

**В. М. Бушуев, В. А. Деминский,
Л. Ф. Захаров, Ю. Д. Козляев,
М. Ф. Колканов**

Электропитание устройств и систем телекоммуникаций

*Рекомендовано УМО по образованию в области
телекоммуникаций в качестве учебного пособия
для студентов высших учебных заведений,
обучающихся по направлению подготовки
дипломированных специалистов
210400 – «Телекоммуникации»*

171747

БИБЛИОТЕКА
Учреждения образования
"Гомельский государственный
технический университет
имени П.О. Сухого" №

Москва
Горячая линия - Телеком
2009

Читальный зал №1

УДК 621.311.6:621.396.6

ББК 31.264.5

Рецензенты: доктор техн. наук, профессор *В. Г. Карташевский*;
канд. техн. наук *В. А. Якушев*

Авторы: *В. М. Бушуев, В. А. Деминский, Л. Ф. Захаров,*
Ю. Д. Козляев, М. Ф. Колканов

Э45 Электропитание устройств и систем телекоммуникаций:
Учебное пособие для вузов / *В. М. Бушуев, В. А. Деминский,*
Л. Ф. Захаров и др. — М.: Горячая линия—Телеком, 2009. —
384 с.: ил.

ISBN 978-5-9912-0077-6.

Рассмотрены вопросы организации электроснабжения предприятий телекоммуникаций и его резервирования. Приведены основные сведения по элементной базе устройств электропитания с учетом последних достижений и тенденций ее развития. Большое внимание при изложении материала 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, выполненных на базе этих устройств. Рассмотрены вопросы организации мониторинга и управления в системах бесперебойного электропитания, а также вопросы надежности этих систем.

Для студентов вузов, изучающих курс электропитание устройств и систем телекоммуникаций, аспирантов и специалистов в области силовой преобразовательной техники и источников электропитания.

ББК 31.264.5

Учебное издание

Бушуев Владимир Михайлович, Деминский Владислав Александрович,
Захаров Леонид Фёдорович, Козляев Юрий Дмитриевич,
Колканов Михаил Фёдорович

Электропитание устройств и систем телекоммуникаций

Учебное пособие

Редактор Ю. Н. Чернышов

Художник В. Г. Ситников

Компьютерная верстка Ю. Н. Чернышова

Подписано в печать 30.10.08. Формат 60×90 1/16. Усл.-печ. л. 27. Тираж 2000 экз.
(1-й зав. 1000 экз.). Изд. № 8077.

Отпечатано с готового оригинал-макета в ООО ПФ «Полиграфист»
160001, г. Вологда, ул. Челюскинцев, 3. Заказ 5312.

ISBN 978-5-9912-0077-6

© *В. М. Бушуев, В. А. Деминский,*

Л. Ф. Захаров, Ю. Д. Козляев, М. Ф. Колканов, 2009

© Оформление издательства «Горячая линия—Телеком», 2009

Предисловие

Источники электропитания, являясь неотъемлемой частью любой инфокоммуникационной системы и любого телекоммуникационного устройства, во многом определяют надежность их функционирования и другие технико-экономические показатели. Развитие средств связи, широкое внедрение компьютерных технологий невозможно без создания высокоэффективных источников электропитания, удовлетворяющих требованиям современных интеллектуальных сетей связи. 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. Вот далеко не полный перечень того, что отличает современные системы электропитания от ранее разработанных и широко применяющихся до настоящего времени.

Разработка и эксплуатация современных устройств и систем электропитания невозможна без изучения и понимания физических процессов, происходящих в них при различных состояниях системы, и методов предупредительного обнаружения неисправностей. Это, в свою очередь, требует глубокого знания основ силовой электроники и умения ориентироваться в ее современных тенденциях, принципах проектирования самих устройств, систем электропитания и систем контроля и управления системами.

При подготовке учебника авторы основное внимание уделяли рассмотрению физических процессов в изучаемых устройствах, тенденций их дальнейшего развития и их взаимодействия в современных системах электропитания.

Главы 1 и 9 написаны доц. В.М. Бушуевым; главы 4 и 10 — доц. В.А. Деминским; глава 5 и раздел 2.3 — доц. Л.Ф. Захаровым; главы 3, 7 и раздел 2.1 — проф. Ю.Д. Козляевым; главы 6, 8 и разделы 1.6 и 2.2 — доц. М.Ф. Колкановым.

Введение

Бурное развитие средств связи, широкое внедрение цифровых методов обработки информации, все увеличивающийся объем передаваемой и обрабатываемой информации предъявляют все более жесткие требования к надежности бесперебойной подачи к аппаратуре телекоммуникаций электрической энергии необходимого качества. Работоспособность любой аппаратуры телекоммуникаций возможна только при условии нормального функционирования систем и устройств электропитания. Широко и успешно применявшиеся в системах электропитания в последние два десятилетия XX века низкочастотные тиристорные выпрямительные устройства в настоящее время повсеместно вытесняются высокочастотными выпрямительными устройствами с бестрансформаторным входом. Поскольку первые не отвечают требованиям современной аппаратуры телекоммуникаций не только по энергетическим и массо-габаритным показателям, но и по динамическим характеристикам, а также по уровню помех, вносимых ими в питающую сеть переменного тока. Применение новых типов мощных высоковольтных полевых транзисторов (MOSFET и IGBT), диодов, конденсаторов и магнитных материалов позволяет осуществлять преобразование энергии в устройствах электропитания (в выпрямителях, инверторах, импульсных стабилизаторах) на частотах в сотни кГц. Повышение частоты преобразования с одновременным отказом от методов «жесткой коммутации» транзисторов, широко применяющихся до настоящего времени при широтно-импульсном управлении этими транзисторами, и переходом к методам «мягкой коммутации» или частотно-импульсным способам управления транзисторами, а также применение технологии поверхностного монтажа позволяют существенно повысить КПД и удельную мощность (мощность на единицу объема или массы) устройств электропитания. Кроме того, применяющиеся для аналоговой аппаратуры связи устройства преобразования энергии, входящие в состав систем электропитания, не приспособлены к требованиям современных систем связи в части контроля, мониторинга и программного управления с центра технической эксплуатации, что затрудняет переход на интеллектуальные сети связи. Поэтому в настоящее время в практике элект-

тропитания широко внедряются процессорный мониторинг и управление не только режимами работы устройств в системах электропитания, но и процессорное управление их работой. В частности, отечественная промышленность начала выпуск так называемых цифровых выпрямителей и инверторов с синусоидальной формой кривой выходного напряжения.

Применение модульного принципа построения систем электропитания с горячим резервированием устройств, выполненных в соответствии с выше упомянутыми принципами, и децентрализация самих систем электропитания требуют новых подходов к их изучению и проектированию.

Основное внимание при изложении материала учебника уделялось физическим принципам работы устройств преобразования энергии, входящих в состав современных источников и систем электропитания устройств телекоммуникаций. Рассмотрены тенденции дальнейшего развития устройств и систем электропитания аппаратуры связи.

Книга предназначена для студентов, обучающихся по направлению 210400 «Телекоммуникации», а также аспирантов и специалистов в области силовой преобразовательной техники и источников электропитания широкого применения.

Список используемых сокращений

АБ	— аккумуляторная батарея
АВР	— автоматическое включение резерва
АТС	— автоматическая телефонная станция
ГРЩ	— главный распределительный щит
ВАХ	— вольт-амперная характеристика
ВВВ	— выпрямитель с бестрансформаторным входом
ДЭС	— дизельная электростанция
КПД	— коэффициент полезного действия
МДС	— магнитодвижущая сила
ИБП	— источник бесперебойного питания
ИН	— инвертор напряжения
КВ	— конвертор вольтодобавочный
ККМ	— корректор коэффициента мощности
КТП	— комплектная трансформаторная подстанция
КУВ	— конвертор унифицированный вольтодобавочный
ЛЭП	— линия электропередачи
ОПН	— одноконтурный преобразователь напряжения
ПЭС	— передвижная электростанция
РЩ	— распределительный щит
САР	— система автоматического регулирования
СПН	— стабилизатор постоянного напряжения
СС	— схема сравнения
СУ	— схема управления
СЭ	— солнечные элементы
СЭП	— система электропитания
ТКН	— температурный коэффициент напряжения
ТММ	— трансформатор малой мощности
ТП	— трансформаторная подстанция
ТЭЦ	— теплоэлектроцентраль
УЭ	— управляющий электрод
УБП	— устройство бесперебойного электропитания
ЭДС	— электродвижущая сила
УПТ	— усилитель постоянного тока
ЭПУ	— электропитающая установка
ЭС	— энергосистема
ЭУ	— электроустановка

Г л а в а 1

Источники электроснабжения предприятий связи

1.1. Понятия об энергосистемах и электрических сетях

Основными источниками электрической энергии (источниками электроснабжения) для большинства предприятий связи являются электрические сети энергосистем. Предприятия связи стремятся по возможности располагать в местах, где они могут быть обеспечены наиболее надёжными и дешевыми источниками электроэнергии, каковыми и являются в настоящее время электрические сети энергосистем.

Под *энергетической системой* (ЭС) понимается совокупность электростанций, электрических и тепловых сетей, соединённых между собой и связанных общностью режимов в непрерывном процессе производства, преобразования, передачи и распределения электрической и тепловой энергии при общем управлении этими режимами.

Электрическая часть энергосистемы — это совокупность электрических станций, электроустановок и электрических сетей энергосистемы. Электрическая часть энергосистемы и питающиеся от нее приемники электрической энергии, объединённые общностью процесса производства, передачи, распределения и потребления электроэнергии, составляют понятие электроэнергетической системы.

Электрической сетью называется совокупность электроустановок для передачи и распределения энергии, состоящая из подстанций, распределительных устройств, воздушных и кабельных линий электропередачи, работающих на определенной территории.

На электростанциях, входящих в состав ЭС, вырабатывается электрическая энергия трехфазного переменного тока промышленной частоты 50 Гц с практически синусоидальной формой кривой напряжения. С целью уменьшения потерь электрической энергии

ее транспортировка от генерирующих станций до места потребления осуществляется по линиям электропередачи (ЛЭП) при высоких уровнях напряжения (110...750 кВ). Предприятия связи, являющиеся для ЭС потребителями электрической энергии, подключаются к ней чаще всего с помощью собственных понижающих трансформаторных подстанций. Качество электрической энергии в точках общего присоединения потребителей к ЭС зависит не только от энергоснабжающей организации, но и от самих потребителей. В общем случае под потребителем электроэнергии понимается электроприемник или группа электроприемников, объединенных технологическим процессом и размещенных на определенной территории.

На рис. 1.1 показан фрагмент ЭС. Кольцевая районная сеть с напряжением 110 кВ получает электроэнергию как от гидроэлектростанции (через повышающую подстанцию, линию электропередачи 220 кВ и понижающую подстанцию), так и от тепловой электростанции через линию электропередачи 110 кВ и повышающую подстанцию. Кроме того, эта районная сеть получает электроэнергию от районной теплоцентрали (ТЭЦ), снабжающей потребителей электрической и тепловой энергией. ТЭЦ включается в районную сеть через повышающую подстанцию.

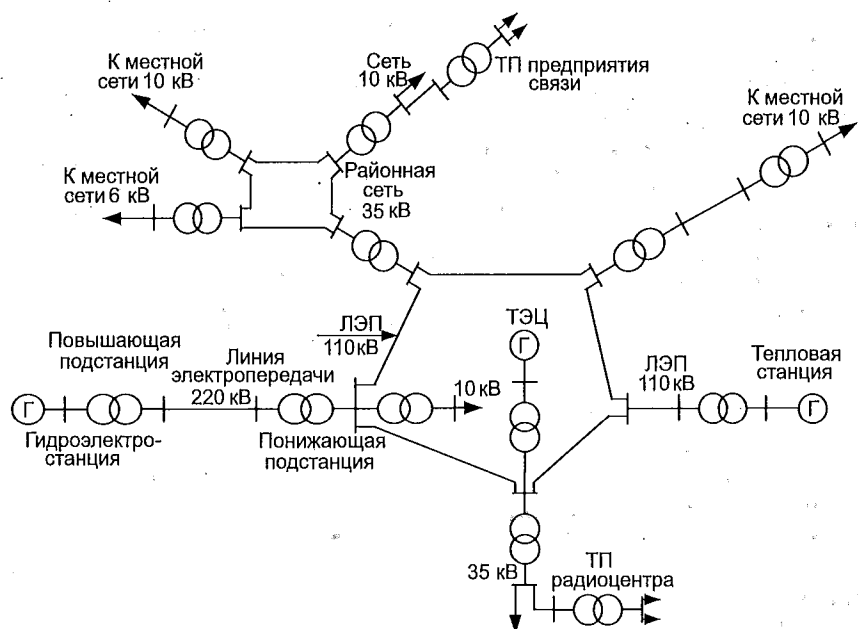


Рис. 1.1. Фрагмент электроэнергетической системы

От районной сети 110 кВ через понижающую подстанцию питается районная сеть 35 кВ, от которой, в свою очередь, через понижающую подстанцию питаются местные сети 10 или 6 кВ.

Предприятия связи могут получать электроэнергию как от местной сети 10 или 6 кВ, так и от районной сети 35 кВ через собственные понижающие трансформаторные подстанции (ТП). Собственные ТП преобразуют с помощью трехфазных трансформаторов, входящих в их состав, электрическую энергию трехфазного переменного тока относительно высокого уровня (6, 10 или 35 кВ) в электрическую энергию трехфазного переменного тока с напряжением 0,4/0,23 кВ (в числителе дроби указывается действующее значение линейного напряжения, а в знаменателе — действующее значение фазного напряжения).

Подача электрической энергии к ТП осуществляется либо по воздушным, либо по кабельным ЛЭП. С ТП через распределительные устройства по воздушным или кабельным линиям электроэнергия поступает непосредственно к потребителям электроустановки (ЭУ) предприятия связи.

1.2. Классификация предприятий связи по надежности электроснабжения

В отношении обеспечения надежности электроснабжения электроприемники предприятий связи разделяются на три категории [1].

К первой категории относятся электроприемники, перерыв в электроснабжении которых может повлечь за собой опасность для жизни людей и потерю важной информации, передаваемой по каналам связи. Из состава электроприемников первой категории выделяется особая группа электроприемников, бесперебойное электроснабжение которых обеспечивает передачу информации, влияющей на ход сложных технологических процессов в области экономики, обороны и здравоохранения людей.

Ко второй категории относятся электроприемники, перерыв в электроснабжении которых может вызвать временные потери в передаче информации, не относящейся к понятию «важной информации», о которой упоминалось выше.

К третьей категории электроприемников относятся остальные, не подпадающие под определение первой и второй категорий. К таким электроприемникам предприятий связи можно отнести светильники наружного освещения, устройства электроотопления и систем горячего водоснабжения, вентиляции вспомогательных помещений.

Конкретный перечень предприятий связи с указанием категорий электроприемников приводится в нормативных документах по проектированию.

Надежность электроснабжения электроприемников первой и второй категорий обеспечивается путем резервирования с помощью независимых источников.

В нормальных режимах работы электроэнергетической системы электроприемники первой категории должны обеспечиваться электроэнергией от двух независимых друг от друга взаимно резервируемых источников, и перерыв в питании электроприемников при нарушении электроснабжения от одного из них допускается только на время работы устройств автоматического ввода резерва.

Для электроснабжения электроприемников особой группы первой категории должен предусматриваться третий независимый источник электроэнергии. Таким источником на предприятиях связи, как правило, служат собственные дизель-генераторные установки и (или) аккумуляторные батареи, реже используются генерирующие шины энергосистемы или местные электростанции.

Упомянутый выше третий независимый источник для электроприемников особой группы может быть применен как второй независимый источник для электроприемников первой и второй категории. Если с помощью резервирования источников электроэнергии нельзя обеспечить бесперебойность электропитания аппаратуры связи, то в состав электроустановок предприятия связи вводятся установки бесперебойного электропитания постоянного или переменного тока.

Применительно к технологическому оборудованию предприятий связи категорийность электроснабжения последних устанавливается ведомственными строительными нормами и, в частности, инструкцией по проектированию электроустановок предприятий и сооружений электросвязи (ВСН 332). В соответствии с ВСН 332 к электроприемникам особой группы первой категории относится технологическое оборудование междугородных телефонных и телеграфных станций, сетевых узлов и узлов коммутации, городских телефонных станций емкостью более 3000 номеров, районных узлов связи, а также регенерационных и усилительных пунктов магистральной первичной сети, включая магистральные тропосферные радиорелейные линии (РРЛ) и РРЛ прямой видимости. К первой категории относятся центральные усилительные станции радиотрансляционных узлов, городские АТС до 3000 номеров и базовые станции подвижной связи. Все остальное технологическое оборудование связи получает электроснабжение по второй категории.

Что касается другого оборудования предприятий связи, то в особую группу выделены светильники аварийного и эвакуационного освещения, в первую категорию — светильники светоограждения антенных опор, электродвигатели пожарных насосов, вентиляции, а также установка внутренней связи, охранной и пожарной сигнализации.

Все остальные электроприемники отнесены ко второй и третьей категориям.

Приведенный выше перечень электроприемников не отражает всего многообразия применяемого на сети связи технологического оборудования, но тем не менее позволяет оценить требования, предъявляемые к надежности электроснабжения предприятий связи.

1.3. Качество электроэнергии

Нормы качества электроэнергии, поставляемой потребителям, устанавливаются в так называемой точке общего присоединения, т.е. в точке электрической сети общего назначения, электрически ближайшей к сетям рассматриваемого потребителя, к которой присоединены или могут быть присоединены электрические сети других потребителей.

Следовательно, качество электроэнергии в точке общего присоединения зависит от качества поставляемой электроэнергии и характера потребления питаемых электроприемников. Качество электроэнергии у потребителей, присоединенных к системам электроснабжения общего назначения, регламентируется государственным стандартом ГОСТ 13109 [2]. Нормы, установленные этим стандартом, являются теми уровнями, при которых обеспечивается электромагнитная совместимость электрических систем общего назначения и электрических сетей потребителей электроэнергии. Эти нормы являются обязательными во всех режимах работы системы электроснабжения, кроме режимов, вызванных стихийными бедствиями и непредвиденными ситуациями со стороны, не являющейся энергоснабжающей организацией и потребителем.

Стандартом [2] устанавливаются показатели качества электроэнергии, нормы, которым должны соответствовать эти показатели, и методы оценки соответствия показателей указанным нормам. В приложении к стандарту указываются наиболее вероятные виновники ухудшения показателей качества электроэнергии. Например, энергоснабжающая организация может отрицательно влиять на отклонения напряжения, так как основными причинами, вызывающими недопустимые отклонения и колебания напряжения, являются низкий уро-

вень эксплуатации электрических сетей и электроустановок, перегрузка сетей низкого напряжения, а также отсутствие местного регулирования. Энергоснабжающая организация также влияет на отклонения частоты, длительность провалов и импульсные напряжения.

Потребители электроэнергии заметным образом могут оказывать негативное влияние на несимметрию напряжения, искажение формы кривой напряжения и размах напряжения. Несимметричным режимом работы системы электроснабжения называется такой режим, при котором условия работы одной или всех фаз сети оказываются неодинаковыми. Различают кратковременные и длительные несимметричные режимы. Кратковременная несимметрия обычно связана с аварийными процессами, такими как короткие замыкания, обрывы проводов линий электропередач с замыканием на землю и другие аналогичные процессы, которые, как правило, устраняются в результате срабатывания соответствующих устройств защиты. Длительная несимметрия возникает при подключении к системе электроснабжения несимметричных приемников, например осветительных приборов, различных однофазных установок, в том числе электровозов переменного тока. Несимметрия междуфазных напряжений (токов), определяется только наличием напряжения обратной последовательности, несимметрия фазных напряжений — напряжениями (токами) нулевой и обратной последовательностей. Следует отметить, что токи нулевой последовательности существуют, как правило, в сетях с напряжением выше 1000 В, работающих с глухозаземленной нейтралью, и распределительных сетях напряжением до 1000 В. В трехфазных сетях без нулевого провода эти токи отсутствуют.

Искажения формы кривой напряжения в основном определяются наличием в нагрузке таких устройств, как вентильные преобразователи, дуговые электропечи и сварочные агрегаты и другие подобные устройства. В сетях появляются токи высших гармоник, которые приводят к потерям в обмотках трансформаторов и двигателей, распределительных сетях, искажают работу измерительных приборов и средств телекоммуникаций, Большую опасность представляют токи, протекающие в нулевом проводе трехфазной сети.

В качестве примера рассмотрим процессы в трехфазной сети, если в ней протекают несинусоидальные токи, обусловленные нелинейными нагрузками. В этом случае величина тока в нулевом проводе достигает величин, которые превышают токи в фазах, причем преобладают токи третьей гармоники. В отечественных силовых трехфазных кабелях нейтральный провод имеет меньшее сечение, чем фазные. Например, если фазные провода имеют сечение 25 или 35

мм², то нулевой — 16 мм². Таким образом возникает опасность перегрева нейтрального провода, что опасно.

Показатель качества «отклонение напряжения» характеризуется значениями отклонения напряжения относительно номинального в точках присоединения потребителей электрической энергии к электрическим сетям с номинальным напряжением 380 В и выше. Величины отклонения устанавливаются в договорах на пользование электроэнергией между снабжающей организацией и потребителем с учетом необходимости выполнения норм стандарта ГОСТ 13109. В соответствии с этим стандартом нормальные и предельно допустимые значения *отклонения напряжения* на выводах приемников электрической энергии составляют ± 5 и ± 10 % соответственно.

Несинусоидальность напряжения характеризуется *коэффициентом искажения синусоидальности кривой напряжения* и *коэффициентом n -й гармонической составляющей напряжения*. Коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения определяется непосредственными измерениями и нормируется в зависимости от величины номинального напряжения в электрических сетях. Например, нормально допустимое значение этого коэффициента при номинальном напряжении сети 380 В — не более 8 %, а предельно допустимое — не более 12 %. При номинальном напряжении 35 кВ — 4 и 6 % соответственно. Коэффициент n -й гармонической составляющей напряжения определяется также непосредственными измерениями гармонических составляющих линейных или фазных напряжений и подсчитывается по формуле

$$K_{U(n)} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (K_{U(n)i})^2},$$

где $K_{U(n)i} = U_{(n)i}/U_{(1)i}$; $U_{(n)i}$ — действующее значение n -й гармоники при i -м испытании (измерении); $U_{(1)i}$ — действующее значение первой гармоники (основная частота); N — число испытаний (не менее 9).

Несимметрия напряжений характеризуется *коэффициентом несимметрии напряжений по обратной последовательности* K_{2U} и *коэффициентом несимметрии по нулевой последовательности* K_{0U} . Эти коэффициенты вычисляются по формулам

$$K_{2U} = 0,62 \frac{U_1 - U_2}{U_3} \cdot 100, \quad K_{0U} = 0,62 \frac{U_4 - U_5}{U_6} \cdot 100,$$

где U_1 — наибольшее действующее значение междуфазного напряжения; U_2 — наименьшее действующее значение междуфазного напряжения; U_3 — номинальное действующее значение междуфазного на-

пряжения; U_4 — наибольшее действующее значение фазного напряжения; U_5 — наименьшее действующее значение фазного напряжения; U_6 — номинальное действующее значение фазного напряжения.

Нормально и предельно допустимые значения коэффициентов несимметрии напряжения по обратной последовательности в точках общего присоединения к электрическим сетям равны 2 и 4 % соответственно. Для коэффициентов несимметрии по нулевой последовательности величины составляют также 2 и 4 % соответственно.

Провал напряжения характеризуется показателем *длительности провала*. Предельно допустимое значение длительности провала в электрических сетях с напряжением до 20 кВ включительно равно 30 с. Длительность автоматически устраняемого провала напряжения в любой точке присоединения определяется выдержками времени релейной защиты и автоматики.

Импульс напряжения характеризуется показателями импульсного напряжения, значения которых зависят от типов ЛЭП, точек подключения и номинального значения напряжения сети. Показатели грозовых и коммутационных импульсных напряжений, возникающих в электрических сетях, приведены в [2].

1.4. Заземление оборудования электроустановки и меры защиты

На предприятиях связи оборудование электроустановки соединяется с источником электроснабжения и с аппаратурой связи при помощи систем заземления типов TN-S и IT в соответствии с табл. 1.1, где первая буква (Т) обозначает заземленную нейтраль источника электроэнергии, а буква I — изолированную нейтраль. Вторая буква (N) обозначает, что открытые проводящие части электроустановки присоединены к глухозаземленной нейтрали источника, а вторая буква Т — открытые проводящие части заземлены, независимо от подключения к земле нейтрали источника. Буква S говорит о том, что нулевой рабочий и защитный проводники разделены.

На рис. 1.2 показана схема соединения системы TN-S.

На рис. 1.3 показана схема соединения системы IT, в которой открытые проводящие части электроустановки заземлены. Нейтраль источника изолирована от земли или заземлена через большое сопротивление.

Целесообразно дать определение применяемых терминов [1].

Глухозаземленная нейтраль — нейтраль генератора или трансформатора, присоединенная непосредственно к заземляющему устройству. Глухозаземленным может быть также вывод источника или

Таблица 1.1

Место размещения электроустановки	Вид оборудования	Тип системы заземления, нейтрали для соединения	
		с источником электроснабжения	с аппаратурой связи
Гражданские сооружения	Устройства бесперебойного питания (УБП) постоянного тока УБП переменного тока Прочее оборудование электроустановки	TN-S	TN-S
		TN-S	IT
		TN-S	—
Крупногабаритные контейнеры (цистерны)	УБП постоянного тока	IT	IT
	Прочее оборудование электроустановки	TN-S	—

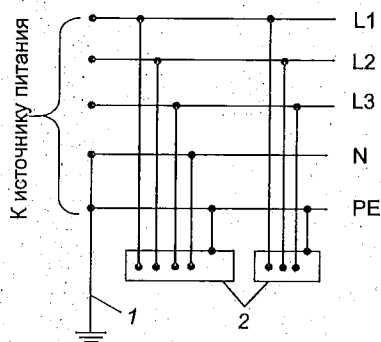


Рис. 1.2. Система TN-S переменного тока: 1 — заземлитель нейтрали источника переменного тока; 2 — открытые проводящие части; PE — защитный проводник; N — нулевой рабочий (нейтральный) проводник

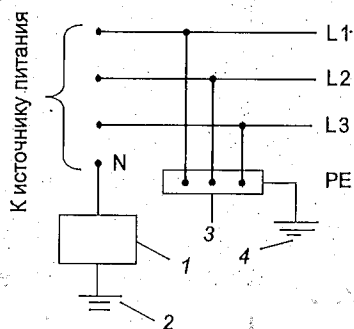


Рис. 1.3. Система IT переменного тока: 1 — сопротивление заземления нейтрали источника; 2 — заземлитель; 3 — открытые проводящие части; 4 — заземляющее устройство электроустановки

полюс источника постоянного тока в двухпроводных сетях, а также средняя точка в трехпроводных сетях постоянного тока.

Изолированная нейтраль — нейтраль генератора или трансформатора, не присоединенная к заземляющему устройству или присоединенная к нему через большое сопротивление приборов сигнализации, измерения, защиты.

Открытая проводящая часть — доступная прикосновению проводящая часть электроустановки, нормально не находящаяся под напряжением, но которая может оказаться под напряжением при повреждении основной изоляции.

Заземлитель — проводящая часть или совокупность соединенных между собой проводящих частей, находящихся в электрическом контакте с землей непосредственно или через промежуточную проводящую среду.

Защитный проводник (РЕ) — проводник, предназначенный для целей электробезопасности.

Нулевой рабочий (нейтральный) проводник (N) — проводник в электроустановках до 1000 В, предназначенный для питания электроприемников и соединенный с глухозаземленной нейтралью генератора или трансформатора в сетях трехфазного тока, с глухозаземленным выводом источника однофазного тока, с глухозаземленной точкой источника в сетях постоянного тока.

Совмещенный нулевой защитный и нулевой рабочий (PEN) проводник — проводник в электроустановках напряжением до 1000 В, совмещающий функции нулевого защитного и нулевого рабочего проводников.

Примером системы с совмещенным (PEN) проводником служит система TN-C-S, в обозначении которой буква С говорит о том, что в системе TN функции защитного и нулевого рабочего совмещены в одном проводнике в какой либо ее части, начиная от источника питания, а далее в схеме защитный и нулевой проводники выполняются самостоятельной проводкой.

При применении на предприятии связи системы заземления нейтрали типа TN-S должен быть предусмотрен следующий комплекс мер безопасности:

- уравнивание потенциалов;
- зануление корпусов оборудования;
- установка аппаратов защиты от сверхтока, с временем автоматического отключения не более 0,4 с;
- дополнительная защита от поражения электрическим током посредством устройства защитного отключения (УЗО) на ток срабатывания 30 мА.

При применении на предприятиях связи системы заземления нейтрали типа IT должен быть предусмотрен следующий комплекс мер безопасности:

- уравнивание потенциалов;
- заземление корпусов оборудования;
- установка аппаратов защиты от сверхтока с временем отключения не более 0,4 с;
- защита от пробоя изоляции силовых трансформаторов при помощи пробивного предохранителя;

- непрерывный автоматический контроль сопротивления изоляции;
- выработка предупредительного сигнала о недопустимом снижении сопротивления изоляции с возможностью его трансляции в цепи телеконтроля.

Переходное сопротивление между клеммой заземления и корпусом любого изделия, входящего в состав электроустановки, не должно превышать 0,1 Ом.

Под уравниванием потенциалов понимается электрическое соединение проводящих частей для достижения равенства их потенциалов. Эта мера применяется для защиты от поражения электрическим током в случае повреждения изоляции, причем она может применяться как в отдельности, так и в сочетании с другими мерами защиты.

Основным назначением устройства защитного отключения (УЗО) является дополнительная защита от поражения электрическим током путем отключения защищаемой цепи от источника в случае появления в ней чрезмерного тока утечки. УЗО подразделяются на дифференциальные выключатели общего типа и селективные дифференциальные выключатели, последние характеризуются параметром «время неотключения», т.е. минимальным временем, за которое дифференциальный выключатель не должен сработать при протекании через него отключающего тока утечки. Схемы включения УЗО в однофазной системе показана на рис. 1.4.

Схема рис. 1.4,а работает следующим образом. В нормальном режиме работы ток I_1 равен току I_2 , поэтому УЗО не срабатывает. В случае снижения сопротивления в цепи по отношению к земле, появляется ток утечки, который будет равен разности токов I_1 и I_2 , и измерительный элемент УЗО дает команду на отключение защищаемой цепи, если разностный ток (утечки) будет больше заданного значения.

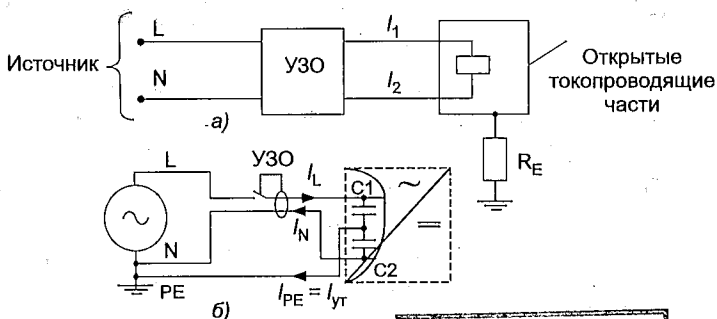


Рис. 1.4. Схемы включения УЗО

В зависимости от условий работы электроустановки подбирается пороговый ток срабатывания УЗО, который может изменяться от единиц до сотен миллиампер. Так, при использовании УЗО в качестве средства дополнительной защиты человека при работе его в особо опасных условиях ток отключения выбирается равным 6...10 мА, при работе в более благоприятных условиях для защиты от прямого прикосновения к проводящей части рекомендуется применение УЗО с током не более 30 мА. Для специальных цепей выпускается УЗО с током отключения до 500 мА. Следует подчеркнуть, что УЗО не ограничивает значение тока утечки, а ограничивает время протекания тока, если он превышает заданное номинальное значение для данного конкретного УЗО. Требованиями Правил устройства электроустановок диктуется необходимость применения УЗО в групповых розеточных сетях. Однако подключение к таким сетям персональных компьютеров или выпрямителей с бестрансформаторным входом, имеющих в своем составе входные помехоподавляющие фильтры — фильтры радиопомех (см. главу 8), без учета их специфики может приводить к ложным срабатываниям УЗО и отключениям нагрузки. Действительно, первыми элементами фильтра радиопомех являются, как показано на рис. 1.4, б, конденсаторы C_1 и C_2 , общая точка которых соединяется с корпусом устройства. В результате токи фазного I_L и нейтрального I_N проводников отличаются друг от друга на значение тока I_{PE} , протекающего через защитный проводник PE. Значение тока I_{PE} , являющегося для УЗО током утечки, при неизменных параметрах источника питания зависит от емкости конденсаторов и количества устройств, подключенных к розеточной сети. В [57] предлагается принимать значение этого тока $I_{PE} = I_{ут}$ равным 2...3 мА на одно устройство.

1.5. Трансформаторные подстанции.

Автоматическое резервирование

Функции трансформаторной подстанции сводятся к приему высокого напряжения, подводимого с помощью линий электропередачи, преобразованию его в низкое напряжение 380/220, защите оборудования подстанции и распределению электроэнергии. Как правило, на предприятиях связи применяются подстанции закрытого типа, которые могут встраиваться в основное здание или располагаться в отдельном строении. Для подстанций применяется типовое оборудование, выпускаемое промышленностью. К этому оборудованию относятся понижающие трансформаторы, высоковольтные выключатели

или высоковольтные разъединители, высоковольтные предохранители, измерительные трансформаторы, разрядники для защиты воздушных вводов аппаратуры и приборы низкого напряжения.

Высоковольтные выключатели применяются для включения и отключения высоковольтных цепей. Выключатели могут срабатывать автоматически и имеют ручной привод. Для напряжений 6 и 10 кВ наибольшее распространение получили масляные выключатели, у которых размыкаемые контакты помещены в трансформаторное масло. Сочетание выбора момента размыкания контактов при переходе мгновенного значения тока через нуль и помещение контактов в масло позволяет разрывать высоковольтную цепь при больших токах. На практике применяются различные конструкции масляных выключателей, которые выбираются при конкретном проектировании. Высоковольтные разъединители представляют собой рубильники, смонтированные на высоковольтных изоляторах. Разъединители служат для обесточивания цепи при проведении работ на электрооборудовании. Пользоваться разъединителями можно только при снятой нагрузке.

Высоковольтные предохранители предназначены для защиты от коротких замыканий и перегрузок силовых цепей. Предохранители делаются закрытого типа с наполнением, чтобы при его сгорании ограничить распыл металла.

Понижающие силовые трансформаторы предназначены для понижения напряжения. Как правило, схема вторичной обмотки трансформатора выполнена в виде звезды с выводом нулевой точки. Конструктивное исполнение понижающих трансформаторов может быть различным.

Измерительные трансформаторы выполняют функции трансформации измеряемой величины и разделения высоковольтных и низковольтных цепей. Первичные обмотки трансформаторов выполняются в высоковольтном исполнении, а вторичные — в низковольтном. В целях безопасности вторичные обмотки измерительных трансформаторов обычно заземляются.

Пример схемы организаций понижающей подстанции для потребителей особой группы первой категории показан на рис. 1.5. К подстанции подводятся две высоковольтные линии (ВЛ), которые через разъединители Q2 и Q8 поступают на шины 10 кВ. Шины между собой могут соединяться разъединителями Q6, Q7. Через разъединители Q3, Q10 и предохранители F1, F2 к шинам подсоединяются понижающие трансформаторы T1, T2. Вторичные обмотки трансформаторов через автоматические выключатели Q5, Q12 подключа-

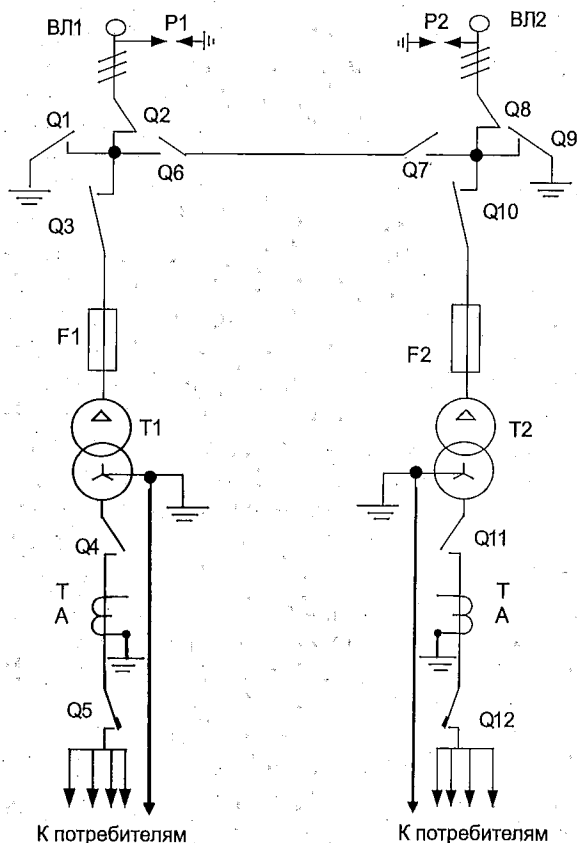


Рис. 1.5. Схема организации понижающей подстанции для питания ответственных потребителей

ются к шинам низкого напряжения. Разъединители Q1, Q9 служат для заземления шин в случае проведения ремонтных работ.

Оборудование комплектных подстанций, как правило, располагается в отдельных камерах, изготавливаемых в заводских условиях. Корпуса камер выполняются из листовой стали. Внутри камеры размещаются коммутационная аппаратура, приборы защиты, измерения и сигнализации и делается монтаж цепей. В комплект заводской поставки входят шины.

Трансформаторные подстанции с напряжением 10 (6) кВ, которые на предприятий связи размещаются отдельно от зданий предприятия, как правило, устанавливаются на открытых площадках. Открыто установленные на охраняемых территориях трансформатор-

ры и распределительные устройства должны ограждаться забором. Закрытые подстанции и комплектные трансформаторные подстанции (КТП), располагаемые на охраняемых территориях предприятия связи, могут не ограждаться.

Оборудование трансформаторных подстанций может встраиваться в здания предприятия связи с принятием особых мер против попадания влаги. Каждый масляный трансформатор должен устанавливаться в специально оборудованной камере. Распределительные устройства должны иметь выход наружу или в другие помещения с негорючими стенами и перекрытиями.

Нормативными документами предусматривается осуществлять электроснабжение потребителей особой группы первой категории от двух и более источников электроэнергии. Следовательно, возникает необходимость в устройствах, которые могут автоматически подключать нагрузку к любому исправному источнику. Такие устройства получили название устройств автоматического включения резерва (АВР).

Основные требования, которым должны отвечать АВР, можно сформулировать следующим образом. АВР должны иметь:

- установку величины контролируемого напряжения;
- контроль правильности чередования фаз;
- возможность установки приоритета любого из входов, включая управление дизель-генераторной станцией;
- индикацию режима работы и состояния входов АВР;
- защиту источников от перегрузок и коротких замыканий;
- механическую и электронную блокировки переключающих контакторов.

На предприятиях связи установка АВР производится на стороне низкого напряжения. Простейшая схема электроснабжения с применением АВР показана на рис. 1.6.

В нормальном режиме работы нагрузки получают питание от ввода переменного тока внешней сети. Если во внешней сети пропадает электроэнергия, то размыкается контакт К1 и замыкается контакт К2. Одновременно с этим выдается команда на запуск дизель генераторной электростанции, которая замещает поврежденную внешнюю сеть. При восстановлении напряжения на вводе внешней сети контакт К2 размыкается, контакт К1 замыкается, нагрузка вновь получает питание от сети, и АДЭС останавливается.

При использовании АВР должны быть приняты меры, исключающие возможность замыкания между собой двух независимых источников друг на друга, причем блокировка может быть как электрической, так и механической.

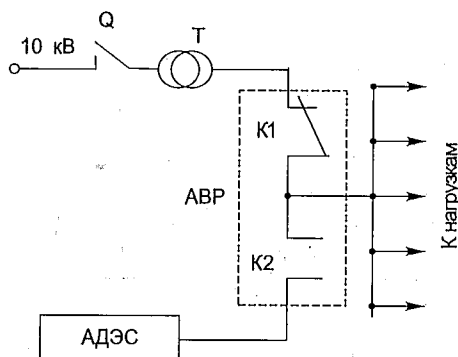


Рис. 1.6. Пример схемы электроснабжения с применением АВР

Пример реализации схемы АВР с применением электромеханических устройств показан на рис. 1.7. Схема позволяет подключать нагрузки к любому из двух источников, имеющихся в электроустановке предприятия связи. Предположим, что от двух источников электроснабжения (ввод 1, ввод 2) подается напряжение требуемого качества. В этом случае контакты реле контроля напряжения K1, K2 и K3 замкнуты и обмотка контактора K4 находится под напряжением. Нагрузки через контакты K4 питаются от первого источника (ввод 1). Нормально замкнутые контакты реле контроля напряжения и нормально замкнутый блок-контакт контактора K4, включенные в цепь обмотки контактора K5, разомкнуты и обмотка этого контактора обесточена. При отключении напряжения любой из фаз источника 1 отпускает соответствующее реле контроля напряжения, обесточивается обмотка контактора K4 и его контакты размыкаются. После отпускания реле контроля напряжения его нормально замкнутые контакты через блок-контакт контактора K4 подают напряжение на обмотку контактора K5 и его контакты подключают нагрузку ко второму источнику.

Суммарное время переключения нагрузки может достигать 0,6...0,8 с. Устройство требует регулировки и чистки контактов, обладает сравнительно невысокой надежностью. В настоящее время на объектах связи широко внедряются устройства АВР, реализованные на автоматических выключателях с приводом, управление которыми осуществляется специализированными контроллерами. В устройствах бесперебойного электропитания переменным током — UPS (см. гл. 9) широко применяются полупроводниковые АВР (статические байпасы), характеризующиеся большим быстродействием и более высокой надежностью. Такие АВР реализуются на тиристорах, управ-

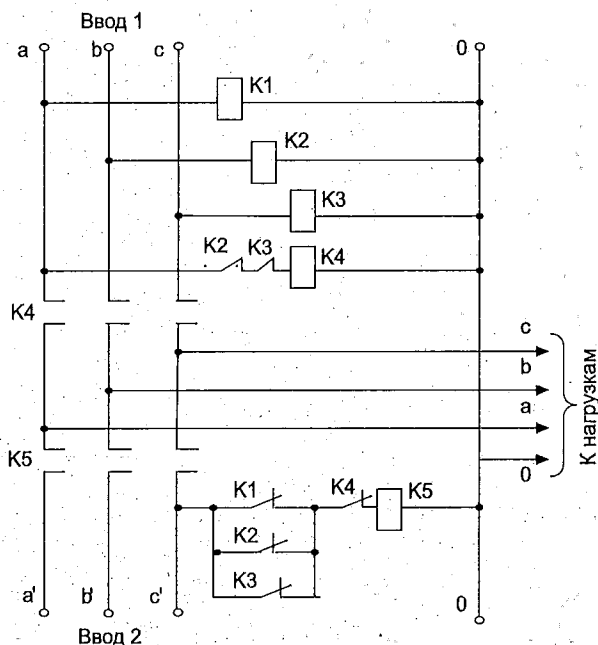


Рис. 1.7. Пример схемы АВР на основе электромеханических устройств

ление которыми осуществляется транзисторами и микроконтроллерами. На рис. 1.8 показан пример схемы полупроводникового АВР. Переключающими элементами АВР служат пары встречно-параллельных тиристоров. Управление тиристорами осуществляется от специальной управляющей схемы (УУ). Так как АВР по принципу действия являются коммутаторами со свободным (естественным) спаданием тока через тиристорные ключи при прекращении подачи на них управляющих импульсов, то их также называют тиристорными коммутаторами с естественной коммутацией (ТКЕ).

В нормальных условиях питание нагрузки производится от основного источника через пары VS1-VS2, VS3-VS4, VS5-VS6. При отклонении напряжения основного источника за установленные пределы, контролируемые датчиками Д1-Д3, устройство управления УУ прерывает подачу импульсов управления на тиристоры ключей основного источника и в момент прохождения мгновенного значения тока через ноль, тиристоры закрываются. Устройство управления начинает выдавать импульсы управления на ключи VS7-VS12, подключающие нагрузку к резервному источнику. При срабатывании АВР время пропадания напряжения на нагрузке не превышает: по

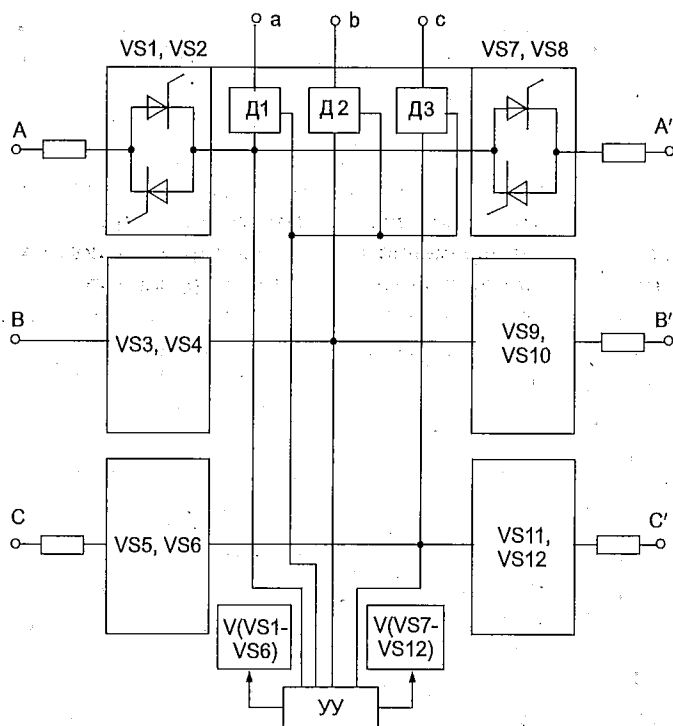


Рис. 1.8. Схема полупроводникового АБР с естественной коммутацией тока

трем фазам — 3 мс, по одной фазе — 10 мс. В устройстве предусмотрена выдержка времени на срабатывание до 1 с, если отклонения контролируемого напряжения лежат в пределах от $+10/-15\%$ до $\pm 25\%$ номинального значения. Полупроводниковые АБР выполняются на токи 50 и 100 А; потери мощности не превышают 3 %.

Для автоматического отключения нагрузки при недопустимых отклонениях напряжения или тока применяются отключающие устройства типа ТКИ, представляющие собой тиристорные контакторы с искусственной коммутацией тириستоров.

Структурная схема устройства показана на рис. 1.9. В его состав входят трехфазный тиристорный ключ К, схема контроля напряжения и тока нагрузки СК, схема управления СУ тиристорным ключом и вспомогательное зарядное устройство ЗУ.

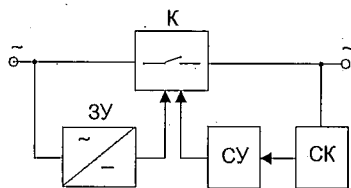


Рис. 1.9. Структурная схема ТКИ

Схема работает следующим образом. Если напряжение находится в заданных пределах, то схема управления СУ выдает на трехфазный ключ К импульсы, которые поочередно открывают тиристоры и напряжение поступает в нагрузку. Как только напряжение на нагрузке выходит за допустимые пределы, схема управления дает команду на разряд конденсаторов, которые входят в состав ключа К, в результате чего проводящие в этот момент тиристоры ключа К закрываются. Одновременно с этим блокируется подача управляющих импульсов на другие тиристоры и нагрузка отключается от источника. В устройстве предусмотрена выдержка времени, чтобы не было срабатываний от кратковременных импульсов перенапряжения, амплитуды которых лежат в пределах до 25 % от допустимых значений. Время отключения нагрузки не более 1 мс.

1.6. Аккумуляторы

Аккумуляторы, представляющие собой приборы многократного действия, находят самое широкое применение в электроустановках предприятий телекоммуникаций, прежде всего для реализации систем бесперебойной подачи электрической энергии постоянного и переменного тока к аппаратуре. При этом они не только во многом определяют стоимость оборудования и надежность работы ЭПУ, но и, как правило, определяют уровень выходного напряжения ЭПУ постоянного тока во всех режимах ее функционирования.

В простейшем случае аккумулятор представляет собой два электрода различной природы, ионная проводимость между которыми обеспечивается электролитом. Обычно электроды представляют собой металлические каркасы, на которые наносятся активные вещества, непосредственно участвующие в электрохимической реакции. При подключении нагрузки между электродами (разряде аккумулятора) химическая энергия активных веществ, входящих в состав электродов преобразуется в электрическую энергию, а сами активные вещества при этом превращаются в продукты разряда. Для того чтобы электрохимическая реакция при разряде аккумулятора проходила успешно, активное вещество одного из электродов (отрицательного) выполняется из металлов, атомы которых легко отдают электроны со своей внешней орбиты (свинец Pb, кадмий Cd, литий Li и др.). Активное вещество другого электрода (положительного) должно обеспечивать свободное поглощение этих электронов. При заряде аккумулятора подводимая от внешнего источника электрическая энергия в основном расходуется на регенерацию продуктов разряда. В ЭПУ и устройствах электропитания телекоммуникационной

аппаратуры наиболее часто применяются кислотные аккумуляторы, электролитом в которых является водный раствор серной кислоты (в жидком или связанном виде). В отдельных случаях находят применение щелочные никель-кадмиевые или никель-металлогидридные аккумуляторы. Кроме того, в последнее время все шире применяются литиевые аккумуляторы. Каждый из перечисленных типов аккумуляторов имеет свои достоинства и недостатки.

Любой аккумулятор характеризуется рядом электрических и эксплуатационных параметров. Основные параметры аккумуляторов:

- номинальная емкость ($C_{\text{ном}}$) — количество электричества, которое может быть получено от предварительно заряженного на 100 % аккумулятора при номинальном значении разрядного тока, номинальной температуре окружающей среды и заданном конечном разрядном напряжении на зажимах аккумулятора. $C_{\text{ном}}$ измеряется в ампер-часах (А·ч);
- номинальное напряжение ($U_{\text{ном}}$), представляющее собой условную среднюю величину напряжения на зажимах аккумулятора при его разряде в номинальном режиме, оговоренном техническими условиями;
- номинальный ток разряда ($I_{\text{р ном}}$). Значение этого тока обычно указывается в долях от номинальной емкости;
- внутреннее сопротивление аккумулятора. Значение этого сопротивления указывается в миллиомах;
- срок службы аккумулятора (при его эксплуатации в режиме непрерывного подзаряда) или допустимое число циклов заряд-разряд. При условии нормальной эксплуатации в конце срока службы (после гарантированного числа циклов заряд-разряд) аккумулятор должен отдавать не менее 80 % своей номинальной емкости.

Кроме перечисленных выше параметров при выборе аккумуляторов для конкретного применения в устройствах электропитания представляют интерес его массогабаритные, конструктивные и стоимостные параметры, возможность установки в аппаратных стойках и на стеллажах и т.д.

1.6.1. Свинцово-кислотные аккумуляторы

К достоинствам свинцово-кислотных (кислотных) по сравнению, например, со щелочными никель-кадмиевыми аккумуляторами следует отнести прежде всего минимальную цену, достаточно узкие пределы изменения напряжения и малое значение внутреннего сопротивления. Ниже приведена стоимость 1 Вт·час энергии, получаемой от

некоторых типов щелочных аккумуляторов, относительно стоимости свинцово-кислотных аккумуляторов [5].

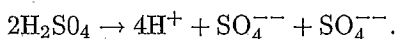
Тип аккумулятора	Относительная стоимость 1 Вт·час энергии аккумуляторов
Свинцово-кислотный	1
Кадмиево-никелевый (ламельный)	3
Кадмиево-никелевый (безламельный)	13
Железо-никелевый	2
Серебряно-цинковый	15

В настоящее время на стационарных предприятиях связи широко применяются аккумуляторные батареи, составленные либо из малообслуживаемых свинцово-кислотных аккумуляторов, которые часто называют также классическими или кислотными аккумуляторами закрытого типа, либо из необслуживаемых свинцово-кислотных аккумуляторов, которые часто называют герметизированными кислотными аккумуляторами. Необслуживаемые свинцово-кислотные аккумуляторы иногда в литературе ошибочно называют герметичными кислотными аккумуляторами [5].

В аккумуляторах закрытого типа электролит, представляющий собой водный раствор серной кислоты, находится в жидком состоянии, тогда как в герметизированных аккумуляторах электролит находится в так называемом связанном состоянии.

Устройство и принцип действия кислотных аккумуляторов. Простейший классический свинцово-кислотный аккумулятор представляет собой сосуд, выполненный из кислотоупорного материала и заполненный водным раствором серной кислоты (электролитом), в который помещены два электрода (две пластины). Каждый из электродов представляет собой металлическую решетку, на которую наносится активная масса, участвующая в электрохимических процессах происходящих в аккумуляторе при его заряде и разряде. Металлическая решетка имеет выводы, с помощью которых обеспечивается подключение к электродам источника энергии (при заряде аккумулятора) или нагрузки (при разряде аккумулятора). Активным материалом одного из электродов полностью заряженного аккумулятора является чистый свинец Pb (отрицательный электрод), тогда как активным материалом второго электрода является диоксид свинца PbO₂.

В водном растворе часть молекул серной кислоты (H₂SO₄) распадается на положительные ионы водорода (протоны) H⁺ и отрицательные ионы кислотного остатка SO₄²⁻:



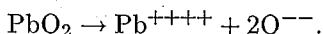
Точно также часть молекул воды (H_2O) распадается на положительные ионы водорода и отрицательные ионы кислорода O^{--} :



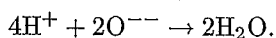
Причем в целом раствор (электролит) остается электрически нейтральным.

Если в электролит погрузить электрод, активная масса которого представляет собой чистый свинец Pb , то часть атомов свинца, легко теряя по два электрона ($2e^-$) со своей внешней орбиты, превращаются в положительные ионы свинца Pb^{++} , которые вступают в реакцию с отрицательными ионами кислотного остатка SO_4^{--} , образуя нейтральные молекулы сульфата свинца PbSO_4 , оседающие на поверхности пластины. При этом в электролите повышается концентрация положительных ионов водорода, что затрудняет дальнейшее образование положительных ионов свинца. Сам электрод, ввиду избытка электронов, заряжается отрицательно относительно электролита. Значение отрицательного потенциала этого электрода зависит от плотности электролита и его температуры.

Если теперь в электролит погрузить второй электрод, активная масса которого представляет собой двуокись (диоксид) свинца PbO_2 , то ввиду повышенной концентрации в электролите ионов водорода двуокись свинца будет частично распадаться на положительные четырехвалентные ионы свинца Pb^{++++} и отрицательные ионы кислорода O^{--} .



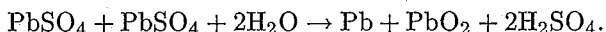
Четырехвалентные ионы свинца, присоединяя на свою внешнюю орбиту по два электрона пластины, переходят в двухвалентные ионы Pb^{++} . Последние вступают в реакцию с кислотным остатком SO_4^{--} , образуя нейтральные молекулы PbSO_4 , оседающие на пластине. Сама пластина ввиду недостатка электронов заряжается положительно. ЭДС такого простейшего аккумулятора определяется как разность потенциалов между положительной и отрицательной пластинами (электродами). В результате сульфатации положительного и отрицательного электродов (оседания на поверхности пластин сульфата свинца PbSO_4) плотность электролита уменьшается. Этому также способствует и образование молекул воды в результате реакции между положительными ионами водорода и отрицательными ионами кислорода:



Рассмотренный процесс по существу имеет место в сухозаряженном аккумуляторе после заливки в него электролита. Считается, что если через два часа после заливки электролитом плотность уменьшится не более чем на 0,02 кг/л, а температура электролита повысится не более чем на 5 °С, то такой аккумулятор способен без заряда отдать не менее 80 % своей номинальной емкости.

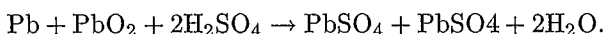
Процесс заряда или дозаряда аккумулятора заключается в превращении молекул сульфата свинца на отрицательном электроде в чистый свинец и молекул сульфата свинца на положительном электроде в двуокись свинца. Следовательно, при заряде аккумулятора энергия источника расходуется на восстановление активной массы электродов и повышение плотности электролита. При этом температура электролита повышается.

Общая электрохимическая реакция при заряде имеет вид



При заряде свинцово-кислотного, как и любого другого аккумулятора с водным раствором электролита, имеют место побочные процессы выделения газов. Выделение кислорода на положительном электроде связано с тем что уже при заряженности аккумулятора на 50...80 % отрицательные ионы кислорода начинают отдавать под действием источника энергии по два электрона, превращаясь при этом в атомы кислорода. Поэтому для получения полной разрядной емкости при заряде аккумулятору необходимо обеспечить перезаряд на 10...20 % [6]. Выделение водорода на отрицательном электроде начинается практически уже после восстановления активной массы этого электрода. Перезаряд сопровождается значительным выделением водорода на отрицательном электроде и кислорода — на положительном. Для уменьшения вероятности выделения водорода: уменьшают содержание сурьмы в свинцово-сурьмяном сплаве металлической решетки отрицательного электрода, используют для решетки сплавы свинца с другими материалами, применяют металлические решетки из тянутой меди, а также увеличивают количество активной массы этого электрода по сравнению с количеством активной массы положительного электрода. В последнем случае при полном восстановлении активной массы положительного электрода часть активной массы отрицательного электрода остается не восстановленной, что и исключает выделение водорода.

Общая электрохимическая реакция при разряде имеет вид

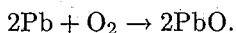


Свинцово-кислотные аккумуляторы выпускаются либо в виде отдельных элементов с номинальным напряжением равным 2,0 В, либо в виде моноблоков. В последнем случае один общий корпус содержит несколько элементов (чаще всего 3 или 6 элементов), выводы которых соединяются между собой последовательно, так что напряжение на выходных зажимах моноблока равно сумме напряжений элементов, входящих в его состав. Обычно аккумуляторы выпускаются в виде моноблоков при относительно небольшом значении его номинальной емкости, не превышающей, как правило, нескольких сот ампер-часов. Герметизированные аккумуляторы в виде моноблоков находят широкое применение например в децентрализованных системах электропитания телекоммуникационного оборудования и источниках бесперебойного питания переменного тока (UPS в английской транскрипции).

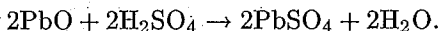
Конструктивно любой кислотный аккумулятор (элемент) представляет собой сосуд (корпус), выполненный из кислотоупорного материала, в котором размещаются отрицательные пластины, сверху соединенные между собой с помощью так называемого мостика в единый пакет, что позволяет существенно увеличить объем активной массы отрицательного электрода. Между отрицательными пластинами помещаются положительные пластины, также объединенные в единый пакет. Положительные и отрицательные пластины этих пакетов изолируются друг от друга высокопористой сепарацией, обеспечивающей свободную циркуляцию положительных и отрицательных ионов и защищающей отрицательные и положительные пластины от короткого замыкания между собой. Сверху сосуд герметично закрывается крышкой, через которую выводятся полюсы (борны) от пакета положительных и отрицательных пластин. В классических аккумуляторах корпус обычно выполняется из прозрачного пластика — стироакрилнитрита (SAN), что позволяет контролировать уровень электролита, состояние пластин и внутренних частей выводов (борнов). Корпуса герметизированных аккумуляторов чаще всего выполняются либо из акрилбутадиенстирола (ABS) либо из полипропилена (PP). В классических кислотных аккумуляторах верхняя крышка снабжается резьбовым отверстием (отверстиями) для установки специальных вывинчивающихся пробок, обеспечивающих свободный выход газов (водорода и кислорода), образующихся в аккумуляторе при его эксплуатации. В этих аккумуляторах долив дистиллированной воды или электролита в процессе эксплуатации осуществляется через вывинчивающуюся пробку в верхней крышке сосуда. По причине достаточно большого газовыделения при заряде классические кислотные аккумуляторы размещаются в отдельных специаль-

ных помещениях (аккумуляторных) и заряд их возможен только при работающей приточно-вытяжной вентиляции.

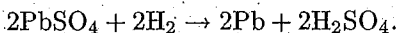
В герметизированных аккумуляторах электролит находится в связанном состоянии. Для связывания электролита применяется либо технология GEL (dryfit), либо технология AGM (Absorbed in Glass Mat). При первой технологии в электролит вводятся специальные кремнийорганические добавки-загустители (примерно 6 % селикогеля SiO_2). Перед заполнением аккумулятора эта желеобразная масса интенсивно перемешивается, в результате она становится текучей. После заполнения аккумулятора эта масса загущается, снова превращаясь в желе. При этом в желе образуется много пор (трещин) размером от 0,1 до 1 мкм [6], которые позволяют газообразному кислороду свободно перемещаться от положительных пластин к отрицательным. В герметизированных аккумуляторах, выполненных по этой технологии, как и в классических аккумуляторах между положительными и отрицательными пластинами, устанавливается сепарация. При заряде такого аккумулятора молекулы кислорода, образующиеся у положительных пластин, перемещаются по этим порам (трещинам) к отрицательным пластинам. В результате химической реакции между кислородом O_2 и пористым свинцом на поверхности отрицательной пластины образуется оксид свинца (PbO):



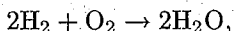
Серная кислота, находящаяся в составе электролита, реагирует с этим оксидом свинца, в результате чего образуется сульфат свинца (PbSO_4) и вода:



Образовавшийся таким образом сульфат свинца при электрохимическом воздействии распадается и снова образуется свинец и серная кислота:



Объединяя записанные выше электрохимические реакции, для процессов, происходящих у отрицательных пластин при заряде герметизированных аккумуляторов, можно записать общее уравнение:



т.е. в герметизированных аккумуляторах имеет место так называемая рекомбинация кислорода по замкнутому циклу. В результате в условиях нормальной эксплуатации в аккумуляторах при заряде

практически отсутствует потеря воды. В этих аккумуляторах в верхней крышке устанавливается специальный клапан (valve), позволяющий при избыточном давлении газов внутри аккумулятора обеспечить выброс газов в окружающее пространство. Из-за наличия такого клапана герметизированные аккумуляторы (батареи) в литературе иногда обозначаются как VRLA Batteries (Valve Regulated Lead Acid Batteries).

При второй технологии (технологии AGM) связывание электролита осуществляется путем абсорбирования его специально изготовленной микропористой сепарацией. Эта сепарация (специальное стекловолокно) пропитывается дозированным количеством электролита так, что образуется пористая система, мелкие поры которой заполнены электролитом, а более крупные остаются пустыми, обеспечивая свободное перемещение газа внутри объема аккумулятора. Как и при технологии GEL, эти аккумуляторы также снабжаются специальными клапанами, предотвращающими в условиях нормальной эксплуатации выделение газов и паров серной кислоты, что позволяет размещать такие аккумуляторы в помещениях генераторной, линейно-аппаратных цехов, в автозалах и т.д. Следует иметь в виду, что (в настоящее время) аккумуляторы закрытого типа предъявляют менее жесткие требования к условиям их эксплуатации, так как допускают более широкие пределы изменения напряжения и тока в режиме заряда и разряда по сравнению с герметизированными аккумуляторами.

В кислотных аккумуляторах любого типа отрицательные пластины выполняются, как правило, намазными (решетчатыми), представляющими собой свинцовую решетку, в ячейки которой помещается активная масса (рис. 1.10,б), представляющая собой пасту из порошкообразного чистого свинца, замешанного на серной кислоте. Для предупреждения усадки и выпадения активной массы в пасту вводятся различные добавки. В настоящее время в аккумуляторах применяются положительные пластины четырех типов: поверхностные, решетчатые, стержневые и трубчатые. Общий вид положительных пластин различных типов показан на рис. 1.10.

Положительные пластины поверхностного типа применяются, например, в классических аккумуляторах типа Grog. Эти пластины, называемые также пластинами Планте, отливаются под давлением из чистого свинца (99,99 %) и имеют самую большую поверхность (примерно в 8...10 раз большую по сравнению с поверхностью обычной плоской пластины таких же габаритов). Аккумуляторы типа Grog имеют наибольший срок службы по сравнению с аккумуляторами других типов (срок службы таких аккумуляторов составляет 25

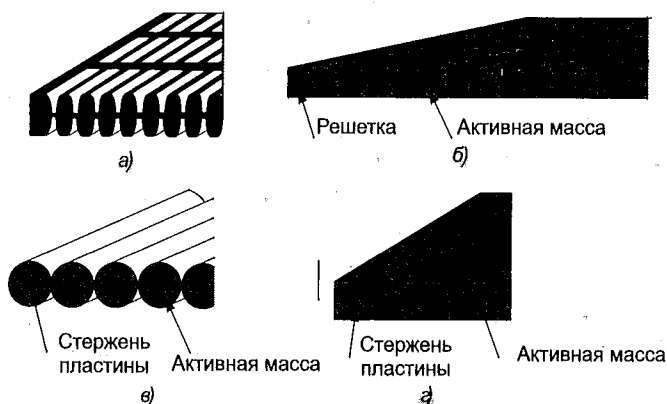


Рис. 1.10. Общий вид пластин кислотных аккумуляторов: поверхностного (а), решетчатого (б), трубчатого (в) и стержневого (г) типов

лет). В широко применяющихся в системах электропитания телекоммуникационной аппаратуры классических аккумуляторах типа OP_zS и герметизированных типа OP_zV применяются трубчатые положительные пластины (рис. 1.10, в). Такая пластина представляет собой металлические стержни, выполненные из свинцово-сурьмяного или свинцово-кальциевого сплава (OP_zSC) круглого поперечного сечения, на которые наносится активная масса. Сверху для удержания активной массы и предупреждения ее оползания вниз под действием силы тяжести устанавливаются перфорированные пластмассовые трубки (панцири). Поэтому такие аккумуляторы в литературе иногда называют панцирными. В условном обозначении таких аккумуляторов (как и аккумуляторов типа $GroE$) указывается число положительных пластин (число отрицательных пластин для кислотных аккумуляторов любого типа всегда на единицу больше числа положительных пластин) и номинальная емкость. Например, условное обозначение $8OP_zS 800$ говорит о том, что аккумулятор имеет 8 положительных пластин типа OP_z , а его номинальная емкость равна $800 \text{ А} \cdot \text{ч}$.

Широкое применение в системах электропитания аппаратуры телекоммуникаций находят также классические (например, типа OGi) и герметизированные аккумуляторы с положительными и отрицательными пластинами решетчатого типа (с намазными пластинами). Применение в герметизированных аккумуляторах намазных пластин в сочетании с технологией AGM позволяет создавать аккумуляторы с малым внутренним сопротивлением, способные работать при коротких режимах разряда. Так, аккумулятор $2RG 200$ (типа $ESPACE$ серии RG) с номинальной емкостью $200 \text{ А} \cdot \text{ч}$ способен при разряде то-

ком 352 А в течение 10 минут до конечного напряжения 1,75 В/эл отдать заряд равный 58 А·ч.

Основные параметры свинцово-кислотных аккумуляторов. ЭДС и напряжение аккумулятора. Электродвижущая сила (ЭДС) полностью заряженного кислотного аккумулятора (элемента), зависящая в основном от плотности электролита, численно равна 2,05...2,15 В. Плотность электролита заряженного аккумулятора (при его температуре +20 °С) лежит в пределах 1,21...1,3 кг/л. Верхний уровень плотности относится к стартерным аккумуляторам, эксплуатируемым в зимнее время. Значение ЭДС E , В, с достаточной для практики точностью можно определить по эмпирической формуле [7]

$$E = 0,85 + d,$$

где d — безразмерная величина, численно равная плотности электролита при температуре +20 °С.

Изменение температуры электролита незначительно влияет на ЭДС. Повышение температуры электролита на 10 °С увеличивает ЭДС на 0,002...0,003 В.

Напряжение U_p при разряде отличается от ЭДС заряженного аккумулятора как вследствие уменьшения самой ЭДС (за счет уменьшения плотности электролита), так и за счет падения напряжения на внутреннем сопротивлении аккумулятора R_i . Причем R_i зависит как от температуры электролита, так и от степени его разряженности:

$$U_p = E - i_p R_i,$$

где i_p — значение разрядного тока.

За номинальное значение среднего разрядного напряжения свинцово-кислотных аккумуляторов принимается напряжение 2,0 В.

В эксплуатационной документации на аккумуляторы всегда указывается значение минимально допустимого напряжения на зажимах аккумулятора $U_{p \min}$ (конечное разрядное напряжение) в конце его разряда при заданной интенсивности и длительности разряда. Разряд аккумуляторов ниже указанного значения не допустим, так как приводит к образованию крупно кристаллического сульфата свинца на поверхности электродов (сульфатации пластин), т.е. к выходу их из строя.

Внутреннее сопротивление аккумулятора. Внутреннее активное сопротивление R_i аккумулятора представляет сумму сопротивлений: выводов (борнов); мостиков, объединяющих в пакеты положительные и отрицательные пластины; металлических решеток пла-

стин, сопротивление активных масс электродов и сопротивление электролита. По мере разряда аккумулятора его внутреннее сопротивление постепенно увеличивается за счет увеличения сопротивления активных масс электродов (удельное сопротивление сульфата свинца PbSO_4 на несколько порядков больше удельного сопротивления свинца Pb и удельного сопротивления диоксида свинца PbO_2) и увеличения сопротивления электролита в связи с уменьшением его плотности. Внутреннее сопротивление увеличивается также при понижении температуры электролита. Внутреннее сопротивление полностью заряженного аккумулятора при номинальной температуре электролита тем меньше, чем больше его номинальная емкость. Например, аккумулятор типа 10GroE 1000 (с номинальной емкостью 1000 А·ч) в заряженном состоянии имеет внутреннее сопротивление $R_i = 0,105$ мОм, а при разряде на 80 % имеет внутреннее сопротивление практически в два раза большее. Помимо активного сопротивления аккумулятор характеризуется еще и индуктивным сопротивлением. При расчетах токораспределительных сетей постоянного тока в [8] предлагается независимо от номинальной емкости аккумуляторов принимать индуктивность L_i одного аккумулятора (элемента с номинальным напряжением 2,0 В) равной 0,2 мкГн. Полное сопротивление (импеданс) аккумуляторной батареи Z_6 , составленной из n последовательно включенных элементов на круговой частоте ω в этом случае определяется следующим выражением:

$$Z_6 = \sqrt{(nR_i)^2 + (n\omega L_i)^2}.$$

Номинальная емкость аккумулятора. Под номинальной емкостью аккумулятора $C_{\text{ном}}$ понимается количество электричества (А·ч), которое может отдать полностью заряженный аккумулятор при нормальных режимах разряда, оговоренных производителем. Для стационарных классических и герметизированных аккумуляторов под номинальной емкостью чаще всего подразумевается количество, которое можно получить при разряде аккумулятора постоянным по значению током, численно равным номинальной емкости, деленной на 10 в течение 10 часов (10-часовой режим разряда) при температуре электролита, равной 20 °С и конечном значении напряжения на зажимах аккумулятора, равном 1,8 В (1,8 В/эл).

Емкость, которую может отдать предварительно заряженный аккумулятор, зависит от его конструкции (от типа и количества пластин, их размера, т.е. от количества активных материалов), плотности электролита и режима разряда (тока разряда и температуры окружающей среды). В технической и эксплуатационной доку-

ментации на аккумуляторы указываются: значение емкости, соответствующей конкретной длительности разряда (например, обозначение C_{10} соответствует гарантированному значению емкости аккумулятора при длительности его разряда, равной 10 часов); значение разрядного тока (например, обозначение I_{10} соответствует максимально допустимому разрядному току при длительности разряда, равной 10 часов) и значение допустимого конечного напряжения на зажимах аккумулятора для каждого из указанных режимов разряда. С увеличением интенсивности разряда (увеличением разрядного тока или разрядной мощности при сокращении длительности разряда) емкость, которую может отдать аккумулятор до достижения предельно допустимого разрядного напряжения (за которым следует выход его из строя), уменьшается. Например, аккумулятор типа 10 ОР_ZV 1000, способный отдать емкость 1000 А·ч при 10-часовом режиме разряда, при одночасовом режиме разряда током 565 А может отдать только 565 А·ч при конечном напряжении разряда, равным 1,67 В/эл. Уменьшение отдаваемой аккумулятором емкости с увеличением интенсивности его разряда объясняется тем, что образующиеся в процессе разряда частицы сульфата свинца на поверхности пластин, объем которых в 2...3 раза больше объема исходных материалов, препятствуют быстрому проникновению электролита к глубоким слоям активной массы, которые таким образом выключаются из электрохимических процессов. При низкой интенсивности разряда (при токах разряда меньших номинального разрядного) аккумулятор, как правило, способен отдать емкость большую номинальной. Однако отбор емкости большей номинального значения не допустим, так как приводит к резкому сокращению срока службы аккумулятора или выходу его из строя.

Изменение температуры электролита также влияет на емкость, отдаваемую аккумулятором при неизменной интенсивности разряда. С понижением температуры электролита ухудшаются его условия доступа к активным массам электродов, что приводит к уменьшению емкости отдаваемой аккумулятором. В качестве примера в табл. 1.2 приведены данные по процентному изменению емкости, отдаваемой герметизированными аккумуляторами типа ОР_ZV от температуры для 1, 3, 5 и 10-часовых режимов разряда относительно номинальной емкости (соответствующей температуре +20 °С). Эти стационарные герметизированные аккумуляторы (технология dryfit) с трубчатыми положительными пластинами предназначены для режимов разряда от 1 до 20 ч. В этой таблице также указаны конечные значения напряжений на зажимах аккумулятора для каждого из режимов разряда.

Таблица 1.2

Влияние температуры на емкость для аккумуляторов типа ОРЗV

Время разряда, ч	Конечное напряжение, В/эл	Изменение емкости, %, при температуре, °C				
		-10	0	+10	+20	+30
1	1,67	39	59	80	100	105
3	1,75	55	70	85	100	105
5	1,77	60	74	87	100	104
10	1,8	60	74	87	100	104

Таблица 1.3

Влияние температуры на емкость для аккумуляторов типа ESPACE серии RG

Продолжительность разряда	Изменение емкости при температуре, °C								
	0	+5	+10	+15	+20	+25	+30	+35	+40
5...59 мин	0,81	0,87	0,91	0,96	1,0	1,035	1,06	1,085	1,10
1...24 ч	0,87	0,91	0,93	0,97	1,0	1,02	1,03	1,045	1,05

В табл. 1.3 приведены данные по изменению емкости от температуры для герметизированных аккумуляторов типа ESPACE серии RG с намазными пластинами (технология AGM), выпускаемых концерном HAWKER.

Из анализа данных, приведенных в табл. 1.2 и 1.3, следует, что при коротких режимах разряда ($t_p \leq 1$ ч) изменение температуры оказывает большее влияние на емкость аккумулятора, по сравнению с более длительными режимами разряда. Такая же тенденция сохраняется и для классических аккумуляторов. Зависимость емкости от температуры окружающей среды может быть представлена в следующем виде:

$$C_T = \frac{C_n}{1 + \alpha(20 - T)},$$

где C_n — емкость соответствующая нормальной температуре окружающей среды, равной $+20^\circ\text{C}$; T — реальная температура окружающей среды; α — температурный коэффициент. Значение коэффициента α для коротких режимов разряда ($t_p \leq 1$ ч) следует принимать равным 0,01, а для длительных режимов разряда ($t_p \geq 1$ ч) — равным 0,006 [9].

Саморазряд аккумуляторов. Под саморазрядом аккумуляторов понимается потеря емкости в процессе их хранения (в отключенном от источника энергии состоянии). Саморазряд S за время хранения τ обычно выражается в процентах:

$$S = \frac{100(C_0 - C_\tau)}{C_0},$$

где C_0 — емкость заряженного аккумулятора; C_τ — остаточная емкость аккумулятора после его хранения в течение τ месяцев.

При отключении заряженного аккумулятора от источника энергии электролит вступает в реакцию с активными массами электродов, образуя на поверхности отрицательных и положительных пластин мелкозернистый сульфат свинца. Этот процесс расходования активных масс электродов, т.е. саморазряд наиболее быстро идет на первом этапе после отключения от источника энергии. При длительном хранении скорость саморазряда уменьшается. Однако фирмами изготовителями запрещается хранить заряженные аккумуляторы более 3...6 месяцев без промежуточных подзарядов. На скорость саморазряда большое влияние оказывает температура окружающей среды. Повышение температуры на каждые 10°C сокращает допустимое время хранения примерно в полтора-два раза.

Одной из причин саморазряда является также наличие примесей в электролите и в активных массах электродов, что вызывает побочные электрохимические реакции, приводящие к расходу активных масс электродов. Интенсивность этих побочных реакций возрастает с повышением температуры окружающей среды.

Эксплуатация аккумуляторов. Нормальные условия эксплуатации аккумуляторной батареи предполагают прежде всего выполнение требований по правильному размещению и монтажу элементов (моноблоков), входящих в состав этой батареи, на стеллажах или в стативах систем электропитания с соблюдением необходимого зазора между этими элементами и строгого выполнения рекомендаций фирм-изготовителей по вводу в эксплуатацию. Необходимый зазор между элементами, обеспечивающий целостность корпусов при последующей их эксплуатации и нормальные условия охлаждения, регламентируется длиной стандартных межэлементных соединителей (перемычек). Последние закрепляются в зависимости от конструкции выводов либо посредством болтового соединения, либо посредством сварки с соблюдением рекомендуемых моментов затяжки или технологии сварки.

В настоящее время на предприятиях телекоммуникаций применяется в основном один способ эксплуатации аккумуляторных батарей — режим непрерывного подзаряда, называемый также буферным режимом. При этом способе эксплуатации (в условиях нормального функционирования системы электропитания) аппаратура питается от сети переменного тока через выпрямительные устройства, работающие в режиме стабилизации выходного напряжения. Полностью заряженная аккумуляторная батарея (батареи) подключена параллельно выходу этих выпрямителей (параллельно нагрузке). При

этом значение выходного напряжения выпрямителей определяется требуемым напряжением содержания U_c аккумуляторной батареи, обеспечивающим компенсацию саморазряда аккумуляторов. Напряжение содержания (непрерывного подзаряда) определяется числом последовательно соединенных элементов в аккумуляторной батарее, требуемым напряжением содержания одного элемента и температурой окружающей среды. В зависимости от номинальной плотности электролита и технологии изготовления аккумуляторов напряжение содержания для одного элемента при номинальной температуре $+20^\circ\text{C}$ лежит в пределах 2,23...2,29 В. Для обеспечения нормального режима эксплуатации и следовательно нормального срока службы точность стабилизации напряжения содержания аккумуляторов должна быть не ниже $\pm 1\%$. В случае применения выпрямителей с меньшей точностью стабилизации выходного напряжения для обеспечения компенсации саморазряда аккумуляторов приходится увеличивать значение напряжения содержания. Так, для герметизированных аккумуляторов технологии dryfit типа OP_zV при нормальной температуре окружающей среды и стабилизации напряжения содержания с точностью 1% рекомендуемое значение этого напряжения составляет 2,25 В/эл, а при точности стабилизации $\pm 2\%$ — 2,27 В/эл [10]. Напряжение содержания также следует корректировать в зависимости от температуры окружающей среды. Такая корректировка (температурная компенсация) должна быть предусмотрена в системах электропитания прежде всего в случае применения герметизированных аккумуляторов. С ростом температуры окружающей среды, чтобы избежать возможного выхода из строя герметизированных аккумуляторов, напряжение их содержания необходимо уменьшать. В современных системах бесперебойного электропитания для слежения за температурой аккумуляторов на корпуса отдельных элементов или моноблоков наклеиваются терморезисторы или термодатчики с помощью которых и осуществляется автоматическая коррекция (температурная компенсация) напряжения содержания аккумуляторных батарей. Значение корректировочного коэффициента для различного типов аккумуляторов лежит в пределах 0,004...0,005 В/ $^\circ\text{C}$. В качестве примера в табл. 1.4 приведены рекомендуемые для герметизированных аккумуляторов технологии dryfit типа OP_zV значения напряжения содержания одного элемента при различных температурах и точности стабилизации этого напряжения.

Заряд как классических, так и герметизированных аккумуляторов после появления сети переменного тока осуществляется либо по методу IU , либо по методу U (так называемый щадящий заряд),

Таблица 1.4

Напряжение содержания в зависимости от температуры

Температура аккумуляторной батареи, °С	U содержания, В/эл, при точности стабилизации, %	
	±1	±2
-10	2,35	2,37
0	2,35	2,37
+10	2,28	2,30
+20	2,25	2,27
+30	2,25	2,27
+40	2,23	2,23

требующий по сравнению с методом IU большей продолжительности для компенсации емкости, отданной аккумуляторами при их разряде.

Метод IU предполагает заряд аккумуляторных батарей в две ступени. На первой ступени заряд целесообразно осуществлять при стабилизации зарядного тока I_z на уровне $(0,05 \dots 0,3)C_{10}$. Следует отметить, что для классических аккумуляторов величина максимального зарядного тока в принципе не ограничивается фирмами изготовителями. Однако при больших значениях зарядного тока температура электролита в отдельных элементах может превысить допустимое значение, равное 45°C , что вынудит прервать процесс заряда и ожидать снижения температуры. По мере заряда и увеличении плотности электролита напряжение на зажимах батареи возрастает. Заряд на первой ступени продолжается до тех пор пока напряжение на зажимах аккумуляторной батареи не достигнет значения $U_z = (2,35 \dots 2,40)n_{\text{эл}}$, где $n_{\text{эл}}$ — число последовательно соединенных элементов в аккумуляторной батарее. После чего необходимо сразу перейти ко второй ступени заряда. Вторая ступень предполагает заряд аккумуляторной батареи при стабилизации напряжения на уровне напряжения содержания U_c . Примерный вид кривых изменения напряжения и тока при этом способе заряда показан на рис. 1.11, а.

Этот способ заряда применим как для классических так и для герметизированных аккумуляторов. Для классических аккумуляторов признаком окончания заряда является прежде всего постоянство плотности электролита в течение 2 часов а также уменьшение зарядного тока до значения близкого к току содержания. Герметизированные аккумуляторы считаются полностью заряженными, если «остаточный» зарядный ток в течение 2 часов больше не изменяется. Значение остаточного зарядного тока для аккумуляторов, выполненных по технологии dryfit составляет $(0,4 \dots 0,8) \cdot 10^{-3}C_{10}$ А для двух вольтовых элементов и $(1 \dots 3) \cdot 10^{-3}C_{10}$ А для моноблоков [6].

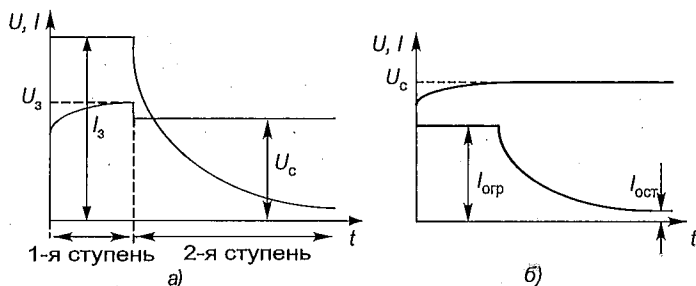


Рис. 1.11. Кривые тока и напряжения на АБ при ее заряде по методу IU (а) и по методу U (б)

Метод U является частным случаем метода IU. При этом методе напряжение на выходе зарядного выпрямителя (зарядного выпрямителя) устанавливается на уровне напряжения содержания батареи. Причем в начале заряда выпрямители работают в режиме ограничения тока так, что заряд батареи осуществляется неизменным по значению током $I_{огр}$. После перехода выпрямителей в режим стабилизации напряжения по мере заряда батареи зарядный ток уменьшается. Этот метод заряда рекомендуется к применению для герметизированных аккумуляторов. Признаком окончания заряда также как и при методе IU является снижение величины зарядного тока до значения $I_{ост}$ и его последующая неизменность. Примерный вид кривой напряжения и тока при этом методе заряда показан на рис. 1.11,б.

В процессе эксплуатации может возникать необходимость в проведении так называемых уравнивающих (выравнивающих) зарядов аккумуляторных батарей. Уравнивательный заряд следует проводить в том случае, когда отклонение напряжения на отдельных элементах аккумуляторной батареи от среднего значения достигает значений, превышающих $\pm 0,2$ В, плотность электролита отдельных элементов снижается более чем на 0,01 кг/л от требуемого значения (для классических аккумуляторов) или температура корпусов различных элементов (моноблоков) отличается более чем на 5°C . Причинами подобных аномалий чаще всего являются длительные недозаряды аккумуляторов, связанные, например, с пониженным напряжением их содержания, или чрезмерно глубокие разряды аккумуляторных батарей. Уравнивательные заряды как классических, так и герметизированных аккумуляторов следует проводить при стабилизации напряжения на зажимах батареи на уровне, определяемом из расчета 2,4 В/эл в течение 48...72 часов. Причем начальный зарядный ток не должен превышать $0,35C_{10}$. При этом выпрямительное устройство (выпрямительные устройства) работает в режиме ограничения

тока. Уравнительный заряд считается законченным, если плотность электролита (только для классических аккумуляторов) и напряжение на элементах не изменяются в течение 2 часов. При разработке систем электропитания следует предусматривать возможность удобного вывода батареи из ЭПУ и подключения к ней выпрямительного устройства (выпрямительных устройств), а также слежения за температурой и напряжением отдельных моноблоков батареи в случае размещения их в стативах ЭПУ.

При двухступенчатом или уравнительном заряде аккумуляторов частично имеет место электролиз воды с образованием водорода и кислорода. В классических аккумуляторах эти газы, смесь которых представляет собой гремучий газ, а также пары серной кислоты выделяются в окружающее пространство, поэтому классические аккумуляторы должны устанавливаться только в специальных помещениях (аккумуляторных), снабженных приточно-вытяжной вентиляцией. В герметизированных аккумуляторах рекомбинация газов составляет не менее 95 % [11], поэтому они могут устанавливаться в тех же помещениях, что и аппаратура. Необходимый объем циркулирующего воздуха Q для аккумуляторов любого типа рекомендуется определять в соответствии со следующим выражением [10, 11]:

$$Q = 0,05n_{эл}f_1f_2I,$$

где $n_{эл}$ — общее число элементов в аккумуляторной батарее; f_1 — коэффициент, значение которого зависит от процентного содержания сурьмы в положительных пластинах (для аккумуляторов с содержанием сурьмы более 3 % $f_1 = 1$, а для аккумуляторов с содержанием сурьмы менее 3 % $f_1 = 0,5$); f_2 — коэффициент, значение которого для классических аккумуляторов принимается равным 1, а для герметизированных — 0,5; I — зарядный ток, численно равный для всех типов аккумуляторов, $0,1C_{10}$, А.

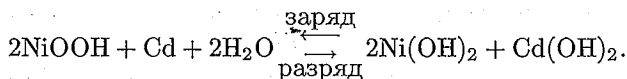
Срок службы классических и герметизированных аккумуляторов существенно зависит от переменной составляющей тока аккумуляторов (так называемого наложенного переменного тока) как при их заряде, так и при их работе в буферном режиме. Переменная составляющая тока аккумуляторов появляется прежде всего за счет импульсного потребления энергии нагрузкой. Такой нагрузкой с импульсным потреблением энергии являются практически все современные конвертеры (DC-DC преобразователи) и инверторы (DC-AC преобразователи), подключаемые к выходу выпрямительно-аккумуляторных установок. При заряде аккумуляторов по методу IU на первой ступени заряда до напряжения 2,4 В/эл действующее зна-

чение переменной составляющей тока для большинства как классических, так и герметизированных аккумуляторов регламентируется на уровне, не превышающем 10 А на 100 А·ч номинальной емкости [10, 11]. Для второй ступени заряда (или при заряде по методу U), а также для режима содержания действующее значение переменной составляющей тока не должно превышать 5 А на 100 А·ч номинальной емкости аккумулятора.

1.6.2. Щелочные аккумуляторы

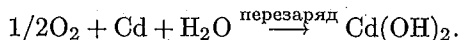
В переносной аппаратуре связи, а также на сельских АТС небольшой емкости находят применение щелочные аккумуляторы, которые в отличие от кислотных могут эксплуатироваться при низких температурах окружающей среды. На практике применяются как герметичные никель-кадмиевые (НК) аккумуляторы, так и НК аккумуляторы закрытого типа.

Наибольшее применение находят ламельные НК аккумуляторы закрытого типа. Ламели представляют собой плоские коробочки из стальной никелированной перфорированной ленты, в которые помещается активная масса электродов. Ламели закрепляются в рамках из никелированной стали, образуя положительные и отрицательные пластины аккумулятора. Активная масса положительных пластин состоит из гидроксида никеля (NiOOH), активная масса отрицательных пластин — из кадмия (Cd). Положительные и отрицательные пластины изолируются друг от друга полимерным сепаратором и помещаются либо в стальные никелированные, либо в полупрозрачные ударопрочные пластиковые сосуды (число положительных пластин на одну больше числа отрицательных пластин). Верхняя крышка аккумулятора, как и в классических свинцово-кислотных аккумуляторах, имеет заливочное отверстие, закрываемое пластмассовой пробкой. Электролитом служит водный раствор гидроксида калия (KOH) плотностью 1,19...1,21 г/см³ с добавкой 20 г/л гидрата окиси лития (LiOH). Основная электрохимическая реакция при заряде и разряде НК аккумулятора имеет вид



Как следует из этой реакции, в НК аккумуляторах в процессе заряда и разряда электролит активно не участвует и поэтому его концентрация практически не меняется. Кроме основной электрохимической реакции, при перезарядах НК аккумуляторов протекают побочные процессы, связанные с выделением кислорода на положительном электроде и водорода на отрицательном электроде.

Кислород, выделяющийся на положительном электроде, через пористый сепаратор достигает отрицательного электрода, где и вступает в реакцию с кадмием, реализуя так называемый замкнутый кислородный цикл [6]:



В нормальной ситуации скорость доставки кислорода от положительного электрода к отрицательному и его рекомбинация обеспечивают отсутствие избыточного давления и в герметичных НК аккумуляторах.

Скорость окисления водорода на положительном электроде $\text{NiOOH} + 1/2\text{H}_2 \rightarrow \text{Ni}(\text{OH})_2$ протекает с более низкой скоростью, что может привести к накоплению водорода и разгерметизации герметичного аккумулятора.

Для того чтобы исключить возможность разгерметизации, емкость отрицательного электрода (количество активной массы) обычно заметно превышает емкость положительного электрода. Поэтому емкость герметичного НК аккумулятора определяется емкостью его положительного оксидно-никелевого электрода. Герметичные НК аккумуляторы выполняются, как правило, безламельными (пластины изготавливаются напрессовкой порошкообразной активной массы на стальную рамку с последующей формовкой, в процессе которой им придают необходимую пористость и прочность). Безламельные аккумуляторы характеризуются большими удельными значениями емкости и энергии и имеют существенно меньшее внутреннее сопротивление. Однако по сроку службы и механической прочности они уступают ламельным аккумуляторам.

ЭДС щелочных аккумуляторов ниже, чем у кислотных. У полностью заряженного НК аккумулятора ЭДС составляет 1,30...1,35 В. Номинальное напряжение (среднее значение напряжения при разряде) НК аккумулятора принимается равным 1,2 В, а напряжение в конце разряда 1,0 В. Конечное напряжение заряда — 1,75...1,8 В. Столь большое относительное изменение напряжения НК аккумуляторов ограничивает их применение в стационарных установках связи.

В настоящее время в персональных компьютерах, сотовых телефонах, измерительной и бытовой технике достаточно широко применяются герметичные никель-металлгидридные (Ni-MH) аккумуляторы. Замена отрицательного кадмиевого электрода на электрод из сплавов никеля с металлами редкоземельной группы позволила увеличить в 1,5 раза объем и емкость положительного электрода, который и определяет емкость аккумулятора при тех же габаритах и массе. Отказ от кадмия означает также переход к более экологически

чистым производствам и позволяет легче решать проблему утилизации использованных аккумуляторов. Кроме того в Ni-MH аккумуляторах удалось до некоторой степени уменьшить «эффект памяти» (необходимость перед зарядом полностью разряжать аккумулятор для предотвращения ухудшения его характеристик), что позволяет использовать их в аппаратуре в качестве буферного источника питания. Отечественными и зарубежными фирмами выпускаются аккумуляторы с номинальной емкостью до 15 А·ч. Номинальное напряжение Ni-MH аккумулятора такое же, как и у НК аккумулятора. Однако следует иметь в виду, что в процессе заряда Ni-MH аккумулятора выделяется больше теплоты, чем при заряде НК аккумуляторов. Поэтому их эксплуатация при температурах выше 40 °С недопустима [6]. Кроме того, следует иметь в виду, что потери емкости отрицательного электрода при очень глубоких разрядах безвозвратны, что предъявляет более жесткие требования к подбору аккумуляторов при их последовательном соединении в батарею и контролю процесса разряда, чем в случае использования НК аккумуляторов. Последовательное соединение более 10 аккумуляторов не рекомендуется. При соединении в батарею более 10 аккумуляторов рекомендуется принимать конечное разрядное напряжение равным $(1,1n)$ В, где n — число аккумуляторов в батарее. Аккумуляторы в батарее соединяются между собой с помощью никелевой или никелированной стальной ленты, которая приваривается к положительному выводу и корпусу аккумулятора точечной сваркой.

Для контроля заряда Ni-Cd и Ni-MH аккумуляторов и аккумуляторных батарей ведущие фирмы изготовители выпускают специализированные микроконтроллеры в интегральном исполнении, позволяющие контролировать процесс заряда по нескольким параметрам, что обеспечивает надежную их работу. Так, немецкая компания Maxim с 1997 года предлагает универсальное устройство для заряда Ni-Cd и Ni-MH батарей из 1–16 аккумуляторов, в котором используется микроконтроллер Max2003A, позволяющий следить при заряде за температурой, напряжением и требуемой длительностью заряда. Известен более надежный критерий оценки зарядного процесса и состояния аккумулятора [6] по отклику аккумуляторов на тестовый сигнал переменного тока низкой частоты. При сообщении аккумулятору примерно 100 % его номинальной емкости начинается бурный процесс выделения кислорода на положительном электроде, в результате чего угол сдвига между напряжением и током тестового сигнала увеличивается в несколько раз. Этот метод используется фирмой Liebert и для оценки состояния герметизированных кислотных аккумуляторов.

Наиболее перспективными в настоящее время для переносной аппаратуры связи являются литий-ионные и литий-полимерные (Li-Ion, Li-Pol) аккумуляторы, обладающие максимальной удельной энергией ($\text{Вт}\cdot\text{ч}/\text{дм}^3$, $\text{Вт}\cdot\text{ч}/\text{кг}$). Так, литий-ионный аккумуляторы серии MP, выпускаемые фирмой SAFT [12] с номинальной емкостью от 2,1 до 5 А·ч характеризуются удельной энергией на уровне 250... 280 $\text{Вт}\cdot\text{ч}/\text{дм}^3$, что существенно выше, чем для любого другого типа щелочных аккумуляторов. Номинальное напряжение этих аккумуляторов лежит в пределах 3,5...3,7 В. Аккумуляторы работоспособны в широком диапазоне температур и токов разряда. Саморазряд их составляет 5...10 % в месяц. Гарантированный срок службы 500 циклов заряд-разряд, после которых они теряют не более 10...15 % начальной емкости. Фирма Panasonic выпускает литий-ионные аккумуляторы, удельная энергия которых достигает 400 $\text{Вт}\cdot\text{ч}/\text{дм}^3$. Номинальное напряжение этих аккумуляторов — 3,7 В. Причем при разряде токами до $2C_n$ аккумуляторы способны отдать 80 % емкости при снижении напряжения до 3,0 В [6]. Диапазон рабочих температур: от -40 до $+50$ °С. Дальнейшее совершенствование литий-ионных аккумуляторов считается одним из самых перспективных направлений работ в области электрохимической энергетики.

Li-Pol аккумуляторы имеют примерно такую же плотность энергии, что и Li-Ion, но допускают изготовление в не традиционных для обычных аккумуляторов пластичных геометрических формах. Такие аккумуляторы способны заполнить любое свободное пространство в сотовом телефоне. Диапазон рабочих температур для Li-Pol аккумуляторов от 0 до $+60$ °С [14].

1.7. Собственные электростанции с двигателями внутреннего сгорания

Основным типом собственных электростанций предприятия связи являются дизель-генераторные станции. Электростанции предприятий связи могут занимать как отдельные здания, так и часть помещения технического здания, внутри которого находятся электроустановки. В состав дизель-генераторной установки входят дизельные двигатели с системами охлаждения и запуска, синхронные генераторы, устройства контроля и автоматики, устройства отбора и распределения электроэнергии и АВР, а также топливная система с необходимыми емкостями.

Режимы работы установки зависят от степени автоматизации устройств управления. На предприятиях связи в основном применяются установки с так называемой третьей степенью автоматиза-

ции, при которой автоматически обеспечивается поддержание частоты вращения, температуры охлаждающей жидкости, остановка с выдачей сигнала при повышении допустимой температуры и скорости вращения, снижении давления масла, пуск двигателя с выполнением необходимых предпусковых работ, прием нагрузки, пополнение расходных емкостей, управление работой вентиляции и отопления помещения электростанции. Кроме того, автоматически поддерживаются в заданных пределах такие электрические выходные параметры, как напряжение и частота переменного тока.

Собственная электростанция должна обеспечивать электроснабжением аппаратуру связи, сеть общего аварийного освещения, электродвигатели систем отопления и вентиляции и заряд аккумуляторных батарей устройств бесперебойного электропитания. Выбор мощности дизель-генераторной установки следует проводить с учетом особенностей потребления устройств бесперебойного электропитания, в том числе коэффициента спроса нагрузки. Применение в электроустановке предприятия связи устройств бесперебойного электропитания с «плавным стартом» позволяет заметно уменьшить установочную мощность дизель-генератора и улучшает качество переходного процесса при замещении сети переменного тока.

На предприятиях связи применяются различные типы дизель-генераторных электростанций, мощность которых изменяется от единиц до нескольких сотен киловатт. Широкое применение нашли отечественные автоматизированные станции с агрегатами на 48, 200, 315 и 500 кВт [4].

Агрегат ДГА-3-48 М обеспечивает номинальную выходную мощность до 50 кВт и напряжение 3×400 В. Нестабильность напряжения не хуже ± 2 % номинального значения при плавном изменении симметричной по фазам нагрузки от 100 до 0 %. При резких сбросах и набросах нагрузки в указанных выше пределах напряжение не выходит за пределы ± 20 %. Допускается в течение одного часа отбор мощности, превышающей на 10 % номинальную. Ресурс непрерывной работы агрегата не превышает 200 ч. Ресурс агрегата до капитального ремонта составляет 8000 ч. При пуске агрегата продолжительность времени включения электроагрегата не более 12 с. Время приема агрегатом нагрузки при пуске с первой попытки из состояния горячего резерва не превышает 15 с. Последующие включения стартера происходят после выдержки не менее 60 с. Устройства управления работой агрегата размещаются на двух щитах ЩДГА-48 М и ЩАВ-48 М. Агрегат нормально работает при изменениях температуры воздуха в помещении от $+8$ до $+50$ °С и относительной влажности 95 ± 3 % (при температуре 25 ± 2 °С).

Аварийная остановка дизеля происходит при исчезновении напряжения генератора, превышения температуры жидкости в системе охлаждения выше 105°C , понижения давления масла в системе смазки дизеля менее $1,7 \text{ кгс/см}^2$, повышения частоты вращения коленчатого вала дизеля выше 1700 об/мин, перегрузке генератора, исчезновении напряжения в цепях управления и несостоявшемся запуске. Питание цепей управления и исполнительных устройств производится от источника постоянного напряжения 24 В. Устройства пополнения топливных баков, подогрева воды и масла работают от переменного напряжения 220 В.

Дизель-генераторный агрегат АСДА-200-Е/400-3Д имеет выходную мощность 200 кВт и напряжение $3 \times 400 \text{ В}$. При изменении нагрузки от нуля до 100 % и коэффициенте мощности от 0,8 до 1,0 нестабильность выходного напряжения не хуже $\pm 2 \%$. Максимальные отклонения напряжения при сбросах и набросах 50 и 100 % нагрузки не выходят за пределы ± 10 и $\pm 20 \%$ соответственно. Длительность переходных процессов не превышает 1 и 2 с. Система автоматического регулирования частоты вращения коленчатого вала дизеля обеспечивает нестабильность частоты выходного напряжения не более $\pm 0,75 \%$ в диапазоне нагрузок от 100 до 25 % и не более $\pm 1 \%$ при нагрузках ниже 25 % номинального значения. Максимальное отклонение частоты после мгновенного сброса и наброса 100 %-ной нагрузки не более $\pm 7 \%$. Длительность переходного процесса при этом менее 3 с. Агрегат допускает работу при несимметричной нагрузке по фазам в пределах до 25 % от номинального тока. При этом максимальная разность линейных или фазных напряжений по отношению к соответствующему номинальному напряжению не превышает 5 %. Если нагрузка на агрегат не менее 40 % номинальной мощности, то допускается длительная работа агрегата. Непрерывная работа агрегата с дозаправкой топливом и маслом составляет 240 ч. Агрегат предназначен для работы при изменениях температуры окружающего воздуха от $+5$ до $+50^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности воздуха до 98 % при температуре 25°C . Пуск и прием нагрузки при автоматическом управлении из состояния горячей готовности осуществляется за время не более 30 с, если запуск агрегата произведен с первой попытки. При запуске агрегата с третьей попытки время приема нагрузки не более 1 мин. Ресурс до первого капитального ремонта 8000 ч. Перерыв между двумя перегрузками должен быть не менее двух часов.

Станция с агрегатами АСДА-200, используемая в качестве резервного источника, может автоматически запускаться в работу в

Таблица 1.5

Основные технические параметры электростанций серии АС

Параметр	Тип станции		
	АС-806/1	АС-814/1	АС-804/1
Номинальная выходная мощность, кВт	315	500	500
Максимальная мощность в течение 1 ч, кВт	350	550	550
Повторение режима максимальной мощности, ч	5	5	5
Напряжение, В	400	400	400
Частота, Гц	50	50	50
Коэффициент мощности индуктивный	0,8	0,8	0,8
Максимальное отклонение частоты после мгновенного сброса или наброса нагрузки, %	11	8	7,5
Ресурс непрерывной работы, ч	240	250	250
Ресурс до капитального ремонта, ч	12000	10000	6000
Срок службы, лет	10	10	10
Температура наружного воздуха, °С	±50		
Температура в машинном зале, °С	8...50		
Предельная относительная влажность при 25 °С, %	98		
Время запуска при температуре воды, масла, топлива и воздуха от 15 до 50 °С	Не более 15 с		

случае недопустимого снижения напряжения основной сети при длительности до 6 с, а также выключаться за время 12 с после восстановления напряжения основной сети. При автоматическом запуске одновременно могут включаться сразу три агрегата, после чего один из них берет нагрузку, а два другие останавливаются. В случае снижения нагрузки до 30 % на любом из параллельно работающих агрегатов он отключается. Агрегат допускает параллельно работу с внешней сетью.

При мощности потребителей больше 200 кВт применяются автоматизированные дизельные электростанции серии АС (табл. 1.5).

Для этих электростанций нестабильность частоты переменного напряжения при неизменной нагрузке не превышает $\pm 5\%$ номинального значения; отклонения выходного напряжения не превышают $\pm 1,0\%$ при любой неизменной нагрузке. Допускается несимметричность нагрузки фаз до 25 %. При этом наибольшая разность линейных напряжений составляет менее 5 %. В случае сброса и наброса нагрузки выходное напряжение восстанавливается до указанных выше величин за время, не превышающее 2 с.

Станции АС допускают длительную параллельную работу с внешней сетью или однотипными станциями. Не допускается длительная работа станции при ее нагрузке менее 10 % номинального значения.

Для размещения собственных электростанций на предприятиях

связи оборудуются специальные помещения. Эти помещения могут устраиваться как в отдельных зданиях, так и в технических зданиях предприятий связи. Электростанции с тихоходными двигателями, имеющими менее 1000 об/мин, располагаются в отдельных одноэтажных каменных зданиях. Станции с быстроходными двигателями мощностью до 500 кВт включительно можно размещать в общих технических зданиях предприятия в специально выделенном и оборудованном помещении, имеющем выход через звукоизолирующий тамбур. В общих зданиях не разрешается размещение постоянно работающих АДЭС.

Размеры помещения электростанции определяются при проектировании и в зависимости от устанавливаемого в нем оборудования. Высота помещений обычно принимается равной 3...3,5 м, так как в машинном зале для монтажа и разборки агрегата устанавливается подъемный механизм. Фундаменты агрегатов отделяются амортизирующими прокладками. Ширина проходов между агрегатами, а также между агрегатом и стеной составляет 80...100 см.

Щиты управления и распределения размещаются в отдельных помещениях таким образом, чтобы их лицевые стороны хорошо освещались естественным освещением. Металлические глушители выхлопной системы устанавливаются на наружной стене здания на кронштейнах. Расходные топливные баки, масляный бак и бак для охлаждающей жидкости размещаются на стенах машинного помещения на металлических кронштейнах. Топливный бак устанавливается на такой высоте, чтобы его дно было выше топливного насоса дизеля. Для каждого агрегата устанавливается свой бак.

Аккумуляторная батарея для питания электростартеров и цепей управления размещаются обычно в машинном зале на небольших стеллажах или в деревянных шкафах.

1.8. Преобразователи различных видов энергии в электрическую

1.8.1. Термоэлектрические генераторы

В простейшем виде термоэлектрический генератор (ТЭГ) представляет собой батарею термопар, у которых одни концы спаев нагреваются, а другие охлаждаются. Благодаря разности температур концов спаев термопар создается термо-ЭДС и во внешней цепи протекает ток.

Термоэлементы рассчитаны на работу при разности температур в 300 °С, при этом каждый элемент генерирует напряжение около

0,12...0,14 В. Число элементов в батарее определяется требуемой величиной выходного напряжения. Практика имеет опыт получения ТЭГ с напряжением до 120 В, токами до 500 А и суммарным КПД около 5 %. По виду вольт-амперной характеристики ТЭГ близок к источнику тока, при этом наибольшая мощность отдается при согласованной нагрузке ($R_{\text{вн}} = R_{\text{н}}$).

Автономные источники (АИП) с ТЭГ содержат термоэлектрический блок, систему хранения и подачи топлива.

Основой АИП является унифицированный ТЭГ, непосредственно преобразующий тепло, получаемое при сжигании углеводородного, газового или жидкого топлива в электрическую энергию.

Блок электропитания представляет собой теплоизолированный контейнер для размещения ТЭГ, аппаратуры поддержания качества электроэнергии и автоматического управления элементами буферных аккумуляторных батарей емкостью до 190 А·ч, агрегата редуцирования давления газа при использовании в качестве топлива газа или системы подачи и дозирования жидкого топлива (керосина, осветительного или авиационного топлива).

В зависимости от требуемого уровня мощности, вида топлива и надежности в контейнере устанавливаются от 3 до 6 ТЭГ (с горелками на газовом или жидком топливе). Термоэлектрические генераторы на газе типа ГТК-150 и на жидком топливе типа ГТЖ-160 отличаются между собой только горелками. Эти ТЭГ унифицированы так, что легко могут быть взаимозаменяемыми. В табл. 1.6 приведены основные параметры АИП на газообразном (ГТГ) и жидком (ГТЖ) топливе.

Приведенные в таблице данные для разновидностей АИП мощностью 400, 640 и 900 Вт показывают, что фактически одна и та же конструкция АИП позволяет получить гамму свойств, которые могут удовлетворять запросы различных потребителей. Все три установки имеют общую конструкцию и комплектацию АИП. Их различие состоит в способе коммутации генераторов и их нагрузки и в режимах эксплуатации ТЭГ.

Так, АИП-400 и АИП-600 обеспечивают питание двух гальванически развязанных потребителей по 200 и 320 Вт соответственно. Эти установки имеют 50%-ное резервирование.

Установки на жидком топливе АИП-320, АИП-480 и АИП-800 отличаются между собой числом рабочих ТЭГ (2, 3 и 5 соответственно) при одном генераторе, находящемся в холодном резерве.

Во всех указанных АИП резервирование осуществляется включением резервного ТЭГ и автоматической заменой им отказавшего рабочего ТЭГ.

Таблица 1.6

Параметры, дополнительные сведения	АИП на газообразном топливе с ГТГ-150			АИП на жидком топливе с ГТЖ-160		
	АИП-400	АИП-600	АИП-900	АИП-320	АИП-480	АИП-800
Электрическая мощность, ВТ	400 (2×200)	640 (2×320)	900	320	480	800
Число ТЭГ в установке:						
рабочие	4	4	5	2	3	5
резервные	2	2	1	1	1	1
Электрическая мощность одного термоэлектрического генератора, ВТ	130	190	190	180	180	180
Номинальное напряжение АИП, В	27 ⁺¹ ₋₂					
Расход топлива АИП и ТЭГ, кг/ч:						
часовой АИП, кг/ч	1,5	2,0	2,4	1,34	2,02	3,36
(природный газ м ³ /ч)	(2,25)	(3,0)	(3,54)			
годовой АИП	13200	17520	21200	11750	17650	29400
часовой ТЭГ	0,325	0,475	0,475	0,67	0,67	0,67
(природный газ, м ³ /ч)	(0,49)	(0,72)	(0,72)			
Удельный расход топлива, кг/кВтч:						
АИП	3,76	3,14	2,66	4,18	4,18	4,18
ТЭГ	2,50	2,50	2,50	3,50	3,50	3,50
Запас топлива на автономность с учетом 20 % остатка, т	15,75	21,00	25,50	7,00	19,50	17,70
Габаритные размеры блока энергопитания АИП, мм, не более:						
ширина	3240	3240	3240	3240	3240	3240
длина	6330	6330	6330	4800	5500	6330
высота	6600	6600	6600	4800	6600	6600
(транспортная)	(3200)	(3200)	(3200)	(2600)	(3200)	(3200)
Масса блока энергопитания АИП, кг	8200	8200	8200	6800	7400	8200
Ресурс, лет	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0
Примечание: температура в контейнере с радиоэлектронной аппаратурой поддерживается за счет кондиционера и вентиляции с электроприводом.						

1.8.2. Электрогенераторы с фотоэлементами (солнечными батареями)

Для электроснабжения предприятий связи, расположенных в районах с большим числом солнечных дней, где отсутствуют электрические сети общего пользования целесообразно применение автономных установок на базе солнечных электрогенераторов (СЭ).

Внедрение на сети связи СЭ приходится на 80-е годы XX века. Пионерами в этой области выступили страны Западной Африки и Австралии. В [15] описывается установка питания, внедренная в 1989 г. в Австралии для цифровой системы связи. В том же году английская компания British Teleconsult приступила к созданию в Западной Африке [16] установок с использованием СЭ и резервными аккумуляторными батареями мощностью 52 кВт вместо дизель-генераторных и парогенераторных электростанций для электропитания аппаратуры радиорелейных станций. Весьма интересные работы были опубликованы в ряде Европейских и Американских изданий [17, 18]. В России в 1990 г. вышла работа [19], в которой исследовался автономный источник с СЭ для электропитания аппаратуры волоконно-оптической системы передачи.

Современное состояние и перспективы развития солнечной энергетики рассмотрены в [20]. Автор отмечает два важнейших фактора, которые привлекают особое внимание, а именно экологическая безопасность и неограниченные во времени запасы солнечной энергии. В то же время при применении СЭ следует учитывать такие существенные проблемы, как флуктуации солнечной радиации в зависимости от погоды и месторасположения установки, а также сравнительно низкая плотность энергии солнечной радиации, мощность которой не превышает 2 кВт/м^2 . Техничко-экономические показатели СЭ определяются в основном стоимостью фотоэлементов и их КПД. Наибольшее применение находят фотоэлементы на основе монокристаллического кремния. Этот тип элементов характеризуется отработанной технологией изготовления, достаточно высоким КПД, стабильностью и надежностью. Коммерческие образцы имеют КПД 14...17 %, в то время как отдельные лабораторные — 22...26 %. Что касается стоимости монокристаллических элементов, то за следующие пять лет ожидается ее снижение на 10...15 %. В промышленных установках возможны комбинации различных источников электроэнергии и СЭ, например аккумуляторные батареи, дизельгенераторы, турбо и теплогенераторы. Перспективны установки на базе СЭ и аккумуляторов. Такие установки, как правило, содержат СЭ, статические преобразователи, аккумуляторные батареи или молекулярные накопители и систему контроля и управления. При выборе параметров отдельных устройств следует руководствоваться характером работы электрогенератора (в автономном режиме), технологической нагрузкой, мощностью световой энергии на квадратный метр для предполагаемого места размещения, соотношением солнечных и пасмурных дней в году, а также ожидаемыми экономическими показателями, включая эксплуатационные расходы.

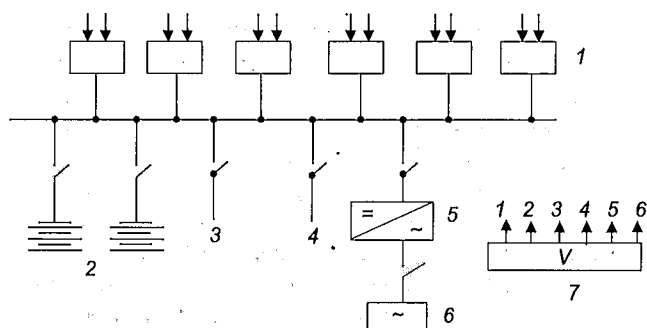


Рис. 1.12. Электростанция с использованием солнечных батарей: 1 — солнечные батареи; 2 — аккумуляторные батареи; 3 — технологические нагрузки; 4 — вспомогательные нагрузки; 5 — выпрямители; 6 — АДЭС; 7 — управляющее устройство

Примером действующей на сети электросвязи промышленной установки, предназначенной для электропитания промежуточной радиорелейной станции (РРС), может служить электростанция, структурная схема которой показана на рис. 1.12.

Солнечная батарея содержит 48 модулей, каждый из которых рассчитан на мощность 75 Вт при выходном напряжении 48 В.

Модули соединены последовательно по четыре штуки и собраны в шесть последовательно включенных групп. Общая площадь поверхности батареи составляет 30 м². Все модули установлены в одной плоскости и ориентированы на юг под углом 38...42° к горизонту. Двухгруппная аккумуляторная батарея на напряжение 48 В укомплектована аккумуляторами с номинальной емкостью 900 А·ч. Запас емкости рассчитан на 120 часов автономной работы.

Автоматизированный дизель-генератор на 8,5 кВА обеспечивает питание нагрузки и заряд аккумуляторной батареи, когда солнечная батарея не выдает запланированной мощности.

Управляющее устройство следит за работой оборудования и при необходимости включает или отключает дизель-генератор или группы солнечных батарей, а также выдает в систему телемеханики РРС информацию об оборудовании. Аппаратура РРС потребляет до 800 Вт электрической энергии постоянного тока при напряжении 48 В.

Все оборудование электростанции, за исключением солнечных батарей, размещается в термостатированном контейнере. Параметры климата в контейнере поддерживаются автоматически и (или) вручную за счет обогрева дизель-генератором и работы вентиляции.

1.8.3. Электростанция с применением паротурбогенераторов

Для электроснабжения предприятий связи, расположенных в районах, где отсутствует энергетическая сеть общего пользования, успешно применяются автономные паротурбогенераторные электростанции постоянного тока. Особенности этих электростанций являются высокая надежность, длительный срок службы, отличная экология, минимальное обслуживание. В качестве топлива может использоваться природный газ, керосин или дизтопливо.

Как правило, электростанция содержит два паротурбогенератора, аккумуляторную батарею, горелку и блок контроля и управления. Паротурбогенератор работает следующим образом. Горелка нагревает в паротурбогенераторе жидкость, часть которой испаряется, и получившийся пар вращает колесо турбины, на валу которой расположен ротор генератора. Далее пар поступает в конденсатор, где охлаждается, конденсируется и полученная жидкость откачивается насосом в парогенератор. Цикл повторяется до тех пор, пока работает горелка. Система полностью герметизирована и никаких потерь рабочей жидкости не происходит. Электрический генератор вырабатывает трехфазный ток, который выпрямляется. Имеется система регулирования подачи топлива в зависимости от нагрузки. Паротурбогенератор отключается, если выходное напряжение постоянно ниже или выше заданной нормы или при превышении температуры рабочей жидкости. Кроме того, имеется защита от коротких замыканий и превышения скорости вращения турбины. Для заряда аккумуляторной батареи в генераторе предусмотрен необходимый запас мощности, а в схеме станции — возможность автоматического и ручного переключения батареи из режима непрерывного подзаряда в режим ускоренного заряда.

Обратный перевод в режим непрерывного подзаряда производится либо вручную, либо автоматически после истечения заданного времени заряда.

Выпускаются паротурбогенераторы на мощности от сотен ватт до нескольких киловатт на различные выходные напряжения. Они рассчитываются на работу от -60 до $+45$ °C (арктический вариант) и на высоте до 2000 м (специальный вариант до 4500 м).

Иллюстрацией к промышленным паротурбогенераторным установкам могут служить изделия известной фирмы «Ормат» [21]. По данным фирмы опыт эксплуатации этих установок показывает 95 % вероятность безотказной работы за время не менее $2 \cdot 10^5$ часов, что

значительно превышает нормы международных требований к первичным источникам энергии для удаленных телекоммуникационных систем. Установки характеризуются низкими эксплуатационными расходами, что объясняется высокой надежностью паротурбогенераторов за счет их конструктивных особенностей. Модельный ряд фирмы «Ормат» включает установки на выходную мощность от 0,2 до 4,5 кВт при напряжении постоянного тока 24, 48 и 125 В. Изменения выходных напряжений не выходят за пределы $\pm 3,5\%$. Установки работают в широком диапазоне температур и на высоте до 4,5 км над уровнем моря. Топливом могут служить природный или сжиженный газ, дизельное топливо и керосин. Средний расход топлива при полной нагрузке паротурбогенератора и температуре окружающей среды $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$ составляет 17600 ккал/ч на 1 кВт выходной мощности. По требованию заказчика фирма может поставлять гибридные установки с СЭ и ветрогенераторами.

Г л а в а 2

Электрические компоненты устройств электропитания

Развитие и широкое внедрение в практику новых технологий невозможно без использования современной элементной базы, без учета физических основ и особенностей её функционирования, учета тенденций в области повышения быстродействия полупроводниковых приборов, особенно в режимах переключения тока, тенденций конструктивного их обрамления. Перечисленные особенности определяют схемотехнические и конструкторские решения источников электропитания, возможные варианты наращивания их мощности, условия охлаждения, показатели эффективности и надежности. За последние годы существенно выросла номенклатура полупроводниковых приборов (диодов и транзисторов). Сегодня она перекрывает диапазон тока от единиц до сотен ампер и напряжения от сотен вольт до 1,2...1,5 киловольт. При этом практически сняты проблемы параллельного, а во многих случаях и последовательного включения приборов. «Предпочтительный» диапазон частоты преобразования электрической энергии в источниках электропитания, обусловленный быстродействием приборов и улучшением качества электромагнитных материалов, переместился из полосы 18...20 кГц в область 60...200 кГц, причем КПД устройств только за счет уменьшения времени восстановления диодов возрос на 2...3 %. Процесс совершенствования элементной базы продолжается. Дальнейшим направлением её развития является «интеллектуализация». На рынке уже присутствуют интеллектуальные ключи и модули на их основе для устройств электропитания, микрочипы с большой степенью интеграции и большим набором функций контроля и управления. По прогнозам специалистов именно это направление будет доминировать и определять в ближайшем десятилетии состояние комплекса электропитания телекоммуникационной отрасли.

2.1. Полупроводниковые приборы

В современных устройствах электропитания полупроводниковые приборы чаще всего используются как «переключатели тока». Термин «переключатель тока» обозначает прибор с резко изменяющейся величиной проводимости под воздействием приложенных рабочих или управляющих напряжений. По международной терминологии эта группа приборов относится к классу *вентилей* (Semiconductor Valves) и, в свою очередь, делится на подгруппы, различающиеся рядом признаков (физические принципы токопроводности, степень управляемости приборов, особенности управления, быстродействие и др.). На рис. 2.1 показаны типы полупроводниковых приборов, сгруппированные по признаку управляемости.

В неуправляемых ключах основным фактором, определяющим проводимость или состояние (включено/выключено), является полярность рабочего напряжения. В униполярных управляемых приборах (транзисторных ключах) проводимость определяется полярностью сигнала тока или напряжения, воздействующего на управляющий электрод. Знаком $+$ на рис. 2.1 указана полярность рабочих и управляющих напряжений, а стрелками — направления рабочих токов в открытом состоянии ключей.

Технические возможности ключей и эффективность их применения в тех или иных условиях определяется рядом параметров.

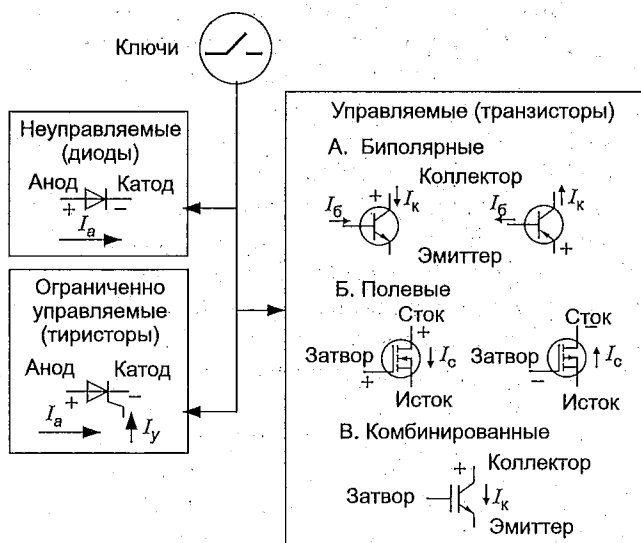


Рис. 2.1. Основные типы полупроводниковых ключей

Каждая группа ключей имеет «свою» систему параметров (статических, динамических, управления и др.), знание которых необходимо при проектировании устройств электропитания и понимания принципа их работы.

Повышение частоты преобразования энергии в устройствах электропитания требует не только необходимости увеличения быстродействия полупроводниковых приборов (в частности, уменьшения времени их выключения) но и поиска инженерных решений по снижению потерь мощности при их переключении (коммутационных потерь). Подобные решения получили в литературе общее название «методы мягкой коммутации» ключей (soft switching modes) [24].

2.1.1. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковый диод является простейшим и наиболее распространенным типом переключающих приборов силовой электроники. В настоящее время применяются в основном полупроводниковые диоды с p - n -переходом и диоды с барьером Шоттки или барьером Мотта. Последние выгодно отличаются от полупроводниковых диодов с p - n -переходом прежде всего отсутствием накопления и рассасывания носителей заряда в базе диода, что и определяет их хорошие частотные свойства (меньшую инерционность процессов их переключения) [22].

Статические свойства идеализированного p - n -перехода описываются уравнением Шокли

$$I = I_S [\exp(U/U_T) - 1], \quad (2.1)$$

где I_S — ток насыщения (тепловой ток), к которому стремится величина I при отрицательном значении напряжения на p - n -переходе; U — напряжение на диоде; $U_T = KT/q$ — тепловой потенциал; $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/°С — постоянная Больцмана; T — температура; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона.

При комнатной температуре $U_T = 0,026$ В. Поэтому уже при напряжении на диоде $U = 0,1$ В $\exp(U/U_T) \gg 1$ и уравнения для прямого и обратного тока принимают вид

$$I_{\text{прям}} = I_S \exp(U/U_T), \quad I_{\text{обр}} = I_S.$$

Вольтамперная характеристика (ВАХ) диода, соответствующая уравнению (2.1), приведена на рис. 2.2,а. При анализе и расчете устройств преобразования энергии, выполненных по так называемой низкочастотной технологии (см. гл. 3), обычно прибегают к кусочно-линейной аппроксимации реальной ВАХ диода. При этом прямая

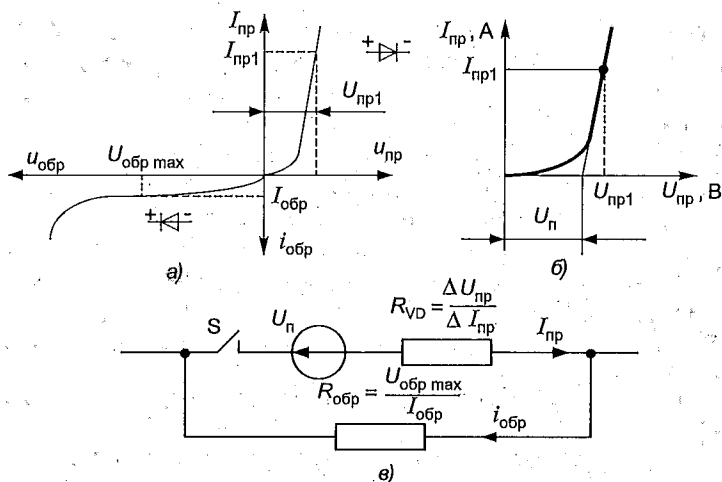


Рис. 2.2. ВАХ диода (а), аппроксимация прямой ветви ВАХ (б), эквивалентная схема диода (в)

ветвь ВАХ заменяется идеальным ключом S , идеальным источником напряжения, равным пороговому напряжению U_n , и дифференциальным сопротивлением R_{VD} (рис. 2.2, в). Пороговое напряжение U_n определяется точкой пересечения касательной к прямой ветви ВАХ в рабочей точке с осью ординат (рис. 2.2, б). Следует отметить, что пороговое напряжение кремниевых диодов с обычным $p-n$ -переходом (выполненных как по сплавной, так и по диффузионной технологиям) лежит в пределах 0,7...0,9 В, тогда как для диодов с барьером Шоттки $U_n = 0,35 \dots 0,45$ В. Обратная ветвь ВАХ реального диода заменяется сопротивлением $R_{обр}$.

В процессе работы устройств преобразования энергии в диодах, входящих в состав этих устройств, выделяются потери мощности (P_{VD}), равные в общем случае сумме потерь от прямого тока ($P_{пр}$), потерь от обратного тока ($P_{обр}$) и динамических (коммутационных) потерь на интервалах перехода диода из открытого состояния в закрытое (P_k). При относительно невысокой частоте переключения диодов (до нескольких килогерц) в большинстве практических случаев суммарные потери в диодах определяются в основном составляющей $P_{пр}$. Следовательно, в этом случае мощность потерь в диоде

$$P_{VD} \approx P_{пр} = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} i_{VD}(t) u_{VD}(t) dt = U_n I_{VDcp} + I_{VD}^2 R_{VD}, \quad (2.2)$$

где i_{VD} , u_{VD} — мгновенные значения тока и напряжения на открытом

диоде; $t_{и}$, T — интервал открытого состояния диода и период его коммутации соответственно; I_{VDcp} — среднее значение тока диода; I_{VD} — действующее значение тока диода; $U_{п}$, R_{VD} — пороговое напряжение и дифференциальное сопротивление диода соответственно.

Рассмотрим коммутационные процессы в диоде на примере однополупериодной схемы выпрямления, работающей на чисто активную нагрузку (рис. 2.3,а) при скачкообразном изменении напряжения e . Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 2.3,б. На интервале времени от 0 до t_1 через открытый диод VD протекает прямой ток $I_{пр} = (E_m - U_{пр})/R$, так что на границах p - n -перехода имеется избыточная концентрация неосновных носителей.

В момент времени t_1 напряжение e скачком меняет свою полярность и через диод в течение интервала рассасывания избыточного заряда $t_p = t_2 - t_1$ будет протекать ток в обратном направлении. Величина этого обратного тока $I_{обр max} = (E_m - u_{VD})/R$. По окончании рассасывания избыточной концентрации носителей напряжение на диоде u_{VD} в момент t_2 падает до нуля. В интервале времени $t_3 - t_2$ обратный ток диода уменьшается с $I_{обр max}$ до $I_{обр} = I_S$ (до тока насыщения). Этот интервал времени t_b называется временем восстановления обратного сопротивления диода (временем обратного восстановления). Из кривой $P_{VD}(t)$, представленной на рис. 2.3,б видно, что пиковое значение мгновенной мощности на интервале t_b многократно превышает мощность потерь $P_{пр}$ (потери на интервале открытого состояния диода), что может служить причиной локального перегрева и разрушения кристалла. С ростом частоты преобразования энергии в устройствах электропитания растет и среднее за период значение коммутационных потерь. При частотах преобразования энергии в несколько десятков или даже сотен килогерц (частоты на которых работают современные устройства электропитания)

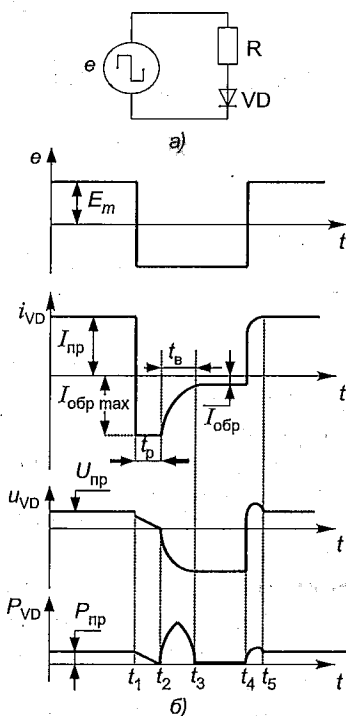


Рис. 2.3. Однополупериодная схема выпрямления (а) и временные диаграммы, поясняющие работу диода (б)

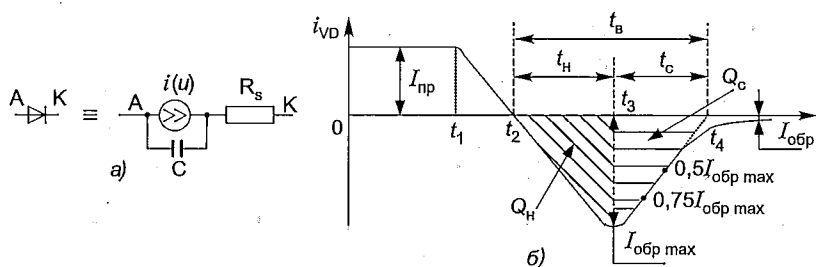


Рис. 2.4. Нелинейная модель диода (а) и диаграмма изменения тока при его выключении (б)

необходимо учитывать коммутационные процессы при выключении диодов и принимать соответствующие меры по их снижению. Схема замещения диода, позволяющая учитывать коммутационные процессы при выключении диода, представлена на рис. 2.4,а. Схема замещения (модель) содержит либо безынерционный диод, ВАХ которого соответствует уравнению Шокли, либо, как показано на рис. 2.4,а, зависимый от напряжения источник тока, емкость C и резистор R_s , позволяющий учитывать потери в диоде. Такая схема (модель) используется практически во всех известных пакетах компьютерного моделирования электронных схем (pSPICE, WORKBENCH, MicroCap и др.) В общем случае емкость C учитывает два различных по природе процесса, протекающих при переключении диодов, и, соответственно, имеет две составляющие: диффузионную (C_d) и барьерную (C_b). Обе существенно зависят от величины напряжения и отображают процессы накопления заряда при переключении диода и образования заряда на закрытом переходе.

На рис. 2.4,б показана типовая зависимость тока диода $i(t)$ при его выключении [22]. В момент времени t_1 прямой ток диода начинает спадать со скоростью, определяемой внешними, по отношению к диоду факторами (формой и величиной запирающего напряжения, индуктивностью цепи и др.). В момент времени t_2 прямой ток спадает до нуля, однако носители тока, наполняющие p - n -переход, продолжают движение, образуя обратный ток. За время нарастания $t_H = t_3 - t_2$ обратный ток достигает максимальной величины $I_{обр max}$. С момента времени t_3 начинается уменьшение обратного тока до значения $I_{обр} = I_s$. На практике реальная кривая уменьшения обратного тока экстраполируется прямой проходящей через точки, соответствующие токам $0,75 I_{обр max}$ и $0,5 I_{обр max}$ (рис. 2.4,б). Моментом окончания процесса восстановления запирающих свойств считается момент, соответствующий точке пересечения этой прямой с осью времени (момент

t_4 на рис. 2.3,б). Под временем восстановления запирающих свойств диода $t_B(t_{rr})$, которое указывается в справочных данных, понимается суммарное время нарастания t_n и спада $t_c = t_4 - t_3$ обратного тока диода. По соотношению времени нарастания t_n и времени спада t_c различают диоды с «мягким» восстановлением ($t_c \approx t_n$), «быстрые» ($t_c \approx 0,5t_n$) и «супербыстрые» ($t_c \leq 0,2t_n$).

Помимо времени восстановления (t_{rr}) в справочных данных (например, фирмы International Rectifier) указывается также значение тока $I_{обр\ max}$ (I_{rrm}) и величина заряда Q_v (Q_{rr}), накопленного диодом при его запираании. Следует отметить, что значения выше перечисленных параметров зависят от температуры перехода (с ростом температуры значения параметров увеличиваются). Кроме того, в справочных данных также указывается значение емкости p - n -перехода C (C_T), соответствующей паспортному значению обратного напряжения.

В реальных схемах на конечной стадии запираания диода наблюдается колебательный процесс, который объясняется резонансными явлениями, обусловленными наличием паразитных индуктивностей в цепи протекания обратного тока диода. Для пояснения природы возникновения таких процессов обратимся к схеме однотактного преобразователя (рис. 2.5,а). В этой схеме индуктивность L_1 учитывает индуктивность проводников и паразитную индуктивность источника питания E (например, индуктивность выводов выходного конденсатора этого источника). Конденсатор C , подключенный параллельно диоду VD, учитывает емкость этого диода.

В установившемся режиме работы в интервале времени от 0 до t_1 ключ S разомкнут и энергия, ранее запасенная дросселем L_2 , передается в нагрузку (R_n) через открытый диод VD. При замыкании S в первичном контуре начинает протекать ток i_1 (рис. 2.5,б), скорость изменения которого практически определяется напряжением E и индуктивностью L_1 ($di_1/dt = E/L_1$). Ток диода, равный разности i_2 и i_1 , к моменту времени t_2 уменьшается до нуля и далее, в силу инерционности процесса рекомбинации носителей тока, изменяет знак, достигая к моменту времени t_3 максимальной величины $I_{обр\ max}$. На эту же величину $\Delta I_1 = I_{обр\ max}$ ток i_1 превышает значение тока i_2 . Если допустить мгновенность восстановления запирающих свойств диода, то, начиная с момента времени t_3 , энергия индуктивности L_1 передается паразитной емкости диода, порождая в цепи затухающие колебания. Частота этих колебаний определяется параметрами контура L_1C и может достигать нескольких мегагерц. Колебательный процесс будет продолжаться до тех пор, пока

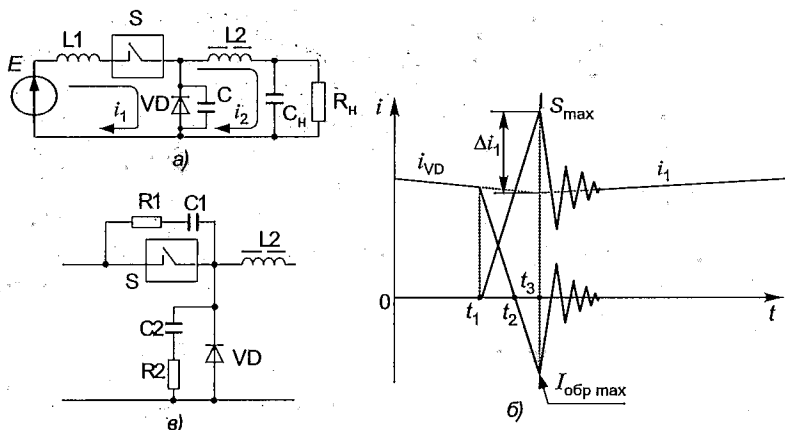


Рис. 2.5. Схема однофазного преобразователя (а), временные диаграммы тока и напряжения диода при его выключении (б), включение демпфирующих RC цепочек (в)

вся избыточная энергия, накопленная индуктивностью L_1 к моменту времени t_3 , не рассеется в активных элементах контура.

Потери мощности на интервале восстановления запирающих свойств диода $P_{дон}$, обусловленные энергией, накопленной в паразитной индуктивности L_1 избыточным током $\Delta I_1 = I_{обр max}$ можно выразить через параметры E , L_1 и период преобразования T :

$$P_{дон} = 0,5 L_1 I_{обр max}^2 / T.$$

В случае диода с «мягким» выключением на интервале восстановления запирающих свойств, изменяющееся во времени сопротивление диода шунтирует его паразитную емкость, уменьшая добротность контура $L_1 C$ и обеспечивая более быстрое затухание колебаний. Такой же эффект достигается подключением параллельно элементам, работающим в режиме переключения демпфирующих R-C цепочек (как показано на рис. 2.5, в) с относительно малыми значениями сопротивления и емкости. Вместе с тем, демпфирование колебаний сопровождается ростом потерь мощности в элементах этих демпфирующих цепочек.

Важным конструктивным параметром диода является его способность отводить тепло от поверхности кристалла. Эта способность зависит от особенностей конструкции прибора и характеризуется тепловым сопротивлением фрагмента «кремниевая пластина – корпус» $R_{T(п-к)}$.

2.1.2. Тиристоры

К тиристорам относится класс полупроводниковых приборов, имеющих три или более $p-n$ -переходов и обладающих бистабильной ВАХ. Наибольшее применение в устройствах электропитания находят трехэлектродные приборы с тремя $p-n$ переходами (рис. 2.6,а). Такие приборы в литературе называют либо триодными тиристорами, либо просто тиристорами. В условиях нормальной работы тиристора в схемах электропитания при подаче на анод прямого напряжения (анод имеет положительный потенциал относительно катода, как показано на рис. 2.6,а) тиристор должен оставаться в закрытом состоянии до тех пор, пока на его управляющий электрод не будет подан импульс напряжения необходимой мощности (с полярностью плюс на управляющем электроде относительно катода). Время перевода из закрытого состояния в открытое (необходимое время действия отпирающего импульса), определяемое инерционными свойствами прибора, для большинства тиристоров измеряется единицами-десятками микросекунд. После перевода прибора в открытое состояние он, как и обычный диод, становится неуправляемым. Обратный переход тиристора в закрытое состояние начинается только после сброса практически до нуля его анодного тока. Время этого обратного перехода (восстановления запирающих свойств) тиристора превышает время включения в несколько раз, что практически исключает возможность применения тиристоров в качестве переключающих приборов в современных высокочастотных устройствах преобразования энергии.

Для объяснения свойств тиристора обычно используют его двухтранзисторную модель, представленную на рис. 2.6,б. В этой модели коллекторный ток транзистора VT1 является током базы для транзистора VT2 (при токе управляющего электрода равным нулю), а коллекторный ток VT2 представляет собой ток базы транзистора VT1. В результате подача импульса напряжения на управляющий электрод приводит к увеличению тока базы транзистора VT2, а следовательно, и его коллекторного тока, т.е. тока базы транзистора VT1. Это в свою очередь вызывает увеличение коллекторного тока VT1, т.е. тока базы VT2 и т.д. Процесс нарастания токов транзисторов носит лавинный характер, что обусловлено наличием положительной обратной связи, существующей между ними, и объясняет тем самым механизм включения тиристора и удержания его в открытом состоянии и после снятия отпирающего импульса с управляющего электрода.

Важно отметить, что механизм активизации положительной обратной связи и связанное с ним самопроизвольное включение тири-

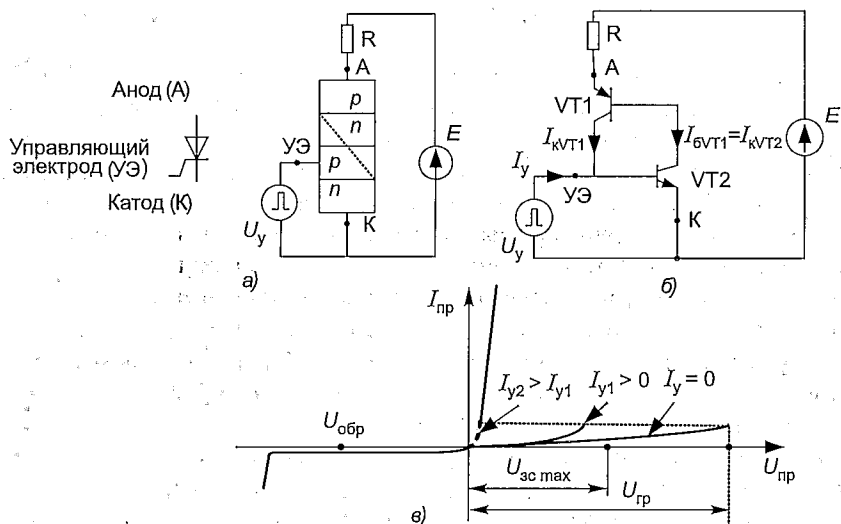


Рис. 2.6. Структура тиристора (а), двухтранзисторная модель (б) и вольт-амперная характеристика тиристора (в)

сторов могут быть спровоцированы увеличением прямого напряжения выше определенной граничной величины $U_{\text{гр}}$ или большой скоростью нарастания приложенного напряжения, а следовательно, появлением токов заряда паразитных емкостей коллекторно-эмиттерных переходов транзисторов. Самопроизвольное включение тириستоров недопустимо, так как оно приводит к аварийным ситуациям в устройствах электропитания. Поэтому в паспортных данных на тиристоры приводятся значения максимально допустимого прямого напряжения ($U_{\text{зс max}}$), которое обычно близко к половинному значению $U_{\text{гр}}$ и допустимое значение скорости нарастания прямого напряжения $(du_{\text{зс}}/dt)_{\text{max}}$.

Вольт-амперные характеристики тиристора при трех значениях тока управляющего электрода (I_y) приведены на рис. 2.6, в. Там же приведены напряжения $U_{\text{гр}}$ и $U_{\text{зс max}}$. Обычно в устройствах электропитания на управляющий электрод тиристора подается отпирающий импульс I_y , при котором на прямой ветви ВАХ отсутствует участок с отрицательным сопротивлением (кривая при $I_y \geq I_{y2}$ на рис. 2.6, в), т.е. ВАХ имеет такой же вид, как и ВАХ обычного диода. ВАХ при $I_y = 0$ характерна для тиристоров, не имеющих вывода управляющего электрода (диодные тиристоры, называемые также динисторами). Обратная ветвь ВАХ тиристора или динистора (в третьем квадранте рис. 2.6, в) по форме совпадает с обратной ветвью ВАХ обычного диода.

2.1.3. Биполярные транзисторы в режиме переключения

Биполярные транзисторы (БТ) выпускаются двух типов: $n-p-n$ и $p-n-p$. Первый ($n-p-n$) тип преобладает в силовой электронике и поэтому дальнейшее обсуждение транзисторов будет ориентировано на этот тип БТ.

Биполярные транзисторы получили широкое распространение в качестве регуляторов напряжения или тока. Транзисторы могут работать в линейном или ключевом режиме. В линейном режиме рабочая точка транзистора находится в активной области и под действием тока базы относительно медленно перемещается по нагрузочной линии. В режиме переключения рабочая точка «быстро» переходит из области отсечки (состояние низкой проводимости) в область насыщения (состояние высокой проводимости). Скорость и траектория перемещения зависят от параметров цепи нагрузки, частотных свойств транзисторов, значения и формы базового тока. Рассмотрим работу транзистора с активной нагрузкой (рис. 2.7 и 2.8).

На интервале времени $[0, t_1]$ (рис. 2.8) неуправляемый ток $I_{к0} = I_{кб0}$ создает на базовом резисторе $R_б$ отпирающее напряжение, открывающее транзистор (рабочая точка O находится на границе области отсечки), поэтому для полного запираания транзистора необходимо задать отрицательный ток базы $i_б = -I_{кб0}$. При этом рабочая точка переместится на границу области отсечки, в точку B .

С поступлением импульса тока базы $I_б > I_{бн}$, а именно импульса, большего, чем необходимо для перемещения рабочей точки на границу насыщения (рис. 2.7, точка A), начинается переключение транзистора и его ток коллектора стремится к величине $i_к = I_б B$, где B — коэффициент передачи транзистора по току в схеме с общим эмиттером. При достижении значения $I_{кн} = (E - U_{кэп})/R_к$ рост тока прекращается, а избыточный ток базы, т.е. та часть, которая превы-

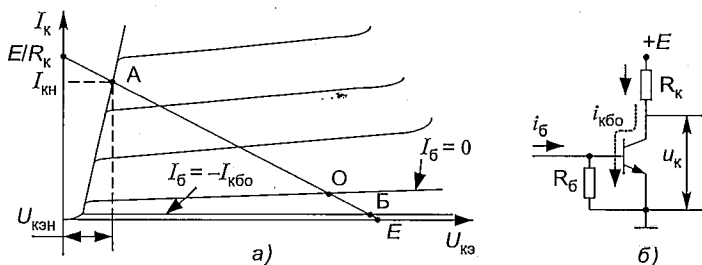


Рис. 2.7. Семейство коллекторных характеристик биполярного транзистора (а) и схема включения транзистора (б)

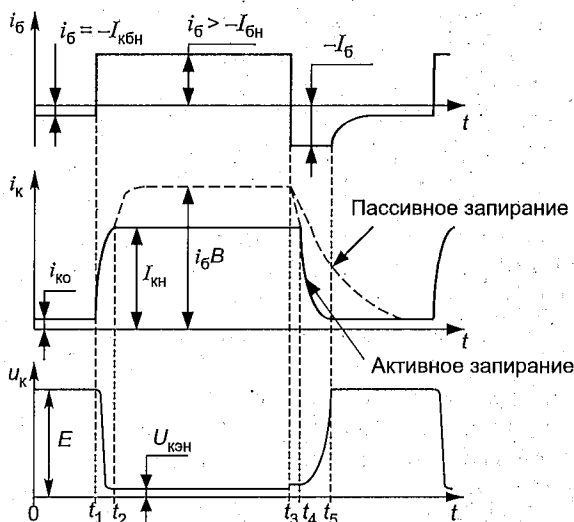


Рис. 2.8. Временные диаграммы переключения биполярного транзистора

шает величину I_{BH} , ведет к накоплению заряда в базовой области. С увеличением коэффициента избыточности $K_1 = I_B/I_{BH}$ уменьшается время включения транзистора. На интервале включения $[t_1, t_2]$ ток коллектора изменяется практически по экспоненциальному закону, с постоянной времени $\tau_3 = 1/f_{гр}$, где $f_{гр}$ — граничная частота усиления транзистора [23].

Считая, что за время включения (t_B) ток коллектора достигает уровня 0,95 от установившегося значения, определим величину t_B :

$$t_B = \tau_3 \ln[K_1/(K_1 - 0,95)].$$

Для коэффициентов избыточности $K_1 = 1, 2, 4$ значения t_B соответственно равны: $t_{B(1)} = 2,994\tau_3$, $t_{B(2)} = 0,64\tau_3$, $t_{B(4)} = 0,27\tau_3$.

В момент времени t_3 начинается процесс выключения транзистора. Полное время выключения складывается из времени задержки, связанного с рассасыванием избыточных носителей в области базы, и времени спада тока. Оба интервала зависят от избыточности обратного (запирающего) импульса базового тока. В частном случае пассивного запираения ($I_B = 0$) и при достаточно малом базовом сопротивлении R_6 (в справочниках это условие оговаривается специально) время рассасывания равно величине, определяемой соотношением $t_p = \ln K_1$, а время спада величиной $t_c \approx 4\tau_3$.

При активном запираении транзистора отрицательным током базы с кратностью $K_2 = -I_B B/I_{KH}$ времена рассасывания и спада

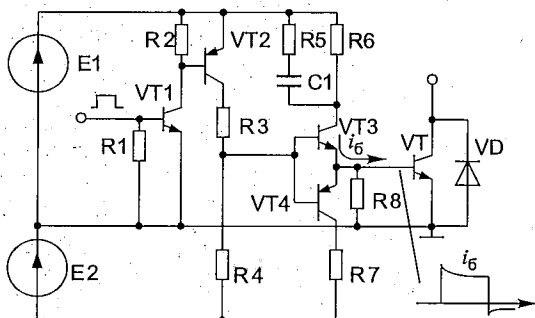


Рис. 2.9. Схема формирования тока базы мощного транзистора VT

уменьшаются:

$$t_p = \tau_3 \ln \frac{K_1 + K_2}{1 + K_2}; \quad t_c = \tau_3 \ln \frac{K_2 + 1}{K_2}.$$

Таким образом, быстродействие ключа очень сильно зависит от значения и формы базового тока. Оптимальная форма импульса управляющего тока должна обеспечить достаточную избыточность тока на переднем фронте ($K_1 = 2 \dots 3$), снижение избыточности до уровня $K_1 = 1,5$ к концу интервала отпирания, большую избыточность отрицательного импульса тока базы ($K_2 = 3 \dots 5$) на интервале рассасывания и спада тока и последующее снижение величины тока до значения $I_{к60}$. Пример схемы управления, обеспечивающей оптимальную форму импульса тока базы мощного транзисторного ключа VT, показан на рис. 2.9.

Величина импульса тока на переднем фронте $+I_6$ определяется напряжением источника E1 и параллельно включенными резисторами R5 и R6. По мере заряда конденсатора C1 величина импульса тока уменьшается. Запирающий импульс I_6 формируется источником E2 при открывании транзистора VT4.

Так как транзистор пропускает ток только в одном направлении, то в цепях с изменяющимся направлением тока параллельно транзистору включают встречный диод VD (рис. 2.9).

Потери мощности в транзисторе P_k суммируются из потерь в базе и потерь в коллекторе. Ограничиваясь последней составляющей, запишем выражение для приближенной оценки P_k , ориентируясь на линейный закон изменения напряжения и тока на интервалах переключения:

$$P_k = \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} i_k(t) u_{кэ}(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} i_k(t) u_{кэ}(t) dt \right] + I_{кн} U_{кэн} T_H / T =$$

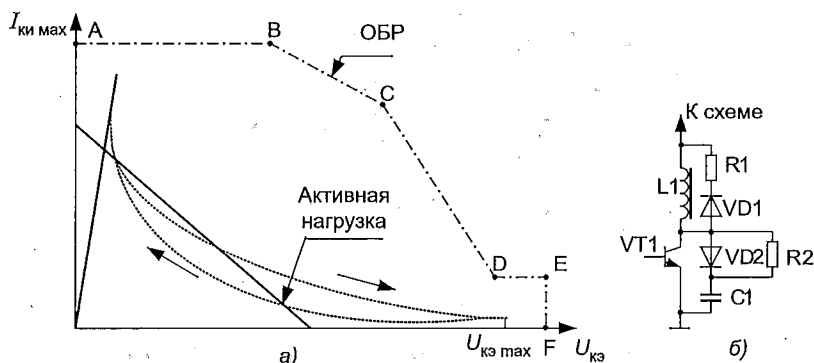


Рис. 2.10. Области безопасной работы транзистора и возможные траектории движения рабочей точки (а). Включение демпфирующих цепочек для снижения коммутационных потерь (б)

$$= \frac{1}{T} \left[\left(\frac{t_2 - t_1}{3} + \frac{t_5 - t_4}{3} \right) E I_{\text{кн}} + T_{\text{н}} I_{\text{кн}} U_{\text{кэн}} \right],$$

где $I_{\text{кн}}$, $U_{\text{кэн}}$ — ток коллектора и напряжение на коллекторе транзистора на интервале насыщения; T — период повторения; $T_{\text{н}} = t_4 - t_2$ — длительность интервала насыщения.

В практических схемах в коллекторной цепи силового транзистора обязательно присутствуют индуктивности (например, паразитные индуктивности проводов), в результате чего траектория переключения транзисторов не совпадает с линией резистивной нагрузки на семействе выходных характеристик (рис. 2.10, а). Надежная работа транзистора обеспечивается, если рабочая точка при переключении не выходит за пределы области безопасной работы (ОБР). Границы ОБР определяют допустимые значения параметров в различных режимах и приводятся в справочниках [27].

Для уменьшения мощности коммутационных потерь и предупреждения опасных режимов работы ключей применяется большой набор схемотехнических приемов. В качестве примера на рис. 2.10, б показан вариант включения демпфирующих цепочек, позволяющих уменьшить коммутационные потери.

Введение дросселя насыщения $L1$ в коллекторную цепь транзистора $VT1$ позволяет ограничить скорость нарастания коллекторного тока транзистора и тем самым уменьшить потери мощности при его открывании. Для разряда энергии, накопленной этим дросселем на интервале открытого состояния транзистора, параллельно ему включены диод $VD1$ и резистор $R1$. Для уменьшения скорости нарастания коллекторного напряжения и тем самым уменьшения потерь мощно-

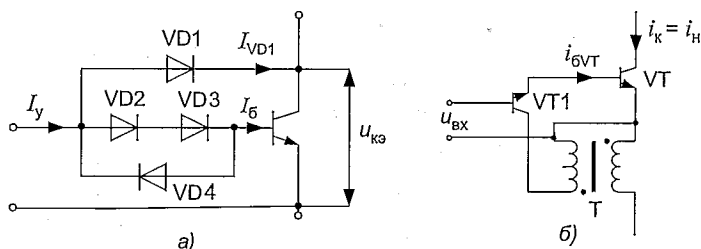


Рис. 2.11. Схема ключа с нелинейной обратной связью по напряжению (а) и схема ключа с пропорционально токовым управлением (б)

сти при выключении параллельно транзистору включается конденсатор $C1$. Заряд $C1$ осуществляется через диод $VD2$, а его разряд при открывании транзистора — через резистор $R2$.

В реальных устройствах электропитания ток нагрузки изменяется, как правило, в широких пределах. Поэтому в случае реализации ключей на биполярных транзисторах достаточно сложной задачей является поддержание базового тока на уровне, гарантирующем определенную величину коэффициента избыточности K_1 . Работа при фиксированном значении включающего тока базы может приводить к глубоким перенасыщениям транзистора и, как следствие, к увеличению времени выключения транзистора (время может изменяться на порядок) или переводу рабочей точки открытого транзистора в активную зону (при возрастании тока нагрузки). Для исключения таких режимов целесообразно обеспечивать автоматическую подстройку тока базы к изменяющемуся максимальному току коллектора. Автоподстройку можно получить с использованием схем с нелинейной обратной связью по напряжению и схем с положительной обратной связью по току.

Пример реализации нелинейной обратной связи (ОС) по напряжению показан на рис. 2.11, а. В этой схеме ОС по напряжению обеспечивается диодом $VD1$, а глубина насыщения — диодами $VD2$, $VD3$ (вместо $VD2$, $VD3$ может быть включен стабилитрон). При отсутствии перенасыщения транзистора диод $VD1$ закрыт и ток базы I_b транзистора равен току управления I_y . Перенасыщение транзистора приводит к уменьшению напряжения $U_{кб}$ и соответственно напряжения $U_{кз} = U_{кб} + U_{бэ}$. При уменьшении напряжения $U_{кб}$ (плюс на коллекторе относительно базы) до значения, равного напряжению открытого диода $U_{пр}$ открывается диод $VD1$ и часть тока I_y ответвляется в цепь диода $VD1$, уменьшая тем самым ток базы и предотвращая нежелательное перенасыщение транзистора. Из уравнения баланса напряжений: $U_{VD2} + U_{VD3} + U_{бэ} = U_{VD1} + U_{кз}$ следует, что

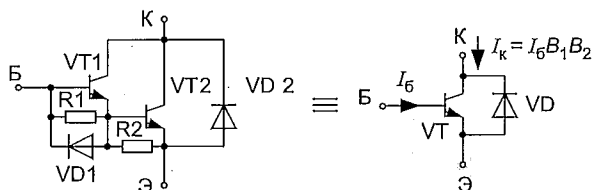


Рис. 2.12. Включение транзисторов по схеме Дарлингтона

$U_{кэ} = U_{бэ} + U_{пр}$. Диод VD4 введен в схему рис. 2.11,а для возможности обеспечения активного запирания транзистора.

В схеме рис. 2.11,б режим пропорционального управления током базы ключа VT обеспечивается с помощью трансформатора тока Т. При подаче управляющего сигнала на вход схемы в цепи «базо-эмиттерный переход VT1, базо-эмиттерный переход силового ключа VT», протекает стартовый ток управления. При открывании транзистора VT через первичную обмотку Т протекает ток нагрузки $I_k \approx I_n$. Ток вторичной обмотки трансформатора, нагруженной на коллектор-эмиттерный переход насыщенного транзистора VT1, и базо-эмиттерный переход силового транзистора VT будет меньше тока первичной обмотки в число раз, равное коэффициенту трансформации трансформатора Т при любом токе нагрузки, что и обеспечивает пропорционально-токовое управление силовым транзистором.

Недостатком мощных высоковольтных биполярных транзисторов является низкая величина коэффициента передачи по току в режиме насыщения. Для приборов с граничным напряжением $U_{кэ гр} > 250$ В коэффициент передачи по току $B \approx 5...7$. Это затрудняет согласование мощных транзисторов с маломощными управляющими устройствами и требует введения в схему усилителей тока. Так например, при $I_{кн} = 10$ А, $B = 5$, $K_1 = 1,4$ необходимый ток базы составит $I_6 = 2,8$ А. Включение транзисторов по схеме Дарлингтона (рис. 2.12) позволяет увеличить коэффициент передачи тока базы до значения, равного произведению коэффициентов передачи транзисторов VT1 и VT2: $B_{\Sigma} = B_1 B_2$.

Транзисторы VT1 и VT2 в составном транзисторе выбираются на одинаковые рабочие напряжения. Транзистор VT1 формирует ток базы мощного транзистора VT2. Низкоомные резисторы R1 и R2 обеспечивают цепь для токов коллекторно-базовых переходов ($I_{кб0}$) в закрытом состоянии транзисторов. Диод VD1 обеспечивает цепь запирающего базового тока для транзистора VT2 на случай, если маломощный транзистор VT1 запирается раньше. Диод VD2 является шунтирующим для обратных напряжений. Однако следует

иметь в виду, что применение схемы Дарлингтона приводит к увеличению напряжения насыщения мощного транзистора, т.е. приводит к увеличению потерь мощности на нем. При больших токах нагрузки в практических схемах вместо одного транзистора VT2 используется несколько параллельно включенных между собой транзисторов. Для выравнивания токов через эти параллельно включенные транзисторы в цепь эмиттера каждого из них чаще всего включают низкоомные сопротивления. При этом транзистор VT1 в схеме рис. 2.12 должен быть рассчитан на суммарный ток базы всех параллельно включенных транзисторов.

Еще одним недостатком биполярных транзисторов является большой разброс коэффициента передачи по току, поэтому оптимальный режим управления для одного транзистора может не выполняться при замене его на другой. Следует иметь в виду, что из-за малого сопротивления транзисторов в режиме насыщения и малой их перегрузочной способности в общем случае транзисторы невозможно защитить плавкими предохранителями. Защита возможна только быстродействующими электронными средствами.

2.1.4. Полевые транзисторы

В отличие от биполярных, полевые транзисторы (ПТ) основаны на дрейфе основных носителей тока в канале под действием разности потенциалов между истоковым и стоковым зажимами. Ток канала можно модулировать, изменяя напряжение затвора относительно истока. В зависимости от конструкции затвора ПТ делятся на два класса: с затвором в виде p - n -перехода (ПТ с управляющим переходом) и с изолированным затвором. Последние относительно затвора представляют собой структуру: металл-диэлектрик-полупроводник и поэтому называются либо МДП (MOS в английской транскрипции) транзисторами, либо МОП-транзисторами (МОП — аббревиатура от «металл-окисел-полупроводник»). Для этих приборов также широко применяется название MOSFET (Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect Transistor), подчеркивающее, что управление каналом осуществляется электрическим полем. Оба класса ПТ широко распространены в силовой электронике и имеют «свой» предпочтительные области применения. МДП-транзисторы в свою очередь подразделяются на транзисторы со встроенным каналом и с индуцированным каналом. В первых ПТ проводящий токовый канал создан технологически («встроен»), и он, как и в ПТ с управляющим переходом, существует при нулевом напряжении на затворе, поэтому эти МДП транзисторы называют транзисторами обедненного

типа. В МДП с индуцированным каналом токовый канал появляется только при подачи напряжения на затвор, поэтому эти приборы также называют транзисторами обогащенного типа. МДП обогащенного типа могут быть, как и любые другие ПТ, с каналом n -типа и с каналом p -типа, которые чаще всего создаются методом диффузии. Функционально эти два типа МДП-транзисторов являются аналогами n - p - n - и p - n - p -биполярных транзисторов соответственно. В современных устройствах электропитания наибольшее применение в качестве мощных токовых ключей находят МДП-транзисторы с индуцированным n -каналом (DNMOS в английской транскрипции). В этих приборах для создания токового канала между стоком и истоком на затвор необходимо подать положительное напряжение относительно истока, большее некоторого порогового, т.е. приборы являются нормально закрытыми. Далее обсуждаются именно эти приборы. Сведения о p -канальных ПТ, а так же о транзисторах с затвором в виде p - n -перехода, читатель может найти в [29, 30].

К достоинствам ПТ следует отнести:

- чрезвычайно малую мощность управления по сравнению биполярными транзисторами;
- высокую скорость переключения, резко снижающую коммутационные (динамические) потери мощности;
- возможность параллельного включения между собой транзисторов, без каких либо устройств выравнивания токов через эти транзисторы;
- высокая температурная стабильность времени переключения и крутизны вольтамперной характеристики.

Из недостатков ПТ можно отметить возможность вторичного пробоя, вызванного влиянием паразитного биполярного n - p - n -транзистора, образующегося в полупроводниковой структуре. При низких напряжениях сток-исток паразитный транзистор не проявляет себя. С повышением напряжения биполярный транзистор «просыпается», определяя вид ВАХ транзистора в области пробоя. Для того чтобы обеспечить нормальную работу МДП-транзисторов в области рабочих напряжений, необходимо надежно закрыть этот паразитный транзистор. Для этого подложка прибора всегда соединяется с истоковым выводом, в результате чего база и эмиттер этого паразитного транзистора оказываются практически объединены между собой, и этот транзистор превращается в диод, включенный между стоковым и истоковым выводами. В настоящее время выпускаются МДП-транзисторы с рабочим напряжением сток-исток 800...1000 В.

Рассмотрим типичные статические характеристики МДП-транзистора (рис. 2.13). На проходной характеристике (рис. 2.13,а) пока-

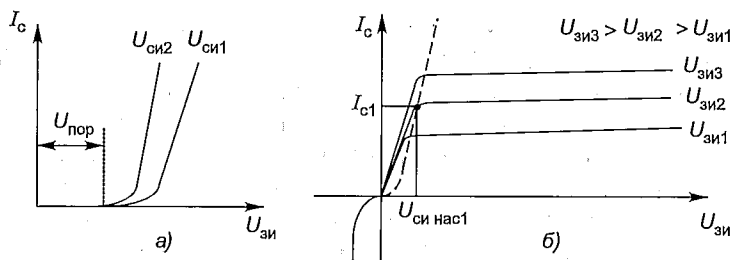


Рис. 2.13. Проходные (а) и выходные (б) характеристики МОП-транзистора

заны две кривые для двух различных напряжений $U_{си}$ ($U_{си2} > U_{си1}$). На проходной характеристике отмечено пороговое напряжение $U_{пор}$, при котором начинает открываться транзистор. Конструктивно-технологическими способами удастся получить режим образования канала и открывания транзистора при напряжении $U_{пор}$ выше 2...4 В. Следует отметить, что из-за малости толщины подзатворного изоляционного слоя предельное значение напряжения между затвором и истоком не должно превышать 20 В. Его превышение вызывает электрический пробой изоляции затвора и выход из строя прибора.

Для защиты транзистора в его входной цепи рекомендуется включение ограничивающего стабилитрона с напряжением стабилизации $U_{стаб} \leq 20$ В. В отдельных приборах такой стабилитрон встроен в структуру транзистора. По проходной характеристике определяется крутизна $S = di_c/du_{зи}$. В современных мощных транзисторах крутизна характеристики достигает значений 2,5...4 А/В. На выходных характеристиках (рис. 2.13, б) выделяются два участка, разделяемых значением напряжения насыщения $U_{с нас}$ (границей режимов). На рис. 2.13, б эта граница режимов (насыщения и линейного) обозначена пунктирной линией. Наклон крутых участков выходных характеристик определяет сопротивление $R_{си} = \Delta U_{си}/\Delta I_c$ канала сток-исток в режиме насыщения. Для современных мощных транзисторов $R_{си}$ составляет десятые-сотые доли ома.

Для лучшего представления о переключающих свойствах МОП-транзисторов рассмотрим его работу в режиме переключения при активной нагрузке в цепи стока. Схема включения транзистора представлена на рис. 2.14, а. На этой схеме также показаны паразитные емкости транзистора: затвор-исток $C_{зи}$, сток-исток $C_{си}$ и сток-затвор $C_{зс}$. Паразитные емкости транзистора, как и резистивные элементы, не показанные на рис. 2.14, а, сильно зависят от конструктивного исполнения транзисторов. Учитывая, что мощный прибор может содержать тысячи элементарных транзисторов на одном кристал-

ле, соединенных параллельно, результирующие емкости могут достигать больших значений (например, для транзистора КП803 $C_{зи} = 3000$ пФ). Особенностью проходной емкости $C_{зс}$, называемой также емкостью Миллера, является ее зависимость от напряжения на стоке. На рис. 2.14,а показан также диод VD, образующийся из паразитного $n-p-n$ -транзистора при соединении подложки прибора с истоком. Наличие этого диода приводит к образованию тока в третьем квадранте семейства выходных характеристик (рис. 2.13,б). Это свойство МОП-транзистора используется в схемах, содержащих индуктивные накопители тока для создания режимов рекуперации энергии. Быстродействие этого диода, определяемое временем восстановления его запирающих свойств, относительно не велико ($t_b \approx 100 \dots 300$ нс), что создает определенные трудности при высокой частоте переключения индуктивных нагрузок транзисторной стойкой в полумостовых и мостовых схемах [36].

В первом приближении управление транзистором сводится к соответствующему изменению заряда входной емкости $C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}$ транзистора [37]. При этом существенное влияние оказывает внутреннее сопротивление R_r источника управляющих импульсов, препятствующее быстрому заряду и разряду емкости $C_{вх}$.

Временные диаграммы, отражающие процессы переключения транзистора при активной нагрузке R_n приведены на рис. 2.14,б. При подачи в момент времени t_1 на вход (затвор-исток) управляющего импульса $U_{вх}$ начинается заряд емкостей $C_{зи}$ и $C_{зс}$ через резистор R_r . До тех пор пока напряжение затвор-исток не достигнет величины порогового напряжения $U_{пор}$, транзистор закрыт и напряжение стока равно напряжению питания E_n . Понятно, что для повышения быстродействия транзистора на этой стадии процесса переключения необходимо уменьшать сопротивление R_r . Однако следует иметь в виду, что чрезмерно большая скорость заряда емкости $C_{зи}$ может привести к неравномерному распределению напряжения $U_{зи}$ по площади затвора и, как следствие, привести к кумуляции тока стока на отдельных участках сечения индуцированного канала [37].

После достижения в момент времени t_2 на затворе порогового напряжения транзистор открывается и переходит в линейный режим, нарастает ток стока, падает напряжение на стоке $U_{си}$. На интервале $[t_1, t_3]$ емкость Миллера $C_{зс}$ мала. В момент времени t_3 величина $C_{зс}$ начинает резко возрастать, что объясняет появление «полки» на кривой $u_{зи}(t)$ на интервале $[t_3, t_4]$ (это явление называют интегрированием Миллера). После момента времени t_4 продолжается рост напряжения $u_{зи}$ с некоторым снижением скорости падения напряжения $U_{си}$. Затем транзистор окончательно переходит в режим насыщения.

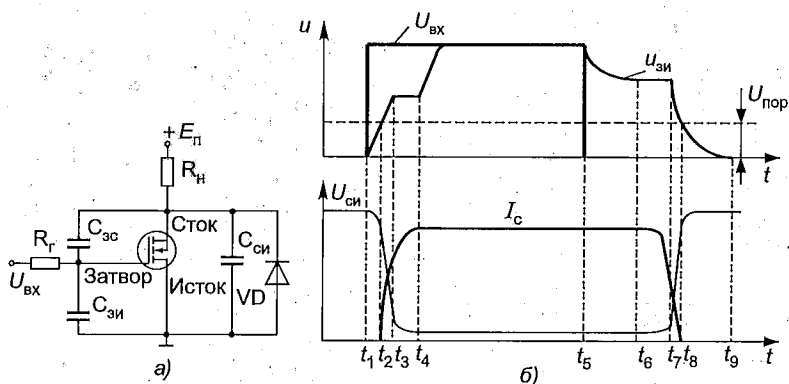


Рис. 2.14. Схема включения транзистора (а) и временные диаграммы его работы при переключении (б)

В момент времени t_5 управляющий импульс принимает нулевое значение и начинается процесс выключения транзистора. Однако на интервале времени $[t_5, t_6]$ из-за заряженной емкости $C_{вх}$ транзистор по-прежнему находится в режиме насыщения и полностью выключается лишь после снижения $u_{зи}$ ниже порогового напряжения в момент t_9 . На интервале времени $[t_5, t_9]$ входная емкость разряжается через сопротивление R_r с постоянной времени $t_{разр} = C_{вх} R_r$. На интервале $[t_6, t_7]$ вновь проявляется интегратор Миллера, вызванный снижением величины $C_{зс}$.

Механизм переключения МОП-транзистора характеризуется наличием интервалов задержки при включении ($[t_2, t_1]$) и выключении ($[t_6, t_5]$), длительность которых пропорциональна постоянной времени $R_r C_{вх}$. Определяющее влияние на длительность включения ($[t_4, t_2]$) и выключения ($[t_8, t_6]$) оказывает емкость $C_{зс}$, существенно меньшее влияние — емкости $C_{зи}$ и $C_{си}$. Этот механизм переключения хорошо подтверждается экспериментальными кривыми, приведенными, например, в [36, 37].

Динамические потери мощности в МОП-транзисторе при правильном режиме управления пренебрежимо малы до частоты переключения порядка $50 \dots 100$ кГц, а общие потери определяются статической составляющей, т.е. падением напряжения на сопротивлении $R_{си}$ открытого транзистора.

При активно-индуктивной нагрузке в цепи стока характер процессов на этапе включения транзистора существенно изменяется. Схема включения транзистора при активно-индуктивной нагрузке и временные диаграммы, поясняющие процессы при его включении представлены на рис. 2.15.

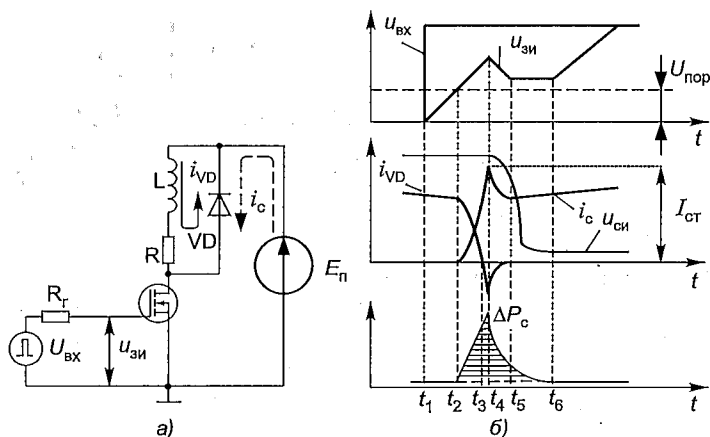


Рис. 2.15. Схема включения транзистора с активно-индуктивной нагрузкой (а) и временные диаграммы его работы при включении (б)

Для снижения перенапряжения на стоке при выключении транзистора нагрузка обычно шунтируется вспомогательным диодом VD . Будем считать, что на интервале переключения (интервал $[t_2, t_5]$) ток нагрузки остается неизменным и равным его значению в момент времени t_2 (I_{H2}). Как и при активной нагрузке, ток стока нарастает, начиная с момента времени t_2 , когда напряжение на затворе $u_{зи}$ достигает значения порога открывания $U_{пор}$. Далее начинается этап выключения диода VD . Ток стока нарастает через открытый диод (контур тока i_c показан на рис. 2.15, а пунктиром). Скорость роста i_c определяется скоростью заряда входной емкости и паразитными индуктивностями контура «источник, диод, транзистор, источник». К моменту времени t_3 ток стока достигает значения I_{H2} (ток диода уменьшается до нуля), однако из-за задержки выключения диода ток стока продолжает расти до максимального значения $I_{ст} > I_{H2}$. В момент времени t_4 начинается восстановление запирающих свойств диода (его обратный ток стремится к нулю), соответственно и ток стока уменьшается до значения I_{H2} . Начиная с момента времени t_4 , напряжение на стоке начинает снижаться. С этого момента также начинает проявляться эффект Миллера, сопровождаемый образованием «полки» на кривой $u_{зи}(t)$.

Таким образом, наличие вспомогательного диода VD приводит к опасности возникновения импульсов потерь мощности на транзисторе с пиком ΔP_c вблизи момента времени t_4 . Для повышения надежности работы ключа необходимо уменьшать пиковые значения потерь мощности, что требует применения быстродействующих диодов.

2.1.6. Комбинированные транзисторные ключи

Термин «комбинированные» подчеркивает особенности построения ключей из нескольких приборов с целью улучшения характеристик переключателей тока. Примером комбинированного ключа (КК) может служить рассмотренный выше составной транзистор (см. рис. 2.12). Техническая реализация КК может базироваться на схемных решениях или интегральных технологиях. Рассмотрим ряд примеров КК, используемых в технике электропитания.

Каскодный ключ. Как было отмечено выше, биполярные транзисторы подвержены вторичному пробоя в режимах переключения. Опасность вторичного пробоя мощного высоковольтного биполярного транзистора возникает при его выключении в том случае, когда при некоторых токах нагрузки прибор оказывается в режиме перенасыщения. Признаками вторичного пробоя являются резкий спад напряжения коллектор-эмиттер, что обусловлено изменением полярности напряжения база-коллекторного перехода, или появление генерации высокочастотных колебаний в кривой напряжения база-эмиттер [38]. Риск вторичного пробоя при выключении транзисторов может быть уменьшен при применении каскодных схем (рис. 2.16).

Высоковольтный транзистор VT1 по цепи управления получает постоянный ток I_y , достаточный для перемещения его рабочей точки в область насыщения. Низковольтный быстродействующий транзистор VT2 управляется импульсным напряжением, отпираясь на время действия импульсов и запираясь в паузе.

При записании VT2 размыкается цепь эмиттера высоковольтного транзистора, а вместе с этим по всей поверхности его эмиттера прекращается инжекция электронов.

Ток коллектора, поддерживаемый индуктивной нагрузкой, через коллекторно-базовый переход высоковольтного транзистора «выносит» избыточные заряды из базовой области, обеспечивая перевод рабочей точки транзистора VT1 в активную область и форсированное его выключение. В практических схемах при каскодном включении удастся уменьшить время выключения высоковольтного транзистора в десятки раз, при расширении ОБР практически до значений граничного напряжения.

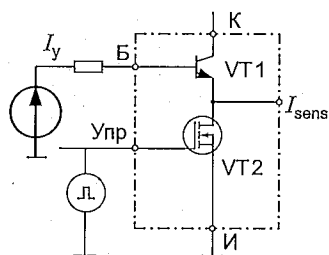


Рис. 2.16. Пример схемы каскодного ключа с дополнительным выводом «контроль тока» (I_{sens})

Недостатком каскодного ключа является увеличенное падение напряжения в открытом состоянии, суммируемое из напряжений $U_{кз}$ низковольтного и высоковольтного транзисторов.

Биполярно-полевые транзисторы. Технология полевых транзисторов оказалась плодотворной для создания новых (комбинированных) типов приборов, объединяющих положительные свойства полевых и биполярных транзисторов: высокое входное сопротивление с высокой токовой нагрузкой и малым сопротивлением во включенном состоянии. В отечественной литературе комбинированные приборы получили название биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗ) [31, 32]. Зарубежные фирмы обозначают этот класс приборов по-разному: IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) или GEMFET (Gate Enhance Mode Field Effect Transistor). Эти приборы сочетают в себе по крайней мере два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный (образующий силовой канал) и полевой (образующий канал управления). Условное обозначение БТИЗ и схема включения транзисторов, входящих в его состав, представлены на рис. 2.17.

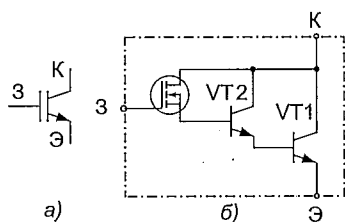


Рис. 2.17. Условное обозначение БТИЗ (а) и схема включения транзисторов (б), входящих в его состав

БТИЗ (рис. 2.17,б) содержит два биполярных транзистора VT1 и VT2, соединенных между собой по схеме Дарлингтона, и МОП-транзистор, обеспечивающий управление этими биполярными транзисторами. В настоящее время выпускаются модули, выполненные на основе БТИЗ, способные коммутировать токи до 1800 А при напряжении до 4500 В. Причем длительность выключения составляет десятки доли мс, что позволяет достаточно успешно

использовать эти модули на частотах до 50 кГц. Падение напряжения на открытом приборе составляет 1,2...1,5 В [39].

Ключи с высоким уровнем интеграции защитных и вспомогательных функций. Именно с этим классом приборов связано появление в силовой электронике термина «интеллектуальные ключи» (ИК). Как правило, ИК включает несколько уровней защиты: тепловой, от перегрузки по току, от перенапряжения. Кроме того, ИК включает интерфейс, обеспечивающий работу ключа при уровнях сигналов, соответствующих ТТЛ логике (+5 В), и контроль состояний ключа.

Достаточно сложной проблемой силовой электроники является измерение тока ключей. Необходимость измерения связана с задачами контроля допустимых значений тока и защиты от перегрузок, с формированием «токовых» режимов управления, определения моментов снижения тока до нуля и ряда других. Распространенные методы контроля тока с помощью измерительных резисторов конструктивно трудоемки и связаны с дополнительными потерями электрической мощности. Для упрощения задачи ряд производителей силовых приборов выпускает силовые МОП-транзисторы с «токовым зеркалом». Идея заключается в том, что часть микротранзисторов, образующих силовой ключ, не объединены в общую параллельную группу, а имеют самостоятельный истоковый вывод. Измерительный шунт, включаемый в эту цепь, фиксирует ток, пропорциональный результирующему току ключа. При известных значениях кратности K_i «зеркального» тока (порядка 1/1000) и измерительного резистора (R_s) падение напряжения на нем достаточно точно отображает значение тока ключа ($I_s = U_s / K_i R_s$), при этом потери мощности в измерительной цепи в K_i раз меньше, чем в типовой схеме измерения. В ряде случаев, например в рассмотренной ранее каскадной схеме ключа (см. рис. 2.16), роль измерительного элемента может выполнять полевой транзистор. При сопротивлении открытого МОП-транзистора порядка 4...4,5 мОм падение напряжения на нём составит 0,4...0,45 В при токе ключа 100 А.

В высоковольтных устройствах (при напряжении питания более 200 В), распространена технология применения интеллектуальных модулей, сочетающая конструктивно силовой ключ, многофункциональный драйвер контроля и защиты ключа, адаптер цифрового управления. Такой подход открывает широкие возможности для использования специализированных микропроцессоров и построения источников и систем питания нового поколения. По прогнозам специалистов развитие преобразовательной техники и источников питания ближайшего десятилетия тесно связано с технологией интеллектуальных модулей [32].

2.1.7. Элементы цепей управления МОП транзисторов и защиты от перенапряжения транзисторных ключей

Оптимальное управление транзисторными ключами является сложной инженерной задачей, поэтому ряд отечественных и зарубежных производителей электронных компонентов предлагают законченные технические решения, оформленные в микросхемы специально-

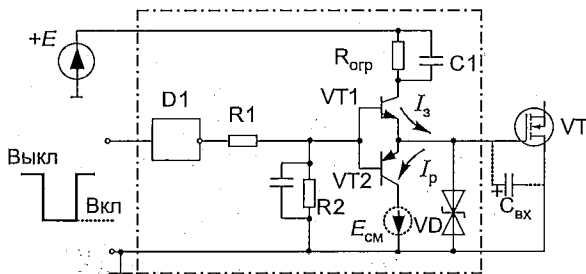


Рис. 2.18. Схема драйвера с применением комплиментарной пары биполярных транзисторов

го применения, называемые буферными устройствами или драйверами (усилителями мощности). В общем случае драйвер — это схема, согласующая мощный транзистор с управляющим устройством-контроллером. Кроме основной задачи — формирования импульсов управления — драйвер может выполнять ряд дополнительных функций: защиту от перегрузки по току; контроль режима насыщения ключа; блокировку ключа на определенное время при аномальных режимах работы устройств; формирование сигнала о состоянии ключа. Некоторые из перечисленных функций могут выполняться контроллерами. Однако и в этих случаях может возникнуть необходимость в применении дополнительных устройств для согласования уровней сигналов или гальванической развязки цепей управления и силового ключа. Так, например, нагрузочная способность выходных каналов управления распространенных ШИМ-контроллеров не превышает 0,15...0,2 А, а по условиям «быстрого» включения полевого транзистора или БТИЗ импульсный ток должен достигать значения 1 А. Быстрое выключение транзистора также требует разряда его входной емкости импульсным током с амплитудой 1,5...2,0 А. На рис. 2.18 показан пример простейшего драйвера на основе комплиментарной пары биполярных транзисторов VT1 и VT2 для переключения силового транзистора VT.

При поступлении на вход инвертора D1 сигнала низкого уровня открывается транзистор VT1 и обеспечивает быстрый заряд входной емкости $C_{вх}$ (показана на рис. 2.18 пунктиром) силового транзистора VT, а следовательно, его включение. При высоком уровне (логическая единица) входного сигнала внутренние цепи инвертора D1 соединяют базы транзисторов VT1, VT2 с общей точкой, обеспечивая открытие транзистора VT2 и быстрый разряд входной емкости и выключение VT. Форсирование разряда $C_{вх}$ может быть достигнуто при включении дополнительного источника $E_{см}$ (показан пункти-

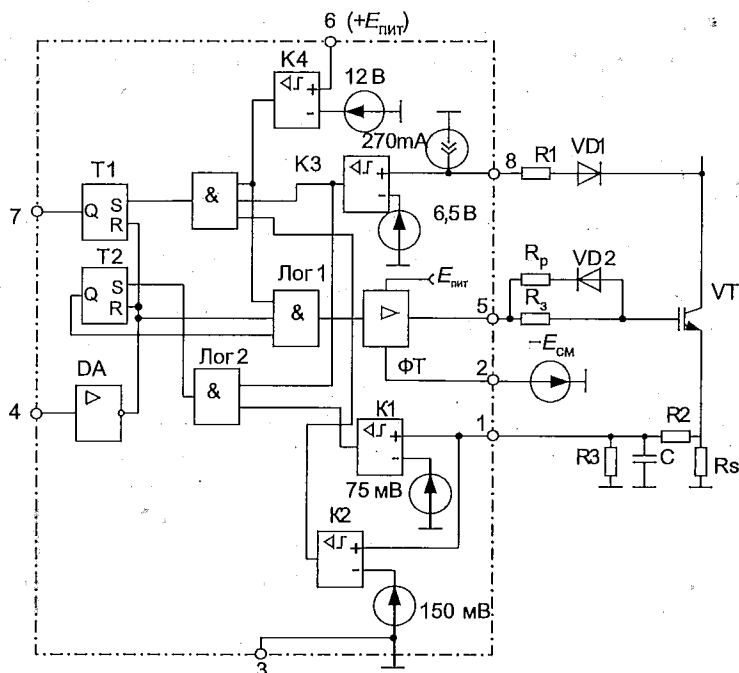


Рис. 2.19. Пример построения универсального драйвера

ром). В качестве комплиментарной пары транзисторов в драйверах достаточно часто применяются полевые транзисторы.

Функциональная схема универсального драйвера для управления БТИЗ показана на рис. 2.19. Этот драйвер может быть использован также для управления полевым или биполярным транзистором. Драйвер содержит следующие основные элементы:

- выходной каскад-формирователь тока управления (ФТ);
- компаратор контроля рабочего тока ключа (K1);
- компаратор контроля аварийного тока (K2);
- компаратор контроля напряжения насыщения ключа (K3);
- компаратор контроля напряжения источника питания и блокировки ключа при снижении напряжения источника ниже допустимого уровня (K4);
- триггер блокировки ключа при аномальных режимах (T2);
- триггер формирования сигнала аварии (T1);
- буферный усилитель входного сигнала DA.

В качестве дополнительных элементов к драйверу используют: резисторы ограничения тока заряда (R_3) и тока разряда (R_p)

входной емкости мощного транзистора VT; высоковольтный развзывающий диод VD1 с добавочным резистором R1 для контроля за режимом насыщения VT; датчик тока R_s ; согласующий делитель напряжения (R2, R3) в цепи контроля тока и источники напряжения питания ($+E_{\text{пит}}$) и смещения ($-E_{\text{см}}$). Поясним работу драйвера.

Нормальный режим управления транзистором. Сигнал низкого уровня, воздействующий на вход 4 (в рассматриваемом примере обозначение выводов соответствует драйверу MC33153) через инвертирующий усилитель DA и логический элемент Лог1 подается на вход формирователя тока управления ФТ. При отсутствии на других входах Лог1 блокирующих сигналов (перегрузки по току и снижения напряжения питания), ФТ формирует на выходе 5 импульс напряжения, близкий по уровню к напряжению источника $E_{\text{пит}}$. Импульс напряжения через ограничивающий резистор R_s заряжает входную емкость ключа, обеспечивая его быстрое отпирание. При допустимом токе драйвера $I_{\text{вых}}$ величина $R_s = (E_{\text{пит}} - 1)/I_{\text{вых}}$. При единичном уровне сигнала на входе 4 переключаются транзисторы в блоке ФТ (зарядный закрывается, разрядный открывается), обеспечивая разряд входной емкости ключа и его запираение. Для форсирования процесса переключения допустимый разрядный ток драйвера обычно должен превышает уровень зарядного, поэтому необходимое ограничивающее сопротивление разрядной цепи силового ключа отличается от сопротивления зарядной цепи. В рассматриваемой схеме разрядное сопротивление образуется параллельным включением R_s и R_p . Включение дополнительного источника отрицательного смещения, как было отмечено выше, также уменьшает скорость переключения силового ключа. Влияние источника смещения на время выключения можно оценить с помощью выражения для времени разряда входной емкости $C_{\text{вх}}$ до уровня порога выключения $U_{\text{пор}} = 2 \dots 4 \text{ В}$:

$$t_v = \tau_p \ln \frac{E_{\text{пит}} + E_{\text{см}}}{E_{\text{см}} + U_{\text{пор}}},$$

где $\tau_p = C_{\text{вх}} R_s R_p / (R_s + R_p)$.

Режим ограничения рабочего тока. Режим ограничения возникает при достижении рабочим током ключа критического уровня на интервале действия управляющего сигнала (низкий уровень сигнала на входе 4) и повышении напряжения на стоке. В этом случае используются компаратор контроля тока K1, детектор ненасыщенного режима K3, логические элементы Лог.1 и Лог.2, триггер блокировки сигнала Т2. При достижении рабочим током уровня, при котором сигнал на входе 1 (контроль тока) превышает значение напряжения

уставки компаратора К1 и одновременном повышении напряжения на входе детектора ненасыщенного режима 8 до уровня уставки компаратора К3, выходные сигналы компараторов через логический блок Лог2 устанавливают триггер Т2 по входу S в режим блокирования прохождения сигнала управления через логический элемент Лог.1. По фронту сигнала выключения триггер Т2 восстанавливает канал передачи. Таким образом обеспечивается уменьшение длительности импульсов управления в течение всего времени перегрузки ключа. Если на интервале отслеживания тока сигнал перегрузки по входу 1 превысит уровень уставки компаратора К2 (например, при коротком замыкании нагрузки ключа), то в дополнение к описанному выше режиму токоограничения с помощью элемента Лог.3 и триггера Т1 на выходе 7 формируется сигнал «авария».

В рассмотренных выше примерах минусовой полюс источника питания драйвера и эмиттер (исток) силового транзистора с подключенным к нему минусовым полюсом источника энергии объединены. Если еще и минусовой полюс источника питания схемы управления (ШИМ-контроллера) можно подключить к той же общей точке, то не требуется выполнять гальваническую развязку между упомянутыми элементами устройства преобразования энергии. Однако на практике достаточно часто возникает необходимость иметь гальваническую развязку между этими элементами. Например, при реализации устройств преобразования энергии с применением двухтактных мостовых или полумостовых схем (см. гл. 6) к источнику энергии подключаются два последовательно соединенных между собой ключа, в результате истоковый (эмиттерный вывод) «верхнего» ключа не имеет связи с общей точкой. Гальваническая развязка между элементами силового устройства чаще всего выполняется с применением импульсных трансформаторов или оптоэлектронных приборов.

На рис. 2.20,а показан вариант гальванической развязки схемы управления с мощным транзистором VT с помощью импульсного трансформатора. При переводе выходного транзистора VT1 схемы управления в режим насыщения к первичной обмотке трансформатора Т будет приложено напряжение, практически равное напряжению Е. В результате вторичная обмотка обеспечивает заряд входной емкости ключа (VT) через диоды VD1 и VD2 и его открытие (транзистор VT2 при этом закрыт напряжением на диоде VD2). Запирание ключа VT обеспечивается относительно быстрым разрядом его входной емкости через транзистор VT2 после смены полярности напряжения на обмотках трансформатора (при выключении VT1).

Пример включения драйвера с применением оптопар для гальванической развязки цепей драйвера, схемы управления и схемы сигнала

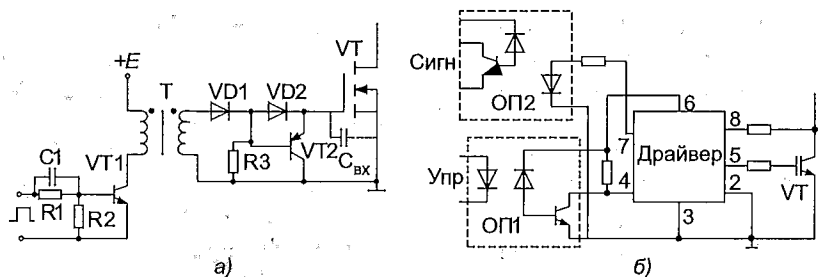


Рис. 2.20. Схема гальванической развязки с помощью трансформатора (а) и с помощью оптопар (б)

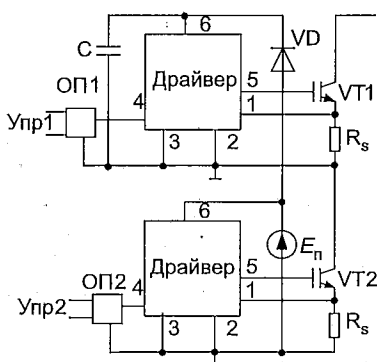


Рис. 2.21. Схема организации дополнительного источника питания драйвера

лизации показан на рис. 2.20, б. Оптопара ОП1 обеспечивает гальваническую развязку схемы управления, а ОП2-схемы аварийной сигнализации. Нумерация выводов драйвера соответствует ранее рассмотренной MC33153.

В мостовых схемах преобразования электрической энергии ключи образуют две стойки (стойка — два последовательно соединенных между собой ключа) и организация питания драйверов требует трех изолированных источников (один на два нижних ключа и по одному на каждый верхний). В тех случаях, когда

по ряду причин это не может быть выполнено, используют так называемую бустрепную схему организации «плавающего» источника для питания драйвера верхнего ключа (VT1), показанную на рис. 2.21.

На этой схеме вывод питания 6 верхнего драйвера соединен через развязывающий диод VD с источником питания нижнего драйвера. Кроме того, параллельно выводам питания (выводы 6 и 3) верхнего драйвера включен конденсатор С, выполняющий функции источника напряжения. Конденсатор заряжается источником E_n в течение времени работы нижнего ключа VT2 через его открытый коллекторно-эмиттерный переход и диод VD. При выключении VT2 потенциал вывода 3 растет, диод VD запирается, а энергия конденсатора С обеспечивает работу верхнего драйвера. На последующем такте энергия конденсатора пополняется.

Другой проблемой верхнего ключа является гальваническая раз-

вязка его драйвера от схемы управления (Упр.1). В схеме рис. 2.21 для развязки использована оптопара ОП1. Другой прием, активно используемый в современной схемотехнике, заключается в организации сдвига уровня сигнала с помощью встроенного в схему драйвера генератора импульсов с последующей их емкостной развязкой и восстановлением «образа» сигнала дополнительным триггером, получающим питание от бустерного источника. Такой подход позволяет строить драйверы управления как для одиночных ключей (IRF127), так и драйверы для пары (стойки) ключей (IR2111, HIP4080) [34].

2.1.8. Тепловая модель полупроводникового прибора

Тепловой режим работы любого полупроводникового прибора определяется температурой окружающей среды в месте его установки, величиной мощности потерь в приборе ΔP_V и условиями его охлаждения. Для улучшения условий охлаждения полупроводниковые приборы устанавливаются на радиаторах охлаждения и, кроме того, достаточно часто используют принудительное охлаждение элементов устройства с помощью встраиваемых в аппаратуру вентиляторов. Для расчета тепловых режимов работы полупроводников приборов вводится такой параметр, как тепловое сопротивление прибора $R_{\text{тп}}$, с помощью которого можно определяется температурный перепад кремниевой пластины $\Delta t = \Delta P_V R_{\text{тп}}$ относительно температуры окружающей среды. При установке прибора на радиатор $R_{\text{тп}}$ определяется как сумма теплового сопротивления переход-корпус $R_{\text{т(п-к)}}$, теплового сопротивления корпус-радиатор $R_{\text{т(к-р)}}$ и теплового сопротивления радиатор-среда $R_{\text{т(р-с)}}$. Размерность $R_{\text{тп}}$ и его составляющих равна $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Так, $R_{\text{т(п-к)}}$ показывает, на сколько градусов повышается температура перехода при мощности потерь в приборе 1 Вт:

$$T_{\text{п}} = T_{\text{с}} + \sum \Delta T_i = T_{\text{с}} + \Delta P_V (R_{\text{т(п-к)}} + R_{\text{т(к-р)}} + R_{\text{т(р-с)}}).$$

Значения тепловых сопротивлений зависят от конструктивного исполнения самих приборов, условий размещения их на радиаторах, от площади теплоизлучающей поверхности радиаторов, температуры и интенсивности охлаждающего воздуха и приводятся в справочниках.

При конструировании источников питания стремятся ограничить значение $T_{\text{п}}$ на уровне, гарантирующем безотказную работу приборов. При заданной величине ΔP_V эта задача решается соответствующим выбором величины $R_{\text{т(р-с)}}$, определяющей результирующее значение теплового сопротивления. Приведем некоторые рекомендации

по обеспечению теплового режима приборов, полезные на практике при конструировании и эксплуатации источников питания.

Для снижения теплового сопротивления между корпусом прибора и охлаждающей пластиной (радиатором) используют специальные мастики или термопрокладки, обеспечивающие хороший «тепловой» контакт.

С увеличением площади поверхности радиатора и скорости потока охлаждающего воздуха, тепловое сопротивление $R_{т(р-с)}$, а следовательно, и $R_{тп}$ приборов уменьшается, соответственно токовые нагрузки приборов могут быть увеличены.

Наиболее эффективны по условиям минимума теплового сопротивления являются радиаторы охлаждения приборов «игольчатого» типа. Ребристые радиаторы дают хороший эффект при вертикальной ориентации ребер.

Отключение вентилятора в источниках электропитания практически на 40... 50 % снижают допустимые токовые нагрузки устройств.

В заключение раздела 2.1 отметим, что изложенные материалы отражают лишь основные достижения и тенденции силовой электроники, ориентированной на создание современных источников электропитания для телекоммуникационных и информационных систем. Сведения по другим типам приборов, например по биполярным транзисторам со статической индукцией тока (БСИТ), запираемым тиристорам, модулям силовых приборов, читатель может найти в специальной литературе [35].

2.2. Электромагнитные устройства электропитания

Практически любое устройство электропитания содержит такие элементы, как трансформаторы, электрические реакторы (дрессели) и электромагнитные реле. Эти элементы, относящиеся к классу электромагнитных устройств, во многом определяют объем, массу и конструктивные особенности исполнения устройств электропитания.

В общем случае любое электромагнитное устройство содержит магнитопровод (магнитопроводы), выполненный из ферромагнитного материала, и обмотку (обмотки), расположенную на этом магнитопроводе. Магнитопровод позволяет обеспечить усиление магнитного поля, созданного обмоткой при протекании по ней тока, и требуемую конфигурацию этого магнитного поля.

Для любого электромагнитного устройства справедливы закон электромагнитной индукции и закон полного тока. Рассмотрим в

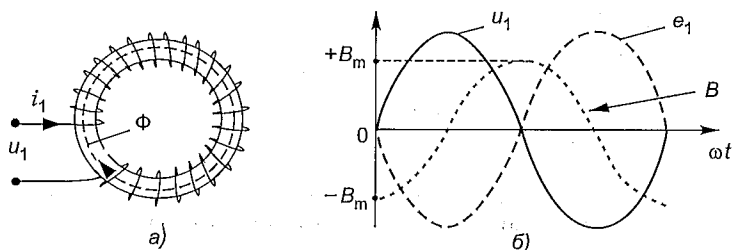


Рис. 2.22. Катушка с ферромагнитным сердечником (а) и временные диаграммы (б)

качестве примера поведение катушки с ферромагнитным сердечником (рис. 2.22, а) в случае подключения ее к источнику напряжения переменного тока. Пусть в установившемся режиме работы по обмотке будет протекать ток i_1 . В результате обмоткой будет создаваться магнитодвижущая сила (МДС) F_1 , численно равная произведению тока на число последовательно соединенных между собой витков W_1 этой обмотки:

$$F = i_1 W_1. \quad (2.3)$$

Эта МДС возбуждает магнитный поток Φ , магнитные силовые линии которого будут замыкаться только по кольцевому магнитопроводу (предполагается, что обмотка располагается равномерно по всему периметру магнитопровода) так, что поля рассеивания отсутствуют и все витки обмотки будут сцеплены с одним и тем же магнитным потоком.

Изменяющийся во времени магнитный поток будет индуцировать на зажимах обмотки ЭДС e_1 . В соответствии с законом электромагнитной индукции выражение для ЭДС можно представить в следующем виде:

$$e_1 = -W_1 d\Phi/dt, \quad (2.4)$$

где Φ — магнитный поток, Вб.

При равномерном распределении магнитного поля по поперечному сечению $S_{ст}$ магнитопровода выражение (2.4) можно представить в следующей форме:

$$e_1 = -W_1 S_{ст} dB/dt, \quad (2.5)$$

где $B = \Phi/S_{ст}$ — магнитная индукция в магнитопровode, Тл; $S_{ст}$ — поперечное сечение магнитопровода, перпендикулярное магнитным силовым линиям, мм².

Рассматривая напряжение u_1 как ЭДС, вносимую в контур обмотки, в соответствии с законом Кирхгофа можно записать

$$u_1 + e_1 = i_1 R_1, \quad (2.6)$$

где R_1 — активное сопротивление обмотки, Ом.

Пренебрегая падением напряжения на активном сопротивлении обмотки, выражение (2.6) с учетом соотношения (2.5) можно представить в следующей форме:

$$u_1 = W_1 S_{\text{ст}} dB/dt. \quad (2.7)$$

Следовательно, закон изменения напряжения u_1 источника энергии определяет закон изменения ЭДС e_1 и закон изменения магнитной индукции (магнитного потока) в магнитопроводе. Так, при синусоидальном изменении напряжения $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ ЭДС e_1 и магнитная индукция B будут также изменяться по синусоидальному закону. Причем в установившемся режиме работы приращение магнитной индукции, определяемое средним значением напряжения $U_{1\text{ср}}$, на интервале полупериода изменения u_1 равно $2B_m$ (рис. 2.22, б). Разделив переменные и проинтегрировав (2.7), получим

$$\int_0^{T/2} u_1 dt = W_1 S_{\text{ст}} \int_{-B_m}^{+B_m} dB = 2W_1 S_{\text{ст}} B_m.$$

Следовательно, выражение для среднего значения ЭДС можно представить в следующем виде:

$$E_{1\text{ср}} = U_{1\text{ср}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_1 dt = 4W_1 S_{\text{ст}} B_m f_1, \quad (2.8)$$

где $f_1 = 1/T$ — частота изменения напряжения источника энергии.

Выражение (2.8) остается справедливым и при любом другом законе изменения u_1 , если среднее за период значение этого напряжения равно нулю. Действующее значение ЭДС отличается от среднего значения $E_{1\text{ср}}$ в коэффициент формы K_Φ кривой напряжения u_1 раз (для синусоидальной функции $K_\Phi = 1,11$):

$$E_1 = U_1 = K_\Phi E_{1\text{ср}}.$$

Следовательно, выражение для амплитудного значения магнитной индукции B_m принимает вид

$$B_m = \frac{U_1}{4K_\Phi W_1 S_{\text{ст}} f_1}. \quad (2.9)$$

С другой стороны, в соответствии с законом полного тока

$$\oint_l \vec{H} d\vec{l} = \sum i = i_1 W_1 = F, \quad (2.10)$$

или при выборе замкнутого контура l , совпадающим с замкнутой магнитной силовой линией

$$Hl_{\text{ср}} = i_1 W_1, \quad (2.11)$$

где $l_{\text{ср}}$ — средняя длина магнитной силовой линии, м; H — напряженность магнитного поля в магнитопроводе, А/м, следует, что ток в обмотке рассматриваемого устройства определяется напряженностью магнитного поля, которая в свою очередь определяется значением магнитной индукции, свойствами ферромагнитного материала и конструкцией магнитопровода.

Свойства ферромагнитных материалов характеризуются зависимостью магнитной индукции B в ферромагнетике от напряженности магнитного поля H . Эта зависимость является нелинейной и неоднозначной и представляется в виде петли гистерезиса. На рис. 2.23, а представлена зависимость B от H для случая, когда перемагничивание материала магнитопровода осуществляется по так называемому частному симметричному циклу (перемагничивание материала магнитопровода по частному симметричному циклу будет осуществляться для схемы рис. 2.22 в том случае, когда среднее за период значение напряжения источника энергии u_1 равно нулю). При изменении значения напряжения u_1 можно снять семейство петель гистерезиса вплоть до предельной петли гистерезиса (для снятия предельной петли гистерезиса в схеме рис. 2.22 источник напряжения u_1 необходимо заменить на источник тока). По предельной петле перемагничивания определяют такие параметры материала магнитопровода, как коэрцитивную силу H_C , остаточную магнитную индукцию B_r и индукцию насыщения B_s (рис. 2.23, а). Вершины петель гистерезиса лежат на основной кривой намагничивания. Примерный вид основной кривой намагничивания ферромагнитного материала приведен на рис. 2.23, б. По основной кривой намагничивания определяют значение магнитной проницаемости ферромагнитного материала, представляющей собой коэффициент пропорциональности между магнитной индукцией и напряженностью магнитного поля.

Напряженность магнитного поля и магнитная индукция связаны между собой соотношением

$$B = \mu_a H = \mu_0 \mu H, \quad (2.12)$$

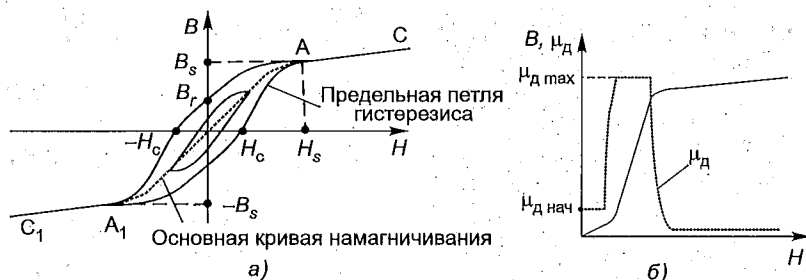


Рис. 2.23. Характеристики ферромагнитных материалов

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная проницаемость вакуума (магнитная постоянная вакуума), Гн/м; $\mu_a = \mu_0 \mu$ — абсолютная магнитная проницаемость материала магнитопровода, Гн/м; μ — относительная магнитная проницаемость материала, показывающая, во сколько раз магнитная проницаемость материала больше магнитной проницаемости вакуума.

Часто вместо статической μ пользуются динамической магнитной проницаемостью

$$\mu_d = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial B}{\partial H}. \quad (2.13)$$

Примерный вид кривой динамической магнитной проницаемости μ_d для магнитомягкого материала (с узкой петлей гистерезиса) показан на рис. 2.23,б.

Выражение (2.11) с учетом соотношения (2.12) можно представить в следующем виде:

$$\frac{Bl_{cp}}{\mu_a} = F$$

или (после умножения числителя и знаменателя левой части на поперечное сечение стержня магнитопровода $S_{ст}$)

$$\Phi = F/R_m, \quad (2.14)$$

где $R_m = l_{cp}/(\mu_0 \mu S_{ст})$ — магнитное сопротивление цепи, по которой замыкаются магнитные силовые линии поля, 1/Гн.

Последнее соотношение представляет собой закон Ома для магнитной цепи.

При анализе и расчетах электромагнитных устройств часто используют понятие индуктивности обмотки электромагнитного устройства. Выражение для индуктивности L обмотки в случае схемы

рис. 2.22, а можно представить в следующем виде:

$$L = W_1 \Phi / i_1 = W_1^2 / R_m. \quad (2.15)$$

Для магнитопроводов электромагнитных устройств наибольшее применение находят такие ферромагнитные материалы, как электротехнические стали и ферриты. К достоинствам электротехнических сталей следует отнести прежде всего большое значение индукции насыщения (более 1,8 Тл). Чем выше индукция насыщения материала, тем в принципе можно получить меньшие габариты и массу электромагнитного устройства. Однако электротехнические стали характеризуются относительно большими удельными потерями. В случае применения электротехнических сталей на повышенных частотах для уменьшения потерь с ростом частоты преобразования приходится уменьшать амплитудное значение магнитной индукции и выполнять магнитопроводы из более тонких листов или ленты. Ферриты в отличие от электротехнических сталей обладают относительно малым значением индукции насыщения (не более 0,5 Тл), однако имеют существенно меньшие удельные потери, что позволяет широко применять их в электромагнитных устройствах, работающих на частотах свыше 20 кГц. Магнитопроводы электромагнитных устройств могут также выполняться в отдельных случаях из сплавов железа с никелем, кобальтом и другими металлами или из магнитодиэлектриков.

2.2.1. Электрические реакторы

Электрическим реактором (дресселем) называется статическое электромагнитное устройство, предназначенное для использования его индуктивности в электрической цепи. Дроссели находят широкое применение в источниках электропитания, являясь неотъемлемой частью практически любого устройства преобразования энергии. Чаще всего дроссель представляет собой магнитопровод той или иной конфигурации, на котором размещается обмотка, включаемая в электрическую цепь последовательно с нагрузкой. Основными параметрами любого реактора являются, прежде всего, индуктивность L и номинальное значение тока $I_{\text{ном}}$ его обмотки. Реакторы подразделяются на линейные, ограниченно-линейные и нелинейные. Линейный реактор должен иметь практически постоянную индуктивность, не зависящую от значения тока, протекающего по его обмотке. Из выражений (2.12) и (2.15) следует, что в линейном реакторе магнитное сопротивление для магнитного потока должно оставаться неизменным для любого тока, который может возникнуть в цепи, где установлен такой реактор. Магнитопроводы линейных

реакторов могут выполняться из магнитодиэлектриков, относительная магнитная проницаемость которых остается неизменной при напряжениях магнитного поля в несколько тысяч А/м. Магнитодиэлектрики имеют небольшую относительную магнитную проницаемость (от 60 до 250) и выпускаются в виде колец (тороидальные магнитопроводы) с внешним диаметром от 5 до 44 мм. Ввиду относительно небольших удельных потерь эти магнитопроводы применяются при частотах до 200 кГц [40]. Для линейных реакторов могут применяться также разомкнутые магнитопроводы, выполненные из феррита или электротехнической стали. Так, серийно выпускаемые малогабаритные высокочастотные дроссели типа ДМ представляют собой ферритовый магнитопровод, выполненный в виде стержня цилиндрической формы, на котором размещается обмотка. Дроссели типа ДМ выпускаются на токи до 3 А и имеют индуктивность до 1 мкГн. В отдельных случаях линейные дроссели могут выполняться по конструктивным соображениям без магнитопровода. Например, дроссели высокочастотных вольтодобавочных конверторов на токи в десятки ампер представляют собой соленоиды, выполненные из медной или алюминиевой ленты.

Примерами ограниченно-линейных реакторов являются дроссели сглаживающих фильтров выпрямителей или дроссели импульсных стабилизаторов напряжения постоянного тока. В сглаживающих фильтрах выпрямительных устройств обмотка дросселя должна обладать требуемой индуктивностью для переменной составляющей выходного напряжения выпрямителя во всем диапазоне изменения тока нагрузки несмотря на то, что через эту обмотку протекает постоянная составляющая тока нагрузки. Если выполнять магнитопровод из магнитомягкого ферромагнитного материала (с малой коэрцитивной силой) в виде замкнутого кольца, то постоянная составляющая тока, протекающего через обмотку дросселя, создаст в магнитопроводе постоянное во времени магнитное поле с индукцией B_0 , равной или большей индукции насыщения. В результате индуктивность обмотки окажется такой же, как и при отсутствии магнитопровода. Для того чтобы исключить насыщение материала магнитопровода, он должен выполняться с немагнитным зазором. Введение некоторого относительно небольшого немагнитного зазора в магнитопровод позволяет обеспечить работу дросселя без захода материала магнитопровода в насыщение и тем самым резко увеличить индуктивность дросселя. Зазор, при котором максимальное мгновенное значение магнитной индукции достигает значения индукции насыщения, является оптимальным, обеспечивающим максимальную индуктивность обмотки

дросселя. Дальнейшее увеличение зазора приведет к уменьшению результирующего магнитного сопротивления, а следовательно, к уменьшению индуктивности обмотки. Дроссели с немагнитным зазором являются ограниченно-линейными дросселями, так как увеличение постоянной составляющей тока дросселя или переменной составляющей напряжения, приложенного к обмотке сверх расчетных значений, будет приводить к насыщению материала магнитопровода, а следовательно, к резкому уменьшению индуктивности обмотки. Нелинейные реакторы (дроссели насыщения) имеют, как правило, замкнутый магнитопровод, выполненный из магнитомягкого ферромагнитного материала. Число витков обмотки и поперечное сечение магнитопровода этих реакторов выбираются таким образом, чтобы материал магнитопровода не был в насыщении только определенную часть периода (полупериода) изменения напряжения, приложенного к обмотке реактора. Для этого состояния материала магнитопровода обмотка реактора обладает большой индуктивностью, тогда как на интервале насыщенного состояния материала магнитопровода индуктивность обмотки крайне мала. Чем ближе предельная петля перемагничивания материала магнитопровода к прямоугольной, тем лучше свойства нелинейного реактора как ключа. Нелинейные реакторы, обладающие ярко выраженными ключевыми свойствами, широко применяются в устройствах электропитания как задерживающие реакторы (на время до нескольких десятков микросекунд) для снижения коммутационных потерь в транзисторах и тиристорах при их включении.

Так как магнитная индукция в дросселях насыщения может изменяться практически только в пределах от $-B_s$ до $+B_s$, то такие реакторы можно использовать для стабилизации среднего значения напряжения переменного тока. Действительно, если нагрузку, подключенную параллельно обмотке дросселя насыщения, включить в сеть переменного тока через гасящее сопротивление, как показано на рис. 2.24, а, то среднее за полупериод значение напряжения на нагрузке, будет стабилизировано на уровне напряжения насыщения U_s нелинейного реактора. В соответствии с (2.8) выражение для напряжения насыщения можно представить в следующем виде:

$$U_s = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_L dt = \frac{2}{T} W S_{\text{ст}} \int_{-B_s}^{+B_s} dB = 4 W S_{\text{ст}} f B_s,$$

где $T(f)$ — период напряжения (частота тока) питающей сети u_1 ; $S_{\text{ст}}$ — поперечное сечение стержня магнитопровода; W — число витков обмотки реактора; B_s — индукция насыщения.

На рис. 2.24, б показана зависимость среднего значения напря-

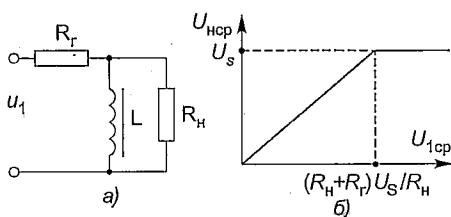


Рис. 2.24. Схема подключения нагрузки для стабилизации среднего значения напряжения переменного тока (а) и нагрузочная характеристика (б)

жения на нагрузке в функции среднего значения напряжения питания u_1 (нагрузочная характеристика) в предположении, что дроссель L представляет собой идеальный ключ. При напряжениях питания $U_{1\text{ср}}$ меньших, чем $(R_n + R_r)U_s/R_n$ магнитная индукция в сердечнике дросселя насыщения L не достигает значения индукции насыщения, и, следовательно, индуктивное сопротивление обмотки дросселя L равно бесконечности, поэтому среднее значение напряжения на нагрузке растет с ростом напряжения питания. При $U_{1\text{ср}} > (R_n + R_r)U_s/R_n$ магнитная индукция в дросселе L изменяется в пределах от $-B_s$ до $+B_s$, среднее значение напряжения на нагрузке неизменно, а разность напряжений $(U_{1\text{ср}} - U_s)$ выделяется на резисторе R_r . На практике с целью повышения КПД и коэффициента мощности резистор R_r заменяют на линейный дроссель, а параллельно дросселю L подключают конденсатор. Подобные стабилизаторы напряжения переменного тока носят название феррорезонансных стабилизаторов. Эти стабилизаторы достаточно широко применялись, например, в устройствах электропитания для стабилизации выходного напряжения тиристорных инверторов.

2.2.2. Трансформаторы

Классификация трансформаторов. Трансформатором называется статический электромагнитный аппарат, преобразующий электрическую энергию переменного тока одной системы в электрическую энергию переменного тока другой системы с иными параметрами (с иным напряжением, током, числом фаз).

Трансформаторы находят широкое применение как в системах передачи и распределения электрической энергии, так и в устройствах преобразования электрической энергии, входящих в состав систем электропитания аппаратуры телекоммуникаций.

Под трансформаторами подразумеваются силовые трансформаторы напряжения, предназначенные для передачи электрической энергии из одной электрической цепи в другую, гальванически изолированную от первой, с минимальными потерями. В трансформа-

торах одна из обмоток, называемая первичной, подключается непосредственно к источнику напряжения переменного тока, а нагрузка (потребители) подключаются параллельно выходным зажимам другой обмотки (других обмоток), расположенных на том же магнитопроводе, что и первичная обмотка. Тогда как в трансформаторах тока первичная обмотка включается в разрыв цепи источника энергии или потребителя.

В зависимости от числа фаз источника энергии трансформаторы могут быть однофазными или трехфазными. При мощности, передаваемой из одной цепи в другую, меньшей нескольких киловатт-ампер, трансформаторы выделяют в отдельный класс так называемых трансформаторов малой мощности (ТММ), так как методы расчета и проектирования их отличаются от методов расчета и проектирования трансформаторов большой мощности.

В зависимости от частоты изменения напряжения источника энергии различают трансформаторы низкочастотные и высокочастотные. В последних преобразование энергии осуществляется на частотах до нескольких сот килогерц.

В зависимости от величины действующего значения напряжения на одной из обмоток различают трансформаторы низковольтные и высоковольтные. Под высоковольтными обычно подразумевают трансформаторы, напряжение на зажимах одной из обмоток которого превышает 1 кВ.

В современных силовых устройствах (выпрямители, транзисторные инверторы, конверторы), входящих в состав систем электропитания аппаратуры телекоммуникаций, использующие импульсные методы преобразования энергии в основном применяются однофазные, низковольтные ТММ, работающие на частотах выше 20 кГц. В системах электроснабжения предприятий связи и выпускаемых ранее силовых устройствах (находящихся в эксплуатации по настоящее время) широко применяются однофазные и трехфазные низкочастотные (работающие на промышленной частоте 50 Гц) трансформаторы как большой, так и малой мощности.

Устройство, принцип действия и основные уравнения однофазных трансформаторов. В зависимости от конфигурации магнитопровода и расположения обмоток на нем однофазные трансформаторы подразделяются на броневого, стержневого и тороидальные (кольцевые).

Трансформаторы броневого типа имеют магнитопровод, выполненный из двух Ш-образных фрагментов (если в качестве материала магнитопровода используются ферриты) и одной катушки, на кото-

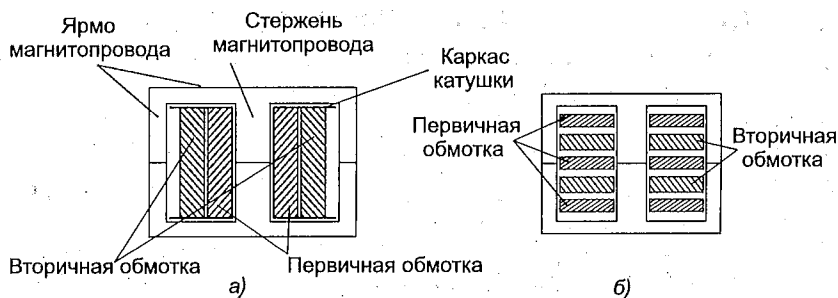


Рис. 2.25. Конструкция однофазных трансформаторов броневые типа

рой размещаются первичная и вторичная обмотка (вторичные обмотки) (рис. 2.25). Часть магнитопровода, на которой располагается катушка с обмотками, называется стержнем магнитопровода, участки магнитопровода (сердечника трансформатора), не несущие обмотки, называются ярмом. Как видно из рис. 2.25, обмотки частично охватываются (бронируются) ярмом.

При относительно малой мощности (до нескольких десятков вольт-ампер) применяются также ферритовые броневые магнитопроводы чашечного типа, в которых обмотки практически полностью бронируются ярмом, что позволяет существенно уменьшить поля рассеяния трансформатора (под полями рассеяния понимают магнитные поля, магнитные силовые линии которых частично замыкаются по немагнитной среде). Однако при этом ухудшаются условия охлаждения обмоток.

Обмотки трансформатора выполняются из изолированного медного провода круглого или прямоугольного поперечного сечения. При токах в несколько десятков ампер и более для выполнения обмоток может применяться медная фольга. Обмотки трансформаторов бывают двух типов: цилиндрические, состоящие из одного или нескольких слоев (рис. 2.25,а), и дисковые (галетные), расположенные друг за другом по высоте стержня и разделенные изолирующими прокладками (рис. 2.25,б). Дисковые обмотки применяются в так называемых планарных (плоских) трансформаторах. В планарных трансформаторах используется многослойная печать, и обмотки выполняются в виде концентрических печатных проводников. Витки первичной и вторичной обмоток трансформатора располагаются в нескольких слоях печатной платы. В плате имеются окна, в которые вставляется магнитопровод. К достоинствам планарных трансформаторов по сравнению с классическими, имеющими цилиндрические обмотки следует отнести:

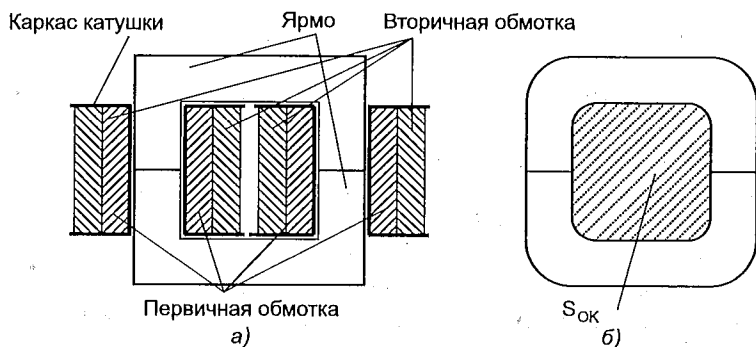


Рис. 2.26. Конструкция однофазных трансформаторов стержневого типа

- меньшие размеры;
- существенно меньшие поля рассеяния;
- меньшие потери в проводниках обмоток на высоких частотах;
- лучшие условия охлаждения;
- высокую технологичность монтажа и сборки.

Однако производство планарных трансформаторов (и дросселей) требует сложного и дорогого технологического оборудования, затраты на которое окупаются только при серийном выпуске трансформаторов большими партиями. Поэтому в большинстве случаев в настоящее время броневые трансформаторы выполняются с цилиндрическими обмотками.

Трансформаторы стержневого типа имеют магнитопровод, выполненный из двух П-образных фрагментов (если в качестве материала магнитопровода используются ферриты) и двух катушек, на каждой из которых размещаются по половине витков первичной и вторичной обмоток (рис. 2.26,а). Половины обмоток, помещенные на левом и правом стержнях магнитопровода, соединяются между собой последовательно или параллельно так, чтобы намагничивающие силы этих половин обмоток совпадали по направлению обхода контура магнитопровода.

На низких и повышенных частотах (до нескольких килогерц) для трансформаторов стержневого типа применяются магнитопроводы типа ПЛ (рис. 2.26,б), выполненные из холоднокатанной электротехнической стали. Два магнитопровода типа ПЛ, составленных вместе образуют магнитопроводы типа ППЛ, применяемые для трансформаторов броневоего типа.

Тороидальные трансформаторы выполняются на кольцевых (типа К или ОЛ) магнитопроводах (см. рис. 2.22). В качестве материала магнитопровода применяются ферриты, аморфные стали (магни-

топроводы типа К) или холоднокатанные электротехнические стали (магнитопроводы типа ОЛ).

К достоинствам тороидальных трансформаторов по сравнению со стержневыми и броневыми следует отнести: практически полное отсутствие полей рассеяния и нечувствительность к внешним магнитным полям, независимо от их направления (при условии равномерного распределения обмоток по периметру кольца магнитопровода); большую поверхность охлаждения обмоток и меньшее магнитное сопротивление магнитопровода вследствие отсутствия каких-либо немагнитных зазоров. При прочих равных условиях тороидальные трансформаторы имеют минимальные габариты, однако стоимость их изготовления существенно выше.

На низких и повышенных частотах при мощности более нескольких десятков ВА предпочтение отдается трансформаторам стержневого типа, так как по сравнению трансформаторами броневое типа они имеют меньшие габариты, меньший расход обмоточного материала, меньшие поля рассеяния и большую поверхность охлаждения обмоток. С ростом частоты преобразования числа витков обмоток и размеры магнитопровода трансформатора уменьшаются и то обстоятельство, что трансформаторы броневое типа имеют только одну катушку объясняет их применение при мощности в несколько сотен вольт-ампер.

На рис. 2.27,а показано условное обозначение трансформатора в электрических схемах. Точками обозначены условные начала обмоток трансформатора. Если в данный момент времени вывод, соответствующий условному началу какой-либо обмотки имеет положительный потенциал относительно другого вывода этой обмотки, то и для всех других обмоток условные начала будут иметь положительный потенциал.

На рис. 2.27,б приведен двухобмоточный трансформатор стержневого типа, первичная и вторичная обмотки которого условно показаны на разных стержнях магнитопровода (параметры первичной обмотки имеют индекс 1). В режиме холостого хода ($R_H = \infty$) отличие этого (реального) трансформатора от катушки с ферромагнитным сердечником (см. рис. 2.22) заключается в том, что, кроме основного магнитного потока Φ_0 , магнитные силовые линии которого замыкаются только по магнитопроводу и сцеплены с витками обеих обмоток, существует поток рассеяния Φ_{s1} , магнитные силовые линии которого частично замыкаются по немагнитной среде и сцеплены с витками только одной первичной обмотки. Ввиду того, что магнитное сопротивление для потока рассеяния намного больше магнитного

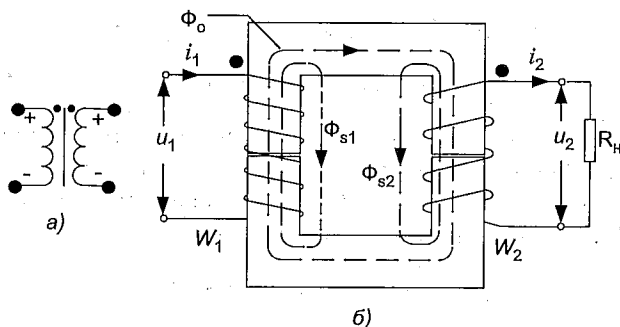


Рис. 2.27. Условное обозначение (а) и условная конструкция трансформатора (б)

сопротивления для основного магнитного потока, амплитудное значение основного магнитного потока Φ_{0M} в реальном трансформаторе всегда во много раз больше амплитудного значения потока рассеяния Φ_{s1M} ($\Phi_{0M} \gg \Phi_{s1M}$). Изменение во времени магнитного потока Φ_{s1} будет индуцировать в первичной обмотке ЭДС $e_{s1} = -W_1(d\Phi_{s1}/dt)$. Основной магнитный поток создает на зажимах первичной и вторичной обмоток ЭДС, равные соответственно: $e_1 = -W_1(d\Phi_0/dt)$ и $e_2 = -W_2(d\Phi_0/dt)$.

Уравнение равновесия ЭДС первичной обмотки трансформатора (уравнение Кирхгофа) в режиме холостого хода примет следующий вид:

$$u_1 = -(e_1 + e_{s1}) + i_0 R_1, \quad (2.16)$$

где i_0 — ток первичной обмотки в режиме холостого хода ($i_1 = i_0$), R_1 — активное сопротивление первичной обмотки.

Для реального трансформатора так же, как и для катушки с ферромагнитным сердечником, справедливо соотношение $u_1 \approx -e_1$ или $u_1 \approx W_1(d\Phi_0/dt)$. Выразив основной магнитный поток Φ_0 через магнитную индукцию B_0 и поперечное сечение стержня магнитопровода $S_{ст}$, можно записать для трансформатора следующее соотношение:

$$u_1 = W_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = W_1 S_{ст} \frac{dB_0}{dt}. \quad (2.17)$$

Из выражения (2.17) следует, что в том случае, когда напряжение u_1 источника энергии изменяется по синусоидальному закону, основной магнитный поток и магнитная индукция B_0 , а следовательно, и ЭДС e_1 и e_2 также изменяются по синусоидальному закону. Предполагая, что ток холостого хода также изменяется по синусоидаль-

ному закону, уравнение (2.16) можно записать в комплексной форме:

$$\dot{U}_1 = -(\dot{E}_1 + \dot{E}_{s1}) + \dot{I}_0 R_1.$$

Если представить ЭДС E_{s1} в виде падения напряжения на индуктивном сопротивлении X_1 первичной обмотки, обусловленной потоком рассеяния Φ_{s1} ($-\dot{E}_{s1} = +j\dot{I}_0 X_1$), то уравнение равновесия ЭДС первичной обмотки примет следующий вид:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 R_1 + j\dot{I}_0; \\ X_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1,\end{aligned}\tag{2.18}$$

где $Z_1 = R_1 + jX_1$ — полное сопротивление первичной обмотки трансформатора.

Для трансформатора, работающего под нагрузкой, уравнение (2.18) принимает следующий вид:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1,\tag{2.19}$$

В условиях нормального режима работы любого трансформатора $I_1 Z_1 \ll E_1$. Поэтому можно считать, что

$$\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1.\tag{2.20}$$

Следовательно, при неизменных параметрах источника энергии будет практически неизменна ЭДС E_1 и амплитуда основного магнитного потока $\Phi_{\text{ом}}$ независимо от мощности, отбираемой от трансформатора. Уравнение (2.20) определяет принцип работы трансформатора. Так, при увеличении тока в нагрузке увеличивается и МДС $I_2 W_2$ вторичной обмотки, стремящаяся уменьшить амплитудное значение основного магнитного потока. Но при уменьшении потока уменьшится и E_1 , что ведёт к увеличению тока первичной обмотки I_1 . Ток I_1 будет увеличиваться до значения, при котором МДС первичной обмотки скомпенсирует размагничивающее действие МДС вторичной обмотки. Таким образом, МДС первичной обмотки создаёт неизменный, практически не зависящий от нагрузки магнитный поток $\Phi_{\text{ом}}$ (такой же, как и при холостом ходе), и компенсирует размагничивающее действие МДС вторичной обмотки трансформатора. Следовательно, можно записать уравнение равновесия магнитодвижущих сил в следующем виде:

$$\dot{I}_1 W_1 + \dot{I}_2 W_2 = \dot{I}_0 W_1 \quad \text{или} \quad \dot{I}_1 W_1 = \dot{I}_0 W_1 - \dot{I}_2 W_2.\tag{2.21}$$

В случае многообмоточного трансформатора уравнение равнове-

сия МДС принимает следующий вид:

$$\dot{I}_1 W_1 = \dot{I}_0 W_1 - \sum_{i=1}^m \dot{I}_{2i} W_{2i}, \quad (2.22)$$

где m — общее число вторичных обмоток трансформатора.

МДС вторичной обмотки также создает поток рассеяния Φ_{s2} , магнитные силовые линии которого сцеплены только с витками вторичной обмотки. Поток Φ_{s2} будет индуцировать в вторичной обмотке ЭДС E_{s2} , которую можно представить в виде падения напряжения на индуктивном сопротивлении X_2 вторичной обмотки, обусловленном потоком рассеяния Φ_{s2} ($-\dot{E}_{s2} = +j\dot{I}_2 X_2$). В этом случае уравнение равновесия ЭДС вторичной обмотки в комплексной форме имеет вид

$$\dot{U}_2 = Z_H \dot{I}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 R_2 - j\dot{I}_2 X_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2. \quad (2.23)$$

В случае многообмоточного трансформатора для каждой из вторичных обмоток справедливо свое уравнение равновесия ЭДС.

Эквивалентная схема замещения трансформатора. Наличие магнитной связи между обмотками затрудняет расчеты устройств, содержащих трансформаторы. Поэтому реальный трансформатор при расчетах электрических цепей заменяют приведенным, в котором все обмотки имеют равное число витков. Следовательно, ЭДС, обусловленные основным магнитным потоком, на зажимах всех обмоток будут иметь одно и то же значение, что позволяет электрически соединять одноименные зажимы обмоток между собой без нарушения процессов в трансформаторе. В том случае, когда расчету подлежат параметры источника энергии, к которому подключается трансформатор с нагрузкой в его вторичной обмотке, все обмотки приведенного трансформатора имеют число витков, равное числу витков первичной обмотки реального трансформатора (вторичная обмотка и нагрузка приводятся к первичной обмотке). При расчете параметров нагрузки все обмотки приведенного трансформатора имеют число витков, равное числу витков вторичной обмотки, в цепи которой определяются математические соотношения между элементами. Параметры приведенных обмоток (токи, напряжения, сопротивления) снабжаются штрихами. Для того чтобы приведенный трансформатор в полной мере соответствовал реальному, необходимо выполнение следующих условий:

- электромагнитная мощность обмотки реального и приведенного трансформаторов должны быть равными (в том случае, когда вторичная обмотка приводится к первичной $E_2 I_2 = E'_2 I'_2$);

- потери мощности в цепях реального и приведенного трансформаторов должны быть равны;
- фазовые сдвиги между напряжениями и токами в цепях приведенного и реального трансформаторов должны быть одинаковыми.

В случае приведения вторичной обмотки к первичной ЭДС

$$E'_2 = E_1 = (E_2/W_2)W_1 = E_2/n_{21},$$

где $n_{21} = W_2/W_1$.

Из условия неизменности электромагнитной мощности вторичной обмотки следует, что

$$I'_2 = (E_2 I_2)/E'_2 = I_2 n_{21}.$$

Из условия неизменности мощности потерь (активной мощности) во вторичной обмотке и нагрузке следует, что

$$R'_2 = (I_2^2 R_2)/(I'_2)^2 = R_2/n_{21}^2, \quad R'_n = (I_2^2 R_n)/(I'_2)^2 = R_n/n_{21}^2.$$

Из условия неизменности реактивной мощности вторичной обмотки и нагрузки (это соответствует также неизменности фазовых сдвигов между напряжением и током вторичной обмотки) следует, что

$$X'_2 = (I_2^2 X_2)/(I'_2)^2 = X_2/n_{21}^2, \quad X'_n = (I_2^2 X_n)/(I'_2)^2 = X_n/n_{21}^2.$$

Для приведенного трансформатора справедлива следующая система уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(R_1 + jX_1); \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 - \dot{I}'_2; \\ \dot{U}'_2 &= \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2(R'_2 + jX'_2); \\ \dot{U}'_2 &= Z'_n \dot{I}'_2. \end{aligned}$$

Введя обозначения $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = -\dot{I}_0 Z_0$, $\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_{\text{эк}}$ и решая выше приведенную систему уравнений, можно получить выражение для $Z_{\text{эк}}$, на основании которого на рис. 2.28,а представлена эквивалентная схема замещения трансформатора:

$$Z_{\text{эк}} = Z_1 + Z_0(Z'_2 + Z'_n)/(Z_0 + Z'_2 + Z'_n).$$

Параметры эквивалентной схемы замещения трансформатора могут быть определены по данным опытов холостого хода и короткого замыкания. При опыте холостого хода на первичную обмотку

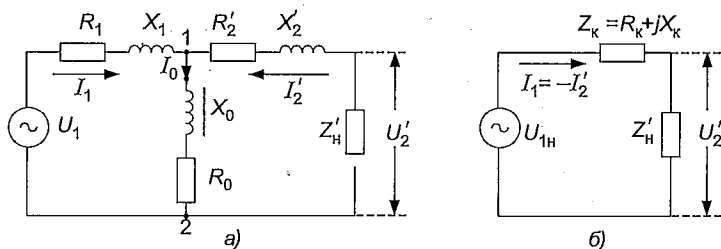


Рис. 2.28. Полная (а) и упрощенная (б) эквивалентные схемы замещения трансформатора

подается номинальное напряжение $U_1 = U_{1н}$ и определяются ток холостого хода I_0 , мощность потерь в магнитопроводе (потери в стали) P_0 и напряжение на зажимах вторичной обмотки U_{20} . По этим данным рассчитываются: коэффициент трансформации $n_{21} = U_{20}/U_{1н} = W_2/W_1$, сопротивление $Z_0 = R_0 + jX_0 = U_{1н}/I_0$ и его составляющие $R_0 = P_0/I_0^2$, $X_0 = \sqrt{(Z_0^2 - R_0^2)}$.

При опыте короткого замыкания к первичной обмотке подводится такое пониженное напряжение (напряжение короткого замыкания U_K), при котором по обмоткам протекают номинальные токи $I_{1н}$, $I_{2н}$ и определяется мощность потерь в обмотках трансформатора P_K . По данным опыта короткого замыкания определяются сопротивление короткого замыкания $Z_K = U_K/I_{1н}$ и его составляющие $R_K = R_1 + R_2' = P_K/I_{1н}^2$, $X_K = \sqrt{(Z_K^2 - R_K^2)} = X_1 + X_2'$, а также угол короткого замыкания $\varphi_K = \arctg(X_K/R_K)$.

Внешние характеристики трансформатора. Под внешней характеристикой трансформатора подразумевается зависимость напряжения на зажимах вторичной обмотки от тока нагрузки при номинальных и неизменных параметрах источника энергии. Так как обмотки реального трансформатора обладают активным и индуктивным сопротивлениями, изменение тока нагрузки вызывает изменение падения напряжения на сопротивлениях обмоток и, следовательно, приводит к изменению напряжения на нагрузке.

Значение напряжения на нагрузке приведенного трансформатора U_2' при любом значении тока нагрузки и любом характере нагрузки можно определить в результате построения векторной диаграммы трансформатора. В реальных трансформаторах обычно ток холостого хода I_0 много меньше номинального значения тока первичной обмотки $I_{1н}$, поэтому при определении напряжения U_2' можно положить $I_0 = 0$, что существенно упростит построение векторных диаграмм. При этом допущении эквивалентная схема замещения трансформатора

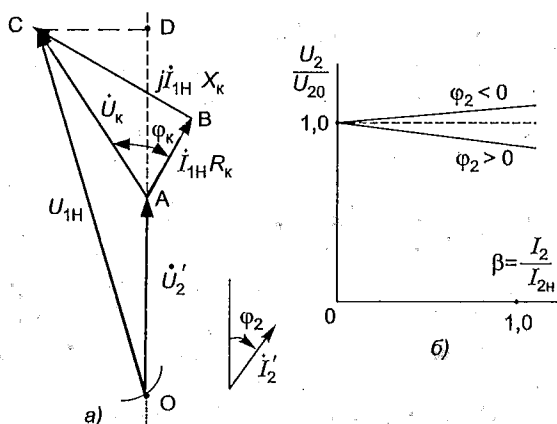


Рис. 2.29. Векторная диаграмма (а) и внешние характеристики (б) трансформатора

тора примет вид, представленный на рис. 2.28, б, а поведение трансформатора будет описываться следующим соотношением:

$$\dot{U}'_2 = \dot{U}_{1H} - \dot{I}_1 (R_k + jX_k), \quad (2.24)$$

где $R_k = R_1 + R'_2$ и $X_k = X_1 + X'_2$ — активная и реактивная составляющие сопротивления короткого замыкания.

Векторная диаграмма, построенная в соответствии с соотношением (2.24) для $I_1 = I_{1H}$ при угле сдвига по фазе тока \dot{I}'_2 относительно напряжения \dot{U}'_2 равном φ_2 (индуктивный характер нагрузки), показана на рис. 2.29.

Вектор \dot{U}'_2 , значение которого подлежит определению, предполагается ориентированным по вертикали, причем конец вектора находится в точке А. Далее из точки А строится вектор падения напряжения на сопротивлении R_k , направление которого совпадает с направлением тока \dot{I}'_2 , и из конца этого вектора строится вектор падения напряжения на индуктивном сопротивлении X_k (вектор $+j\dot{I}_{1H}X_k$ повернут на 90° в сторону опережения относительно вектора тока \dot{I}'_2). Геометрическая сумма двух последних векторов представляет собой вектор напряжения короткого замыкания \dot{U}_k , модуль которого, как и значения сопротивлений R_k и X_k , определяется по данным опыта короткого замыкания. Если из конца вектора \dot{U}_k (точка С) как из центра окружности радиусом, равным напряжению U_{1H} , провести дугу и определить ее точку пересечения с вертикальной линией (точка О), то тем самым будет найдены начало вектора \dot{U}'_2 и, следовательно, значение напряжения U'_2 .

На практике изменение напряжения на нагрузке при переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки $\Delta U = U'_{20} - U'_2$ предпочитают определять не в результате построения векторной диаграммы, а из приближенного аналитического выражения, полученного из векторной диаграммы рис. 2.29,а. Действительно если $\Delta U = U'_{20} - U'_2 = U_{1н} - U'_2$ определять как разность между проекцией вектора $U_{1н}$ на вертикальную линию и вектором U'_2 , то из векторной диаграммы рис. 2.29,а можно записать

$$\Delta U = OD - OA = U_k \cos(\varphi_k - \varphi_2).$$

Разделив левую и правую части последнего соотношения на $U_{1н}$ и введя понятие коэффициента нагрузки $\beta = I_2/I_{2н} = I_1/I_{1н}$ выражение для относительного изменения напряжения $\Delta u = \Delta U/U_{1н}$ можно представить в следующем виде:

$$\Delta u = \beta u_k \cos(\varphi_k - \varphi_2), \quad (2.25)$$

где $u_k = U_k/U_{1н}$ — относительное значение напряжения короткого замыкания; $\varphi_k = \arctg(X_k/R_k)$ — угол короткого замыкания.

Значения параметров u_k и φ_k определяются из опыта короткого замыкания или рассчитываются исходя из паспортных данных трансформатора. При известной величине Δu можно определить значение напряжения на нагрузке U_2 реального трансформатора

$$U_2 = n_{21} U_{1н} (1 - \Delta u), \quad (2.26)$$

где $n_{21} = U_{20}/U_{1н} = W_2/W_1$ — коэффициент трансформации, значение которого определяется из опыта холостого хода.

Из выражений (2.25) и (2.26) следует, что напряжение на нагрузке является функцией как тока нагрузки, так и характера нагрузки (угла φ_2). При индуктивном характере нагрузки ($\varphi_2 > 0$) с ростом тока нагрузки (коэффициента нагрузки) напряжение на нагрузке падает. Причем максимальное отклонение напряжения (равное u_k) будет при таком характере нагрузки, когда угол φ_2 будет равен углу φ_k . Следует отметить, что в реальных трансформаторах $u_k \leq 0,005 \dots 0,1$.

При емкостном характере нагрузки и достаточно больших углах ($\varphi_2 > \varphi_k - \pi/2$) с ростом тока нагрузки напряжение на нагрузке увеличивается. Внешние характеристики трансформатора, построенные в относительных единицах, при индуктивном и емкостном характере нагрузки показаны на рис. 2.29,б. Там же пунктиром показана внешняя характеристика идеального трансформатора (в идеальном трансформаторе не только ток холостого хода, но и сопротивления обмоток равны нулю).

КПД трансформатора. Под коэффициентом полезного действия трансформатора η понимают отношение активной мощности, отдаваемой трансформатором в нагрузку P_2 к активной мощности, потребляемой трансформатором от источника энергии P_1 :

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{\text{ст}} + P_{\text{об}}}, \quad (2.27)$$

где $P_{\text{ст}}$ — потери в магнитопроводе (потери в стали); $P_{\text{об}}$ — потери в обмотках (потери в меди).

В общем случае значение КПД трансформатора зависит от параметров источника энергии (от значения напряжения, формы кривой напряжения и частоты) и от режима его работы (от тока нагрузки и от характера нагрузки). Чаще всего определяют значение КПД при неизменных и номинальных параметрах источника энергии в зависимости от тока нагрузки при различных характерах нагрузки. На практике при расчетах КПД пользуются приближенным выражением, полученным при предположениях, что

- 1) ток холостого хода трансформатора равен нулю,
- 2) амплитуда основного магнитного потока не зависит от значения и характера тока нагрузки.

В соответствии с первым допущением потери в обмотках при любом значении тока нагрузки могут быть представлены в следующем виде:

$$P_{\text{об}} = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 = I_1^2 R_1 + (I_2')^2 R_2' = \beta^2 P_{\text{к}},$$

где $P_{\text{к}}$ — потери в обмотках, определяемые из опыта короткого замыкания и соответствующие номинальным значениям токов в обмотках трансформатора.

В соответствии со вторым допущением потери в магнитопроводе не зависят от значения тока нагрузки и могут быть приняты равными мощности, определяемой из опыта холостого хода P_0 :

$$P_{\text{ст}} = P_0.$$

Выражение для активной мощности отдаваемой трансформатором в нагрузку, можно представить в виде

$$P_2 = \beta S_{\text{н}} \cos \varphi_2,$$

где $S_{\text{н}} = U_{1\text{н}} I_{1\text{н}}$ — номинальная мощность трансформатора.

В силу выше изложенного выражение для КПД можно представить в следующей форме:

$$\eta = \frac{\beta S_{\text{н}} \cos \varphi_2}{\beta S_{\text{н}} \cos \varphi_2 + P_0 + \beta^2 P_{\text{к}}}. \quad (2.28)$$

Из выражения (2.28) следует, что теоретически КПД принимает нулевое значение при $\beta = 0$ (режим холостого хода) и при $\beta \rightarrow \infty$ (режим короткого замыкания). Примерный вид кривой КПД в диапазоне изменения β от 0 до 1 при фиксированном значении $\cos \varphi_2 > 0$ показан на рис. 2.30. Как видно из рис. 2.30, КПД быстро нарастает с увеличением нагрузки и в широком диапазоне изменения нагрузки имеет значение, близкое к максимальному. Взяв первую производную $\partial \eta / \partial \beta$ и приравняв ее нулю можно получить выражение для коэффициента нагрузки β_{\max} , при котором КПД достигает максимального значения:

$$\beta_{\max}^2 P_k = P_0.$$

Следовательно, максимум КПД будет при такой нагрузке, когда постоянные потери мощности (не зависящие от нагрузки) равны переменным потерям. Для иллюстрации этого обстоятельства на рис. 2.30 показаны зависимости потерь в обмотках ($\beta^2 P_k$) и потерь в магнитопроводе (P_0) от коэффициента нагрузки.

Изменяя электромагнитные нагрузки (плотность тока в обмотках и амплитудное значение магнитной индукции), можно обеспечить при проектировании трансформаторов получение максимального значения КПД при любом желаемом значении коэффициента нагрузки. Если трансформатор, например, отдает большую часть энергии в течение суток, работая в режиме значительной недогрузки относительно своей номинальной мощности, то при проектировании максимум КПД обеспечивают при $\beta < 1$, как показано на рис. 2.30.

Если сравнивать трансформаторы, отличающиеся друг от друга номинальной мощностью, то следует отметить, что максимальное значение КПД будет тем больше, чем больше номинальная мощность трансформатора. Кроме того, максимальное значение КПД трансформаторов одинаковой номинальной мощности тем больше, чем выше частота, на которой он работает.

Трехфазные трансформаторы. Трансформация электрической энергии трехфазного переменного тока может осуществляться либо с помощью трех однофазных трансформаторов, первичные и вторичные обмотки которых соединяются по одной из трехфазных

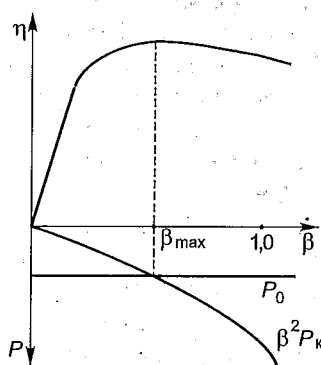


Рис. 2.30. Зависимость КПД трансформатора от коэффициента загрузки

схем (так называемый трехфазный групповой трансформатор), либо с помощью трехфазных трансформаторов со связанной магнитной системой (с общим магнитопроводом). В основном на практике применяются трехфазные трансформаторы со связанной магнитной системой, так как групповые трансформаторы имеют существенно большие габаритные размеры и массу при той же номинальной мощности. Действительно, если первичные обмотки трех однофазных трансформатора (рис. 2.31,а) соединить между собой по одной из трехфазных схем и подключить к трехфазной симметричной сети (напряжение всех трех фаз имеют одинаковые значения и сдвинуты по фазе друг относительно друга на $2\pi/3$), то одинаковые по амплитуде магнитные потоки в каждом из однофазных трансформаторов будут также сдвинуты по фазе друг относительно друга на $2\pi/3$. Сумма трех равных по амплитуде и сдвинутых по фазе на одну треть периода магнитных потоков в любой момент времени равна нулю. Поэтому, если разместить в пространстве однофазные трансформаторы, как показано на рис. 2.31,б, то сумма магнитных потоков в участках магнитопроводов 1–2, сдвинутых друг к другу, в любой момент времени равна нулю. Следовательно, надобность в этих участках магнитопроводов для трехфазных трансформаторов отпадает. Стержни (участки магнитопроводов несущие обмотки) можно оставить по-прежнему размещенными в пространстве (рис. 2.31,б) и объединить их сверху и снизу ярмом в форме кольца. В этом случае получится трехфазный стержневой трансформатор пространственной системы. В случае, когда все три стержня располагаются в одной плоскости и объединяются сверху и снизу ярмом, как показано на рис. 2.31,в, получается трехфазный стержневой трансформатор плоской системы, имеющий в настоящее время наибольшее применение на практике. Хотя следует отметить, что требуемое поперечное сечение ярма при пространственной системе в два меньше, чем при плоской системе, так как магнитный поток в ярме оказывается в два раза меньшим. Кроме того, в плоской системе имеет место асимметрия магнитных сопротивлений для магнитных потоков, возбуждаемых обмотками, расположенными на среднем и крайних стержнях магнитопровода. Эта асимметрия, связанная с различными длинами магнитных силовых линий для обмоток, расположенных на крайних и среднем стержнях, приводит к тому, что токи холостого хода в обмотках трансформатора будут также различными (ток холостого хода для обмотки, расположенной на среднем стержне, меньше). Обмотки трехфазных трансформаторов выполняются цилиндрическими так же, как и в однофазных трансформаторах.

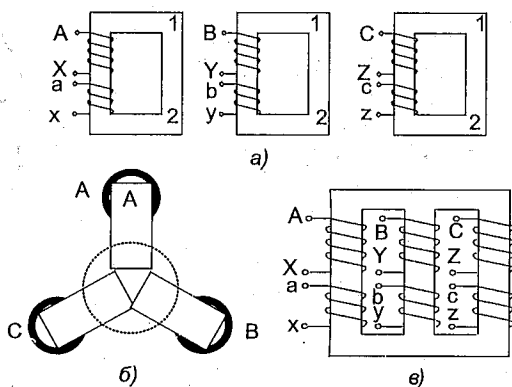


Рис. 2.31. Конструктивное выполнение трехфазных трансформаторов: а — трехфазный групповой трансформатор; б — переход от группового к стержневому трансформатору; в — трехфазный стержневой трансформатор плоской системы

Начала фаз обмотки высшего напряжения обозначаются заглавными буквами А, В, С, а их концы — Х, Y, Z. Если обмотки высшего напряжения имеют выведенную нейтральную (нулевую) точку, то этот зажим обозначается заглавной буквой N (O). Зажимы обмотки низшего напряжения обозначаются строчными буквами; а, b, с — начала фаз и x, y, z — концы фаз; n (0) — вывод нейтральной (нулевой) точки.

Схемы соединения обмоток трёхфазных трансформаторов и их условные обозначения в показаны на рис. 2.32. При соединении обмоток в звезду (рис. 2.32, а) концы (или начала) всех фаз соединяются между собой, образуя нейтральную или нулевую точку, а свободные зажимы трёх фаз подключаются к источнику энергии или к нагрузке (потребителю). В случае симметричной трехфазной системы и равномерной загрузке всех трех фаз для схемы звезда фазные напряжения $U_{AX} = U_{BY} = U_{CZ}$ в $\sqrt{3}$ меньше линейных напряжений $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA}$. Токи в проводах, с помощью которых обмотка подключается к источнику энергии или нагрузке (линейные токи), для схемы звезда совпадают с фазными токами. В случае необходимости в этой схеме осуществляется вывод нейтральной точки. Такая необходимость возникает, например, в случае подключения к обмотке потребителей, требующих электрической энергии не только трехфазного, но и однофазного переменного тока или, например, для создания некоторых схем выпрямления.

При соединении обмоток трансформатора по схеме треугольник (рис. 2.32, б) начало первой фазы соединяют с концом второй, начало

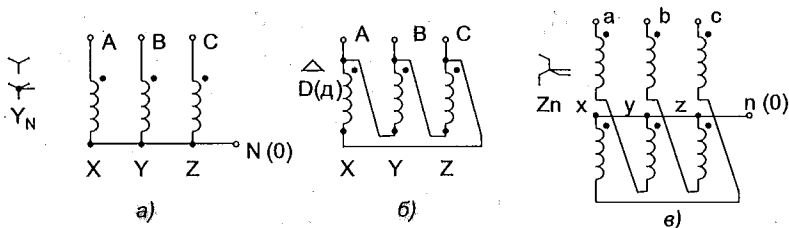


Рис. 2.32. Схемы соединения обмоток трехфазных трансформаторов:
 а — звезда; б — треугольник; в — зигзаг

второй фазы — с концом первой. Точки соединения начала одной фазы с концом другой подключают к проводам трёхфазной сети переменного тока или к нагрузке. Для этой схемы фазные и линейные напряжения совпадают. Например, линейное напряжение U_{AB} одновременно является фазным напряжением U_{BY} . Линейные токи в этой схеме, являющиеся геометрической разностью фазных токов, в $\sqrt{3}$ больше фазных токов. Последнее обстоятельство объясняет широкое применение этой схемы в управляемых выпрямителях относительно большой мощности, выполненных по трехфазной мостовой схеме. Кроме того, при соединении одной из обмоток трансформатора по схеме треугольник в меньшей степени сказывается перекося фаз, связанный с неравномерной их загрузкой, так как при неравенстве ЭДС отдельных фаз в контуре треугольника возникают уравнивающие токи, выравнивающие напряжения фаз.

Помимо двух основных схем (звезда и треугольник), иногда применяют схему соединения в зигзаг (рис. 2.32, в). В этой схеме фаза состоит из двух катушек, находящихся на различных стержнях и соединённых встречно, так что ЭДС фазы обмотки равна геометрической разности ЭДС этих катушек. Так же как магнитные потоки двух различных стержней, ЭДС катушек, составляющих одну фазу, сдвинуты на $1/3$ периода по фазе. Поэтому при одинаковых затратах активных материалов и одинаковых потерях энергии ЭДС фазы при схеме зигзаг будет в $\sqrt{3}/2$ раз меньше ЭДС фазы, выполненной по схеме звезда или треугольник. Несмотря на неэкономичность, в том случае, когда обмотка высшего напряжения выполняется по схеме звезда и имеется существенная неравномерность загрузки фаз, целесообразно выполнять обмотку низшего напряжения по схеме зигзаг, если требуется вывод нейтральной точки обмотки низшего напряжения. В этом случае будет существенно меньше перекося фаз по сравнению с вариантом, когда обмотка низшего напряжения выполняется по схеме звезда с выведенной нейтралью.

Для трехфазной симметричной системы при любой схеме соединения обмоток номинальная мощность трансформатора S_n может быть выражена через номинальные действующие значения напряжений U_ϕ и токов I_ϕ фаз или номинальные действующие значения линейных напряжений U_L и токов I_L следующим образом:

$$S_n = 3U_\phi I_\phi = \sqrt{3}U_L I_L.$$

Для трехфазных трансформаторов приняты следующие обозначения:

$$\text{Y/Y} - 0 \quad \text{Y/Zn} - 0 \quad \Delta/\text{Y} - 11$$

Символ над чертой показывает схему соединения обмотки высшего напряжения. Символ под чертой указывает схему соединения обмотки низшего напряжения. Число указывает на принадлежность трансформатора к определенной группе. Группы трансформаторов вводятся для того, чтобы можно было их включать на параллельную работу с целью упрочнения электроустановки. На параллельную работу могут включаться только трансформаторы, принадлежащие к одной группе и имеющие одинаковые значения фазных напряжений.

Номер группы (цифра) показывает угол сдвига между одноименными линейными ЭДС обмоток высшего и низшего напряжений, выраженный числом угловых единиц. За угловую единицу принят угол 30° . Отсчет ведется от вектора линейной ЭДС обмотки высшего напряжения по часовой стрелке.

Автотрансформаторы. Автотрансформатором называют трансформатор, имеющий непосредственную связь между обмотками. Конструктивно автотрансформатор ничем не отличается от обычного трансформатора. В однофазном трансформаторе цилиндрические обмотки располагаются одна поверх другой на магнитопроводе стержневого, броневого или тороидального типа.

Одна из возможных схем включения однофазного автотрансформатора приведена на рис. 2.33. На этой схеме первичная обмотка А-Х с числом витков W_1 подключена к источнику энергии с напряжением

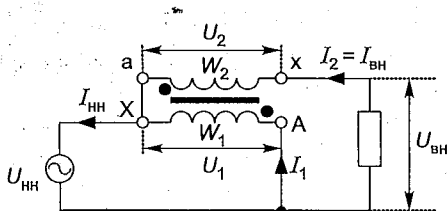


Рис. 2.33. Схема включения автотрансформатора

$U_{\text{нн}}$. Вторичная обмотка а-х с числом витков W_2 соединена последовательно согласно с первичной обмоткой, так что напряжение на нагрузке $U_{\text{вн}}$ оказывается равным суммарному напряжению первичной и вторичной обмоток. По существу схема рис. 2.33 представляет собой включение трансформатора по схеме с вольтодобавкой. В качестве вольтодобавки выступает вторичная обмотка а-х. Обычно схему рис. 2.33 называют схемой повышающего автотрансформатора.

Если поменять местами подключение источника энергии и нагрузки, то в этом случае мы будем иметь дело с понижающим автотрансформатором. Как и для обычного трансформатора для схемы рис. 2.33 справедливы уравнения равновесия ЭДС для первичной и вторичной обмоток, а также уравнения равновесия МДС

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1, \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2, \\ \dot{I}_1 W_1 &= \dot{I}_0 W_1 - \dot{I}_2 W_2 \quad \text{или} \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 - n_{21} \dot{I}_2.\end{aligned}$$

К этим уравнениям следует добавить соотношения, вытекающие из схемы рис. 2.33:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \dot{U}_{\text{нн}}; \\ \dot{U}_{\text{вн}} &= \dot{U}_1 + \dot{U}_2; \\ \dot{I}_{\text{нн}} &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2.\end{aligned}$$

Номинальная (проходная) мощность $S_{\text{н}}$ автотрансформатора на рис. 2.33 представляет собой произведение номинального действующего значения напряжения $U_{\text{вн}}$ на номинальное действующее значение тока $I_{\text{вн}}$. В соответствии с вышеприведенными соотношениями выражение для $S_{\text{н}}$ можно представить в следующем виде:

$$S_{\text{н}} = U_{\text{вн}} I_{\text{вн}} = (U_1 + U_2) I_2 = U_1 I_2 + U_2 I_2. \quad (2.29).$$

Первое слагаемое выражения (2.29) представляет собой мощность, передаваемую в нагрузку непосредственно электрическим путем, тогда как второе слагаемое ($U_2 I_2$) — электромагнитную мощность, передаваемую в нагрузку посредством магнитного поля в трансформаторе. Именно на эту электромагнитную мощность и рассчитывается трансформатор в схеме рис. 2.33. Чем меньше будет доля электромагнитной мощности в $S_{\text{н}}$, тем соответственно будут меньше габаритные размеры и масса автотрансформатора по сравнению с обычным трансформатором (не имеющим электрической связи между обмотками) той же номинальной мощности $S_{\text{н}}$.

Отношение электромагнитной мощности $S_{эм}$ к S_n автотрансформатора можно выразить через его коэффициент трансформации, представляющий собой отношение высшего напряжения к низшему при холостом ходе ($K_{тр} = U_{вн}/U_{нн}$):

$$\frac{S_{эм}}{S_n} \approx \frac{E_2 I_2}{(E_1 + E_2) I_2} = \frac{K_{тр} - 1}{K_{тр}} = \frac{n_{21}}{1 + n_{21}}, \quad (2.30)$$

где $n_{21} = W_2/W_1$.

Из выражения (2.30) видно, что чем ближе $K_{тр}$ к 1, тем меньше доля электромагнитной мощности в номинальной мощности автотрансформатора и тем меньше его габаритные размеры и масса по сравнению с обычным трансформатором той же мощности. Понятно, что при тех же электромагнитных нагрузках (плотности тока в обмотках и амплитуде магнитной индукции в магнитопроводе) потери в автотрансформаторе по сравнению с обычным трансформатором будут также тем меньше, чем ближе $K_{тр}$ к 1. Меньшими будут и изменения напряжения на нагрузке при изменении тока нагрузки.

Однако, несмотря на его достоинства, применение автотрансформатора невозможно из-за гальванической связи между обмотками в системах электропитания аппаратуры телекоммуникаций, где для нормальной работы аппаратуры необходимо заземлять один из полюсов нагрузки.

Связь между параметрами, электромагнитными нагрузками и размерами трансформаторов. Номинальная мощность трансформатора S_n может быть выражена через параметры его первичной обмотки следующим образом:

$$S_n = m_1 U_{1н} I_{1н}, \quad (2.31)$$

где m_1 — число фаз первичной обмотки; $U_{1н}$ — номинальное действующее значение напряжения фазы первичной обмотки; $I_{1н}$ — номинальное действующее значение тока фазы первичной обмотки.

Как было показано в предыдущих разделах, $U_{1н}$ можно с достаточной степенью точности заменить на действующее значение ЭДС фазы первичной обмотки трансформатора $E_{1н}$ (тем самым перейти от номинальной к электромагнитной мощности трансформатора) и представить выражение (2.31) в следующей форме:

$$S_n = m_1 E_{1н} I_{1н}, \quad (2.32)$$

где $E_{1н} = 4K_f W_1 f B_m S_{ст}$ — действующее значение ЭДС первичной обмотки; K_f — коэффициент формы кривой ЭДС, равный отношению ее действующего значения к среднему значению.

Если положить, что первичная обмотка (фаза первичной обмотки) занимает половину площади окна магнитопровода $S_{ок}$ (см. рис. 2.26, б), то выражение для номинального значения тока $I_{1н}$ можно представить в следующем виде:

$$I_{1н} = \frac{S_{ок} K_{об} j}{2W_1}, \quad (2.33)$$

где $K_{об} = 0,2 \dots 0,4$ — коэффициент заполнения окна магнитопровода, который учитывает, какая часть окна занята активным обмоточным материалом, а какая часть занята изоляцией; j — плотность тока в обмотке.

Подставляя выражения (2.32) и (2.33) в (2.31), получим окончательно для номинальной мощности трансформатора

$$S_n = 2K_{ф1} K_{об} f B_m j S_{ст} S_{ок}. \quad (2.34)$$

Из этого выражения следует, что повышение частоты f , на которой работает трансформатор, а также повышение электромагнитных нагрузок (B_m и j) позволяет при неизменной мощности S_n уменьшать произведение $S_{ст} S_{ок}$, а следовательно, уменьшать его габаритные размеры и массу.

Если рассматривать ряд подобных трансформаторов, для которого сохраняется соотношение между всеми геометрическими размерами магнитопроводов, а также сохраняются неизменными электромагнитные нагрузки, то выбрав какой-либо линейный размер l магнитопровода за базовый, можно утверждать, что номинальная мощность S_n пропорциональна линейному размеру в четвертой степени. Тогда как масса магнитопровода и обмоток, пропорциональные их объему, пропорциональны линейному размеру в третьей степени. Следовательно, с увеличением мощности трансформатора удельный расход материалов на его изготовление уменьшается. Потери в магнитопроводе и обмотках также пропорциональны линейному размеру в кубе, т.е. с увеличением линейного размера l номинальная мощность растет быстрее, чем потери. Это объясняет рост максимального значения КПД с ростом номинальной мощности трансформаторов. Что касается поверхности охлаждения трансформатора, то она пропорциональна квадрату линейного размера, т.е. растет медленнее по сравнению с потерями при увеличении линейного размера. Следовательно, с увеличением номинальной мощности трансформаторов условия их охлаждения ухудшаются, что вынуждает либо уменьшать электромагнитные нагрузки, либо переходить к более интенсивным способам охлаждения (например, применять маслянное охлаждение).

2.3. Конденсаторы

Конденсаторы нашли широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре и силовой преобразовательной технике. Их доля может составлять примерно 20...40 % всех элементов принципиальной схемы [41, 42, 43] конкретного устройства электропитания. Достоинством конденсаторов является их способность накапливать и в течение относительно длительного времени сохранять электрическую энергию. Количественной мерой способности накапливать электрические заряды является емкость конденсатора.

В настоящее время в устройствах электропитания телекоммуникационной аппаратуры широко применяются как полярные (допускающие подачу на конденсатор напряжения только одной фиксированной полярности), так и неполярные конденсаторы, приспособленные как для навесного, так и для поверхностного монтажа. Частоты, на которых должны работать конденсаторы в устройствах электропитания, лежат в диапазоне от единиц герц до десятков мегагерц. Диапазон рабочих напряжений конденсаторов меняется от долей вольта до тысячи и более вольт. Требуемые номиналы емкостей конденсаторов варьируются от единиц пикофарад до десятков тысяч микрофарад. Наибольшее применение в устройствах электропитания находят электролитические и керамические конденсаторы.

2.3.1. Параметры конденсаторов

Свойства конденсаторов характеризуются рядом основных и паразитных параметров.

К основным параметрам конденсатора относятся прежде всего емкость и рабочее напряжение, которое характеризует электрическую прочность конденсатора.

В простейшем случае конденсатор представляет собой две металлические пластины, разделенные слоем диэлектрика. Емкость C , Ф, такого простейшего конденсатора определяется следующим выражением:

$$C = \epsilon_0 \epsilon \frac{S}{d},$$

где ϵ_0 — электрическая постоянная, равная $8,85 \cdot 10^{-12}$, Ф/м; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость; S — площадь поверхности пластин, м²; d — расстояние между пластинами (толщина диэлектрика), м.

Емкость конденсатора может быть определена исходя из значения его комплексного сопротивления, измеренного при заданной

переменной составляющей тока через конденсатор или исходя из величины заряда, который запасаает конденсатор при приложении к нему напряжения постоянного тока. Второй способ дает более высокое значение емкости по сравнению с первым, так как не учитывает паразитные параметры конденсатора.

В качестве нормируемой (номинальной) емкости C_n конденсатора обычно указывается значение емкости при заданной температуре и частоте переменного тока. Так, например, емкость алюминиевых электролитических конденсаторов нормируется при температуре $+20^\circ\text{C}$ и частоте переменного тока 100 Гц.

Числовые значения нормированных емкостей стандартизированы и определяются числовыми рядами Е6, Е12, Е24, Е48, Е92 и Е96 [42]. Цифра указывает количество числовых коэффициентов K_p в данном ряду. Например, числовой ряд Е6 содержит шесть коэффициентов: 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8. Числовое значение C_n конденсатора, принадлежащему данному ряду, определяется как произведение соответствующего коэффициента ряда на 10^+n , где n принимает целочисленные значения от 0 до m . В зависимости от допустимого отклонения емкости от нормированного значения конденсаторы разделяют на классы точности. Максимальный разброс имеют конденсаторы, относящиеся к 6-му классу точности, для которых допустимый разброс может достигать значений от -20 до $+50\%$.

Емкость большинства типов конденсаторов зависит от температуры окружающей среды. Изменение емкости обусловлено изменением диэлектрической проницаемости диэлектрика, а также изменением линейных размеров обкладок конденсаторов и диэлектрика. Степень изменения емкости от температуры оценивается температурным коэффициентом емкости (ТКЕ):

$$\text{ТКЕ} = \frac{\Delta C}{C_n \Delta T}.$$

Для керамических конденсаторов ТКЕ является нормируемым параметром. Причем в зависимости от типа диэлектрика ТКЕ может быть как положительным, так и отрицательным. У электролитических конденсаторов с понижением температуры емкость уменьшается.

Емкость конденсатора зависит не только от температуры, но и от частоты, при которой производится ее измерение. Так для алюминиевых электролитических конденсаторов с ростом частоты с 100 до 2000 Гц емкость конденсатора уменьшается примерно на 4% [41]. Кроме того, конденсаторы подвержены эффекту старению, т.е. емкость отдельных типов конденсаторов со временем уменьшается. Это

относится прежде всего к электролитическим алюминиевым конденсаторам. Стабильность конденсаторов во времени характеризуется коэффициентом старения

$$\beta = \Delta C / C \Delta t.$$

Номинальное (рабочее) напряжение — напряжение, при котором конденсаторы могут работать длительное время при соблюдении условий оговоренных в технической документации. С целью повышения надежности максимальное напряжение на конденсаторах в устройствах электропитания обычно не превышает 0,6...0,8 номинального значения напряжения.

Потери мощности в конденсаторах, обусловленные электропроводностью и поляризацией диэлектрика, оцениваются чаще всего тангенсом угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$. Тангенс угла диэлектрических потерь представляет собой отношение активной мощности P_f , рассеиваемой в конденсаторе, к реактивной мощности конденсатора Q_f :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{P_f}{Q_f} = \frac{P_f}{2\pi f U_f^2 C},$$

где U_f — действующее значение переменного напряжения частоты f , приложенного к конденсатору емкостью C .

Следует отметить, что в справочниках обычно приводится значение $\operatorname{tg} \delta$ для синусоидальной формы кривой напряжения, приложенного к конденсатору. Для приближенного учета потерь в конденсаторах в случае несинусоидальной формы кривой напряжения $u_f(t)$ вводится понятие эквивалентного сопротивления потерь $R_n = U_f^2 / P_f$. Наибольшими потерями характеризуются электролитические конденсаторы. В общем случае тангенс угла диэлектрических потерь зависит от температуры окружающей среды и частоты изменения напряжения (тока). В качестве примера на рис. 2.34 показаны типовые зависимости $\operatorname{tg} \delta$ для электролитических конденсаторов от частоты при различных температурах.

В справочных данных в отдельных случаях может приводиться *допустимое значение переменного тока* конденсатора. Под переменным током, проходящим через конденсатор, понимается его действующее значение. От значения мощности потерь зависит нагрев конденсатора, который оказывает отрицательное влияние на его ожидаемый срок службы.

Срок службы конденсатора определяется расчетным путем [41] как время, за которое конденсатор не выходит из строя, при усло-

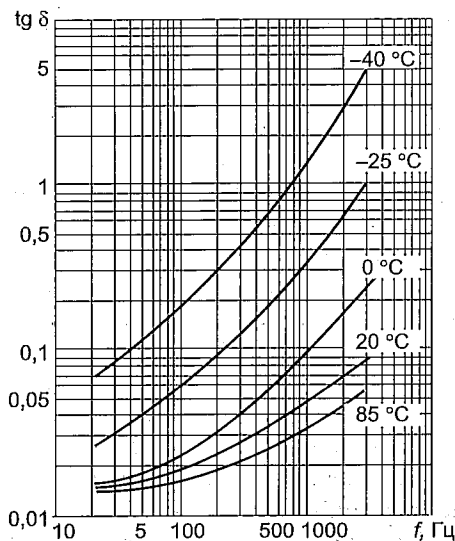


Рис. 2.34. Зависимость $\operatorname{tg} \delta$ от частоты и температуры для электролитических конденсаторов

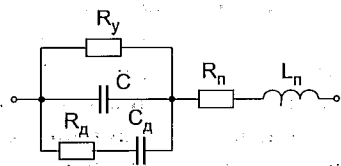


Рис. 2.35. Эквивалентная схема реального конденсатора

вии, что не превышаются предельные параметры, установленные для конденсатора данного типа.

Эквивалентная схема замещения реального конденсатора (рис. 2.35), кроме сопротивления R_n , обладает также дополнительными паразитными компонентами: *собственной индуктивностью* L_n ; *сопротивлением утечки* R_y (током утечки); элементами диэлектрической абсорбции (диэлектрической памяти) R_d и C_d .

Значение тока утечки зависит от конструкции и технологии изготовления конденсатора, от величины напряжения на конденсаторе и от температуры окружающей среды. С ростом температуры ток утечки увеличивается (сопротивление R_y уменьшается). Например, для электролитических конденсаторов он увеличивается примерно в 7...10 раз при возрастании температуры от 20 до 80 °C. При постоянной температуре ток утечки растет практически пропорционально приложенному к конденсатору напряжению.

Эквивалентная последовательная индуктивность схемы замещения L_n (собственная индуктивность) конденсатора представляет собой сумму индуктивности выводов и эквивалентной индуктивности пластин конденсатора, т.е. зависит от способа выполнения выводов конденсатора и их длины, а также от конструкции конденсатора.

Диэлектрическая абсорбция представляет собой гистерезисоподобное внутреннее распределение заряда. В сущности, этот эффект является зарядовой памятью конденсатора. Так, если заряженный конденсатор быстро разрядить, а затем разомкнуть его цепь, наличие диэлектрической абсорбции приведет к частичному восстановлению заряда конденсатора. При этом количество восстановленного заряда зависит от предыдущего заряда конденсатора.

Характеристики конденсаторов, обусловленные наличием перечисленных компонентов, обычно указываются в спецификации изготовителя. Поскольку в спецификации указать в отдельности характеристики собственной индуктивности, эквивалентного последовательного сопротивления и тока утечки конденсатора достаточно сложно, многие производители объединяют перечисленные паразитные компоненты единым термином — *фактор рассеяния* [3]. Фактор рассеяния определяется как отношение энергии, рассеиваемой на конденсаторе за один такт, к энергии, сохраненной за этот такт. Фактор рассеяния эквивалентен обратной величине добротности конденсатора Q , которая иногда включается в спецификацию производителя.

2.3.2. Основные типы конденсаторов постоянной емкости и особенности их применения

Рассмотрим некоторые типы конденсаторов постоянной емкости нашедших широкое применение в системах и устройствах электропитания аппаратуры связи.

Электролитические конденсаторы. Принцип работы таких конденсаторов основан на электрохимических процессах. Эти конденсаторы содержат слои электропроводного материала, которые разделены слоями диэлектрика. В качестве диэлектрика используют тонкую оксидную пленку, нанесенную на поверхность металлического электрода, называемого анодом. Противоположный электрод (катод) конденсатора представляет собой электролит. В качестве электролита используют концентрированные растворы кислот и щелочей. В зависимости от диэлектрика различают четыре типа электролитических конденсаторов: сухие и жидкостные (типа К50–К52), оксидно-полупроводниковые (типа К53), оксидно-металлические (типа К54).

В сухих конденсаторах (типа К50) применяют вязкий электролит. При этом конденсатор изготавливают из двух лент фольги (оксидированной и неоксидированной), между которыми размещается прокладка из бумаги или ткани, пропитанной электролитом. Фольга

сварачивается в рулон и помещается в кожух. Выводы анода и катода делают соответственно от оксидированной и неоксидированной фольги.

В жидкостных конденсаторах (типа К52) анод, выполненный в виде стержня, на поверхности которого создана оксидная пленка, погружен в жидкий электролит, находящийся в алюминиевом цилиндре. Для увеличения емкости анод делают объемно-пористым путем прессования порошка металла и спекания его при высокой температуре.

В оксидно-полупроводниковых конденсаторах (типа К53) в качестве катода используют диоксид марганца.

В оксидно-металлических конденсаторах (типа К54) функции катода выполняет металлическая пленка оксидного слоя.

В системах и устройствах электропитания нашли широкое применение алюминиевые электролитические конденсаторы, характеризующиеся большой емкостью на единицу объема (удельной емкостью) и способностью такого конденсатора обеспечивать прохождение большого переменного тока при высоких показателях надежности а также относительно низкой стоимостью.

Особенностью электролитических конденсаторов является их униполярность, т.е. они могут работать при подведении к аноду положительного потенциала, а к катоду — отрицательного. Напряжение обратной полярности предотвращается (в случае необходимости) подключением диода параллельно конденсатору. Падение напряжения на диоде порядка 0,8 В является допустимым. Для алюминиевых электролитических конденсаторов допустимы напряжения обратной полярности и до 1,5 В, но на время до 1 с при условии, что такой режим работы не является повторяющимся.

Электролитические конденсаторы обладают большой емкостью (до сотен тысяч микрофард) и могут выполняться на напряжения в сотни вольт. Но они не могут работать в высокочастотных цепях, так как с ростом частоты резко увеличивается $\operatorname{tg} \delta$. Также, имея значительную собственную индуктивность, электролитические конденсаторы на высоких частотах ведут себя как катушка индуктивности.

Как уже отмечалось ранее, при понижении температуры емкость конденсатора уменьшается, поскольку при низких температурах электролит замерзает. Поэтому в качестве параметра электролитических конденсаторов указывают минимальную температуру, при которой допустима работа конденсаторов. По допустимому значению отрицательной температуры электролитические конденсаторы делят на четыре группы: Н (неморозостойкие, $T_{\min} = -10^\circ \text{C}$); М (моро-

зостойкие, $T_{\min} = -40\text{ }^{\circ}\text{C}$); ПМ (с повышенной морозостойкостью, $T_{\min} = -50\text{ }^{\circ}\text{C}$); ОМ (особо морозостойкие, $T_{\min} = -60\text{ }^{\circ}\text{C}$).

Конденсаторы электролитического типа имеют очень большой ток утечки (обычно порядка $(5\ldots 20\text{ нА}/1\text{ мкФ})$ из-за плохого сопротивления изоляции и потому не пригодны для применения в схемах хранения электрического заряда.

Танталовые конденсаторы. Современная тенденция микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры требует, чтобы компоненты, используемые при изготовлении устройств электропитания, имели минимальный объем и малую высоту, а их конструкция должна соответствовать определенным методам монтажа на печатную плату. Например, электролитические конденсаторы не годятся при производстве печатных плат, где применяется только технология поверхностного монтажа. К недостаткам электролитических конденсаторов можно отнести и то, что при повышенной температуре электролит высыхает, теряет свои свойства и, соответственно, сокращается срок службы конденсатора. В этом случае электролитические конденсаторы могут быть успешно заменены танталовыми конденсаторами (ТК), конструкция которых не содержит электролита. Вследствие отсутствия электролита танталовые конденсаторы мало подвержены старению, что непосредственно сказывается на их надежности [41]. Кроме того, эти конденсаторы выполняются в корпусах, пригодных для технологии поверхностного монтажа.

Многие технические характеристики и параметры танталовых конденсаторов, такие как снижение допустимого напряжения в диапазоне верхних температур, пульсация тока (переменная составляющая), комплексное сопротивление, последовательное сопротивление, ток утечки, аналогичны характеристикам и параметрам электролитических конденсаторов и должны учитываться при разработке источников электропитания.

Присутствие полупроводникового слоя в конструкции ТК является единственной причиной того, что танталовые конденсаторы являются полярными. Фирмы-изготовители рекомендуют снижать напряжение на конденсаторе на 50 % и более от рабочего напряжения для еще большего повышения его надежности. Это вызвано очень большой напряженностью электрического поля в конденсаторе.

Пленочные конденсаторы. Характеристики и возможности применения таких конденсаторов в большой степени зависят от используемого диэлектрика, в качестве которого служат синтетические высокомолекулярные пленки. Современная технология позволяет получить пленки, наименьшая толщина которых составляет 2 мкм,

механическая прочность 1000 кг/см, а электрическая прочность достигает 300 кВ/мм. Такие свойства пленок позволяют создавать конденсаторы очень малых габаритов. В конденсаторах типа К71 в качестве диэлектрика используют полистирол. В конденсаторах типа К72 применен фторопласт, в конденсаторах типа К73 — полиэтилентерефталат, а в конденсаторах типа К75 применено комбинированное сочетание полярных и неполярных пленок, что повышает их температурную стабильность. В конденсаторах типа К76 в качестве диэлектрика применена тонкая лаковая пленка толщиной около 3 мкм, что существенно повышает их удельную емкость. Высокими значениями удельной емкости и температурной стабильности обладают конденсаторы типа К77, в которых в качестве диэлектрика применен поликарбонат.

Электроды конденсаторов выполняются либо металлизацией диэлектрика (пластиковой пленки) тонким слоем алюминия или цинка, либо использованием металлической (алюминиевой) фольги, закрывающей большую часть поверхности диэлектрика. Корпус таких конденсаторов может быть как металлическим, так и пластмассовым, и иметь цилиндрическую или прямоугольную форму.

Конденсаторы, выполняемые металлизацией диэлектрика, имеют решающее преимущество над конденсаторами, имеющими электроды из металлической фольги, — они обладают самовосстанавливающимися свойствами при локальных пробоях.

На высоких частотах собственная индуктивность пленочных конденсаторов приводит к появлению резонанса, который может приводить к нежелательному влиянию на электрические цепи. Собственная индуктивность образуется выводами конденсатора и зависит от того, как выполнены диэлектрические обкладки и их металлизация. Для снижения собственной индуктивности токовые проводники конденсатора должны быть выполнены бифилярно, а контакты внутри конденсатора, выполняемые металлической фольгой, должны иметь достаточную поверхность. Зависимость резонансной частоты $f_{\text{рез}}$ пленочного конденсатора от его емкости показана на рис. 2.36.

На частотах выше резонансной конденсатор становится индуктивным элементом, теряя свои основные свойства.

Пленочные конденсаторы обладают очень малой диэлектрической абсорбцией (менее 0,1 %), что делает возможным использование их в схемах накопления и хранения заряда.

Благодаря хорошим частотным свойствам, способности выдерживать импульсные нагрузки, возможности работать как при постоянном, так и при переменном напряжениях, пленочные конденсаторы находят применение в источниках электропитания: во входных

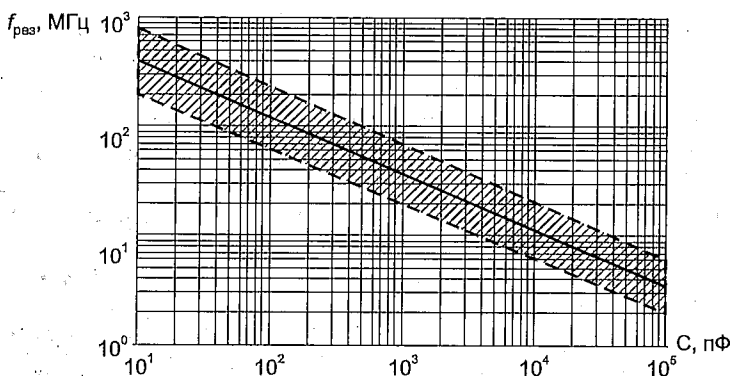


Рис. 2.36. Зависимость резонансной частоты пленочного конденсатора от его емкости

и выходных помехоподавляющих фильтрах (фильтрах радиопомех), как конденсаторы, подключаемые параллельно электролитическим конденсаторам на выходе выпрямителя, в защитных цепях силовых транзисторов и диодов.

Керамические конденсаторы. Данные конденсаторы широко применяются в устройствах электропитания:

- для подавления радиопомех во входных и выходных цепях, а также на сигнальных разъемах;
- для шунтирования низкочастотных электролитических конденсаторов для того, чтобы избежать появления на их зажимах переменной составляющей напряжения высокой частоты;
- для уменьшения высокочастотных выбросов или колебаний напряжения на силовых транзисторах и диодах;
- как развязывающие конденсаторы, позволяющие исключить одностороннее насыщение трансформаторов в двухтактных высокочастотных преобразователях (см. гл. 6).

Основой конструкции керамического конденсатора является заготовка из керамики, на две стороны которой нанесены металлические обкладки. Конструкция может быть секционированной, трубчатой или дисковой. Эти конденсаторы не трудоемки в изготовлении и дешевы. Они имеют малые габаритные размеры, относительно большую емкость, отличные частотные характеристики, возможность работы в широком температурном диапазоне и высокую надежность. Для изготовления конденсаторов применяют керамику с различными значениями диэлектрической проницаемости и температурного коэффициента, который может быть как положительным, так и отрицательным. Численные значения ТКЕ лежат в пределах от $-2200 \cdot 10^{-6}$

до $+100 \cdot 10^{-6} 1/^{\circ}\text{C}$. Применяя параллельное включение конденсаторов с разными знаками ТКЕ, можно получить достаточно высокую стабильность результирующей емкости.

В настоящее время отечественная промышленность выпускает несколько разновидностей керамических конденсаторов: керамические литые герметизированные — КЛГ; керамические литые секционированные — КЛС; керамические малогабаритные пакетные — КМ; керамические трубчатые — КТ; керамические трубчатые проходные — КТП; керамические опорные — КО; керамические дисковые — КДУ; керамические дисковые опорные — КДО.

Новые разработки керамических конденсаторов типа К10 предназначены для использования в качестве компонентов микросхем и микросборок при рабочем напряжении менее 1600 В. Конденсаторы типа К15 могут работать при напряжениях более 1600 В.

Недостатком керамических конденсаторов является то, что они могут быть чувствительны к вибрациям (микрофонный эффект). Некоторые типы конденсаторов могут даже быть саморезонансными с относительно высокой добротностью Q , поскольку наряду с низкой индуктивностью они обладают малым последовательным сопротивлением. С другой стороны, дисковые керамические конденсаторы иногда обладают значительной индуктивностью, хотя и стоят они дешевле. Кроме того, монолитные керамические конденсаторы обладают значительной диэлектрической абсорбцией, что делает их непригодными для использования в схемах накопления и хранения электрического заряда.

Стекланные, стеклокерамические и стеклоэмалевые конденсаторы. Эти конденсаторы, как и керамические, относят к категории высокочастотных. Они состоят из тонких слоев диэлектрика, на которые нанесены тонкие металлические пленки. Для придания конструкции монолитности такой набор спекают при высокой температуре. Эти конденсаторы обладают высокой теплостойкостью и могут работать при температуре до 300°C .

Рассматриваемые конденсаторы имеют следующую типовую систему обозначений: стекланные — К21; стеклокерамические — К22; стеклоэмалевые — К23.

Стеклокерамика имеет более высокую диэлектрическую проницаемость, чем стекло. Стеклоэмаль обладает более высокой электрической прочностью.

При выборе конденсатора для каждого конкретного применения необходимо оценить преимущества и недостатки того или иного типа конденсаторов, а также понимать последствия, связанные с их паразитными компонентами.

Глава 3

Выпрямительные устройства

Выпрямительным устройством (ВУ) называется статическое устройство, обеспечивающее преобразование электрической энергии переменного тока в электрическую энергию постоянного тока. ВУ является одним из основных элементов любой системы бесперебойного электропитания аппаратуры телекоммуникаций и информационных сетей. На рис. 3.1 показано условное обозначение ВУ, применяемое в структурных и функциональных схемах электропитающих установок.

В качестве источника энергии $u_1(t)$ в основном используется однофазная или трехфазная сеть переменного тока промышленной частоты 50 Гц. ВУ преобразует знакопеременное напряжение источника энергии $u_1(t)$ в напряжение постоянного тока $u_0(t)$, содержащее, кроме полезного продукта преобразования — постоянной составляющей напряжения U_0 , также переменную составляющую, называемую пульсацией $u_n(t) = u_0(t) - U_0$. Допустимый уровень пульсации на выходе ВУ и критерии (параметры) ее оценки определяются требованиями аппаратуры.

Выпрямительные устройства могут быть выполнены по традиционной схеме или по схеме с двойным преобразованием энергии. Структурная схема простейшего нестабилизированного ВУ, выполненного по традиционной схеме, приведена на рис. 3.2. В состав такого ВУ входит низкочастотный силовой трансформатор Т, работающий на частоте $f_1 = 50$ Гц источника энергии, вентильный блок (диодный блок) ВВ и сглаживающий фильтр СФ.

Трансформатор обеспечивает преобразование уровня напряжения питающей сети (источника энергии) $u_1(t)$ до значений $u_2(t)$, при которых на выходе ВУ может быть получено требуемое значение постоянной составляющей напряжения U_0 . Кроме того, трансформатор необходим для обеспечения гальванической развязки между источником энергии и выходными зажимами ВУ, что позволяет заземлять

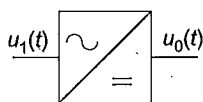


Рис. 3.1. Условное обозначение выпрямительного устройства

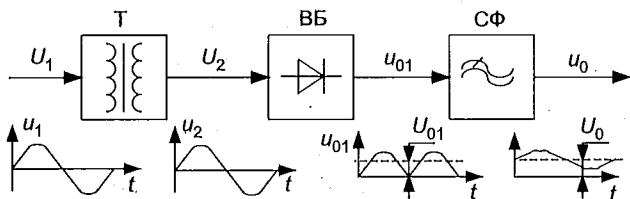


Рис. 3.2. Структурная схема ВУ, выполненного по традиционной схеме

один из выходных полюсов (зажимов) ВУ. ВБ преобразует переменное напряжение $u_2(t)$ в знакопостоянное (однополярное) напряжение $u_{01}(t)$. В простейшем случае ВБ представляет собой набор неуправляемых вентилей (диодов), собранных по той или другой схеме выпрямления. В стабилизированных ВУ, выполненных по традиционной схем, ВБ может быть также реализован полностью на полупроводниковых приборах — тиристорах или в его состав могут входить как диоды, так и тиристоры. ВУ, в которых ВБ реализован с применением тиристоров, называются чаще управляемыми выпрямителями. После ВБ практически в любом выпрямительном устройстве, предназначенном для электропитания аппаратуры телекоммуникаций, следует сглаживающий фильтр СФ, представляющий собой фильтр нижних частот. СФ необходим для уменьшения уровня пульсации на выходе ВУ до значений, удовлетворяющих требованиям аппаратуры.

Достоинством выпрямителей, выполненных по традиционной схеме, является их высокая надежность и простота обслуживания. К недостаткам подобных ВУ следует отнести их низкие удельные объемно-массовые показатели (менее 20 Вт/дм³) и относительно низкие энергетические показатели (КПД и коэффициент мощности).

В ВУ, выполненных по схеме с двойным преобразованием энергии (в отечественной литературе подобные ВУ называются выпрямителями с бестрансформаторным входом), отсутствует низкочастотный силовой трансформатор и напряжение источника энергии (сети переменного тока) подается непосредственно на вентильный блок ВБ1, на выходе которого устанавливается либо сглаживающий фильтр СФ1 (рис. 3.3), либо корректор коэффициента мощности. Далее напряжение постоянного тока высокого уровня подается на регулируемый инвертор РИ, преобразующий это напряжение постоянного тока в переменное напряжение высокой частоты. Напряжение с выхода РИ подается на ВБ, на выходе которого устанавливается сглаживающий фильтр СФ. Гальваническая развязка источника энергии и выходных зажимов ВУ осуществляется с помощью силового высокочастотного трансформатора, входящего в состав РИ.

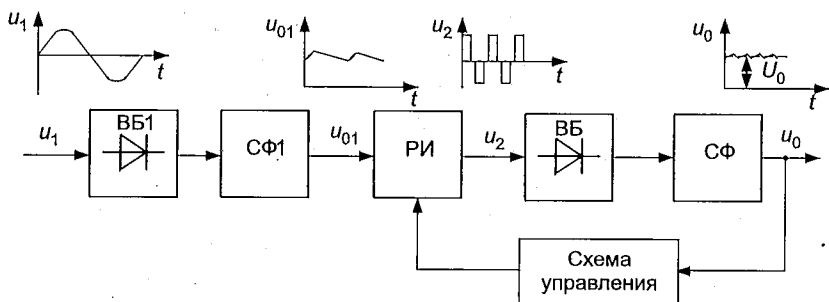


Рис. 3.3. Структурная схема выпрямителя с бестрансформаторным входом

Выпрямители с бестрансформаторным входом ВБВ, в отличие от выпрямителей, выполненных по традиционной схеме (низкочастотных выпрямителей), характеризуются прежде всего более высоким КПД (90...93 %), высокими удельными объемно-массовыми показателями (150...250 Вт/дм³) и низкой инерционностью системы регулирования (стабилизации) выходного напряжения. Благодаря своим преимуществам ВБВ находят все более широкое применение в системах электропитания аппаратуры телекоммуникаций, вытесняя низкочастотные выпрямители. Принципы построения, режимы работы и характеристики ВБВ рассмотрены в гл. 8.

3.1. Режимы работы и основные параметры выпрямительных устройств

Поскольку в любом ВУ непосредственно за вентильным блоком следует сглаживающий фильтр, то последний определяет форму тока, протекающего через диоды ВБ и все элементы ВУ, стоящие перед ВБ, и, следовательно, определяет энергетические показатели ВУ в целом. Различают два основных режима работы ВУ: работу ВУ на нагрузку индуктивного и работу ВУ на нагрузку емкостного характера.

При работе выпрямителя на нагрузку индуктивного характера первым элементом сглаживающего фильтра является дроссель, индуктивное сопротивление которого даже на частоте первой гармоники пульсации существенно больше результирующего сопротивления всех, стоящих за ним элементов ВУ, включая нагрузку. Режим работы на нагрузку индуктивного характера предполагает безразрывность тока, протекающего по обмотке дросселя, даже при минимальном значении тока, потребляемого аппаратурой. Этот режим достаточно легко реализуется при относительно низком значении выходного напряжения ВУ и относительно большом токе, потребляемом аппаратурой (в этом случае обмотка дросселя может обладать достаточно

малой индуктивностью). Данный режим характеризуется минимальными потерями во всех элементах ВУ по сравнению с другими режимами работы ВУ (при той же мощности потребляемой аппаратурой).

При работе выпрямителя на нагрузку емкостного характера первым элементом сглаживающего фильтра является конденсатор, сопротивление которого даже на частоте первой гармоники пульсации существенно меньше (в несколько раз) результирующего сопротивления всех стоящих за ним элементов ВУ, включая нагрузку. Этот режим реализуется тем легче (требует меньшей емкости конденсатора), чем, при прочих неизменных условиях, выше выходное напряжение ВУ (U_0) и чем меньше ток, потребляемый аппаратурой. Этот режим характеризуется, как показано в разд. 3.7, низким КПД и применяется на практике, как правило, при мощности, потребляемой аппаратурой, не более нескольких десятков ватт.

Кроме этих двух основных режимов на практике встречается так называемый режим работы ВУ на смешанную нагрузку. В этом случае при большом потреблении аппаратурой ВУ работает на нагрузку индуктивного характера, а при малом потреблении — на нагрузку, близкую к работе на нагрузку емкостного характера.

Следует отметить, что нормальным режимом работы управляемых выпрямителей является их работа на нагрузку индуктивного характера.

Сама нагрузка (аппаратура) может быть для выпрямителя линейной, т.е. представлена чисто активным сопротивлением, подключаемым к выходу ВУ или нелинейной. Первый случай относится например к аппаратуре электромеханических систем коммутации (аппаратуре декадно-шаговых или координатных АТС). В этом случае увеличение выходного напряжения ВУ приводит к увеличению тока, потребляемого от выпрямителя. Случай нелинейной нагрузки относится к аппаратуре электронных систем коммутации, имеющей в своем составе собственные, импульсные устройства преобразования выходного напряжения ВУ в те номиналы напряжения, которые необходимы для ее функционирования. Примерами такой нагрузки являются, например, модули коцентраторов удаленного доступа (RDLU) или коммутаторов AXE-10, EWSD. В случае нелинейной нагрузки увеличение выходного напряжения ВУ (при неизменной мощности, потребляемой аппаратурой) приводит к уменьшению тока, потребляемого от него.

Любое выпрямительное устройство характеризуется прежде всего:

- параметрами источника энергии, к которому это ВУ подключается;

- выходными параметрами, оценивающими его работу в установившихся и переходных режимах;
- энергетическими, надежностными, стоимостными и объемно-массовыми показателями.

В случае подключения ВУ к сети переменного тока к параметрам источника энергии относятся:

- число фаз напряжения питающей сети m_1 ;
- номинальное значение фазного $U_{1ф}$ или линейного $U_{1л}$ напряжения и пределы его изменения;
- частота тока питающей сети f_1 и пределы ее изменения.

К выходным параметрам ВУ относятся прежде всего:

- номинальное значение выходного напряжения U_0 ;
- пределы регулирования выходного напряжения $U_{0\max}$, $U_{0\min}$ (в случае управляемого или стабилизирующего ВУ);
- номинальное I_0 (максимальное $I_{0\max}$) и минимальное $I_{0\min}$ значение выходного тока ВУ;
- величина пульсации выходного напряжения (параметры оценки пульсации даны ниже);
- величина выброса (увеличения) напряжения ΔU_{01} и длительность переходного процесса при сбросе (скачкообразном уменьшении) выходного тока в указанных пределах;
- величина провала (уменьшения) напряжения ΔU_{02} и длительность переходного процесса при набросе (скачкообразном увеличении) выходного тока в указанных пределах;
- стабильность выходного напряжения от всех дестабилизирующих факторов, которая обычно задается как изменение выходного напряжения, выраженное в процентах от номинального значения (этот параметр относится к стабилизирующим выпрямителям).

К энергетическим показателям ВУ относятся: КПД (η_v) и коэффициент мощности (χ). Надежность работы ВУ обычно оценивается средним временем наработки на отказ T_0 . Массо-габаритные показатели указываются как масса ВУ и его габаритные размеры.

При расчетах ВУ, кроме перечисленных выше параметров, необходимо знать параметры элементов, входящих в состав ВУ, с тем, чтобы можно было производить их расчет и выбор. Состав элементов, их параметры и загрузка зависят от конкретной реализации ВУ и будут рассматриваться применительно к конкретным устройствам.

Оценка пульсации выходного напряжения ВУ. Напряжение пульсации $u_{\pi} = u_0(t) - U_0$ представляет собой периодическую

функцию, частота изменения которой f_n , как правило, выше частоты изменения напряжения источника энергии f_1 в p раз ($f_n = pf_1$). Кратность частоты пульсации p , которую чаще называют числом фаз выпрямления, зависит от числа фаз вторичной обмотки трансформатора (m_2) и числа тактов (n) работы каждой из фаз вторичной обмотки на интервале периода изменения напряжения источника энергии. В отдельных случаях для уменьшения размеров выходного сглаживающего фильтра (СФ) выпрямителя прибегают к каскадному построению схем выпрямления. В последнем случае на общий СФ работают несколько простых схем выпрямления, соединенных между собой по выходу параллельно или последовательно. Причем выходные напряжения этих простых схем выпрямления сдвинуты друг относительно друга по фазе, так что для СФ частота первой гармоники пульсации оказывается в целое число раз (K_k) выше частоты первой гармоники отдельно взятой простой схемы выпрямления. В общем случае выражение для числа фаз выпрямления p можно представить в следующем виде:

$$p = m_2 n K_k. \quad (3.1)$$

Схемы выпрямления, в которых каждая из фаз вторичной обмотки трансформатора работает один раз за период, т.е. $n = 1$, называют одноктактными. Схемы выпрямления, для которых $n = 2$, называют двухтактными или мостовыми.

Как любая периодическая функция пульсация может быть представлена суммой гармонических составляющих. Допустимый уровень пульсации и критерии (параметры) ее оценки определяются конкретными требованиями аппаратуры и той элементной базой, на которой она выполнена.

Рассмотрим наиболее часто применяемые критерии оценки уровня пульсации.

Размах пульсации от пика до пика ΔU_n или его относительная величина Δu_n (размах пульсации, отнесенный к постоянной составляющей U_0):

$$\Delta U_n = u_{0\max} - u_{0\min},$$

где $u_{0\max}$ — максимальное значение выходного напряжения u_0 (u_0 — мгновенное значение выходного напряжения), $u_{0\min}$ — минимальное значение выходного напряжения u_0 ,

$$\Delta u_n = (u_{0\max} - u_{0\min})/U_0.$$

Этот критерий оценки пульсации применяется для аппаратуры,

не включаемой в телефонные разговорные тракты и выполненной с применением микропроцессоров, цифровых и логических микросхем. Вместо $\Delta u_{\text{п}}$ достаточно широко применяется такой показатель, как коэффициент пульсации по 1-й гармонике:

$$K_{\text{п}(1)} = U_{0m(1)} / U_0,$$

где $U_{0m(1)}$ — амплитудное значение первой гармоники пульсации.

Действующее (эффективное) значение напряжения пульсации:

$$U_{\text{эф}} = \sqrt{0,5(U_{0m(1)}^2 + U_{0m(2)}^2 + \dots + U_{0m(k)}^2)}.$$

Причем для аппаратуры с частотными системами уплотнения кабельных магистралей допустимое действующее значение напряжения пульсации оценивается двумя нормами: для гармоник с частотами до 300 Гц и с частотами выше 300 Гц.

Псофометрическое напряжение шума (пульсаций), определяемое действующим значением напряжения пульсации в полосе частот канала тональной частоты, с учетом коэффициентов слухового восприятия отдельных гармонических составляющих пульсации (3.1):

$$U_{\text{псф}} = \sqrt{0,5 \sum_{k=f_1}^{f_2} (\alpha_k U_{m(k)})^2},$$

где f_1, f_2 — граничные частоты телефонного канала ($f_1 = 0,3$ кГц, $f_2 = 3,4$ кГц); α_k — коэффициент слухового восприятия k -й гармонической пульсации; $U_{m(k)}$ — амплитуда напряжения k -й гармоники пульсации.

Современная аппаратура связи характеризуется жесткими требованиями к качеству питающих напряжений. В табл. 3.1 приведены распространенные в отрасли связи номинальные значения постоянного напряжения питания аппаратуры и показатели их качества по уровню допустимых пульсаций. Как видно из таблицы, наиболее жесткие требования к величине пульсации на выходе ВУ предъявляет коммутационное оборудование. Это связано с тем, что переменные составляющие напряжения источника питания вызывают появление в телефонных цепях «паразитных» токов, воспринимаемых человеческим ухом в виде низкочастотного тона (фона, рокота) и мешающего восприятию речевых сигналов. Из-за высокой чувствительности слухового восприятия в полосе телефонного канала допустимый уровень переменных составляющих напряжения питания должен быть мал.

Таблица 3.1

Номинальное напряжение U_0 , В	Показатель пульсаций	Значение показателя	Пример применения	Диапазон значений тока потребления
-48, -60	$U_{псф}$	2 мВ, псф	Коммутационное оборудование Каналообразующая аппаратура	Сотни, тысячи ампер
-24	$U_{эф}$ $f_n < 300$ Гц $f_n > 300$ Гц	50 мВ 7 мВ		Сотни ампер
+5	ΔU_n	До 100 мВ	ТЭЗ** на цифровых МС	До 5 А на ТЭЗ
+1,3...5	ΔU_n	До 100 мВ	Высокопроизводительные микропроцессоры	15...100 А
$(5...10) \cdot 10^3$	Δu_n^* , %	2...5 %	Анодные цепи генераторов, модуляторов, предмодуляторов радиопередающих устройств	2...20А
$(15...25) \cdot 10^3$	Δu_n^* , %	1...5 %	Анодные цепи ЭЛТ***	Доли миллиампер

* Δu_n — относительная величина ΔU_n , выраженная в процентах. ** ТЭЗ — типовой элемент (модуль) замены. *** ЭЛТ — электронно-лучевая трубка, кинескоп.

* Δu_n — относительная величина ΔU_n , выраженная в процентах. ** ТЭЗ — типовый элемент (модуль) замены. *** ЭЛТ — электронно-лучевая трубка, кинескоп.

В других типах аппаратуры переменные составляющие напряжения либо не связаны со слуховым восприятием (например, цифровая техника), либо в них имеется дополнительная возможность ослабления пульсаций (усилители низкой частоты, модуляторы, предмодуляторы).

3.2. Работа идеальных неуправляемых выпрямителей на нагрузку индуктивного характера

3.2.1. Однофазная двухполупериодная схема выпрямления

Рассмотрим работу идеального однофазного (по числу фаз питающей сети) неуправляемого выпрямителя в установившемся режиме на примере схемы рис. 3.4,а. Идеальный выпрямитель предполагает, что все элементы ВУ, включая трансформатор Т, диоды и элементы сглаживающего фильтра (L, C) идеальны. Кроме того, сначала предположим, что индуктивность дросселя L стремится к бесконечности, т.е. ток i_0 , протекающий по обмотке дросселя, практически не претерпевает изменений.

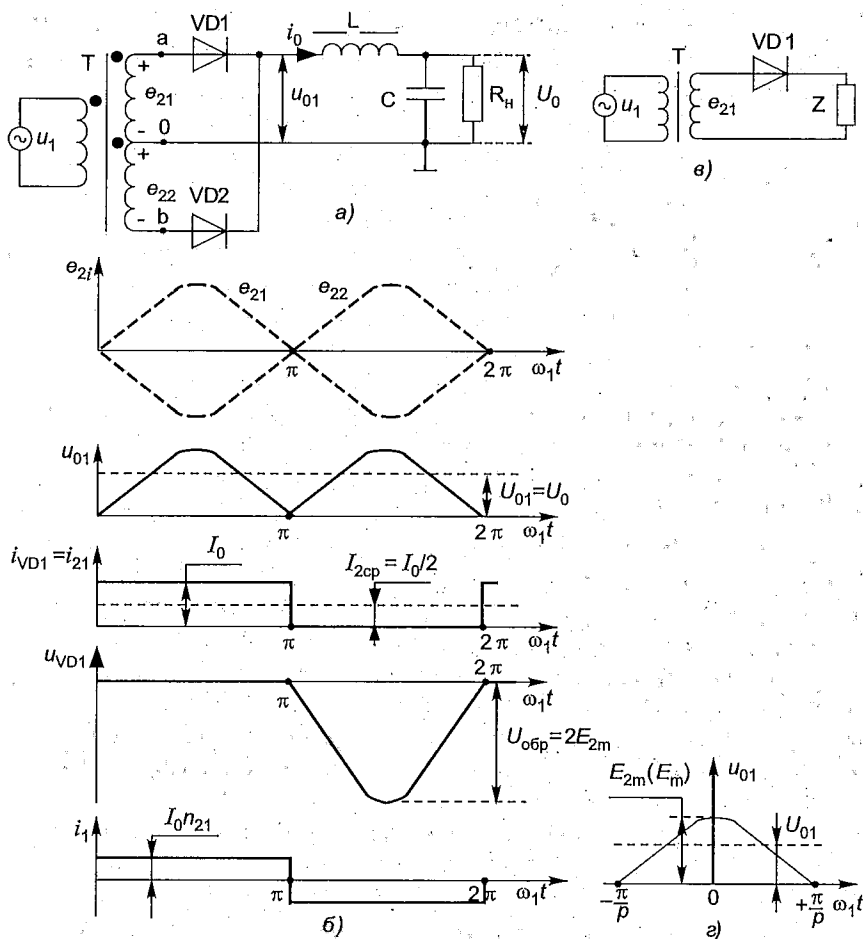


Рис. 3.4. Схема однофазного двухполупериодного ВУ и диаграммы, поясняющие ее работу

Временные диаграммы, поясняющие работу ВУ, представлены на рис. 3.4, б. Как видно из верхнего графика рис. 3.4, б, на интервале изменения $\omega_1 t$ от 0 до π ЭДС e_{21} вторичной обмотки трансформатора имеет положительное значение относительно нейтральной (нулевой) точки, тогда как e_{22} имеет отрицательное значение (полярность ЭДС для этого момента показана на рис. 3.4, а). В результате на этом временном интервале открыт диод $VD1$ и ток i_0 замыкается по цепи: точка «а» вторичной обмотки трансформатора — вентиль $VD1$ — обмотка дросселя L — нагрузка R_H — точка «о» вторичной обмот-

ки — фаза «а» вторичной обмотки — точка «а». В идеальном ВУ напряжение u_{01} совпадает с ЭДС e_{21} работающей в данный момент фазы вторичной обмотки Т. На интервале $\omega_1 t = \pi \dots 2\pi$ будет открыт клапан VD2 и напряжение u_{01} будет совпадать с ЭДС e_{22} . Из анализа кривой u_{01} следует, что для рассматриваемой схемы ВУ период ее изменения оказывается в два раза меньше периода изменения напряжения u_1 источника энергии. Следовательно, частота первой гармоники пульсации $f_{н1}$ напряжения на выходе ВУ в данном случае будет также в два раза выше частоты тока питающей сети ($f_{н1} = 2f_1$).

Рассматриваемая схема выпрямления называется в соответствии с классификацией приведенной в разд. 3.2.1 является однофазной (по числу фаз питающей сети), одноклапанной, двухполупериодной (или с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора). Последнее определение для схемы рис. 3.4,а вводится для того, чтобы отличить ее от схемы рис. 3.4,б, являющейся также однофазной и одноклапанной. Схему рис. 3.4,б называют также однополупериодной, подчеркивая тем самым, что передача энергии от источника в нагрузку, в отличие от схемы рис. 3.4,а, осуществляется на интервале только одного полупериода изменения напряжения u_1 . Следует отметить, что схема рис. 3.4,б на практике не работает на нагрузку индуктивного характера и поэтому в данном разделе не рассматривается.

Для того чтобы провести расчет и выбор элементов ВУ (клапанов и трансформатора), необходимо для любой схемы выпрямления выразить действующее значение напряжения фазы вторичной обмотки трансформатора, действующее значение токов клапанов и обмоток трансформатора, габаритную мощность трансформатора S_T и обратное напряжение на клапанах через известные значения выходного напряжения U_0 и выходного тока I_0 ВУ. Кроме того, для расчета элементов СФ необходимо знать гармонический состав напряжения пульсации на входе СФ.

Для оценки гармонического состава выпрямленного напряжения начало отсчета целесообразно выбирать так, как показано на рис. 3.4,г. В этом случае в кривой разложения выходного напряжения в ряд Фурье, помимо постоянной составляющей U_{01} , будут присутствовать только косинусные составляющие для высших гармоник напряжения u_{01} . Для удобства дальнейшего изложения материала обозначим постоянную составляющую напряжения U_{01} идеального выпрямителя через E_0 .

Выражение для *постоянной составляющей напряжения* E_0 (равной в случае идеального выпрямителя постоянной составляющей U_0 выходного напряжения ВУ) может быть представлено в следующем

виде:

$$E_0 = \frac{p}{2\pi} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} E_m \cos(\omega_1 t) d(\omega_1 t) = E_m \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right), \quad (3.2)$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1$ — круговая частота изменения тока питающей сети; E_m — максимальное значение напряжения u_{01} .

Из выражения (3.2) следует, что с ростом числа фаз выпрямления постоянная составляющая выходного напряжения ВУ увеличивается, стремясь в пределе (при $p \rightarrow \infty$) к E_m . Действительно при $p \rightarrow \infty$ аргумент синусоидальной функции стремится к нулю, а значение синуса приближается к значению аргумента.

Для рассматриваемой схемы выпрямления максимальное значение напряжения u_{01} (E_m) на выходе вентильного блока равно амплитудному значению ЭДС фазы вторичной обмотки трансформатора E_{2m} . Следовательно, выражение (3.2) для постоянной составляющей напряжения E_0 может быть представлено в следующем виде:

$$E_0 = E_{2m} \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) = E_2 \frac{\sqrt{2}p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right), \quad (3.3)$$

где E_2 — действующее значение ЭДС фазы вторичной обмотки трансформатора. Таким образом, для схемы рис. 3.4,а $E_0 = 0,9E_2$.

В соответствии с рис. 3.4,г выражение для амплитудного значения E_{0mk} k -й гармонической разложения в ряд Фурье функции u_{01} можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} E_{0mk} &= \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} E_m \cos \omega_1 t \cos k p \omega_1 t d\omega_1 t = \\ &= \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \frac{p}{\pi} E_m \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) = \frac{2}{k^2 p^2 - 1} E_0. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Следовательно, выражение для коэффициента пульсации по первой гармонике ($k = 1$) будет иметь следующий вид:

$$K_{п(1)} = E_{0m(1)} / E_0 = \frac{2}{p^2 - 1}. \quad (3.5)$$

Для схемы рис. 3.4,а $K_{п(1)} = 0,67$.

Из (3.1) и (3.4) видно, что увеличение числа фаз выпрямления p позволяет повысить частоту первой гармоники пульсации и уменьшить ее амплитуду, т.е. в конечном итоге (при прочих неизменных условиях) уменьшить габариты и массу выходного СФ выпрямительного устройства.

Форма напряжения u_{01} на выходе вентильного блока остается неизменной и при конечном значении индуктивности дросселя СФ до тех пор, пока ток протекающий по обмотке дросселя не имеет разрывов. Достаточно простое выражение для ориентировочного определения минимального значения индуктивности (критической индуктивности $L_{кр}$), при которой ток, протекающий по обмотке дросселя, спадая до нуля, не имеет разрывов, может быть получено при следующих допущениях:

- 1) пульсация напряжения на выходе ВУ пренебрежимо мала ($u_0 = U_0 = E_0$) по сравнению с пульсацией на входе СФ;
- 2) пульсация напряжения на входе СФ определяется только ее первой гармоникой.

При принятых допущениях выражение для амплитудного значения тока дросселя I_{m1} , равного (по определению критической индуктивности) выходному току ВУ I_0 , можно представить в следующем виде:

$$I_{m1} = \frac{K_{п(1)} E_0}{p \omega_1 L_{кр}} = I_0.$$

Следовательно, выражение для критической индуктивности, определяемое обычно для минимального значения выходного тока ВУ $I_{0 \min}$ принимает следующий вид:

$$L_{кр} = \frac{2E_0}{p(p^2 - 1)\omega_1 I_{0 \min}}. \quad (3.6)$$

Как видно из рис. 3.4,б, ток каждой из фаз вторичной обмотки трансформатора содержит постоянную составляющую $I_{2cp} = I_0/2$. В общем случае значение постоянной составляющей тока фазы вторичной обмотки трансформатора для любой не каскадной схемы выпрямления ($K_k = 1$) можно представить в следующем виде:

$$I_{2cp} = \frac{nI_0}{p}(2 - n),$$

где n — число тактов работы каждой из фаз вторичной обмотки на интервале периода изменения напряжения источника энергии.

В двухтактных (мостовых) схемах выпрямления (при $n = 2$) постоянная составляющая I_{2cp} отсутствует. Наличие же этой постоянной составляющей тока может в отдельных случаях приводить к «одностороннему намагничиванию» материала магнитопровода трансформатора и вызывать его насыщение, следовательно, приводить к резкому (недопустимому) увеличению намагничивающего тока. Это явление называется вынужденным подмагничиванием трансформатора. Действительно, уравнение равновесия МДС трансформатора

справедливо только для переменных составляющих МДС. Для схемы рис. 3.4,а в случае идеального выпрямителя, для которого намагничивающий ток (ток холостого хода) равен нулю, уравнение равновесия МДС записывается в следующем виде:

$$i_1 W_1 = W_2(i_{21} - I_{2cp}) - W_2(i_{22} - I_{2cp}) = W_2 i_{21} - W_2 i_{22}, \quad (3.7)$$

где W_1 — число витков первичной обмотки трансформатора, W_2 — число витков фазы вторичной обмотки трансформатора.

В соответствии с (3.7) на рис. 3.4,б приведена диаграмма тока первичной обмотки трансформатора i_1 .

Действующее значение тока фазы вторичной обмотки трансформатора I_2 , равное для схемы рис. 3.4,а действующему значению тока вентиля, может быть выражено через среднее значение выходного тока ВУ I_0 следующим образом:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_0^2 d\omega_1 t} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}.$$

В общем случае выражение для действующего значения тока фазы вторичной обмотки трансформатора любой однотактной схемы выпрямления может быть представлено в виде:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/p} I_0^2 d\omega_1 t} = \frac{I_0}{\sqrt{p}}, \quad (3.8)$$

Обратное напряжение диода $U_{обр}$ в данной схеме выпрямления оказывается равным удвоенному значению амплитуды ЭДС фазы вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{обр} = 2E_{2m} = 3,14E_0.$$

В соответствии с временной диаграммой рис. 3.4,б и соотношением (3.7) выражение для действующего значения тока первичной обмотки трансформатора I_1 схемы рис. 3.4,а может быть представлено в следующем виде:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^\pi (I_0 n_{21})^2 d(\omega_1 t) + \int_\pi^{2\pi} (-I_0 n_{21})^2 d(\omega_1 t) \right]} = I_0 n_{21}, \quad (3.9)$$

где $n_{21} = W_2/W_1$ — коэффициент трансформации трансформатора Т.

Для расчета трансформатора ВУ необходимо знать не только действующие значения токов его обмоток, но и его расчетную (габаритную мощность) S_T , выраженную через выходную мощность ВУ

$P_0 = U_0 I_0$. В общем случае S_T определяется как полусумма габаритных мощностей вторичной S_{T2} и первичной S_{T1} обмоток трансформатора, так как для одноконтурных выпрямителей $S_{T2} > S_{T1}$.

Габаритная мощность вторичной обмотки трансформатора для любой схемы выпрямления определяется как произведение числа фаз вторичной обмотки на действующие значения напряжения и тока фазы:

$$S_{T2} = m_2 E_2 I_2.$$

Для схемы рис. 3.4,а $S_{T2} = 2U_0 \cdot 1,11I_0 \cdot 0,707 = 1,57P_0$.

Габаритная мощность первичной обмотки трансформатора для любой схемы выпрямления определяется как произведение числа фаз первичной обмотки на действующие значения напряжения и тока фазы:

$$S_{T1} = m_1 U_1 I_1.$$

Для схемы рис. 3.4,а

$$S_{T1} = \frac{E_2}{n_{21}} I_0 n_{21} = 1,11P_0.$$

Габаритная мощность трансформатора для схемы рис. 3.4,а

$$S_T = \frac{S_{T1} + S_{T2}}{2} = 1,34P_0.$$

Полная мощность, потребляемая ВУ от сети переменного тока S_1 , совпадает с габаритной (электромагнитной) мощностью первичной обмотки трансформатора S_{T1} . Так как для идеального ВУ активная мощность P_1 , потребляемая им из сети, равна его выходной мощности P_0 , то значение *коэффициента мощности* χ для схемы рис. 3.4,а оказывается равным

$$\chi = P_1/S_1 = P_0/1,11P_0 = 0,909.$$

3.2.2. Однофазная мостовая схема выпрямления

Принципиальная схема выпрямителя приведена на рис. 3.5,а. Временные диаграммы, поясняющие работу идеального выпрямителя в установившемся режиме, показаны на рис. 3.5,б. В интервале от 0 до π ЭДС вторичной обмотки трансформатора Т направлена снизу вверх (полярность ЭДС указана на рис. 3.5,а). На этом временном интервале открыты вентили VD1, VD4 и ток i_0 замыкается по цепи: точка а — вентиль VD1 — обмотка дросселя L — нагрузка (CR_n) — вентиль VD4 — точка б — вторичная обмотка трансформатора —

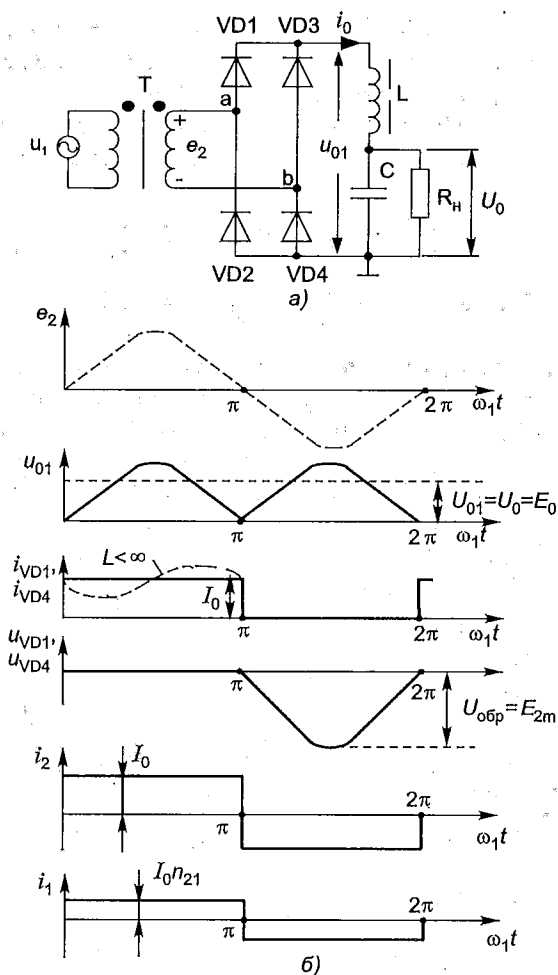


Рис. 3.5. Однофазная мостовая схема выпрямления (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б)

точка а. При смене полярности ЭДС вторичной обмотки (на интервале углов от π до 2π) будут открыты вентили VD3, VD2 и ток i_0 будет протекать по цепи: точка б — вентиль VD3 — обмотка дросселя L — нагрузка (CR_H) — вентиль VD2 — точка а — вторичная обмотка трансформатора — точка б. Таким образом, на интервале периода изменения ЭДС вторичной обмотки трансформатора ток i_0 через нагрузку протекает в одном и том же направлении. При этом напряжение u_{01} по форме совпадает с кривой u_{01} для однофазной двухполу-

периодной схемы выпрямления с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора и также изменяется с удвоенной частотой сети, т.е. *число фаз выпрямления* для однофазной мостовой схемы выпрямления также равно 2 ($p = 2$). В соответствии с выражениями (3.3)–(3.5) для однофазной мостовой схемы выпрямления имеем

$$E_0 = E_{2m} \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) = E_2 \frac{\sqrt{2}p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) = \frac{E_2}{1,11};$$

$$K_{\pi(1)} = \frac{E_{0m(1)}}{E_0} = \frac{2}{p^2 - 1} = 0,67.$$

При индуктивности обмотки дросселя $L \rightarrow \infty$ ток вторичной обмотки трансформатора i_2 имеет знакопеременную прямоугольную форму с высотой импульсов в каждой полувольтне, равной I_0 . Следовательно, действующее значение тока I_2 оказывается равным среднему значению тока выходного тока ВУ $I_2 = I_0$. Ток первичной обмотки трансформатора i_1 , имея такую же форму, что и ток i_2 , отличается от последнего в $n_{21} = W_2/W_1$ раз, где n_{21} — коэффициент трансформации. Поэтому и действующие значения этих токов отличаются в n_{21} раз:

$$I_1 = n_{21} I_2 = n_{21} I_0.$$

Габаритная (электромагнитная) мощность вторичной обмотки $S_{\pi 2}$ для однофазной мостовой схемы равна габаритной мощности первичной обмотки трансформатора $S_{\pi 1}$:

$$S_{\pi 2} = m_2 E_2 I_2 = 1 U_0 \cdot 1,11 I_0 = 1,11 P_0,$$

$$S_{\pi 1} = m_1 U_1 I_1 = 1 \frac{E_2}{n_{21}} I_0 n_{21} = 1,11 P_0.$$

Габаритная мощность трансформатора S_{π} , равная в общем случае полусумме габаритных мощностей первичной и вторичной обмоток, оказывается также на 11 % больше выходной мощности ВУ ($S_{\pi} = 1,11 P_0$).

Коэффициент мощности χ для однофазной мостовой схемы оказывается равным, как и для схемы рис. 3.4,а, $\chi = P_1/S_1 = P_0/1,11 P_0 = 0,909$.

Ток, протекающий через любой из вентилях, представляет собой по форме прямоугольный импульс с высотой равной выходному току ВУ и длительностью, равной половине периода изменения напряжения сети.

Действующее значение I_{VD} этого тока может быть выражено

Таблица 3.2

Схема	Минимальное число диодов	I_{VD}/I_0	$U_{обр}/E_0$	$K_{п(1)}$	p	S_T/P_0	χ
Однотактная	2	0,707	3,14	0,67	2	1,34	0,909
Мостовая	4	0,707	1,57	0,67	2	1,11	0,909

через ток I_0 по формуле (3.8)

$$I_{VD} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/p} I_0^2 d\omega_1 t} = \frac{I_0}{\sqrt{p}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} = 0,707 I_0.$$

Обратное напряжение диода $U_{обр}$ равно амплитудному значению ЭДС вторичной обмотки трансформатора ($U_{обр} = E_{2m} = 1,57 E_0$).

На рис. 3.5,б пунктиром показана примерная форма кривой тока вентилей (i_{VD1} , i_{VD4}) для случая, когда индуктивность обмотки дросселя имеет конечное значение, большее критического.

Значения основных параметров однотактной и мостовой схем выпрямителей приведены в табл. 3.2.

Из табл. 3.2 видно, что однофазная мостовая схема в отличие от однотактной схемы выпрямления характеризуется меньшей габаритной мощностью трансформатора и в два раза меньшим обратным напряжением диода. Кроме того, ей не присуще явление вынужденного подмагничивания трансформатора, и принципиально схема может работать без трансформатора. Последнее обстоятельство объясняет широкое применение схемы в современных выпрямителях с бестрансформаторным входом, работающих от однофазной сети переменного тока. К недостатку мостовой схемы следует отнести большие потери в вентильном блоке, так как в любой момент времени ток нагрузки протекает через два последовательно включенных диода. Поэтому в выпрямительных устройствах для получения выходных напряжений в единицы вольт предпочтение отдается однотактной двухполупериодной схеме.

3.2.3. Трехфазная однотактная схема выпрямления

Принципиальная схема выпрямителя приведена на рис. 3.6,а. Временные диаграммы, поясняющие работу идеального выпрямителя в установившемся режиме, показаны на рис. 3.6,б. В этой схеме выпрямления вторичная обмотка трансформатора должна иметь вывод нейтральной (нулевой) точки, являющейся одним из полюсов нагрузки. Следовательно, вторичная обмотка может быть выполнена либо по схеме звезда с выводом нейтральной точки, как показано на рис. 3.6,а, либо по схеме зигзаг с выведенной нейтралью (см.

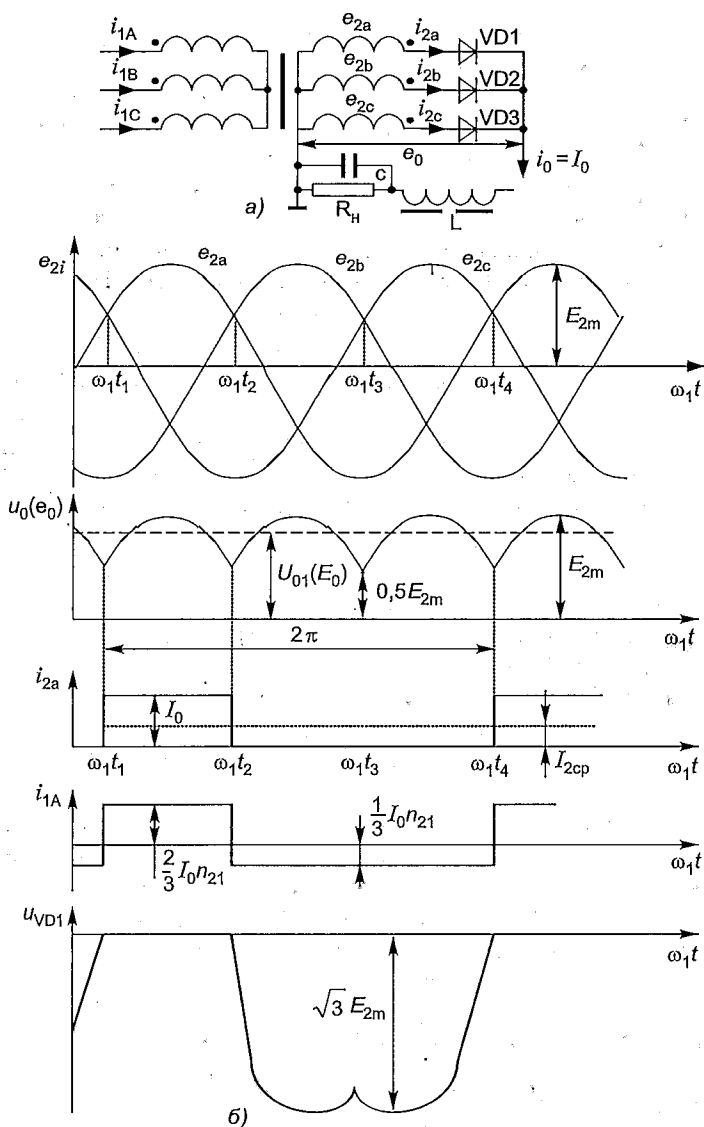


Рис. 3.6. Трехфазная однократная схема выпрямления (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б)

разд. 2.2.3). Первичная обмотка может выполнена как по схеме звезда, так и по схеме треугольник. Свободные концы фаз вторичной обмотки подключаются либо к анодам вентилей $VD1 \dots VD3$, как по-

казано на рис. 3.6,а, либо к катодам этих вентилях. При подключении фаз вторичной обмотки к анодам вентилях VD1...VD3 их катоды объединяются, образуя положительный полюс выходного напряжения выпрямителя. Во втором случае между собой объединяются аноды вентилях. При объединении катодов вентилях в идеальном выпрямителе в любой момент времени может быть открыт только один из трех вентилях, а именно тот, анод которого подключен к фазе, имеющей в данный момент времени относительно нейтральной точки наибольшее, положительное значение ЭДС. Так, в интервале углов $\omega_1 t_1 \dots \omega_1 t_2$ (рис. 3.6,б) наибольшее положительное значение ЭДС имеет фаза e_{2a} поэтому будет открыт вентиль VD1 и выходное напряжение выпрямителя $u_{01} = e_0$ будет совпадать с ЭДС этой фазы. В момент, соответствующий углу $\omega_1 t_2$, как только ЭДС фазы e_{2b} станет больше ЭДС фазы e_{2a} , откроется вентиль VD2 и нагрузка скачком перейдет на фазу e_{2b} . В момент, соответствующий углу $\omega_1 t_3$, открывается вентиль VD3 и выходное напряжение выпрямителя в интервале углов $\omega_1 t_3 \dots \omega_1 t_4$ совпадает с ЭДС фазы e_{2c} . Как видно из временной диаграммы u_0 , представленной на рис. 3.6,б, выходное напряжение рассматриваемого выпрямителя изменяется в пределах $0,5E_{2m} \dots E_{2m}$ с частотой в три раза выше частоты изменения напряжения питающей сети, т.е. для данной схемы число фаз выпрямления $p = 3$.

Среднее значение (постоянная составляющая) выпрямленного напряжения E_0 может быть определено по формуле (3.3) при $p = 3$:

$$E_0 = E_{2m} \frac{3}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = E_2 \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 1,17E_2.$$

Коэффициент пульсации по первой гармонике ($k = 1$)

$$K_{\pi(1)} = \frac{E_{0m(1)}}{E_0} = \frac{2}{p^2 - 1} = 0,25.$$

При индуктивности дросселя $L \rightarrow \infty$ ток каждой из фаз вторичной обмотки трансформатора и ток каждого из диодов имеют форму прямоугольного импульса с высотой, равной I_0 , и длительностью, в три раза меньшей периода изменения напряжения питающей сети T_1 . Поэтому среднее значение тока фазы вторичной обмотки I_{2cp} и среднее значение тока диода I_{VDcp} оказываются в три раза меньшими по сравнению с выходным током I_0 :

$$I_{2cp} = I_{VDcp} = \frac{I_0}{3}.$$

Наличие постоянной составляющей (I_{2cp}) в кривой тока фазы

вторичной обмотки трансформатора может приводить к появлению в схеме рис. 3.6,а вынужденного подмагничивания трансформатора.

Действующее значение тока фазы вторичной обмотки трансформатора I_2 и диода I_{VD} в соответствии с (3.8) могут быть выражены через выходной ток I_0 следующим образом:

$$I_2 = I_{VD} = I_0 / \sqrt{3} = 0,577 I_0.$$

Обратное напряжение на диодах $U_{обр}$ в данной схеме выпрямления оказывается равным амплитудному значению линейной ЭДС вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{обр} = E_{лм} = \sqrt{3} E_{2m} = \sqrt{3} \sqrt{2} E_2 = \frac{\sqrt{6}}{1,17} E_0 = 2,09 E_0.$$

Габаритная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_{T2} = m_2 E_2 I_2 = 3 U_0 \cdot 0,857 I_0 \cdot 0,577 = 1,48 P_0.$$

В соответствии с временной диаграммой рис. 3.6,б выражение для действующего значения тока фазы первичной обмотки трансформатора I_1 может быть представлено в следующем виде:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_0 n_{21} \right)^2 d\omega_1 t + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left(-\frac{1}{3} I_0 n_{21} \right)^2 d\omega_1 t \right]} = 0,47 n_{21} I_0.$$

Габаритная мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_{T1} = m_1 U_{1\Phi} I_1 = 3 \frac{E_2}{n_{21}} I_1 = 3 E_0 \cdot 0,857 I_0 \cdot 0,47 = 1,21 P_0.$$

Габаритная мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_{T1} + S_{T2}}{2} = \frac{1,48 P_0 + 1,21 P_0}{2} = 1,34 P_0.$$

Коэффициент мощности χ , представляющий собой отношение активной мощности, потребляемой от сети, к полной мощности S_{T1} , для идеального выпрямителя рис. 3.6,а оказывается равным

$$\chi = P_1 / S_1 = P_0 / S_{T1} = P_0 / 1,21 P_0 = 0,826.$$

3.2.4. Трехфазная мостовая схема выпрямления

В трехфазной мостовой схеме выпрямления (рис. 3.7,а) диоды вентильного блока объединены в две группы. Одну группу образу-

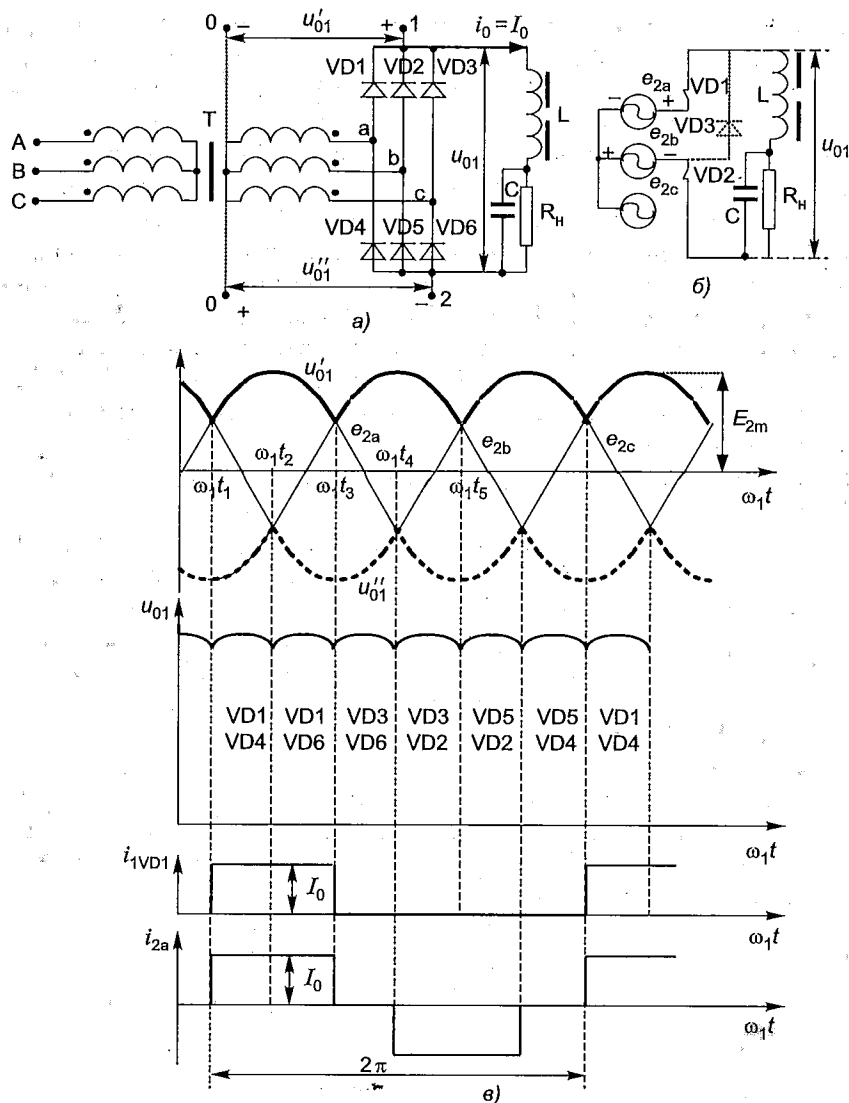


Рис. 3.7. Трехфазная мостовая схема выпрямления (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б)

ют диоды, объединенные катодами (диоды VD1, VD3, VD5). Вторую группу образуют диоды, объединенные анодами (диоды VD2, VD4, VD6). Так как нагрузка (через сглаживающий фильтр LC) подклю-

чается к выходным зажимам диодных групп (к точкам 1, 2 схемы), в трехфазной мостовой схеме принципиально не требуется вывод нейтральной точки вторичной обмотки трансформатора. Поэтому вторичная и первичная обмотки трансформатора могут выполняться как по схеме звезда, так и по схеме треугольник. В случае выполнения вторичной обмотки трансформатора по схеме звезда трехфазный мостовой выпрямитель (рис. 3.7, а) по существу представляет собой два трехфазных однокатных выпрямителя, использующих один общий трансформатор Т. Первый трехфазный однокатный выпрямитель выполнен на диодах VD1, VD3, VD5 и трансформаторе Т. Выходное напряжение этого однокатного выпрямителя обозначено как u'_0 . Второй однокатный выпрямитель выполнен на диодах VD2, VD4, VD6 и том же трансформаторе Т. Выходное напряжение второго однокатного выпрямителя обозначено как u''_0 . Из рис. 3.7, а видно, что выходное напряжение u_{01} трехфазного мостового выпрямителя равно сумме выходных напряжений u'_0 и u''_0 .

В идеальном выпрямителе в любой момент времени в каждой из диодных групп может быть открыт только один диод. Из диодов катодной группы (VD1, VD3, VD5) может быть открыт только тот диод, анод которого подключен к фазе вторичной обмотки, имеющей в данный момент наибольшее положительное значение ЭДС относительно нейтральной точки (точка 0 на рис. 3.7, а). Из диодов анодной группы (VD2, VD4, VD6) может быть открыт только тот диод, катод которого подключен к фазе вторичной обмотки, имеющей в данный момент наибольшее отрицательное значение ЭДС относительно нейтральной точки. Так, в интервале углов $\omega t_1 \dots \omega t_2$ наибольшее положительное значение относительно точки 0 имеет ЭДС e_{2a} (форма кривых ЭДС фаз вторичной обмотки трансформатора приведена на верхней диаграмме рис. 3.7, в). Поэтому из диодов катодной группы открыт диод VD1. Из диодов анодной группы открыт диод VD4, катод которого подключен к фазе b, ЭДС которой имеет наиболее отрицательное значение. Фрагмент схемы для этого временного интервала показан на рис. 3.7, б. Из схемы рис. 3.7, б видно, что выходное напряжение выпрямителя u_{01} совпадает с линейной ЭДС e_{ab} . Из этого же рисунка также видно, что закрытый диод VD3 (показан пунктиром) находится под обратным напряжением, равным линейной ЭДС e_{ab} .

В интервале углов $\omega t_2 \dots \omega t_3$ будут открыты диоды VD1 и VD6, так что выходное напряжение u_0 будет совпадать с линейной ЭДС e_{ac} . На временной диаграмме рис. 3.7, в приведена форма напряжения u_0 и указаны открытые на каждом из временных интервалов диоды. Из этой диаграммы видно, что период изменения u_0 для рас-

смагиваемой схемы выпрямления в 6 раз меньше периода изменения напряжения питающей сети ($p = 6$).

Среднее значение выпрямленного напряжения E_0 может получено из выражения (3.2) для $p = 6$ и $E_m = E_{\text{лм}}$:

$$E_0 = \frac{6}{\pi} E_{\text{лм}} \sin \pi/6 = 0,96 E_{\text{лм}},$$

где $E_{\text{лм}}$ — амплитудное значение линейной ЭДС вторичной обмотки трансформатора. E_0 можно также выразить через действующее значение ЭДС фазы вторичной обмотки E_2 , имея в виду, что $E_{\text{лм}} = \sqrt{3}\sqrt{2}E_2$:

$$E_0 = 0,96\sqrt{6}E_2 = 2,34E_2.$$

Коэффициент пульсации по первой гармонике ($k = 1$)

$$K_{\text{п}(1)} = \frac{E_{0\text{м}(1)}}{E_0} = \frac{2}{p^2 - 1} = 0,057.$$

Ввиду того что каждый из вентилях в данной схеме выпрямления, как и в трехфазной одноконтурной схеме, открыт в течение одной третьей части периода (рис. 3.7, в), значения для среднего I_{VDcp} и действующего I_{VD} токов диодов для обеих схем выпрямления совпадают:

$$I_{\text{VDcp}} = 0,33I_0, \quad I_{\text{VD}} = \frac{I_0}{\sqrt{3}} = 0,577I_0.$$

Обратное напряжение диода

$$U_{\text{обр}} = E_{\text{лм}} = \sqrt{3}E_{2\text{м}} = \sqrt{3}\sqrt{2}E_2 = \frac{\sqrt{6}}{2,34}E_0 = 1,05E_0.$$

При соединении обмоток трансформатора по схеме звезда-звезда ток фазы вторичной и первичной обмоток имеет одну и ту же форму (рис. 3.7, в). Отличие заключается только в том, что высота прямоугольников для тока фазы первичной обмотки равна $n_{21}I_0$.

Действующее значение тока фазы вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} I_0^2 dt + \int_{\pi}^{\pi+2\pi/3} (-I_0)^2 dt \right]} = \frac{\sqrt{2}I_0}{\sqrt{3}} = 0,816I_0.$$

Действующее значение тока фазы первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = 0,816n_{21}I_0.$$

Таблица 3.3

Схема	Минимальное число диодов	I_{VD}/I_0	$U_{обр}/E_0$	$K_{п(1)}$	p	S_T/P_0	χ
Однотактная	3	0,577	2,09	0,25	3	1,21	0,826
Мостовая	6	0,577	1,05	0,057	6	1,05	0,952

Габаритная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_{T2} = 3E_2I_2 = 3\frac{E_0}{2,34} \cdot 0,816I_0 = 1,05P_0.$$

Габаритная мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_{T1} = 3E_1I_1 = 3\frac{E_0}{2,34n_{21}} \cdot 0,816n_{21}I_0 = 1,05P_0.$$

Габаритная мощность трансформатора

$$S_T = 0,5(S_{T1} + S_{T2}) = 1,05P_0.$$

Коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \frac{P_0}{S_{T1}} = 0,952.$$

Значения основных параметров трехфазной однотактной и мостовой схем выпрямителей приведены в табл. 3.3. Из таблицы видно, что трехфазная мостовая в отличие от однотактной схемы выпрямления характеризуется более высокой частотой первой гармоники пульсации, меньшим значением коэффициента пульсации, меньшей габаритной мощностью трансформатора, более высоким коэффициентом мощности, в два раза меньшим обратным напряжением диода. Кроме того, ей не присуще явление вынужденного подмагничивания трансформатора и принципиально схема может работать без трансформатора. В связи с этими достоинствами трехфазная мостовая схема выпрямления находит широкое применение на практике при построении выпрямителей как по структуре рис. 3.2, так и по структуре рис. 3.3.

К недостаткам мостовой схемы следует отнести большие по сравнению с однотактной потери в вентильном блоке реального выпрямителя, так как в любой момент времени ток нагрузки протекает через два последовательно включенных диода. Последнее обстоятельство ограничивает применение мостовой схемы для выпрямительных устройств, выполненных по низкочастотной технологии, на выходные напряжения в единицы вольт.

3.2.5. Каскадные схемы выпрямления

В системах электропитания достаточно широкое применение находят так называемые каскадные (комбинированные) схемы выпрямления, позволяющие обеспечить повышение частоты первой гармоники пульсации и тем самым уменьшить размеры сглаживающих фильтров. Каскадные схемы по существу представляют собой комбинацию нескольких классических схем выпрямления, включенных между собой по выходу параллельно или последовательно и работающих на общую нагрузку. При этом выходные напряжения этих классических схем сдвинуты друг относительно друга по фазе. Кроме того, применение каскадных схем позволяет в отдельных случаях уменьшить потери в вентильном комплекте по сравнению с классическими схемами.

Примером каскадной схемы может служить схема выпрямления, представленная на рис. 3.8,а (схема Кюблера). Эта схема выпрямления представляет собой два классических трехфазных однотактных выпрямителя, выходные напряжения которых u'_{01} и u''_{01} сдвинуты друг относительно друга на угол $2\pi/6$. Для того чтобы обеспечить этот сдвиг по фазе, вторичные обмотки трансформатора Т одного классического выпрямителя при соединении по схеме звезда с выведенной нейтралью объединяются между собой концами (верхняя обмотка на рис. 3.8,а), тогда как для второго выпрямителя — началами. Нейтральные точки двух этих выпрямителей соединяются между собой, образуя отрицательный полюс выходного напряжения u_{01} выпрямителя. В результате ЭДС фаз вторичных обмоток, расположенных на каждом из стержней магнитопровода, оказываются сдвинуты друг относительно друга на угол, равный π (векторная диаграмма ЭДС фаз вторичных обмоток показана на рис. 3.8,б). Диаграмма ЭДС фаз вторичных обмоток приведена на рис. 3.8,в, на которой так же толстыми (сплошной и пунктирной) линиями показаны диаграммы напряжений u'_{01} и u''_{01} .

Для того чтобы обеспечить одновременную работу двух фаз, принадлежащих различным классическим выпрямителям, катоды диодов этих выпрямителей подключаются к двухобмоточному уравнительному реактору $L_{ур}$, а нагрузка R_n (через сглаживающий фильтр) подключается к средней точке этого реактора. Временная диаграмма выходного напряжения u_{01} выпрямителя, соответствующая его нормальному режиму работы, показана на рис. 3.8,г жирной линией. Там же показаны кривые напряжения u'_{01} и u''_{01} .

В интервале углов $\omega_1 t_1 \dots \omega_1 t_3$ наибольшее положительное значение ЭДС имеет фаза e_{2a} , вследствие чего ток нагрузки должен про-

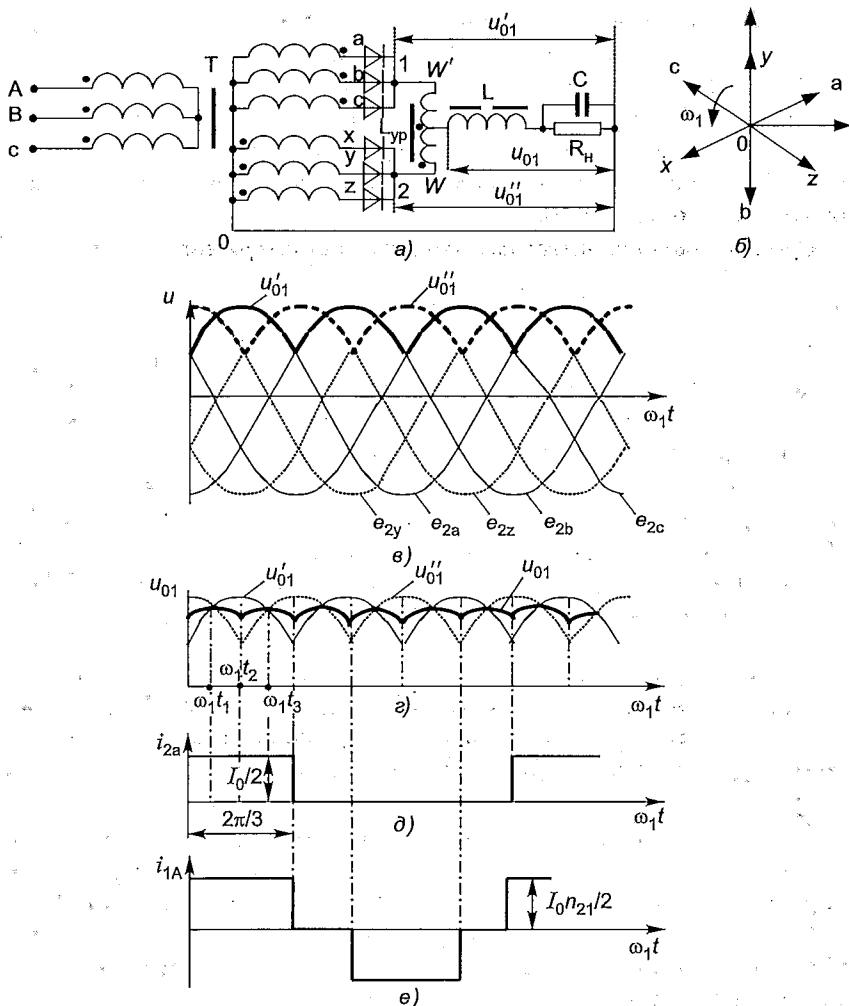


Рис. 3.8. Схема выпрямления с уравнительным реактором и диаграммы, поясняющие ее работу

текать через диод, подключенный к этой фазе и обмотку W' уравнительного реактора. При достаточной индуктивности этой обмотки и соответствующем токе нагрузки ЭДС самоиндукции $e_{w'} = e_w$ становится достаточной, для того чтобы заставить, начиная с момента $\omega_1 t > \omega_1 t_1$, включиться в работу фазу e_{2y} . При этом в интервале $\omega_1 t_1 - \omega_1 t_2$ напряжение u_{01} на выходе выпрямителя оказывается равным $e_{2a} - e_{w'} = e_{2y} + e_w$, т.е. $u_{01} = (e_{2a} + e_{2y})/2$. В результате в

этом интервале углов через каждую из этих фаз вторичных обмоток трансформатора Т и соответствующие им диоды будут протекать токи, равные половине тока нагрузки. Затем в интервале $\omega_1 t_2 \dots \omega_1 t_3$ будет работать по-прежнему фаза e_{2a} и фаза e_{2z} , потом фаза e_{2z} и фаза e_{2b} и т.д. Как видно из рис. 3.8,2, период изменения u_{01} оказывается в 6 раз меньше периода напряжения питающей сети, т.е. для данной схемы $p = 6$.

Среднее значение выходного напряжения выпрямителя [4]

$$E_{01} = 1,17E_2.$$

Коэффициент пульсации по первой гармонике, как и в трехфазной мостовой схеме выпрямления, равен 0,057.

Диаграммы токов фазы вторичной обмотки i_{2a} и первичной обмотки i_{2A} показаны соответственно на рис. 3.8,2,е. Выражения для действующего и среднего значений тока фазы вторичной обмотки трансформатора и других параметров данной схемы выпрямления приведены в (3.2).

Достоинством данной схемы выпрямления перед трехфазной мостовой является то, что потери в диодах оказываются существенно меньшими. По таким параметрам, как габаритная мощность трансформатора и обратное напряжение диода, эта схема уступает трехфазной мостовой. Кроме того, она требует введения дополнительного элемента — уравнительного реактора, габаритная мощность которого обычно составляет $(0,05 \dots 0,1)P_0$ [44].

Область применения этой каскадной схемы — относительно низкие выходные напряжения (до нескольких десятков вольт) и относительно большие токи нагрузки (сотни ампер).

Каскадные схемы выпрямления строятся и на базе трехфазных мостовых схем выпрямления, включаемых между собой относительно нагрузки параллельно или последовательно, что позволяет обеспечить $p = 12$. Для того чтобы обеспечить сдвиг по фазе между выходными напряжениями трехфазных мостовых схем выпрямления, можно (как один из вариантов) первичную обмотку трансформатора для одного выпрямителя соединить по схеме звезда, а первичную обмотку для другого выпрямителя — по схеме треугольник. В этом случае при соединении вторичных обмоток трансформаторов по одной и той же схеме (как правило, по схеме треугольник) выходные напряжения образующих трехфазных мостовых схем будут сдвинуты друг относительно друга на угол в 30° , что и позволит получить число фаз выпрямления p для каскадной схемы, равное 12. При построении каскадных схем выпрямления с $p = 18$ и вы-

ше вторичную (вторичные) обмотку соединяют по схеме несимметричного зигзага [44].

3.3. Работа реальных неуправляемых выпрямителей на нагрузку индуктивного характера

Силовая цепь любого реального выпрямителя обладает как активным, так и индуктивным сопротивлениями. Поэтому изменения тока нагрузки вызывают соответствующие изменения как среднего значения выходного напряжения выпрямителя, так и гармонических составляющих пульсации. Кроме того, активные составляющие сопротивлений силовой цепи являются причиной потерь мощности и, следовательно, снижения КПД выпрямителя.

Рассмотрим влияние сопротивлений силовой цепи выпрямителя на среднее значение выходного напряжения на примере однофазной, одноконтурной, двухполупериодной схемы выпрямления (рис. 3.9, а).

Выясним сначала влияние индуктивности L_k на работу выпрямителя, предполагая, что диоды идеальные, активное сопротивление выпрямителя R_a равно нулю, а индуктивность обмотки дросселя $L \rightarrow \infty$.

Индуктивность L_k в цепи каждой из фаз вторичной обмотки трансформатора представляет собой индуктивность фазы вторичной обмотки (обусловленную полями рассеяния) и индуктивность первичной обмотки (обусловленную полями рассеяния), пересчитанную в цепь вторичной обмотки.

Наличие индуктивности L_k в цепи каждой из фаз вторичной обмотки трансформатора приводит к тому, что диоды не могут переключаться мгновенно, как это предполагалось ранее при анализе работы идеальных выпрямителей. Процесс переключения (перекрытия фаз) начинается с момента равенства ЭДС фаз вторичных обмоток трансформатора (с момента $\omega_1 t = 0$ на рис. 3.9, б) и заканчивается при снижении до нуля тока фазы, завершающей работу (фазы а). Для интервала переключения (при принятом допущении $L \rightarrow \infty$) справедливы следующие соотношения:

$$\begin{aligned} i_{2a} + i_{2b} &= i_0 = I_0, \\ u_{01} &= e_{2a} - L_k \frac{di_{2a}}{dt}, \\ u_{01} &= e_{2b} - L_k \frac{di_{2b}}{dt}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

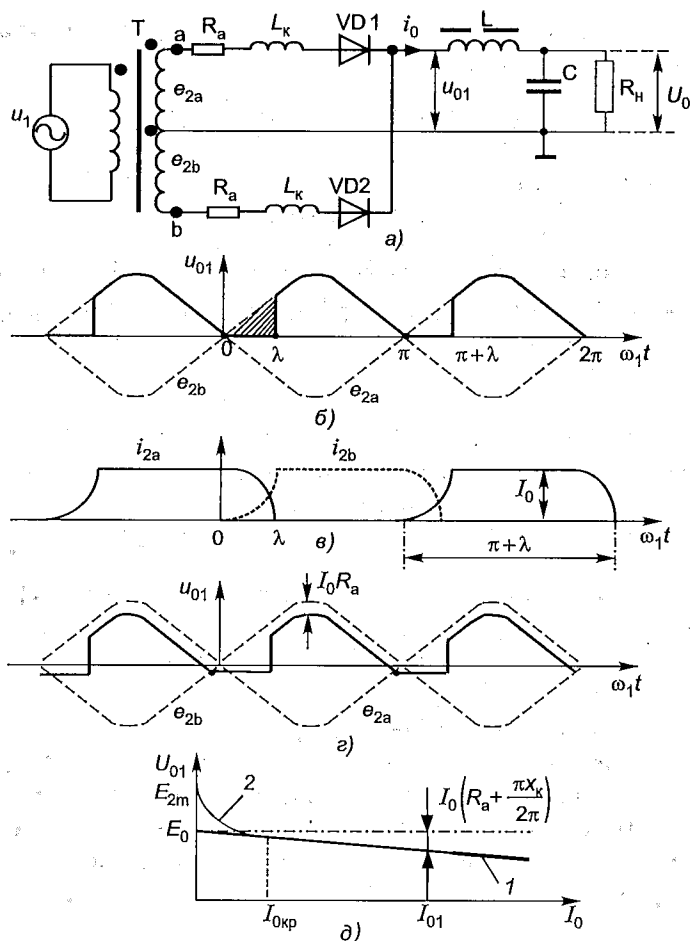


Рис. 3.9. Однотактная двухполупериодная схема выпрямления и диаграммы, поясняющие ее работу

Следовательно, $\frac{di_b}{dt} = -\frac{di_{2a}}{dt}$ и $u_{01} = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2}$.

Таким образом, до начала переключения ($\omega_1 t < 0$) был открыт только диод $VD1$ и напряжение на выходе выпрямителя совпадало с ЭДС e_{2a} (рис. 3.9, б). По окончании переключения ($\omega_1 t \geq \lambda$) открыт только диод $VD2$ и напряжение u_{01} совпадает с ЭДС e_{2b} . На интервале переключения напряжение u_{01} , равное полусумме мгновенных значений ЭДС коммутируемых фаз, для данной схемы выпрямления равно нулю.

Из (3.10) можно получить выражение для тока, вступающей в работу фазы b, действительно,

$$\frac{di_{2b}}{dt} = \frac{e_{2b} - e_{2a}}{2L_k} = \frac{2E_{2m} \sin \omega_1 t}{2L_k},$$

откуда следует, что

$$i_{2b} = -\frac{2E_{2m}}{2\omega_1 L_k} \cos \omega_1 t + C.$$

Постоянная интегрирования C определяется из условия: при $\omega_1 t = 0$ $i_{2b} = 0$. Следовательно,

$$i_{2b} = \frac{E_{2m}}{x_k} (1 - \cos \omega_1 t),$$

где $x_k = \omega_1 L_k$ — индуктивная составляющая сопротивления короткого замыкания фазы трансформатора.

Временные диаграммы токов i_{2a} , i_{2b} представлены на рис. 3.9, в.

При $\omega_1 t = \lambda$ ток i_{2b} достигает значения I_0 , следовательно,

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{E_{2m}}{x_k} (1 - \cos \lambda) = \frac{\pi E_0}{p x_k} (1 - \cos \lambda); \\ \lambda &= \arccos \left(1 - \frac{p x_k I_0}{\pi E_0} \right), \end{aligned} \quad (3.11)$$

где E_0 — среднее значение (постоянная составляющая) напряжения на выходе идеального выпрямителя. Следовательно, длительность переключения (угол λ) будет тем больше, чем больше ток нагрузки I_0 , индуктивность L_k и чем выше частота первой гармоники пульсации $p\omega_1$.

Переключение (перекрытие фаз) приводит к уменьшению среднего значения выходного напряжения выпрямителя на величину заштрихованной на рис. 3.9, б площади ΔU_{01} , выражение для которой с учетом (3.10) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \Delta U_{01} &= \frac{p}{2\pi} \int_0^\lambda \frac{e_{2b} - e_{2a}}{2} d\omega_1 t = \frac{p E_{2m}}{2\pi} \int_0^\lambda \sin \omega_1 t d\omega_1 t = \\ &= \frac{p E_{2m}}{2\pi} (1 - \cos \lambda). \end{aligned} \quad (3.12)$$

Из (3.11) и (3.12) получим $\Delta U_{01} = 0,5 I_0 p x_k / \pi$. Следовательно, выражение для среднего значения напряжения на U_{01} выходе вы-

прямителя принимает вид

$$U_{01} = E_0 - I_0 \frac{px_k}{2\pi}. \quad (3.13)$$

Выражение (3.13) остается справедливым для любой из выше рассмотренных схем выпрямления.

Следует отметить, что при наличии индуктивности L_k значение коэффициента пульсации по первой гармонике оказывается выше значений, полученных ранее для идеальных выпрямителей.

Активное сопротивление R_a , включенное в каждую из фаз вторичной обмотки трансформатора, представляет собой сумму активной составляющей сопротивления короткого замыкания R_k трансформатора Т (см. разд. 2.2.3) и сопротивления прямой ветви ВАХ диода. При кусочно-линейной аппроксимации прямой ветви ВАХ диода она может быть представлена дифференциальным сопротивлением R_{VD} и пороговым напряжением U_n . В этом случае для любой из рассмотренных ранее однотактных схем выпрямления сопротивление R_a можно представить в виде

$$R_a = R_k + \left(R_{VD} + \frac{U_n}{I_0} \right).$$

Для двухтактных (мостовых) схем выпрямления $R_a = R_k + 2(R_{VD} + U_n/I_0)$.

Примерный вид кривой напряжения u_{01} на выходе реального выпрямителя рис. 3.9,а (при $R_a > 0$, $L_k > 0$) показан на рис. 3.9,г. Как видно из рис. 3.9,г в интервалах, когда открыт только один диод, напряжение на выходе выпрямителя отличается от ЭДС работающей фазы на величину $I_0 R_a$. Кроме того, переключение (перекрытие) фаз начинается не в момент равенства ЭДС фаз вторичных обмоток трансформатора, а в момент когда ЭДС работающей фазы уменьшается до значения, равного $I_0 R_a$.

Выражение для среднего значения напряжения U_{01} на выходе реального выпрямителя можно представить в следующем виде:

$$U_{01} = E_0 - I_0 \left(R_a + \frac{px_k}{2\pi} \right). \quad (3.14)$$

На рис. 3.9,д сплошной линией показана внешняя характеристика реального выпрямителя для случая, когда индуктивность обмотки дросселя $L \rightarrow \infty$. В случае конечного значения этой индуктивности выражение (3.14) будет справедливо только при токах нагрузки больших критического значения $I_{0кр}$. При $I_0 < I_{0кр}$ ток, протекающий по обмотке дросселя, носит разрывный характер, и внешняя

характеристика отклоняется вверх от прямой линии (кривая 2 на рис. 3.9,б). При $I_0 \rightarrow 0$ напряжение на конденсаторе С (на выходе выпрямителя рис. 3.9,а) будет равным E_{2m} .

3.4. Управляемые выпрямители

3.5.1 Однофазная двухполупериодная схема выпрямления

В рассмотренных неуправляемых выпрямителях уровень выходного напряжения U_0 зависит от многих факторов и, прежде всего, от напряжения U_1 питающей сети и тока нагрузки. В большинстве же случаев применения выпрямителей в системах электропитания аппаратуры телекоммуникаций требуется стабилизация напряжения U_0 или его регулирование по заданному алгоритму. Регулирование (стабилизация) напряжения U_0 может осуществляться, например, либо за счет изменения уровня напряжения, подаваемого на вентильный блок, с помощью дополнительного устройства — регулятора напряжения переменного тока, либо с помощью отдельного устройства — регулятора напряжения постоянного тока, устанавливаемого между выпрямителем и нагрузкой. Другим более экономичным вариантом регулирования U_0 является вариант, при котором изменяется момент подключения элементов вентильного блока к вторичной (фазам вторичной) обмотки трансформатора. Для этого требуется замена всех диодов или части диодов вентильного блока на управляемые приборы — тиристоры. Подобные выпрямители называют тиристорными или управляемыми.

Рассмотрим работу управляемых выпрямителей и их параметры на примере схемы рис. 3.10,а (однофазной двухполупериодной схемы выпрямления с выводом нейтральной точки вторичной обмотки трансформатора) в предположении, что все элементы схемы идеальны, а индуктивность обмотки дросселя $L \rightarrow \infty$. Временные диаграммы, поясняющие работу данной схемы в установившемся режиме, представлены на рис. 3.10,б,в,г.

В интервале от $\omega_1 t = 0$ до $\omega_1 t = \alpha$ ЭДС e_{2a} направлена снизу вверх (знаки ЭДС указаны на рис. 3.10,а). Однако поскольку отпирающий импульс на управляющий электрод тиристора VS1 подается только в момент $\omega_1 t = \alpha$, тиристор VS1 остается закрытым, несмотря на то что к его аноду приложено положительное напряжение относительно катода. На этом временном интервале за счет энергии, ранее запасенной дросселем L, попрежнему остается открытым тиристор VS2. При этом напряжение на выходе выпрямителя (в точках

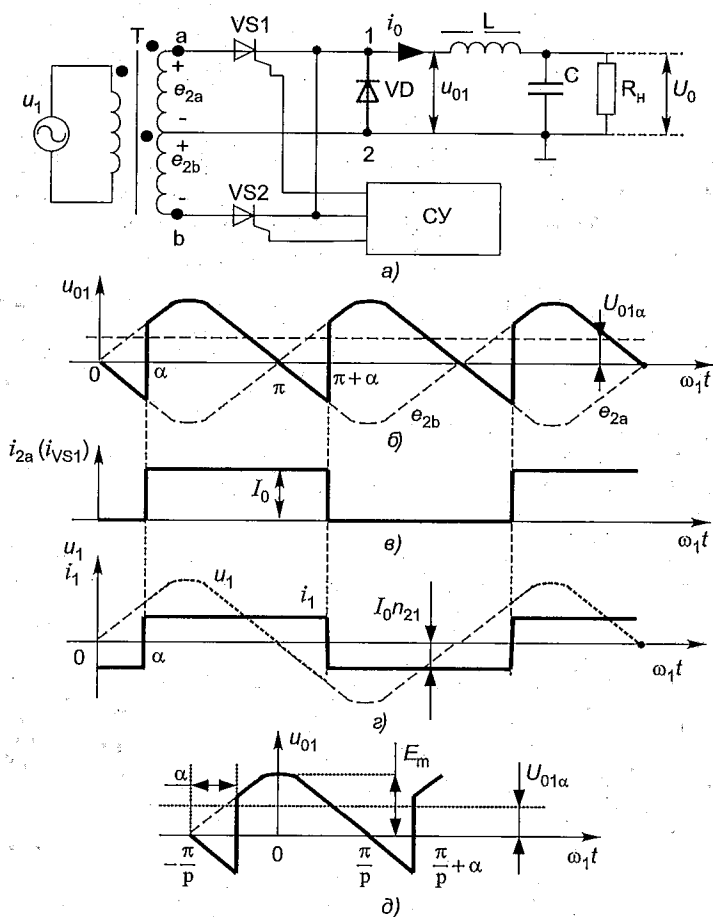


Рис. 3.10. Однофазная двухполупериодная схема управляемого выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу

1, 2), совпадающее с ЭДС e_{2b} отрицательно, вследствие чего мощность $p_0 = u_{01}i_0$ на выходе вентильного блока также отрицательна. Физически это означает, что на этом временном интервале энергия, запасенная дросселем, частично возвращается в источник энергии u_1 (выпрямитель работает в так называемом инверсном режиме).

В момент $\omega_1 t = \alpha$ СУ подает на управляющий электрод тиристора VS1 отпирающий импульс. Тиристор VS1 открывается, и напряжение u_{01} будет совпадать с ЭДС e_{2a} до тех пор, пока в момент $\omega_1 t = \pi + \alpha$ снова не откроется тиристор VS2. Среднее значение выходного напряжения идеального управляемого выпрямителя, вы-

полненного по схеме рис. 3.10,а,

$$E_{01\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_{2m} \sin \omega_1 t d\omega_1 t = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha. \quad (3.15)$$

Совместное решение (3.15) и (3.3) позволяет представить выражение для среднего значения выходного напряжения управляемого выпрямителя, выполненного по схеме рис. 3.10,а, в следующем виде:

$$E_{01\alpha} = E_{01} \cos \alpha = E_{01} C_0(\alpha), \quad (3.16)$$

где $C_0(\alpha)$ — коэффициент регулирования.

Выражение (3.16) справедливо и для любой другой схемы выпрямления (при условии замены всех диодов вентильного блока на тиристоры). Из рис. 3.10,б видно, что увеличение угла регулирования α приводит не только к уменьшению уровня выходного напряжения, но и к увеличению уровня пульсаций.

Выбрав начало отсчета так, как показано на рис. 3.10,в, можно получить выражение для амплитуды синусоид $E_{ms(k)}$ и косинусоид $E_{mc(k)}$ составляющих k -й гармонической разложения функции u_{01} в ряд Фурье:

$$\begin{aligned} E_{ms(k)} &= \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} E_m \cos(\omega_1 t) \sin(kp\omega_1 t) d\omega_1 t = \\ &= \frac{p}{\pi} E_m \left[\frac{\cos(kp\omega_1 t + \omega_1 t)}{2(kp\omega_1 + \omega_1)} - \frac{\cos(kp\omega_1 t - \omega_1 t)}{2(kp\omega_1 - \omega_1)} \right]_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} = \\ &= \frac{2p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) E_m \frac{pk \sin(\alpha)}{k^2 p^2 - 1}; \\ E_{mc(k)} &= \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} E_m \cos(\omega_1 t) \cos(kp\omega_1 t) d\omega_1 t = \\ &= \frac{p}{\pi} E_m \left[\frac{\sin(kp\omega_1 t - \omega_1 t)}{2(kp\omega_1 - \omega_1)} - \frac{\sin(kp\omega_1 t + \omega_1 t)}{2(kp\omega_1 + \omega_1)} \right]_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} = \\ &= \frac{-2p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) E_m \frac{\cos(\alpha)}{k^2 p^2 - 1}. \end{aligned}$$

Окончательное решение для амплитудного значения k -й гармоники $E_{0m(k)}$ разложения в ряд Фурье принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} E_{0m(k)} &= \sqrt{E_{ms(k)}^2 + E_{mc(k)}^2} = \\ &= \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) E_m \cos(\alpha) \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 p^2 \operatorname{tg}^2(\alpha)}. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Совместное решение (3.2) и (3.17) позволяет представить выражение для коэффициента пульсации по k -й гармонике управляемого выпрямителя следующем виде:

$$K_{п(k)} = \frac{E_{0m(k)}}{E_{01\alpha}} = \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 p^2 \operatorname{tg}^2(\alpha)}. \quad (3.18)$$

В частности, для первой гармоники пульсаций выходного напряжения имеем

$$K_{п(1)} = \frac{2}{p^2 - 1} \sqrt{1 + p^2 \operatorname{tg}^2(\alpha)}. \quad (3.19)$$

Как видно из (3.18) и (3.19), коэффициент пульсаций уменьшается с ростом p , но возрастает с увеличением угла регулирования α . Первое объясняет широкое распространение на практике многофазных («многопульсных») выпрямителей, второе — необходимость применения в управляемых выпрямителях громоздких сглаживающих фильтров.

Анализ кривых тока фазы вторичной обмотки трансформатора и тока тиристора (рис. 3.10, е) показывает, что они совпадают с аналогичными кривыми неуправляемого выпрямителя. Следовательно, полученные ранее выражения для средних и действующих значений этих токов остаются справедливыми и для управляемого выпрямителя (с полным числом тириستоров в вентильном блоке).

Для получения на выходе управляемого выпрямителя (при некотором значении угла регулирования α) такого же значения напряжения, что и на выходе неуправляемого выпрямителя (выполненного по той же схеме выпрямления) необходимо, чтобы число витков каждой фазы вторичной обмотки было увеличено в $(1/\cos \alpha)$ раз.

Следовательно, габаритная мощность вторичной $S_{т2(\alpha)}$ и первичной $S_{т1(\alpha)}$ обмоток трансформатора будут также в $(1/\cos \alpha)$ раз больше по сравнению с соответствующими параметрами неуправляемого выпрямителя (при том же значении мощности P_0 в нагрузке). Коэффициент мощности $\chi(\alpha) = \chi \cos \alpha$.

Следует отметить, что все полученные выше соотношения будут справедливы и при конечной индуктивности обмотки дросселя L , до тех пор пока ток дросселя не будет иметь разрывов.

3.4.2. Однофазные мостовые схемы выпрямления

Однофазные мостовые схемы выпрямления могут быть выполнены как с полным числом (рис. 3.11, а), так и с неполным числом тиристоров в вентильном блоке (рис. 3.11, б).

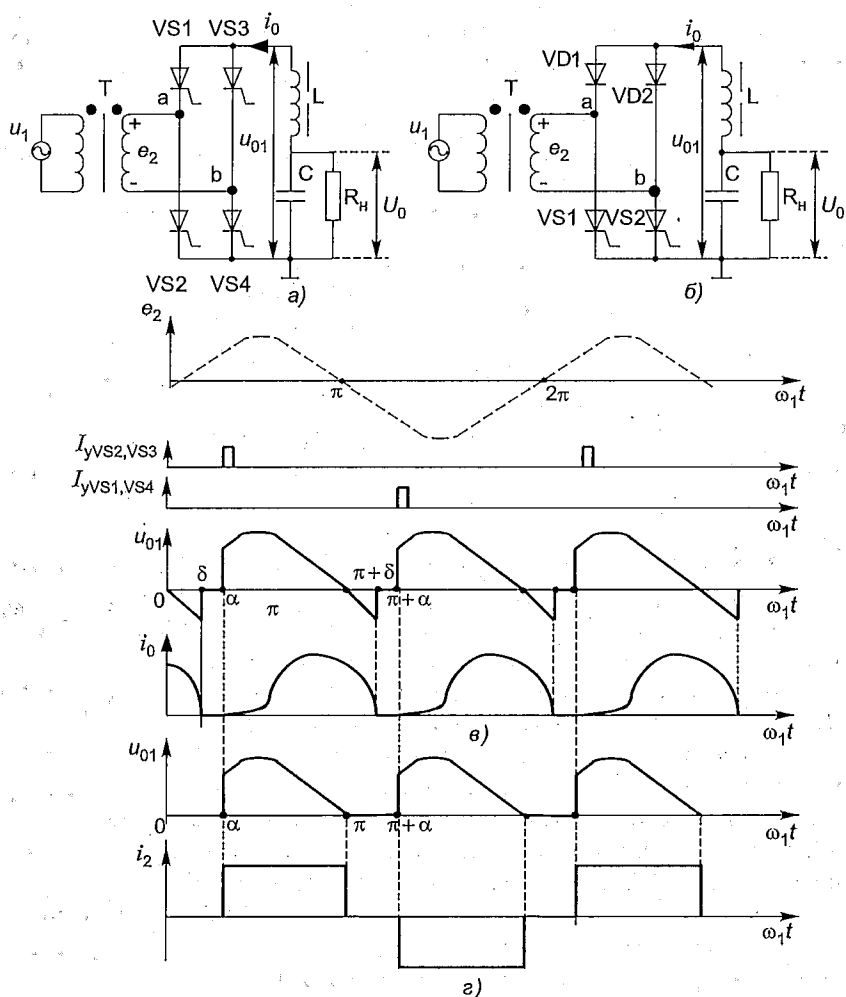


Рис. 3.11. Однофазные схемы выпрямления с полным (а) и неполным (б) числом тиристоров в вентильном комплекте и временные диаграммы, поясняющие их работу (в, г)

При полном числе тиристоров схема управления формирует импульсы, обеспечивающие на интервале каждого полупериода изменения ЭДС e_2 отпирание соответствующих диагональных тиристоров. Так, на полупериоде, когда e_2 направлена снизу вверх, как показано на рис. 3.11, а, схема управления обеспечивает отпирание тиристоров VS2, VS3 (рис. 3.11, в).

В режиме безразрывных токов дросселя L форма напряжения u_{01} на выходе идеального выпрямителя (рис. 3.11,а) будет точно такая же, как и для ранее рассмотренной схемы рис. 3.10,а (временная диаграмма рис. 3.10,б).

В случае же разрывных токов дросселя выключение ранее открытой пары тиристоров будет происходить в общем случае раньше, чем схема управления обеспечит открытие другой диагональной пары тиристоров. Кривые напряжения u_{01} и тока i_0 для такого режима работы выпрямителя приведены на рис. 3.11,в. Как следует из кривой $i_0(\omega_1 t)$, на интервале первого полупериода изменения ЭДС e_2 ток i_0 спадает до 0 в момент, соответствующий углу δ , тогда как тиристоры VS2 и VS3 открываются в момент $\omega_1 t = \alpha$.

В соответствии с кривой u_{01} , представленной на рис. 3.11,в, среднее значение выходного напряжения выпрямителя для режима разрывных токов дросселя

$$E_{01\alpha} = \frac{E_{2m}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\delta} \sin \omega_1 t d\omega_1 t = \frac{E_{2m}}{\pi} (\cos \alpha + \cos \delta). \quad (3.20)$$

С учетом соотношения (3.3) для среднего значения выходного напряжения идеального неуправляемого выпрямителя $E_{01\alpha}$ можно представить в виде:

$$E_{01\alpha} = \frac{E_{01}}{2} (\cos \alpha + \cos \delta). \quad (3.21)$$

На практике находят достаточно широкое применение также управляемые выпрямители с неполным числом тиристоров в вентильном блоке. Например, вентильный блок выпрямительных устройств типа ВБ-60/5, ВБ-60/10, ВБ-60/15 имеет в своем составе два тиристора и два диода (рис. 3.11,а).

Рассмотрим работу идеального выпрямителя в установившемся режиме в предположении, что индуктивность обмотки дросселя $L \rightarrow \infty$. В момент, соответствующий $\omega_1 t = \alpha$, включается тиристор VS1 и напряжение u_{01} , начиная с этого момента, до момента, соответствующему $\omega_1 t = \pi$, совпадает с ЭДС e_2 . На этом интервале ток i_0 замыкается по цепи: вывод а вторичной обмотки трансформатора Т — тиристор VS1 — CR_n — дроссель L — диод VD2 — вывод б вторичной обмотки — вторичная обмотка трансформатора Т — вывод а. При смене полярности ЭДС e_2 ранее открытый диод VD2 окажется под обратным напряжением, равным этой ЭДС. Энергия же запасенная дросселем L будет передавать в нагрузку через диод VD1 и ранее открытый тиристор VS1, так что на интервале $\pi \leq \omega_1 t \leq \pi + \alpha$ выходное напряжение u_{01} идеального выпрямителя и ток вторичной

(а следовательно, и первичной) обмотки трансформатора Т равны 0 (рис. 3.11,з). После открытия тиристора VS2 в момент $\omega_1 t = \pi + \alpha$ напряжение u_{01} снова совпадает с ЭДС e_2 .

В соответствии с кривой u_{01} (рис. 3.11,з) среднее значение напряжения на выходе идеального выпрямителя

$$E_{01\alpha} = \frac{E_{2m}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega_1 t d\omega_1 t = \frac{2E_{2m}}{\pi} \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} = E_{01} \frac{(1 + \cos \alpha)}{2}. \quad (3.22)$$

Следует отметить, что выражение (3.22) справедливо и для предыдущей схемы, если в нее ввести диод, показанный на рис. 3.10,а пунктиром.

Каждый из тириستоров и диодов в схеме рис. 3.11,б работает, как и в случае неуправляемого выпрямителя, в течение половины периода, следовательно, выражения для действующего и среднего значений токов для этих приборов, полученные ранее в разд. 3.2, остаются справедливыми.

Поскольку длительность работы вторичной и первичной обмоток трансформатора в управляемом выпрямителе (рис. 3.11,б) на интервале полупериода в $(\pi - \alpha)/\pi$ раз меньше по сравнению с неуправляемым выпрямителем, то и действующие значения этих токов в $\sqrt{(\pi - \alpha)/\pi}$ раз оказываются меньше.

Габаритная мощность вторичной $S_{T2(\alpha)}$ и первичной $S_{T1(\alpha)}$ обмоток обмоток трансформатора для управляемого выпрямителя на рис. 3.11,б может быть выражена через мощность P_0 в нагрузке в виде

$$S_{T1(\alpha)} = S_{T2(\alpha)} = S_{T(\alpha)} = \frac{\sqrt{\pi(\pi - \alpha)}}{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)} P_0.$$

Соответственно коэффициент мощности управляемого выпрямителя рис. 3.11,б

$$\chi(\alpha) = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}{\sqrt{\pi(\pi - \alpha)}}.$$

Расчет показывает, что при $\alpha = 60$ эл. град коэффициент мощности управляемого выпрямителя рис. 3.11,б оказывается равным 0,826, тогда как для выпрямителя рис. 3.11,а он оказывается равным 0,45.

3.4.3. Трехфазная мостовая схема выпрямления

В настоящее время достаточно широкое применение в СЭП аппаратуры телекоммуникаций находят управляемые выпрямители, выполненные именно по трехфазной мостовой схеме выпрямления с

полным числом тиристоров в вентильном блоке. Схема силовой части выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие ее работу приведены на рис. 3.12.

Схема управления (СУ) формирует последовательность «парных» импульсов управления (рис. 3.12, *д*), обеспечивающих одновременную подачу сигналов на управляющие электроды тиристоров как катодной группы (VS2, VS4, VS6) так и анодной группы (VS1, VS3, VS5). Фазовый сдвиг между двумя соседними «парными» импульсами для любого режима работы выпрямителя равен $\pi/3$.

Регулирование или стабилизация выходного напряжения U_0 выпрямителя, как и для ранее рассмотренных схем, осуществляется изменением момента подачи «парных» отпирающих импульсов (угла регулирования α) относительно момента естественной коммутации (рис. 3.12, *е*). Под моментом естественной коммутации понимается момент, в который происходит переключение диодов в неуправляемом идеальном выпрямителе, т.е. момент равенства между собой мгновенных значений ЭДС двух соседних фаз вторичной обмотки трансформатора Т. Так, в момент $\omega t_1 = 30^\circ$ отпирающие импульсы подаются одновременно на тиристоры VS2 и VS3 (рис. 3.12, *з*). При этом в этот момент открывается только один тиристор VS2, так как тиристор VS3 к этому моменту уже находился в открытом состоянии. С этого момента напряжение u_{01} на выходе вентильного блока в течение $\pi/3$ (при неизменном значении угла $\alpha = 30^\circ$) определяется, как показано на рис. 3.12, *б*, разностью мгновенных значений ЭДС e_{2a} и e_{2b} , т.е. мгновенным значением линейной ЭДС e_{ab} . На рис. 3.12, *г* также показан фрагмент напряжения u_{01} на выходе вентильного блока при $\alpha = 60^\circ$. Дальнейшее увеличение угла α приведет к появлению в кривой u_{01} участков с отрицательным напряжением, т.е. форма кривой u_{01} будет соответствовать рис. 3.10, *д* при $E_m = E_{лм}$.

Следовательно, для среднего значения напряжения U_{01} на выходе выпрямителя при условии безразрывности тока дросселя L, справедливо выражение (3.16)

$$E_{01\alpha} = E_{01} \cos \alpha = E_{01} C_0(\alpha),$$

где $C_0(\alpha) = \cos \alpha$ — коэффициент регулирования, $E_{01} = 1,35 E_{лм}$ — среднее значение напряжение E_{01} идеального неуправляемого трехфазного мостового выпрямителя.

Точно также будут справедливы полученные ранее выражения (3.18), (3.19) для коэффициентов пульсаций при условии, что $p = 6$.

Габаритные мощности $S_{т1}$, $S_{т2}$, S_t и коэффициент мощности χ управляемого выпрямителя будут естественно отличаться от полученных ранее значений для неуправляемого выпрямителя в $\cos \alpha$ раз.

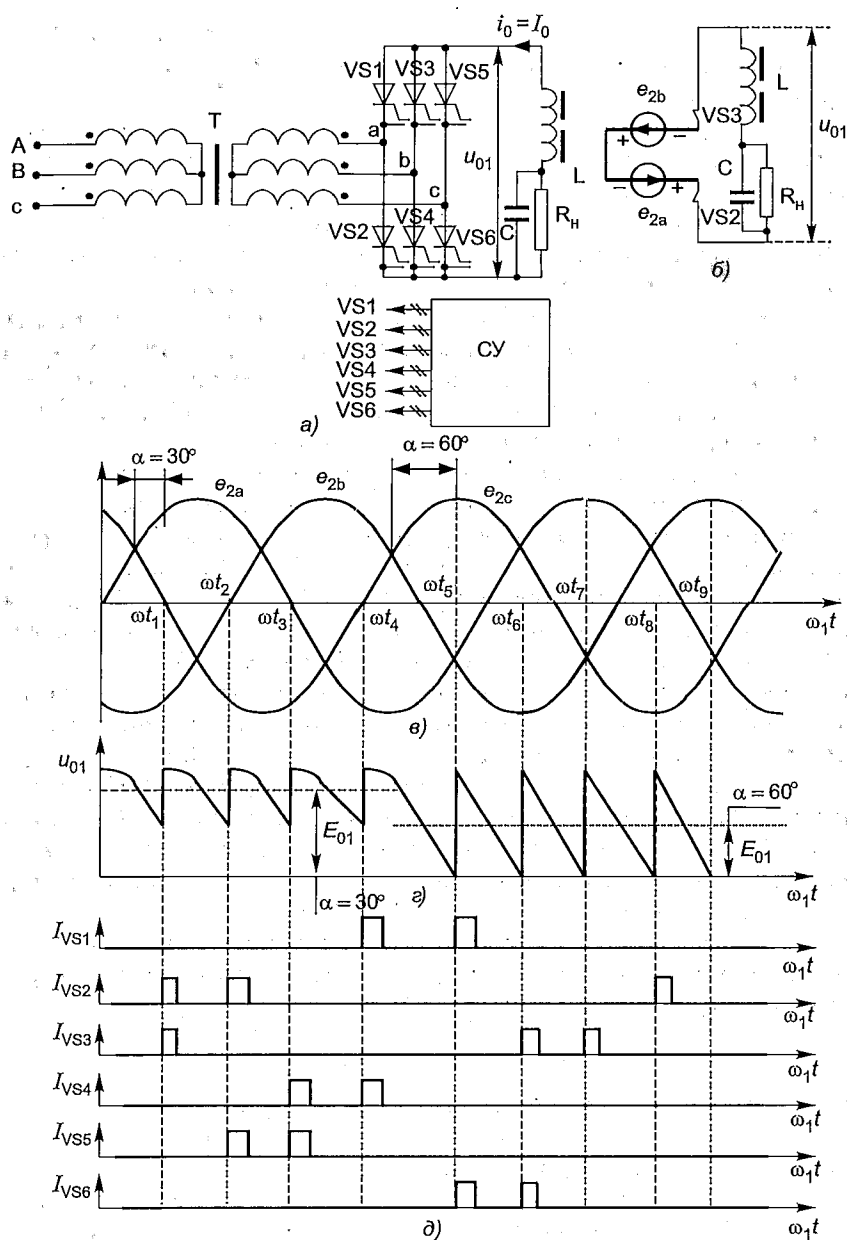


Рис. 3.12. Схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие ее работу

В реальных управляемых выпрямителях так же, как и в неуправляемых выпрямителях, необходимо учитывать индуктивную составляющую сопротивления короткого замыкания фазы трансформатора $x_k = \omega_1 L_k$ и активное сопротивление R_a , вызывающих уменьшение среднего значения напряжения U_{01} с ростом тока нагрузки I_0 . В общем случае выражение для среднего значения напряжения $U_{01\alpha}$ на выходе вентильного блока реального выпрямителя можно также представить в виде

$$U_{01\alpha} = E_{01} C(\alpha) - I_0 \left(R_a + \frac{px_k}{2\pi} \right).$$

Среднее значение напряжения на выходе выпрямителя $U_{0\alpha}$ (на нагрузке) отличается от $U_{01\alpha}$ на величину падения напряжения на активном сопротивлении $R_{др}$ обмотки дросселя L:

$$U_{0\alpha} = U_{01\alpha} - I_0 R_{др}.$$

В заключение отметим, что явление перекрытия (коммутации) фаз вызывает некоторое уменьшение коэффициента мощности как управляемых, так и неуправляемых выпрямителей. В [45] предлагается определять коэффициент мощности реального управляемого выпрямителя χ_α исходя из следующего выражения:

$$\chi_\alpha = \chi \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \lambda)}{2},$$

где χ — коэффициент мощности идеального неуправляемого выпрямителя; λ — угол перекрытия фаз.

Также следует отметить, что ток, потребляемый управляемым выпрямителем от сети, носит индуктивный характер (ток отстает по фазе от напряжения). Поэтому для повышения коэффициента мощности электроустановок в их состав вводят комплектные конденсаторные установки, позволяющие повысить значение χ .

3.5. Элементы схем управления тиристорных выпрямителей

Исходя из принципа действия управляемых выпрямителей, можно сформулировать основные требования к их схемам управления. СУ должна формировать импульсы, способные обеспечить надежное включение тиристоров во всех режимах работы выпрямителя. Причем импульсы включения должны иметь определенный алгоритм в их распределении и быть «привязанными» к определенным полуволнам питающего напряжения. Пределы изменения угла α должны обеспечить требуемый диапазон регулирования выходного напряжения

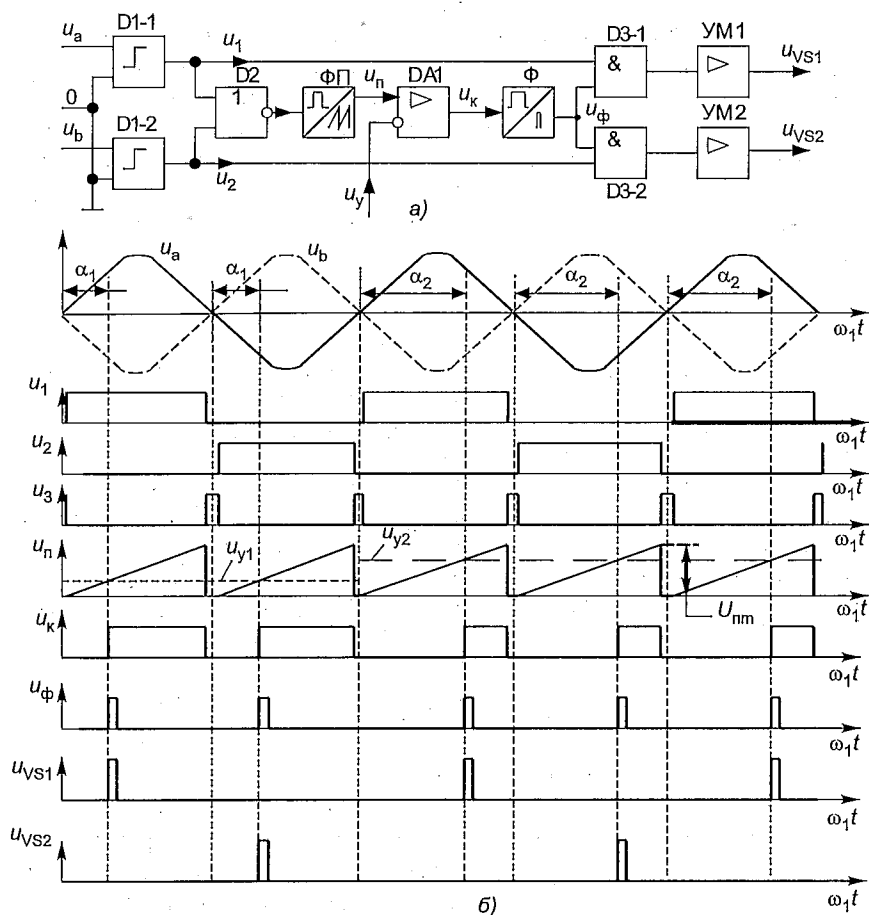


Рис. 3.13. Схема управления однофазного тиристорного выпрямителя и диаграммы, поясняющие ее работу

выпрямителя. Как правило, в выпрямителях реализуется «полный» диапазон регулирования напряжения, от 0 до максимального. Это позволяет реализовать функции плавного пуска, ограничения тока при перегрузках, тестовые режимы и др.

В качестве примера на рис. 3.13 приведена функциональная схема для управления тиристорами однофазного выпрямителя и диаграммы, поясняющие ее работу. Напряжение синхронизации в виде противофазных сигналов напряжения u_a , u_b с помощью формирователей D1-1, D1-2 преобразуется в логические сигналы «отображения» полувольты напряжения сети. После преобразования элементом D2

(ИЛИ-НЕ) образуется тактовая последовательность импульсов синхронизации (u_3), фиксирующих моменты смены знака полуволны напряжения сети. Импульсы тактовой последовательности управляют работой формирователя пилообразного сигнала u_{Π} . В паузе между тактовыми импульсами напряжение $u_{\Pi}(t)$ линейно нарастает, достигая к концу интервала паузы максимального значения $U_{\Pi m}$. С приходом тактового импульса напряжение u_{Π} скачком снижается до нуля и удерживается на этом уровне в течение времени действия импульса U_3 . Таким образом, сигнал $u_{\Pi}(t)$ представляет периодическую последовательность пилообразных импульсов, синхронизированных с напряжением питающей сети. Эти пилообразные импульсы $u_{\Pi}(t)$ подаются на неинвертирующий вход компаратора (DA1). На инвертирующий вход этого компаратора подается управляющее напряжение u_{γ} . В результате на выходе DA1 образуются последовательность импульсов u_k , передние фронты которых определяются моментами равенства управляющего и пилообразного сигналов. Положение переднего фронта сигнала u_k по отношению к началу полуволны сетевого напряжения определяет значение угла регулирования α . Диапазон изменения угла α зависит от длительности тактовых импульсов. В практических реализациях удается получить диапазон изменения угла регулирования от $\alpha_{\min} = 2^\circ$ до $\alpha_{\max} = 178^\circ$.

Для получения «узких» импульсов управления тиристорами, в схему введен формирователь (Φ). В реальных схемах формирователь реализуется на основе дифференцирующей цепи и последующего усиления сигнала, при этом длительность импульсов определяется постоянной времени заряда конденсатора дифференцирующей цепи. Выходной сигнал формирователя u_{Φ} представляет групповую последовательность импульсов управления всеми тиристорами вентильного блока. Для распределения импульсов по отдельным тиристорам используются логические элементы типа И (D3-1, D3-2). Логическое суммирование сигнала u_{Φ} с u_a или u_b формирует сигналы, поступающие соответственно на вход усилителей мощности УМ1 и УМ2. Усилители мощности обеспечивают требуемое усиление сигналов, а при необходимости и их гальваническую развязку. Сигналы u_{VS1} , u_{VS2} с выходов усилителей мощности подаются на тиристоры вентильного блока выпрямителя.

Современные технологии позволяют компоновать основные элементы схемы управления в одном корпусе микросхемы. Для увеличения функциональных возможностей микросхемы в неё встраивают дополнительные элементы: усилитель постоянного тока, источник эталонного (опорного) напряжения и ряд других устройств.

3.6. Работа выпрямителя на емкостную нагрузку

При работе выпрямителя на емкостную нагрузку первым элементом сглаживающего фильтра, следующим непосредственно за вентиляльным блоком, является конденсатор достаточно большой емкости. Рассмотрим работу выпрямителя на емкостную нагрузку на примере схемы рис. 3.14,а. Сопротивление R , введенное в каждую из фаз вторичной обмотки трансформатора T , представляет собой сумму активной составляющей сопротивления короткого замыкания трансформатора R_k и дифференциального сопротивления диода R_{VD} . Временные диаграммы, поясняющие работу схемы в установившемся режиме, приведены на рис. 3.14,б. В интервале от 0 до π ЭДС e_{21} направлена снизу вверх (знаки ЭДС показаны на рис. 3.14,а). Однако до момента, соответствующего углу $\omega_1 t_1$, диод $VD1$ закрыт, поскольку напряжение u_C на конденсаторе C больше ЭДС e_{21} . Диод $VD1$ открывается когда e_{21} превысит u_C на величину, равную пороговому напряжению U_n этого диода, и будет открыт до тех пор, пока в момент $\omega_1 t_2$ уменьшающаяся ЭДС e_{21} не сравняется с напряжением u_C . В интервале $\omega_1 t_2 \leq \omega_1 t \leq \omega_1 t_3$ оба диода закрыты и напряжение $u_0 = u_C = u_n$ на выходе выпрямителя уменьшается по экспоненциальному закону до тех пор, пока в момент $\omega_1 t_3$ не откроется диод $VD2$. Далее в интервале $\omega_1 t_3 \leq \omega_1 t \leq \omega_1 t_4$ открыт диод $VD2$ и осуществляется подзаряд конденсатора C и передача энергии из сети в нагрузку.

Как следует из рис. 3.14,б, каждый диод открыт в течение времени, меньшего половины периода $T_1/2$ изменения напряжения u_1 . При этом увеличение постоянной времени разряда $\tau_p = CR_n$ конденсатора (рис. 3.14,в) приводит к уменьшению длительности открытого состояния диодов. При этом увеличивается среднее значение выходного напряжения выпрямителя ($U'_0 > U_0$), и амплитудное значение токов, протекающих через все элементы, стоящие до конденсатора C , а также уменьшается размах пульсаций (от пика до пика) выходного напряжения. В пределе при $\tau_p \rightarrow \infty$ (режим холостого хода выпрямителя) напряжение U_0 достигает амплитудного значения ЭДС фазы вторичной обмотки трансформатора E_{2m} , а переменная составляющая этого напряжения (пульсация) становится равной нулю.

Из выше изложенного можно сделать следующие выводы:

- все параметры выпрямителя зависят от длительности открытого состояния диода;
- коэффициент формы кривой тока (отношение действующего значения к среднему значению) через любой элемент выпрямителя,

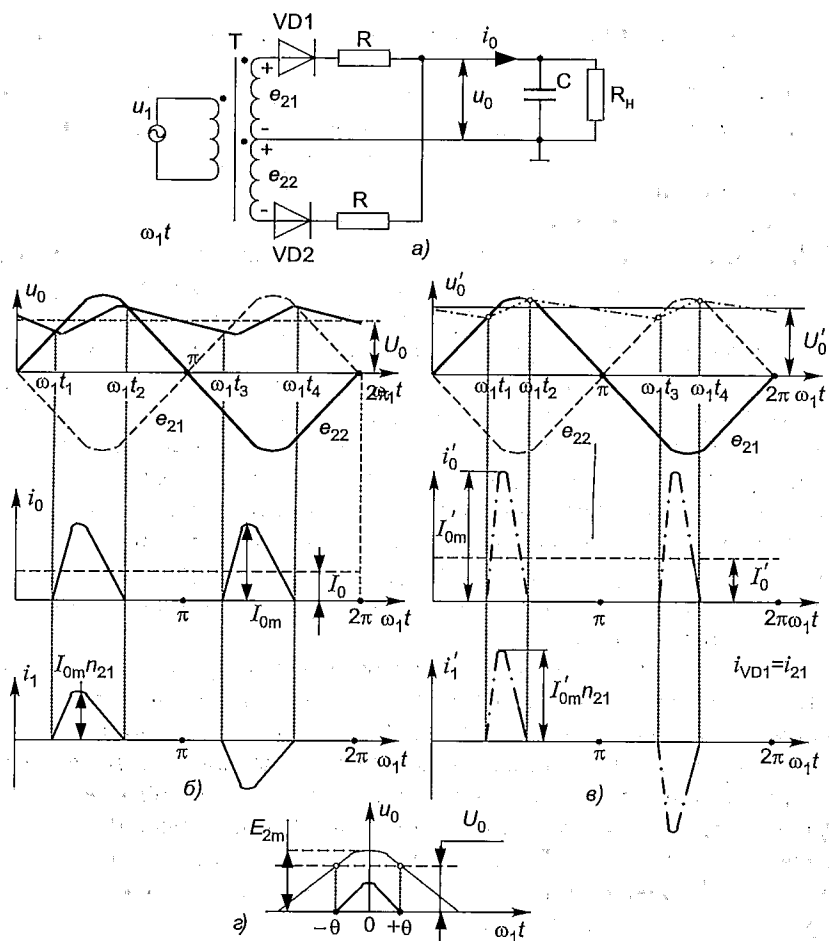


Рис. 3.14. Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б, в, г)

стоящий до конденсатора, при работе на емкостную нагрузку существенно больше, чем при работе на индуктивную нагрузку. Следовательно, существенно большими будут и потери мощности в этих элементах, т.е. ниже КПД выпрямителя;

- амплитудное значение тока, потребляемого от сети ($I_{0m} n_{21}$ на рис. 3.14, б) при работе на емкостную нагрузку существенно больше, чем при работе на индуктивную нагрузку.

Следовательно, выпрямители, работающие на нагрузку емкостного характера, могут вызывать искажение формы кривой напряже-

ния сети (в том случае, когда их выходная мощность соизмерима с мощностью сети, или когда токораспределительная сеть обладает достаточно большим сопротивлением). Поэтому ГОСТ Р 5317.3.2-99 рекомендует применять этот режим работы только при мощности, потребляемой выпрямителем, не более 600 Вт. Оценка амплитудного значения тока i_1 , потребляемого от сети, часто осуществляется с помощью такого параметра, как коэффициент амплитуды. Под коэффициентом амплитуды понимают отношение амплитудного значения тока к его действующему значению. Если при работе рассматриваемого выпрямителя (рис. 3.14) на нагрузку индуктивного характера коэффициент амплитуды практически равен 1, то при работе на емкостную нагрузку он может достигать значений больше 5.

Подключение выпрямителей к сети приводит к появлению больших пусковых токов, так как напряжение на выходном конденсаторе в этот момент равно нулю. Значение пускового тока зависит от мгновенного значения напряжения u_1 в момент подключения и от величины постоянной времени заряда $\tau_3 = RC$. Для ограничения пусковых токов, способных привести к выходу из строя отдельных элементов выпрямителя (прежде всего диодов) необходимо ограничивать эти пусковые токи.

Вместе с тем простота технических решений при достаточно высоком качестве выходного напряжения определяют экономическую привлекательность этого режима работы выпрямителя для широкого круга технических приложений. Достаточно сказать, что во всех блоках питания персональных компьютеров и бытовой радиоэлектроники, выпускавшихся вплоть до конца XX века с использованием импульсных технологий в источниках питания, в качестве первого звена преобразования напряжения сети применялись выпрямители, работающие на нагрузку емкостного характера.

Приближенный расчет параметров выпрямителей, работающих в установившемся режиме на емкостную нагрузку, обычно осуществляется графо-аналитическим методом, основанном на допущении, что мгновенное значение выходного напряжения u_0 неизменно и равно среднему значению U_0 (пульсация напряжения на нагрузке равна нулю).

В этом случае, выбрав начало отсчета в момент соответствующий максимальному значению ЭДС фазы вторичной обмотки трансформатора и обозначив длительность открытого состояния диода через угол 2θ (рис. 3.14,з), для среднего значения выходного напряжения выпрямителя можно записать

$$U_0 = E_{2m} \cos \theta.$$

Соответственно выражение для тока i_0 принимает вид

$$i_0 = \frac{E_{2m} \cos \omega_1 t - U_0}{R} = \frac{E_{2m}}{R} (\cos \omega_1 t - \cos \theta), \quad -\theta \leq \omega_1 t \leq \theta. \quad (3.23)$$

Среднее значение тока I_0 представляет собой результат интегрирования функции i_0 в пределах ее действия (от $-\theta$ до $+\theta$), деленный на период ее повторения, равный в общем случае $2\pi/p$:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi/p} \int_{-\theta}^{\theta} E_{2m} \left(\frac{\cos \omega_1 t - \cos \theta}{R} \right) d\omega_1 t = \frac{pE_{2m}}{\pi R} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (3.24)$$

После подстановки в это выражение $E_{2m} = U_0 / \cos \theta$ получим уравнение связи угла отсечки θ с параметрами выпрямителя:

$$\frac{I_0 \pi R}{p U_0} = \frac{\pi R}{p R_n} = \operatorname{tg} \theta - \theta = A. \quad (3.25)$$

Зависимость коэффициента A от угла θ приведена на рис. 3.15,а.

Так как все параметры выпрямителя, подлежащие расчету, зависят от угла отсечки θ , то они также зависят и от коэффициента A . Выбрав схему выпрямления, т.е. зная число фаз выпрямления p и, задавшись величиной R , по заданным выходным параметрам выпрямителя U_0 и I_0 можно определить значение коэффициента A .

Действующее значение ЭДС фазы вторичной обмотки трансформатора

$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{U_0}{\sqrt{2} \cos \theta} = B U_0. \quad (3.26)$$

Зависимость коэффициента B от A приведена на рис. 3.15,б.

Для схемы рис. 3.14,а среднее значение тока фазы вторичной обмотки трансформатора I_{2cp} и среднее значение тока диода I_{VDcp} равны:

$$I_{2cp} = I_{VDcp} = 0,5 I_0.$$

Действующее значение тока фазы вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = \sqrt{\frac{n}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_0^2 d\omega_1 t} = \frac{E_{2m}}{R} \sqrt{\frac{n}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos \omega_1 t - \cos \theta)^2 d\omega_1 t} = \frac{\sqrt{n} I_0}{p} D, \quad (3.27)$$

где

$$D = \frac{1}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \sqrt{\pi \int_0^{\theta} (\cos \omega_1 t - \cos \theta)^2 d\omega_1 t} =$$

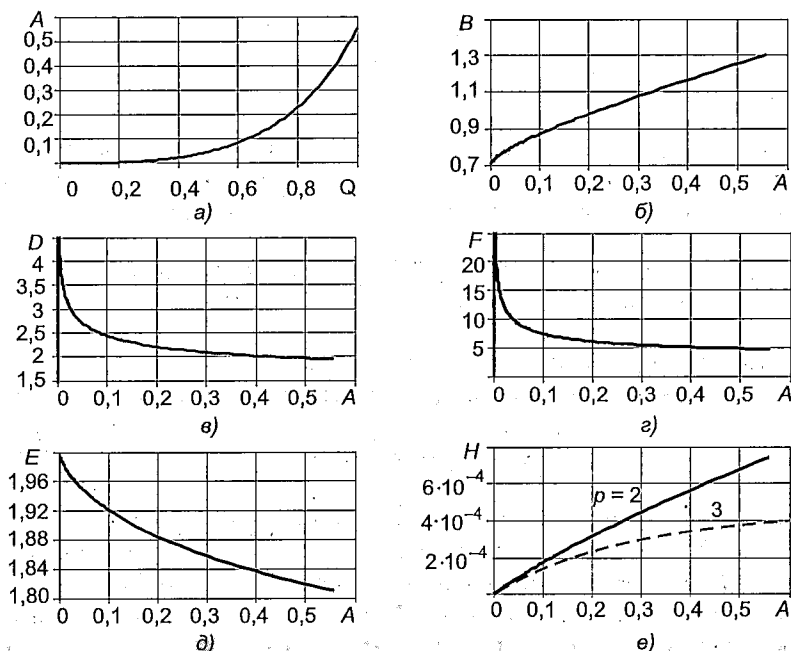


Рис. 3.15. Зависимости расчетных коэффициентов $A = f(\theta)$ (а), $B = f(A)$ (б), $D = f(A)$ (в), $F = f(A)$ (г), $E = f(A)$ (д) и $H = f(A)$ (е)

$$= \frac{1}{\sin(\theta) - \theta \cos(\theta)} \sqrt{\pi \left(\frac{1}{2} \theta - \frac{3}{2} \cos(\theta) \sin(\theta) - \theta \cos(\theta)^2 \right)},$$

n — число тактов работы вторичной обмотки (фазы вторичной обмотки) на интервале периода изменения напряжения питающей сети.

Выражение (3.27) справедливо для действующего значения тока диода I_{VD} при $n = 1$.

Зависимость коэффициента D от A приведена на рис. 3.15, в.

Амплитудное значение тока фазы вторичной обмотки трансформатора, равное амплитудному значению тока диода,

$$I_{2m} = I_{VDm} = \frac{E_{2m}}{R} (1 - \cos \theta) = \frac{I_0}{p} F, \quad (3.28)$$

где $F = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta}$.

Зависимость коэффициента F от A приведена на рис. 3.15, г.

Как видно из рис. 3.15, в и г, с уменьшением угла отсечки θ , а следовательно, и значения коэффициента A (при одном и том же

значении тока I_0) действующее и амплитудное значения токов фазы вторичной обмотки трансформатора и диода увеличиваются. Увеличение действующего значения тока вторичной, а следовательно, и первичной обмотки трансформатора (рис. 3.14,б) приводит к увеличению габаритной мощности трансформатора. Кроме того, с увеличением действующего значения токов I_2 , I_1 , I_{VD} увеличиваются потери мощности в трансформаторе и диодах, т.е. уменьшается КПД η выпрямителя.

Для схемы рис. 3.14,а

$$\begin{aligned} S_{T2} &= m_2 E_2 I_2 = 2BU_0 \frac{\sqrt{1}I_0}{2} D = P_0 BD, \\ S_{T1} &= m_1 U_1 I_1 = \frac{E_2}{n_{21}} \frac{\sqrt{2}n_{21}I_0}{2} D = \frac{P_0 BD}{\sqrt{2}}, \\ S_T &= \frac{S_{T1} + S_{T2}}{2} = 0,85 P_0 BD. \end{aligned}$$

Активная мощность, потребляемая выпрямителем от сети, определяется суммой мощности, выделяемой в нагрузке ($P_0 = I_0^2 R_n$) и мощности потерь в резисторах R (ΔP_R). Для схемы рис. 3.14,а мощность потерь в резисторах R можно представить в виде

$$\Delta P_R = 2(I_2^2 R) = 2 \left(\frac{I_0}{2} D \right)^2 R.$$

Следовательно, выражение для КПД схемы рис. 3.14,а можно представить в следующем виде:

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + \Delta P_R} = \left(1 + \frac{D^2}{2} \frac{R}{R_n} \right)^{-1}.$$

Активную мощность P_1 , потребляемую выпрямителем от сети переменного тока, можно также представить как произведение действующего значения напряжения сети U_1 на действующее значение первой гармонической кривой тока i_1 первичной обмотки трансформатора. Выражение для действующего значения $I_{1(1)}$ первой гармонической тока i_1 можно представить (по формуле разложения в ряд Фурье четной функции) в следующем виде:

$$I_{1(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \frac{n_{21} E_{2m}}{R} \int_{-\theta}^{+\theta} (\cos \omega_1 t - \cos \theta) \cos \omega_1 t d\omega_1 t \right] = \frac{n_{21} I_0}{\sqrt{2} p} E, \quad (3.29)$$

где

$$E = 2 \frac{1}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \int_0^\theta (\cos \omega_1 t - \cos \theta) d\omega_1 t = \frac{\theta - \cos \theta \sin \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}.$$

Коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_1}{S_{T1}} = \frac{E}{2D}.$$

Приняв во внимание, что сопротивление параллельной цепи, составленной из сопротивления нагрузки и фильтрового конденсатора, для переменных составляющих тока $i_0(t)$ определяется конденсатором, найдем значение амплитуды первой гармоники пульсаций выходного напряжения $U_{0m(1)}$ как произведение амплитуды первой гармоники тока $I_{0m(1)}$ на сопротивление $x_c = 1/(\omega_{п1}C) = 1/(p\omega_1C)$, где C — емкость конденсатора:

$$U_{0m(1)} = I_{0m(1)} \frac{1}{p\omega_1 C}, \quad (3.30)$$

где

$$I_{0m(1)} = \frac{p}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{E_{2m}}{R} (\cos \omega_1 t - \cos \theta) \cos p\omega_1 t d\omega_1 t.$$

Коэффициент пульсации по первой гармонике

$$K_{п(1)} = \frac{U_{0m(1)}}{U_0} = \frac{H}{RC}, \quad (3.31)$$

где

$$\begin{aligned} H &= \frac{2}{\pi \omega_1 \cos \theta} \int_0^\theta (\cos \omega_1 t - \cos \theta) \cos p\omega_1 t d\omega_1 t = \\ &= \frac{2}{\pi \omega_1 \cos(\theta)} \frac{\sin(\theta p) \cos \theta - p \cos(\theta p) \sin \theta}{(p^2 - 1)p}. \end{aligned}$$

Зависимости коэффициента H от A для случая $p = 2$ и 3 приведены на рис. 3.15, е.

Внешняя характеристика выпрямителя представляет собой зависимость выходного напряжения U_0 от тока нагрузки I_0 при неизменном значении напряжения источника питания U_1 . Эта характеристика может быть получена из уравнений (3.24), (3.25) и (3.26), связанных общим параметром θ . Так как $U_0/E_{2m} = \cos \theta$, а $I_0 R/(pE_{2m}) = A \cos \theta/\pi = \gamma_0$, то зависимость $\cos \theta = f(\gamma_0)$ в определенном масштабе представляет собой внешнюю характеристику выпрямителя. Зависимость $\cos \theta = f(\gamma_0)$ представлена на рис. 3.16. Для того чтобы

перейти к реальной внешней характеристике, необходимо ординаты кривой рис. 3.16 умножить на E_{2m} , а ее абсциссы — на pE_{2m}/R .

Для получения напряжений U_0 на выходе выпрямителя от единиц до нескольких десятков киловольт при малых токах нагрузки (от долей до нескольких десятков миллиампер) широкое применение находят схемы умножения напряжения. Схемы умножения напряжения строятся на базе простых схем выпрямления, работающих на емкостную нагрузку и использующих один общий относительно низковольтный трансформатор. Высокое напряжение на выходе схем умножения получается за счет последовательного соединения относительно нагрузки выходных конденсаторов простых схем выпрямления. На рис. 3.17,а приведена схема удвоения напряжения (схема Латура), применяющаяся для получения напряжений в несколько киловольт при токах нагрузки до нескольких десятков миллиампер. Схема представляет собой два однополупериодных выпрямителя, выходные конденсаторы которых ($C1$, $C2$) соединены относительно нагрузки R_n последовательно. На интервале полупериода когда ЭДС e_2 , направленная снизу вверх, как показано на рис. 3.17,а, больше напряжения на конденсаторе $C1$ осуществляется подзаряд этого конденсатора и передача

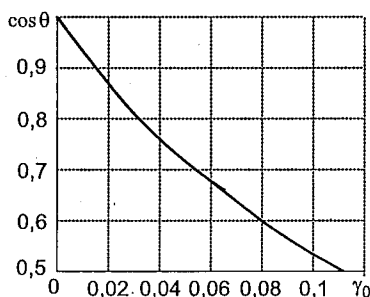


Рис. 3.16. Обобщенная внешняя характеристика выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку

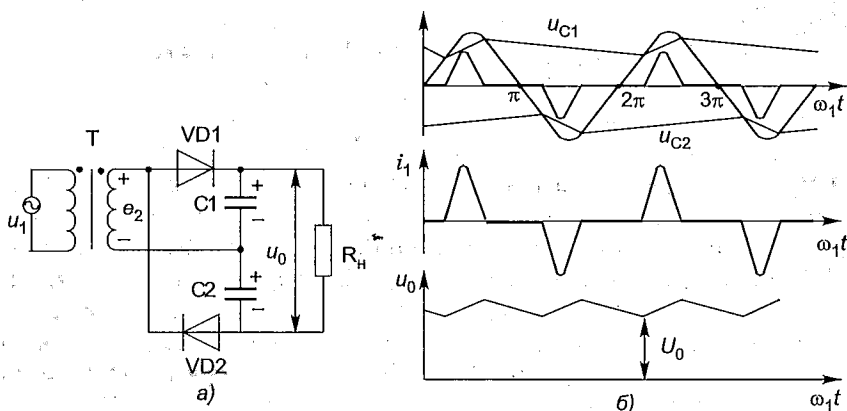


Рис. 3.17. Схема удвоения напряжения (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б)

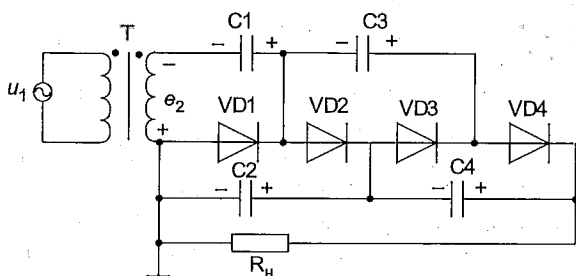


Рис. 3.18. Схема умножения напряжения

энергии в нагрузку по цепи: диод VD1 — нагрузка R_n — конденсатор C2 — вторичная обмотка трансформатора Т. На интервале следующего полупериода будет осуществляться подзаряд конденсатора C2 и передача энергии в нагрузку по цепи: конденсатор C1 — нагрузка R_n — диод VD2 — вторичная обмотка трансформатора Т. На интервалах обоих полупериодов, когда ни один из диодов не открыт, ток нагрузки поддерживается за счет разряда конденсаторов C1 и C2. Временные диаграммы напряжений на конденсаторах C1, C2 (u_{C1} , u_{C2}), токов вторичной и первичной обмоток трансформатора (i_2 , i_1), а также напряжения u_0 на нагрузке показаны на рис. 3.17,б. Как видно из кривой u_0 , напряжение на нагрузке, равное в любой момент сумме мгновенных значений напряжения на конденсаторах C1 и C2, изменяется с частотой в два раза выше частоты тока питающей сети, т.е. для данной схемы число фаз выпрямления $p = 2$.

На рис. 3.18 приведена схема умножения напряжения, представляющая собой каскадное соединение схем удвоения напряжения. Первый каскад удвоения напряжения выполнен на конденсаторах C1, C2 и диодах VD1, VD2. Второй каскад удвоения напряжения выполнен на конденсаторах C3, C4 и диодах VD3, VD4. Действительно, в установившемся режиме работы схемы при $R_n \rightarrow \infty$ в полупериод когда ЭДС e_2 направлена сверху вниз (как показано на рис. 3.18) конденсатор C1 подзарядается до напряжения близкого к E_{2m} . В следующий полупериод конденсатор C2 будет подзарядаться до напряжения, равного сумме напряжения на конденсаторе C1 и ЭДС E_{2m} , т.е. до напряжения, близкого к $2E_{2m}$. Одновременно с подзарядом верхнего конденсатора C1 первого каскада удвоения осуществляется и подзаряд верхнего конденсатора C3 следующего каскада удвоения напряжения через открытые диоды VD3, VD1. Причем конденсатор C3 получает на этом полупериоде заряд от конденсатора C2 и подзарядается до напряжения, близкого к $2E_{2m}$. На интервале полупериода, когда осуществляется подзаряд нижнего конденсатора C2

первого каскада, также происходит подзаряд нижнего конденсатора С4 второго каскада. При этом конденсатор С4 получает заряд от конденсатора С3 и подзаряжается также до напряжения, близкого к $2E_{2m}$. Следовательно, при подключении R_n к нижним конденсаторам среднее значение напряжения U_0 окажется близким к $2(2E_{2m})$. В общем случае, если схема содержит n каскадов удвоения, то суммарное напряжение на нижних конденсаторах U_0 при $R_n \rightarrow \infty$ будет близко к $n(2E_{2m})$. Однако следует иметь в виду, что при равенстве емкостей конденсаторов, входящих в состав схемы умножения, пульсация напряжения на отдельных конденсаторах реального выпрямителя будет тем больше, чем ближе конденсатор к началу схемы (к трансформатору Т). Действительно, за период T_1 изменения напряжения питания сети нижний конденсатор последнего каскада удвоения отдает в нагрузку заряд, равный $I_0 T_1$, тогда как нижний конденсатор предпоследнего каскада отдает заряд $I_0 T_1$ в нагрузку и передает заряд, равный $I_0 T_1$ верхнему конденсатору последнего каскада удвоения. В общем случае нижний конденсатор k -го каскада удвоения за период отдает заряд ΔQ_k , равный $I_0 T_1 (n - k + 1)$. Следовательно, размах пульсаций напряжения на k -м нижнем конденсаторе схемы, равный $\Delta Q_k / C_k$ (C_k — емкость конденсатора k -го каскада удвоения) будет тем больше, чем ближе каскад удвоения к началу схемы. При одинаковом значении емкости всех конденсаторов схемы выражение для размаха пульсаций напряжения на нагрузке можно представить в следующем виде:

$$\Delta U_0 = \frac{I_0 T_1}{C} \frac{n^2 + n}{2}.$$

Причем частота первой гармоники пульсаций равна частоте изменения тока питающей сети.

Недостатком схемы данной схемы (и всех других схем) умножения является также сильная зависимость среднего значения выходного напряжения U_0 от тока нагрузки, тем большая, чем больше число каскадов удвоения. Поэтому на практике число каскадов удвоения обычно меньше пяти. Схема находит применение для питания анодов электронно-лучевых трубок при токах нагрузки менее 1 мА.

Глава 4

Сглаживающие фильтры

Качество выходного напряжения известных схем выпрямления не удовлетворяет требованиям, предъявляемым аппаратурой телекоммуникации и информатики по критерию пульсаций или допустимому уровню переменных составляющих. Для получения необходимого качества выпрямленного напряжения на выходе вентильного звена включают специальное звено, «сглаживающее» пульсации. Частными случаями сглаживания являются работа выпрямителя на емкостную или индуктивную нагрузку. Смысл эффекта сглаживания состоит в том, что величина постоянной составляющей на выходе сглаживающей цепи значительно больше, чем амплитуда переменной составляющей. В терминах электротехники это означает, что коэффициент передачи цепи подключенной к выходу схемы выпрямления по постоянному току значительно больше, чем по переменному току. В общем случае сглаживающее звено является фильтром нижних частот (ФНЧ). Задачей сглаживающего фильтра является передача с минимальными потерями постоянной составляющей его входного напряжения и ослабление переменных составляющих до приемлемого уровня. В отличие от сигнальных (слаботочных) фильтров, сглаживающие ФНЧ связаны с передачей электрической энергии, поэтому в технике электропитания получили распространение фильтры с относительно простой структурой.

Специфическими параметрами, определяющими качество таких фильтров, являются коэффициент фильтрации на n -й гармонике частоты пульсаций $\omega_n - k_f(n)$ и коэффициент сглаживания пульсаций по этой гармонике $q(n)$. Первый коэффициент показывает, во сколько раз амплитуда n -й гармоники напряжения на выходе фильтра меньше, чем на его входе. По существу это величина обратная модулю коэффициента передачи фильтра. Коэффициент сглаживания пульсаций показывает, во сколько раз коэффициент пульсаций

по заданной гармонике на выходе фильтра меньше коэффициента пульсаций по этой гармонике на входе фильтра.

По принципу действия сглаживающие фильтры подразделяют на активные и пассивные фильтры.

Активные сглаживающие фильтры являются схемами с частотно зависимой обратной связью и могут рассматриваться как частный случай линейных стабилизаторов, работа которых будет обсуждена в следующих главах.

Пассивные фильтры используют для сглаживания пульсаций инерционные элементы: конденсаторы, дроссели или их комбинацию. По этому критерию их подразделяют на RC-фильтры и LC-фильтры.

4.1. Сглаживающие RC-фильтры

Схема однозвенного сглаживающего RC-фильтра показана на рис. 4.1а. Сопротивление гасящего резистора R и эквивалентное сопротивление нагрузки (сопротивление параллельно включенных R_H и C) образуют делитель напряжения. Чем выше частота гармоники входного напряжения, тем меньше для этой гармоники сопротивление нижнего плеча делителя, т.е. тем меньшая часть входного напряжения выделяется на нем. Коэффициент фильтрации $k_\Phi(n)$ на частоте $n\omega_H$ и коэффициент фильтрации постоянной составляющей $k_\Phi(0)$ этого фильтра соответственно равны:

$$k_\Phi(n) = \sqrt{\left(1 + \frac{R}{R_H}\right)^2 + (n\omega_H RC)^2}; \quad k_\Phi(0) = 1 + \frac{R}{R_H}. \quad (4.1)$$

Частотозависимый член под корнем обычно значительно больше первого члена, тогда формулу можно представить как отношение сопротивления гасящего резистора к сопротивлению конденсатора для частоты соответствующей гармоники:

$$k_\Phi(n) = n\omega_H RC = R/X_C(n).$$

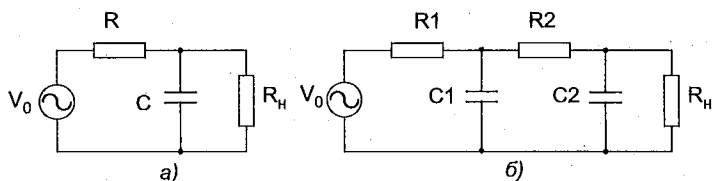


Рис. 4.1. Схемы сглаживающих RC-фильтров

Коэффициент сглаживания по n -й гармонике частоты пульсаций ω_n

$$q(n) = \sqrt{1 + \left(\frac{n\omega_n C}{1/R + 1/R_n} \right)^2}. \quad (4.2)$$

Если сопротивление нагрузки много больше сопротивления гасящего резистора, а коэффициент фильтрации много больше единицы, то $q(n) \approx k_F(n)$.

Из этих формул следует:

- постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра меньше, чем на входе. Причем тем меньше, чем меньше сопротивление нагрузки по отношению к сопротивлению гасящего резистора;
- степень уменьшения переменной составляющей больше, чем степень уменьшения постоянной составляющей, т.е. эффект сглаживания присутствует.

Недостатки таких фильтров очевидны:

- постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра меньше, чем на входе;
- низкий КПД за счет потери активной мощности в гасящем резисторе R ;
- коэффициент фильтрации асимптотически возрастает пропорционально только первой степени номера гармоники.

Кроме того, выпрямители с RC-фильтрами работают в режиме разрывных токов, поэтому им свойственны недостатки, присущие работе выпрямителей на нагрузку емкостного характера, т.е. относительно большая величина внутреннего сопротивления и действующих значений токов через электрические вентили. Достоинство — в простоте фильтра.

Для увеличения коэффициента сглаживания пульсаций можно использовать каскадное соединение звеньев фильтров (рис. 4.1,б). В этом случае коэффициент сглаживания примерно равен произведению коэффициентов сглаживания каждого из звеньев, а КПД равен произведению КПД звеньев.

Из-за низкого КПД такие фильтры неразумно использовать в мощных выпрямителях. Они находят применение в системах управления и индикации систем электропитания.

4.2. Сглаживающие LC-фильтры

Для мощных выпрямителей обычно используют Г-образные сглаживающие LC-фильтры (рис. 4.2). Эффект сглаживания в та-

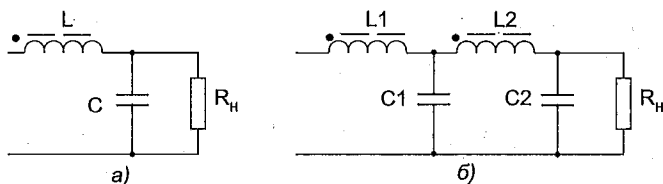


Рис. 4.2. Сглаживающие LC-фильтры

ких фильтрах достигается за счет использования двух инерционных элементов: дросселя и конденсатора. ЭДС самоиндукции дросселя препятствует изменению тока, протекающего через него, а напряжение на конденсаторе не может измениться мгновенно.

В LC-фильтрах потери мощности в основном определяются только активным сопротивлением проводов обмоток дросселей. Если пренебречь сопротивлением провода обмотки, то для однозвенного LC-фильтра коэффициент передачи по постоянной составляющей будет равен 1, т.е. средние значения напряжений на входе и выходе фильтра равны. По этому для идеальных LC-фильтров коэффициент фильтрации совпадает с коэффициентом сглаживания пульсаций и для однозвенного фильтра

$$q(n) = k_{\Phi}(n) = \sqrt{[1 - (n\omega_{\Pi})^2 LC]^2 + \left(n\omega_{\Pi} \frac{L}{R_{\Pi}}\right)^2}. \quad (4.3)$$

Если собственная частота фильтра $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ значительно меньше частоты пульсаций ω_{Π} , а сопротивление конденсатора на этой частоте значительно меньше сопротивления нагрузки, то формула (4.3) упрощается:

$$q(n) = k_{\Phi}(n) = n^2(\omega_{\Pi}/\omega_0)^2. \quad (4.4)$$

Если учесть, что амплитуда гармоник на выходе вентильного блока асимптотически убывает пропорционально квадрату номера гармоники и коэффициент фильтрации асимптотически возрастает пропорционально квадрату номера гармоники, то можно прийти к выводу, что амплитуда гармоник выходного напряжения убывает пропорционально четвертой степени номера гармоники. Поэтому напряжение на выходе выпрямителя с LC-фильтром и ток дросселя фильтра практически являются суммой только постоянной составляющей и первой гармоники пульсаций, остальными гармониками можно пренебречь. В качестве примера на рис. 4.3 приведен спектральный состав напряжения на выходе трехфазного мостового выпрямителя с LC-фильтром. Из рисунка видно, что вторая гармоника выходного

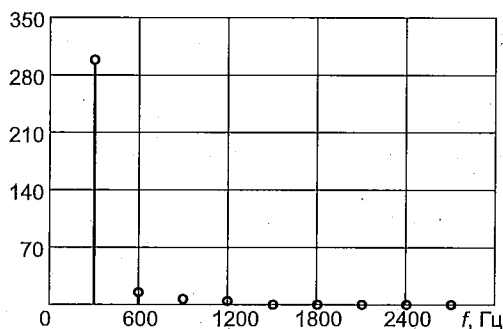


Рис. 4.3. Спектральный состав напряжения на выходе трехфазного мостового выпрямителя с LC-фильтром

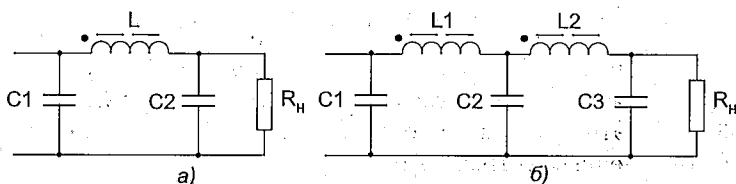


Рис. 4.4. Примеры П-образных сглаживающих фильтров

напряжения более чем в 10 раз меньше первой гармоники, а остальные практически отсутствуют.

Для увеличения коэффициента сглаживания пульсаций можно использовать каскадное соединение фильтров (рис. 4.2, б). Общий коэффициент сглаживания примерно равен произведению коэффициентов сглаживания каждого звена, а КПД равен произведению КПД звеньев.

П-образные LC-фильтры (рис. 4.4) используют редко, так как для вентильного блока они являются нагрузкой емкостного характера и не могут обеспечить режим непрерывных токов.

Иногда для сглаживания пульсаций используют LC-фильтры с режекторными звеньями (рис. 4.5). Теоретически такие фильтры могут обеспечить нулевой коэффициент передачи на заданной частоте, например на частоте первой гармоники пульсаций. В этом случае коэффициент пульсаций по первой гармонике можно (теоретически) сделать равным нулю. С этой целью в схеме на рис. 4.5, а необходимо параллельный контур, образованный дросселем L и конденсатором $C1$, настроить на частоту первой гармоники пульсаций. Если не учитывать активное сопротивление дросселя, то сопротивление контура на частоте резонанса (на частоте пульсаций) будет равно бесконечности, а коэффициент передачи равен нулю. Используя каскадное

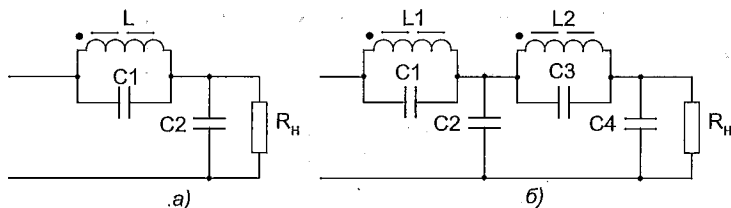


Рис. 4.5. Примеры сглаживающих фильтров с режекторными звеньями

соединение двух подобных звеньев (рис. 4.5, б) можно подавить вторую гармонику пульсаций, трех — третью и т.д.

Преимущества таких фильтров можно реализовать в том случае, когда частота сети постоянна, а параметры элементов фильтра не изменяются со временем. На практике частота сети (поэтому и пульсаций) может отклоняться от теоретической, а элементы стареют и их реальные значения не совпадают с номинальными значениями. Кроме того, каждое звено такого фильтра требует индивидуальной настройки. По этим причинам подобные фильтры не находят применения в современных устройствах электропитания.

4.3. Переходные процессы в сглаживающих LC-фильтрах

Звенья LC-фильтров относятся к резонансным цепям, поэтому при изменении входного воздействия или нагрузки в них возникают переходные процессы колебательного характера.

Строгое исследование переходных процессов в выпрямителях очень сложно, так как они относятся к нелинейным инерционным системам и для их исследования необходимо решать системы интегральных уравнений. По этой причине целесообразно упростить задачу. Обычно исследуют переходные процессы не в выпрямителе в целом, а только в сглаживающем фильтре (его переходные характеристики), предполагая, что на вход фильтра скачком подают постоянное напряжение, а ток, потребляемый нагрузкой, также изменяется скачкообразно. Это значительно упрощает исследование, а главные его результаты близки к реальной действительности. Для примера на рис. 4.6 показаны процесс установления нормированного относительно постоянной составляющей выходного напряжения в модели мостового трехфазного выпрямителя с однозвенным сглаживающим фильтром (сплошная линия) и процесс установления выходного напряжения в его сглаживающем фильтре при скачкообразном подключении к его входу постоянного напряжения (пунктирная линия). Фильтр имеет следующие параметры: $L = 1,538$ мГн,

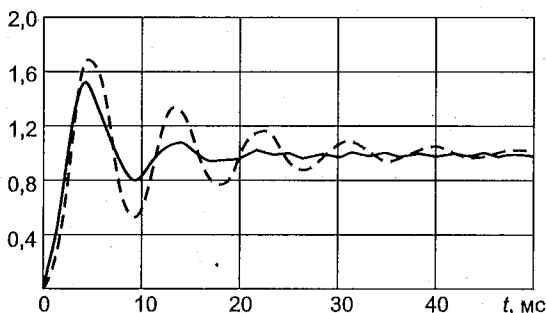


Рис. 4.6. Процесс установления напряжения на выходе мостового трехфазного выпрямителя (сплошная линия) и процесс установления напряжения на выходе сглаживающего фильтра этого выпрямителя (пунктирная линия) при скачкообразном изменении входного напряжения фильтра

$C = 1226 \text{ мкФ}$, $R_n = 5 \text{ Ом}$. Из рисунка видно, что относительная амплитуда выбросов и провалов выходного напряжения для всего выпрямителя несколько меньше, чем для переходной характеристики фильтра. Т.е. результаты, полученные при решении упрощенной задачи, можно рассматривать как оценку сверху (наихудший случай).

Относительная величина выбросов и провалов напряжения или тока определяется характеристическим сопротивлением ρ , собственной частотой ω_0 и добротностью Q звена фильтра. Для однозвенного фильтра (рис. 4.2, а) эти величины равны:

$$\rho = \sqrt{L/C}; \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC}; \quad Q = R_n/\rho. \quad (4.5)$$

Нормированная относительно установившегося значения выходного напряжения переходная характеристика (отклик на скачок входного напряжения единичной амплитуды) однозвенного Г-образного LC-фильтра

$$\begin{aligned} h(t, Q, \omega_0) = \\ = 1 - \exp\left(\frac{-\omega_0 t}{2Q}\right) \left[\cos\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right) + \frac{\sin\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right)}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \right]. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Если добротность $Q \geq 2$, то, используя нормированное время $x = \omega_0 t$, эту формулу можно упростить:

$$h(t, Q, \omega_0) = 1 - \exp\left(\frac{-x}{2Q}\right) \left(\cos x + \frac{\sin x}{2Q} \right).$$

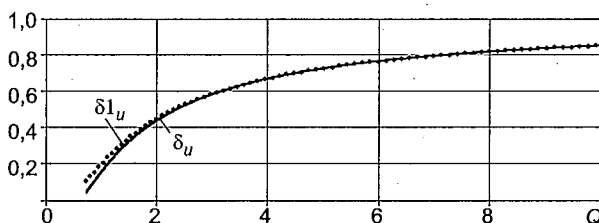


Рис. 4.7. Зависимость относительной величины выброса переходной характеристики звена сглаживающего фильтра от добротности Q

Выброс переходной характеристики соответствует моменту времени

$$t_{\max}(Q, \omega_0) = \frac{2\pi Q}{(\sqrt{4Q^2 - 1})\omega_0}. \quad (4.7)$$

Если добротность $Q \geq 2$, то $x_{\max} = \omega_0 t_{\max}$ близко к π .
Относительная амплитуда выброса

$$\delta_u(Q) = \frac{U_{\text{н max}} - U_{\text{н ном}}}{U_{\text{н ном}}} = \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2 - 1}}\right), \quad (4.8)$$

где $U_{\text{н max}}$ — максимальное значение напряжения, $U_{\text{н ном}}$ — установившееся значение напряжения.

Если добротность $Q \geq 2$, то относительная амплитуда выброса практически равна

$$\delta 1_u(Q) = \exp\left(\frac{-\pi}{2Q}\right),$$

Графики этих зависимостей от добротности звена показаны на рис. 4.7. Из графика видно, что при добротности звена $Q = 2$ выброс уже более чем на 40 % превышает величину номинального напряжения на выходе фильтра.

При включении выпрямителя в сеть выбросы и провалы характерны не только для процесса установления выходного напряжения, но и для процесса установления тока дросселя. Ток дросселя протекает через диоды схемы выпрямления, поэтому выброс тока дросселя соответствует такому же выбросу тока в одном из диодов схемы выпрямления и может вывести его из строя.

Зависимость нормированного значения тока дросселя $\frac{I_{\text{др}}(x)R_{\text{н}}}{U_{\text{вх}}}$ ($U_{\text{вх}}$ — амплитуда скачка входного напряжения) от нормированного времени x (переходная характеристика тока дросселя) однозвенного

LC-фильтра имеет следующий вид:

$$h(x, Q) = 1 - \exp(-x/2Q) \times \\ \times \left[\cos \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \cdot x \right) + \frac{(1 - 2Q^2) \sin \left(\sqrt{1 - 1/(4Q^2)} \cdot x \right)}{2Q \sqrt{1 - 1/(4Q^2)}} \right]. \quad (4.9)$$

Если добротность $Q \geq 2$, то эту формулу можно упростить:

$$h(x, Q) = 1 - \exp \left(\frac{-x}{2Q} \right) (\cos x - Q \sin x).$$

Выброс соответствует моменту времени

$$x_{\max} = \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 - 1}} (\pi - \operatorname{atan}(\sqrt{4Q^2 - 1})). \quad (4.10)$$

Для значений $Q \geq 2$ выражение для x_{\max} упрощается и принимает следующий вид:

$$x_{\max} = \pi - \operatorname{atan}(2Q).$$

В этих формулах для функции обратного тангенса использовано обозначение atan , принятое в мировой литературе.

Относительная величина выброса тока

$$\delta_I(Q) = \left[-Q \cos \left(\frac{\pi \sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \right) - \frac{Q}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \sin \left(\frac{\pi \sqrt{4Q^2 - 1}}{2Q} \right) \right] \times \\ \times \exp \left[-\frac{\pi}{2Q} + \frac{\operatorname{atan}(\sqrt{4Q^2 - 1})}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \right].$$

Для значений $Q \geq 2$ это выражение может быть существенно упрощено и представлено в виде (4.11)

$$\delta I_I(Q) = 0,996Q - 0,738. \quad (4.11)$$

Графики, рассчитанные по точной и приближенной формуле (4.11) представлены на рис. 4.8. Из рисунка видно, что практически во всем диапазоне изменения добротности результаты расчета по упрощенной формуле (4.11) полностью совпадают с результатами расчета по точной формуле. Кроме того, видно, что выброс тока дросселя может в несколько раз превосходить установившееся значение этого тока.

Переходные процессы возникают и при изменении тока нагрузки. Если изменение тока имеет импульсный характер, то на нагрузке

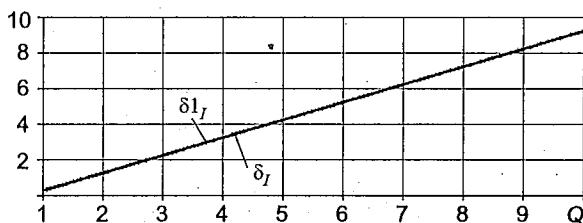


Рис. 4.8. Зависимость величины относительного выброса тока дросселя от добротности звена сглаживающего LC-фильтра

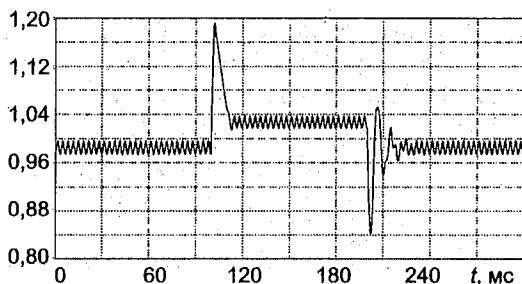


Рис. 4.9. Изменение выходного напряжения выпрямителя при импульсном изменении тока нагрузки

наблюдается колебательный процесс установления выходного напряжения, т.е. имеют место выбросы и провалы напряжения. На рис. 4.9 показан пример относительного изменения выходного напряжения в переходном режиме, возникающего при импульсном изменении тока нагрузки на выходе сглаживающего фильтра трехфазного мостового выпрямителя. Параметры элементов фильтра те же, что и в предыдущем примере. Пик напряжения соответствует уменьшению тока нагрузки в 10 раз (сброс нагрузки), а провал — возврату к прежнему значению тока нагрузки (наброс нагрузки).

Изменение тока нагрузки приводит к изменению сопротивления нагрузки и добротности фильтра. Введем следующие обозначения: Q_1 — добротность фильтра до изменения тока, Q_2 — добротность фильтра после изменения тока. Для фильтра (см. рис. 4.2, а), нормированное относительно установившегося значения, выходное напряжение фильтра после скачкообразного изменения тока нагрузки

$$h(t, \omega_0, Q_2) = 1 - \frac{(1 - k_I) \sin \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q_2^2}} \omega_0 t \right)}{Q_2 \sqrt{1 - 1/(4Q_2^2)}} \exp \left(\frac{-\omega_0 t}{2Q_2} \right), \quad (4.12)$$

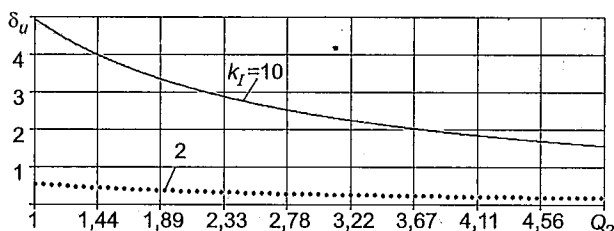


Рис. 4.10. Зависимость относительного выброса напряжения на нагрузке от добротности фильтра при изменении тока нагрузки

где $k_I = I_1/I_2$ — отношение тока нагрузки до изменения к току нагрузки после изменения (кратность изменения тока), если $k_I < 1$, ток нагрузки возрастает, если $k_I > 1$, ток нагрузки уменьшается. Максимальный выброс или провал будет в момент времени равный:

$$t_{\max}(Q_2) = \frac{2Q_2 \operatorname{atan}(\sqrt{4Q_2^2 - 1})}{\omega_0 \sqrt{4Q_2^2 - 1}}. \quad (4.13)$$

Относительная величина максимального выброса или провала

$$\delta_{uI}(Q_2, k_I) = -\frac{1 - k_I}{Q_2} \exp \left[\frac{-\operatorname{atan}(\sqrt{4Q_2^2 - 1})}{\sqrt{4Q_2^2 - 1}} \right], \quad (4.14)$$

Эту формулу можно упростить, если пренебречь единицами в скобках экспоненты:

$$\delta_{uI}(Q_2, k_I) = \frac{k_I - 1}{Q_2} \exp \left[-\frac{\operatorname{atan}(2Q_2)}{2Q_2} \right].$$

Например, ток нагрузки скачком уменьшается в 10 раз ($k_I = 10$) и добротность фильтра становится равной 20, тогда максимальный выброс выходного напряжения составит $\delta_{uI} = 0,443$. Если происходит обратный процесс и ток нагрузки возрастает до прежнего значения ($k_I = 0,1$, $Q_1 = 2$), то максимальный относительный провал будет равен $\delta_{uI} = -0,32$.

При полном сбросе нагрузки сопротивление нагрузки становится равным бесконечности. Величина выброса будет обратно пропорциональна добротности фильтра до сброса нагрузки и будет равна $\delta_{uI\infty} = 1/Q_1 = R_1/\rho = U_{\text{вх}}/(I_{\text{н1}}\rho)$, где R_1 — сопротивление нагрузки до ее сброса.

Приведенный в этом разделе анализ не учитывает активное сопротивление дросселя фильтра. Такой учет возможен, но приводит к резкому усложнению всех формул. На практике эквивалентное

активное сопротивление дросселя по сравнению с его индуктивным сопротивлением и сопротивлением нагрузки мало и его учет, чаще всего не имеет практического смысла.

Переходные процессы в многозвенных фильтрах аналогичны процессам в однозвенных фильтрах. Теоретический анализ этих процессов требует большого объема математических вычислений. Однозвенный LC-фильтр является звеном второго порядка, двухзвенный — четвертого порядка и т.д. Сложность анализа таких цепей экспоненциально растет с ростом числа звеньев, а результаты анализа не менее сложно интерпретировать. На наш взгляд, в рамках учебника рассматривать эти вопросы нецелесообразно.

Периодическое изменение тока нагрузки вызывает периодическое возмущение выходного напряжения, причем наибольшие отклонения следует ожидать при совпадении частоты возмущения с собственной (резонансной) частотой сглаживающего фильтра. Возбуждаемое при этом переменное напряжение на выходных зажимах фильтра представляет так называемую вынужденную составляющую пульсаций напряжения выпрямителя. Для ее оценки воспользуемся приближенным методом гармонической линеаризации. Для этой цели необходимо знать выходное сопротивление выпрямителя на частоте резонанса (ω_0) и соответствующее этой частоте значение амплитуды гармоники импульсного тока потребления.

В соответствии со схемой замещения выпрямителя рис. 4.11,а величина его выходного сопротивления определяется резонансным сопротивлением фильтра $Z_\Phi(\omega_0)$ и параллельно включенным усредненным сопротивлением нагрузки $R_{н\text{ ср}}$ (соответствующим току $I_{0\text{ ср}}$):

$$Z_\Phi(\omega_0) = \sqrt{\frac{\rho^4}{R_B^2} + \rho^2} \approx \frac{\rho^2}{R_B} = \frac{L}{CR_B}; \quad (4.15)$$

$$Z_B(\omega_0) = R_{н\text{ ср}} / (1 + R_{н\text{ ср}} R_B / \rho^2).$$

При прямоугольной форме импульсов тока (рис. 4.12) с высотой

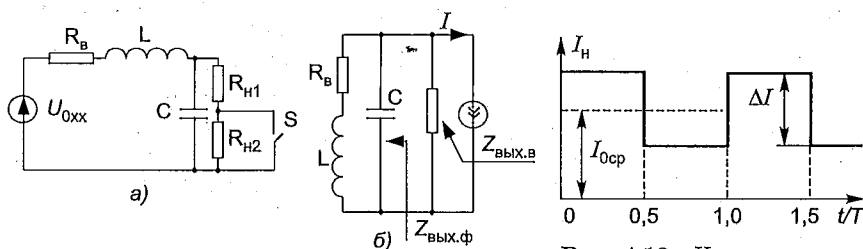


Рис. 4.11. Эквивалентные схемы выпрямителя

Рис. 4.12. Импульсное изменение тока нагрузки

ΔI и относительной длительностью γ амплитуда первой гармоники тока вычисляется по формуле

$$I_m = \frac{2\Delta I}{\pi} \sin(\pi\gamma). \quad (4.16)$$

С учетом (4.15) и (4.16) получим уравнения для амплитуды напряжения вынужденных пульсаций и коэффициента пульсаций:

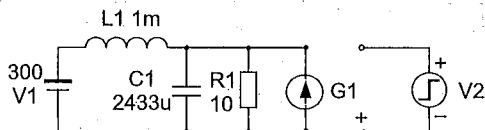
$$U_m(\omega_0) = \frac{2\Delta I R_{н\text{ ср}} \sin(\pi\gamma)}{\pi(1 + R_{н\text{ ср}} R_B / \rho^2)} \approx 2\Delta I \sin(\pi\gamma) \frac{R_{н\text{ ср}}}{\pi}; \quad (4.17)$$

$$K_{\pi} \approx \frac{2\Delta I}{\pi I_{0\text{ ср}}} \sin(\pi\gamma). \quad (4.18)$$

Как следует из полученных выражений, вынужденные пульсации пропорциональны величине относительного изменения тока нагрузки. Если, например, среднее значение тока нагрузки равно 30 А, изменение тока нагрузки составляет 6 А, индуктивность фильтра 1 мГн, емкость конденсатора равна 2533 мкФ, а относительная длительность импульса $\gamma = 0,5$, то амплитуда вынужденных пульсаций составит примерно 38,2 В, а коэффициент пульсаций — 12,7 %. На рис. 4.13 показана схема модели, выполненная в программе Micro-Cap 6, для исследования вынужденных колебаний. На этой модели постоянная составляющая напряжения на входе фильтра $V1 = 300$ В. Источник прямоугольного напряжения $V2$ с частотой 100 Гц, равной собственной частоте фильтра, и относительной длительностью импульса $\gamma = 0,5$. Этот источник управляет источником тока $G1$. Резистор $R1 = 10$ Ом — усредненное сопротивление нагрузки.

На рис. 4.14 приведены результаты спектрального анализа выходного напряжения. На этом рисунке показаны частоты гармоник (в герцах), величина постоянной составляющей и значения амплитуд первых четырех гармоник напряжения на нагрузке (в вольтах).

Анализ результатов моделирования показывает их практически полное совпадение с результатами расчета.



f (Hz) HARM(V(2))

0.000	300.000
100.000	38.213
200.000	0.003
300.000	0.300
400.000	0.001

Рис. 4.13. Схема модели для исследования вынужденных колебаний на нагрузке

Рис. 4.14. Спектральный состав вынужденных колебаний выходного напряжения

4.4. Расчет LC-сглаживающих фильтров

Обычно для обеспечения непрерывности тока индуктивность дросселя выбирают несколько больше критической индуктивности $L_{кр}$, которую рассчитывают по упрощенной формуле, полученной в гл. 3:

$$L_{кр} = \frac{U_n k_{пвх1}}{I_n \omega_n}, \quad (4.19)$$

где U_n — постоянная составляющая напряжения на нагрузке; $k_{пвх1}$ — коэффициент пульсаций по первой гармонике на входе фильтра (на выходе вентильного блока при активной нагрузке); I_n — минимальный ток нагрузки; ω_n — круговая частота пульсаций.

Эта формула справедлива, если на частоте пульсаций сопротивление конденсатора значительно меньше сопротивления обмотки дросселя и сопротивления нагрузки. В общем случае критическая индуктивность зависит от емкости конденсатора и может быть определена из следующего выражения:

$$L_{кр} = \frac{U_n k_{пвх1}}{I_n \omega_n} \times \left[\frac{1}{k_{пвх1} \left(U_n \omega_n \frac{C}{I_n} + \frac{I_n}{C \omega_n U_n} \right)} + \sqrt{1 - \frac{1}{k_{пвх1}^2 \left(\frac{U_n^2 \omega_n^2 C^2}{I_n^2} + 1 \right)^2}} \right], \quad (4.20)$$

Чаще всего фильтр рассчитывают исходя из требуемого коэффициента фильтрации (или требуемого коэффициента сглаживания пульсаций). Расчет сводится к определению критической индуктивности (4.19), емкости конденсатора из формулы (4.3) и уточнения критической индуктивности по формуле (4.20). Обычно такой расчет не обеспечивает требования по допустимому уровню выбросов и провалов напряжения при включении выпрямителя в сеть и изменению тока нагрузки. Ограничить выброс напряжения на нагрузке можно за счет плавного увеличения напряжения на выходе выпрямителя (так называемый «плавный пуск», применяемый в управляемых выпрямителях). При этом целесообразно рассчитывать номиналы элементов фильтра исходя из допустимой величины выбросов при изменении тока нагрузки и требуемого коэффициента фильтрации. Это можно сделать, используя формулы (4.14) и (4.3). Как показывает практика таких расчетов, величина требуемой индуктивности дросселя оказывается больше критической, определяемой в соответствии с (4.20).

Г л а в а 5

Стабилизаторы напряжения и тока

5.1. Общая классификация и основные параметры стабилизаторов

Стабилизаторами напряжения (тока) называются устройства, автоматически поддерживающие напряжение (ток) на стороне потребителя с заданной степенью точности.

Основными дестабилизирующими факторами, вызывающими изменение напряжения (тока) потребителя, являются колебания питающих напряжений и частоты тока сети, изменения потребляемой нагрузкой мощности, температуры окружающей среды и др.

Назначение стабилизаторов напряжения (тока) — уменьшение влияния всех дестабилизирующих факторов.

Стабилизаторы разделяют в зависимости от рода напряжения (тока) на стабилизаторы переменного напряжения (тока) и постоянного напряжения (тока). В свою очередь они делятся на параметрические и компенсационные стабилизаторы. В параметрических стабилизаторах используются нелинейные элементы и стабилизация напряжения (тока) осуществляется за счет нелинейности их вольт-амперных характеристик (ВАХ).

Компенсационные стабилизаторы представляют собой систему автоматического регулирования (САР), содержащую цепь отрицательной обратной связи. Эффект стабилизации в данных устройствах достигается за счет изменения параметров управляемого прибора, называемого регулирующим элементом, при воздействии на него сигнала обратной связи. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи является функцией выходного напряжения, а в стабилизаторах тока — функцией выходного тока.

В свою очередь компенсационные стабилизаторы подразделяются по типу регулирующего элемента — на транзисторные, тиристорные и магнитополупроводниковые; по способу включения регулирующего элемента относительно нагрузки — на последовательные и параллельные, а в зависимости от способа регулирования — на непрерывные, импульсные и непрерывно-импульсные.

Применение того или иного типа компенсационного стабилизатора в значительной степени определяется его нагрузкой и требованиями, предъявляемыми к стабильности выходного напряжения.

Параметры стабилизаторов напряжения можно разделить на качественные, энергетические и массогабаритные, характеризующие их удельный объем и массу.

Рассмотрим основные **качественные параметры** параметрических и компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения.

Коэффициент стабилизации по входному напряжению — отношение относительных приращений напряжений на входе и выходе стабилизатора при постоянном токе нагрузки:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}},$$

где $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ — номинальные значения входного и выходного напряжений стабилизатора; $\Delta U_{\text{вх}}$ и $\Delta U_{\text{вых}}$ — приращения входного и выходного напряжений стабилизатора при неизменном значении тока нагрузки соответственно.

Внутреннее сопротивление стабилизатора r_i равно отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_{\text{н}}$ при неизменном входном напряжении $U_{\text{вх}} = \text{const}$:

$$r_i = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{н}}.$$

Вместо r_i может использоваться статическая ошибка стабилизатора по нагрузке δ_i при $U_{\text{вх}} = \text{const}$ и изменяющемся токе нагрузки $\delta_i = \Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}$.

Зная внутреннее сопротивление стабилизатора, можно определить изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки. В стабилизаторах напряжения внутреннее сопротивление может достигать тысячных долей ома.

В некоторых случаях *качество стабилизации* оценивается процентным изменением выходного напряжения δ от всех дестабилизирующих факторов:

$$\delta\% = \frac{100 \Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}.$$

Коэффициент сглаживания пульсаций

$$q = \frac{U_{\text{вх}\sim}}{U_{\text{вых}\sim}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$$

где $U_{\text{вх}\sim}$, $U_{\text{вых}\sim}$ — амплитуды пульсации входного и выходного напряжений стабилизатора соответственно.

Температурный коэффициент напряжения (ТКН) стабилизатора равен отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ к приращению температуры окружающей среды $\Delta t_{\text{окр}}$ при неизменном входном напряжении и токе нагрузки ($U_{\text{вх}} = \text{const}$, $I_{\text{н}} = \text{const}$):

$$\gamma = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta t_{\text{окр}}.$$

Основные качественные параметры параметрических и компенсационных стабилизаторов постоянного тока указаны ниже.

Коэффициент стабилизации стабилизатора тока по входному напряжению

$$K_{\text{ст.т}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{н}}} \frac{I_{\text{н}}}{U_{\text{вх}}},$$

где $I_{\text{н}}$, $\Delta I_{\text{н}}$ — ток и его приращение в нагрузке соответственно. $K_{\text{ст.т}}$ определяется при постоянном сопротивлении нагрузки ($R_{\text{н}} = \text{const}$).

Коэффициент стабилизации при изменении сопротивления нагрузки

$$K_{\text{Рн}} = \frac{\Delta R_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} \frac{I_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{н}}} = \frac{r_i}{R_{\text{н}}}.$$

где $R_{\text{н}}$, $\Delta R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки и его приращение соответственно; r_i — внутреннее сопротивление стабилизатора. Коэффициент $K_{\text{Рн}}$ определяется при постоянном входном напряжении ($U_{\text{вх}} = \text{const}$).

Температурный коэффициент стабилизатора

$$\gamma = \Delta I_{\text{н}} / \Delta t_{\text{окр}}.$$

Энергетические параметры стабилизаторов постоянного напряжения и тока следующие.

Коэффициент полезного действия η равен отношению активной мощности, отдаваемой стабилизатором в нагрузку, к активной мощности, потребляемой от сети:

$$\eta = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}.$$

Мощность, рассеиваемая на регулирующем элементе, $P_{\text{рз}}$.

Массогабаритными параметрами стабилизаторов являются удельный объем $P_{\text{вых}} / V_{\text{ст}}$, Вт/дм³, и удельная масса $P_{\text{вых}} / G_{\text{ст}}$, Вт/кг,

где $V_{\text{ст}}$, $G_{\text{ст}}$ — объем и масса стабилизирующего источника электропитания соответственно.

Стабилизаторы переменного напряжения (тока) характеризуются и дополнительными параметрами: стабильностью выходного напряжения (тока) в зависимости от изменения частоты питающего напряжения, коэффициентом мощности χ ($\cos \varphi$), коэффициентом искажения формы кривой выходного напряжения (тока).

5.2. Параметрические стабилизаторы напряжения и тока

Параметрические стабилизаторы напряжения применяются при малых выходных токах, изменяющихся в незначительных пределах. Для построения параметрических стабилизаторов постоянного напряжения используют нелинейные элементы, напряжение которых мало зависит от тока, протекающего через них. В качестве таких элементов чаще всего применяют стабилитроны и стабисторы, вольт-амперные характеристики (ВАХ) которых представлены на рис. 5.1.

В основе действия этих полупроводниковых приборов лежат механизмы лавинного или туннельного пробоя, поэтому для работы стабилитрона используется обратная ветвь ВАХ, а для работы стабистора используются свойства прямой ветви ВАХ (область 1–2 на рис. 5.1). Как правило, стабилитроны изготавливаются из кремния. Стабистор представляет собой алюминиевый диск, на одну из плоскостей которого нанесен слой сплава олова с висмутом и кадмием. Селеновые стабисторы применяют для стабилизации напряжения менее 3 В. Промышленностью также выпускаются стабисторы на основе кремния.

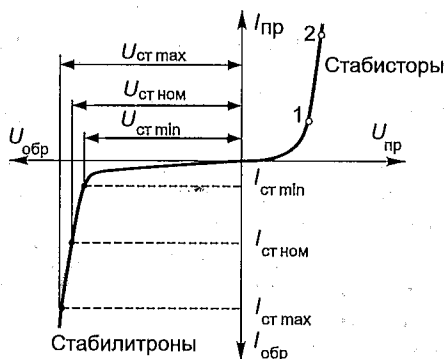


Рис. 5.1. Вольт-амперные характеристики и параметры стабилитронов и стабисторов

Кремниевые стабилитроны (и стабисторы) характеризуются следующими параметрами (см. рис. 5.1):

- номинальным напряжением стабилизации $U_{\text{ст ном}}$ при номинальном токе стабилитрона $I_{\text{ст ном}}$;
- минимально допустимым током стабилизации $I_{\text{ст min}}$, характеризующим начало рабочего участка, при котором измеряется $U_{\text{ст min}}$;
- максимально допустимым током стабилизации $I_{\text{ст max}}$, при котором мощность, рассеиваемая на стабилитроне, не превышает максимально допустимого значения;
- дифференциальным сопротивлением $r_{\text{ст}}$, определяемым как отношение приращения напряжения стабилизации к приращению тока через стабилитрон;
- относительным температурным коэффициентом напряжения стабилизации $\alpha_{\text{ст}}$, определяемым отношением относительного изменения напряжения стабилизации в процентах к абсолютному изменению температуры окружающей среды;
- максимально допустимой мощностью, рассеиваемой стабилитроном P_{max} , при которой температура p - n -перехода не превышает предельно допустимой;
- разбросом напряжения стабилизации $\Delta U_{\text{ст}}$ относительно номинального значения при заданных токе стабилитрона и температуре окружающей среды.

На рис. 5.2 представлена схема однокаскадного параметрического стабилизатора напряжения на стабилитроне, где гасящий резистор $R_{\text{г}}$ включен последовательно с нагрузкой, а стабилитрон VD1 — параллельно ей.

На рис. 5.3 изображены вольт-амперные характеристики стабилитрона 1 и нагрузки 2. Так как сопротивление нагрузки и стабилитрон включены параллельно (рис. 5.3), для построения суммарной характеристики необходимо сложить по оси токов характеристики сопротивления $R_{\text{н}}$ (2) и стабилитрона VD1 (1). Полученная суммарная кривая (3) представляет собой зависимость $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{н}} + I_{\text{ст}})$. Рабочий участок этой кривой получается, как видно из построения, смещением вниз точек характеристики стабилитрона на величину тока нагрузки $I_{\text{н}}$. Отложив на оси абсцисс входное напряжение $U_{\text{вх}}$, строим из этой точки характеристику резистора $R_{\text{г}}$ (прямая 4). Точка пересечения характеристик (4) и (3) определяет установившийся режим для данного входного напряжения. При изменении входного напряжения характеристика сопротивления $R_{\text{г}}$ (4) перемещается и соответственно сдвигает рабочую точку на суммарной характеристике $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{н}} + I_{\text{ст}})$.

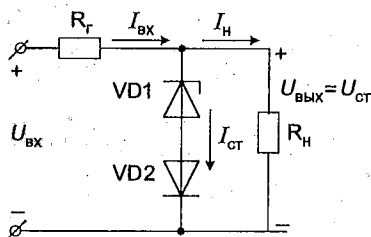


Рис. 5.2. Схема однокаскадного параметрического стабилизатора

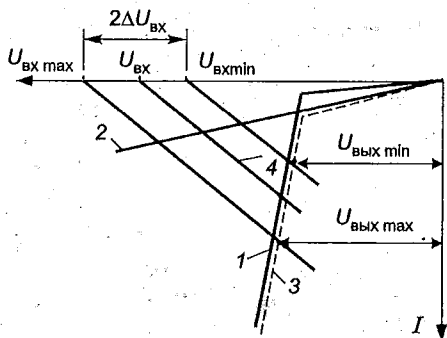


Рис. 5.3. Характеристики, поясняющие принцип действия параметрического стабилизатора напряжения

Как видно из графиков, представленных на рис. 5.3, при изменении входного напряжения от $U_{ВХ \min}$ до $U_{ВХ \max}$ напряжение на нагрузке изменяется от $U_{ВЫХ \min}$ до $U_{ВЫХ \max}$, причем изменение выходного напряжения значительно меньше изменения напряжения на входе.

Коэффициент стабилизации однокаскадного параметрического стабилизатора можно определить из приближенного выражения

$$K_{СТ} \approx (U_{ВЫХ}/U_{ВХ})(R_T/r_{СТ}). \quad (5.1)$$

Как видно из (5.1), при увеличении сопротивления R_T коэффициент стабилизации возрастает. При минимальном входном напряжении $U_{ВХ \min}$ (см. рис. 5.2), когда для тока стабилитрона выполняется условие $I_{СТ} \geq I_{СТ \min}$, определим

$$R_T = (U_{ВХ \min} - U_{ВЫХ})/(I_H + I_{СТ}), \quad (5.2)$$

где $U_{ВХ \min} = U_{ВХ}(1 - \alpha_{\min})$; $\alpha_{\min} = (U_{ВХ} - U_{ВХ \min})/U_{ВХ}$ — относительное отклонение входного напряжения в сторону понижения.

Подставляя (5.2) в (5.1), получим

$$K_{СТ} = K_{СТ \max} [1 - U_{ВЫХ}/U_{ВХ}(1 - \alpha_{\min})], \quad (5.3)$$

где $K_{СТ \max} = U_{ВЫХ}(1 - \alpha_{\min})/[(I_H + I_{СТ})r_{СТ}]$ — максимально возможное значение коэффициента стабилизации.

Из (5.3) следует, что для выбранного стабилитрона при известном токе нагрузки и относительных отклонениях входного напряжения коэффициент стабилизации не может быть больше $K_{СТ \max}$.

Изменение сопротивления нагрузки стабилизатора вызывает изменение тока I_H . Если принять, что напряжение $U_{ВХ}$ неизменно, то

изменение тока нагрузки ΔI_H приводит к соответствующему изменению тока через стабилитрон, причем

$$\Delta I_H = -\Delta I_{ст}, \quad (5.4)$$

которое вызывает соответствующее изменение выходного напряжения стабилизатора

$$\Delta U_{вых} = -\Delta I_{ст} r_{ст}. \quad (5.5)$$

Из (5.4), (5.5) можно получить выражение для внутреннего сопротивления стабилизатора

$$r_1 = \Delta U_{вых} / \Delta I_H \approx -r_{ст}. \quad (5.6)$$

Выходное сопротивление стабилизатора в основном определяется дифференциальным сопротивлением стабилитрона и мало зависит от гасящего сопротивления.

Изменение температуры окружающей среды приводит к изменению выходного напряжения стабилизатора, что характеризуется его ТКН (γ). В свою очередь γ зависит от температурного коэффициента напряжения стабилизации стабилитрона $\alpha_{ст}$, применяемого в схеме.

Для уменьшения γ в некоторых случаях применяют температурную компенсацию, включая последовательно со стабилитроном термозависимые элементы или диоды. ТКН этих элементов должен иметь знак, противоположный знаку ТКН стабилизации стабилитрона.

На схеме рис. 5.2 в качестве компенсирующего элемента используется обычный диод VD2 или стабилитрон, включенный в прямом направлении. Такая температурная компенсация применяется для стабилитронов, имеющих положительный температурный коэффициент. ТКН диода или стабилитрона, включенного в прямом направлении, отрицательный. При изменении окружающей температуры (например, увеличении) напряжение на стабилитроне возрастает, а на диоде падает, в результате суммарное напряжение изменяется незначительно.

В случае если необходимо получить большую точность стабилизации, применяют многокаскадные схемы параметрических стабилизаторов или схемы мостового типа [46]. Коэффициент стабилизации в многокаскадных параметрических стабилизаторах равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных каскадов, однако выходное сопротивление так же, как и в однокаскадном параметрическом стабилизаторе, приближенно равно дифференциальному сопротивлению стабилитрона $r_{ст}$.

Таким образом, применяя многокаскадные параметрические стабилизаторы, можно значительно повысить коэффициент стабилизации, однако стабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки остается такой же, что и в однокаскадных схемах.

Для реализации параметрических стабилизаторов постоянного тока используются нелинейные элементы, ток которых мало зависит от напряжения, приложенного к ним. В качестве такого элемента можно использовать полевой транзистор, выходные характеристики которого приведены на рис. 5.4.

Из этих характеристик видно, что если напряжение затвор-исток постоянно, то и ток стока полевого транзистора изменяется незначительно при изменении напряжения сток-исток.

Схема параметрического стабилизатора тока на полевом транзисторе представлена на (рис. 5.5, а). Номинал резистора автоматического смещения $R_{см}$ в этой схеме выбирается по выходным характеристикам или по характеристике тока стока от напряжения затвор-исток. Причем широкое распространение получила схема параметрического стабилизатора тока на полевом транзисторе при $R_{см} = 0$, т.е. при закороченных затворе и истоке, когда $U_{зи} = 0$.

На рис. 5.6, а изображены выходная характеристика полевого транзистора 1 и нагрузочные прямые 2 при различных значениях входного напряжения. Точки пересечения нагрузочных прямых с выходной характеристикой полевого транзистора определяют ток при минимальном и максимальном значениях входного напряжения. Как видно из этого рисунка, ток в цепи нагрузки изменяется незначительно в широком диапазоне изменения входного напряжения.

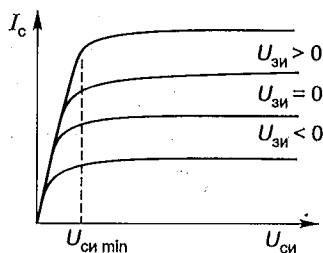


Рис. 5.4. Выходные характеристики полевого транзистора

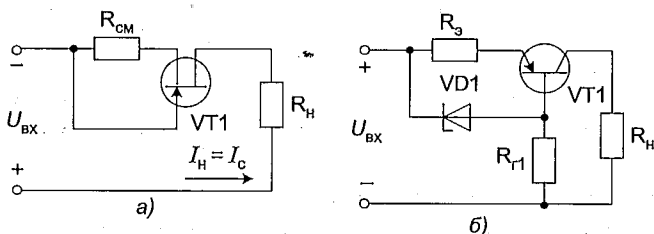


Рис. 5.5. Схемы параметрических стабилизаторов тока: а — на полевом транзисторе, б — на биполярном транзисторе

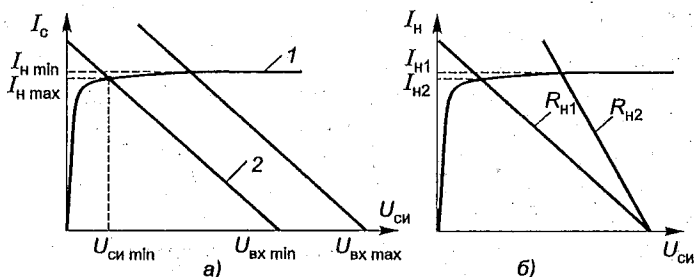


Рис. 5.6. Характеристики, поясняющие принцип действия параметрического стабилизатора тока: а — при изменении входного напряжения; б — при изменении сопротивления нагрузки

Коэффициент стабилизации стабилизатора тока по входному напряжению для данной схемы

$$K_{\text{ст.т}} = (\Delta U_{\text{вх}} I_{\text{н}}) / (\Delta I_{\text{н}} U_{\text{вх}}) \approx (r_{\text{диф}} + R_{\text{н}}) I_{\text{н}} / U_{\text{вх}},$$

где $r_{\text{диф}} = \Delta U_{\text{си}} / \Delta I_{\text{с}}$ — дифференциальное сопротивление, определяемое выходной характеристикой полевого транзистора.

Изменение сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ (рис. 5.6, б) при постоянном входном напряжении $U_{\text{вх}} = \text{const}$ приводит к изменению наклона нагрузочной прямой, при этом ток в цепи нагрузки изменяется незначительно. Изменение тока нагрузки при изменении сопротивления $R_{\text{н}}$ равно $\Delta I_{\text{н}} = I_{\text{н}} \Delta R_{\text{н}} / r_{\text{диф}}$.

Выходное сопротивление стабилизатора тока приблизительно равно дифференциальному сопротивлению полевого транзистора.

Недостаток данной схемы заключается в том, что из-за технологического разброса параметров полевых транзисторов значение стабилизируемого тока нельзя установить точно.

Параметрический стабилизатор тока может быть также реализован на биполярном транзисторе (см. рис. 5.5, б). В данной схеме напряжение на стабилитроне VD1 незначительно зависит от изменений входного напряжения. Поэтому напряжение на сопротивлении $R_{\text{э}}$ также изменяется незначительно, поскольку оно приблизительно равно напряжению на стабилитроне VD1. Вследствие постоянства напряжения на сопротивлении $R_{\text{э}}$ токи эмиттера и коллектора транзистора VT2 почти не изменяются при отклонениях входного напряжения.

Стабилизаторы тока (или токостабилизирующие двухполюсники) применяют в параметрических стабилизаторах постоянного напряжения для стабилизации входного тока, включая вместо гасящего сопротивления (см. рис. 5.2), что дает возможность без снижения

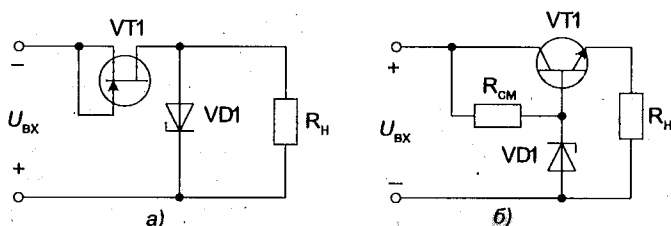


Рис. 5.7. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения: а — со стабилизацией входного тока, б — с эмиттерным повторителем

КПД повысить коэффициент стабилизации. На рис. 5.7,а в качестве примера приведена схема параметрического стабилизатора напряжения с токостабилизирующим двухполюсником на полевом транзисторе. Благодаря уменьшению отклонений тока через стабилитрон при изменении входного напряжения стабилизация выходного напряжения улучшается в несколько раз.

КПД однокаскадных параметрических стабилизаторов напряжения (см. рис. 5.2) из-за потерь мощности в стабилитроне и гасящем резисторе невелик и равен

$$\eta = U_{\text{вых}} I_{\text{н}} / U_{\text{вх}} (I_{\text{н}} + I_{\text{ст}}).$$

Причем схема параметрического стабилизатора напряжения со стабилизатором тока вместо гасящего резистора имеет несколько больший КПД, так как она работает при меньших значениях входного напряжения.

Если необходимо увеличить мощность параметрического стабилизатора, то используют схему с эмиттерным повторителем (рис. 5.7,б). Коэффициент стабилизации в этой схеме не увеличивается, а выходное напряжение определяется напряжением стабилитрона VD1.

Кремниевые стабилитроны могут быть также использованы для стабилизации переменных напряжений (рис. 5.8,а). В этом случае необходимо включение двух стабилитронов так, что при полуволне входного переменного напряжения $u_{\text{вх}}$ одной полярности стабилизирующее действие обеспечивалось бы одним стабилитроном, а при полуволне другой полярности — другим.

Такой стабилизатор сильно искажает форму кривой выходного переменного напряжения $u_{\text{н}}$ (рис. 5.8,б).

Параметрические стабилизаторы переменного напряжения могут быть построены также с использованием линейных и нелинейных реактивных элементов. В качестве первых используются конденсаторы

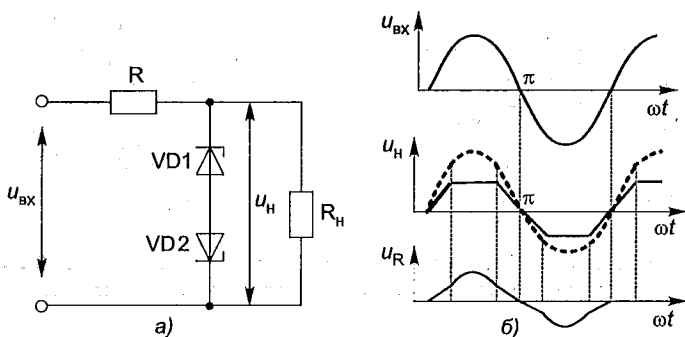


Рис. 5.8. Параметрический стабилизатор переменного напряжения: а — схема; б — диаграммы, поясняющие работу устройства

и ненасыщенные дроссели, а в качестве вторых — дроссели насыщения (см. разд. 2.2).

5.3. Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием

Компенсационные стабилизаторы непрерывного действия могут быть выполнены как с последовательным (рис. 5.9, а), так и с параллельным (рис. 5.9, б) включением регулирующего элемента (РЭ) относительно нагрузки.

В данных стабилизаторах любые изменения выходного напряжения в схеме сравнения (СС) сравниваются с опорным (эталонным) напряжением. При этом сигнал рассогласования с выхода СС через

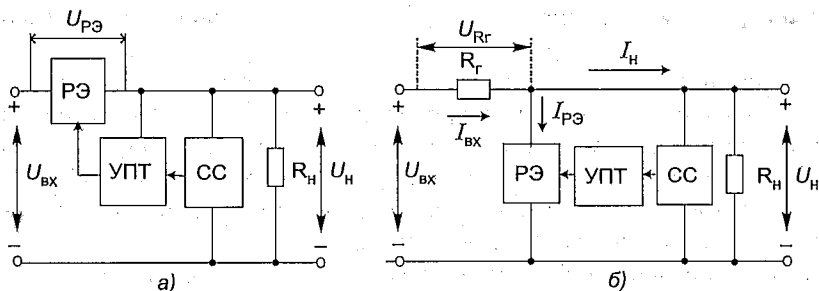


Рис. 5.9. Структурные схемы компенсационных стабилизаторов с непрерывным регулированием последовательного (а) и параллельного (б) типов: РЭ — регулирующий элемент непрерывного действия, УПТ — усилитель постоянного тока, СС — схема сравнения, R_r — гасящее сопротивление, R_H — нагрузка

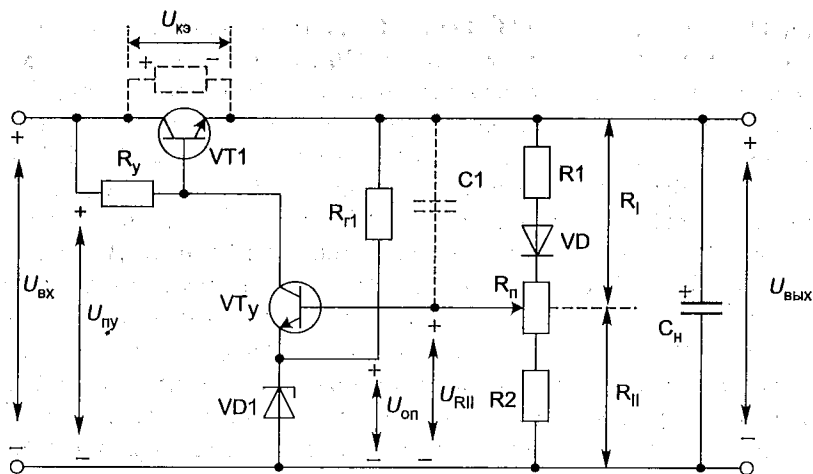


Рис. 5.10. Схема компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа

УИТ поступает на регулирующий элемент РЭ. В схеме с последовательным включением РЭ компенсация осуществляется за счет изменения падения напряжения на самом регулирующем элементе. В схеме с параллельным включением РЭ поддержание уровня выходного напряжения осуществляется за счет изменения тока в нем, в результате чего меняется падение напряжения на $R_{г1}$, включенном последовательно с нагрузкой.

В качестве основной элементной базы в стабилизаторах с непрерывным регулированием используют биполярные и полевые транзисторы, а также операционные усилители. В настоящее время промышленность выпускает также маломощные непрерывные стабилизаторы напряжения в интегральном исполнении. Принципиальная схема транзисторного стабилизатора напряжения непрерывного действия с последовательным включением РЭ, выполненного на биполярном транзисторе VT1 представлена на рис. 5.10. В состав СС входит выходной делитель, выполненный на резисторах R_1 , R_2 , и источник опорного напряжения. Источник опорного напряжения представляет собой параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне VD1, и резисторе $R_{г1}$. Он питается от выходного напряжения стабилизатора. Усилитель в схеме состоит из транзистора VT_у и резистора $R_у$.

Принцип действия схемы заключается в следующем. При изменении входного напряжения $U_{ВХ}$, например увеличении, возрастает выходное напряжение $U_{ВЫХ}$, что приводит к росту напряжения $U_{РЛ}$

на нижнем плече делителя. Напряжение $U_{\text{РП}}$ сравнивается с опорным напряжением $U_{\text{оп}}$ стабилитрона VD1. Увеличение $U_{\text{РП}}$ приводит к росту положительного потенциала на базе транзистора VT_у по отношению к его эмиттеру. При этом увеличиваются токи базы и коллектора транзистора VT_у и уменьшается положительный потенциал на базе регулирующего транзистора VT1 относительно его эмиттера. Ток базы транзистора VT1 уменьшается, что приводит к увеличению его напряжения коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ}}$. А поскольку $U_{\text{вх}} = U_{\text{кэ}} + U_{\text{вых}}$, то увеличение $U_{\text{кэ}}$ препятствует дальнейшему увеличению выходного напряжения, т.е. обеспечивает стабилизацию выходного напряжения с определенной степенью точности.

В случае изменения тока нагрузки $I_{\text{н}}$, например увеличения, выходное напряжение в первый момент уменьшается за счет роста напряжения на переходе коллектор-эмиттер транзистора VT1. Это вызывает снижение напряжения $U_{\text{РП}}$ на нижнем плече делителя. Уменьшаются положительный потенциал базы транзистора VT_у, его базовый и коллекторный токи. Ток базы транзистора VT1 увеличивается, а напряжение коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ}}$ регулирующего транзистора уменьшается, что и обеспечивает стабилизацию выходного напряжения.

Регулировка выходного напряжения в схеме осуществляется потенциометром R_п. При перемещении его движка в направлении плюсовой шины стабилизатора увеличивается напряжение $U_{\text{РП}}$, что приводит к росту токов базы и коллектора транзистора VT_у. Ток базы транзистора VT1 уменьшается, $U_{\text{кэ}}$ увеличивается, а напряжение на выходе стабилизатора уменьшается. При перемещении движка потенциометра в сторону минусовой шины напряжение на выходе стабилизатора увеличивается.

Для определения коэффициента стабилизации и внутреннего сопротивления схемы найдем приращение (ошибку) выходного напряжения стабилизатора. Из схемы, представленной на рис. 5.10, получим

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_{\text{к1}} r_{\text{к1}} + K_1 \Delta U_{\text{бэ1}}, \quad (5.8)$$

где $r_{\text{к1}}$ — сопротивление коллектора транзистора VT1 в схеме с общим эмиттером; K_1 — коэффициент усиления транзистора VT1 по напряжению; $\Delta U_{\text{бэ1}}$, $\Delta I_{\text{к1}}$ — приращение напряжения база-эмиттер и тока коллектора транзистора VT1.

Считая, что $\Delta I_{\text{к1}} \approx \Delta I_{\text{н}}$, из (5.8) получим

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_{\text{н}} r_{\text{к1}} + K_1 \Delta U_{\text{бэ1}}, \quad (5.9)$$

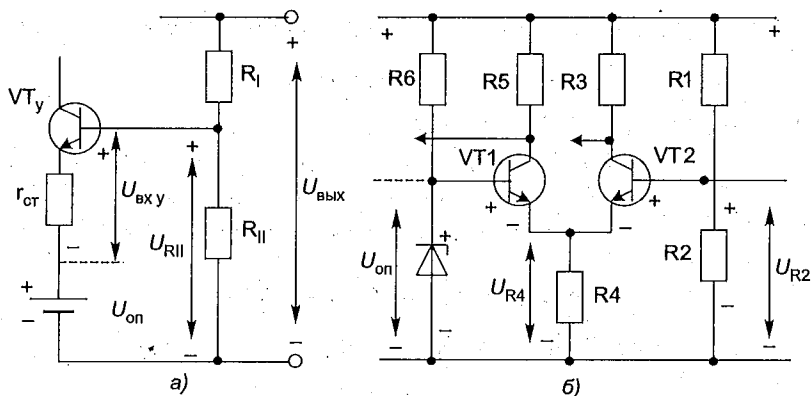


Рис. 5.11. Схемы усилителя постоянного тока: а — на одном транзисторе; б — на двух транзисторах (дифференциальная)

Приращение напряжения $\Delta U_{бэ1}$ равно разности приращений напряжений на коллекторе транзистора VT_у и на выходе стабилизатора:

$$\Delta U_{бэ1} = \Delta U_{кэу} - \Delta U_{вых}. \quad (5.10)$$

Так как усилитель постоянного тока питается от изменяющегося напряжения, равного входному ($U_{пу} = U_{вх}$), то напряжение на коллекторе транзистора VT_у будет изменяться как под влиянием напряжения питания, так и за счет приращения напряжения на его базе:

$$\Delta U_{кэу} \approx \frac{\Delta U_{пу} r_{ку}}{R_y + r_{ку}} - K_y \Delta U_{вху}, \quad (5.11)$$

где $r_{ку}$, K_y — сопротивление коллектора и коэффициент усиления по напряжению транзистора VT_у в схеме с общим эмиттером соответственно; $\Delta U_{вху}$ — приращение напряжения на входе усилителя постоянного тока; $\Delta U_{пу}$ — приращение напряжения питания усилителя постоянного тока ($\Delta U_{пу} = \Delta U_{вх}$).

Приращение напряжения на входе усилителя $\Delta U_{вху}$ можно определить из схемы, приведенной на рис. 5.11,а, где изображены схема сравнения и усилитель постоянного тока стабилизатора. Стабилитрон VD1 в ней заменен эквивалентным источником с напряжением $U_{оп}$ и внутренним сопротивлением, равным дифференциальному сопротивлению стабилитрона $r_{ст}$.

Для напряжения на входе УПТ можно записать

$$U_{вху} = U_{RII} - U_{оп}.$$

Из данного уравнения, выразив $U_{\text{РП}}$ через напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, получим

$$U_{\text{ВХУ}} = U_{\text{ВЫХ}} \alpha \alpha' - U_{\text{ОП}} \alpha',$$

где $\alpha = R_{\text{П}}/(R_{\text{И}} + R_{\text{П}})$ — коэффициент передачи делителя; $\alpha' = R_{\text{ВХУ}}/[R_{\text{ВХУ}} + R_{\text{И}} R_{\text{П}}/(R_{\text{И}} + R_{\text{П}})]$ — коэффициент, учитывающий влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя; $R_{\text{ВХУ}}$ — входное сопротивление усилителя постоянного тока. Тогда

$$\Delta U_{\text{ВХУ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} \alpha \alpha' - \Delta U_{\text{ОП}} \alpha'. \quad (5.12)$$

Подставляя в (5.9) выражения (5.10), (5.11) и (5.12), находим

$$\begin{aligned} & \Delta U_{\text{ВЫХ}} (1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1) = \\ & = \Delta U_{\text{ВХ}} + \Delta U_{\text{ПУ}} r_{\text{КУ}} K_1 / (r_{\text{КУ}} + R_y) + U_{\text{ОП}} \alpha' K_1 K_y - \Delta I_{\text{Н}} r_{\text{КУ}}. \end{aligned}$$

С учетом того, что $K_1 K_y \alpha \alpha' \gg (1 + K_1)$, получим приращение входного напряжения в окончательном виде:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{K_1 K_y \alpha \alpha'} + \frac{r_{\text{КУ}} \Delta U_{\text{ПУ}}}{(r_{\text{КУ}} + R_y) K_y \alpha \alpha'} + \frac{\Delta U_{\text{ОП}}}{\alpha} - \frac{\Delta I_{\text{Н}} r_{\text{КУ}}}{K_1 K_y \alpha \alpha'}. \quad (5.13)$$

Из (5.13) видно, что наибольшее влияние на величину $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ оказывает изменение опорного напряжения и напряжения питания усилителя постоянного тока.

Считая $\Delta I_{\text{Н}} = 0$, $\Delta U_{\text{ОП}} = 0$, $\Delta U_{\text{ПУ}} = \Delta U_{\text{ВХ}}$, из (5.13) находим выражение для коэффициента стабилизации схемы (рис. 5.10)

$$K_{\text{СТ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_1 K_y \alpha \alpha' (r_{\text{КУ}} + R_y) U_{\text{ВЫХ}}}{(r_{\text{КУ}} + R_y + r_{\text{КУ}} K_1) U_{\text{ВХ}}}.$$

С учетом того, что $r_{\text{КУ}} K_1 \gg r_{\text{КУ}} + R_y$, данное выражение примет вид

$$K_{\text{СТ}} \approx \frac{K_y \alpha \alpha' (r_{\text{КУ}} + R_y) U_{\text{ВЫХ}}}{r_{\text{КУ}} U_{\text{ВХ}}}. \quad (5.14)$$

Приравнявая в (5.13) $\Delta U_{\text{ОП}}$, $\Delta U_{\text{ПУ}}$, $\Delta U_{\text{ВХ}}$ нулю, найдем внутреннее сопротивление стабилизатора

$$r_i = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{Н}}} = - \frac{r_{\text{К1}}}{K_1 K_y \alpha \alpha'} = - \frac{1}{S_1 K_y \alpha \alpha'}, \quad (5.15)$$

где $S_1 = \frac{\Delta I_{\text{К1}}}{\Delta U_{\text{БЭ1}}} = \frac{r_{\text{К1}}}{K_1}$ — крутизна характеристики транзистора VT1.

Помимо уменьшения конечных приращений входного напряжения схема транзисторного стабилизатора (см. рис. 5.10) обладает

свойствами фильтра, т.е. уменьшает переменную составляющую входного напряжения.

Коэффициент сглаживания стабилизатора приблизительно равен коэффициенту стабилизации. Для увеличения коэффициента сглаживания стабилизатора параллельно верхнему плечу делителя включается конденсатор $C1$ (см. рис. 5.10). Сопротивление конденсатора на частоте основной гармоники переменной составляющей должно быть много меньше сопротивления верхнего плеча делителя. В этом случае коэффициент передачи делителя по переменной составляющей будет близок к единице и коэффициент сглаживания стабилизатора возрастет.

Стабильность опорного напряжения в значительной мере сказывается на постоянстве выходного напряжения. Как видно из (5.13), при $\Delta U_{вх} = 0$, $\Delta U_{пу} = 0$ и $\Delta I_n = 0$ получим $\Delta U_{вых} = \Delta U_{оп}/\alpha$. Так как коэффициент передачи делителя всегда меньше единицы, то изменение выходного напряжения больше изменения напряжения опорного. В связи с этим параметрический стабилизатор ($VD1$, R_{T1}), являющийся источником опорного напряжения, питается от выходного стабилизированного напряжения.

Изменение температуры окружающей среды приводит к изменению опорного напряжения, которое зависит от температурного коэффициента стабилитрона. Если температурный коэффициент стабилитрона положительный, то при увеличении температуры окружающей среды опорное напряжение возрастает, вызывая уменьшение положительного потенциала на базе транзистора VT_y . Вследствие этого уменьшаются токи базы и коллектора транзистора VT_y , увеличивается ток базы и уменьшается напряжение коллектор — эмиттер транзистора $VT1$, что приводит к увеличению выходного напряжения стабилизатора.

Для уменьшения изменений выходного напряжения, связанных с изменением окружающей температуры, в схемах предусматривается температурная компенсация.

В схеме, представленной на рис. 5.10, термокомпенсирующим элементом является диод или стабилитрон VD_k , включенный в прямом направлении в верхнее плечо делителя. Диод или стабилитрон, включенный в прямом направлении, имеет отрицательный температурный коэффициент. Увеличение температуры окружающей среды приводит к уменьшению напряжения на диоде VD_k , а напряжение $U_{оп}$ увеличивается, что в результате приводит к снижению выходного напряжения, т.е. изменения выходного напряжения, связанные с изменением напряжения стабилитрона $VD1$, противоположны по

знаку изменения выходного напряжения, связанным с изменением напряжения на компенсирующем диоде VD_K . Такая температурная компенсация возможна, если температурный коэффициент стабилитрона $VD1$ положительный. В случае если температурный коэффициент стабилитрона отрицательный, в одно из плеч делителя включают термозависимое сопротивление, которое и обеспечивает температурную компенсацию. Для компенсации температурного дрейфа напряжения база-эмиттер усилительного транзистора VT_y иногда используется дифференциальная схема усилителя постоянного тока (рис. 5.11,б).

Для данной схемы УПТ можно записать

$$U_{оп} = U_{бэVT1} + U_{R4}; \quad U_{R2} = U_{бэVT2} + U_{R4} \quad \text{или} \\ U_{оп} + U_{бэVT1} - U_{бэVT2} = U_{R2}.$$

Таким образом, в дифференциальной схеме УПТ, реализованной на двух транзисторах (рис. 5.11,б), изменения от температуры напряжения база-эмиттер усилительного транзистора $VT1$ будут существенно скомпенсированы за счет температурного дрейфа напряжения база — эмиттер транзистора $VT2$.

Изменение напряжения питания усилителя также в значительной степени сказывается на стабильности выходного напряжения. Поэтому рассмотренная схема стабилизатора (см. рис. 5.10) имеет относительно низкий коэффициент стабилизации, так как усилитель питается от нестабилизированного входного напряжения.

Из (5.13) видно, что ошибку стабилизатора можно уменьшить, увеличив сопротивление коллекторной нагрузки R_y усилителя постоянного тока или улучшив стабильность его напряжения питания ($\Delta U_{ny} = 0$).

Для уменьшения ошибки в схеме, представленной на рис. 5.12,а, вместо резистора R_y в коллекторную цепь транзистора VT_y включен стабилизатор тока, состоящий из транзистора $VT2$, резисторов R_3 , R_{r2} стабилитрона $VD2$.

Стабилизатор тока имеет большое внутреннее сопротивление и его применение эквивалентно включению в коллекторную цепь транзистора VT_y очень большого сопротивления.

Эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки транзистора VT_y

$$R_{y.экв} = \frac{h_{21э2} r_{к2} R_{r2} R_3}{R_{r2} R_3 + r_{ст2} r_{к2} h_{21э2}}, \quad (5.16)$$

где $h_{21э2}$, $r_{к2}$ — статический коэффициент передачи тока и сопротив-

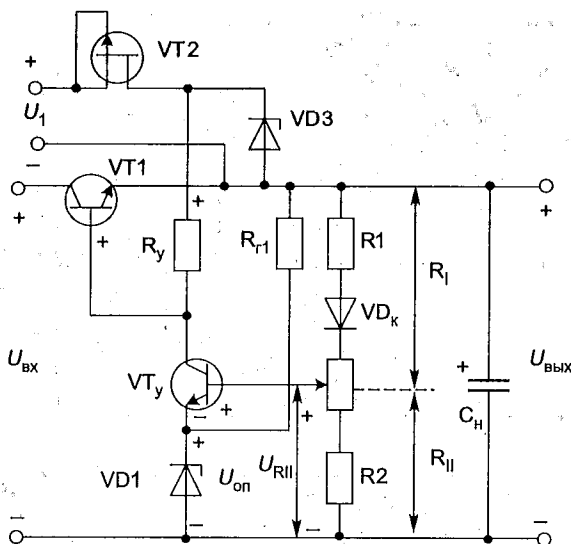


Рис. 5.13. Схема транзисторного стабилизатора напряжения с питанием усилителя от дополнительного источника

жения на нижнем плече делителя U_{RII} и в свою очередь к увеличению положительного потенциала на базе усилительного транзистора VT_y и, следовательно, его базового и коллекторного токов. Так как ток коллектора транзистора VT_2 , равный сумме токов $I_{61} + I_{ky}$, величина постоянная, то увеличение тока I_{ky} приводит к уменьшению тока базы I_{61} регулирующего транзистора, что вызывает увеличение напряжения коллектор-эмиттер регулирующего транзистора, препятствующее изменению выходного напряжения. Аналогично схема работает при изменении тока нагрузки и регулировки выходного напряжения.

В качестве стабилизатора тока в коллекторной цепи транзистора можно использовать полевой транзистор (см. рис. 5.12,б).

В схеме, представленной на рис. 5.13, усилитель постоянного тока питается от дополнительного источника. В качестве такого источника используется параметрический стабилизатор на кремниевом стабилитроне VD_3 и полевом транзисторе VT_2 . Напряжение дополнительного источника суммируется с выходным напряжением стабилизатора. При изменении выходного напряжения стабилизатора, например, увеличении, растет напряжение на нижнем плече делителя U_{RII} . Потенциал базы транзистора VT_y по отношению к эмиттеру станет более положительным, и его базовый I_{6y} и коллекторный I_{ky} токи увеличиваются. Напряжение на резисторе R_y

в этой схеме равно разности напряжений дополнительного источника U_{VD3} и напряжения на переходе база-эмиттер $U_{6э1}$ транзистора VT1: $U_{Ry} = U_{VD3} - U_{6э1}$.

Если учесть, что напряжение на переходе база-эмиттер изменяется незначительно вследствие нелинейности входной характеристики транзистора, а напряжение U_{VD3} неизменно по величине, то напряжение U_{Ry} можно считать постоянным. Вследствие постоянства напряжения U_{Ry} сумму токов $I_{Ry} = I_{ky} + I_{61}$, протекающих через сопротивление R_y , можно считать также постоянной.

Поскольку $I_{Ry} = \text{const}$, то увеличение тока I_{ky} вызывает уменьшение тока базы I_{6y} транзистора VT1. Уменьшение тока базы I_{6y} приводит к увеличению напряжения эмиттер-коллектор транзистора VT1, что и обеспечивает стабилизацию выходного напряжения. Стабилизация напряжения питания усилителя постоянного тока дает возможность уменьшить ошибку выходного напряжения и повысить коэффициенты стабилизации и сглаживания пульсаций.

Из (5.13), приравнявая $\Delta U_{пу}$, ΔI_n , $\Delta U_{оп}$ нулю, для схемы, представленной на рис. 5.13, найдем

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = K_1 K_y \alpha \alpha' \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

Коэффициент сглаживания схемы приблизительно равен коэффициенту стабилизации. Внутреннее сопротивление, так же как и для предыдущих схем, определяется из (5.15).

Сравнивая схемы, представленные на рис. 5.10, 5.12 и 5.13, необходимо отметить, что наибольший коэффициент стабилизации имеет схема с дополнительным стабилизированным источником питания. Коэффициент сглаживания во всех рассмотренных схемах приблизительно равен коэффициенту стабилизации, а внутреннее сопротивление приблизительно одинаково.

В рассмотренных схемах источник опорного напряжения включен в цепь эмиттера усилительного транзистора и питается от выходного напряжения стабилизатора. Напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT_y равно $(U_{вых} - U_{оп})$. Из этого следует, что для обеспечения необходимого минимального напряжения коллектор-эмиттер транзистора VT_y и необходимого режима по току стабилитрона VD1 выходное напряжение в рассмотренных схемах всегда должно быть больше опорного напряжения.

Для получения малых выходных напряжений ($U_{вых} < U_{оп}$) и в случае, если требуется широкая регулировка выходного напряжения, применяется схема, приведенная на рис. 5.14. В этой схеме источник опорного напряжения подключают к минусовой шине стабили-

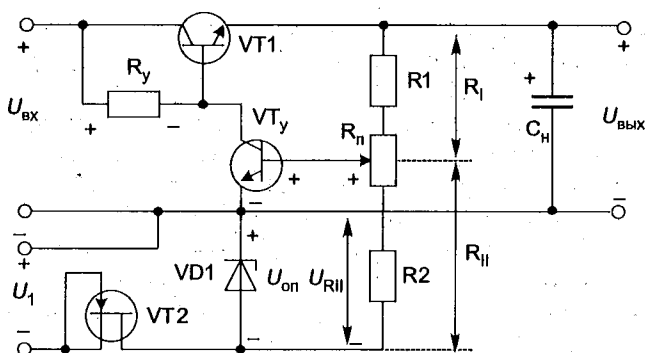


Рис. 5.14. Схема транзисторного стабилизатора на низкие выходные напряжения

затора, а сравнивающий делитель (R_1 , R_n , R_2) питается от суммарного напряжения ($U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{оп}}$). Изменение выходного напряжения влияет на напряжение U_{Rn} на нижнем плече делителя, изменяя потенциал базы транзистора VT_y , его базовый и коллекторный токи, а следовательно, напряжение база-эмиттер регулирующего транзистора VT_1 . Это в свою очередь ведет к изменению напряжения на его коллекторе, обеспечивая стабилизацию выходного напряжения. Так как ошибка стабилизатора $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ в значительной степени зависит от стабильности опорного напряжения, в схеме применяется параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне VD_1 и полевом транзисторе VT_2 .

Как уже отмечалось выше, основным энергетическим показателем стабилизаторов является КПД, для которого применительно к последовательным стабилизаторам можно записать

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{н}}}{U_{\text{ВХ}} I_{\text{к1}}},$$

где $I_{\text{к1}} = I_{\text{кэ}VT_1}$ — ток коллектора регулирующего транзистора VT_1 .

Так как $I_{\text{н}} \approx I_{\text{к1}}$, то $\eta = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$.

Из приведенных выражений видно, что КПД тем больше, чем больше отношение напряжений $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$.

Коэффициент полезного действия стабилизатора напряжения параллельного типа (рис. 5.15) может быть несколько меньше из-за большей входной мощности. Для данной схемы можно записать

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{рз}} + I_{\text{н}}; \quad U_{\text{ВХ}} = U_{\Gamma} + U_{\text{ВЫХ}},$$

где $I_{\text{ВХ}}$ — входной ток стабилизатора; $I_{\text{рз}} = I_{\text{кэ}VT_1}$ — ток, протека-

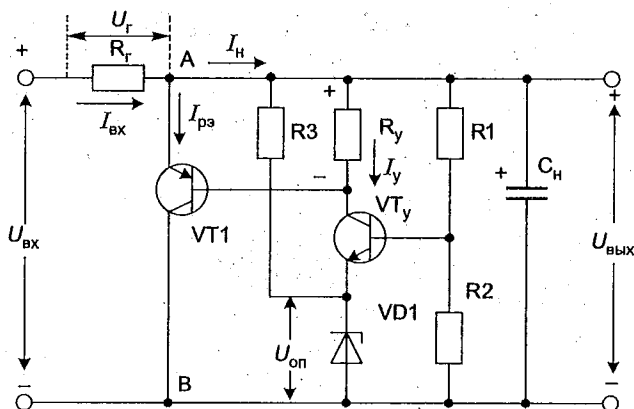


Рис. 5.15. Схема стабилизатора непрерывного действия с параллельным включением регулирующего элемента

ющий через регулирующий элемент, реализованный на транзисторе VT_1 ; $U_Г$ — напряжение на гасящем резисторе.

Любые изменения выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ схемы приводят к изменению потенциала базы усилительного транзистора $VT_у$ и тока $I_у$. Так, увеличение (уменьшение) тока $I_у$ ведет к увеличению (уменьшению) напряжения на резисторе $R_у$. При этом открывается (или запирается) регулирующий транзистор VT_1 и его коллекторный ток $I_{кэ}VT_1 = I_{рз}$ увеличивается (или уменьшается). Увеличение (уменьшение) $I_{рз}$ приводит к увеличению (уменьшению) падения напряжения $U_Г$ на гасящем резисторе $R_Г$, а выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ сохраняется постоянным с определенной степенью точности.

Для параллельных стабилизаторов КПД

$$\eta = P_{ВЫХ}/P_{ВХ} = U_{ВЫХ}I_Н/U_{ВХ}(I_{рз} + I_Н).$$

Достоинством стабилизаторов с параллельным включением регулирующего элемента является лучшая, чем у последовательного стабилизатора, работа на импульсную нагрузку и нечувствительность к режиму короткого замыкания на выходе.

Регулирующий элемент в рассмотренных ранее схемах был выполнен на одном транзисторе. Однако при больших токах нагрузки ток базы регулирующего транзистора может быть значительным и для согласования мощного регулирующего транзистора с мало-мощным усилителем постоянного тока применяют составной регулирующий транзистор. В качестве примера на рис. 5.16 приведена схема регулирующего элемента, реализованная на двойном составном транзисторе.

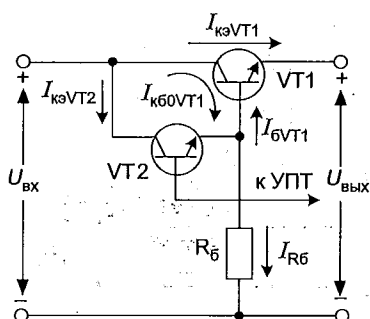


Рис. 5.16. Схема включения составного регулирующего транзистора

Резистор R_6 вводится для того, чтобы обеспечить работу транзистора VT2 в активной области при максимальной температуре окружающей среды и минимальном токе нагрузки.

С повышением температуры возрастает обратный ток коллектора $I_{к60VT1}$ транзистора VT1, а с уменьшением тока нагрузки $I_n = I_{кэVT1}$ снижается ток базы $I_{б6VT1}$ и, следовательно, ток эмиттера VT2 $I_{э6VT1}$. При некотором минимальном значении тока нагрузки $I_{n\min}$ ток $I_{б6VT1}$ и, следовательно, ток эмиттера VT2 станут

равными нулю и нормальная работа схемы нарушится. Чтобы этого не произошло, для тока I_{R6} должно выполняться условие

$$I_{R6} > I_{к60\max VT1} - I_{б\min VT1},$$

где $I_{к60\max VT1}$, $I_{б\min VT1}$ — максимальный обратный ток коллектора и минимальный ток базы транзистора VT1.

Для определения параметров схемы составной транзистор заменяют эквивалентным, коэффициент передачи тока $h_{21э}$ которого будет равен произведению $h_{21э}$ составляющих транзисторов.

Для двойного составного транзистора в соответствии с рис. 5.16 минимальное значение напряжения $U_{кэ\min VT1}$ на переходе коллектор-эмиттер транзистора VT1

$$U_{кэ\min VT1} = U_{кб\min VT2} + U_{эбVT1} + U_{эбVT2},$$

где $U_{кб\min VT2}$ — минимальное напряжение на переходе коллектор-база транзистора VT2, при котором еще обеспечивается работа транзисторов в линейной области характеристик; $U_{эбVT1}$, $U_{эбVT2}$ — номинальные значения постоянных напряжений на переходах эмиттер-база транзисторов VT1, VT2.

Увеличение значения напряжения $U_{кэ\min VT1}$ приводит к росту потерь мощности на переходе коллектор-эмиттер регулирующего транзистора VT1 и, соответственно, к снижению КПД устройства. Так, например, для тройного составного транзистора (рис. 5.17, а) напряжение $U_{кэ\min VT1}$ увеличивается по сравнению со схемой, представленной на рис. 5.16, на значение напряжения на переходе эмиттер-база $U_{эбVT3}$ транзистора VT3:

$$U_{кэ\min VT1} = U_{кб\min VT3} + U_{эбVT1} + U_{эбVT2} + U_{эбVT3},$$

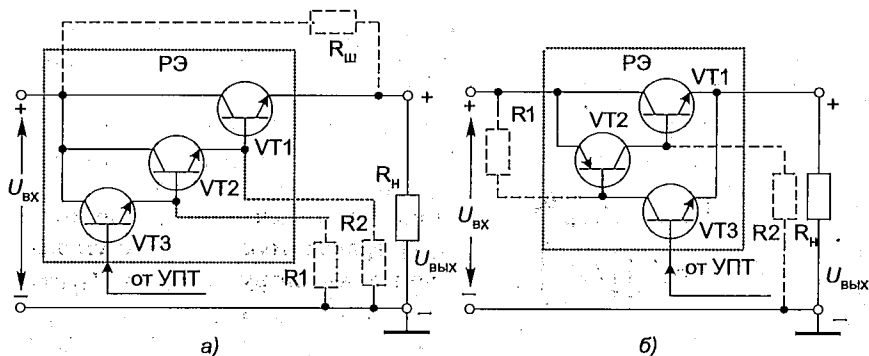


Рис. 5.17. Схема тройного составного транзистора: обычная (а) и с дополнительной симметрией (б)

где $U_{кб \min VT3}$ — минимальное напряжение на переходе коллектор-база транзистора VT3.

Существует несколько способов уменьшения $U_{кэ \min VT1}$ с целью повышения КПД стабилизаторов. Так, например, уменьшить значение $U_{кэ \min VT1}$ можно с помощью тройных (или более высоких порядков) составных транзисторов с дополнительной симметрией (рис. 5.17, б).

Для схемы рис. 5.17, б можно записать

$$U_{кэ \min VT1} = U_{кб \min VT3} + U_{эб VT2} + U_{эб VT3}.$$

Из этого выражения следует, что значение $U_{кэ \min VT1}$ меньше, чем в схеме рис. 5.17, а, на величину $U_{эб VT1}$, т.е. на 0,7...1,0 В.

Недостатком составных транзисторов с дополнительной симметрией является возможная генерация на высоких частотах, для устранения которой следует предусматривать корректирующие звенья (резистивно-емкостные цепочки, конденсаторы, малогабаритные высокочастотные дроссели), включаемые между переходами транзисторов или между базовыми выводами транзисторов и общим проводом питания. Включение резисторов подпитки R1, R2 составных транзисторов показано на рис. 5.17, а, б пунктирными линиями.

Уменьшить $U_{кэ \min VT1}$ можно также в составных транзисторах при питании коллекторов маломощных транзисторов, как показано на рис. 5.18, от дополнительного источника напряжения $U_{доп}$.

В схеме рис. 5.18 напряжение коллектор-эмиттер транзисторов VT2, VT3 выше напряжения коллектор-эмиттер мощного транзистора VT1 на 1,5...2,0 В, и для составного транзистора должно выпол-

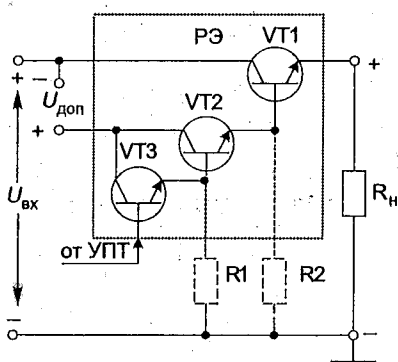


Рис. 5.18. Схема составного транзистора с питанием коллекторов маломощных транзисторов от дополнительного источника напряжения

при достаточном напряжении $U_{\text{доп}}$ транзисторы VT2 и VT3, оставшиеся в линейном режиме, через база-эмиттерный переход транзистора VT1 подают в схему необходимый ток нагрузки.

Уменьшить $U_{\text{кэ min VT1}}$ до минимального значения можно также, если использовать специальные схемы управления мощным регулирующим транзистором. Примером практической реализации такого стабилизатора с двойным составным транзистором может служить схема, приведенная на рис. 5.19, в которой $U_{\text{кэ min VT1}}$ транзистора VT1 не превышает 1,0 В. В этой схеме коллекторный ток транзистора VT4 дифференциального каскада непосредственно используется в качестве базового тока составного транзистора VT1, VT2. Источник опорного напряжения на стабилитроне VD2 запитан от источника тока (ИТ), варианты реализации которого рассмотрены в разд. 5.2. В стабилизаторе (см. рис. 5.19) также предусмотрена защита от перегрузок по току, реализованная на транзисторе VT3, резисторах R4, R5 и стабилитроне VD1. Подбором делителя напряжения на резисторах R4, R5 можно получить в этой схеме падающую выходную характеристику стабилизатора при превышении тока нагрузки заданного критического значения.

В транзисторных стабилизаторах регулирующий транзистор выбирают, исходя из максимальных значений напряжения коллектор-эмиттер, коллекторного тока и рассеиваемой мощности.

Предельная мощность, рассеиваемая транзистором без радиатора,

$$P_{\text{пред}} = (t_{\text{п max}} - t_{\text{окр max}}) / (R_{\text{пк}} + R_{\text{кс}}),$$

наться условие

$$U_{\text{кэ min VT1}} = U_{\text{кб min VT1}} + U_{\text{эб VT1}}.$$

Следовательно, в схеме (рис. 5.18) $U_{\text{кэ min VT1}}$ уменьшается на сумму напряжений база-эмиттер транзисторов VT2, VT3.

Схему, приведенную на рис. 5.18, можно использовать при необходимости компенсации кратковременных (менее 5 с) провалов входного напряжения $U_{\text{вх}}$ без ухудшения КПД стабилизатора. Так, если напряжение $U_{\text{вх}}$ уменьшится настолько, что регулирующий транзистор VT1 войдет в насыщение, то

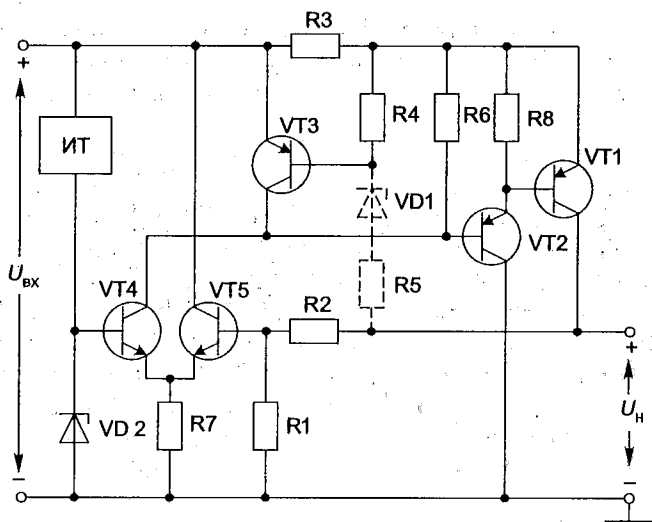


Рис. 5.19. Компенсационный стабилизатор непрерывного действия последовательного типа со специальной схемой управления мощным регулирующим транзистором

где $t_{п\max}$ — максимальная температура коллекторного перехода; $t_{окр\max}$ — максимальная температура окружающей среды; $R_{пк}$, $R_{кс}$ — тепловые сопротивления переход-корпус, корпус-среда.

Для мощных отечественных транзисторов при окружающей температуре 40...50 °С значение этой мощности составляет 1,5...2 Вт. На регулирующем транзисторе стабилизатора может рассеиваться мощность, значительно превышающая указанные значения.

От значения мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, зависит температура его коллекторного перехода, которая не должна превышать предельно допустимого значения, так как в противном случае может произойти тепловой пробой транзистора. Для германиевых транзисторов такая температура составляет 85...100 °С, для кремниевых — 150...200 °С.

Для отвода тепла транзисторы устанавливают на радиаторы (см. разд. 2.1). Снижение мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, позволяет уменьшить размеры радиаторов, а следовательно, габаритные размеры и массу стабилизатора. Одним из способов уменьшения мощности в последовательных стабилизаторах является шунтирование регулирующего транзистора активным сопротивлением $R_{ш}$ (на рис. 5.10 и 5.17, а подключение $R_{ш}$ показано штриховой линией). В этом случае часть тока нагрузки протекает через сопро-

тивление, ток коллектора регулирующего транзистора уменьшается, что ведет к снижению мощности, рассеиваемой на нем. Однако при этом ухудшаются качественные показатели стабилизирующего устройства.

В настоящее время промышленностью освоен серийный выпуск интегральных стабилизаторов с непрерывным регулированием серии 142ЕН. Стабилизаторы данной серии можно условно разделить на четыре группы: стабилизаторы с регулируемым выходным напряжением от 3 до 30 В типов 142ЕН 1; 2 и 142ЕН 3, 4; стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением 5, 6, 9, 12, 15, 20, 24, 27 В типов 142ЕН 5; и 142ЕН 8; 9; стабилизаторы с двухполярным регулируемым выходным напряжением от 5 до 15 В серии 142ЕН 6 и стабилизаторы отрицательной полярности типа 142ЕН 10. Из перечисленных типов интегральных стабилизаторов наибольшее распространение, в силу своей универсальности, получили стабилизаторы серии 142ЕН 1, 2. Кроме своего основного назначения, они используются в качестве активных сглаживающих фильтров, стабилизаторов тока, пороговых устройств, устройств защиты и т.п.

Интегральные стабилизаторы выполняются на основе полупроводниковой планарной технологии в объеме кристалла кремния.

На рис. 5.20 изображена схема интегрального стабилизатора КР142ЕН2А и один из способов ее включения.

В качестве регулирующего элемента в интегральном стабилизаторе используют составной транзистор VT4-VT3.

Источником опорного напряжения является параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне VD1 и полевом транзисторе VT1. Транзистор VT1 в схеме используется как параметрический стабилизатор для стабилизации тока стабилитрона VD1. Опорное напряжение со стабилитрона VD1 поступает на вход эмиттерного повторителя, выполненного на транзисторе VT5, резисторах R1, R2 и диоде VD2. Диод VD2 введен для обеспечения температурной компенсации напряжения, подаваемого на вход УПТ (выводы 6 и 8 микросхемы), выполненного по схеме дифференциального усилителя на транзисторах VT6, VT7.

Регулирующий элемент стабилизатора выполнен на транзисторах VT3, VT4, включенных по схеме Дарлингтона (по схеме составного транзистора). Полевой транзистор VT2 подключен к коллектору транзистора VT7 усилителя постоянного тока и базе РЭ так, что его ток стока представляет собой сумму тока коллектора VT7 и тока базы РЭ. Коллектор второго транзистора УПТ подключен к эмиттеру транзистора VT3. В результате ток коллектора VT6 является током подпитки для транзистора VT3 регулирующего элемента. Для

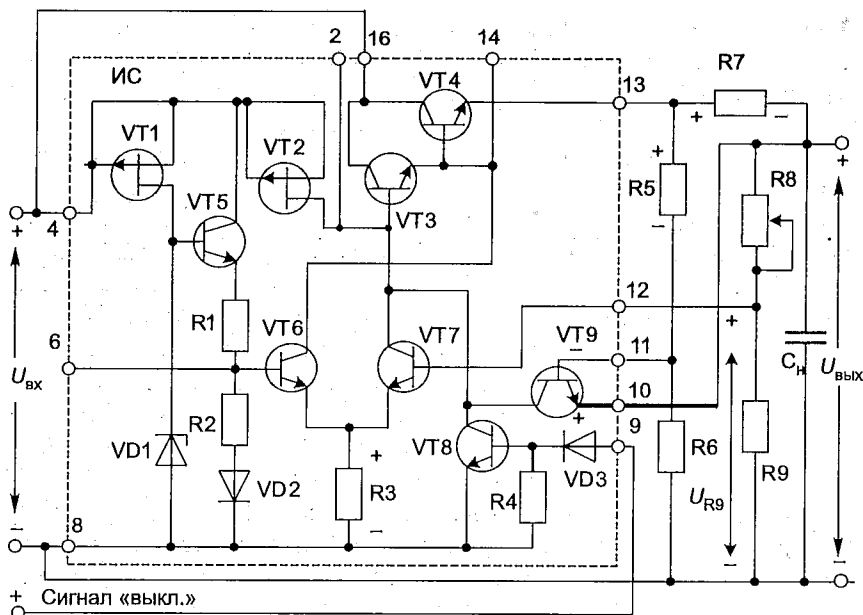


Рис. 5.20. Схема последовательного стабилизатора напряжения в интегральном исполнении (KP142EH2)

защиты стабилизатора от короткого замыкания и перегрузок по току в схему включен транзистор VT9. Возможность выключения стабилизатора внешним сигналом обеспечивается транзистором VT8.

Для работы интегрального стабилизатора необходимо подключить к схеме делитель обратной связи R8, R9, выходную емкость C_H и резисторы схемы защиты R5...R7.

Принцип действия схемы (см. рис. 5.20) заключается в следующем. При изменении выходного напряжения, например в сторону увеличения, увеличивается напряжение U_{R9} на нижнем плече делителя (резисторе R9), что приводит к увеличению базового и, следовательно, коллекторного тока транзистора VT7. Увеличение коллекторного тока VT7 при неизменном токе стока транзистора VT2 приводит к уменьшению тока базы регулирующего элемента (тока база VT3), в результате чего увеличивается напряжение коллектор-эмиттер VT4, что и обеспечивает стабилизацию выходного напряжения стабилизатора. Регулировка выходного напряжения осуществляется переменным резистором R8.

Защита стабилизатора от короткого замыкания и перегрузок по току основана на запирающем составного регулирующего транзистора.

В нормальном режиме напряжение на резисторе R7 (датчике тока) меньше напряжения на резисторе R5, база транзистора VT9 имеет отрицательный потенциал по отношению к его эмиттеру, и транзистор VT9 закрыт. При значительных перегрузках и при коротком замыкании возрастает напряжение на резисторе R7. Как только напряжение на резисторе R7 превысит напряжение на резисторе R5, потенциал базы транзистора VT9 станет положительным по отношению к его эмиттеру, транзистор VT9 откроется, его базовый и коллекторный токи увеличатся. Рост коллекторного тока транзистора VT9 приводит к уменьшению токов базы транзисторов VT3, VT4, они запираются, что вызывает ограничение тока в цепи нагрузки.

Как видно из принципа действия схемы защиты, ток нагрузки, при котором происходит срабатывание, зависит от сопротивления резистора R7. Чем меньше сопротивление резистора R7, тем при больших токах нагрузки срабатывает схема защиты.

Для дистанционного выключения стабилизатора на базу транзистора VT8 (вывод 9) подается внешний положительный сигнал. Транзистор VT8 открывается, запирается составной регулирующий транзистор VT3, VT4, и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до нуля.

В случае если интегральная микросхема не может обеспечить необходимый ток нагрузки, допускается подключение внешнего регулирующего транзистора. Примером использования внешнего регулирующего транзистора может служить схема параллельного стабилизатора напряжения (рис. 5.21), в котором интегральный стабили-

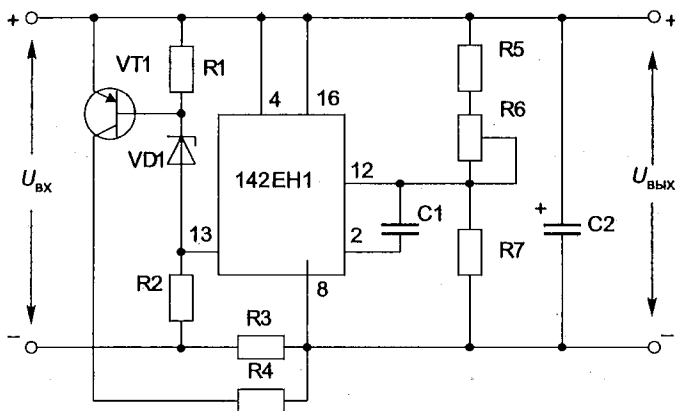


Рис. 5.21. Схема параллельного стабилизатора напряжения, реализованная на базе интегральной микросхемы серии 142EH1

затвор типа 142ЕН1 (или 142ЕН2) применяется как узел сравнения с опорным напряжением и усиления. Регулирующий элемент в данном случае содержит дополнительный внешний транзистор VT1, резисторы R1, R2 и стабилитрон VD1, что позволяет обеспечить фазовый сдвиг сигнала рассогласования, необходимый для получения отрицательной обратной связи в параллельном стабилизаторе.

Принцип действия стабилизатора заключается в следующем. При увеличении выходного напряжения $U_{\text{вых}}$, как было показано выше, запирается регулирующий элемент интегрального стабилизатора, что приводит к уменьшению падения напряжения на резисторе R2, подключенном к эмиттеру этого регулирующего элемента. Уменьшение напряжения на R2 вызывает увеличение тока базы, а, следовательно, тока коллектора транзистора VT1 и соответственно увеличение падения напряжения на гасящем сопротивлении R3, что и обеспечивает стабилизацию выходного напряжения с определенной степенью точности.

Г л а в а 6

Преобразователи напряжения

Преобразователем напряжения (по зарубежной терминологии DC/DC converter) называют устройство, преобразующее электрическую энергию постоянного тока в электрическую энергию постоянного тока другого уровня напряжения или имеющую гальваническую развязку выходного напряжения от источника энергии. Преобразователи напряжения (ПН) могут применяться в виде отдельного законченного устройства или входить в состав источников и систем бесперебойного питания аппаратуры электрической энергией постоянного тока. ПН широко применяются в системах электропитания для стабилизации выходного напряжения электропитающих установок (ЭПУ) во всех режимах их работы (стабилизаторы постоянного напряжения — СПН, вольтодобавочные конвертеры — КВ, КУВ). На базе ПН строятся современные выпрямительные (выпрямители с бестрансформаторным входом — ВБВ) и инверторные устройства, преобразующие электрическую энергию постоянного тока в электрическую энергию переменного тока. Блоки питания электронных сигнально-вызывных устройств (СВУС-Э, СВУС-М) декадно-шаговых и координатных АТС также представляют собой преобразователи напряжения. Преобразователи современных цифровых систем передачи и обработки информации, преобразующие выходное напряжение ЭПУ в напряжения, необходимые для работы аппаратуры, тоже представляют собой преобразователи напряжения. Столь широкое применение ПН объясняется прежде всего их высокими энергетическими и удельными объемно-массовыми показателями, поскольку транзисторы в этих устройствах работают в режиме переключения на высокой частоте. Повышение частоты преобразования электрической энергии позволяет существенно уменьшить массу и габариты устройств в целом и улучшить их динамические характеристики. Во всех выше упомянутых примерах примене-

ния ПН, преобразование электрической энергии осуществляется на частотах 20...300 кГц.

По принципу действия различают однотактные и двухтактные преобразователи постоянного напряжения. В однотактных преобразователях подключение элементов преобразователя и нагрузки к источнику энергии постоянного тока осуществляется один раз за период с помощью одного (или двух, синхронно работающих) устройства переключения. В двухтактных преобразователях подключение к источнику энергии осуществляется два раза за период с помощью как минимум двух переключающих устройств.

6.1. Однотактные ППН с непосредственной связью

Однотактные преобразователи напряжения (ОПН) могут быть с непосредственной связью между источником энергии и нагрузкой и с гальванической развязкой между источником энергии и нагрузкой. В последнем случае в состав преобразователя входит силовой трансформатор.

Однотактные преобразователи типа ПН. На рис. 6.1 представлена схема однотактного преобразователя с непосредственной связью типа ПН (с понижением напряжения) и временные диаграммы, поясняющие его работу.

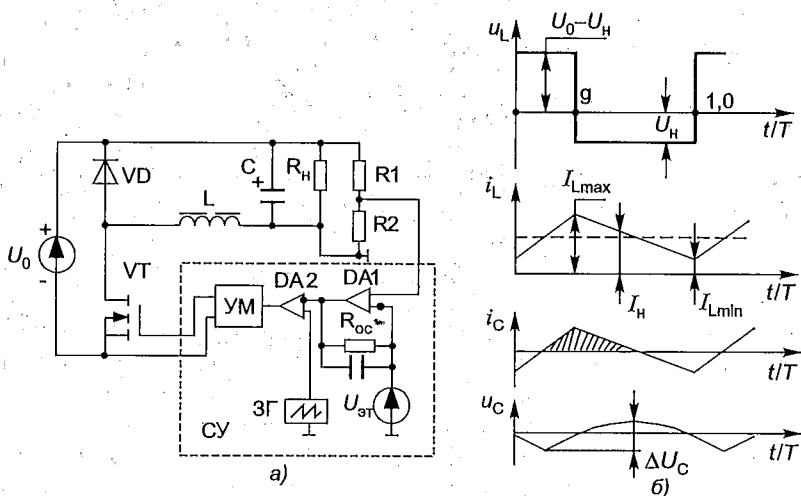


Рис. 6.1. Функциональная схема однотактного преобразователя типа ПН и временные диаграммы, поясняющие его работу

Рассмотрим работу ОПН в установившемся режиме в предположении идеальности элементов его силовой части. При переводе схемой управления (СУ) силового транзистора VT в режим насыщения к обмотке дросселя L будет приложено напряжение, равное разности напряжений источника энергии U_0 и напряжения на нагрузке u_n . Под действием этого напряжения дроссель L будет запасать энергию, а ток дросселя i_L , равный току стока транзистора VT, будет нарастать практически по линейному закону (ввиду малости переменной составляющей напряжения на нагрузке) от минимального $I_{L \min}$ до максимального $I_{L \max}$ значения:

$$i_L = i_{cVT} = I_{L \min} + \frac{(U_0 - U_n)t}{L}, \quad (6.1)$$

где U_n — среднее значение напряжения на нагрузке.

Диод VD на этом временном интервале закрыт и находится под напряжением, равным напряжению источника энергии U_0 . При заперении транзистора VT ЭДС на зажимах обмотки дросселя меняет свой знак и обеспечивает открытие диода VD, в результате чего ранее запасенная дросселем энергия будет через этот диод передаваться в нагрузку и подзаряжать конденсатор C (до тех пор, пока ток дросселя больше тока нагрузки). На этом интервале времени к обмотке дросселя L будет приложено напряжение, равное напряжению на нагрузке, так что ток дросселя будет спадать от $I_{L \max}$ до $I_{L \min}$ по линейному закону. Обозначив длительность открытого состояния транзистора VT через t_n , а период преобразования энергии через T , для приращения тока дросселя ΔI_L можно записать

$$\Delta I_L = I_{L \max} - I_{L \min} = \frac{U_n(T - t_n)}{L} = \frac{U_n(1 - \gamma)}{fL}, \quad (6.2)$$

где $\gamma = t_n/T$ — относительная длительность включенного состояния транзистора VT; $f = 1/T$ — частота преобразования.

Следует отметить, что в ряде публикаций относительную длительность включенного состояния транзистора обозначают не через γ , а через D (duty).

С уменьшением индуктивности дросселя (при прочих неизменных параметрах ОПН) будет согласно (6.2) увеличиваться приращение тока дросселя ΔI_L . При некотором значении этой индуктивности приращение тока дросселя ΔI_L становится равным удвоенному значению тока нагрузки $I_n = U_n/R_n$. При этом $I_{L \min}$ становится равным нулю, а кривая тока дросселя i_L будет касаться оси времени, не имея разрывов. Такая индуктивность дросселя называется критической $L_{кр}$. Эта индуктивность определяет границу между режимами ра-

боты ОПН с безразрывными (непрерывными) и разрывными токами дросселя. Согласно выше изложенному и соотношению (6.2) выражение для $L_{кр}$ можно представить в следующем виде:

$$L_{кр} = (1 - \gamma)U_H / (2I_H f). \quad (6.3)$$

Понятно, что при неизменном среднем значении тока нагрузки, в режиме разрывных токов дросселя максимальное значение тока $I_{L \max}$ оказывается существенно большим по сравнению с режимом безразрывных токов дросселя. Поэтому потери во всех элементах силовой части ОПН будут также существенно выше в режиме разрывных токов дросселя. Обычно в практике применения статических преобразователей для аппаратуры связи $L_{кр}$ рассчитывается исходя из минимального значения тока нагрузки.

В установившемся режиме работы ОПН приращение магнитного потока в дросселе должно быть за период равным нулю, а следовательно, среднее за период значение напряжения на зажимах дросселя U_{Lcp} для идеального ОПН, работающего в режиме непрерывных токов, также должно быть равным нулю. Из кривой u_L рис. 6.1 следует

$$U_{Lcp} = (U_0 - U_H)\gamma - U_H(1 - \gamma) = 0. \quad (6.4)$$

Из последнего соотношения можно установить зависимость между напряжением на выходе идеального одноконтурного преобразователя типа ПН и напряжением на входе. Эта зависимость называется регулировочной характеристикой. Для идеального ОПН с понижением напряжения, работающего в режиме непрерывных токов дросселя, регулировочная характеристика имеет следующий вид:

$$U_H = \gamma U_0. \quad (6.5)$$

Для реального преобразователя типа ПН при относительно малом приращении тока дросселя по сравнению со средним значением тока нагрузки выражение (6.4) примет следующий вид:

$$\gamma(U_0 - U_H - I_H R_1) - (1 - \gamma)(U_H + I_H R_2) = 0, \quad (6.6)$$

где R_1 — суммарное значение сопротивления обмотки дросселя, транзистора VT в режиме насыщения и сопротивления источника энергии U_0 ; R_2 — суммарное значение сопротивления обмотки дросселя и сопротивления диода VD в открытом состоянии.

Регулировочная характеристика реального преобразователя типа ПН (для режима непрерывных токов дросселя) будет иметь следующий вид:

$$U_H = \gamma U_0 - I_H [\gamma R_1 + (1 - \gamma) R_2]. \quad (6.7)$$

Из выражения (6.7) следует, что даже при γ стремящимся к единице напряжение на выходе оказывается ниже входного. Отсюда и название данного преобразователя.

Размах пульсации ΔU_C напряжения на выходе рассматриваемого ОПН можно в первом приближении определить следующим образом:

$$\Delta U_C = ST/C, \quad (6.8)$$

где S — площадь заштрихованной на рис. 6.1,б кривой i_C , определяющая заряд накапливаемый конденсатором C на интервале периода; C — емкость конденсатора C . В соответствии с рис. 6.1 площадь S оказывается равной $\Delta I_L/8$.

Подставляя в (6.8) значение ΔI_L из выражения (6.2), получим соотношение для размаха пульсации ΔU_C в следующем виде:

$$\Delta U_C = \frac{U_H(1-\gamma)}{8f^2LC}. \quad (6.9)$$

Работа рассматриваемого ОПН в режиме разрывных токов дроселя подробно рассмотрена в [23, 25].

Управление силовым транзистором в данном ОПН, как и в других преобразователях напряжения, осуществляется в основном по одному из трех способов.

При *широотно-импульсном управлении* длительность включенного состояния силового транзистора (силовых транзисторов) меняется, тогда как период преобразования остается неизменным и определяется частотой задающего генератора. В этом случае устройство работает в режиме вынужденных колебаний на частоте задающего генератора.

При *двухпозиционном (релейном) управлении* устройство работает в режиме автоколебаний. В этом случае длительность включенного состояния силового транзистора (длительность импульса), как и частота преобразования являются переменными, зависящими от параметров элементов схемы.

При *частотно-импульсном управлении* длительность включенного состояния определяется параметрами резонансного контура и является постоянной, тогда как период преобразования является величиной переменной.

Рассмотрим более подробно упомянутые выше способы управления на примере импульсных стабилизаторов, выполненных на базе ОПН типа ПН.

Широтно-импульсное управление. Принцип широтно-импульсного управления можно рассмотреть на примере ОПН типа ПН,

представленного на рис. 6.1,а, схема управления которого обеспечивает работу устройства в режиме стабилизации среднего значения выходного напряжения. В этой схеме усилитель постоянного тока выполнен на операционном усилителе DA1, на неинвертирующий вход которого подается сигнал с нижнего плеча выходного сравнивающего делителя R1, R2. Тогда как на инвертирующий вход DA1 подается эталонное (опорное) напряжение $U_{эт}$. Поэтому любое изменение выходного напряжения в сторону увеличения, вызванное либо повышением входного напряжения U_0 , либо уменьшением тока нагрузки I_n , либо какой-нибудь другой причиной, приведет к увеличению напряжения на выходе DA1, т.е. на инвертирующем входе операционного усилителя (компаратора) DA2, на котором выполнен широтно-импульсный модулятор.

Поскольку на неинвертирующий вход DA2 подается пилообразное напряжения задающего генератора ЗГ, то повышение напряжения на инвертирующем входе DA2 приведет к уменьшению длительности сигнала высокого уровня и соответствующему увеличению длительности сигнала низкого уровня на выходе DA2. Сигнал с выхода модулятора через усилитель мощности УМ (драйвер) подается на вход транзистора VT. Уменьшение длительности сигнала высокого уровня на выходе модулятора вызывает уменьшение длительности включенного состояния VT, что и обеспечивает стабилизацию выходного напряжения стабилизатора, реализованного на базе ОПН типа ПН.

Двухпозиционное управление. Для того чтобы перейти от широтно-импульсного управления в схеме рис. 6.1,а к двухпозиционному управлению достаточно вместо DA2 и ЗГ ввести в схему пороговое устройство, например триггер Шмитта с двумя устойчивыми состояниями. В качестве примера на рис. 6.2 представлена модель релейного стабилизатора напряжения постоянного тока, выполненная в программе Micro-Cap 6.0.

Силовая часть стабилизатора представлена источником напряжения V1 (с напряжением 30 В), транзистором Q8, диодом D3, дросселем L1 (с индуктивностью 5 мГн), конденсатором C4 (с емкостью 100 мкФ) и сопротивлением нагрузки R20 (5 Ом). Схема управления содержит: выходной сравнивающий делитель R27, R28; источник эталонного (опорного) напряжения, выполненный на стабилитроне D1 и резисторе R1; дифференциальный усилитель постоянного тока на транзисторах Q1, Q2; триггер Шмитта, выполненный на транзисторах Q3, Q4 и источник стабильного напряжения для форсированного запираания Q8, выполненный на стабилитроне D2 и конденсаторе C2. Принцип действия стабилизатора заключается в следующем.

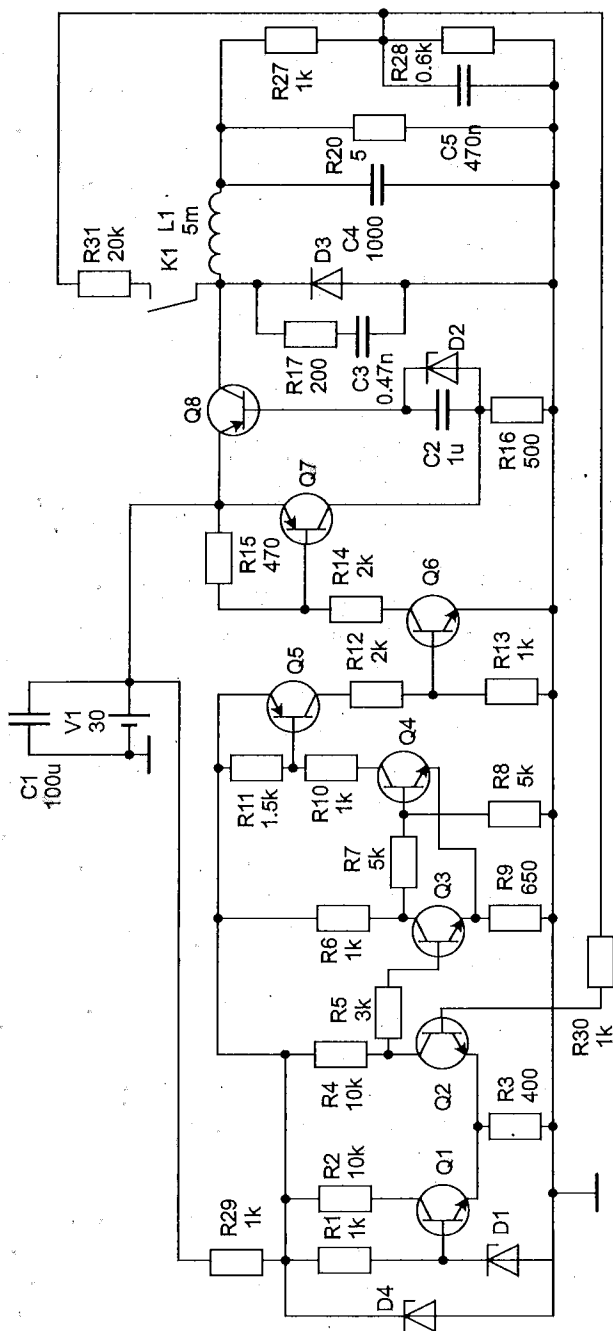


Рис. 6.2. Модель релейного стабилизатора напряжения постоянного тока

При переводе схемой управления транзистора Q8 в режим насыщения начинает увеличиваться ток дросселя L1. Когда увеличивающийся ток дросселя становится больше тока нагрузки, начинается подзаряд конденсатора C4 и увеличение напряжения на нагрузке, а следовательно, на нижнем плече выходного сравнивающего делителя. Увеличение напряжения на R28 приводит к открытию транзистора Q2 усилителя и, следовательно, к уменьшению напряжения на входе триггера. При достижении порога отпускания триггера его транзистор Q3 выключается, а Q4 переходит в режим насыщения. Включение Q4 приводит к включению транзисторов Q5, Q6 и Q7. При включении Q7 создается цепь разряда конденсатора C2, что и обеспечивает форсированное запирающее Q8. Транзистор Q8 будет находиться в выключенном состоянии до тех пор, пока при уменьшении выходного напряжения стабилизатора, напряжение на входе триггера не достигнет порога его срабатывания, при котором транзистор Q4, а следовательно, и транзисторы Q5, Q6 и Q7 будут выключены. Выключение Q7 создает цепь протекания базового тока транзистора Q8 через резистор R16, что и обеспечивает его включение. Частота переключения силового транзистора Q8 будет зависеть от следующих параметров: скорости нарастания тока дросселя, т.е. от величины индуктивности дросселя L1, разности между входным и выходным напряжениями стабилизатора, выходной емкости C4, коэффициента усиления усилителя и, наконец, разности напряжений между порогом срабатывания и отпускания триггера. На рис. 6.3 представлены результаты моделирования схемы (при разомкнутом ключе K1) выходного напряжения стабилизатора и напряжения на диоде D3.

Как видно из нижней кривой, период автоколебаний при данных параметрах схемы составляет 1,685 мс ($\Delta T = 1.685 \text{ мс}$), а размах пульсации выходного напряжения оказывается равным 4,971 В ($\Delta v(R20) = 4.971$). Естественно, что столь большая пульсация выходного напряжения неприемлива для реальной аппаратуры. Существенное уменьшение пульсации может быть обеспечено повышением частоты автоколебаний при неизменных параметрах выходного сглаживающего фильтра стабилизатора. Одним из способов такого повышения частоты автоколебаний является введение в схему RC цепочки, состоящей из резистора R31 и конденсатора C5, т.е. замыкания ключа K1 на схеме рис. 6.2. В последнем случае переключение триггера будет определяться изменением напряжения на конденсаторе C5, а не изменением выходного напряжения стабилизатора. Результаты моделирования выходного напряжения стабилизатора и напряжения на его диоде D3 при $R31 = 20 \text{ кОм}$ и $C5 = 470 \text{ нФ}$ приведены на рис. 6.4.

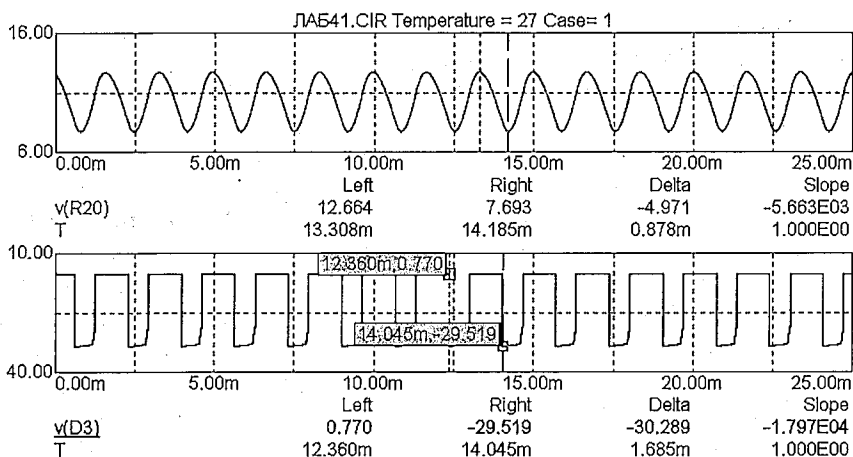


Рис. 6.3. Кривая выходного напряжения стабилизатора и форма кривой напряжения на диоде D3

Как следует из диаграммы напряжения, на диоде D3 (нижняя кривая на рис. 6.4) введение в схему R31 и C5 позволило уменьшить длительность периода автоколебаний до 0,043 мс и тем самым уменьшить размах пульсации выходного напряжения стабилизатора до 3 мВ ($\Delta v(R20) = -0.003$ В). Методика расчета элементов и показателей классических релейных стабилизаторов и релейных стабилизаторов с RC-цепочками приведены в [47].

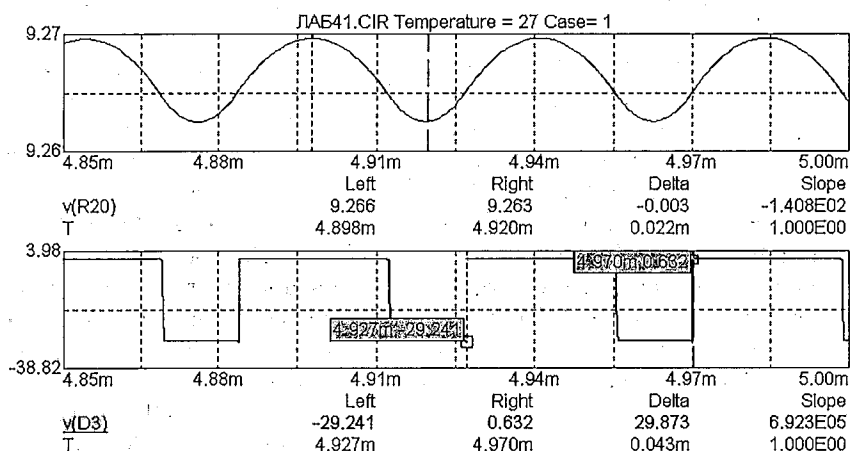


Рис. 6.4. Кривая выходного напряжения стабилизатора и форма кривой напряжения на диоде D3 при введении в схему R31 и C5

Частотно-импульсное управление. Один из возможных вариантов реализации модулятора при частотно-импульсном управлении показан на рис. 6.5. Эта схема представляет собой по существу автоколебательный мультивибратор с двумя независимыми времязадающими цепями.

Первая времязадающая цепь имеет неизменную постоянную времени $R_2 C_1$ и определяет длительность импульса на выходе инвертора DA1. Амплитуда этого импульса соответствует уровню логической единицы, близкому к напряжению питания инверторов. При переключении схемы и появлении на выходе DA1 логической единицы начинается заряд ранее разряженного конденсатора C1. По мере заряда этого конденсатора и уменьшении зарядного тока уменьшается и напряжение на резисторе R2. Переключение схемы и окончание импульса на выходе DA1 соответствует моменту снижения напряжения на резисторе R2 до уровня логического нуля. Вторая времязадающая цепь с емкостью C2 содержит в качестве времязадающего резистора управляемый источник тока, реализованный на транзисторе VT и резисторе R1. Изменение напряжения $u_{вх}$ на входе управляемого источника тока (эмиттерного повторителя) приводит к изменению зарядного тока конденсатора C2, а следовательно, к изменению длительности паузы. Разряд конденсаторов C1 и C2 осуществляется через диоды VD2, VD1 и выходы соответствующих инверторов (в моменты появления на их выходах уровня напряжений, соответствующих уровню логического нуля).

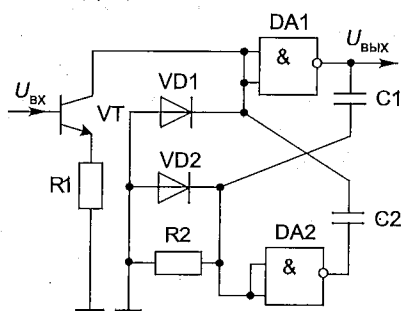


Рис. 6.5. Схема модулятора при частотно-импульсном управлении

В настоящее время в подавляющем большинстве случаев в преобразователях напряжения, используемых в устройствах связи, в основном применяется широтно-импульсный способ управления силовым транзистором (силовыми транзисторами). Для реализации этого способа разработано и выпускается промышленностью достаточно большое количество ШИМ-контроллеров в интегральном исполнении (например, типа КР1033ЕУ5, КР1114ЕУ4 и другие).

При широтно-импульсном управлении транзистором VT относительная длительность его открытого состояния γ может в соответствии с (6.6) изменяться в широких пределах от значений, близких к нулю, до значений, близких к единице. Однако следует иметь в виду, что выражение (6.6) получено в предположении идеальных ча-

стотных свойств транзистора VT и диода VD. В реальном случае инерционность этих элементов оказывает существенное влияние на регулировочную характеристику и энергетические показатели ОПН с понижением напряжения. В ОПН (см. рис. 6.1) после подачи на затвор транзистора относительно истока напряжения, большего порогового значения, транзистор переходит из режима отсечки в линейный режим и далее в режим насыщения. Однако время нахождения в линейном режиме (время включения транзистора) определяется не столько его частотными свойствами (прежде всего проходной емкостью сток-затвор), сколько частотными свойствами диода VD. До тех пор пока происходит рассасывание избыточных носителей диода, транзистор будет оставаться в линейном режиме при напряжении сток-исток близком к U_0 , а ток стока транзистора будет нарастать. В результате через транзистор на этом временном интервале протекают большие импульсные токи и выделяется большая мощность потерь, способная при отсутствии ограничения импульса тока привести к выходу транзистора из строя. Естественно, что рассмотренная картина характерна и для случая применения в качестве VT мощного биполярного транзистора. При запираании транзистора VT и переходе его в линейный режим диод VD начнет открываться только после того, как напряжение на транзисторе превысит значение напряжения на выходе ОПН так, что через транзистор на этом временном интервале протекают большие токи и выделяется существенная мощность потерь. Чем выше частота преобразования энергии, тем уже диапазон возможных изменений относительной длительности включенного состояния транзистора и тем больше составляющая потеря энергии на интервалах его переключения, т.е. тем больше размеры радиаторов охлаждения и тем ниже КПД преобразователя, работающего в режиме непрерывных токов дросселя. Это обстоятельство не позволяет повышать частоту преобразования энергии до сотен килогерц и выше с целью улучшения удельных объемно-массовых показателей преобразователей. Сказанное относится не только к случаю широтно-импульсного управления, но и к случаю двухпозиционного управления.

Наличие же паразитных элементов (индуктивности соединительных проводников, паразитные емкости самого транзистора, диода и монтажа) приводят к появлению высокочастотных колебаний напряжения на транзисторе и диоде в момент их закрытия. Частота этих колебаний лежит в пределах от сотен килогерц до единиц мегагерц. Возникающая при этом амплитуда импульсов напряжения на транзисторе и диоде может (без принятия соответствующих мер) превысить

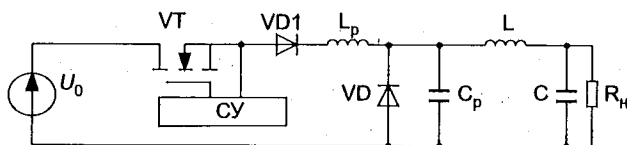


Рис. 6.6. Силовая часть резонансного ОПН типа ПН

допустимое для них значение. Для устранения высокочастотных колебаний и уменьшения потерь в транзисторе и диоде при их запертии параллельно им в практических схемах вводят RC-цепочки. Такая RC-цепочка введена, например, в схеме рис. 6.2 параллельно силовому диоду D3. Достаточно подробно вопросы переключения транзистора и диода, определение потерь в них на интервалах переключения, а также расчет элементов RC-цепочек (RCD-цепочек) рассмотрены в [37, 41].

При частотно-импульсном управлении транзистором с помощью резонансного контура можно обеспечить включение и выключение транзистора либо при нулевом токе, либо при нулевом напряжении. В том и другом случае потери при переключении (динамические потери) в транзисторе будут равны нулю. Такие преобразователи в литературе называются резонансными. На рис. 6.6 представлена силовая часть резонансного ОПН типа ПН. Последовательный резонансный контур представлен дросселем L_p , включенным последовательно с транзистором, и конденсатором C_p , включенным параллельно диоду VD.

Для исключения протекания через транзистор тока обратного направления в схему дополнительно введен диод VD1. Диаграммы, поясняющие работу схемы в установившемся режиме, представлены на рис. 6.7. Здесь на верхнем графике представлена временная диаграмма напряжения затвор-исток транзистора $U_{зи}$. Ниже представлены кривая тока стока транзистора $i_{VT}(t)$ и кривая напряжения сток-исток транзистора $u_{VT}(t)$.

До момента времени t_0 транзистор VT закрыт, а энергия, ранее запасенная дросселем L, передается в нагрузку через открытый диод VD. В момент t_0 схема

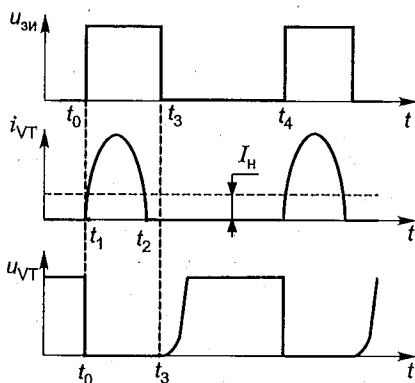


Рис. 6.7. Диаграммы, поясняющие работу резонансного ОПН

управления СУ переводит транзистор в режим насыщения (предполагается, что все элементы схемы рис. 6.6 идеальные и $L \gg L_p$).

Ток транзистора начинает нарастать и до тех пор, пока он не достигнет в момент t_1 значения тока нагрузки; его изменение описывается выражением $i_{VT} = U_0 t / L_p$. Далее начинается заряд конденсатора C_p током $(i_{VT} - I_n)$. Длительность протекания импульса тока через транзистор определяется следующим выражением [37, 41]:

$$\Delta t = (t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) = \frac{I_n L_p}{U_0} + \frac{1}{\omega_0} \left[\pi + \arcsin \left(\frac{I_n \omega_0 L}{U_0} \right) \right],$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{L_p C_p}$ — резонансная частота контура L_p, C_p .

Как видно из графиков, при длительности импульса $t_n = t_3 - t_0$, обеспечивающего нахождение транзистора в режиме насыщения, большей Δt , включение и выключение транзистора происходит при нулевом токе стока, т.е. при нулевом значении динамических потерь в транзисторе. При необходимости использования резонансного ОПН в качестве стабилизатора выходного напряжения схема управления должна сравнивать выходное напряжение с эталонным и обеспечивать изменение частоты.

Основным недостатком резонансных преобразователей с последовательным резонансным контуром является существенно большее амплитудное и действующее значение тока транзистора по сравнению с преобразователями с прямоугольной формой тока и напряжения, что соответствует случаю широтно-импульсного или двухпозиционного управления. Амплитудное значение тока транзистора $I_{C \max}$ зависит от величины входного напряжения, параметров резонансного контура и значения тока нагрузки [37]:

$$I_{C \max} = I_n + \frac{U_0}{\omega_0 L_p}.$$

Однотактные преобразователи типа ПИ. При подключении плюсового зажима источника энергии не к катоду диода VD, как это выполнено в схеме рис. 6.1,а, а к минусовому зажиму выходного напряжения, будет получен второй основной тип ОПН, который называется полярно-инвертирующим (ПИ). Схема силовой части этого ОПН и диаграмма, поясняющая его работу, представлены на рис. 6.8.

Рассмотрим установившийся режим работы идеального ОПН этого типа для случая безразрывных токов дросселя. При переводе схемой управления СУ транзистора VT в режим насыщения дроссель L оказывается подключенным параллельно источнику энергии U_0 . На интервале импульса (от 0 до γ) к обмотке дросселя прило-

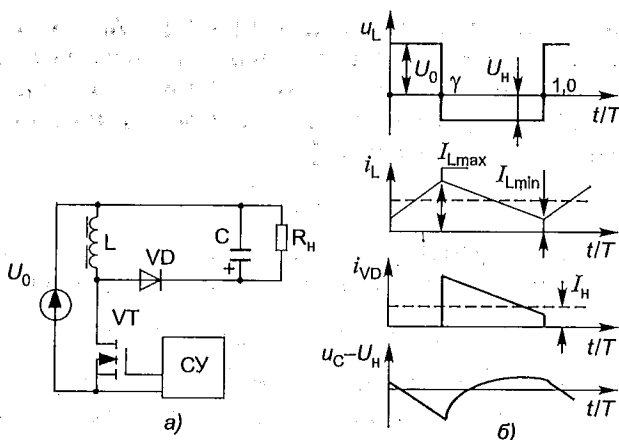


Рис. 6.8. Схема ОПН типа ПИ и временные диаграммы, поясняющие его работу

жено напряжение U_0 , под действием которого он запасает энергию, а ток дросселя нарастает по линейному закону от I_{Lmin} до I_{Lmax} . Дiode VD на этом временном интервале закрыт и находится под напряжением $U_H + U_0$.

Передача энергии в нагрузку от источника отсутствует. Ток нагрузки поддерживается за счет разряда конденсатора C . При запираании транзистора ЭДС на зажимах обмотки дросселя меняет свой знак и обеспечивает включение диода VD . На интервале «паузы» (от γ до $1,0$) когда транзистор закрыт, ранее запасенная дросселем энергия передается в нагрузку и обеспечивает подзаряд конденсатора. Ток дросселя при этом спадает от I_{Lmax} до I_{Lmin} . Для приращения тока дросселя на интервале паузы $\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin}$ справедливо ранее записанное соотношение (6.2). Для граничного случая между режимами безразрывных и разрывных токов дросселя I_{Lmin} в момент окончания периода преобразования принимает нулевое значение. Среднее за период значение тока диода, как показано на рис. 6.4, равно среднему значению тока нагрузки. Следовательно, для граничного случая можно записать

$$\Delta I_L = 2I_H / (1 - \gamma).$$

С учетом (6.2) выражение для критической индуктивности $L_{кр}$ примет следующий вид:

$$L_{кр} = U_H \frac{(1 - \gamma)^2}{2I_H f}. \quad (6.10)$$

Выражение для регулировочной характеристики данного ОПН может быть получено из условия равенства нулю среднего за период значения напряжения, приложенного к обмотке дросселя. В соответствии с кривой $u_L(t)$ на рис. 6.4 в случае идеального ОПН это условие выглядит следующим образом:

$$U_0\gamma = U_n(1 - \gamma). \quad (6.11)$$

Для реального ОПН (без учета коммутационных процессов в транзисторе и диоде) это условие может быть записано в виде

$$\gamma(U_0 - I_n R_1) - (1 - \gamma)(U_n + I_n R_2) = 0, \quad (6.12)$$

где R_1 — суммарное значение сопротивления обмотки дросселя, транзистора VT в режиме насыщения и сопротивления источника энергии U_0 ; R_2 — суммарное значение сопротивления обмотки дросселя и сопротивления диода VD в открытом состоянии.

Выражения для регулировочной характеристики идеального и реального ОПН типа ПИ будут иметь соответственно следующий вид:

$$U_n = \gamma U_0 / (1 - \gamma), \quad (6.13)$$

$$U_n = \gamma U_0 / (1 - \gamma) - I_n [R_2 + R_1 \gamma / (1 - \gamma)]. \quad (6.14)$$

Если в идеальном ОПН этого типа при изменении γ от 0 до 1 выходное напряжение меняется от 0 до бесконечности, то в реальном устройстве тем более при учете коммутационных процессов в транзисторе и диоде существует критическое значение $\gamma_{кр}$, после которого дальнейшее увеличение γ начинает приводить не к повышению, а к понижению выходного напряжения. Чем ниже КПД устройства, тем меньше значение $\gamma_{кр}$.

Размах пульсации выходного напряжения ΔU_C можно определить из выражения

$$\Delta U_C = I_n \gamma / fC, \quad (6.15)$$

где C — емкость выходного конденсатора ОПН.

Из сравнения выражений для размаха пульсации в ОПН типа ПИ (6.15) и в ОПН типа ПН (6.9) видно, что при одинаковых параметрах L и C размах пульсации в ОПН типа ПИ оказывается много большим, что является существенным его недостатком. Кроме того, в ОПН типа ПИ к закрытому транзистору и диоду прикладываются большие значения напряжения ($U_n + U_0$), поэтому и коммутационные потери в транзисторе и диоде оказываются большими. В связи с выше перечисленными недостатками данный тип ОПН находит крайне редкое применение в источниках электропитания устройств связи.

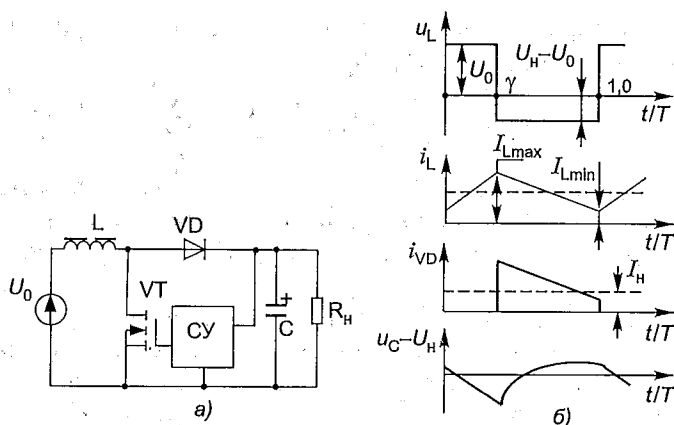


Рис. 6.9. Схема силовой части ОПС типа ПВ и временные диаграммы, поясняющие ее работу

Однотактные преобразователи типа ПВ. Третий основной тип ОПС с непосредственной связью входного и выходного напряжений может быть получен из схемы рис. 6.8 простым переключением минусового полюса нагрузки и конденсатора C к минусовому зажиму источника энергии U_0 . Такой преобразователь называется в литературе ОПС с повышением напряжения (типа ПВ). Схема силовой части этого ОПС и временные диаграммы, поясняющие ее работу, представлены на рис. 6.9.

На интервале импульса, когда транзистор VT находится в режиме насыщения, дроссель оказывается подключенным к источнику энергии U_0 и запасает энергию. Ток дросселя, равный на этом временном интервале току транзистора, будет нарастать по линейному закону от I_{Lmin} до I_{Lmax} . При этом, как и в случае ОПС типа ПИ, передача энергии от источника в нагрузку отсутствует. Ток нагрузки поддерживается только за счет разряда конденсатора C . Диод VD закрыт и находится под напряжением, равным напряжению нагрузки U_H . При запираании транзистора когда напряжение на нем превысит напряжение на нагрузке, т.е. когда ЭДС самоиндукции обмотки дросселя превысит величину, равную $(U_H - U_0)$, открывается диод VD и ранее запасенная дросселем энергия совместно с энергией, потребляемой от источника U_0 будут обеспечивать питание нагрузки и подзаряд конденсатора C . Для идеального ОПС типа ПВ, работающего в режиме безразрывных токов дросселя, регулировочная характеристика будет иметь следующий вид:

$$U_H = U_0 / (1 - \gamma). \quad (6.16)$$

В случае реального преобразователя регулировочная характеристика принимает следующую форму:

$$U_n = \frac{U_0}{1 - \gamma} - I_n \left(\frac{\gamma R_1}{1 - \gamma} + R_3 \right), \quad (6.17)$$

где R_3 — суммарное сопротивление открытого диода, обмотки дросселя и сопротивление источника энергии; R_1 — суммарное сопротивление открытого транзистора, обмотки дросселя и сопротивление источника энергии.

Из рис. 6.8 и 6.9 следует, что временные диаграммы токов диода VD для ОПН типа ПИ и типа ПВ совпадают. Однако отдача ранее накопленной дросселем энергии осуществляется в последнем преобразователе при напряжении на его зажимах равном $U_n - U_0$, а не при напряжении, равном U_n , поэтому выражение для критической индуктивности будет иметь вид

$$L_{кр} = U_n \frac{\gamma(1 - \gamma)^2}{2I_n f}. \quad (6.18)$$

Из сравнения (6.18) и (6.10) следует, что индуктивность дросселя L в ОПН типа ПВ требуется меньшей, чем в ОПН типа ПИ. Кроме того, меньшее значение напряжения, приложенное к закрытому диоду и транзистору объясняет меньшие динамические потери в этих элементах по сравнению с ОПН типа ПИ.

Кривая пульсации напряжения на нагрузке ($u_C - U_n$) для обоих преобразователей имеет один и тот же вид, потому выражение (6.15) остается справедливым и для ОПН типа ПВ, т.е. по этому параметру повышающий ОПН уступает понижающему ОПН. Поэтому реализация так называемых импульсных стабилизаторов напряжения постоянного тока осуществляется в большинстве случаев на базе ОПН типа ПН.

При работе ОПН типа ПВ в режиме безразрывных токов дросселя, они в отличие от ранее рассмотренных ПН и ПИ характеризуются непрерывным потреблением энергии от источника питания, что является их достоинством. Это позволяет проще решать вопросы электромагнитной совместимости различных устройств электропитания, подключаемых к общему источнику энергии и обеспечения требований к величине переменной составляющей тока со стороны аккумуляторов (см. разд. 1.6). В последнее время ОПН типа ПВ находят широкое применение для построения корректоров коэффициента мощности в однофазных выпрямительных устройствах с бестрансформаторным входом, рассмотренных в главе 8.

6.2. Однотактные ПН с гальванической развязкой

Однотактные преобразователи напряжения с гальванической развязкой между источником энергии и нагрузкой находят широкое применение в различных устройствах систем электропитания аппаратуры телекоммуникаций, в радиоэлектронной и бытовой технике. Наибольшее применение находят так называемые ОПН с прямым и ОПН с обратным включением диода.

Схема однотактного преобразователя с прямым включением диода, применяющаяся при относительно низком уровне напряжения источника питания U_0 (как правило, до 100 В), представлена на рис. 6.10.

Рассмотрим работу идеального преобразователя, работающего в режиме безразрывных токов дросселя L . При переводе схемой управления транзистора VT в режим насыщения к первичной обмотке W_1 трансформатора будет приложено напряжение источника питания U_0 . В результате на обмотках трансформатора появится ЭДС, полярность которой указана на рис. 6.10 (без скобок). Значение ЭДС на вторичной обмотки W_2 трансформатора будет равным $U_0 n_{21}$, где $n_{21} = W_2/W_1$ — отношение чисел витков вторичной и первичной обмоток трансформатора (коэффициент трансформации). Диод $VD1$ будет открыт, и напряжение, приложенное к обмотке дросселя L , под действием которого он будет запасать энергию на интервале открытого состояния транзистора VT , окажется равным $(U_0 n_{21} - U_H)$. На этом временном интервале будет также осуществляться передача энергии в нагрузку и подзаряд конденсатора C (когда нарастающий по линейному закону ток дросселя превысит ток нагрузки). Диод VD_P в цепи размагничивающей (рекуперационной) обмотки W_P трансформатора

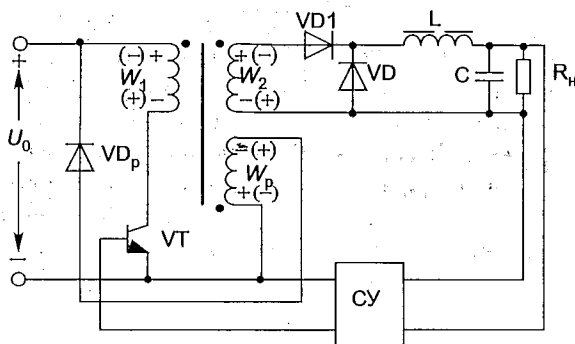


Рис. 6.10. Схема однотактного преобразователя с прямым включением диода

и диод VD будут закрыты. При запираании транзистора VT изменится полярность ЭДС на зажимах обмоток трансформатора, что приведет к закрытию диода VD1 и открытию диодов VD и VD_p. В результате ранее запасенная дросселем L энергия через диод VD будет передаваться в нагрузку и обеспечивать подзаряд конденсатора C (до тех пор пока уменьшающийся ток дросселя будет больше тока нагрузки). Кривая напряжения на обмотке дросселя и кривая тока дросселя совпадают по форме с соответствующими кривыми ОПН типа ПН, представленными на рис. 6.1. Отличие заключается только в том, что на интервале импульса к обмотке дросселя L будет приложено напряжение, равное $(U_0 n_{21} - U_n)$, а не $(U_0 - U_n)$, как это имеет место для ОПН типа ПН. Поэтому выражение для регулировочной характеристики данного идеального преобразователя, полученное из условия равенства нулю среднего за период значения напряжения, приложенного к обмотке дросселя, в установившемся режиме работы ОПН принимает следующий вид:

$$U_n = \gamma n_{21} U_0. \quad (6.19)$$

Выражение (6.3) для критической индуктивности дросселя, определяющей границу между режимами работы преобразователя с разрывными и безразрывными токами дросселя L, остается справедливым и для ОПН с прямым включением диода.

Энергия, запасенная самим трансформатором на интервале импульса, в схеме рис. 6.10 возвращается (рекуперировается) на интервале паузы в источник питания U_0 через диод VD_p и обмотку трансформатора W_p . Для того чтобы можно было выполнять магнитопровод трансформатора без немагнитного зазора, необходимо, чтобы энергия, запасенная трансформатором на интервале импульса, на интервале паузы была полностью возвращена в источник питания. В этом случае в установившемся режиме работы перемагничивание материала магнитопровода трансформатора будет осуществляться по частному несимметричному циклу при изменении магнитной индукции от значения, равного остаточной магнитной индукции до некоторого максимального значения, меньшего индукции насыщения. Естественно, что чем больше относительная длительность импульса γ_{\max} , тем меньше должна быть индуктивность обмотки W_p , но тем больше будет напряжение $U_{VT\max}$, приложенное к закрытому транзистору преобразователя:

$$U_{VT\max} = U_0(1 + W_1/W_p). \quad (6.20).$$

Так, при $\gamma_{\max} = 0,5$, т.е. при $W_1 = W_p$, напряжение на закрытом

транзисторе идеального преобразователя уже превышает его входное напряжение в два раза. В реальном же преобразователе, элементы которого обладают паразитными индуктивностями и емкостями, это напряжение может оказаться существенно большим по сравнению со значением, определяемым выражением (6.20). Поэтому преобразователи, выполненные по схеме рис. 6.10, применяются в устройствах электропитания аппаратуры связи при относительно невысоких напряжениях U_0 . По такой схеме выполняются, например, выпускаемые Юрьев-Польским заводом «Промсвязь», стабилизаторы постоянного напряжения типа СПН, модули вольтодобавочных конверторов типа КУВ и КУВ-2, модули преобразователей инверторов синусоидального напряжения типа ИАТ-1000 и ИЦ-1500, для которых значение U_0 составляет -24 , -48 или -60 В.

На рис. 6.11 представлена упрощенная схема силовой части вольтодобавочного конвертора КУВ-2. Схема содержит два идентичных модуля, каждый из которых представляет собой однотактный преобразователь с прямым включением диода. Оба эти модуля работают на общий выходной сглаживающий LC-фильтр. Схема управления СУ обеспечивает коммутацию силовых транзисторов VT этих модулей со сдвигом по фазе друг относительно друга на половину периода, так что выходной сглаживающий фильтр работает на частоте в два раза выше частоты коммутации транзисторов каждого из модулей, что позволяет существенно уменьшить размеры выходного LC-фильтра.

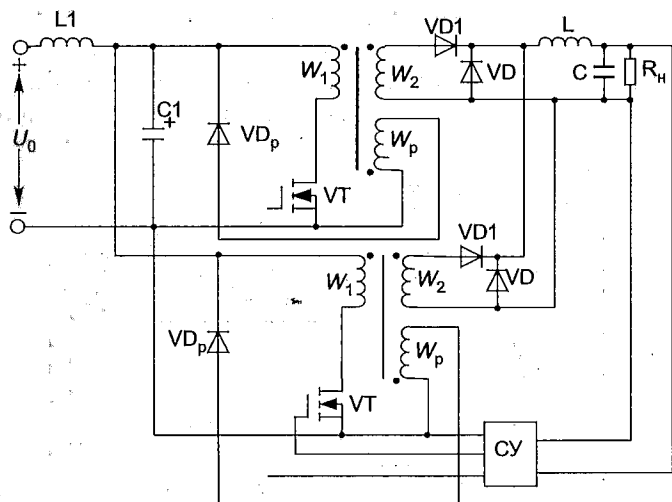


Рис. 6.11. Схема силовой части вольтодобавочного конвертора КУВ-2

Сдвиг по фазе в работе этих модулей позволяет также уменьшить величину переменной составляющей тока, потребляемого конвертором от источника энергии, а следовательно, уменьшить габаритные размеры входного $L1C1$ сглаживающего фильтра, т.е. в данном устройстве частично реализуется принцип построения так называемых «многофазных преобразователей». Под «многофазными преобразователями» понимают несколько параллельно включенных по входу и выходу преобразователей (работающих на общую нагрузку), коммутация силовых транзисторов в которых осуществляется со сдвигом по фазе друг относительно друга с тем чтобы иметь непрерывное, а не дискретное потребление энергии от источника. Поскольку дискретное потребление энергии создает пульсацию на клеммах источника энергии и, кроме того, вредно сказывается на работе кислотных аккумуляторов (см. разд. 1.6).

Регулировочная характеристика для конвертора КУВ-2 (КУВ) имеет следующий вид:

$$U_n = 2\gamma n_{21} U_0.$$

При высоких входных напряжениях $U_0 \geq 300$ В применяется схема однотактного преобразователя с прямым включением диода, представленная на рис. 6.12. В этом преобразователе схема управления обеспечивает синхронное включение и синхронное выключение транзисторов VT1 и VT2.

При переводе СУ транзисторов в режим насыщения к первичной обмотке трансформатора, как и в схеме рис. 6.10, будет приложено напряжение U_0 . В результате на зажимах вторичной обмотки также появится ЭДС, значение которой численно равно $U_0 n_{21}$. На интервале импульса диод VD1 открыт, и энергия, потребляемая от источника

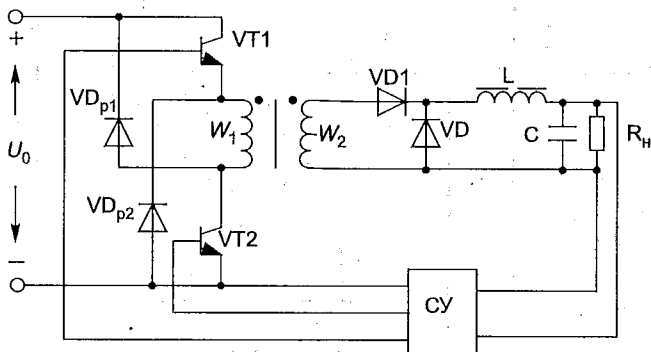


Рис. 6.12. Схема ОПН с прямым включением диода при высоких U_0

U_0 , передается в нагрузку и запасается дросселем L . Энергия, запасенная самим трансформатором, на интервале паузы (при выключенных транзисторах $VT1$ и $VT2$) возвращается в источник U_0 через диоды VD_{p1} , VD_{p2} и первичную обмотку трансформатора. При этом напряжение на закрытых транзисторах для идеального преобразователя равно напряжению источника энергии U_0 .

Соотношения, приведенные выше для схемы рис. 6.10, остаются справедливыми и для схемы рис. 6.12.

Преобразователи, выполненные по схеме рис. 6.12, широко применяются в выпрямительных устройствах с бестрансформаторным входом, выпускаемых как отечественными, так и зарубежными фирмами. При относительно большой выходной мощности выпрямительных устройств (6 и более кВт) с целью уменьшения размеров выходного сглаживающего LC-фильтра в отдельных случаях, как и конверторах КУВ-2, применяют два преобразователя, выполненных по схеме рис. 6.12 (коммутация транзисторов в которых осуществляется со сдвигом друг относительно друга на половину периода) и работающих на общий выходной LC-фильтр. По такой схеме реализовано, например, выпрямительное устройство типа ВВВ-60/100 на выходной ток 100А и выпрямительное устройство GR40 на выходной ток 125А, выпускаемое фирмой Siemens AG.

При мощности в нагрузке до 150...200 Вт наибольшее применение находят однотактные преобразователи с обратным включением диода. Схемы силовой части однотактных преобразователей с обратным включением диода приведены на рис. 6.13, а и б.

В отличие от преобразователей с прямым включением диода в этих преобразователях отсутствует выходной дроссель L , что позво-

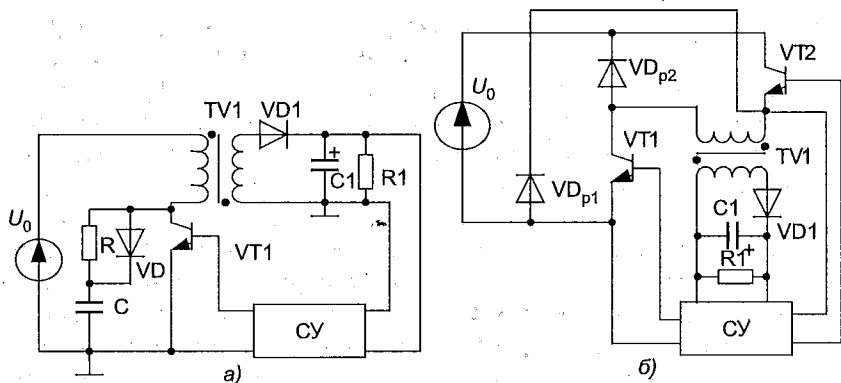


Рис. 6.13. Схема ОПН с обратным включением диода при низких U_0 (а) и при высоких U_0 (б)

ляет создавать более дешевые и компактные устройства. Особенно ярко это преимущество проявляется в том случае, когда устройство должно иметь несколько выходных напряжений.

Рассмотрим работу идеального преобразователя, выполненного по схеме рис. 6.13,а, в установившемся режиме. При переводе схемой управления СУ транзистора VT1 в режим насыщения к первичной обмотке трансформатора TV1 будет приложено напряжение источника энергии U_0 . В результате на зажимах вторичной обмотки трансформатора появится ЭДС с полярностью, при которой диод VD1, подключенный ко вторичной обмотке, будет закрыт. Напряжение, приложенное к закрытому диоду, будет определяться суммой напряжения на нагрузке и ЭДС на зажимах вторичной обмотки трансформатора $E_2 = U_0 W_2 / W_1$. На интервале импульса (открытого состояния транзистора VT1) передача энергии в нагрузку отсутствует, но происходит ее превращение в энергию магнитного поля трансформатора. Другими словами, трансформатор на этом временном интервале только запасает энергию, а ток в нагрузке R1 поддерживается за счет разряда конденсатора C1. При этом напряжение на нагрузке, как и в одноканальном преобразователе типа ПИ, спадает по экспоненциальному закону. При выключении транзистора VT1 (перевод его в режим отсечки) происходит изменение полярности ЭДС на зажимах обмоток трансформатора, что приводит к открытию диода VD1, и ранее накопленная трансформатором электромагнитная энергия начинает поступать в нагрузку R1 и конденсатор C1.

В качестве примера на рис. 6.13,а показано подключение RCD-цепочки параллельно транзистору VT1, позволяющей уменьшить потери в транзисторе при его выключении и исключить высокочастотные колебания напряжения. Если пренебречь изменением напряжения на нагрузке и считать его неизменным и равным среднему за период преобразования значению U_n , то после включения диода VD ток вторичной обмотки трансформатора будет уменьшаться по линейному закону со скоростью, зависящей от значения индуктивности вторичной обмотки трансформатора и значения напряжения на нагрузке. При равенстве чисел витков обмоток трансформатора $W_1 = W_2$ временные диаграммы приведенные на рис. 6.8 для преобразователя типа ПИ будут справедливы и для данного преобразователя, если на интервале паузы ток вторичной обмотки трансформатора не спадает до нуля, т.е. если преобразователь работает в режиме безразрывных токов. В режиме безразрывных токов приращение магнитного потока на интервале импульса $\Delta\Phi_+$ должно быть равно приращению магнитного потока на интервале паузы $\Delta\Phi_-$. Для идеального пре-

образователя с обратным включением диода

$$\Delta\Phi_+ = U_0 t_n / W_1 = U_0 \gamma / (W_1 f), \quad (6.21)$$

$$\Delta\Phi_- = U_n (T - t_n) / W_2 = U_n (1 - \gamma) / (W_2 f). \quad (6.22)$$

Следовательно, $U_0 \gamma / W_1 = U_n (1 - \gamma) / W_2$, и выражение для регулировочной характеристики идеального одноконтного преобразователя с обратным включением диода принимает следующий вид:

$$U_n = \gamma n_{21} U_0 / (1 - \gamma), \quad (6.23)$$

где $n_{21} = W_2 / W_1$ — отношение чисел витков обмоток трансформатора.

В режиме безразрывных токов с целью исключения насыщения материала магнитопровода трансформатора необходимо вводить в магнитопровод немагнитный зазор, размер которого δ_3 зависит от требуемого значения индуктивности намагничивания первичной обмотки трансформатора $L_1 \geq L_{1\text{кр}}$, размеров магнитопровода и числа витков первичной обмотки:

$$\delta_3 = \mu_0 W_1^2 S_{\text{ст}} / L_1, \quad (6.24)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная постоянная, Гн/м; $S_{\text{ст}}$ — поперечное сечение стержня магнитопровода.

Режим работы преобразователя, при котором ток вторичной обмотки трансформатора спадает до нуля в конце интервала паузы, соответствует критическому значению индуктивности первичной обмотки трансформатора. В этом режиме на интервале импульса ток первичной обмотки изменяется по линейному закону от нулевого до максимального значения. Выражение для критической индуктивности первичной обмотки $L_{1\text{кр}}$ можно представить в следующей форме:

$$L_{1\text{кр}} = U_0 \gamma (1 - \gamma) / (2f n_{21} I_{\text{н min}}), \quad (6.25)$$

где $I_{\text{н min}}$ — минимальное значение тока нагрузки.

С учетом соотношения (6.23) выражение для критической индуктивности принимает следующий вид:

$$L_{1\text{кр}} = U_n (1 - \gamma)^2 / (2f n_{21} I_{\text{н min}}). \quad (6.26)$$

Как уже отмечалось выше, режим разрывных токов характеризуется большими потерями в элементах преобразователя и потому находит крайне ограниченное применение.

Выражения (6.23) и (6.26) отличаются от соответствующих выражений для одноконтного преобразователя типа ПИ только наличием множителя n_{21} . Исходя из принципа действия понятно, что

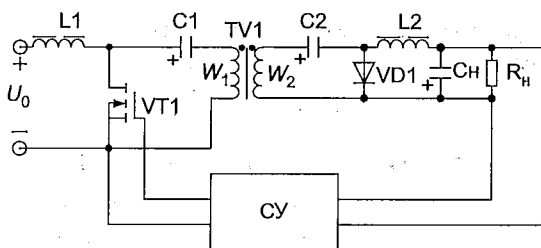


Рис. 6.14. Схема ОПН с разделительными конденсаторами

выражение (6.15) для размаха пульсации напряжения на нагрузке будет справедливо и для преобразователя с обратным включением диода. С ростом выходной мощности резко возрастают габаритные размеры трансформатора и емкостного фильтра на выходе преобразователя, что вызывает необходимость применения других типов преобразователей напряжения.

Достаточно широкое применение в современных источниках электропитания находят однотактные преобразователи с разделительными конденсаторами (преобразователи Кука). Схема силовой части такого преобразователя приведена на рис. 6.14. Рассмотрим его работу в установившемся режиме.

На интервале импульса (открытого состояния транзистора) обмотка дросселя $L1$ оказывается подключенной к источнику энергии с напряжением U_0 , так что дроссель $L1$ запасает энергию, а ток в обмотке этого дросселя нарастает по линейному закону от некоторого минимального до максимального значения. Первичная обмотка трансформатора $TV1$ с числом витков W_1 подключена к конденсатору $C1$, среднее значение напряжения на котором (в установившемся режиме работы преобразователя) равно среднему значению напряжения источника энергии U_0 . Ток через транзистор равен сумме токов дросселя $L1$ и первичной обмотки трансформатора. ЭДС на зажимах вторичной обмотки W_2 , численно равная $n_{21}U_0$, имеет полярность, при которой диод $VD1$ закрыт. Поскольку среднее значение напряжения на конденсаторе $C2$ равно среднему значению напряжения на нагрузке, то напряжение, приложенное к обмотке дросселя $L2$, оказывается равным напряжению вторичной обмотки трансформатора $TV1$. Поэтому дроссель $L2$, как и дроссель $L1$, запасает энергию. На этом временном интервале также осуществляется передача энергии, ранее запасенной конденсатором $C1$ в нагрузку.

На интервале паузы диод $VD1$ открыт и энергия, запасенная дросселем $L2$, передается в нагрузку. Энергия же, запасенная дросселем $L1$, обеспечивает подзаряд конденсаторов $C1$ и $C2$. При этом

напряжение на вторичной обмотке трансформатора и напряжение на обмотке дросселя L2 оказываются равными напряжению на нагрузке U_H . Точно также оказываются равными напряжения на первичной обмотке трансформатора и на обмотке дросселя L1. Напряжение на закрытом транзисторе VT1 будет равным $U_0/(1-\gamma)$. Регулировочная характеристика преобразователя, как и в случае однотактного преобразователя с обратным включением диода, имеет следующий вид:

$$U_H = n_{21}\gamma U_0/(1-\gamma). \quad (6.27)$$

Особенностью данного преобразователя является то, что в отличие от ранее рассмотренных преобразователей перемагничивание материала магнитопровода трансформатора TV1 осуществляется по частному симметричному циклу петли гистерезиса, что позволяет при применении магнитных материалов с малыми удельными потерями уменьшить габаритные размеры трансформатора. Еще одной особенностью данного преобразователя является равенство и синфазность изменения напряжений на первичной обмотке трансформатора и на обмотке дросселя L1, а также на вторичной обмотке трансформатора и на обмотке дросселя L2. Последнее обстоятельство позволяет объединить трансформатор и дроссели в один конструктивный магнитный узел. Действительно, если на среднем стержне Ш-образного разрезного магнитопровода (рис. 6.15) разместить первичную и вторичную обмотки, как в обычном трансформаторе, а на крайних стержнях разместить обмотки соответственно дросселей L1 и L2, то при числе витков дроссельной обмотки L1 в два раза большем числа витков первичной обмотки и числе витков дроссельной обмотки L2 в два раза большем числа витков вторичной обмотки трансформатора в идеальном преобразователе изменения тока в обмотках L1 и L2 будут равны нулю. Отсутствие изменений тока в дроссельной обмотке L1, т.е. в токе, потребляемом от источника энергии, позволяет исключить помехоподавляющий фильтр на входе преобразователя, необходимый для любого из рассмотренных выше преобразователей. Отсутствие же изменений тока в дроссельной обмотке L2 позволяет получить на выходе устройства нулевое значение пульсаций напряжения.

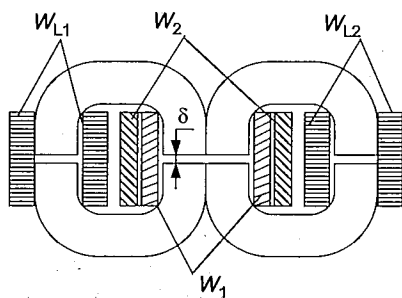


Рис. 6.15. Конструкция интегрированного магнитного устройства

6.3. Двухтактные преобразователи напряжения постоянного тока

Двухтактные преобразователи могут быть с самовозбуждением и с независимым возбуждением. В настоящее время в основном применяют преобразователи с независимым возбуждением, имеющие более высокий КПД. На практике применяют три основных схемы двухтактных преобразователей: с выводом нейтральной точки первичной обмотки трансформатора (со средней точкой), полумостовые и мостовые. Схема преобразователя со средней (нулевой) точкой и диаграммы, поясняющие ее работу, приведены на рис. 6.16. Трансформатор, входящий в состав преобразователя имеет две идентичные первичные обмотки с числом витков $W_{11} = W_{12} = W_1$ и две идентичные вторичные обмотки с числом витков $W_{21} = W_{22} = W_2$.

Рассмотрим установившийся режим работы идеального преобразователя в случае безразрывных токов дросселя L при широтно-импульсном управлении транзисторами $VT1$ и $VT2$. При переводе СУ транзистора $VT1$ в режим насыщения к первичной обмотке W_{11} трансформатора будет приложено напряжение источника энергии U_0 .

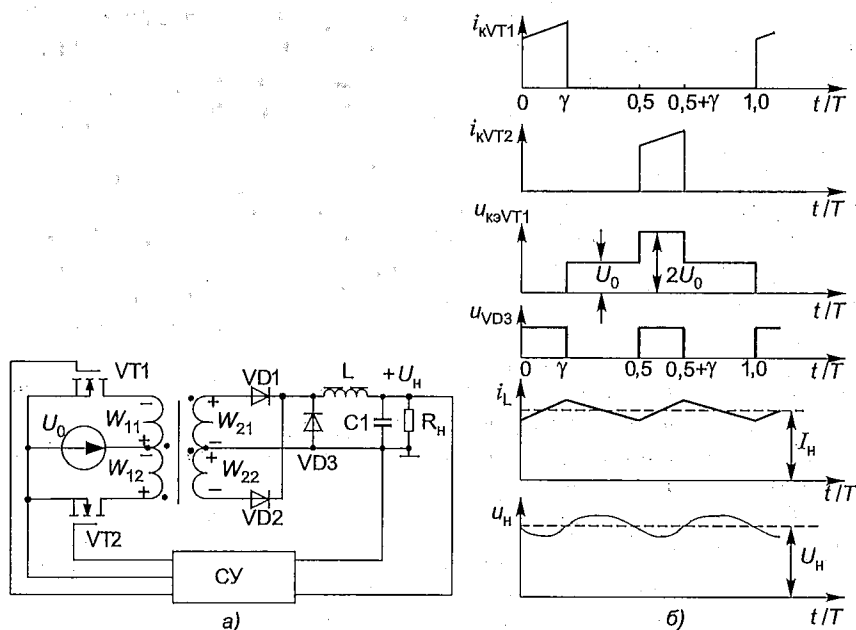


Рис. 6.16. Схема двухтактного преобразователя со средней точкой (а) и диаграммы, поясняющие ее работу (б)

В результате на зажимах вторичной обмотки W_{21} появится ЭДС E_2 с полярностью, обеспечивающей открытие диода VD1 (полярность ЭДС на зажимах обмоток трансформатора для данного момента времени показана на рис. 6.16). При этом на интервале открытого состояния VT1 все остальные диоды и транзистор VT2 будут закрыты.

Поскольку $\text{ЭДС } E_2 = U_0 n_{21} = U_0 W_2 / W_1$, то к обмотке дросселя L будет приложено напряжение, равное $U_0 n_{21} - U_H$. Под действием этого напряжения ток в обмотке дросселя L будет нарастать по линейному закону от минимального до максимального значения, соответствующего моменту времени $t = \gamma T$, когда СУ переведет транзистор VT1 в закрытое состояние.

На этом временном интервале осуществляется передача энергии в нагрузку, накопление энергии в дросселе L и подзаряд конденсатора C1. При этом напряжение, приложенное к закрытому транзистору VT2, оказывается равным $2U_0$. При запираании транзистора VT1 меняется полярность ЭДС на зажимах всех обмоток трансформатора, что приводит к запираанию диода VD1 и открыванию диода VD3. В результате к обмотке дросселя будет приложено напряжение, равное напряжению на нагрузке, и он будет отдавать ранее запасенную энергию в нагрузку и конденсатор C1 (пока ток дросселя будет больше тока нагрузки). При этом напряжение, приложенное к закрытым транзисторам VT1 и VT2, оказывается равным напряжению источника энергии U_0 , так как трансформатор оказывается в режиме короткого замыкания (при отключенной первичной обмотки от источника энергии).

В момент $t/T = 0,5$ СУ переводит транзистор VT2 в открытое состояние, в результате чего первичная обмотка W_{12} трансформатора (находящегося в режиме короткого замыкания) подключается к источнику энергии. Это приводит к резкому увеличению тока в обмотках W_{22} и W_{12} трансформатора. В момент, когда ток в обмотке W_{22} достигает значения тока дросселя L, начинается процесс запираания диода VD3 (в идеальном преобразователе эти процессы происходят мгновенно, как показано на рис. 6.16, б). На интервале $0,5T \leq t \leq (0,5 + \gamma)T$ транзистор VT2 открыт и находится в режиме насыщения, а ток дросселя опять нарастает от минимального до максимального значения.

Регулировочная характеристика данного преобразователя имеет следующий вид:

$$U_H = 2n_{21}\gamma U_0. \quad (6.28)$$

Как видно из выражения (6.28), регулировочная характеристика данного преобразователя отличается от регулировочной характери-

стики однотактного преобразователя с прямым включением диода только множителем 2. Подобной регулировочной характеристикой, как было показано выше, обладает преобразователь, выполненный по схеме рис. 6.11. Однако в последнем случае требуется два отдельных трансформатора, расчетная мощность каждого из которых в два раза меньше мощности трансформатора двухтактного преобразователя. Кроме того, следует помнить, что перемагничивание материала магнитопровода в однотактных преобразователях с прямым включением диода осуществляется по частному несимметричному циклу перемагничивания, тогда как в данном идеальном преобразователе перемагничивание осуществляется по частному симметричному циклу. Поэтому размеры трансформатора в двухтактном преобразователе будут меньшими по сравнению с размерами двух трансформаторов однотактных преобразователей.

Выражение для критического значения индуктивности $L_{кр}$ дросселя L , обеспечивающей безразрывность тока дросселя при минимальном значении тока нагрузки $I_{н\min}$ принимает для двухтактного преобразователя (или двух однотактных, работающих на общий фильтр) следующий вид:

$$L_{кр} = \frac{U_n(1 - 2\gamma)}{4fI_{н\min}} = \frac{n_{21}U_0\gamma(1 - 2\gamma)}{2fI_{н\min}}. \quad (6.29)$$

Выражения (6.28) и (6.29) остаются справедливыми и в случае отсутствия в схеме рассматриваемого преобразователя диода VD3. Разница в работе будет заключаться в том, что на интервалах закрытого состояния транзисторов оба диода на выходе преобразователя (VD1, VD2) будут открыты и через каждый из них будет замыкаться ток, равный половине тока дросселя. Например, широко применяемые в системах электропитания аппаратуры телекоммуникаций вольтодобавочные (стабилизирующие) преобразователи KB-12/100 (KC-14/100) представляют собой рассматриваемый двухтактный преобразователь в варианте без диода VD3.

В реальных двухтактных преобразователях, работающих на частотах 20 кГц и выше, неодинаковое значение времени рассасывания избыточных носителей в транзисторах при их запираании приводит к тому, что приращение магнитного потока в трансформаторе на интервале открытого состояния одного транзистора отличается от приращения магнитного потока на интервале открытого состояния другого транзистора. В результате в двухтактных преобразователях может появиться так называемое одностороннее подмагничивание материала магнитопровода трансформатора. И, как результат, насыщение материала магнитопровода и короткое замыкание для источника энергии,

приводящее к выходу из строя транзисторов. Другой причиной появления одностороннего подмагничивания является электрическая несимметрия схемы, возникающая, как правило, при низких уровнях выходного напряжения. Для того чтобы исключить явление одностороннего подмагничивания, приходится прибегать к существенно усложнению схемы управления в двухтактных преобразователях по сравнению с однотактными. С этой целью в схему управления вводится, например, устройство, следящее за средним значением токов транзисторов и при их разбалансировке обеспечивающее автоматическую коррекцию длительности включенного состояния транзисторов.

Рассмотренный преобразователь на практике применяется при относительно невысоких напряжениях источника энергии, так как напряжение, приложенное к закрытому транзистору, оказывается в два раза больше напряжения источника энергии. При высоком значении напряжения U_0 (в несколько сотен вольт) широко применяются полумостовые и мостовые схемы двухтактных преобразователей (соответственно рис. 6.17, а и б).

В полумостовом преобразователе параллельно источнику энергии с напряжением U_0 устанавливаются два последовательно соединенных между собой конденсатора с одинаковой емкостью. Первичная обмотка трансформатора TV1 включается между общей точкой этих конденсаторов и общей точкой транзисторов VT1 и VT2.

В идеальном преобразователе среднее значение напряжения на каждом из конденсаторов равно половине напряжения U_0 . При переводе СУ, например, транзистора VT1 в режим насыщения напряжение, приложенное к первичной обмотке трансформатора TV1, будет равно напряжению на конденсаторе C1. В результате ЭДС E_2 , полярность которой показана на рис. 6.17, а, на зажимах вторичной обмотки VT1 будет равна $U_0 n_{21}/2$. При этом будут открыты диоды VD3 и VD6. Напряжение, приложенное к закрытому транзистору VT2, равное сумме напряжения на конденсаторе C2 и ЭДС первичной обмотки TV1, будет равно напряжению U_0 . Для того чтобы исключить интервалы, на которых оба транзистора открыты одновременно, длительности открытого состояния VT1 и VT2 должны быть меньше половины периода преобразования энергии. На интервалах открытого состояния VT1 (VT2) осуществляется передача энергии а нагрузку и ее накопление в дросселе L1 и конденсаторе C3. Кривые тока коллектора транзисторов, тока дросселя L1, напряжения на входе фильтра L1 C3 и напряжения на нагрузке по форме полностью совпадают с соответствующими кривыми рис. 6.16, б. На интервалах выключенного состояния транзисторов открыты все четыре диода выходного

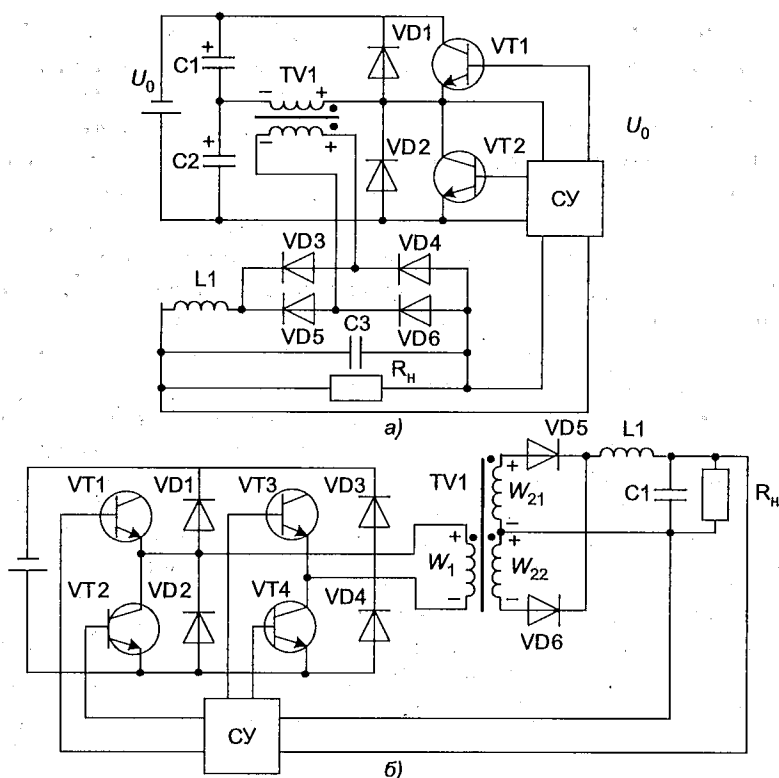


Рис. 6.17. Полумостовая (а) и мостовая (б) схемы двухтактных преобразователей

выпрямителя и через каждый из них протекает ток, равный половине тока дросселя, при этом напряжение приложенное к закрытым транзисторам равно $U_0/2$. Регулировочная характеристика полумостового преобразователя (при его работе в режиме безразрывных токов дросселя L_1) имеет следующий вид:

$$U_H = \gamma U_0 n_{21}. \quad (6.30)$$

Выражение для критического значения индуктивности $L_{кр}$ дросселя L , обеспечивающей безразрывность тока дросселя при минимальном значении тока нагрузки $I_{H \min}$ принимает для полумостового преобразователя следующий вид:

$$L_{кр} = \frac{U_H(1-2\gamma)}{4fI_{H \min}} = \frac{n_{21}U_0\gamma(1-2\gamma)}{4fI_{H \min}}. \quad (6.31)$$

Полумостовые преобразователи обычно применяются при выходной мощности до нескольких сотен ватт, так как с увеличением выходной мощности резко увеличиваются габаритные размеры конденсаторов C_1 , C_2 . Кроме того, при прочих равных условиях ток коллектора транзисторов в полумостовых преобразователях в два раза больше, чем в мостовых преобразователях, что приводит к большим потерям в них и к увеличению габаритов радиаторов охлаждения транзисторов.

В мостовом преобразователе при классическом, так называемом симметричном способе управления транзисторами СУ обеспечивает синхронную коммутацию диагональных транзисторов (VT_1 и VT_4 на интервале первой половины периода, а затем VT_2 и VT_3 на интервале второй половины периода преобразования энергии). При этом на интервале открытого состояния любой пары диагональных транзисторов напряжение, приложенное к первичной обмотке TV_1 и к каждому из закрытых транзисторов в идеальном преобразователе равно напряжению источника энергии. В остальном работа мостового преобразователя при симметричном способе управления транзисторами подобна работе рассмотренных выше двухтактных преобразователей. Выражения (6.28) и (6.29) остаются справедливыми и для мостового преобразователя.

С ростом частоты работы преобразователя в случае симметричного способа управления транзисторами увеличиваются и потери в транзисторах при их включении. Это связано с тем что включение транзисторов (перевод их в режим насыщения) осуществляется при высоких напряжениях на них. Поэтому в паразитных выходных емкостях транзисторов (емкость сток-исток транзистора) запасается достаточно большая энергия, которая выделяется на транзисторах при их включении. Так, при уровне напряжения питания $U_0 = 600$ В (этот уровень напряжения, например, может быть в случае применения преобразователя в трехфазном выпрямителе с бестрансформаторным входом) на каждом из закрытых транзисторов мостового преобразователя будет напряжение $U_{си} = 300$ В. В этом случае при выходной емкости сток-исток $C_{си} = 300$ пФ и частоте работы преобразователя $f = 300$ кГц средняя за период мощность $P_{си}$, теряемая в транзисторе при его включении, оказывается равной $Wf = C_{си} U_{си}^2 f / 2 = 300 \cdot 10^{-12} \cdot 300^2 \cdot 300 \cdot 10^3 / 2 = 4,05$ Вт. Следовательно, на четырех транзисторах мостового преобразователя теряется мощность равная 16,2 Вт. Применение фазового способа управления транзисторами мостового преобразователя позволяет обеспечить включение его транзисторов при нулевом напряжении на них, т.е. исключить потери в них при включении. Сущность фазового способа

управления транзисторами поясняется с помощью временных диаграмм $u_{зиi}$, представленных на рис. 6.18,б. На схеме рис. 6.18,а показаны выходные емкости транзисторов $C1...C4$ и диоды $VD1...VD4$, присущие самой структуре полевых транзисторов. Нумерация перечисленных элементов соответствует нумерации транзисторов. В цепь первичной обмотки трансформатора TV введен дроссель L. Как следует из временных диаграмм $u_{зиi}$ (индекс i принимает значения соответствующие номерам транзисторов в схеме), включение транзисторов, образующих левую (VT1, VT2) и правую (VT3, VT4) «стойки» осуществляется в противофазе с небольшой задержкой $t_{зад}$ включения одного транзистора относительно момента выключения другого транзистора данной стойки. Такая задержка необходима для исключения одновременного открытия обоих транзисторов одной стойки, что является коротким замыканием для источника энергии U_0 . Причем длительность открытого состояния каждого из четырех транзисторов ПН неизменна и близка к половине периода преобразования энергии. Регулирование (стабилизация) выходного напряжения (напряжения на R_n) осуществляется за счет сдвига по фазе фронта включающих импульсов транзисторов одной стойки относительно включающих импульсов транзисторов другой стойки.

В интервале $[0, t_1]$ открыты диагональные транзисторы VT1 и VT4, в результате ток i_1 , равный сумме намагничивающего тока (тока холостого хода) трансформатора и тока дросселя L1, приведенного к первичной обмотке, втекает в начало первичной обмотки TV (направление тока показано на рис. 6.18,б стрелкой), открыт выходной диод VD5 и осуществляется передача энергии в нагрузку и ее накопление дросселями L1 и L. При этом напряжение на конденсаторах C2 и C3 равно напряжению U_0 . В момент t_1 схема управления выключает VT4, вследствие чего ток i_1 начинает замыкаться по цепи: первичная обмотка TV (в том же направлении) — конденсатор C3 — открытый транзистор VT1 — дроссель L. Начинается быстрый процесс перезаряда конденсатора C3 и заряд конденсатора C4. За время, меньшее $t_{зад}$, напряжение на конденсаторе C3 уменьшается до нуля, а на конденсаторе C4 нарастает до U_0 . После того как напряжение на C3 снизилось до нуля, открывается диод VD3 и ток i_1 далее замыкается через этот диод, так что к моменту t_2 — моменту открытия VT3 — напряжение на нем равно практически нулю, т.е. отсутствуют потери мощности при его открытии. В интервале $[t_2, t_3]$ первичная обмотка TV и дроссель L оказываются закороченными диодом VD3 и транзистором VT1, так что ток в этой цепи практически не претерпевает изменений. В момент t_3 выключается транзистор

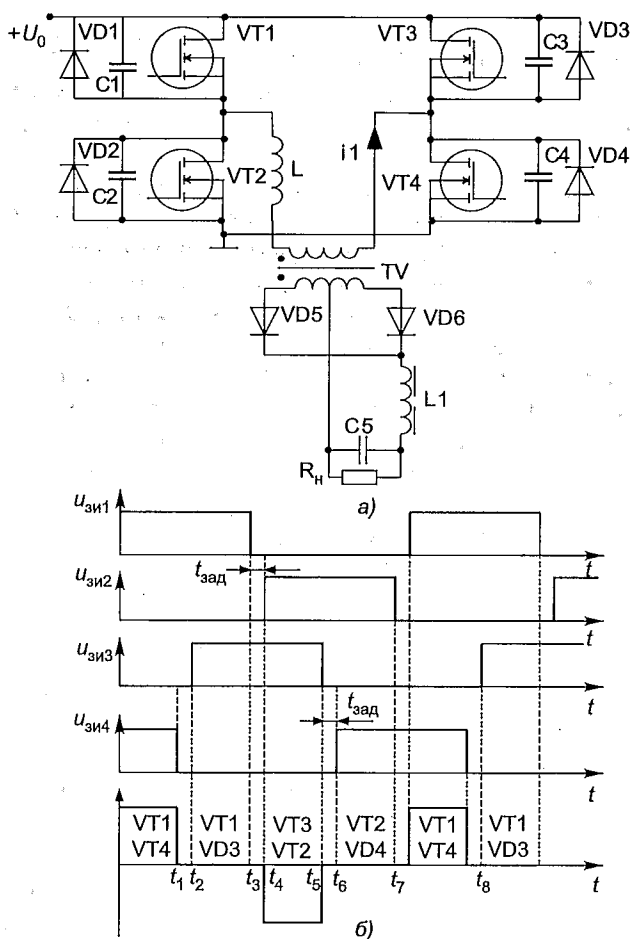


Рис. 6.18. Схема мостового ПН и временные диаграммы при фазовом управлении

VT1 и начинается быстрый перезаряд конденсатора C2 (и заряд конденсатора C1), так что за время, меньшее $t_{зад}$, напряжение на C2 спадает до нуля, после чего открывается диод VD2. До момента t_4 — момента открытия транзистора VT2 — ток i_1 , поддерживаемый дросселем L , замыкается через диоды VD2, VD3 и источник энергии U_0 , т.е. энергия, запасенная этим дросселем, возвращается в источник. Включение VT2 также происходит без потерь мощности. На интервале $[t_4, t_5]$ открыты VT2 и VT3, ток i_1 меняет свое направление, открыт выходной диод VD6 и энергия передается от источника

в нагрузку, а также запасается дросселями. Далее процессы в схеме протекают аналогичным образом. Более подробно работа мостового ПН с так называемым мягким переключением (soft-switch), т.е. без потерь при включении транзисторов, а также целого ряда других типов ПН рассмотрены в [41].

Для исключения явления одностороннего подмагничивания трансформатора в полумостовых и мостовых ПН последовательно с первичной обмоткой трансформатора достаточно часто включается конденсатор. Такое введение конденсатора имеет место, например, в ПН блоков питания ПК, в выпрямителях ВВВ-60/25-3к (см. гл. 8).

На выходе любого из рассмотренных двухтактных преобразователей выходной выпрямитель может быть выполнен либо по однофазной мостовой схеме, либо по двухполупериодной схеме выпрямления. Однофазная мостовая схема выпрямления обычно применяется только при относительно высоких уровнях выходного напряжения (несколько десятков вольт и выше), так как характеризуется большими потерями в вентильном комплекте по сравнению с двухполупериодной схемой.

Глава 7

Инверторы напряжения

Инвертором напряжения (по зарубежной терминологии DC/AC converter) называют устройство, преобразующее электрическую энергию источника напряжения постоянного тока в электрическую энергию переменного тока. Инверторы напряжения (ИН) могут применяться в виде отдельного законченного устройства или входить в состав источников и систем бесперебойного питания аппаратуры электрической энергией переменного тока. Потребность в таких устройствах связана с широким внедрением в различных отраслях промышленности и бизнесе компьютерных технологий. При этом недостаточная надежность сетей переменного тока является основным источником нарушения технологического цикла производственных процессов и связана с большими экономическими рисками. По оценкам специалистов ущерб от «перебоя» электрической энергии в течение одного часа в таких сферах, как финансы (брокерские операции, продажа кредитных карточек), медиа-услуги, исчисляется сотнями тысяч долларов.

Инверторы напряжения позволяют устранить или по крайней мере ослабить зависимость работы информационных систем от качества сетей переменного тока. Например, в персональных компьютерах, информационных центрах на базе ПК при внезапном отказе сети с помощью резервной аккумуляторной батареи и инвертора можно обеспечить работу компьютеров для корректного завершения решаемых задач. В более сложных и ответственных системах инверторные устройства могут работать в длительном контролируемом режиме параллельно с сетью или независимо от неё. Детально принципы организации бесперебойного питания переменным током будут рассмотрены в гл. 9.

Кроме «самостоятельных» приложений, где инвертор выступает в качестве источника питания потребителей переменного тока, широкое развитие получили технологии преобразования энергии, где

инвертор является промежуточным звеном в цепочке преобразователей. Функциональная схема такого устройства на примере современного выпрямителя с бестрансформаторным входом была рассмотрена в гл. 3. Принципиальной особенностью инверторов напряжения для таких приложений является высокая частота преобразования (десятки-сотни килогерц). Для эффективного преобразования энергии на высокой частоте требуется более совершенная элементная база (полупроводниковые ключи, магнитные материалы, специализированные контроллеры).

Как и любое другое силовое устройство, ИН должен иметь высокий КПД, обладать высокой надежностью и иметь приемлимые массо-габаритные характеристики. Кроме того, ИН должен иметь допустимый уровень высших гармонических составляющих в кривой выходного напряжения (допустимое значение коэффициента гармоник) и не создавать при работе недопустимый для других потребителей уровень пульсации на зажимах источника энергии.

Работа инвертора напряжения (ИН) основана на переключении источника постоянного напряжения с целью периодического изменения полярности напряжения на зажимах нагрузки. Частота переключения «задается» сигналами управления, формируемыми управляющей схемой (контроллером). Контроллер может также решать дополнительные задачи, связанные с регулированием напряжения, синхронизацией частоты переключения ключей, защитой их от перегрузок и др. Функциональная схема ИН показана на рис. 7.1.

Модуль переключения M_s преобразует напряжение постоянного тока источника энергии E в знакопеременное напряжение прямоугольной формы с регулируемой паузой на нуле. Трансформатор в структуре обеспечивает гальваническую развязку источника энергии и нагрузки, а также согласование уровней напряжения на выходе модуля переключения (u_1) и нагрузки (u_2). Фильтр (Φ) предназна-

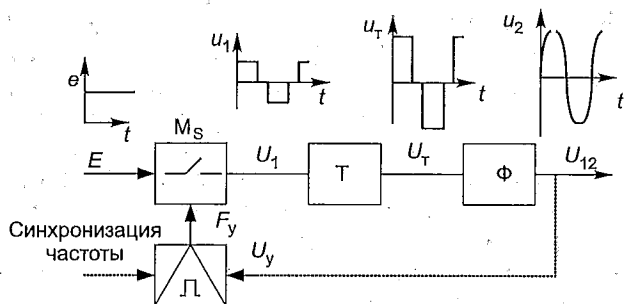


Рис. 7.1. Функциональная схема инвертора напряжения

чен для снижения уровня паразитных гармоник в спектре выходного напряжения. Во многих случаях, ориентированных на электропитание компьютеров, фильтром подавляются только высшие гармоники радиочастотного спектра. Форма выходного напряжения инвертора при этом остается близкой к прямоугольной. Не критичность компьютеров к форме питающего напряжения обусловлена тем, что входной сетевой выпрямитель компьютерного блока питания преобразует выходное напряжение инвертора в напряжение постоянного тока. Если потребители энергии в своем составе имеют асинхронные двигатели, элементы электроники, чувствительные к уровню низкочастотных гармоник напряжения, или инвертор выступает в качестве автономного источника переменного тока с жесткими требованиями к качеству электрической энергии, то применяют инверторы с синусоидальной формой выходного напряжения. Во всех случаях основным методом формирования выходного напряжения является метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

7.1. Принципы построения инверторов.

Инверторы с прямоугольной формой выходного напряжения

Преобразование постоянного напряжения первичного источника в переменное достигается с помощью группы ключей, периодически коммутируемых таким образом, чтобы получить знакопеременное напряжение на зажимах нагрузки и обеспечить контролируемый режим циркуляции в цепи реактивной энергии. В таких режимах гарантируется пропорциональность выходного напряжения, например величины его первой гармоники ($U_{2(1)}$), значениям напряжения постоянного тока на входе (E), конструктивного параметра схемы (K) и фактора управления (F_y):

$$U_{2(1)} = EK F_y. \quad (7.1)$$

В зависимости от конструктивного исполнения модуля переключения (модуля силовых ключей инвертора) и алгоритма формирования управляющих воздействий таким фактором могут быть относительная длительность импульсов управления ключами или фазовый сдвиг сигналов управления противофазных групп ключей.

В случае неконтролируемых режимов циркуляции реактивной энергии реакция потребителя с реактивными составляющими нагрузки влияет на форму напряжения и его величину. Поясним изложенное на примере ИН, модуль переключения M_s которого выполнен по мостовой схеме (рис. 7.2, а).

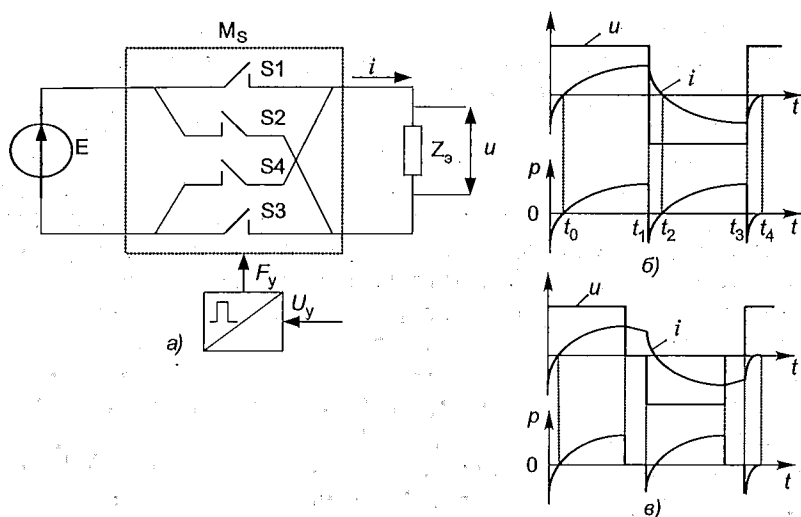


Рис. 7.2. Пример схемы модуля переключения (а) и возможные диаграммы напряжения, тока и мгновенной мощности (б, в)

Рассмотрим установившейся режим работы схемы в предположении индуктивного характера сопротивления эквивалентной нагрузки Z_o . Для формирования положительной полуволны напряжения $u(t)$ на интервале времени $[t_0, t_1]$ (рис. 7.2, б) под действием сигналов F_y управляющего контроллера замыкаются ключи S1, S3. Вторая полуволна (интервал $[t_2, t_3]$) формируется другой парой ключей (S2, S4). Важно отметить, что при индуктивном характере сопротивления Z_o ток нагрузки i , а следовательно, и ток ключей на интервале полуволны меняет знак (меняет свое направление). На интервалах времени с совпадающими знаками тока и напряжения мгновенная мощность $p(t) = u(t)i(t) > 0$. Такие интервалы соответствуют режимам «прямой» передачи энергии, связанными с трансляцией в нагрузку активной мощности и накоплением энергии в её реактивных элементах. На интервалах времени с противоположными знаками тока и напряжения мгновенная мощность отрицательна, что соответствует «инверсному» режиму, т.е. режиму возврата (рекуперации) реактивной энергии нагрузки в источник.

Для регулирования выходного напряжения длительность (ширину) импульсов полуволны изменяют (рис. 7.2, в). На интервалах между импульсами, называемые интервалами паузы, связь источника с потребителем нарушается, а условие непрерывности тока в нагрузке обеспечивается её «закорачиванием» с помощью включе-

ния определенной пары ключей модуля M_s , либо с помощью введения в схему дополнительного шунтирующего ключа S_0 . Нарушение такого алгоритма управления ключами приводит к образованию неконтролируемого инверсного режима, в котором реактивная энергия потребителя вынуждает открыть пару ключей для возврата в первичный источник накопленной энергии. Образующий при этом на зажимах нагрузки «импульс реакции» изменяет форму напряжения и его интегральные показатели. Соответственно в уравнении (7.1) появляется дополнительный множитель, связанный с коэффициентом мощности нагрузки.

Далее будет показано, что изложенные закономерности не зависят от схемотехнического решения инвертора и, таким образом, определяют общий подход к формированию алгоритмов переключения его силовых ключей.

Сформулируем ряд положений, определяющих методы технической реализации инверторов и особенности их работы.

1. Ключи инвертора должны быть управляемыми (включаться и выключаться по сигналу управления), а также обладать свойством двухсторонней проводимости тока. Как правило, такие ключи получают шунтированием транзисторов обратными диодами (см. разд. 2.1). Исключение составляют полевые транзисторы, в которых такой диод является внутренним элементом его полупроводниковой структуры.

2. Регулирование выходного напряжения инверторов достигается изменением площади импульса полуволны. Наиболее просто регулирование достигается изменением длительности (ширины) импульса полуволны. Такой способ (для краткости его обозначают ШИР) является простейшим вариантом метода широтно-импульсной модуляции сигналов (ШИМ).

3. Нарушение симметрии полуволн выходного напряжения порождает побочные продукты преобразования с частотой ниже основной, включая возможность появления постоянной составляющей напряжения, недопустимой для цепей, содержащих трансформаторы.

4. Для получения управляемых режимов работы инвертора, описываемых уравнением (7.1), ключи инвертора и алгоритм управления ключами должны обеспечить последовательную смену структур силовой цепи, называемых прямой, короткозамкнутой и инверсной.

5. Мгновенная мощность потребления $p(t)$ пульсирует с удвоенной частотой. Первичный источник питания должен допускать работу с пульсирующими и даже изменяющимися знак токами потребления. Переменные составляющие первичного тока определяют уровень помех на зажимах источника питания.

7.1.1. Рабочие процессы в типовых схемах однофазных ИН

Существует большое число вариантов построения схем ИН. В табл. 7.1 показаны три основные схемы ИН. Две схемы инверторов дополнены замыкающим ключом S_0 . В мостовой схеме такой ключ отсутствует, так как его функции могут выполнять рабочие ключи модуля M_3 . Эквивалентной нагрузкой ИН является комплексное сопротивление Z_3 , отображающее сопротивления трансформатора и приведенного к его входной цепи сопротивления потребителя (Z'_H). Для последующего приближенного анализа эквивалентная нагрузка Z_3 представлена последовательным соединением индуктивного сопротивления короткого замыкания трансформатора X_K и приведенных к первичной обмотке активной и индуктивной составляющих сопротивлений Z_H (см. табл. 7.1).

Таблица 7.1
Типовые схемы инверторов напряжения

Название схемы	Конфигурация схемы	Области применения
С нулевым выводом источника (полумостовой ИН)		Устройства бесперебойного питания мощностью более 500 ВА, установки с высоким значением E (220...360 В)
С нулевым выводом трансформатора		Устройства бесперебойного питания компьютеров (мощностью 250...500 ВА) при низком значении E (12...24 В), преобразователи напряжения для подвижных систем радиосвязи
Мостовая схема		Устройства бесперебойного питания ответственных потребителей с широким диапазоном мощностей (единицы-десятки кВА)

Рассмотрим работу представленных в табл. 7.1 схем при идеализации ключей и пренебрежении активными сопротивлениями источника питания и трансформатора. Получаемое при этом напряжение на зажимах эквивалентной нагрузки (на сопротивлении $Z_э$) и является масштабной копией выходного напряжения инвертора u_2 с коэффициентом масштабирования равным коэффициенту трансформации трансформатора ($u = u_2 W_1/W_2$). В табл. 7.1 также указаны области применения каждого из ИН.

Мостовой ИН. Схема силовой части мостового ИН представлена на рис. 7.3,а. При анализе схемы будем предполагать, что нагрузка Z_n и трансформатор представлены сопротивлением $Z_э$, структура которого приведена в табл. 7.1. Управление транзисторами VT1...VT4 осуществляется от импульсных источников V1...V4, включенных между затвором и истоком соответствующих транзисторов. Параллельно транзисторам для наглядности установлены обратные диоды VD1...VD4 (для полевых транзисторов эти диоды являются элементами структуры самих транзисторов). Рассмотрим работу этого ИН в установившемся режиме в предположении идеальности транзисторов и обратных диодов при так называемом симметричном управлении транзисторами. Временные диаграммы, поясняющие работу ИН, при этом способе управления приведены на рис. 7.3,б.

Как следует из временных диаграмм $u_{V1}...u_{V4}$ источников V1...V4, включенных между затвором и истоком одноименных транзисторов при симметричном управлении диагональные транзисторы (VT1, VT4 и VT2, VT3) коммутируются синхронно. На интервале времени $[0, t_1]$ открыты транзисторы VT1 и VT4. При этом к первичной обмотке трансформатора (к точкам а, б эквивалентной нагрузки) приложено напряжение источника энергии $V5 = E$. Под действием этого напряжения ток через $Z_э$ нарастает по экспоненциальному закону:

$$i(t) \approx \frac{E}{R'_n} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (7.2)$$

где $\tau = L_э/R'_n$, $L_э = L'_n + L_k$.

В момент t_1 транзисторы VT1 и VT4 переводятся в закрытое состояние. Однако в виду того, что в индуктивных элементах эквивалентной нагрузки была накоплена энергия, ток $i(t)$ будет продолжать протекать через $Z_э$ в том же направлении (вытекать из точки б сопротивления $Z_э$), уменьшаясь по экспоненциальному закону. Этот ток будет замыкается через открывающиеся диоды VD3, VD2 и источник питания V5 до тех пор, пока ранее запасенная в $L_э$ энергия не будет полностью возвращена (рекуперирована) в V5. Возникший в

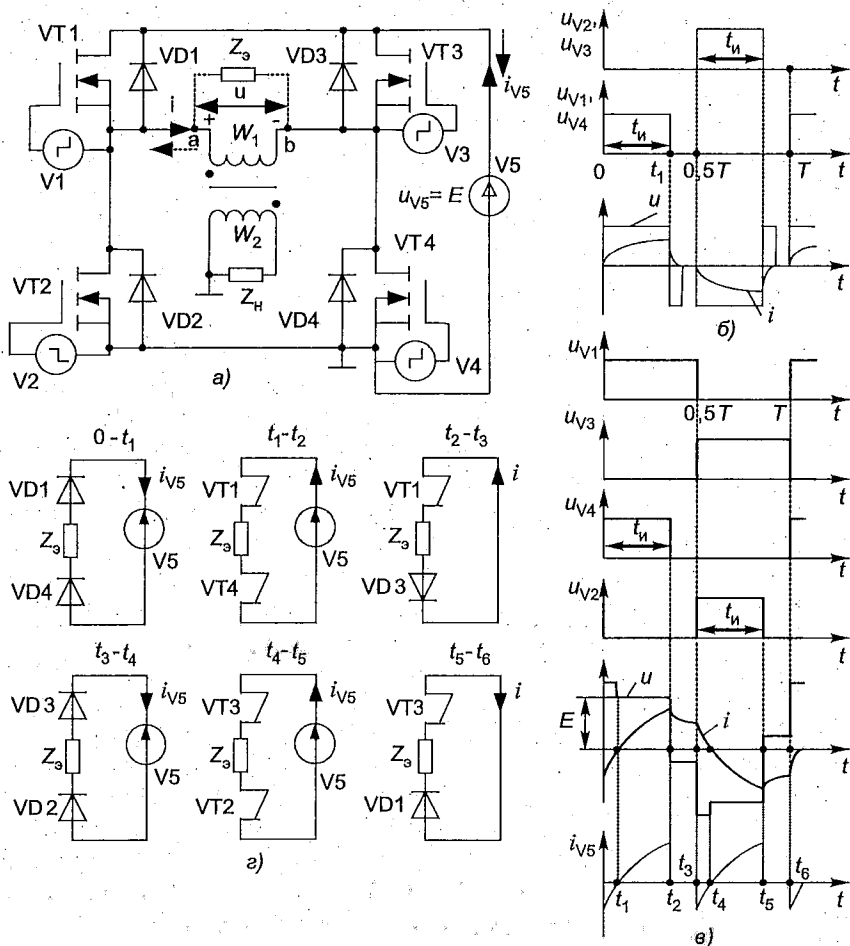


Рис. 7.3. Схема мостового ИН (а), временные диаграммы при симметричном управлении (б), временные диаграммы (в) и состояния схемы (г) при несимметричном управлении

цепи инверсный режим продолжается до момента спада тока до нуля и сопровождается сменой знака импульса напряжения на зажимах нагрузки. Время спада тока может быть найдено по формуле

$$t_{\text{сп}} = -\tau \ln \frac{1}{1 + i(t_n)}, \quad (7.3)$$

где $i(t_n) = I(t_1)/(E/R'_n)$ — относительная величина тока в момент выключения VT1, VT4.

Если $t_{\text{сп}}$ превышает длительность паузы (длительность временного интервала $t_1 \dots 0, 5T$) между сигналами управления диагональных транзисторов, то даже после включения VT2, VT3 будет сохраняться инверсный режим и только после снижения тока до нуля начнется режим прямой передачи энергии в нагрузку. Чем ниже будет коэффициент мощности нагрузки, тем будет больше длительность инверсного режима (рекуперации) и соответственно больше длительность, неконтролируемого схемой управления «обратного» импульса в кривой напряжения на $Z_{\text{э}}$ (на обмотках трансформатора). Если $t_{\text{сп}}$ меньше длительности паузы между сигналами управления транзисторами, как показано на рис. 7.3,б, то в диаграмме напряжения на $Z_{\text{э}}$ (на обмотках трансформатора) образуется пауза между импульсом реакции нагрузки и моментом открытия другой пары диагональных транзисторов (моментом начала формирования отрицательного импульса выходного напряжения инвертора). С выключением транзисторов VT2, VT3 также будет наблюдаться инверсный режим инвертора и появление «обратного» импульса в кривой напряжения на $Z_{\text{э}}$.

Следовательно, при симметричном управлении транзисторами в мостовом ИН невозможно получить прямоугольную форму кривой напряжения на обмотках трансформатора с регулируемой паузой на нуле (нулевое значение напряжения) даже в случае чисто активной нагрузки, т.е. невозможно регулировать выходное напряжение ИН изменением длительности (ширины) импульсов управления. Поэтому в мостовых ИН применяется либо так называемый несимметричный, либо фазовый способ коммутации транзисторов [41, 48].

Сущность одного из двух возможных вариантов несимметричного способа управления транзисторами VT1...VT4 ИН поясняется кривыми напряжения $u_{V1} \dots u_{V4}$ источников V1...V4 (включенных между затвором и истоком одноименных транзисторов), представленными на рис. 7.3,в. Как видно из этого рисунка, длительность включенного состояния верхних транзисторов VT1 и VT3 неизменна и равна половине периода изменения выходного напряжения. Тогда как длительность открытого состояния нижних транзисторов VT2 и VT4 является величиной переменной и равной $t_{\text{и}} = 0,5\gamma T$ (γ — относительная длительность включенного состояния транзисторов, изменяющаяся в общем случае в пределах от 0 до 1,0). Такой алгоритм переключения транзисторов позволяет получить на зажимах эквивалентной нагрузки $Z_{\text{э}}$, а следовательно, на зажимах вторичной обмотки трансформатора напряжение практически прямоугольной формы с регулируемой паузой на нуле. Следует отметить, что форма кривой напряжения $u(t)$ и токов $i(t)$, $i_{V5}(t)$ (рис. 7.2,б) останутся теми

же и в том случае, если поменять алгоритм управления верхними и нижними транзисторами ИН.

Рассмотрим работу инвертора в установившемся режиме. Активные структуры схемы инвертора, соответствующие различным его состояниям на определенных временных интервалах, представлены на рис. 7.3,з. На интервале $[0, t_2]$ открыты транзисторы VT1 и VT4. Однако так как в индуктивной составляющей сопротивления Z_c на предшествующем временном интервале была запасена энергия, ток $i(t)$ на интервале $[0, t_1]$ будет сохранять свое направление (направление этого тока показано пунктирной линией со стрелкой на рис. 7.3,а). В результате ранее запасенная энергия будет передаваться в источник V5, как показано на первой структуре рис. 7.3,з, через диоды VD1 и VD4 (на этом временном интервале ток i_{V5} и напряжение u_{V5} источника V5 направлены встречно друг другу, т.е. мгновенная мощность источника питания $p = i_{V5}u_{V5}$ отрицательна). В реальном устройстве напряжение на первичной обмотке трансформатора на интервале $[0, t_1]$ оказывается выше напряжения источника питания на величину падения напряжения на открытых диодах VD1 и VD4 $\Delta U \approx 2,0$ В (кривая $u(t)$ на рис. 7.3,е). Рекуперация энергии в источник (инверсный режим работы инвертора) будет иметь место и на интервале $[t_3, t_4]$. В интервалах $[t_1, t_2]$ ($[t_4, t_5]$) мгновенная мощность источника питания $p = i_{V5}u_{V5}$ положительна, т.е. энергия передается в нагрузку. При этом напряжение, приложенное к первичной обмотке трансформатора, будет меньше напряжения источника питания V5 на величину падения напряжения на двух открытых транзисторах VT1, VT4 (VT2, VT3). На интервалах паузы $[t_2, t_3]$ ($[t_5, t_6]$) после записания транзистора VT4 (VT2) первичная обмотка трансформатора оказывается закороченной через открытый транзистор VT1 (VT3) и открытый диод VD3 (VD1). В реальном устройстве на интервалах паузы напряжение, приложенное к первичной обмотке, отличается от нуля на величину падения напряжения на открытом транзисторе VT1 и диоде VD3 (VT3 и VD1). Точно такие же кривые напряжения и токов мостового ИН могут быть получены и при другом варианте организации несимметричного управления транзисторами, при котором длительность включенного состояния транзисторов одной стойки (под стойкой понимают два транзистора, включенных последовательно относительно источника питания, например VT1 и VT2) остается неизменной и близкой к $0,5T$, тогда как длительность включенного состояния транзисторов другой стойки регулируется схемой управления. В отдельных случаях применяют так называемый фазовый способ управления транзисторами. При фазовом способе управления

(см. гл. 6) каждый из четырех транзисторов включен в течение практически половины периода изменения выходного напряжения инвертора. Причем управление транзисторами VT1, VT2 (транзисторной стойки), точно также как и транзисторами VT3, VT4, осуществляется всегда в противофазе. Регулирование длительности паузы на нуле в выходном напряжении инвертора осуществляется за счет сдвига по фазе в управлении транзисторами VT3, VT4 относительно управления транзисторами VT1, VT2.

Чем выше будет значение напряжения источника питания, тем соответственно ближе будет по форме кривая выходного напряжения к идеальной прямоугольной и тем выше можно получить значение КПД инвертора при той же выходной мощности устройства. При относительно низких уровнях напряжения источника энергии в ИН вместо мостовой схемы обычно применяют двухтактную схему с выводом средней (нейтральной) точки первичной обмотки трансформатора, позволяющую получить более высокий КПД.

ИН с выводом средней точки трансформатора. Схема такого ИН и кривые поясняющие его работу представлены на рис. 7.4. Эта схема отличается от рассмотренного в разд. 6.4 одноименного двухтактного преобразователя не только отсутствием вентилей в цепи вторичной обмотки трансформатора, но и наличием дополнительного закорачивающего ключа, реализованного на транзисторе VT3. Для обеспечения двухсторонней проводимости этого ключа транзистор подключается к первичной обмотке трансформатора TV1 через диоды VD3...VD6. Кривые напряжения импульсных источников V1...V3, обеспечивающих управление транзисторами VT1...VT3 (кривые $u_{V1} \dots u_{V3}$) представлены на рис. 7.4,б. На интервале $[0, t_1]$ открыт только транзистор VT1, так что к верхней полуобмотке TV1 будет приложено напряжение, в идеальном случае, равное напряжению источника V5. Полярность ЭДС на зажимах обмоток трансформатора TV1 для этого временного интервала показана на рис. 7.4,а без скобок. После выключения транзистора VT1 схема управления должна обеспечить включение транзистора VT3, так как в противном случае за счет энергии, запасенной трансформатором и индуктивностью нагрузки, изменится полярность ЭДС на зажимах обмоток TV1 и энергия будет возвращаться (рекуперироваться) в источник V5 через диод VD2. В результате вместо нулевого значения напряжения на обмотках TV1 после запираания VT1 появится напряжение, полярность которого показана в скобках. Как было отмечено выше отсутствие паузы на нуле исключает возможность регулирования выходного напряжения инвертора и приводит к увеличению коэффициента гармоник.

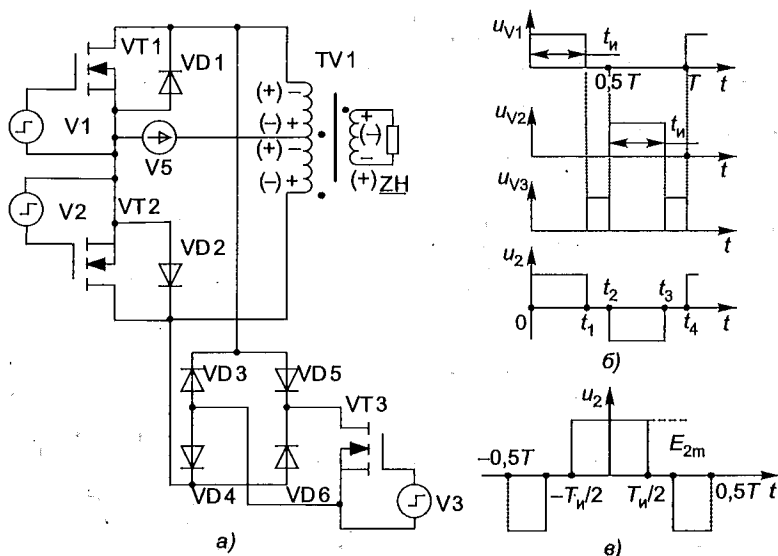


Рис. 7.4. Схема ИН с выводом нейтральной точки первичной обмотки трансформатора (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б, в)

Включение же транзистора $VT3$ после запираания транзистора $VT1$ обеспечивает режим короткого замыкания трансформатора (при его отключении от источника энергии), а следовательно, получение в идеальном случае нулевого напряжения на обмотках $TV1$ в интервале $[t_1, t_2]$. Точно так же необходимо обеспечивать включение $VT3$ и на интервале $[t_3, t_4]$. Только в этом случае напряжение на вторичной обмотке реального ИН по форме будет близким к кривой u_2 , приведенной на рис. 7.4,б. Следует отметить, что закорачивающий ключ может быть подключен и ко вторичной обмотке $TV1$.

ИН может быть выполнен и по полумостовой схеме, также снабженной закорачивающим (закорачивающими) ключом S_0 . Конфигурация схемы полумостовой (с нулевым выводом источника) ИН и область его применения приведены в табл. 7.1. Там же указаны области применения и для ранее рассмотренных схем ИН.

Общим недостатком рассмотренных ИН являются их большие габаритные размеры, что связано с наличием низкочастотного трансформатора и необходимостью установки на выходе ИН громоздкого сглаживающего фильтра, обеспечивающего получение приемлемого для аппаратуры коэффициента гармоник выходного напряжения. Для исключения из состава ИН низкочастотного трансформатора на практике достаточно часто ИН выполняются в виде устройств, пред-

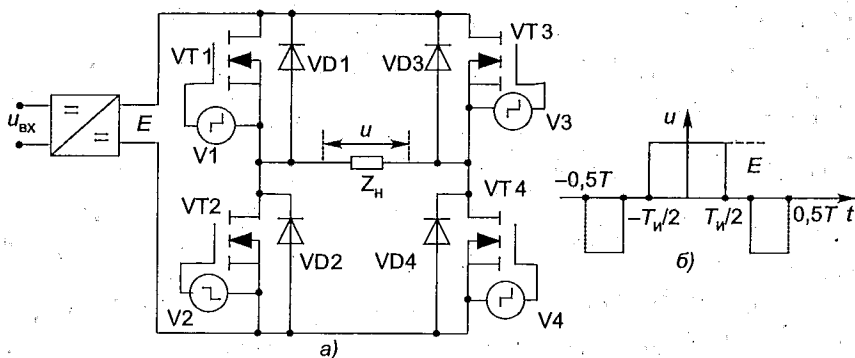


Рис. 7.5. Схема ИН (а) и форма кривой его выходного напряжения (б)

ставляющих собой совокупность предварительного высокочастотного преобразователя с выходным напряжением порядка 300 В и мостового инвертора, подключаемого к выходу этого преобразователя. Гальваническая развязка между источником энергии и нагрузкой в таких ИН осуществляется трансформатором высокочастотного преобразователя. Высокочастотные преобразователи в подобных ИН могут выполняться как по одноконтурным, так и по двухконтурным схемам (см. гл. 6). Для реализации фиксированной паузы на нуле в кривой выходного напряжения инвертора применяют один из рассмотренных выше способов (либо фазовый, либо один из несимметричных) управления транзисторами мостового инвертора. Стабилизация выходного напряжения инвертора (среднего или действующего значения) осуществляется высокочастотным преобразователем. Структурная схема подобного инвертора представлена на рис. 7.5, а.

7.1.2. Анализ кривой выходного напряжения инверторов

Форма напряжения на выходе всех рассмотренных выше ИН близка к кривым, представленным на рис. 7.4, в и 7.5, б. Среднее значение $U_{ср}$ выходного напряжения подобной кривой определяется значением амплитуды E прямоугольного импульса и его относительной длительностью $\gamma = 2t_n/T$:

$$U_{ср} = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E dt = \gamma E. \quad (7.4)$$

Действующее значение напряжения U на выходе подобных ИН



Рис. 7.6. Зависимости амплитудных значений (для 1-й, 3-й и 5-й гармоник) выходного напряжения инвертора от γ

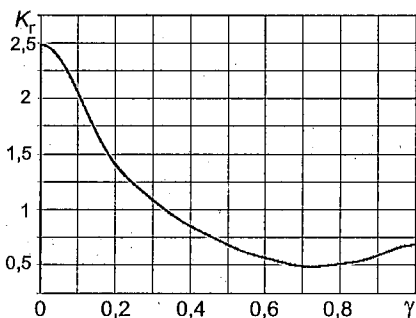


Рис. 7.7. Зависимость коэффициента гармоник от γ

определяется соотношением

$$U = \sqrt{\frac{2}{T} \int_{-\gamma T/2}^{\gamma T/2} E^2 dt} = \sqrt{\gamma} E. \quad (7.5)$$

Обозначив для удобства записи t_n через τ , запишем в общем виде выражение для коэффициентов $U_{(n,\gamma)}$ (амплитуд) ряда Фурье кривой напряжения рис. 7.5,б:

$$U_{(n,\gamma)} = \frac{2E}{T} \left[- \int_{-T/2}^{-T/2+\tau/2} e^{-2\pi n i t/T} dt + \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-2\pi n i t/T} dt - \int_{T/2-\tau/2}^{T/2} e^{-2\pi n i t/T} dt \right].$$

После интегрирования и введения $\gamma = 2\tau/T = 2t_n/T$ это выражение примет следующий вид:

$$U_{(n,\gamma)} = \frac{2E}{\pi n} \left[\sin(\pi n) + \sin\left(\frac{\gamma}{2}\pi n\right) + \sin\left(\pi n\left(1 - \frac{\gamma}{2}\right)\right) \right]. \quad (7.6)$$

На рис. 7.6 представлены зависимости амплитудных значений гармоник с номерами $n = 1, 3$ и 5 от γ , построенные с использованием выражения (7.6). Эти кривые построены в предположении, что $E = 1$. Из анализа кривых, приведенных на этом рисунке, видно, что выбором определенного значения γ можно обеспечить нулевое значение амплитуды той или иной высшей гармоники в кривой выходного напряжения инвертора. Так, например, при $\gamma = 0,8$ в выходном напряжении будет полностью отсутствовать пятая гармоника при относительно небольшом уменьшении амплитуды первой гармо-

ники $U_{m(1)}(\gamma)$ относительно ее максимального значения (при $\gamma = 1$). В соответствии с выражением (7.6) $U_{m(1)} = 4E/\pi$.

Выражение (7.6) позволяет вычислить значение коэффициента гармоник (в английской транскрипции THD — total harmonic distortion) K_r , %, для любого выбранного значения γ :

$$K_r = \frac{100}{U_{(1,\gamma)}} \sqrt{\sum_{n=3}^N U_{(n,\gamma)}^2}. \quad (7.7)$$

Другим распространенным показателем качества напряжения является коэффициент искажения, %,

$$K_i = \frac{100}{U} \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=3}^N U_{(n,\gamma)}^2}. \quad (7.8)$$

На рис. 7.7 показана зависимость K_r , выраженного в относительных единицах, от γ при учете первых шести членов разложения в ряд ($N = 11$) кривой выходного напряжения инвертора. Как видно из рисунка, зависимость $K_r(\gamma)$ имеет достаточно ярко выраженный минимум при γ , лежащем в диапазоне 0,7...0,73. Однако это минимальное значение K_r оказывается недопустимо большим (порядка 25 %), и в большинстве случаев нагрузку приходится подключать к ИН через достаточно громоздкий сглаживающий фильтр.

7.2. Инверторы напряжения со ступенчатой формой кривой выходного напряжения

Уменьшение габаритных размеров сглаживающего фильтра или его полное исключение из состава ИН может быть обеспечено различными способами. Один из таких способов заключается в том, что с помощью предварительных высокочастотных преобразователей формируются однополярные ступенчатые кривые напряжения, приближающиеся по форме к однополярной синусоидальной кривой с периодом, равным половине периода изменения выходного напряжения инвертора. Затем с помощью, как правило, мостового инвертора однополярные ступенчатые кривые напряжения преобразуются в разнополярную кривую выходного напряжения инвертора. Например, инвертор типа ИАТ-1000-2, выпускаемый отечественной промышленностью, имеет в своем составе шесть однотипных одноктактных преобразователей с прямым включением диода (модулей), работающих на

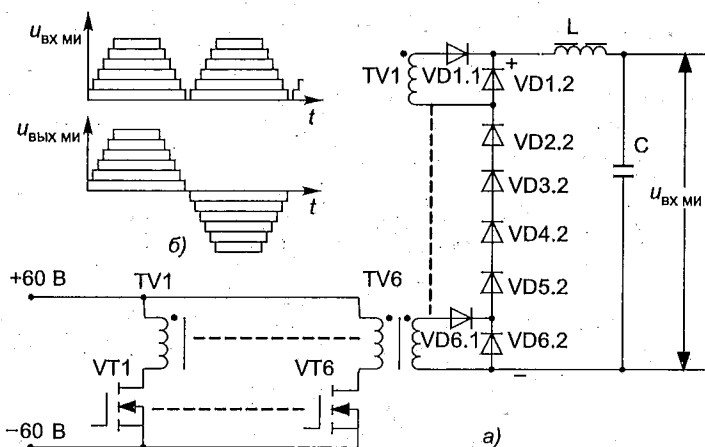


Рис. 7.8. Упрощенная схема высокочастотного преобразователя инвертора ИАТ 1000-2 (а) и кривые выходного напряжения (б)

общий высокочастотный LC сглаживающий фильтр. Схема управления обеспечивает широтно-импульсное управление транзисторами VT1...VT6 этих модулей на частоте 25 кГц. Сами модули включаются между собой параллельно по входу и последовательно по выходу, как условно показано на рис. 7.8, а. При этом длительность работы каждого из модулей на интервале полупериода выходного напряжения инвертора одна и та же и составляет 6,25 мс. Ступенчатая функция напряжения на входе мостового инвертора ($u_{вх ми}$) формируется за счет того, что выходное напряжение каждого последующего модуля сдвинуто по фазе относительно предыдущего на 0,625 мс (на интервале каждого полупериода выходного напряжения инвертора). Коэффициент гармоник такого устройства не превышает 10 %, что позволяет подключать аппаратуру непосредственно (без сглаживающего фильтра) к выходу ИН.

Стабилизация выходного напряжения в ИАТ 1000-2 осуществляется за счет изменения относительной длительности включенного состояния транзисторов (на частоте 25 кГц) модулей высокочастотного преобразователя.

7.3. Инверторы с синусоидальной формой выходного напряжения

Другой способ уменьшения габаритов выходного сглаживающего фильтра, получивший в настоящее время наибольшее применение, заключается в том, что с помощью предварительного высоко-

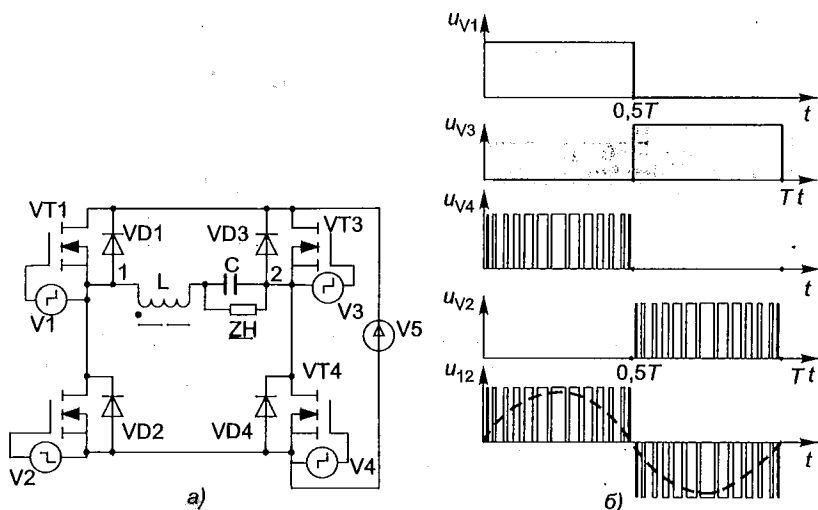


Рис. 7.9. Схема мостового ИН и временные диаграммы, поясняющие ее работу при многократной ШИМ

частотного преобразователя получают напряжение постоянного тока, значение которого близко к амплитудному значению требуемого выходного синусоидального напряжения инвертора. Затем это напряжение постоянного тока с помощью, как правило, мостового инвертора преобразуется в переменное напряжение по форме, близкое к синусоидальному, за счет применения соответствующих принципов управления транзисторами этого мостового инвертора (принципы так называемой «многократной широтно-импульсной модуляции» [48]). Идея этой «многократной» ШИМ заключается в том, что на интервале каждого полупериода выходного напряжения инвертора соответствующая пара транзисторов мостового инвертора коммутируется на высокой частоте (многократно) при широтно-импульсном управлении. Причем длительность этих высокочастотных импульсов коммутации изменяется по синусоидальному закону. Затем с помощью высокочастотного фильтра нижних частот выделяется синусоидальная составляющая выходного напряжения инвертора. Схема мостового инвертора с синусоидальной формой выходного напряжения и кривые, поясняющие его работу, приведены на рис. 7.9.

Как видно из кривых $u_{V1} \dots u_{V4}$, транзисторы VT1 и VT4 обеспечивают подключение ИН к источнику энергии V5 на интервале первого полупериода изменения выходного напряжения инвертора, а транзисторы VT2 и VT3 — на интервале второго полупериода. Причем верхние транзисторы VT1 и VT3 открыты в течение всего соответ-

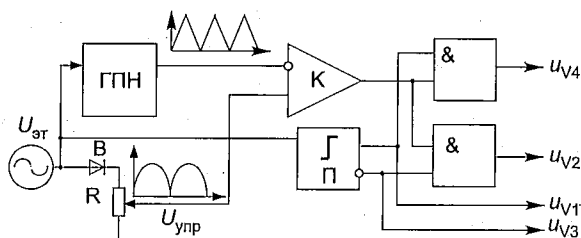


Рис. 7.10. Функциональная схема контроллера мостового ИН

ствующего полупериода, тогда как нижняя пара транзисторов VT2 и VT4 коммутируются многократно на интервале соответствующих полупериодов. Следовательно, при данном алгоритме работы транзисторов реализуется рассмотренный выше несимметричный способ управления. При изменении длительности включенного состояния нижних транзисторов по синусоидальному закону кривая выходного напряжения инвертора u_{12} (точках 1, 2) будет иметь форму, представленную на рис. 7.9,б сплошными линиями. При такой форме u_{12} напряжение на нагрузке (на выходе LC-фильтра) будет иметь форму близкую к синусоидальной (пунктирная кривая на рис. 7.9,б). В качестве примера на рис. 7.10 приведена простейшая функциональная схема контроллера, предназначенного для управления транзисторами ИН при рассмотренном выше алгоритме управления [49].

Контроллер преобразует с помощью блока В синусоидальное напряжение $U_{эт}$ в сигнал модуля синусоидальной функции, уровень которой регулируется устройством R (условно показан в виде переменного сопротивления). Сигнал управления $U_{упр}$ с выхода устройства R подается на неинвертирующий вход компаратора К. На инвертирующий вход К подается однополярное пилообразное напряжение с выхода генератора пилообразного напряжения (ГПН) высокой частоты. Работа ГПН синхронизируется с эталонным напряжением.

Устройство П преобразует синусоидальную функцию $U_{эт}$ в прямоугольную функцию с тем же самым периодом следования. Логические элементы И позволяют получить на выходе напряжения u_{V4} и u_{V2} , согласованные по требуемому алгоритму работы транзисторов ИН с напряжениями u_{V1} и u_{V3} .

Обычно частота следования импульсов пилообразного напряжения более чем на два порядка выше частоты изменения выходного напряжения инвертора, поэтому выходное напряжение инвертора практически линейно зависит от уровня напряжения управления ($U_{упр}$). Подключение контроллера к транзисторам ИН осуществляется через усилители мощности (драйверы), обеспечивающие необ-

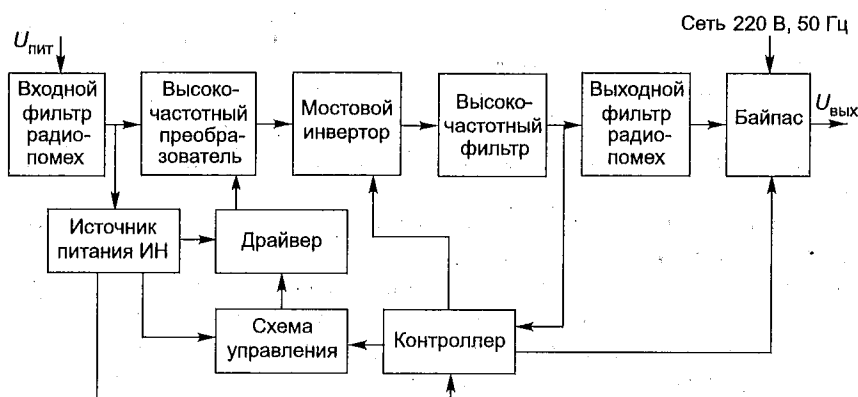


Рис. 7.11. Структурная схема инвертора ИЦ-1500

ходимую гальваническую развязку и согласование по мощности контроллера и транзисторов.

Применение в ИН эталонного синусоидального напряжения позволяет реализовать модульный принцип построения инверторных систем, состоящих из отдельных ИН (модулей), включаемых параллельно на общую нагрузку. Кроме того, появляется возможность синхронизировать работу этих модулей с резервирующей промышленной сетью переменного тока, что необходимо для нормальной работы большинства устройств бесперебойного питания (UPS). Расчетные соотношения для рассмотренных инверторов синусоидального напряжения приведены в [48].

В качестве примера на рис. 7.11 приведена структурная схема инвертора с синусоидальной формой кривой напряжения типа ИЦ-1500 (инвертор цифровой с номинальной выходной мощностью 1500 ВА), выпускаемого Юрьев-Польским заводом. Питание инвертора осуществляется от выпрямительно-аккумуляторной установки на номинальное выходное напряжение -60 В с пределами его изменения $42 \dots 75$ В. На входе и выходе устройства установлены помехоподавляющие фильтры (фильтры радиопомех), обеспечивающие электромагнитную совместимость ИН с другими устройствами электропитания и с аппаратурой, подключаемой к его выходу. Нормы электромагнитных помех на входных и выходных зажимах устройства приведены в гл. 9. Схемы и назначение элементов этих фильтров рассмотрены в гл. 8.

Стабилизирующий высокочастотный (ВЧ) преобразователь обеспечивает преобразование входного напряжения относительно низкого уровня ($43 \dots 75$ В) в стабильное напряжение на уровне 350 В, а

также гальваническую развязку выходного напряжения ИН от источника питания. ВЧ преобразователь представляет собой два однотоковых преобразователя с прямым включением диода (см. гл. 6), каждый из которых работает в режиме широтно-импульсного управления на частоте 50 кГц. Выходные напряжения этих однотоковых преобразователей сдвинуты по фазе друг относительно друга на половину периода, так что частота первой гармоники пульсации на выходе ВЧ преобразователя составляет 100 кГц. Кроме того, такое построение ВЧ преобразователя позволяет существенно уменьшить уровень импульсного потребления энергии от источника питания. Контроллер обеспечивает ранее рассмотренный принцип несимметричного управления транзисторами мостового инвертора с широтно-импульсным изменением относительной длительности включенного состояния нижних транзисторов по синусоидальному закону. Частота коммутаций нижних транзисторов на интервале, соответствующих полупериодам выходного напряжения, равна 20 кГц. Высокочастотный фильтр, установленный на выходе мостового инвертора, обеспечивает выделение интегральной составляющей напряжения. Номинальное (действующее) значение выходного напряжения 220 В. Установившееся отклонение выходного напряжения инвертора (при изменении напряжения питания в указанных выше границах и изменении тока нагрузки от 5 до 100 % $I_{\max} = 7,5$ А) не превышает ± 2 %. Частота выходного напряжения $50 \pm 0,5$ Гц. КПД рассмотренного инвертора при полной его загрузке составляет 87 %. Коэффициент искажений синусоидальности выходного напряжения не более 2 %. Допустимый диапазон изменения коэффициента мощности нагрузки лежит в пределах 0,5...1,0. Время переключения нагрузки с инвертора на сеть и обратно (с помощью байпаса) не превышает 15 мс.

7.4. Инверторы напряжения с самовозбуждением

Инверторы с самовозбуждением (автогенераторы) относятся к числу простейших устройств преобразования энергии постоянного тока. Относительная простота технических решений при достаточно высокой энергетической эффективности привело к их широкому применению в маломощных источниках питания в системах промышленной автоматики и генерирования сигналов прямоугольной формы, особенно в тех приложениях, где отсутствует необходимость в управлении процессом передачи энергии. В этих инверторах используется положительная обратная связь, обеспечивающая их работу в режиме устойчивых автоколебаний.

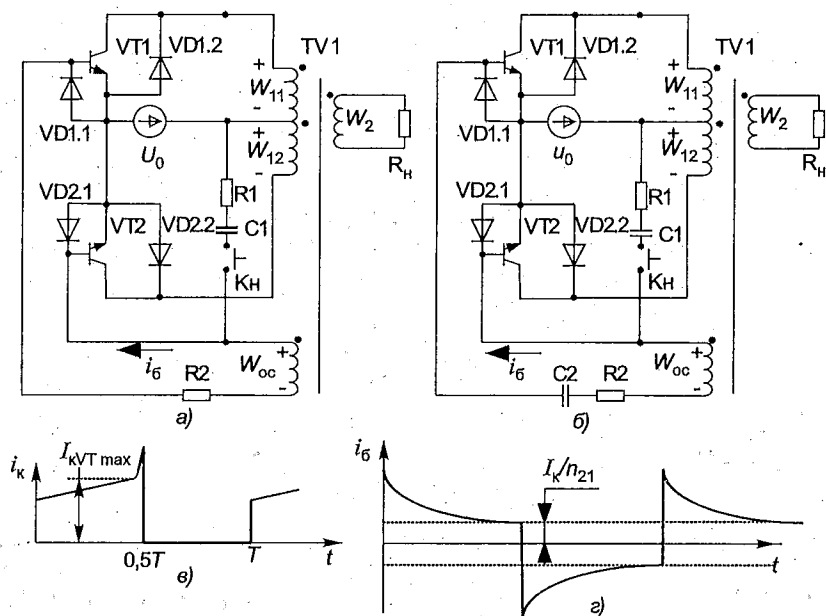


Рис. 7.12. Схемы инверторов с самовозбуждением (а, б) и временные диаграммы, поясняющие их работу (в, г)

Рассмотрим работу инвертора, переключение транзисторов в котором осуществляется за счет насыщения материала магнитопровода трансформатора, на примере схемы рис. 7.12,а. Цепь запуска инвертора в данном примере содержит резистор R_1 , конденсатор C_1 и кнопку запуска K_H . Кратковременное замыкание K_H обеспечивает открытие транзистора VT_2 , в результате чего через нижнюю полуобмотку W_{1-2} трансформатора начинает протекать ток и на зажимах всех его обмоток появляется ЭДС, полярность которой показана на рис. 7.12,а. Появление ЭДС на зажимах обмотки обратной связи W_{oc} с указанной полярностью приводит к дальнейшему отпиранию VT_2 и запираанию VT_1 . По окончании этого лавинного процесса переключения транзистор VT_2 оказывается в режиме насыщения а VT_1 в режиме отсечки. Схема будет находиться в этом состоянии до тех пор пока по какой-либо причине транзистор VT_2 не начнет выходить из насыщения. Причиной выхода VT_2 из насыщения может быть резкое увеличение его коллекторного тока при насыщении материала магнитопровода трансформатора. Переход рабочей точки VT_2 в активную область, а следовательно, уменьшение его коллекторного тока до значения $i_{Bh_{21}}$ приводит к изменению знака ЭДС на зажи-

мах всех обмоток трансформатора. В результате начинается лавинный процесс запираания VT2 и перевода VT1 в насыщение. Это новое состояние схемы будет продолжаться до тех пор, пока магнитная индукция в магнитопроводе вновь не достигнет значения индукции насыщения B_s , но теперь уже с другим знаком. В результате чего схема вновь вернется к состоянию, при котором VT2 насыщен, а VT1 закрыт. Длительность этого состояния соответствует половине периода автоколебаний инвертора. Если пренебречь падением напряжения на коллектор-эмитерном переходе насыщенного транзистора и на сопротивлении первичной полуобмотки W_{1-2} трансформатора, то ЭДС на зажимах W_{1-2} будет равна напряжению U_0 источника питания на интервале всего полупериода. Следовательно, в соответствии с законом электромагнитной индукции, можно записать

$$U_0 = W_1 S_{\text{ст}} \frac{\Delta B}{\Delta t},$$

где $W_1 = W_{1-1} = W_{1-2}$ — число витков первичной полуобмотки трансформатора; $S_{\text{ст}}$ — поперечное сечение стержня магнитопровода; $\Delta B = 2B_s$ — приращение магнитной индукции на интервале полупериода автоколебаний; $\Delta t = T/2$ — временной интервал, равный половине периода периода автоколебаний.

Следовательно, приближенное выражение для частоты f автоколебаний можно записать в следующем виде:

$$f = \frac{U_0}{4W_1 S_{\text{ст}} B_s}. \quad (7.9)$$

В соответствии с выражением (7.9) частота автоколебаний в идеальном инверторе не зависит от тока нагрузки. В реальном инверторе с ростом тока нагрузки напряжение, прикладываемое к первичным полуобмоткам трансформатора, несколько уменьшается, вследствие чего уменьшается частота f .

Для того чтобы инвертор мог работать в рассмотренном режиме, следует таким образом выбрать число витков W_{oc} и сопротивление резистора R2, чтобы на интервале каждого из полупериодов ток базы транзисторов был в 1,2...1,5 раза больше $I_{KVT \text{ max}}/h_{21 \text{ min}}$. Примерный вид кривой тока коллектора транзистора показан на рис. 7.12, в.

Недостатком схем инверторов, переключение транзисторов в которых связано с насыщением материала магнитопровода трансформатора, является их низкий КПД, что объясняется большими потерями в транзисторах. Поэтому такие инверторы применяются при частотах f не более 10 кГц и выходной мощности до 10 Вт.

В схеме рис. 7.12,б в цепь обмотки обратной связи введен конденсатор C_2 , вследствие чего кривая тока i_b в обмотке обратной связи принимает форму, показанную на рис. 7.12,г. В этом случае переключение транзисторов начинается в момент, когда убывающий по экспоненциальному закону ток i_b становится меньше чем I_{KVT}/h_{21} . Понятно, что в таком инверторе увеличение тока нагрузки приводит к практически обратно пропорциональному повышению частоты. Подобные устройства могут работать на частотах в несколько десятков килогерц при выходной мощности более 10 Вт.

При существенных перегрузках и коротких замыканиях в нагрузке в любом из рассмотренных инверторов с самовозбуждением происходит срыв автоколебаний (все транзисторы переходят в закрытое состояние).

Глава 8

Выпрямительные устройства с бестрансформаторным входом

8.1. Структурные схемы выпрямительных устройств с бестрансформаторным входом

В настоящее время как в системах электропитания устройств связи, так и в бытовой электронике, все шире применяют вторичные источники электропитания с бестрансформаторным входом. Первичным источником для них, как правило, является однофазная или трехфазная сеть переменного тока промышленной частоты 50 Гц. Отличительной чертой этих источников является отсутствие силового трансформатора, работающего на низкой частоте 50 Гц. В основном эти источники представляют собой стабилизирующие выпрямительные устройства, имеющих один или несколько выходов напряжения постоянного тока. Так, например, стабилизирующие выпрямители с бестрансформаторным входом (ВБВ), применяемые для питания станционной аппаратуры связи, имеют, как правило, один выход напряжения постоянного тока, тогда как блок питания персонального компьютера или импульсный источник питания телевизионного приемника, представляющие собой также ВБВ, имеют по несколько выходов напряжения постоянного тока. Структурные схемы стабилизирующих выпрямителей для станционной аппаратуры связи представлены на рис. 8.1.

Силовая часть ВБВ, выполненного по схеме рис. 8.1,а, содержит:

- входной помехоподавляющий фильтр Вх.ППФ (фильтр радиопомех);
- сетевой выпрямитель СВ;
- входной сглаживающий фильтр СФ;
- регулируемый преобразователь напряжения ПН;
- выходной помехоподавляющий фильтр Вых.ППФ.

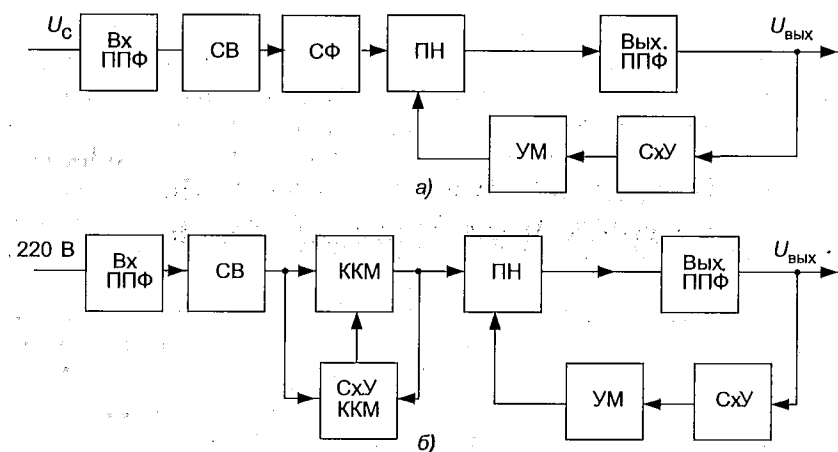


Рис. 8.1. Структурные схемы ВВВ без корректора коэффициента мощности (а) и с корректором коэффициента мощности (б)

На схеме рис. 8.1,а также показана схема управления Сх.У регулируемым преобразователем напряжения и усилитель мощности УМ (драйвер). Драйвер (драйверы) обеспечивают согласование по мощности маломощной Сх.У с мощными транзисторами ПН, а также при необходимости — их гальваническую развязку.

Структура рис. 8.1,а свойственна либо ВВВ относительно большой мощности, работающим от трехфазной сети переменного тока (трехфазные ВВВ), либо маломощным ВВВ (как правило, при выходной мощности до 100 Вт), работающим от однофазной сети переменного тока (однофазные ВВВ).

Структурная схема рис. 8.1,б отличается от рассмотренной тем, что вместо входного сглаживающего фильтра СФ на выходе сетевого выпрямителя устанавливается корректор коэффициента мощности ККМ со своей схемой управления (Сх.У ККМ). Эта структура свойственна всем современным выпрямительным устройствам с выходной мощностью более нескольких десятков ватт, работающим от однофазной сети переменного тока.

8.2. Входной помехоподавляющий фильтр

Входной помехоподавляющий фильтр (фильтр радиопомех) предназначен для ослабления высокочастотных импульсных помех, способных проникать из сети переменного тока в выпрямительное устройство, а также для ослабления до требуемого уровня помех, возникающих в сети переменного тока при работе самого выпрямитель-

ного устройства. Основными источниками помех в питающей сети для конкретного ВБВ являются прежде всего так называемые промышленные помехи, возникающие при коммутации в силовых цепях других устройств (потребителей), питающихся от этой же сети переменного тока. Так, при выключении мощных электромагнитных устройств из-за накопленной в них энергии могут возникать выбросы (импульсы) напряжения до нескольких киловольт. Частотный спектр помех, возникающих при выключении контакторов, АВР и других силовых устройств, лежит в диапазоне от нескольких килогерц до нескольких десятков мегагерц. Современные ВБВ работают на частотах от 20 до 500 кГц, а скорости переключения тока и напряжения достигают соответственно 200...500 А/мкс и 100...800 В/мкс при токах до нескольких ампер и напряжений до нескольких сотен вольт. Любой проводник, обтекаемый таким импульсным током, превращается для других устройств и даже для других узлов самого выпрямителя в излучающую антенну. Поэтому для других потребителей электрической энергии переменного тока и для аппаратуры связи сами ВБВ могут являться источниками помех, передаваемых как непосредственно по общим соединительным проводникам, так и посредством электромагнитного поля. Помимо промышленных помех, существуют атмосферные помехи, обусловленные прежде всего разрядом молнии. Электромагнитные импульсы от близкого разряда молнии не только создают мощные помехи в диапазоне частот до нескольких десятков мегагерц, но и способны привести к разрушению входных цепей аппаратуры и выпрямительных устройств. Эффективным средством борьбы с помехами, передаваемыми посредством магнитного поля является применение витой пары для прямого и обратного проводов цепи, экранирование проводников, отдельных узлов и устройств в целом, сочетающееся с корректным их заземлением. Для ослабления помех, распространяющихся электрическим путем между фазным проводником и нейтралью (так называемая дифференциальная составляющая помехи), а также между каждым из этих проводников и заземляющими проводниками (синфазная составляющая помехи), применяются фильтры нижних частот, выполненные на пассивных элементах (высокочастотных конденсаторах и дросселях). В качестве примера на рис. 8.2 представлен входной помехоподавляющий фильтр персонального компьютера конструктива АТХ.

Двухобмоточный дроссель L3 (L4) имеет равное число витков обмоток и благодаря встречному включению обмоток обладает нулевым индуктивным сопротивлением для полезного сигнала (тока, потребляемого от питающей сети). Для синфазной составляющей помехи со стороны сети, распространяющейся по цепи фазный провод

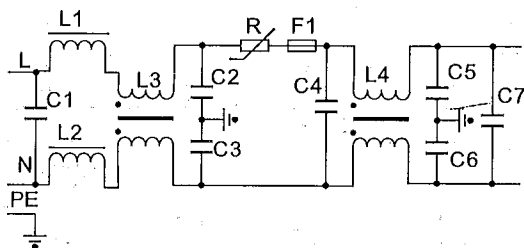


Рис. 8.2. Схема электрическая принципиальная входного помехоподавляющего фильтра PC ATX

L — земля (PE), дроссель L1 совместно с верхней обмоткой дросселя L3 и конденсатором C2 образуют первое звено сглаживающего LC-фильтра нижних частот. Второе звено LC-фильтра для синфазной составляющей помехи со стороны сети, распространяющейся по цепи L-PE представлено верхней обмоткой дросселя L4 (см. рис. 8.2) и конденсатором C5. Первое звено LC-фильтра для синфазной составляющей помехи со стороны сети, распространяющейся по цепи N-PE, представлено дросселем L2, нижней обмоткой дросселя L3 и конденсатором C3. Второе звено LC-фильтра для этой синфазной составляющей помехи со стороны сети представлено нижней обмоткой дросселя L4 и конденсатором C6. Обычно магнитопровод дросселей L3 и L4 выполняется из низкочастотного феррита с высокой магнитной проницаемостью. Для эффективного подавления синфазных и дифференциальных составляющих помех на высоких частотах введены дроссели L1 и L2 с высокочастотными сердечниками. Дроссели L1 и L2 совместно с конденсаторами C2...C7 обеспечивают ослабление дифференциальной составляющей помехи со стороны сети, распространяющейся по цепи L-N. Ослабление синфазной составляющей помехи, распространяющейся из ВВВ в сеть по цепи L-PE, осуществляется LC-фильтром, представленным верхней обмоткой дросселя L4 и конденсатором C2. Нижняя обмотка этого дросселя L4 и конденсатор C3 образуют LC-фильтр нижних частот для синфазной составляющей помехи со стороны ВВВ, распространяющейся по цепи N-PE. Во входной помехоподавляющий фильтр рис. 8.2 введены также предохранитель F и терморезистор R. Предохранитель F обеспечивает отключение блока питания от сети переменного тока при перегрузках или коротких замыканиях в нем. Керамический терморезистор введен в фильтр для уменьшения пусковых токов при подключении системного блока компьютера к сети переменного тока. При нагреве терморезистора свыше определенной температуры его сопротивление резко возрастает, что и ограничивает пусковые токи.

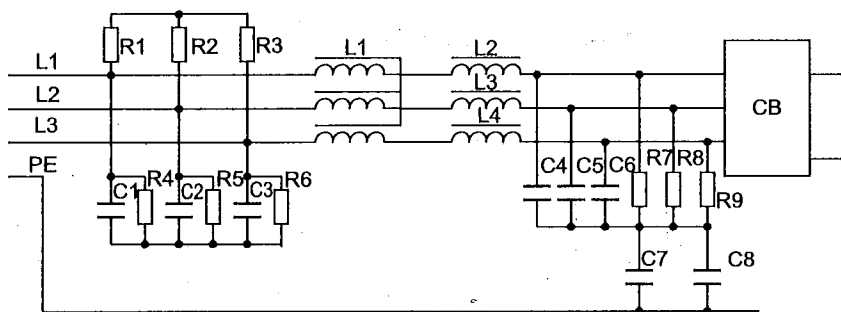


Рис. 8.3. Принципиальная схема входного ППФ трехфазного ВВВ

На рис. 8.3 приведена принципиальная схема входного ППФ, применяющегося в трехфазном ВВВ-60/50.

Для ослабления дифференциальной составляющей помех, распространяющихся из сети в ВВВ, во входном ППФ введены дроссели $L2 \dots L4$ и конденсаторы $C4 \dots C6$. Эти же элементы совместно с конденсаторами $C7$, $C8$ обеспечивают ослабление синфазной составляющей помех, распространяющихся из сети в ВВВ во всем радиодиапазоне, т.е. начиная с частоты 0,15 МГц. Для ослабления дифференциальной составляющей помех, распространяющихся из ВВВ, в сеть введены конденсаторы $C1 \dots C3$, образующие совместно с дросселями $L2 \dots L4$ Г-образные LC-фильтры нижних частот для этой составляющей помех. Для разряда энергии, запасаемой конденсаторами и дросселями входного ППФ (при отключении ВВВ от сети), введены резисторы $R1 \dots R9$. Дроссель $L1$, обмотки которого расположены на одном общем магнитопроводе, совместно с конденсаторами $C4 \dots C8$ обеспечивает ослабление синфазных помех, распространяющихся из сети в ВВВ.

8.3. Сетевой выпрямитель и входной сглаживающий фильтр

В однофазных ВВВ, выполненных по схеме рис. 8.1,а, сетевой выпрямитель СВ всегда выполняется по однофазной мостовой схеме выпрямления, на выходе которой устанавливается сглаживающий фильтр, представляющий собой электролитический конденсатор (электролитические конденсаторы), т.е. в подобных ВВВ СВ работает на нагрузку емкостного характера. Схема СВ и кривые выходного напряжения u_0 и выходного тока i_0 для установившемся режима схемы, приведены на рис. 8.4. Характерной особенностью СВ является высокий уровень выходного напряжения U_0 и малое значение

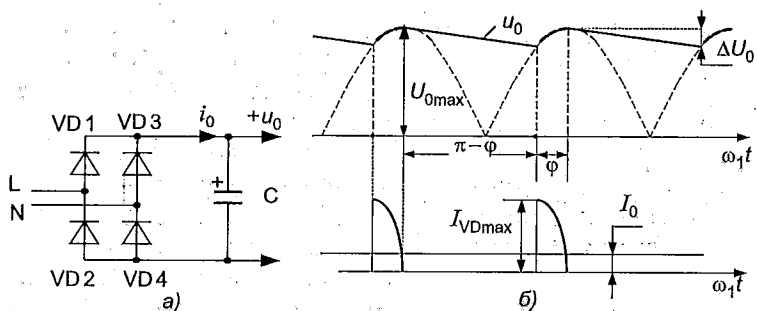


Рис. 8.4. Схема однофазного мостового выпрямителя (а) и временные диаграммы ее работы (б)

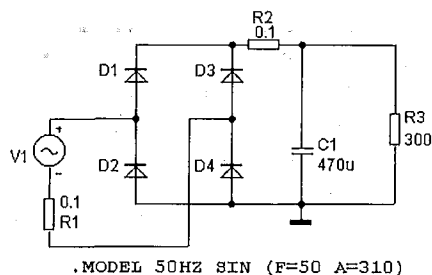
сопротивления фазы выпрямителя, представленное дифференциальным сопротивлением открытых диодов и сопротивлением подводящих проводов. В связи с этим на этапе открытого состояния соответствующей пары диодов VD1, VD4 или VD2, VD3 напряжение на выходе выпрямителя практически совпадает с напряжением питающей сети (в пределах угла φ), а разряд конденсатора С начинается практически сразу после достижения на нем напряжения, равного амплитудному значению напряжения питающей сети ($U_{0\max}$). Поскольку электролитические конденсаторы не допускают большого значения пульсации (ΔU_0) и, кроме того, рассматриваемые СВ применяются на практике при относительно небольшой выходной мощности ВБВ, постоянная времени цепи разряда конденсатора С оказывается относительно большой, а длительность открытого состояния диодов (угол φ) малой. Работа выпрямителя на нагрузку емкостного характера достаточно подробно рассмотрена в разд. 3.7.

В этом разделе показано, что все основные параметры выпрямителя зависят от длительности открытого состояния диода и что с уменьшением длительности импульса тока, потребляемого от сети, увеличивается его действующее и амплитудное значения при неизменном среднем значении выходного тока, т.е. практически при неизменном значении выходной мощности СВ. Увеличение действующего значения тока приводит к увеличению потерь в вентильном комплекте СВ и в элементах источника энергии, а также к уменьшению коэффициента мощности χ ВБВ. Анализ выражения, приведенного в разд. 3.7 для приближенного определения коэффициента мощности, показывает, что его значение лежит в пределах 0,5...0,6. Действительно, практика показывает, что, например, значение χ для блоков питания персональных компьютеров мощностью 250...400 Вт, выполненных по структуре рис. 8.1,а, не превышает 0,6...0,65. Это необхо-

димо учитывать при подключении ВВВ к инверторам и инверторным системам. Следует иметь в виду также, что для СВ нагрузка, в качестве которой выступает регулируемый ПН, носит нелинейный характер. С увеличением напряжения питающей сети среднее значение выходного тока СВ и длительность открытого состояния диодов (угол φ) уменьшаются. Кроме того, при работе подобных ВВВ создается существенный уровень помех для потребителей, питающихся от той же сети переменного тока. Особенно это заметно при ограниченной мощности сети переменного тока или большой протяженности линий распределения электрической энергии. Еще одной проблемой, возникающей при разработке ВВВ с СВ, выполненными по схеме рис. 8.4, является необходимость ограничения пусковых токов, возникающих в момент подключения ВВВ к сети переменного тока. В момент подключения ВВВ к сети переменного тока при нулевом напряжении на выходном конденсаторе сетевого выпрямителя максимальное значение пускового тока может в десятки раз превышать максимальное значение импульса тока установившегося режима работы, что без принятия специальных мер по ограничению этого пускового тока, неминуемо приводит к выходу из строя диодов СВ. Наиболее простым решением проблемы ограничения пусковых токов до значений, определяемых перегрузочной способностью диодов СВ, является введение специальных пусковых резисторов на входе СВ. При выходной мощности до 100...300 Вт сопротивление пусковых резисторов обычно лежит в пределах 4,7...10 Ом, так что потери мощности в этих резисторах для установившегося режима работы ВВВ оказываются относительно небольшими, что и позволяет выполнять их как постоянно включенные элементы устройства. При выходной мощности ВВВ более 300 Вт эти пусковые резисторы обычно вводятся только на момент включения, а затем они с целью повышения КПД устройства закорачиваются тиристором или контактами специального реле.

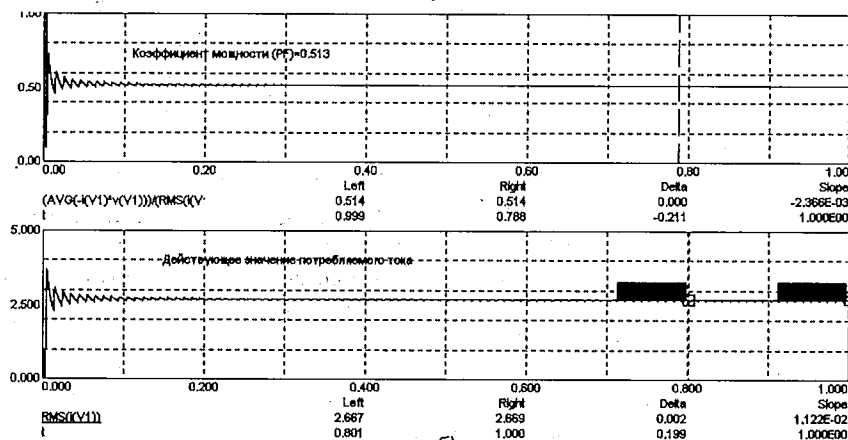
В качестве примера на рис. 8.5 приведены результаты компьютерного анализа работы СВ в переходном и установившемся режимах, выполненного с помощью программы схемотехнического моделирования Micro-Cap 6.0.

Принципиальная схема модели СВ показана на рис. 8.5,а. В модели сеть переменного тока представлена источником синусоидального напряжения V_1 с амплитудой $A = 310$ В и частотой $F = 50$ Гц. К выходу СВ подключен резистор R_3 с сопротивлением 300 Ом, что соответствует выходной мощности СВ равной 300 Вт. Емкость конденсатора C_1 равна 470 мкФ. Там же справа от схемы приведены результаты спектрального анализа кривой тока, потребляемого от источника V_1 (от сети переменного тока). Здесь в среднем столбце

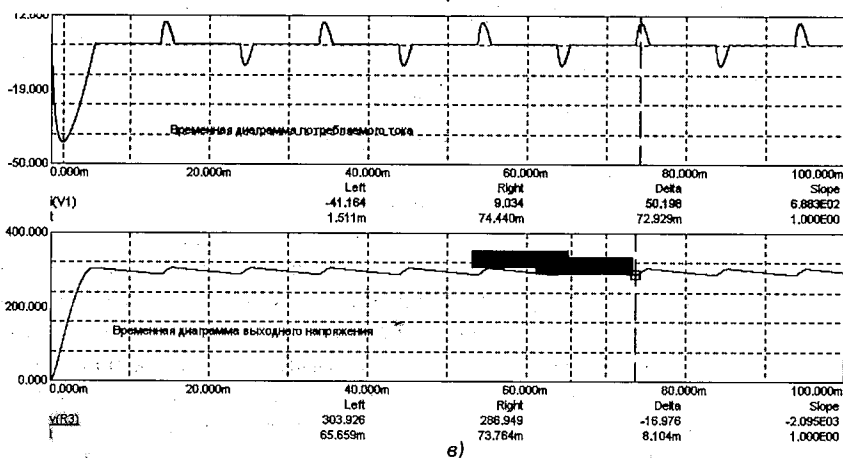


f (Hz)	HARM(i(V1))	THD(HARM(i(V1)),50)
0.000	9.039E-005	0.000
50.000	1.975	0.000
100.000	0.000	0.021
150.000	1.866	94.502
200.000	0.001	94.502
250.000	1.662	126.553
300.000	0.001	126.553
350.000	1.387	144.744
400.000	0.001	144.744
450.000	1.073	154.612
500.000	0.000	154.612

a)



б)



в)

Рис. 8.5. Результаты компьютерного анализа работы СВ, выполненного по схеме рис. 8.4

HARM(i(V1)) представлены значения амплитуд первой и высших гармоник (до десятой включительно) кривой тока сети. Анализ данных этого столбца показывает, что в кривой тока сети, кроме первой гармоники ($f = 50$ Гц), амплитуда которой равна 1,975 А, присутствуют все нечетные гармоники, амплитуды которых медленно убывают с увеличением порядкового номера гармоники. Например, амплитуда девятой гармоники ($f = 450$ Гц) только менее чем в два раза отличается от амплитуды первой гармоники. В правом столбце указаны значения (в процентах) коэффициента гармоник THD(HARM(i(V1),50)) (THD — Total Harmonics Distortion) для кривой тока сети. Большое содержание высших гармоник в кривой тока сети объясняет большое значение коэффициента гармоник и низкое значение коэффициента мощности χ (Power Factor) СВ. Значение $\chi = 0,513$ приведено на верхнем графике рис. 8.5,б, для которого, как и для всех других графиков, по оси абсцисс указано время с момента подключения СВ к сети. Для удобства считывания результатов на этом графике и на всех остальных показаны положения левого (Left) и правого (Right) курсоров. Под графиками указаны значения функций и моментов времени, соответствующие положениям этих курсоров. На нижнем графике рис. 8.5,б указано действующее значение тока сети RMS(i(V1)), равное 2,669 А, тогда как среднее значение этого тока, равное среднему значению выходного тока СВ составляет 1 А. Полная мощность S , потребляемая СВ от сети в установившемся режиме его работы, равная произведению действующих значений тока и напряжения сети, для данного примера оказывается равной $S = 2,669(310/\sqrt{2}) = 585,05$ ВА, при этом активная мощность, потребляемая от сети, $P_c = S\chi = 300,1$ Вт. Данный числовой пример приведен для того, чтобы еще раз подчеркнуть, что при выборе инверторов и источников бесперебойного питания (UPS), к которым подключаются устройства с ВБВ, выполненным по структуре рис. 8.1,а, необходимо учитывать значение χ этих устройств.

Из временной диаграммы тока сети (верхняя кривая на рис. 8.5,в) видно, что амплитудное значение этого тока оказывается равным 9,034 А (показание правого курсора на этом рисунке), т.е. коэффициент амплитуды, равный отношению амплитудного и действующего значений, для данного СВ составляет $9,034/2,669 = 3,38$. Столь большое значение коэффициента амплитуды говорит о том, что в случае применения подобных ВБВ достаточно большой мощности для других устройств, подключаемых к тому же источнику энергии, они представляют собой источник помех (особенно в случае ограниченной мощности источника энергии). Амплитудное значение пускового

тока сети (показание левого курсора на рис. 8.5,б) в 41,164 А говорит о необходимости его ограничения. Причем следует отметить, что это значение пускового тока соответствует случаю подключения СВ к сети в момент прохождения напряжения сети через нуль.

Отклонение напряжения (размах пульсации) на выходном конденсаторе СВ, определяемая как разность (Δ) показаний левого и правого курсоров, для данного примера составляет 16,976 В (при частоте ее первой гармоники 100 Гц).

Еще один неприятный момент, заключающийся в чрезмерной нагрузке нейтрального провода трехфазной сети переменного тока, возникает при подключении к ней нагрузок, имеющих в своем составе ВВВ, выполненные по схеме рис. 8.1,а. Действительно, при подключении к трехфазной сети переменного тока линейных нагрузок (например, лампы накаливания для электрического освещения) и равномерной нагрузке фаз этой системы ток в нейтральном проводе отсутствует. Поэтому раньше промышленность выпускала силовые кабели с сечением нейтрального провода, чаще всего в два раза меньшим сечения фазных проводов. В случае же нелинейных нагрузок, подобных рассматриваемым ВВВ, даже при условии равномерной загрузки фаз действующее значение тока в нейтральном проводе оказывается в $\sqrt{3}$ раз больше действующего значения тока фазы. В связи с этим сечение нейтрального провода также должно быть в $\sqrt{3}$ раз больше сечения фазного провода. На рис. 8.6 показан вариант подключения однофазных выпрямительных устройств, входящих в состав системы электропитания к трехфазной сети переменного тока и временная диаграмма токов в нейтральном проводе при выполнении их по схеме рис. 8.1,а.

Как следует из этой временной диаграммы, ток в нейтральном проводе представляет собой сумму токов фаз. Поэтому при равных

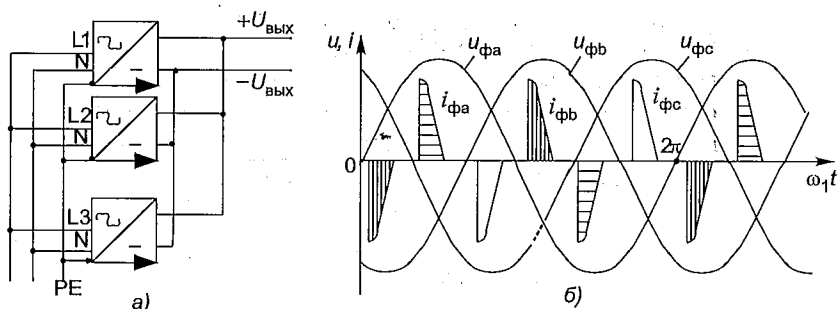


Рис. 8.6. Схема включения выпрямительных устройств (а) и временная диаграмма токов в нейтральном проводе (б)

действующих значениях фазных токов $I_a = I_b = I_c = I_\Phi$, действующее значение тока нейтрального провода

$$I_N = \sqrt{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2} = \sqrt{3}I_\Phi.$$

Естественно, что такая же картина загрузки нейтрального провода будет иметь место и при подключении к трехфазной сети, например, персональных компьютеров, блоки питания которых выполнены по структуре рис. 8.1,а.

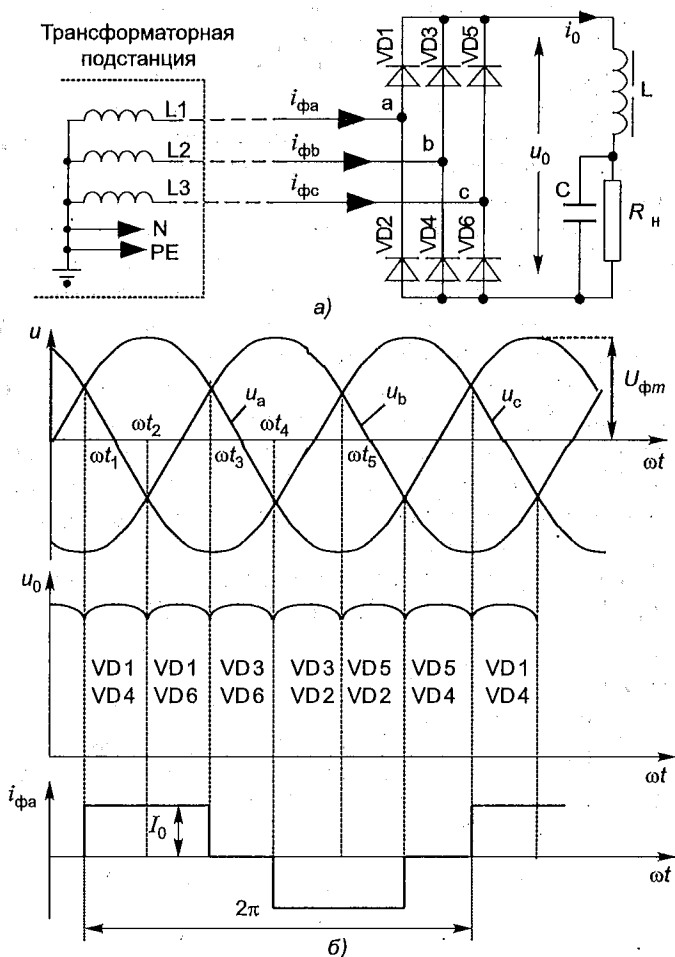


Рис. 8.7. Трехфазная мостовая схема выпрямления (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б)

В трехфазных ВБВ сетевой выпрямитель практически всегда выполняется по трехфазной мостовой схеме выпрямления (схеме Ларионова), к выходу которой подключается сглаживающий Г-образный LC-фильтр (рис. 8.7,а). При нагрузках ВБВ близких к номинальной СВ работает в режиме с безразрывными токами дросселя L , т.е. на нагрузку индуктивного характера. Временные диаграммы напряжения на выходе СВ u_0 (на выходе LC-фильтра) и тока фазы $i_{фа}$, потребляемого от сети, для установившегося режима работы показаны на рис. 8.7,б (в предположении идеальности элементов СВ и индуктивности дросселя $L \rightarrow \infty$). На кривой u_0 указана нумерация диодов, открытых на конкретном временном интервале. Работа схемы выпрямления и ее основные параметры достаточно подробно рассмотрены в разделе 3.

Среднее значение напряжения U_0 на выходе подобного СВ оказывается в 2,34 раза больше действующего значения фазного напряжения сети, а действующее значение тока фазы $I_\phi = 0,816I_0$ (I_0 — среднее значение выходного тока СВ). При этом коэффициент мощности $\chi = 0,952$. В реальных СВ при конечном значении индуктивности дросселя L форма кривой тока фазы отличается от идеальной прямоугольной, в результате чего действующее значение тока фаза $I_\phi > 0,816I_0$, а коэффициент мощности оказывается равным примерно 0,85...0,9. Следует отметить, что в трехфазных ВБВ ток фазы носит индуктивный характер (из рис. 8.7,б видно, что первая гармоника фазного тока отстает от напряжения на $\varphi = 15^\circ$), тогда как в рассмотренных выше однофазных ВБВ он имеет емкостной характер. Следует отметить также, что при малых токах нагрузки (в режимах близких к холостому ходу) напряжение на выходе LC-фильтра, равное амплитудному значению линейного напряжения сети, может быть больше 640 В, что представляет определенные трудности при выборе электролитических конденсаторов, а также элементов ПН.

8.4. Коррекция коэффициента мощности в ВБВ

В предыдущем разделе показано, что причинами низкого коэффициента мощности ВБВ являются как большое содержание высших гармоник в кривой тока, потребляемого от сети, так и сдвиг по фазе первой гармоники этого тока относительно кривой напряжения. Под коррекцией коэффициента мощности понимается его повышение. В электроустановках предприятий связи (по требованию энергоснабжающих организаций) широко применяется так называемый метод пассивной коррекции коэффициента мощности электроустанов-

ки в целом путем подключения к главному распределительному щиту конденсаторных установок. Введение конденсаторных установок позволяет уменьшить фазовый угол отставания потребляемого электроустановкой тока от напряжения, характерный для таких, например, устройств, как асинхронные двигатели, люминисцентные лампы освещения, трехфазные ВБВ, управляемые выпрямители и т.д. Пассивная коррекция коэффициента мощности для устройств, потребляющих ток с большим содержанием высших гармоник, может быть обеспечена путем установки на их входе LC-фильтров низкой частоты. Однако размеры и стоимость подобных фильтров оказываются практически неприемлимыми для потребителя. Поэтому во всех современных однофазных ВБВ применяется так называемая активная коррекция коэффициента мощности, при которой между СВ и ПН устанавливается специальное устройство, обеспечивающее снижение или полное подавление высших гармоник потребляемого тока и его совпадение по фазе с напряжением. Подобные устройства получили название корректора коэффициента мощности ККМ. При наличии такого устройства для питающей сети ВБВ представляет по существу чисто активную нагрузку. В соответствии со стандартами МЭК IEC555 и EN60555, во всех вновь разрабатываемых ВБВ, питающихся от однофазной сети переменного тока при выходной мощности более 75 Вт, должен применяться ККМ.

Принципиально ККМ могут быть выполнены на базе одноканальных преобразователей с повышением напряжения (типа ПВ) или одноканальных полярно-инвертирующих преобразователей (типа ПИ). Наибольшее применение на практике находят ККМ, реализованные на базе одноканальных преобразователей типа ПВ, обеспечивающих лучшую форму кривой тока без введения дополнительных пассивных элементов.

Схема ККМ, построенного на базе одноканального преобразователя с повышением напряжения, приведена на рис. 8.8,а. В состав силовой части ККМ входят: дроссель L ; транзистор VT , работающий в режиме переключения (частота коммутации VT в сотни раз выше частоты тока сети); диод VD ; выходной (накопительный) конденсатор $C2$ достаточно большой емкости; резистор R_s , обеспечивающий слежение за током дросселя L , и конденсатор $C1$. Емкость конденсатора $C1$ в реальных ККМ обычно не превышает $1...2$ мкФ, так что ее введение не влияет на форму напряжения u_{01} (при выходной мощности ККМ в десятки и более ватт) на выходе диодного моста $VD1...VD4$, представляющую собой однополярную синусоидальную функцию. Существует несколько вариантов формирования

сель L оказывается подключенным к выходу сетевого выпрямителя и под действием его напряжения u_{01} запасает энергию, при этом ток дросселя нарастает практически по линейному закону. Последнее объясняется тем, что на интервале коммутации VT изменение напряжения u_{01} незначительно. При этом питание нагрузки R_n (ПН, стоящего за ККМ в ВВВ) осуществляется за счет энергии, ранее запасенной конденсатором $C2$. Схема управления (рис. 8.8, в) с помощью RS-триггера удерживает VT в открытом состоянии до тех пор, пока напряжение с датчика тока дросселя (с резистора R_s) усиленное усилителем У1 не достигнет значения напряжения задающей функции $u_{з1}$, при котором на R вход триггера подается сигнал логической единицы. Поскольку на S-вход триггера с компаратора К2 при этом подается сигнал логического нуля (напряжение $U_{оп}$ должно быть практически нулевым), то на выходе Т появляется сигнал низкого уровня, обеспечивающий закрытие транзистора VT1 и открытие VT2 и, следовательно, перевод силового транзистора VT в режим отсечки. Через отрывающийся диод VD энергия, запасенная дросселем, передается в нагрузку и осуществляет подзаряд конденсатора $C2$. На этом временном интервале к обмотке дросселя приложено напряжение, равное $u_{02} - u_{01}$, которое и определяет закон спада тока дросселя. Схема управления удерживает VT в закрытом состоянии до тех пор, пока напряжение на R_s не уменьшится до нуля, т.е. пока ток дросселя не уменьшится до нуля. После чего СУ вновь переводит VT в режим насыщения. Диод VD закрывается и будет находиться под обратным напряжением, равным выходному напряжению ККМ u_{02} . Далее процесс повторяется. Напряжение на датчике тока R_s , а следовательно, и ток дросселя имеет форму последовательности треугольных импульсов. Интегральная составляющая кривой напряжения на R_s , показанная на рис. 8.8, б пунктирной линией, имеет такую же форму, что и кривая $u_{з1}$, и отличается от последней только масштабом (коэффициент масштабирования равен 0,5).

Можно показать, что длительность открытого состояния VT ($t_{и}$) при рассмотренном способе формирования тока сети остается на всем периоде изменения u_{01} неизменной, тогда как длительность закрытого состояния VT ($t_{п}$) меняется. Действительно, заменив кривую u_{01} , а следовательно, и кривую $u_{з1}$ ступенчатой функцией, как показано на рис. 8.9, а, можно для любой произвольной ступени с напряжением $U_{КС}$ записать:

$$t_{и} = (L/U_{КС})\Delta I_L,$$

где $\Delta I_L = (U_{КС}K_d)/R_S$, т.е. $t_{и} = LK_d/R_S$ не зависит от мгновенного значения напряжения u_{01} .

На интервале той же произвольно выбранной ступени (с номером k) выражение для t_{π} можно записать в следующем виде:

$$t_{\pi} = L \Delta I_L / (u_{02} - U_{\text{кс}}).$$

Пренебрегая пульсацией напряжения на конденсаторе $C2$, т.е. считая, что $u_{02} = U_{02}$, выражение для t_{π} можно представить так:

$$t_{\pi} = LU_{\text{кс}} K_{\text{д}} / [R_S (U_{02} - U_{\text{кс}})] = LK_{\text{д}} / [R_S (U_{02}/U_{\text{кс}} - 1)].$$

Последнее выражение показывает, что длительность паузы, а следовательно, и частота коммутации VT ($f_{\text{к}} = 1/(t_{\pi} + t_{\pi})$), являются функциями мгновенного значения напряжения u_{01} . Максимальное значение частоты коммутации может отличаться от минимального значения в 5...6 раз. Форма кривой напряжения затвор-исток ($u_{\text{зи}}$), кривой напряжения на дросселе, а также кривой тока дросселя приведены на рис. 8.9, а.

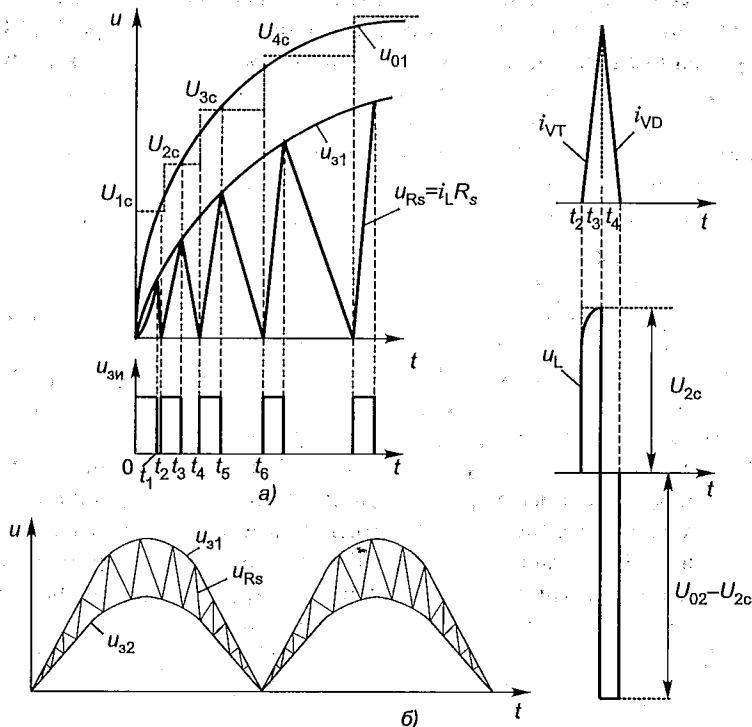


Рис. 8.9. Временные диаграммы, поясняющие работу ККМ при одноуровневом (а) и двухуровневом управлении (б)

С целью улучшения спектрального состава кривой тока сети вместо одноуровневого способа его формирования применяется так называемый двухуровневый способ. Кривые, поясняющие сущность этого способа, показаны на рис. 8.9,б. Здесь $u_{32} = u_{01}K_{д1}$, где $K_{д1} = R_3/(R_1 + R_2 + R_3)$ (см. рис. 8.8,а). Для перехода от одноуровневого к двухуровневому способу достаточно на вход компаратора К2 в схеме рис. 8.8,в вместо $U_{оп}$ подать напряжение u_{32} . Следует отметить, что частота коммутации при двухуровневом способе существенно выше по сравнению с одноуровневым способом, что предъявляет более жесткие требования к частотным свойствам элементов силовой части ККМ.

Изменение действующего значения напряжения сети и выходной мощности ККМ оказывают существенное влияние на его работу.

Для того чтобы обеспечить неизменность мощности, потребляемой ККМ, а следовательно, и его выходной мощности от изменения действующего значения напряжения питающей сети, необходимо при любом способе формирования тока сети осуществлять соответствующую корректировку амплитудного значения задающей функции ($U_{31 \max}$). Можно показать, что амплитудное значение задающей функции должно корректироваться обратно пропорционально квадрату действующего значения напряжения сети.

Действительно, амплитудное значение интегральной составляющей тока дросселя, равное амплитудному значению тока сети $I_{C \max}$, можно выразить через $U_{31 \max}$ следующим образом:

$$I_{C \max} = U_{31 \max}/(2R_S) = U_{C \max}K_{д}/(2R_S).$$

Следовательно, активная входная мощность ККМ P_c , равная произведению действующих значений напряжения и тока сети (при коэффициенте мощности равном единице) $P_c = U_c I_c = U_c^2 K_{д}/(2\sqrt{2}R_S)$, т.е. для того чтобы обеспечить независимость выходной мощности ККМ от напряжения сети, достаточно выполнить условие $U_c^2 K_{д} = \text{const}$.

Изменение мощности, потребляемой ПИ от ККМ, также требует коррекции амплитудного значения задающей функции. Действительно, например, увеличение мощности, потребляемой от ККМ, приводит к уменьшению среднего значения напряжения на выходном конденсаторе (на емкости С2) ККМ. Следовательно, для стабилизации напряжения на этом конденсаторе и тем самым обеспечения нормальной работы ПИ, требуется коррекция $U_{31 \max}$ в функции сигнала рассогласования выходного напряжения ККМ относительно некоторого эталонного напряжения.

Резюмируя рассмотренную работу ККМ можно сделать следующие выводы.

1. Кривая тока дросселя представляет собой последовательность треугольных импульсов, модулированных по амплитуде задающей функцией. Интегральная составляющая этой последовательности имеет форму задающей функции и отличается от последней по масштабу вдвое. Амплитудное значение тока сети совпадает с амплитудным значением интегральной составляющей тока дросселя.

2. При неизменном сопротивлении датчика тока R_s потребляемая ККМ мощность (при неизменном напряжении сети) прямо пропорциональна амплитуде задающей функции $U_{z1 \max}$.

3. Для обеспечения нормальной работы выпрямителя (ВВВ) схема управления (микроконтроллер) ККМ должна иметь вычислительный модуль, автоматически изменяющий $U_{z1 \max}$ обратно пропорционально квадрату действующего напряжения сети и прямо пропорционально отклонению выходного напряжения ККМ относительно некоторого эталонного напряжения.

4. При одноуровневом или двухуровневом способе формирования тока дросселя частота коммутации силового транзистора ККМ обратно пропорциональна мгновенному значению напряжения задающей функции. При этом максимальное значение частоты коммутации может отличаться от минимального значения в 5...6 раз, что является существенным недостатком этих способов формирования кривой тока.

В большинстве современных микроконтроллеров реализованы все необходимые функции, обеспечивающие нормальную работу ККМ, а также ряд дополнительных функций (защиту от перегрузки по току, возможность остановки и запуска работы ККМ и другие). В качестве примера на рис. 8.10 приведена функциональная схема микроконтроллера UC3854A, широко применяемая в настоящее время в однофазных ВВВ на выходные мощности до нескольких киловатт.

В состав схемы контроллера входят:

- компаратор контроля напряжения источника питания (K1);
- компаратор для внешнего включения и отключения схемы (K2);
- усилитель сигнала рассогласования выходного напряжения ККМ относительно эталонного напряжения (Y1);
- модуль возведения в квадрат среднего значения напряжения питающей сети (X^2);
- схема плавного запуска, обеспечивающая плавный рост амплитуды задающего сигнала при включении схемы;
- операционный усилитель Y2, конфигурируемый с помощью внешних элементов, подключаемых к выводам 3 и 4 (рис. 8.10) как интегратор;

- вычислительный модуль (ВМ), назначение которого дано в пункте 3 приведенных выше выводов;
- генератор пилообразного напряжения, частота работы которого задается параметрами внешних элементов R_T и C_T , подключаемых соответственно к 12 и 14 выводам микросхемы;
- ШИМ-модулятор, реализованный на компараторе (ШИМ-компаратор) и RS-триггере;
- драйвер, выходным элементом которого служит комплиментарная пара;
- компаратор КЗ, используемый для защиты ККМ от перегрузки по току;
- источник опорного напряжения (7,5 В), используемый для задания режимов работы элементов контроллера.

Питание контроллера осуществляется от отдельного источника ($U_{\text{пит}}$), подключаемого к выводам 15 и 1 микросхемы.

Рассмотрим принцип организации широтно-импульсного управления силовым транзистором ККМ. Выход ВМ через резистор $R_{\text{зад}}$ подключается к измерительному резистору R_s силовой части ККМ так, как показано на рис. 8.10. В результате выходной ток ВМ, представляющий задающий сигнал, протекает через R_s встречно току дросселя. Вход усилителя У2, сконфигурированного как низкочастотный интегратор, подключается к измерительному сопротивлению. При этом напряжение на выходе У2 будет пропорционально интегральной разности задающего сигнала и тока дросселя на интервале времени, равном половине периода изменения напряжения сети переменного тока. Выходное напряжение У2 подается на инвертирующий вход ШИМ компаратора, а на его не инвертирующий вход подается с генератора напряжение пилообразной формы. В результате на выходе ШИМ-компаратора будет последовательность прямоугольных импульсов, модулированных по ширине выходным напряжением У2. Эта последовательность импульсов через триггер и драйвер поступает на затвор силового транзистора VT, обеспечивая его коммутацию.

Максимальное значение относительной длительности γ_{max} включенного состояния транзистора VT будет при минимальном значении напряжения сети $U_{C \min}$ и максимальном токе нагрузки (максимальном среднем значении тока, потребляемого от ККМ). Выражение для γ_{max} однофазного преобразователя типа ПВ (см. гл. 6) применительно к ККМ можно представить в следующем виде:

$$\gamma_{\text{max}} = (U_{02} - \sqrt{2}U_{C \min})/U_{02},$$

где $U_{02} \approx 400$ В — среднее значение выходного напряжения ККМ.

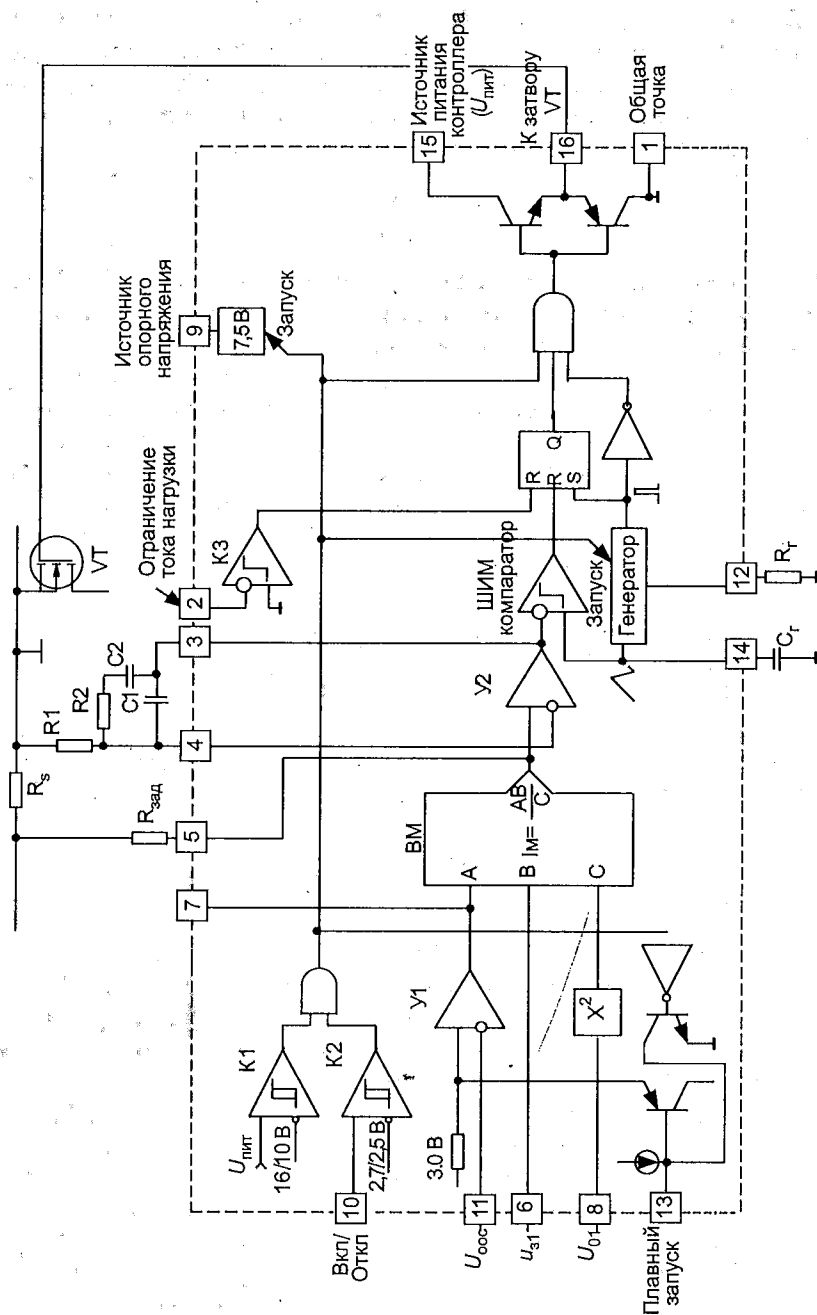


Рис. 8.10. Функциональная схема контроллера UC 3854A

Для расчета индуктивности дросселя ККМ обычно задаются приращением тока ΔI_L в его обмотке на уровне $0,1 \dots 0,2$ амплитудного значения максимального тока сети $\sqrt{2}I_{C \max}$. Тогда выражение для индуктивности L дросселя при выбранной частоте f работы ККМ можно представить в следующем виде:

$$L \geq \frac{\sqrt{2}U_{C \min} \gamma_{\max}}{\Delta I_L f}.$$

Амплитуда первой гармоники пульсации на выходе ККМ (на конденсаторе C_2) с частотой равной $2f_c$ зависит от величины емкости C_2 , от максимальной выходной мощности $P_{\text{вых}}$ ККМ и от минимального значения напряжения сети $U_{C \min}$. В первом приближении эта амплитуда $U_{02m(1)}$ может быть представлена как произведение сопротивления емкости C_2 на частоте $2f_c$ ($1/(4\pi f_c C_2)$) на максимальное значение амплитуды первой гармоники интегральной составляющей кривой тока диода VD $I_{VD \max(1)}$. В свою очередь $I_{VD \max(1)}$ может быть выражена через максимальное действующее значение тока сети $I_{C \max}$ следующим образом:

$$I_{VD \max(1)} = \frac{2I_{C \max}(1 - \gamma_{\max})}{3K_\Phi},$$

где $I_{C \max} = P_{\text{вых}}/(\eta_{\text{ККМ}}U_{C \min})$, $K_\Phi = 1,11$ — коэффициент формы синусоидальной функции, $U_{C \min}$ — минимальное действующее значение напряжения сети, $\eta_{\text{ККМ}}$ — коэффициент полезного действия ККМ.

С учетом приведенных выше соотношений выражение для $U_{02m(1)}$ можно представить в следующем виде:

$$U_{02m(1)} = \frac{0,85P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{ККМ}}(4\pi f_c)C_2U_{02}}.$$

Последнее выражение позволяет, задавшись $U_{02m(1)}$, определить минимальное значение емкости C_2 электролитического конденсатора на выходе ККМ. Номинальное значение напряжения этого конденсатора должно быть не менее 450 В.

Для того чтобы обеспечить работу регулируемого ПН, подключаемого к выходу ККМ, при провалах напряжения питающей сети в течение времени $\Delta t = (20 \dots 40)$ мс, необходимо, чтобы конденсатор C_2 обладал достаточной энергией. Требуемая с этой позиции емкость C_2 определяется исходя из минимально допустимого напряжения $U_{02 \min}$ на выходе ККМ и требуемого Δt — времени удержания при максимальной выходной мощности, потребляемой от ККМ. Выражение

для емкости C_2 в этом случае принимает вид [50]:

$$C_2 > \frac{2P_{\text{вых}}\Delta t}{U_{02}^2 - U_{02\text{мин}}^2}.$$

Выходной диод VD и транзистор VT в схеме ККМ должны выбираться исходя из амплитудного значения тока дросселя, максимального значения напряжения, приложенного к ним и требуемых частотных свойств. В идеальном ККМ это напряжение равно его выходному напряжению U_{02} . В реальном устройстве обратное напряжение диода и максимальное напряжение сток-исток должны быть равны не менее 500 В. Желательно, чтобы время восстановления диода было не более чем 30...40 нс, так как его увеличение приводит к перегрузкам транзистора. Действительно, при переводе транзистора в режим насыщения до тех пор, пока диод не восстановит свои запирающие свойства, емкость C_2 разряжается через открытый диод и транзистор, что приводит к перегрузки транзистора по току и по рассеиваемой мощности.

8.5. Регулируемый ПН

К выходу ККМ или при его отсутствии к выходу СВ в ВВВ подключается высокочастотный регулируемый ПН, преобразующий электрическую энергию постоянного тока одного уровня напряжения в электрическую энергию постоянного тока другого уровня напряжения. В настоящее время эти высокочастотные регулируемые ПН реализуются на базе как одноктактных преобразователей с прямым и обратным включением диода, так и на базе полумостовых и мостовых двухтактных преобразователей. При выходной мощности до 100 Вт чаще всего используют однофазные ВВВ без коррекции коэффициента мощности с применением одноктактных высокочастотных преобразователей с обратным или с прямым включением диода. Применение в ВВВ одноктактных преобразователей с обратным включением диода предпочтительно в случае, когда ВВВ имеет несколько изолированных друг от друга выходных каналов. Начиная с выходной мощности более 100 Вт, всё вновь разрабатываемые однофазные ВВВ, как правило, имеют корректор коэффициента мощности. В этих ВВВ (как и в трехфазных) высокочастотный преобразователь выполняется, как правило, либо по одноктактной схеме с прямым включением диода, либо по двухтактной мостовой схеме. Однако следует иметь в виду, что в настоящее время существует огромный парк устройств, в которых однофазные ВВВ не имеют ККМ, а их ВЧ-преобразователи выполнены по другим схемам. Например, практически во всех однофазных

ВВВ блоков питания ПК отсутствует ККМ, а их ВЧ-преобразователи выполнены по двухтактной полумостовой схеме. В ПН применяется в настоящее время либо широтно-импульсное управление с применением так называемой мягкой коммутации ключей (soft switching modes), либо частотно-импульсное управление с включением транзисторов при нулевом токе или при нулевом напряжении. Существует огромный парк как аналоговых, так и цифровых контроллеров, позволяющих реализовать упомянутые методы управления ключом (ключами) в ВЧ-преобразователях.

8.6. Функциональные схемы ВВВ

В качестве примера на рис. 8.11 представлена функциональная схема однофазного выпрямительного устройства ВВВ-60/25-2к (с номинальным выходным напряжением 60 В и номинальным выходным током 25 А), выпускаемого Юрьев-Польским заводом «Промсвязь».

Выпрямитель имеет ККМ, силовая часть которого представлена: дросселем L1; транзисторами V2, V3 (типа IRFP 460); диодами V1, V4; выходным конденсатором C1; резисторами R1, R2 и реле K1. Резистор R1 введен в ККМ для ограничения пускового тока (тока заряда конденсатора C1) в момент включения выпрямителя. При включении выпрямителя заряд конденсатора C1 осуществляется через резистор R1 до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не достигнет величины порядка 200 В, после чего реле K1 переключает выход СВ с резистора R1 на вход ККМ (на дроссель L1). Для того чтобы избежать разрыва цепи тока дросселя L1, при коммутации схемы ККМ введен диод V1. Напряжение на выходе ККМ (на конденсаторе C1) при его работе стабилизируется на уровне 400 В. Резистор R2 является датчиком тока (токовым шунтом) дросселя

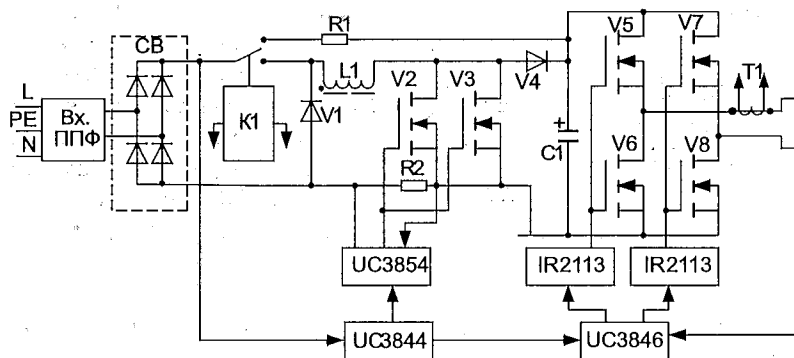
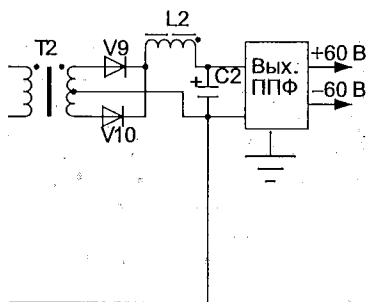


Рис. 8.11. Функциональная схема ВВВ-60/25-2к

Л1. Управление транзисторами V2, V3 ККМ осуществляется с платы корректора, основным элементом которой является микросхема УС 3854. Регулируемый ПН выполнен по двухтактной мостовой схеме на транзисторах V5... V8 и силовом трансформаторе Т2 и работает на постоянной частоте 40 кГц. Широтно-импульсное управление транзисторами ПИ осуществляется схемой управления, реализованной на ШИМ-контроллере УС 3846. Для согласования по мощности транзисторов ПН и схемы управления, а также их гальванической развязки введены два усилителя мощности (два драйвера) IR 2113. Каждый драйвер имеет два гальванически изолированных друг от друга выхода. Выходной выпрямитель ПН выполнен по двухполупериодной схеме выпрямления с выводом нейтральной точки вторичной обмотки трансформатора Т2 на высокочастотных диодах V9, V10. Последовательность однополярных прямоугольных импульсов напряжения с выхода выпрямителя поступает на LC-фильтр нижних частот, выполненный на дросселе L2 и конденсаторе С2. Аппаратура (нагрузка) подключается к выходу ВВВ через выходной помехоподавляющий фильтр Вых.ППФ. Этот Вых.ППФ предназначен для ослабления как дифференциальной, так и синфазной составляющих помех, возникающих при работе ВВВ до уровня, определяемого требованиями к электромагнитной совместимости оборудования электропитания средств связи (допускаемые величины радиопомех, создаваемых при работе оборудования электропитания на выводах постоянного тока и сетевых выводах приведены в гл. 9). Для организации защиты силовых транзисторов ПН от перегрузки по току в цепь первичной обмотки силового трансформатора Т2 введен трансформатор тока Т1, выполняющий функцию датчика тока, потребляемого от ПН. Кроме того, предусмотрен съем сигнала, пропорционального выходному току ВВВ (снимается с токового шунта, установленного в минусовом



полусе выходного напряжения ВВВ), с целью реализации режима ограничения выходного тока ВВВ и автоматического выравнивания токов нескольких ВВВ, работающих параллельно на общую нагрузку. Принцип действия ВВВ заключается в том, что при любом изменении выходного напряжения схема управления автоматически меняет длительность импульсов, определяющих длительность открытого состояния силовых транзисторов ПН, что и обеспечивает ста-

билизацию выходного напряжения ВВВ. При работе ВВВ в режиме ограничения (в режиме стабилизации выходного тока) длительность импульсов, вырабатываемых схемой управления, меняется в функции выходного тока ВВВ, а не в функции выходного напряжения. Питание элементов схемы управления, платы корректора коэффициента мощности и усилителей мощности осуществляется от мало-мощного источника, представляющего собой одноконтный преобразователь с обратным включением диода, работающий на частоте 80 кГц (микросхема UC 3844). Функциональные схемы UC 3846 и UC 3844 можно найти на сайте фирмы Texas Instruments (www.ti.com).

Выпрямительное устройство ВВВ-60/25-2к обеспечивает стабильность выходного напряжения с точностью не ниже, чем $\pm 1\%$ установленного значения выходного напряжения (в пределах 54...72 В) при изменении напряжения питающей сети в диапазоне 125...290 В и тока нагрузки от 0 до номинального значения. Коэффициент полезного действия ВВВ при его номинальной нагрузке не ниже 0,9, а коэффициент мощности — не менее 0,99. Удельный объем устройства составляет более 100 Вт/дм³.

Кроме основных функций: стабилизации выходного напряжения и ограничения выходного тока при превышении его номинального значения, современные ВВВ и, в частности рассматриваемый ВВВ-60/25-2к, выполняют ряд других функций:

- защиту транзисторов ПН от перегрузок по току;
- тепловую защиту транзисторов ПН (защиту от перегрева радиаторов охлаждения транзисторов ПН) с отключением ВВВ от сети. При снижении температуры радиаторов ВВВ вновь включается;
- защиту от токов короткого замыкания по выходу ВВВ;
- выключение ВВВ при отклонениях напряжения сети свыше допустимых пределов;
- деление токов между выпрямителями, включенными параллельно;
- возможность дистанционного изменения выходного напряжения с целью термокомпенсации напряжения содержания аккумуляторных батарей или для проверки ее емкости;
- световую (с помощью светодиодов) и дистанционную (с помощью сухих контактов реле) сигнализацию.

Практически по такой же схеме и с использованием той же элементной базы выполнены выпрямительные устройства, выпускаемые целым рядом зарубежных фирм. Например, фирма Siemens AG для питания аппаратуры концентраторов удаленного доступа комплектует свою систему электропитания GR 40 выпрямителями на номинальный выходной ток 10 А, отличающимися от ВВВ-60/25-2к тем, что

вместо пускового резистора и реле K1 установлен транзистор IGBT (биполярный с изолированным затвором), обеспечивающий плавный заряд выходного конденсатора ККМ и отключение ККМ от сети при недопустимом повышении ее напряжения. В выпрямителях на выходной ток 25 А этой же фирмы транзистор IGBT заменен на постоянно включенное пусковое сопротивление, которое по окончании запуска выпрямителя закорачивается контактами реле. Точно также выполняются выпрямители, выпускаемые фирмой АВВ на выходной ток 25 А (модуль FE 1800).

При выходной мощности 3,0 кВт и выше ВВВ, выпускаемые как отечественными производителями, так и зарубежными фирмами, запитываются, как правило, не от однофазной, а от трехфазной сети переменного тока. При пятипроводной системе распределения электрической энергии подобные ВВВ, как правило, не требуют подключения выпрямителя к нейтрали питающей сети.

В качестве примера на рис. 8.12 представлена функциональная схема трехфазного выпрямительного устройства ВВВ-60/50-2 (номинальное значение выходного напряжения 60 В, максимальное значение тока нагрузки $I_{H\max} = 50$ А), выпускаемого Юрьев-Польским заводом «Промсвязь».

Как видно из рис. 8.12, сетевой выпрямитель V1 выполнен по трехфазной мостовой схеме выпрямления, на выходе которого включен LC-сглаживающий фильтр (L1, C1). Пусковое устройство, ограничивающее пусковой ток при подключении выпрямителя к сети, представлено резистором R1, который после запуска схемы шунтируется контактами реле K1. При нагрузках, близких к номинальной, сетевой выпрямитель работает на нагрузку индуктивного характера. По техническим условиям данный выпрямитель может работать при изменении действующего значения линейного напряжения сети в пределах 323...437 В. Поэтому напряжение на конденсаторе C1 при токах нагрузки близких к нулю может достигать уровня $\sqrt{2} \cdot 437 = 618$ В, что вызывает определенные трудности в реализации емкости C1 (в качестве C1 приходится использовать последовательное соединение электролитических конденсаторов) и выборе транзисторов регулируемого инвертора. ПН выполнен по двухтактной мостовой схеме на транзисторах V2...V5 и двух силовых трансформаторах T1, T2, первичные обмотки которых соединены между собой последовательно. Выходы выпрямителей, подключенных к вторичным обмоткам этих трансформаторов, объединены между собой через дроссели L2, L3. Такое включение трансформаторов T1 и T2 позволяет обеспечить одинаковую загрузку диодов выпрямителей без какого либо дополнительного выравнивания токов диодов. Кривые, поясняющие работу

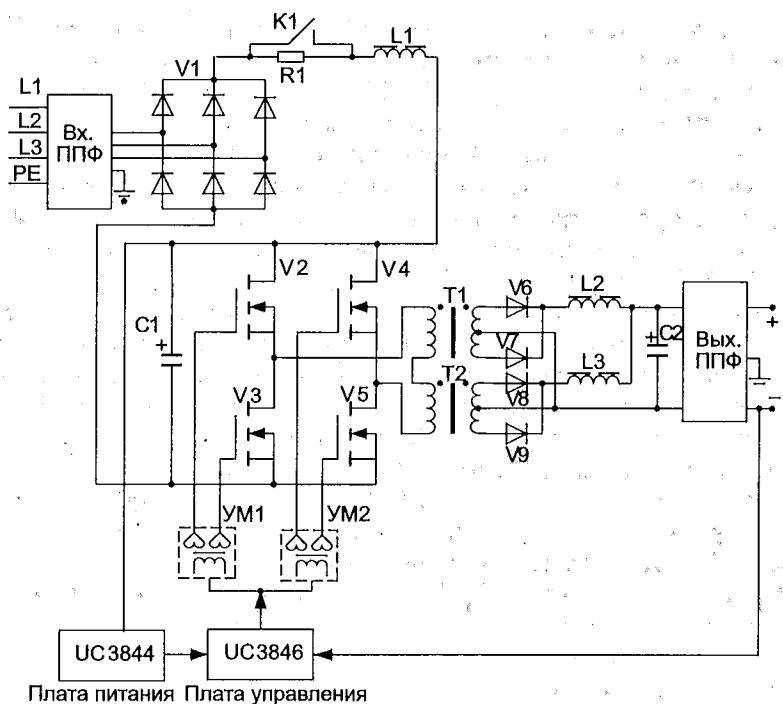


Рис. 8.12. Функциональная схема ВВВ-60/50

двухтактного мостового преобразователя, приведены в гл. 6. Плата управления и плата питания в этом выпрямителе реализованы на той же элементной базе, что и в ранее рассмотренном ВВВ-60/25-2к.

Выпрямительное устройство ВВВ-60/50-2 обеспечивает стабильность выходного напряжения с точностью не ниже, чем $\pm 1\%$ от установленного значения выходного напряжения (в пределах 54...72 В) при изменении напряжения питающей сети от 323 до 437 В и тока нагрузки от $0,05I_{H\max}$ до $I_{H\max}$. Коэффициент полезного действия и коэффициент мощности ВВВ при его номинальной нагрузке не ниже 0,9. Действующее значение суммы гармонических составляющих пульсации выходного напряжения в полосе частот от 25 Гц до 150 кГц не превышает 50 мВ, а действующее значение n-гармоники в полосе частот от 300 Гц до 150 кГц не превышает 7 мВ. Псофометрическое значение пульсации менее 2 мВ. Переходное отклонение выходного напряжения от установленного значения за время до 100 мс при скачкообразном изменении напряжения сети в пределах $\pm 15\%$ и выходного тока (сброс-наброс нагрузки) на 50 % от любого установ-

ленного значения не превышает $\pm 10\%$. Удельный объем устройства составляет более 130 Вт/дм^3 , а удельная масса более 210 Вт/кг .

Схема управления и автоматики обеспечивают все функции ВБВ, перечисленные при рассмотрении функциональной схемы ВБВ-60/25-2к.

В настоящее время в практике систем электропитания все шире применяются цифровые выпрямительные устройства, в которых управление режимами работы выпрямителя осуществляется с помощью процессора (процессоров). В качестве примера на рис. 8.13 представлена функциональная схема однофазного выпрямительного устройства ВБВ-60/25-3К с микропроцессорным управлением (номинальное значение выходного напряжения 60 В , максимальное значение тока нагрузки $I_{\text{H max}} = 25 \text{ А}$), выпускаемого Юрьев-Польским заводом «Промсвязь».

Силовая часть этого выпрямителя отличается от силовой части ранее рассмотренного ВБВ-60/25-2К наличием конденсатора С2 и дросселя L2, включенных в цепь первичной обмотки силового трансформатора Т2. Конденсатор С2 емкостью 10 мкФ введен для устранения возможного одностороннего насыщения трансформатора (см. гл. 6). Введение дросселя L2 позволило осуществить так называемую мягкую коммутацию (soft-switch) транзисторов V4...V7 мостового преобразователя и тем самым уменьшить динамические потери в этих транзисторах (см. разд. 2.1) несмотря на то, что коммутация транзисторов осуществляется на более высокой частоте 100 кГц . Широтно-импульсное регулирование выходного напряжения при фазовом способе управления транзисторами V4...V7 (см. гл. 6) осуществляется аналоговым фазосдвигающим контроллером UC3079 через драйверы. Управление двумя параллельно включенными транзисторами (на схеме рис. 8.13 показан один транзистор) ККМ осуществляется на частоте 70 кГц аналоговым контроллером UC 3854В. Повышение частоты работы ККМ и мостового инвертора с одновременным повышением КПД до 92% позволило увеличить удельный объем практически в $1,5$ раза по сравнению с ВБВ- 60/25-2К.

Как и ВБВ-60/25-2К, этот выпрямитель обеспечивает стабильность выходного напряжения не ниже $\pm 1\%$ и работает при изменении напряжения питающей сети в диапазоне $125 \dots 290 \text{ В}$.

Выпрямитель содержит два микропроцессора. Первый процессор следит за напряжением сети переменного тока и напряжением на выходе ККМ и датчиком температуры радиатора охлаждения. Он также управляет реле К1 в ККМ, выключает выпрямитель при выходе напряжения сети за допустимые пределы ($125 \dots 290 \text{ В}$) и при повышении температуры радиатора свыше 105°C . По его команде

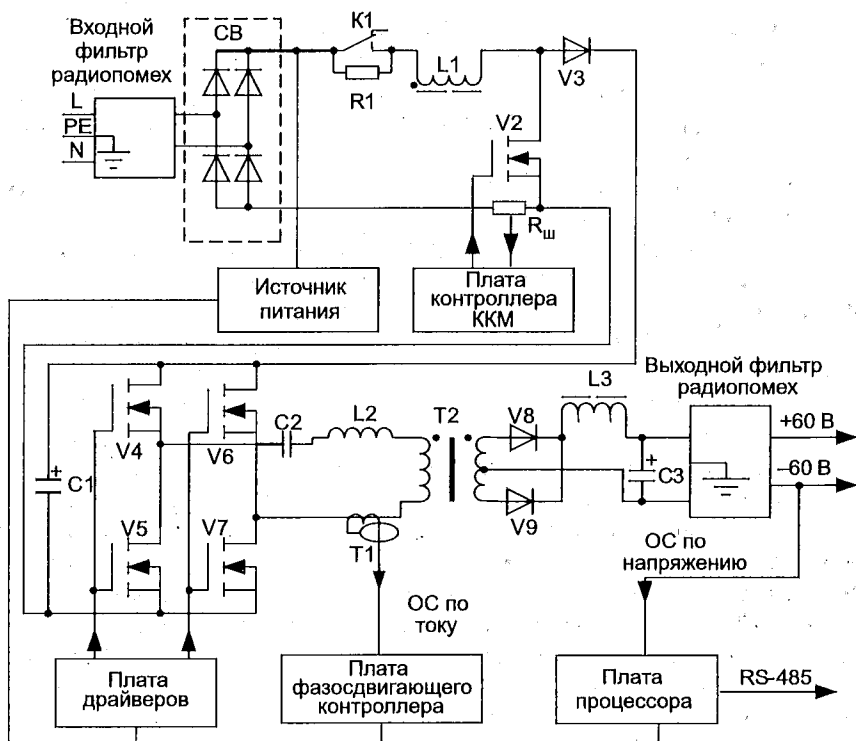


Рис. 8.13. Функциональная схема выпрямителя ВВВ-60/25-3К

осуществляется снижение выходной мощности (ограничение выходного тока) при напряжении сети в диапазоне 125...176 В.

Второй (основной) процессор имеет встроенные ЦАП и АЦП и измеряет выходное напряжение и выходной ток выпрямителя. Он позволяет изменять уставку выходного напряжения (изменение уставки напряжения осуществляется введением в цепь делителя обратной связи дополнительного напряжения с ЦАП процессора) и уставку тока ограничения по команде с внешнего контроллера (контроллера СЭП) или с компьютера. Он также обрабатывает информацию, получаемую с первого процессора, и обеспечивает работу всей автоматики выпрямителя, кроме защиты от короткого замыкания, которую выполняет ШИМ-контроллер. Кроме того, он осуществляет выравнивание выходных токов выпрямителей (их равномерную загрузку) при их параллельной работе. Этот процессор обеспечивает также непрерывную связь с контроллером СЭП, передавая ему информацию о состоянии выпрямителя для местного и удаленного монито-

ринга и получая от него необходимые команды, например включение на ускоренный заряд аккумуляторной батареи, изменение выходного напряжения с целью обеспечения термокомпенсации напряжения содержания аккумуляторной батареи или для проведения ее тестирования (см. разд. 1.6) и т.д. Связь между первым и вторым процессором, а также между выпрямителем и внешним контроллером осуществляется по каналу интерфейса RS-485.

В случае выхода из строя внешнего контроллера выпрямители продолжают работать в установленном режиме.

Г л а в а 9

Электропитание телекоммутационной аппаратуры

9.1. Системы электропитания аппаратуры связи

9.1.1. Электроустановки предприятий связи

Одним из основных элементов любого предприятия (объекта) связи, определяющим его работоспособность является электроустановка. Под электроустановкой (ЭУ) подразумевается весь комплекс энергосооружений, обеспечивающий не только электропитание аппаратуры, но и функционирование систем: освещения; кондиционирования и вентиляции воздуха; теплоснабжения и других систем, связанных с жизнедеятельностью предприятия, как в нормальных условиях внешнего электроснабжения, так и в аварийных. Аппаратура современных инфокоммуникационных систем требует для своей работы бесперебойной подачи электрической энергии как постоянного, так и переменного тока [51]. Для обеспечения бесперебойной подачи к аппаратуре электрической энергии требуемого качества в состав ЭУ вводятся устройства бесперебойной подачи (УБП) постоянного и переменного тока, называемые также электропитающими установками (ЭПУ). Тогда как, например, аппаратура освещения требует гарантированной подачи электрической энергии, т.е. допускает кратковременные перерывы в подаче электроэнергии, связанные с переходом с одного источника электроэнергии на другой.

Электроустановка должна отвечать следующим основным техническим требованиям:

- обеспечивать аппаратуру связи электрической энергией, удовлетворяющей требованиям аппаратуры, установленной на данном предприятии;

- обеспечивать требуемые параметры надежности подачи электрической энергии, удовлетворяющие желаемой надежности работы инфокоммуникационных систем;
- обеспечивать максимально возможную степень автоматизации работы установки, вплоть до полной автоматизации;
- обладать высокими значениями КПД и коэффициента мощности;
- строиться с максимальным использованием типового унифицированного оборудования и быть экономичной в строительстве и эксплуатации.

Степень автоматизации электроустановки должна обеспечивать контроль и управление её работой с помощью телемеханики и телесигнализации.

Оборудование электроустановки должно обеспечивать выполнение следующих функций:

- прием электрической энергии переменного тока промышленной частоты от источников электрических сетей энергосистемы;
- непрерывный автоматический контроль качества электрической энергии, поступающей от электрических сетей энергосистемы;
- резервирование источников электрических сетей энергосистемы при помощи собственных стационарных или передвижных источников электроэнергии;
- преобразование электроэнергии переменного тока по роду тока, числу фаз и уровню напряжения для обеспечения электропитания аппаратуры связи и оборудования объекта связи;
- обеспечение требуемой надежности электроснабжения электроприемников объекта связи;
- обеспечение бесперебойности электропитания аппаратуры связи;
- местную и дистанционную сигнализацию о режимах работы электроустановки (мониторинг);
- управление режимами работы электроустановки.

В зависимости от конкретных условий отдельные из приведенных функций электроустановки объекта связи могут отсутствовать.

В состав электроустановки предприятия связи входят следующие основные виды оборудования:

- воздушные и кабельные линии электропередачи 10; 6 и 0,4 кВ;
- трансформаторные подстанции;
- распределительные пункты и устройства переключения источников напряжения, в том числе устройства автоматического ввода резервного источника переменного напряжения (АВР);
- устройства компенсации реактивной мощности (конденсаторные установки);

- устройства защиты от перенапряжений, возникающих в линии электропередачи; собственные стационарные и передвижные дизельные электростанции; электропитающие установки;
- электрооборудование систем жизнеобеспечения (вентиляции, кондиционирования, отопления, водоснабжения, канализации стоков технологических помещений) и освещения технологических помещений;
- защитные заземляющие устройства;
- оборудование автоматического контроля качества электрической энергии, поступающей от электрических сетей энергосистемы;
- устройства управления и мониторинга.

В зависимости от конкретных условий объекта связи отдельные виды оборудования могут не входить в состав его электроустановки.

9.1.2. Классификация установок электропитания и технические требования к их оборудованию

Состав оборудования той или иной установки электропитания в первую очередь определяются целями, для достижения которых применяется данная установка. Так, по признаку непрерывности подачи электрической энергии к аппаратуре связи установки подразделяются на установки бесперебойного (УБП) и гарантированного (УГП) электропитания. В первом случае подача электроэнергии к аппаратуре осуществляется независимо от возможных перерывов в электрообеспечении предприятия связи, что обеспечивается использованием в установке аккумуляторной батареи, постоянно подключенной к входным цепям аппаратуры. В случае гарантированного электропитания допускается кратковременный перерыв в подаче электроэнергии к аппаратуре, обусловленный переходом с одного источника электрообеспечения на другой и обратно.

В зависимости от рода выходного тока установки подразделяются на установки постоянного или переменного тока. В настоящее время появились комбинированные установки, которые обеспечивают аппаратуру одновременно электрической энергией как постоянного, так и переменного тока.

Имеются другие признаки, по которым можно классифицировать установки электропитания, но они носят второстепенный характер, поэтому они рассматриваются в тексте по мере необходимости.

В настоящее время действуют «Правила применения оборудования электропитания средств связи», разработанные в целях обеспечения целостности, устойчивости функционирования и безопасности

единой сети электросвязи, которые устанавливают требования к оборудованию электропитания средств связи.

В соответствии с этими Правилами оборудование электропитания средств связи должно нормально функционировать, если на его входные зажимы подается электроэнергия от источников внешнего электроснабжения (от электрических сетей энергосистемы), параметры которой отвечают требованиям, приведенным ниже.

Номинальное действующее значение напряжения ($U_{\text{ном}}$), В	380/220
Номинальная частота, Гц	50
Установившееся отклонение напряжения от номинального значения, %, не более	$\begin{matrix} +10 \\ -15 \end{matrix}$
Переходное отклонение напряжения, %, не более	± 40
Длительность переходного отклонения напряжения, с, не более	3
Исчезновение напряжения на время, мс, не более	10
Установившееся отклонение частоты от номинального значения, %, не более	$\pm 0,8$
Коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения, %, не более	10
Коэффициент небаланса напряжения, %, не более	5
Импульс напряжения:	
импульсное напряжение, В, не более	$1,8U_{\text{ном}}$
длительность импульса (на уровне 0,5 амплитудного значения $U_{\text{ном}}$), мкс, не более	1300
Импульс напряжения:	
импульсное напряжение, В, не более	2000
длительность импульса (на уровне 0,5 амплитудного значения $U_{\text{ном}}$), мкс, не более	50

Все УБП постоянного тока (электропитающие установки) должны обеспечивать на выходе качество электрической энергии, параметры которого, в том числе качественные показатели электроэнергии на выходных зажимах электропитающих установок постоянного тока на номинальное выходное напряжение 12, 24, 48 и 60 В, приведены ниже.

Номинальное напряжение ($U_{\text{ном}}$), В	12, 24, 48 или 60
Установившееся отклонение напряжения от номинального значения, В, не более:	
$U_{\text{ном}} = 12 \text{ В}$	$\begin{matrix} +3 \\ -2 \end{matrix}$
$U_{\text{ном}} = 24 \text{ В}$	$\begin{matrix} +4 \\ -3,6 \end{matrix}$
$U_{\text{ном}} = 48 \text{ В}$	$\begin{matrix} +9 \\ -7,5 \end{matrix}$
$U_{\text{ном}} = 60 \text{ В}$	± 12
Установившееся отклонение напряжения в точке подключения аккумуляторной батареи, %, не более	± 1
Переходное отклонение напряжения при скачкообразном набросе (сбросе) нагрузки от 5 до 100 % номинального значения, %, не более	± 20
Время переходного процесса, с, не более	0,1

Действующее значение суммы гармонических составляющих пульсации напряжения, мВ, в диапазоне частот от 25 Гц до 150 кГц не более	50
Действующее значение n -й гармонической пульсации напряжения, мВ, в диапазоне частот, не более:	
до 300 Гц	50
от 300 Гц до 150 кГц	7
Псофометрическое значение пульсации, мВ, не более	2

УБП переменного тока должны обеспечивать на выходе качество электрической энергии, параметры которого приведены ниже.

Номинальное напряжение, В	380/220
Номинальная частота, Гц	50
Установившееся отклонение напряжения от номинального, %, не более	± 3
Переходное отклонение выходного напряжения при сбросе-набросе нагрузки 5–100–5 % номинального значения, %, не более	± 20
Длительность переходного процесса, с, не более	0,1
Установившиеся отклонения частоты, %, не более	± 5
Коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения, %, не более	10
Коэффициент небаланса трехфазного напряжения при симметричной нагрузке, %, не более	± 5

Установка переменного тока должна быть рассчитана на работу с нелинейной нагрузкой, коэффициент амплитуды потребляемого тока которой не менее 2,5, а также на нагрузку индуктивного или емкостного характера, коэффициент мощности которой может изменяться в пределах 0,8...1,0.

Существует ряд технических требований, общих для установок бесперебойного электропитания переменного и постоянного тока. К ним относятся требования к электромагнитной совместимости, надежности и безопасности оборудования, а также его устойчивости к воздействию климатических факторов.

Допускаемые величины радиопомех, создаваемых при работе оборудования электропитания на сетевых выводах, не превышают значений, указанных в табл. 9.1.

Таблица 9.1

Допускаемые величины радиопомех

Класс оборудования	Полоса частот, МГц	Напряжение радиопомех, дБмкВ	
		Квазипиковое значение	Среднее значение
А	От 0,15 до 0,5	79	66
	От 0,5 до 30 включ.	73	60
В	От 0,15 до 0,5 включительно	От 66 до 56	От 56 до 46
	Свыше 0,5 до 5,0 включительно	56	46
	Свыше 5,0 до 30 включительно	60	50

Таблица 9.2

Допускаемые величины радиопомех

Класс оборудования	Полоса частот, МГц	Напряжение радиопомех, дБмкВ	
		Квазипиковое значение	Среднее значение
А	От 0,15 до 0,5 включительно Свыше 0,5 до 30 включительно	От 97 до 87 87	От 84 до 74 74
В	От 0,15 до 0,5 включительно Свыше 0,5 до 30 включительно	От 84 до 74 74	От 74 до 64 64

Таблица 9.3

Допускаемые величины радиопомех

Класс оборудования	Полоса частот, МГц	Расстояние R , м	Напряженность поля радиопомех, дБмкВ/м
А	От 30 до 230 включительно	10	40
	Свыше 230 до 1000 включительно	10	47
В	От 30 до 230 включительно	3	40
	Свыше 230 до 1000 включительно	3	47

Допускаемые величины радиопомех, создаваемых при работе оборудования электропитания на выводах постоянного тока, не превышают значений, указанных в табл. 9.2.

Квазипиковое значение напряженности поля радиопомех от оборудования электропитания на расстоянии R не должны превышать значений, указанных в табл. 9.3.

К классу «А» относятся средства связи, эксплуатируемые вне жилых домов и не подключаемые к электрическим сетям жилых домов.

К классу «В» относятся средства связи, эксплуатируемые в жилых домах или подключаемые к электрическим сетям жилых домов.

Оборудование класса «В» допускается применять в условиях, установленных для оборудования класса «А».

Установки электропитания постоянного и переменного тока, оборудование, входящее в их состав, и устройства ввода, защиты и коммутации должны обеспечивать среднее время наработки на отказ не менее 150000 ч. При этом среднее время восстановления оборудования должно быть не более 1 ч. Срок службы установок электропитания и их оборудования — не менее 20 лет.

В части безопасности оборудование электропитания средств связи должно удовлетворять следующим требованиям.

Изоляция электрических цепей относительно корпуса и цепей, электрически не связанных между собой, должна выдерживать в течение 1 мин следующее испытательное напряжение переменного тока с частотой 50 Гц:

для цепей переменного тока с номинальным напряжением 380 В, кВ:	
в нормальных климатических условиях	2,0
при повышенной влажности	1,5
при пониженном давлении	1,0
для цепей переменного тока с напряжением до 220 В, кВ:	
в нормальных климатических условиях	1,5
при пониженном давлении	0,5
для цепей постоянного тока с напряжением до 100 В, кВ, в нормальных климатических условиях	0,5

Электрическое сопротивление изоляции цепей, МОм, должно составлять не менее:

в нормальных климатических условиях	20
при температуре + 40 °С	5
при влажности 95 % и температуре + 30 °С	1

Значение сопротивления между корпусом и каждой доступной прикосновению металлической нетоковедущей частью, которая может оказаться под напряжением, не должно превышать 0,10 Ом. Конструкция оборудования электропитания предусматривает наличие болта (винта) заземления.

Эквивалентный уровень акустических шумов, создаваемых оборудованием электропитания на расстоянии 1 м, не должен превышает 65 дБ для оборудования, устанавливаемого в одном помещении со средствами связи, и 80 дБА для оборудования, устанавливаемого в отдельном помещении.

Материалы конструкции не должны оказывать опасного и вредного воздействия на организм человека и окружающую среду во всех заданных режимах работы, предусмотренных условиями эксплуатации. Кроме того, при аварийных ситуациях материалы конструкции не должны выделять в атмосферу токсичных веществ.

Конструкция оборудования должна предусматривать возможность подключения одного из следующих типов систем токоведущих проводников:

- к входным и выходным выводам переменного тока: однофазные трехпроводные, трехфазные четырехпроводные, трехфазные пятипроводные;
 - к выходным выводам постоянного тока: двухпроводные.
- Кроме того, конструкция должна:
- предусматривать заземляющий вывод или шину для подключения защитных проводников;
 - быть ремонтнопригодной и обеспечивать доступность осмотра и подтяжки мест для крепления контактных соединений и составных частей;

- предусматривать возможность снятия и замены составных частей и элементов, вышедших из строя, без демонтажа других составных частей;
- обеспечивать доступность к элементам, подлежащим регулированию и настройке и к контрольно-измерительным приборам для их замены и поверки;
- обеспечивать возможность одностороннего обслуживания с лицевой панели с тем, чтобы иметь возможность установки оборудования необслуживаемыми сторонами вплотную друг к другу, а также к стенам помещения.

В устройстве электроснабжения должна быть предусмотрена местная и дистанционная сигнализация с выдачей сигналов о таких, например, режимах и состояниях его работы как:

- отсутствие внешнего электроснабжения;
- работа от собственной стационарной электростанции;
- повреждение собственной стационарной электростанции;
- повреждение любого модуля устройства электроснабжения (выпрямителя, инвертора, стабилизатора и т.д.);
- работа от аккумуляторной батареи;
- аварийное отключение аккумуляторной батареи в связи с недопустимым понижением напряжения на ней.

В составе оборудования установки рекомендуется предусматривать устройства непрерывного автоматического контроля показателей качества электрической энергии в сети 380/220 В. Используемое для этого оборудование должно обеспечивать:

- измерение, обработку и регистрацию показателей качества электрической энергии;
- хранение зарегистрированной информации в энергонезависимой памяти не менее 45 суток;
- возможность просмотра содержащейся в памяти информации на собственном дисплее оборудования, либо на внешнем устройстве.

Оборудование электроустановки должно быть рассчитано на включение в систему телеконтроля линии передачи сети связи. Кроме того, оно может быть рассчитано на включение в другие информационные системы.

Установки питания постоянного и переменного тока, оборудование, входящее в их состав, и устройства ввода, защиты и коммутации должны обеспечивать нормальную работу и сохранение параметров при воздействии климатических факторов, указанных в табл. 9.4.

Таблица 9.4

Воздействующий фактор	При эксплуата- тации	При хра- нении	При транспор- тировании
Температура окружающего воздуха, °С	от +5 до +40	от +5 до +40	От -50 до +50 ²⁾
Относительная влажность воздуха при температуре, %, при +25 °С	80	80 ¹⁾	до 100
Атмосферное давление, мм рт.ст.	450...800	450...800	450...800 ³⁾
¹⁾ Допускается кратковременное повышение влажности до 98 % при температу- ре не более +25 °С без конденсации влаги, но суммарно не более 1 месяца в год. ²⁾ Отдельные блоки (устройства), не допускающие снижение температуры в указанных пределах, должны транспортироваться отдельно, при этом должна быть предусмотрена возможность их установки на месте эксплуатации. ³⁾ При транспортировании допускается снижение атмосферного давления до 200 мм рт.ст. (соответствует высоте 10000 м)			

9.1.3. Электропитающая установка

Электропитающая установка (ЭПУ) предприятия связи предназна-
чена для преобразования, регулирования, распределения и обес-
печения подачи электрической энергии постоянного и переменного
тока, необходимых для нормальной работы аппаратуры связи.

В состав ЭПУ бесперебойного питания входят установки беспере-
бойного питания постоянного и переменного тока, преобразователи
и стабилизаторы напряжения, коммутационное оборудование и то-
кораспределительные сети, связывающие между собой оборудование
электропитания и аппаратуру связи.

ЭПУ должна быть рассчитана на работу в нормальном и аварий-
ном режимах.

Нормальный режим работы обеспечивает аппаратуре связи каче-
ство электроэнергии, соответствующее установленным нормам, при
этом оборудование ЭПУ работает без вмешательства обслуживающе-
го персонала. Аварийный режим работы не обеспечивает аппара-
туре связи установленного качества электроэнергии и требует вме-
шательства эксплуатационного персонала. В этом режиме должно
обеспечиваться автоматическое отключение поврежденного оборудо-
вания с выдачей соответствующих сигналов. Автоматическое отклю-
чение оборудования должно также обеспечиваться в том случае, ко-
гда дальнейшая работа может привести к необратимому поврежде-
нию оборудования (например, разряду аккумуляторной батареи ни-
же допустимого уровня) или нарушению требований безопасности.
В качестве примера на рис. 9.1 приведен один из возможных вари-

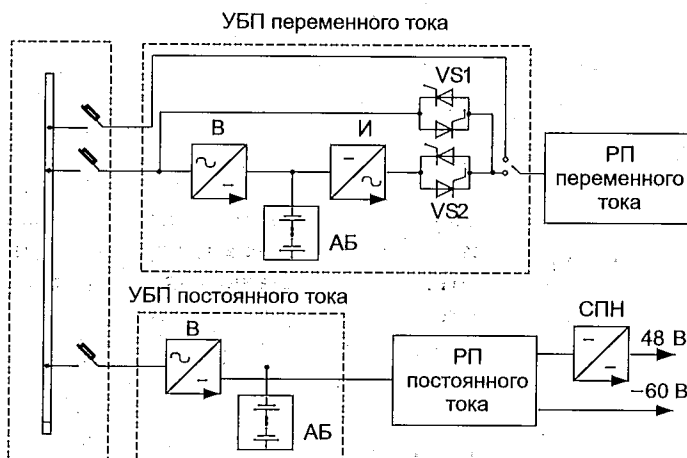


Рис. 9.1. Функциональная схема ЭПУ

антов построения ЭПУ объекта связи, аппаратура которого требует бесперебойной подачи электроэнергии переменного тока и постоянного тока двух номиналов напряжения (-60 и -48 В). В состав УБП переменного тока входит выпрямитель В, инвертор И, аккумуляторная батарея АБ и устройство переключения с УБП на сеть переменного тока и обратно (байпас). Нагрузки подключаются к УБП через распределительную панель РП переменного тока. Само УБП подключается через автоматический выключатель к главному распределительному щиту ГРЩ электроустановки объекта связи. Основными элементами УБП постоянного тока являются выпрямительные устройства В и аккумуляторная батарея АБ, подключенная к выходу В. Нагрузки, требующие напряжения -60 В подключаются к выходу УБП через автоматические выключатели распределительной панели РП постоянного тока. Аппаратура требующая электроэнергии с напряжением -48 В подключается через стабилизирующий преобразователь напряжения СПН.

9.1.4. Системы бесперебойного электропитания постоянного тока

Под системой бесперебойного электропитания постоянного тока подразумевается совокупность системы электроснабжения, УБП и токораспределительных сетей, объединенных общей целью — обеспечения надежной и бесперебойной подачи к аппаратуре электрической энергии постоянного тока требуемого качества во всех режимах работы электроустановки. Кроме того, система должна:

- обеспечивать высокую степень автоматизации и единство централизованного мониторинга и управления на основе стандартных интерфейсов и программного обеспечения;
- возможность «горячей» замены аккумуляторных батарей и преобразовательных модулей в УБП без перебоев в электропитании аппаратуры;
- иметь средства отображения и индикации состояния устройств и модулей, входящих в состав системы, а также обеспечивать работу оборудования системы без постоянного присутствия эксплуатационного персонала.

Высокая надежность систем бесперебойного электропитания постоянного тока обеспечивается прежде всего за счет: высокой надежности систем электроснабжения; применения необходимого аккумуляторного резерва; высокой надежности элементов и применения избыточного количества модулей в УБП с использованием горячего резервирования их.

В УБП постоянного тока применяется, как правило, аккумуляторный резерв в двухгруппном исполнении, т.е. две аккумуляторные батареи, включенные через устройства защиты и коммутации между собой параллельно. Емкость каждой группы АБ должна обеспечивать электропитание аппаратуры, как правило, в течение по крайней мере 0,5 часа при ее максимальном потреблении. При недостаточно надежном электроснабжении объекта связи применяется аккумуляторный резерв на большее время. Так, в необслуживаемых регенерационных пунктах (НРП) применяется аккумуляторный резерв в двухгруппном исполнении с суммарным запасом емкости на время не менее 24 часов, что обеспечивает питание оборудования до устранения перерыва в электроснабжении или подъезда передвижной электростанции. Рекомендуемое значение аккумуляторного резерва для объектов связи различного назначения приводится в ВСН-332.

Широкое распространение на сети связи получили УБП постоянного тока с непрерывным подзарядом аккумуляторных батарей (по классификации ОСТ 45.55-99 «Системы и установки питания средств связи взаимоувязанной сети связи РФ» — буферные системы питания). Особенностью таких УБП (буферных систем) является объединение в одной точке выходных выводов выпрямителей, аккумуляторной батареи АБ и питаемой нагрузки, как показано на рис. 9.1. Структурная схема одного из возможных вариантов выполнения такой УБП приведена на рис. 9.2.

В состав УБП входит:

- комплект выпрямительных устройств, состоящий из K выпрямителей (модулей);

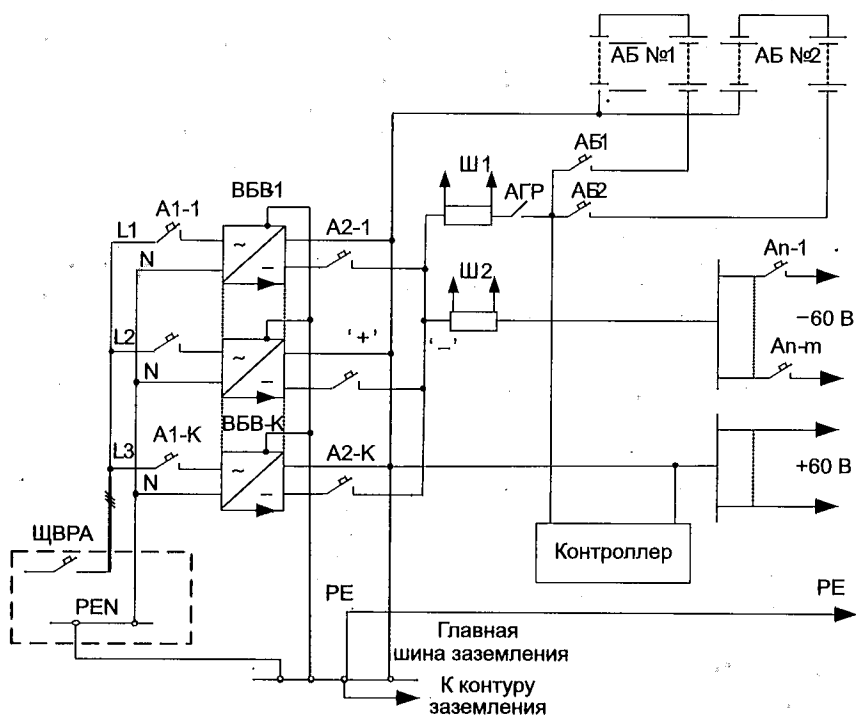


Рис. 9.2. Структурная схема УБП постоянного тока с непрерывным подзарядом аккумуляторной батареи

- автоматические выключатели А1-1...А1-К, с помощью которых выпрямительные устройства подключаются к вводному щиту (щит вводной распределительный автоматизированный — ЩВРА);
 - автоматические выключатели А2-1...А2-К, установленные в минусовом полюсе каждого из выпрямителей;
 - двухгруппная аккумуляторная батарея (АБ № 1, АБ № 2);
 - автомат (контактор) глубокого разряда АГР;
 - батарейные автоматические выключатели АБ1, АБ2, установленные в минусовом полюсе каждой из аккумуляторных батарей;
 - токовые шунты, с помощью которых осуществляется измерение тока в цепи аккумуляторных батарей Ш1 и в цепи нагрузок Ш2;
 - автоматические выключатели А_н-1...А_н-м, через которые ставивы аппаратуры подключаются к УБП;
 - контроллер, обеспечивающий мониторинг и управление УБП.
- В УБП общее число выпрямительных устройств (модулей) n вы-

бирается с избыточностью по формуле

$$n \geq \frac{n_{\text{раб}} + m_{\text{рез}}}{n_{\text{раб}}},$$

где $n_{\text{раб}}$ — необходимое число рабочих выпрямителей, обеспечивающее питание аппаратуры при ее максимальном потреблении и заряд аккумуляторных батарей; $m_{\text{рез}}$ — число резервных выпрямителей.

В нормальных условиях работы УБП все K модулей постоянно включены, т.е. избыточные модули обеспечивают горячий резерв. На рис. 9.2 показан вариант УБП с однофазными выпрямителями типа ВБВ (см. гл. 8), при этом отдельные выпрямители подключаются к различным фазам (L1...L3) трехфазной сети переменного тока через индивидуальные автоматические выключатели (A1-1...A1-K). В условиях нормального электроснабжения и исправном оборудовании электропитание аппаратуры осуществляется от стабилизирующих выпрямительных устройств. Несекционированная двухгруппная аккумуляторная батарея (АБ № 1, АБ № 2), постоянно подключенная параллельно нагрузке (выходным зажимам выпрямительных устройств), получает непрерывный подзаряд от этих же выпрямительных устройств. Значение выходного напряжения выпрямительных устройств определяется числом последовательно соединенных элементов (аккумуляторов) в каждой группе АБ и требуемым напряжением содержания одного элемента. При относительно небольшой номинальной емкости каждой группы аккумуляторной батареи (до 100 А·ч) она собирается из моноблоков по три или шесть элементов в каждом. Чаще всего эти моноблоки и все остальное оборудование СЭП размещаются в одном стативе. В случае применения кислотных аккумуляторов закрытого типа большой номинальной емкости эти аккумуляторы размещаются в отдельном помещении (аккумуляторной), имеющем приточно-вытяжную вентиляцию. В последнем случае для уменьшения индуктивности проводников (шин) подключающих к СЭП аккумуляторную батарею ее плюсовые и минусовые выводы должны располагаться как можно ближе друг к другу, для чего элементы каждой группы АБ разворачиваются как показано на рис. 9.2 (размещаются по так называемой U-образной схеме). При перерывах в электроснабжении питание аппаратуры осуществляется от разряжающейся АБ. Для того чтобы не допустить сульфатации аккумуляторов в результате недопустимо глубокого их разряда, в систему электропитания вводится контактор АГР (автомат глубокого разряда), с помощью которого осуществляется отключение АБ от аппаратуры.

При восстановлении электроснабжения выпрямительные устройства должны обеспечить питание аппаратуры и заряд АБ, без отключения ее от нагрузки. Заряд АБ может осуществляться либо в одну ступень (при напряжении, равном напряжению содержания АБ), либо в две ступени. В последнем случае выходное напряжение выпрямителей на первой ступени заряда обычно выбирается из расчета 2,35 В на один элемент АБ.

Функции, выполняемые контроллером в данной СЭП, могут быть различными в зависимости от фирмы-изготовителя аппаратуры электропитания. Так, в системе электропитания УЭПС-2, выпускаемой Юрьев-Польским заводом, контроллер выполняет следующие функции:

- обеспечивает контроль: тока АБ и тока нагрузки; напряжения на АБ и нагрузке; текущей температуры окружающей среды; емкости полученной АБ при ее заряде; емкости отданной АБ при ее разряде. На дисплей контроллера выводятся значения выше перечисленных параметров, а также текущие время и дата;
- следит за состоянием автоматических выключателей: на выходе выпрямителей (А2-1...А2-К); аккумуляторной батареи (АБ1, АБ2) и нагрузки (Ап-1...Ап-м); аварийных реле выпрямителей; автомата (АГР); наличием всех трех фаз питающей сети. При отключении любого из автоматов или срабатывании защиты на дисплее контроллера появляется соответствующая информация. Все аварийные ситуации сопровождаются звуковым сигналом и с помощью двух аварийных реле контроллера сигналы аварий 1-й и 2-й степени передаются в ЦТЭ (центр технической эксплуатации);
- обеспечивает дискретное изменение выходного напряжения выпрямителей (напряжения содержания АБ) при отклонении температуры окружающей среды от номинального значения (20 °С) на ± 10 °С.

Во время работы контроллер непрерывно ведет протокол, записывая информацию в энергонезависимую память, поэтому при соединении контроллера с компьютером на экран монитора можно вывести все текущие параметры и состояние всех сигналов ввода и вывода в позиционном коде с указанием даты и времени возникшей аварийной ситуации. С помощью модема можно передавать текущие параметры и все сигналы по телефонной линии на любое расстояние. Обмен информацией с компьютером ведется по интерфейсу RS-232 со скоростью 9600 бит/с. Питание контроллера осуществляется непосредственно от АБ.

К достоинствам рассмотренной СЭП, называемой часто буферной модульной СЭП, следует отнести:

- высокое качество вырабатываемой электрической энергии, так как во всех режимах работы СЭП АБ остается подключенной к нагрузке;
- минимальное количество устройств, входящих в состав ЭПУ, что объясняет ее относительно низкую стоимость и высокую надежность;
- высокий КПД (практически равный КПД выпрямителей может достигать 91...94 %) и высокий коэффициент мощности (в случае применения выпрямителей с корректором коэффициента мощности).

Буферная модульная система электропитания находит самое широкое применение для цифровой аппаратуры как автоматической и многоканальной электросвязи, так и радиосвязи.

К недостаткам данной системы обычно относят широкие пределы изменения выходного напряжения. Например, при 30 элементах в каждой группе АБ и при конечном разрядном напряжении одного элемента до 1,70 В напряжение на выходных зажимах УВП (ЭПУ) изменяется от $30 \cdot 1,7 = 51,1$ В до $30 \cdot 2,35 = 70,5$ В. Столь широкие изменения напряжения на выходе ЭПУ недопустимы для аппаратуры электромеханических систем коммутации. Так, для координатных АТС допустимое изменение напряжения на зажимах стативов аппаратуры лежит в пределах 58...72 В, что не позволяет выполнять ЭПУ по буферной модульной системе электропитания, являющейся наиболее простой, экономичной и надежной по сравнению с другими буферными системами электропитания.

Наибольшее применение в настоящее время для аппаратуры электромеханических систем коммутации находят ЭПУ, выполненные по **буферной системе электропитания с вольтодобавочными конверторами**. Структурная схема ЭПУ, выполненной по этой СЭП, приведена на рис. 9.3.

В состав оборудования ЭПУ входят: вводной распределительный щит ЩВРА; два буферных выпрямительных устройства БВ1, БВ2; резервный зарядный выпрямитель РЗВ; вольтодобавочные конверторы ВДК (в количестве К модулей); обходной диод ОД; двухгруппная аккумуляторная батарея АБ1, АБ2; перекидной рубильник ПР; блок разрядных резисторов БРР; токовые шунты Ш1...Ш4; перемычки П1, П2; автоматические выключатели.

В этой системе в нормальном режиме (при наличии сети переменного тока и исправных выпрямительных устройствах) электропитание аппаратуры осуществляется от выпрямителей (БВ1, БВ2)

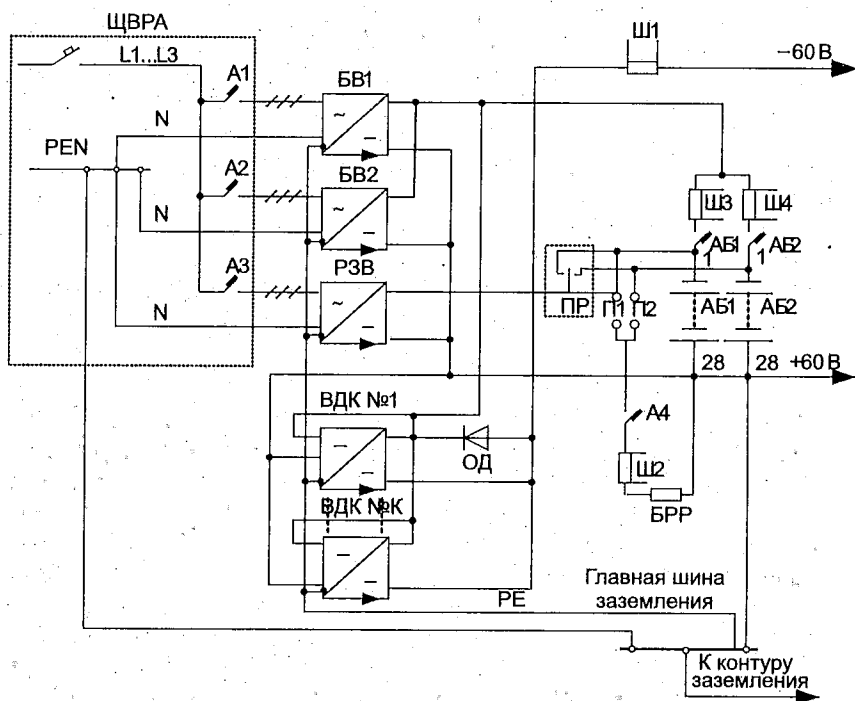


Рис. 9.3. Структурная схема ЭПУ, выполненной по буферной СЭП с вольтодобавочными конверторами

как через так называемый обходной диод ОД, так и через выходные диоды самих ВДК. Обходной диод вводится в ЭПУ для повышения ее надежности работы.

Двухгруппная аккумуляторная батарея подключена параллельно выходу выпрямителей и находится в режиме содержания, т.е. как и в предыдущей СЭП значение выходного напряжения выпрямителей в нормальном режиме определяется числом последовательно соединенных элементов (аккумуляторов) в каждой группе АБ и необходимым напряжением содержания аккумулятора. Обычно в качестве выпрямительных устройств в этой СЭП применяются выпрямительные устройства типа ВУК или ВУТ, представляющие собой управляемые выпрямители с фазоимпульсным способом регулирования напряжения в цепи постоянного тока посредством либо дросселей насыщения (выпрямители ВУК), либо тиристоров (выпрямители ВУТ). Эти выпрямители имеют относительно низкие значения КПД и коэффициента мощности, поэтому для аппаратуры, имеющей существенные изменения потребления в течение суток (например, аппаратура

координатных АТС), буферные выпрямители работают по принципу ведущий-ведомый. При малой нагрузке на ЭПУ работает только один из буферных выпрямителей — ведущий, что позволяет загрузить его на мощность, близкую к его номинальной, и тем самым иметь относительно высокие энергетические показатели ЭПУ в целом. Ведущий выпрямитель включает другой выпрямитель — ведомый только тогда, когда сам загружается на 90...95 % своей номинальной мощности. Следовательно, в этом случае имеет место холодное резервирование выпрямителей. Максимальное число буферных выпрямителей в ЭПУ равно трем. Резервный зарядный выпрямитель автоматически включается в случае отказа любого из буферных выпрямителей.

Вольтодобавочные конверторы ВДК, подключенные к выходу выпрямителей, находятся в ждущем режиме, так как они настраиваются на стабилизацию выходного напряжения ЭПУ на уровне на 2...3 В ниже уровня напряжения содержания АБ.

При отключении сети переменного тока питание аппаратуры осуществляется суммарным напряжением разряжающейся АБ и тем напряжением, которое появляется на выходе ВДК. Обходной диод при этом закрыт. Если каждая группа АБ содержит по 28 кислотных аккумуляторов закрытого типа, то в этом случае ВДК обычно настраиваются на стабилизацию выходного напряжения ЭПУ на уровне 60,5 В, тогда как напряжение содержания АБ составляет 62,5 В. С целью получения необходимой надежности бесперебойной подачи электрической энергии к аппаратуре число ВДК выбирается с избыточностью не менее чем 5/4. Принципиально ВДК позволяют наращивать выходную мощность ЭПУ за счет дополнительной установки любого числа конверторов. В настоящее время на вновь вводимых и модернизируемых ЭПУ на выходное напряжение 60 В чаще всего устанавливаются ВДК типа КУВ-12/100-2 (конвертор унифицированный вольтодобавочный на номинальный выходной ток, равный 100 А). Этот конвертор представляет собой два идентичных однотактных преобразователя с прямым включением диода, работающих на частоте 20 кГц. Причем выходные напряжения этих преобразователей сдвинуты по фазе друг относительно друга на половину периода так, что их общий выходной сглаживающий фильтр работает на частоте 40 кГц. Управление силовыми транзисторами этих преобразователей осуществляется широтно-импульсным методом.

При появлении напряжения сети переменного тока включаются все выпрямители ЭПУ (включая РЗВ) и обеспечивают электропитание аппаратуры и заряд обеих групп АБ. Заряд АБ осуществляется, как правило, в две ступени. Причем в начале заряда на первой ступени все выпрямители работают в режиме ограничения тока (стаби-

лизации тока), так как даже частично разряженная АБ представляет для выпрямителей по существу короткое замыкание. Перевод выпрямителей на первую ступень заряда осуществляется за счет закорачивания контактами реле одного из сопротивлений выходного сравнивающего делителя выпрямителя. По мере заряда АБ напряжение на ней возрастает и при достижении значения, равного произведению числа элементов в каждой группе АБ ($n_{эл}$) на 2,35 В выпрямители переходят из режима ограничения тока в режим стабилизации напряжения на этом уровне. На начальной стадии заряда АБ, пока напряжение на АБ меньше 60,5 В, ВДК находятся в работе, обеспечивая стабилизацию выходного напряжения ЭПУ на уровне 60,5 В. После перехода выпрямителей в режим стабилизации напряжения зарядный ток по мере заряда АБ начинает уменьшаться. Перевод выпрямителей с первой ступени на вторую осуществляется тогда, когда уменьшающийся зарядный ток спадает до значения в 50...100 раз большего значения тока содержания АБ. Слежение за значением зарядного тока АБ осуществляется специальными устройствами индикации тока УИТ (на рис. 9.3 эти устройства не показаны), подключаемыми к токовым шунтам ШЗ, Ш4. Кривые изменения напряжения на выходе ЭПУ при заряде АБ в две ступени приведены в разд. 1.6.

Для того чтобы обеспечить возможность проведения контрольных и уравнивающих зарядов каждой из групп АБ, РЗВ подключается к АБ через перекидной рубильник ПР. Перемычки П1 или П2 устанавливаются для проведения контрольных разрядов одной из групп АБ.

Рассмотренная СЭП в отличие от предыдущей требует больших капитальных затрат, что объясняется необходимостью установки ВДК и увеличения емкости аккумуляторной батареи с целью компенсации потерь в этих ВДК. Кроме того, коэффициент полезного действия ЭПУ, выполненной по этой системе (в нормальном ее режиме работы), также оказывается несколько ниже за счет дополнительных потерь в обходных диодах ОД и мощности, потребляемой ВДК, находящимися в ждущем режиме. Следует также отметить, что в отличие от буферной модульной СЭП качество электрической энергии, вырабатываемой ЭПУ в этой СЭП при отсутствии сети переменного тока, определяется не только параметрами АБ и токораспределительной сети постоянного тока, но и внутренним сопротивлением ВДК. В связи с этим при импульсном изменении тока нагрузки и подключении к ЭПУ нелинейных нагрузок эта СЭП может в отдельных случаях терять устойчивость, что приводит к резкому увеличению пульсации на выходе ЭПУ и выходу из строя аппаратуры. Следует

отметить, что по мере перехода с электромеханических систем коммутации на цифровые необходимость в применении буферных СЭП с вольтодобавочными конверторами отпадает.

Общим недостатком рассмотренных УБП (ЭПУ) является необходимость применения на каждый номинал выходного напряжения постоянного тока отдельную АБ, т.е. в УБП на выходные напряжения -24 , -48 и -60 В следует устанавливать три АБ, каждая из которых рассчитана на свой номинал. Возможно использование на объекте одной АБ (на один номинал выходного напряжения), а другие номиналы выходного напряжения получать с помощью дополнительно устанавливаемых преобразователей, как, например, показано на рис. 9.1. Но такое решение приводит к снижению КПД системы в целом, а также к снижению его надёжности.

Децентрализация СЭП. В настоящее время все более широкое применение в практике электропитания аппаратуры связи находят децентрализованные системы электропитания с радиальными токораспределительными сетями ТРС постоянного тока. В случае радиальной ТРС от УБП к каждому стиву оборудования прокладывается индивидуальная пара токонесущих проводников (от плюсового и минусового полюсов УБП). Применение децентрализованной системы позволяет размещать УБП в непосредственной близости к питаемой аппаратуре, что значительно сокращает длину токораспределительной сети постоянного тока и тем самым снижает потери в ней, позволяя на 3...5 % повысить КПД СЭП в целом, а также уменьшает помехи и динамические изменения напряжения на зажимах аппаратуры связи. С другой стороны, децентрализация ограничивает зону влияния повреждений в оборудовании самого УБП на функционирование аппаратуры связи, что приводит к увеличению живучести сети связи.

Важным экономическим фактором, отличающим децентрализованную систему, является возможность снижения первоначальных капитальных затрат при ее применении и ускорения отдачи вложенных средств.

Таким образом, упрощается и становится более гибкой схема наращивания мощности оборудования электропитания и проведения реконструкции, повышается ремонтнопригодность, снижаются доля избыточности в установленной мощности и первоначальные капитальные затраты.

Все это приводит к тому, что при более высокой надёжности децентрализованных систем их суммарная стоимость становится ниже по отношению к централизованным, при повышении качества выходных характеристик.

Следует отметить еще одну важную особенность децентрализованной системы, которая заключается в возможности создания универсальных УБП. В этих УБП конструктивно могут быть объединены устройства постоянного и переменного тока, а также устройства с различными выходными напряжениями.

9.1.5. Системы электропитания переменного тока

В комплекс аппаратуры связи входят устройства, требующие для своей работы электрическую энергию переменного тока. Относительно низкая надежность промышленных сетей переменного тока и качество электрической энергии зачастую не удовлетворяющее требованиям ГОСТ 13109 не позволяют осуществлять электропитание компьютеров и серверов непосредственно от сети переменного тока. В этом случае обычно применяют устройства гарантированного или бесперебойного питания переменного тока. В настоящее время получили распространения два вида устройств, а именно так называемые off-line и on-line системы.

На рис. 9.4 показана функциональная схема устройства off-line системы. В нормальном режиме функционирования системы нагрузка получает питание от сети переменного тока через сглаживающий фильтр (переключатель коммутирующего устройства находится в положение 1); а выпрямительное устройство В обеспечивает непрерывный подзаряд (содержание) АБ. При отключении сети коммутирующее устройство переводит питание нагрузки на инвертор И (при этом имеет место коммутационный перерыв в подаче электропитания), который в свою очередь получает энергию от АБ. Причем в устройствах данного типа энергии АБ хватает чаще всего на 5...7 минут работы инвертора, т.е. только на время, позволяющее корректно закончить работу на ПК без потери информации. В подобных устройствах выходное напряжение инвертора, как правило, имеет прямоугольную форму с меандром, обеспечивающим только частичное ослабление третьей и пятой гармоник (см. гл. 7). После восстановления сети

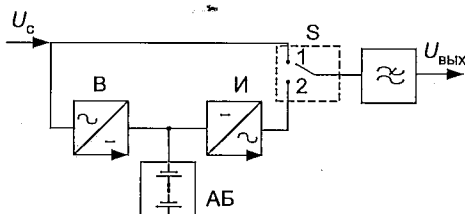


Рис. 9.4. Функциональная схема устройства off-line

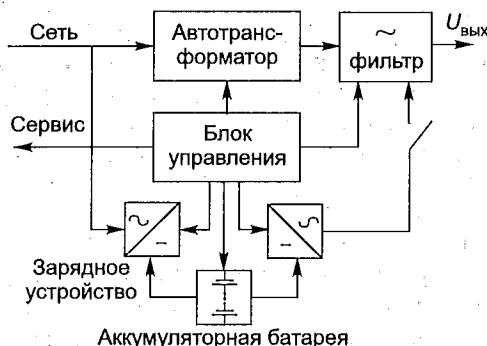


Рис. 9.5. Функциональная схема УГП типа line-interactive

нагрузка вновь переводится на сеть, а В обеспечивает заряд АБ и последующее ее содержание. Понятно, что данное УГП нельзя применять, если сеть имеет колебания напряжения, превышающие пределы, допустимые для питаемой аппаратуры. При плохом качестве сети происходят частые переключения нагрузки на работу от АБ, что резко уменьшает ее срок службы. Кроме того, серьезным недостатком системы off-line является то, что при переключении УГП с режима работы от батареи на режим работы от сети, на выходе УГП могут возникать скачки напряжения, которые могут вызвать сбой в работе питаемой аппаратуры. Достоинством данного УГП является его простота и, как следствие, низкая стоимость по сравнению с другими УГП переменного тока.

От многих недостатков системы off-line свободна система line-interactive, функциональная схема которой приведена на рис. 9.5. Отличие схемы рис. 9.5 от схемы рис. 9.4 состоит прежде всего в применении автотрансформатора, который включается между входным и выходным помехоподавляющими фильтрами, и микропроцессорного блока управления.

В УГП line-interactive в нормальном режиме работы нагрузка получает электроэнергию по основной цепи от сети переменного тока через помехоподавляющий фильтр и автотрансформатор. Параллельная цепь, содержащая выпрямитель, инвертор и аккумуляторную батарею, является резервной. При отключении или выходе за допустимые пределы напряжения сети нагрузки автоматически подключается к резервной цепи. Время переключения с основной цепи на резервную составляет 5...7 мс. После восстановления напряжения сети нагрузка бесперебойно получает питание от основной цепи, а выпрямитель обеспечивает заряд аккумуляторной батареи и последующее ее содержание. Блок управления контролирует форму

и амплитуду напряжения сети. В случае, когда напряжение сети становится слишком низким или слишком высоким, блок анализа сети пытается скорректировать величину напряжения, переключая отводы автотрансформатора так, чтобы приблизить напряжение на выходе устройства к номинальному значению. Если напряжение становится настолько низким, что переключение отводов уже плохо помогает, то УГП переключается на работу от АБ. Если на вход УГП поступает напряжение искаженной формы, блок управления также переключает УГП на режим работы от батареи.

В нормальном режиме работы коэффициент полезного действия схем off-line и line-interactive примерно одинаковый и достигает 95...97 %. Основным достоинством схемы line-interactive по сравнению со схемой off-line является больший срок службы АБ, так как этот УГП реже переходит на работу от АБ при том же качестве сети. К достоинствам схемы line-interactive следует также отнести безобрывность перехода из режима работы от аккумуляторной батареи на сеть (при синхронизации инвертора с сетью), а также обеспечение синусоидального напряжения и широкого набора сервисных возможностей, а именно: регистрации параметров, дистанционного управления, поддержки протокола обмена информацией, — все это при высоком КПД заметно расширяет область применения данного вида УГП.

Действительно бесперебойную, а не гарантированную подачу электрической энергии высокого качества обеспечивают схемы с двойным преобразованием электроэнергии или, как их еще называют, схемы on-line. Функциональная схема УБП типа «on-line» представлена на рис. 9.6.

Направление передачи потока энергии для возможных режимов работы этого УБП показаны толстыми линиями на рис. 9.7. В нормальном режиме работы УБП (рис. 9.7, а) питание нагрузки осуществляется от инвертора, который в свою очередь получает электроэнергию от сети переменного тока через выпрямительное устройство. Это выпрямительное устройство также обеспечивает непрерывный подзаряд АБ. В отличие от выпрямителей рассмотренных ранее УГП это, как правило, мощное устройство. Ведь выпрямитель этого УБП должен не только подзаряжать АБ, но прежде всего обеспечивать через инвертор питание нагрузки, т.е. должен быть рассчитан на выходной ток, равный сумме максимального зарядного тока АБ и тока, потребляемого инвертором при минимальном входном напряжении, т.е. в начале заряда батареи. Требуемая стабильность выходного напряжения выпрямителя определяется АБ при ее эксплуатации в режиме непрерывного подзаряда.

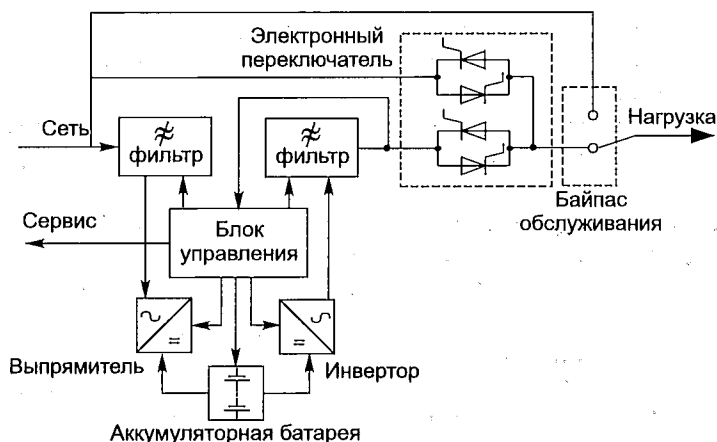


Рис. 9.6. Функциональная схема УВП типа on-line

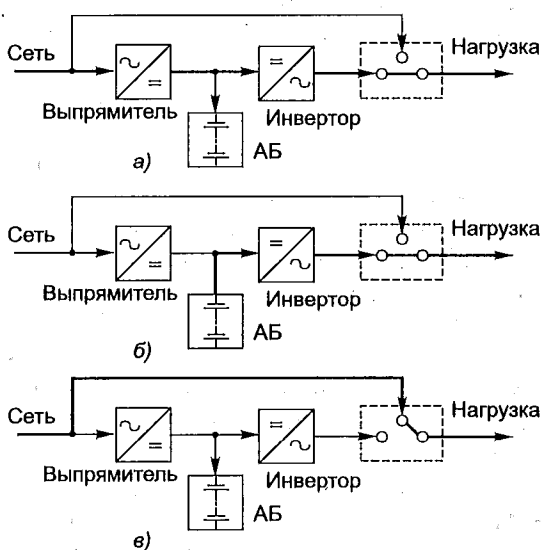


Рис. 9.7. Направления передачи потока энергии: а — в нормальном режиме УВП; б — при отсутствии сети; в — при отключении инвертора

При пропадании сети переменного тока или уменьшении ее напряжения ниже границы диапазона допустимых входных напряжений выпрямителя (т.е. выпрямитель уже не может стабилизировать напряжение), напряжение постоянного тока на выходе выпрямителя уменьшается и становится ниже напряжения заряженной батареи

УБП, в результате чего инвертор начинает работать от разряжающейся АБ (рис. 9.7,б). При отключении сети переменного тока питание нагрузки осуществляется попрежнему от инвертора, который в этом случае получает электроэнергию от разряжающейся батареи. Переход питания с сети на АБ происходит безобрывно и практически при отсутствии переходного процесса изменения выходного напряжения инвертора. Работа УБП от батареи продолжается некоторое время, определяемое емкостью аккумуляторной батареи и нагрузкой. После того, как батарея разрядится до напряжения примерно 1,7 В на элемент, инвертор будет отключен автоматикой, защищающей батарею от недопустимо глубокого разряда. После восстановления напряжения сети выпрямитель заряжает аккумуляторную батарею и обеспечивает работу инвертора.

Для питания нагрузки в случае отключения инвертора из-за его длительной перегрузки или его повреждения в УБП предусмотрено автоматическое бесперебойное переключение нагрузки на питание по обходной цепи (байпас) непосредственно от сети переменного тока (рис. 9.7,в). Байпас — это специальная линия, которая позволяет в случае необходимости питать нагрузку непосредственно от сети. Для переключения на работу через байпас служит статический (т.е. не имеющий движущихся элементов) электронный переключатель, силовая часть которого обычно выполняется на тиристорах, как показано на рис. 9.6. Следует отметить, что в УБП малой мощности в качестве устройства переключения на практике достаточно часто применяются быстродействующие реле.

Инвертор УБП, помимо обеспечения электропитания нагрузки, должен обладать еще возможностью изменения частоты выходного напряжения с целью синхронизации ее с частотой сети переменного тока. Эта особенность используется в УБП каждый раз, когда происходит перевод нагрузки на сеть с помощью байпаса, так как эта операция обеспечивает бесперебойность питания нагрузки. Если быть более точным, то синхронизация инвертора должна происходить с частотой напряжения байпаса, так как байпас может получать электроэнергию от любого источника переменного тока, например АДЭС. Рассмотрим поведение инвертора при изменении частоты напряжения на байпасе. Для того чтобы УБП с двойным преобразованием имел выходное напряжение без скачков и разрывов на всех режимах работы, нужно обеспечить безобрывное переключение на статический байпас при выходе из строя инвертора или его перегрузке. Для этого необходимо, чтобы фаза и частота сетевого напряжения (т.е. напряжение в цепи байпаса) в момент переключения были такими же, как фаза и частота выходного напряжения инвертора. Но мы

не можем управлять фазой и частотой сети, следовательно, должны добиться желаемой цели за счет настройки инвертора. Поэтому инвертор УБП с двойным преобразованием должен всегда быть синхронизован с сетью. Точнее говоря, должна быть достигнута синхронизация инвертора с линией статического байпаса, которая в общем случае может быть подключена к другой линии электроснабжения, чем вход выпрямителя УБП.

Посмотрим теперь, что произойдет с УБП, если частота сети вдруг начнет отличаться от стандартной (50 Гц). УБП имеет некоторые пределы допустимых изменений частоты сети. Скажем, минимальная допустимая частота равна 49 Гц, а максимальная допустимая частота — 51 Гц. Если частота в линии байпаса находится в пределах допустимого, то частота инвертора аккуратно следует за ней. Частота и фаза инвертора равны частоте и фазе в линии байпаса. Следовательно УБП в любой момент может переключиться на статический байпас, не испытывая импульсных нагрузок.

Если же частота в линии байпаса станет равной, например, 48 Гц, то частота инвертора не может следовать за ней. Блок управления просто разрешает инвертору УБП прекратить синхронизацию с линией байпаса и перейти на режим независимой работы. Частота инвертора становится равной 50 Гц и остается такой до тех пор, пока частота линии байпаса не вернется в допустимые для УБП пределы.

Во время независимой работы инвертора переключение УБП на статический байпас блокируется, поскольку при таком переключении возможны сильные фазовые и амплитудные искажения, которые могут нанести ущерб чувствительной нагрузке. Более того, переключение в отсутствие синхронизации опасно для самого УБП. Некоторые УБП имеют возможность настройки пределов допустимых изменений частоты. Например, они могут быть настроены на допустимые колебания частоты 0,5, 1 или 2 Гц в каждую сторону.

Казалось бы, чем уже диапазон допустимых колебаний частоты, тем лучше для чувствительной нагрузки. На самом деле улучшение качества стабилизации частоты происходит за счет снижения общей надежности системы. Ведь если диапазон допустимых изменений частоты установлен меньше реального диапазона изменения частоты сети, то УБП большую часть времени работает без синхронизации инвертора с линией байпаса. Это снижает общую надежность системы, защищаемой с помощью УБП, поскольку во время независимой работы инвертора невозможно переключение на статический байпас.

В случае, когда УБП имеет возможность настройки диапазона допустимых изменений частоты, пользователь имеет возможность выбирать выгодный для себя компромисс. Он может установить

очень узкий диапазон частот для чувствительной нагрузки, сознательно пойдя на некоторое снижение надежности, или расширить этот диапазон для получения максимальной надежности, если нагрузка не слишком чувствительна к изменениям частоты. Как мы выяснили, основное назначение статического байпаса — увеличение надежности УБП за счет организации резервного источника электропитания, который вступает в действие при выходе из строя инвертора. В рассмотренном случае таким источником является та же электрическая сеть, которая питает выпрямитель УБП, но это может быть любой другой независимый источник.

Выход из строя какой-либо из систем УБП случай в общем-то довольно маловероятный. Хорошие УБП с двойным преобразованием имеют среднее время наработки на отказ не менее 10^6 часов. Но статический байпас имеет еще одну функцию, которая используется буквально при каждом включении сильно нагруженного УБП. Инвертор естественно имеет ограничение по допустимой нагрузке. При постоянной нагрузке этой границей является номинальная мощность УБП (S_n). Кратковременно инвертор способен выдерживать большие токи. Обычно допускается в течение нескольких миллисекунд 200%-ная перегрузка инвертора без его отключения и 10...50%-ная перегрузка в течение нескольких секунд. Однако на практике встречаются случаи большей перегрузки за счет пусковых токов питаемой аппаратуры. В этом случае УБП для защиты своего инвертора от перегрузки переключается на работу через байпас. Через несколько секунд УБП снова переключается на работу от инвертора. Этот режим работы предохраняет инвертор от выхода из строя и увеличивает общую надежность системы.

УБП с двойным преобразованием имеют более широкий диапазон мощностей по сравнению с другими УБП, который изменяется от сотен ВА до сотен киловольт-ампер. При выходной мощности 10 кВА и выше УБП рассчитываются на работу от трехфазной сети переменного тока.

УБП с двойным преобразованием энергии имеют меньший КПД, по сравнению с устройствами других типов. Он составляет примерно 90 % при полной нагрузке. При уменьшении отдаваемой в нагрузку мощности КПД уменьшается. Например, при работе УБП с 50%-ной нагрузкой КПД может снижаться до 70 %. К положительным свойствам УБП с двойным преобразованием следует отнести хорошую защиту от шумов и импульсов напряжения, защиту от искажений формы кривой напряжения, возможность работы в сетях с нестабильной частотой, стабилизацию напряжения с высокой точностью и возможность наращивания емкости аккумуляторной батареи.

9.1.6. Комбинированные системы бесперебойного питания

Применение на объектах связи, аппаратура которых требует бесперебойной подачи электрической энергии постоянного и переменного тока, рассмотренных УБП постоянного и УБП переменного тока приводит к необходимости иметь в каждом из этих УБП свою аккумуляторную батарею, являющуюся наиболее дорогостоящим элементом любого из этих УБП. Поэтому в настоящее время на объектах связи все более широкое применение находят УБП постоянного тока, дополненные инверторными системами. В состав инверторной системы входят инверторы, вырабатывающие электрическую энергию однофазного переменного тока с синусоидальной формой кривой напряжения, статический байпас, байпас обслуживания инверторной системы и распределительное устройство. Инверторы включаются между собой по входу и выходу параллельно. Общее число инверторов в системе выбирается обычно по формуле $n + 1$. Схема управления обеспечивает синхронизацию частоты выходных напряжений отдельных инверторов между собой и с сетью переменного тока, что позволяет, как было показано в предыдущем разделе, обеспечивать безобрывность перевода питания аппаратуры с инверторов на сеть и обратно. Функциональная схема такой комбинированной системы электропитания приведена на рис. 9.8.

Система электропитания содержит УБП постоянного тока на выходное напряжение -60 В, режимы работы которой и назначение элементов достаточно подробно изложены в разд. 9.1.4. Инверторы инверторной системы подключены через автоматический выключатель АЗ выходу УБП постоянного тока (к выходу выпрямительно-аккумуляторной установки). Компьютеры, серверы и другое технологическое оборудование, требующее электрической энергии однофазного переменного тока, подключаются к выходу инверторной системы через компьютерные щиты ШК. В нормальном режиме работы электроустановки потребители, требующие бесперебойной подачи электрической энергии переменного, получают ее от инверторов через тиристоры VS1 статического байпаса. Сами инверторы получают электрическую энергию от выпрямительных устройств УБП постоянного тока. Переключатель байпаса обслуживания находится в положении «0», как показано на рис. 9.8.

При отключении сети переменного тока питание потребителей электроэнергии переменного тока по-прежнему осуществляется от инверторов через тиристоры VS1. При этом сами инверторы и все потребители электрической энергии постоянного тока с номиналь-

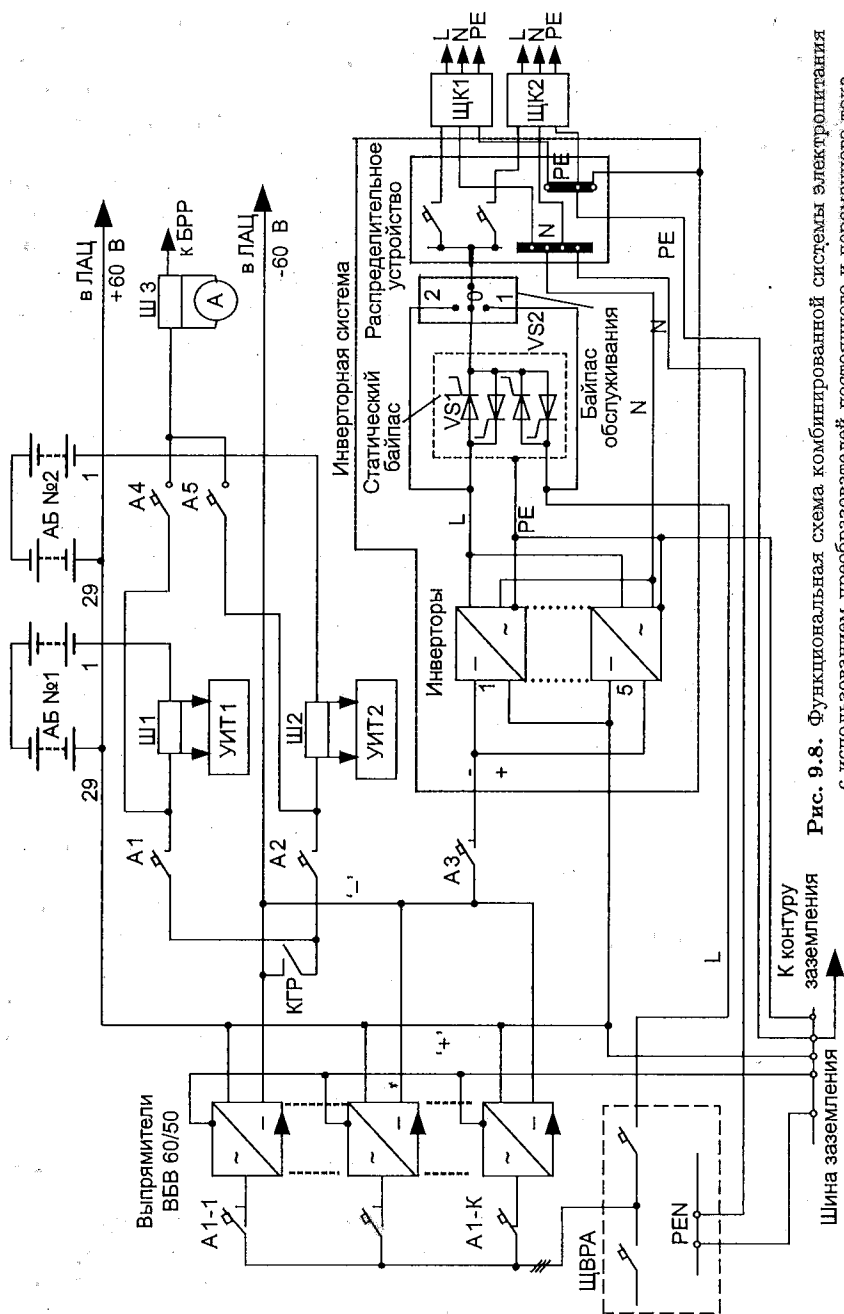


Рис. 9.8. Функциональная схема комбинированной системы электропитания с использованием преобразователей постоянного и переменного тока.

ным напряжением -60 В питаются от двухгруппной аккумуляторной батареи АБ № 1 и АБ № 2. При выходе из строя нескольких инверторов так, что оставшиеся исправными не в состоянии обеспечить питание нагрузки, инверторная система с помощью тиристоров VS2 переводит питание аппаратуры на сеть переменного тока без какого-либо перерыва в подачи электрической энергии. В целом установка представляет собой ИБП типа on-line, в которой вместо встроенных аккумуляторов и собственных выпрямителей используются стационарные аккумуляторы и выпрямители УВП (электропитающей установки) постоянного тока. Поэтому аккумуляторы и выпрямительные устройства должны рассчитываться исходя из суммарной мощности, потребителей постоянного и переменного тока с учетом потерь в инверторной системе. В случае необходимости ремонта или профилактического обслуживания статического байпаса питание аппаратуры переводится с помощью байпаса обслуживания непосредственно на инверторы, для чего переключатель байпаса обслуживания должен быть переведен в положение 2. При необходимости ремонта самих инверторов питание аппаратуры переводится на сеть переменного тока, для чего переключатель байпаса обслуживания должен быть переведен в положение 1. В рассмотренной системе отсутствует резервирование статического байпаса, поэтому средняя наработка на отказ системы в целом не может быть выше средней наработки на отказ самого статического байпаса. С целью повышения надежности системы в целом в последнее время фирмы изготовители начали выпускать инверторные системы, в которых каждый инвертор с микропроцессорным управлением (так называемый цифровой инвертор) имеет свой отдельный статический байпас. Работа отдельных инверторов и байпасов синхронизируется схемой управления.

На рис. 9.9 показана функциональная схема универсального УВП, позволяющего при наличии на объекте связи одной аккумуляторной батареи обеспечивать бесперебойную подачу потребителям электрической энергии как переменного, так и постоянного тока нескольких номиналов напряжения при относительно высоком КПД электроустановки [52].

Устройство содержит сетевой выпрямитель (В), зарядно-буферный преобразователь (ЗБП), АБ и преобразователи напряжения ПН1 и ПН2 по числу требуемых независимых выходов постоянного и переменного тока.

Сетевой выпрямитель 1 собран по схеме с бестрансформаторным входом и содержит входной помехоподавляющий фильтр, выпрямительный мост и корректор коэффициента мощности (см. гл. 8). Выпрямитель не содержит высокочастотного преобразователя. ЗБП

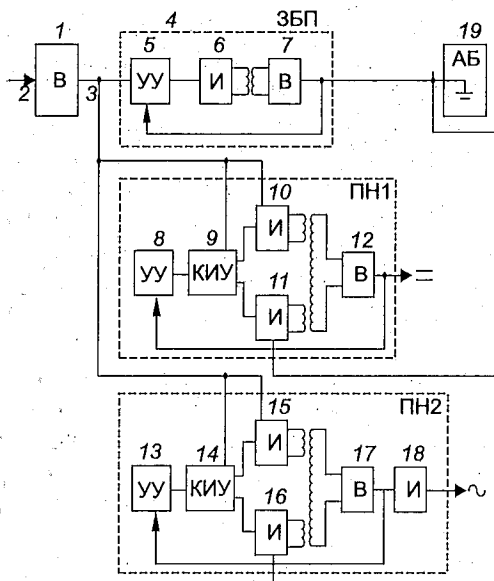


Рис. 9.9. Функциональная схема универсальной УВП

представляет собой высокочастотный преобразователь с широтно-импульсным (ШИМ) регулированием выходного напряжения и предназначен для заряда и содержания АБ 19. Высокочастотные преобразователи ПН1 и ПН2 с ШИМ регулированием обеспечивают получение бесперебойной подачи электроэнергии постоянного (ПН1) и переменного (ПН2) тока для питания нагрузок. АБ 19 обеспечивает питание нагрузок при отключении внешней сети переменного тока 2.

Устройство работает следующим образом. Напряжение внешней сети 2 подается на входные зажимы сетевого выпрямителя 1, с выхода которого напряжение постоянного тока 3 подается на коммутаторы импульсов КИУ 9 и 14, а также на инверторы И 10 и 15, преобразователей ПН1 и ПН2. Если напряжение сети 2 находится в заданных пределах, то КИУ 9 вырабатывает сигнал, коммутирующий импульсы управления с выходов узлов управления УУ 8 и 13 на входы инверторов И 10 и 15, которые и преобразуют электрическую энергию постоянного тока с уровнем напряжения порядка 400 В в переменное напряжение повышенной частоты прямоугольной формы. Это напряжение поступает на одну из первичных обмоток трансформатора выпрямителя В 12 и далее выпрямляется для питания нагрузки преобразователя ПН1.

Для нагрузки переменного тока предназначается преобразова-

тель ПН2, который отличается от ПН1 наличием инвертора И 18 на выходе. Одновременно выходное напряжение выпрямителя 1 подается на вход ЗБП 4, к выходу которого подключается АБ 19 и инверторы 11 и 16. При отключении сети переменного тока или повреждения выпрямителя В 1 КИУ 9 и 14 подключают устройства управления УУ 8 и 13 к инверторам 11 и 16 и преобразователи ПН1 и ПН2 продолжают бесперебойно выдавать электроэнергию.

Отличие данной схемы от ранее рассмотренных состоит в том, что в ней подсистема заряда и содержания резервной АБ выделена в отдельную структуру только на выходную мощность необходимую для заряда АБ, а преобразователи напряжения выходных каналов постоянного тока выполнены с двумя входными выводами. В данной УБП отсутствует двойное преобразование энергии, выходные напряжения не зависят от напряжения АБ, а их нестабильность — от режима заряда-разряда АБ.

Эта схема по существу представляет собой СЭП с отделенной от нагрузки АБ и позволяет получить действительно несколько более высокий КПД электроустановки по сравнению со схемой рис. 9.8. Однако подобные УБП характеризуются худшим качеством вырабатываемой электрической энергии постоянного тока в динамических режимах работы электроустановки поскольку аккумуляторная батарея с ее прекрасными фильтрующими свойствами непосредственно не подключается к аппаратуре.

9.1.7. Расчет и выбор оборудования установок бесперебойного электропитания

Исходные данные для расчета. Основными элементами УБП, подлежащими расчету и выбору, являются прежде всего аккумуляторная батарея, выпрямительные устройства (выпрямительные модули) и соединительные кабели. Устройства сигнализации и управления выбираются после расчета основных элементов установки. Устройства распределения электроэнергии, включающие автоматы и предохранители для защиты входных цепей и нагрузок, определяются в последнюю очередь.

Определяющим фактором при расчете и выборе оборудования установок бесперебойного электропитания являются параметры, характеризующие нагрузку. К этим параметрам относятся прежде всего допустимые пределы изменения напряжения на входных зажимах аппаратуры и мощность (ток), потребляемая нагрузкой (аппаратурой) в целом и ее отдельными шкафами (стативами). Принципиально сама нагрузка может иметь либо линейный, либо нелинейный

характер. В первом случае при снижении напряжения на выходе УБП, потребляемый от нее ток уменьшается, т.е. нагрузка ведет себя как линейный резистор. Следовательно, при изменении напряжения на нагрузке последняя потребляет от источника переменную мощность. Во втором случае при снижении напряжения нагрузка потребляет больший ток, т.е. мощность, потребляемая нагрузкой от источника, остается постоянной или близкой к постоянной. Таким свойством обладают импульсные преобразователи, стабилизация выходного напряжения которых осуществляется с помощью широтно или частотно-импульсной модуляции.

Нагрузка может быть постоянной или переменной во времени. Например, в течение суток, в определенные часы, возникают максимальные (или минимальные) величины, потребляемых от установки токов. Такая нагрузка влияет на выбор мощности используемых модулей выпрямителей и их количество в установке электропитания.

Кроме того, к числу основных исходных данных при выборе установки следует отнести условия ее эксплуатации, включая место установки на объекте связи, режим работы и количество групп аккумуляторов в батарее, а также время автономной работы при отключении переменного напряжения на входе установки.

Расчет и выбор оборудования следует начинать с разработки функциональной схемы УБП. В том случае, когда аппаратура требует бесперебойной подачи электрической энергии переменного и постоянного тока, УБП целесообразно выполнять по схеме рис. 9.8. В этом случае расчет следует начинать с расчета и выбора инверторной системы ИС. Для чего следует сначала определить, мощность $S_{\text{ин}}$, потребляемую аппаратурой от ИС. В случае, например, электропитания от ИС компьютерной сети объекта эту мощность следует определять исходя из числа рабочих мест $N_{\text{рм}}$ (числа ПК и серверов), средней мощности потребления одним рабочим местом $P_{\text{ср}}$, среднего значения коэффициента мощности χ (для современного компьютерного оборудования можно принять $\chi = 0,5 \dots 0,6$) и коэффициента спроса $K_{\text{с}}$. Значение $K_{\text{с}}$ для компьютерных сетей обычно лежит в пределах $0,7 \dots 0,8$:

$$S_{\text{ин}} = N_{\text{рм}} P_{\text{ср}} K_{\text{с}} / \chi.$$

Далее следует, исходя из $S_{\text{ин}}$ и значения выходного напряжения постоянного тока УБП, выбрать саму инверторную систему. При этом общее число инверторов, входящих в ИС, должно обеспечить избыточность не менее чем 5/4. При выборе ИС предпочтение следует отдать тем ИС, в которых ток, потребляемый инверторами не

носит импульсного характера (см. гл. 7), а сами ИС имеют высокий КПД $\eta_{ин}$, приемлимую стоимость и удобны в обслуживании. Далее необходимо определить мощность $P_{ин}$, потребляемую ИС от аккумуляторной батареи,

$$P_{ин} = N_{рм} P_{ср} K_c / \eta_{ин}.$$

В том случае, когда УБП кроме основного номинала напряжения (с максимальным потреблением мощности) должно обеспечивать аппаратуру еще и напряжением постоянного тока другого номинала, следует сначала выбрать стабилизирующие преобразователи СПН (стойку СПН — ССПН), обеспечивающие преобразование электрической энергии одного номинала в электрическую энергию другого номинала. Затем определить мощность $P_{СПН}$, потребляемую ССПН от аккумуляторной батареи.

Расчет и выбор аккумуляторов. Просуммировав все составляющие мощности, потребляемой от УБП (в случае необходимости с учетом аварийного и эвакуационного освещения) определяют общую мощность P_n , отдаваемую аккумуляторной батареей при ее разряде.

Исходя из значения мощности P_n , допустимых пределов изменения напряжения основного номинала ($U_{н\min}$, $U_{н\max}$), требуемой длительности работы от разряжающейся АБ (времени аккумуляторного резерва — $t_{рез}$), предполагаемого места размещения, условий эксплуатации и предполагаемой длительности эксплуатации производят расчет числа элементов $n_{эл}$ в каждой группе АБ и выбор аккумуляторов. Обычно для предприятий телекоммуникаций, относящихся по условиям надежности электроснабжения к потребителям особой группы первой категории, ЭПУ выполняются с двумя аккумуляторными батареями на каждый номинал выходного напряжения (ЭПУ оборудуются так называемыми двухгруппными аккумуляторными батареями). Причем емкость каждой группы аккумуляторной батареи (АБ) должна, как минимум, в течение 0,5 часа обеспечить электропитание всего технологического оборудования, при его максимально возможном потреблении (током ЧНН), а также сетей эвакуационного и аварийного освещения.

При выполнении ЭПУ по буферной модульной СЭП необходимое число элементов $n_{эл}$ в каждой группе аккумуляторной батареи (АБ) определяется минимально допустимым значением напряжения на входных зажимах стативов аппаратуры $U_{н\min}$, падением напряжения в токораспределительной сети ($U_{трс}$) на участке от АБ до самого дальнего статива аппаратуры и допустимым напряжением в конце разряда для одного элемента АБ $U_{к.р}$.

Таблица 9.5

Режим разряда, час	10	5	3	1	0,5
Конечное напряжение разряда, В/эл	1,8	1,77	1,75	1,70	1,65
Разряд неизменным током, А	0,1C ₁₀	0,17C ₁₀	0,27C ₁₀	0,6C ₁₀	0,98C ₁₀
Коэффициент отдачи емкости ($\eta = C_{\Phi}/C_{10}$)	1,0	0,87	0,81	0,6	0,49

В соответствии с ОСТ 45.183-2001 падение напряжения в ТРС не регламентируется, но не должно превышать 4 % номинального выходного напряжения ЭПУ. Допустимое конечное разрядное напряжение $U_{к.р}$ одного элемента зависит от типа аккумулятора, длительности $t_{рез}$ и интенсивности его разряда. В качестве примера в табл. 9.8 для герметизированных аккумуляторов типа $OPZV$ технологии dryfit приведены значения $U_{к.р}$ от длительности разряда, а также значения разрядного тока и коэффициент отдачи емкости.

Необходимое число элементов в каждой группе АБ определяется в результате округления до ближайшего целого числа результата, полученного из выражения $n_{эл} > (U_{н\min} + U_{ТРС})/U_{к.р}$.

Исходя из максимально допустимого напряжения на нагрузке $U_{н\max}$ следует убедиться в том, что АБ может заряжаться по методу IU (ускоренный заряд в две ступени) без ее отключения от нагрузки. Для этого необходимо выполнение неравенства $U_{н\max} \geq 2,35n_{эл}$. В противном случае АБ следует заряжать либо по методу U, что возможно только при достаточно надежном электроснабжении объекта, либо переходить к другим СЭП, например к буферной СЭП с вольтодобавочными конверторами.

Значение емкости C_{Φ} , фактически отдаваемой АБ (одной группой) при ее разряде, можно приблизительно определить по выражению

$$C_{\Phi} = \frac{2P_{AB}t_{рез}}{n_{эл}(U_{нр} + U_{кр})},$$

где $U_{нр} = 2,08$ В — напряжение одного элемента АБ в начале ее разряда; P_{AB} — мощность, потребляемая от АБ при ее разряде.

При буферной модульной СЭП $P_{AB} = P_{н}$. Для буферной СЭП с вольтодобавочными конверторами P_{AB} представляет собой сумму $P_{н}$ и среднего значения потерь в вольтодобавочных конверторах.

По величине C_{Φ} с учетом коэффициента отдачи емкости η и реальной температуры T окружающей среды в месте установки АБ можно определить требуемое значение номинальной емкости аккумуляторов

$$C_{10} \geq \frac{C_{\Phi}}{\eta(1 + \alpha(T - 20))},$$

где α — температурный коэффициент емкости, равный $0,006 \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$ для режимов разряда более 1 часа и $0,01 \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$ для режимов разряда, равных одному часу и менее.

Следует отметить, что при величине номинальной емкости до нескольких сот ампер-часов аккумуляторная батарея может комплектоваться не отдельными элементами, а моноблоками, состоящими чаще всего из трех или шести элементов в каждом.

Далее следует определить величину мощности, отдаваемую одним элементом $P_{эл} = P_{AB}/n_{эл}$ или одним моноблоком $P_m = P_{AB}/n_m$ (n_m — число моноблоков в каждой группе AB) и по каталогам продукции концернов, выпускающих свинцово-кислотные аккумуляторы, выбрать конкретный тип аккумуляторов. В том случае, когда в каталогах приводятся данные по выбору аккумуляторов не по отдаваемой ими мощности, а исходя из величины постоянного разрядного тока I_p , можно ориентировочно определить значение этого тока по формуле

$$I_p = \frac{2P_{AB}}{(U_{нр} + U_{кр})}.$$

При выборе типа аккумуляторов существенную роль играют также его конструктивные характеристики, возможности установки в предполагаемом месте, срок службы и стоимостные показатели.

Для коротких режимов разряда (0,5 часа и менее) наиболее пригодны аккумуляторы с положительными пластинами большой поверхности (типа GroE). Кроме того, они характеризуются наибольшим сроком службы (более 20 лет при условии нормальной эксплуатации). На втором месте по значению η и сроку службы стоят аккумуляторы с трубчатыми (панцирными) положительными пластинами (типа OP_z). Наиболее дешевыми, но имеющими минимальное значение η и наименьший срок службы являются аккумуляторы с намазными положительными пластинами (срок службы составляет менее 10...12 лет) [11].

Расчет и выбор выпрямителей. Для выбора выпрямительных устройств (модулей) следует сначала определить требуемое максимальное значение их суммарного выходного тока I_{\max} . Этот максимальный выходной ток будет иметь место в начале заряда аккумуляторной батареи, когда напряжение на ее зажимах минимально $U_{\text{нач.зар}}$, а зарядный ток ограничивается на максимально допустимом для данного типа аккумуляторов уровне $I_{AB.\text{зар}}$. Значение $U_{\text{нач.зар}}$ определяется числом элементов в каждой группе AB и начальным напряжением заряда одного элемента, которое можно принять равным

2,0 В. Значение $I_{\text{AB.зар}}$, зависящее от типа аккумулятора и предполагаемого времени его заряда, лежит в пределах $(0,08 \dots 0,3)C_{10}$, где C_{10} — номинальная емкость кислотного аккумулятора:

$$I_{\text{max}} = P_{\text{н}}/U_{\text{нач.зар}} + I_{\text{AB.зар}}.$$

После выбора аккумуляторов и определения значения I_{max} решается вопрос о возможности использования УБП (устройств электропитания), выпускаемых в достаточно широком ассортименте различными фирмами [54]. Так, например, Юрьев-Польской завод «Промсвязь» выпускает УБП типа УЭПС-2, комплектуемые как однофазными, так и трехфазными выпрямительными модулями с бестрансформаторным входом, — ВБВ с аналоговым управлением и УЭПС-3, комплектуемые выпрямительными модулями ВБВ с микропроцессорным управлением. Полная комплектация стойки УЭПС-2 содержит 8 выпрямительных модулей и обеспечивает максимальный выходной ток 400А при выходном напряжении —60 В и 480 А при выходном напряжении —48 В (при больших значениях выходного тока можно применять вместо УЭПС стойки СУЭП). Общее число n выпрямительных модулей в УБП следует выбирать из условия

$$I_{\text{вып ном}}(n - 1) \geq I_{\text{max}},$$

где $I_{\text{вып ном}}$ — номинальное значение тока одного выпрямительного модуля.

Расчет токораспределительной сети постоянного тока. Все соединительные кабели ТРС можно разделить на две группы, а именно: кабели, соединяющие отдельные устройства установки (проводка внутри шкафов и между ними), и кабели между выходными выводами установки и нагрузкой.

Кабели первой группы выбираются исходя из общих положений, таких как допустимое поперечное сечение, изоляция, термостойкость и требований, предъявляемых к межшкафным соединениям внутри установки.

Кабели, соединяющие батарею, выходные выводы модулей выпрямителей и нагрузку, непосредственно влияют на качество подаваемой в нагрузки электроэнергии, поэтому помимо общих требований, присущих кабелям первой группы, к ним предъявляются дополнительные требования по их сопротивлению и индуктивности. Что касается индуктивности проводников, то нужно всегда стремиться к ее уменьшению. Сложнее дело обстоит с выбором величины сопротивления проводников. С одной стороны, казалось бы, следует стремиться к минимальной величине падения напряжения, так как это

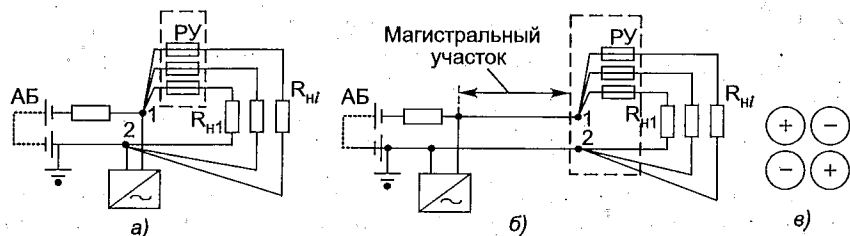


Рис. 9.10. Схемы ТРС постоянного тока: а — радиальная; б — магистрально-радиальная; в — схема расположения проводников

повышает коэффициент полезного действия системы электропитания и повышает использование дорогостоящей аккумуляторной батареи. Однако, с другой стороны, уменьшение сопротивления кабелей увеличивает их стоимость и величины токов короткого замыкания, которые из-за индуктивности кабеля могут вызывать появление опасных перенапряжений на зажимах аппаратуры. В связи с тем, что аппаратура цифровых систем в отличие от аппаратуры электромеханических систем коммутации критична к перенапряжениям, ее ТРС постоянного тока выполняется либо по радиальной (рис. 9.10, а), либо по полурадialной, либо по магистрально-радиальной (рис. 9.10, б) схемам. В случае применения радиальной ТРС при коротком замыкании на входе одного из стативов R_{H1} и последующего срабатывания элемента защиты (предохранителя на рис. 9.10, а) перенапряжения на зажимах остальных стативов будут отсутствовать, так как сопротивление общей части ТРС сведено к минимуму (по существу определяется сопротивлением АБ).

В случае выполнения ТРС по магистрально-радиальной схеме, позволяющей иметь некоторую экономию кабеля, индуктивность общих магистральных участков может быть причиной выхода из строя аппаратуры. Поэтому при магистрально-радиальной и полурадialной схемам приходится принимать меры по снижению индуктивности общих участков кабеля. Такими мерами являются: уменьшение длины общих участков ТРС; расположение плюсовых и минусовых проводников в непосредственной близости друг к другу; расположение элементов АБ по U-образной схеме; применение транспозиции проводников (рис. 9.10, в). В связи с применением децентрализованных систем электропитания, при которых УБП располагаются в непосредственной близости к аппаратуре, и выполнении ТРС по радиальной схеме, фактор появления перенапряжений заметно потерял свою актуальность и может не учитываться. Расчет ТРС начинается с разработки плана размещения стативов аппаратуры, аккумуляторной ба-

тарей и УБП в здании объекта, на основании которого выполняется схема прокладки кабелей с указанием всех размеров. На основании характеристик аппаратуры определяется максимальное значение тока, потребляемого каждым стативом аппаратуры и допустимые пределы изменения напряжения на его зажимах. Максимально допустимая величина падения напряжения между аккумуляторной батареей и самым удаленным стативом аппаратуры ΔU_1 не должна превышать разности между конечным напряжением разряда АБ и минимально допустимой величиной напряжения на аппаратуре:

Площадь сечения кабеля S , мм², определяется по формуле

$$S = \frac{2IL}{\gamma \Delta U}.$$

где I — ток, А; L — длина кабеля, м; $\Delta U = \Delta U_1 - \Delta U_{\text{ком}}$ — падение напряжения в кабеле (плюсовом и минусовом проводе данного участка ТРС), В; $\Delta U_{\text{ком}}$ — падение напряжения в коммутационных устройствах (ориентировочно $\Delta U_{\text{ком}} = 0,1$ В для предохранителя и $\Delta U_{\text{ком}} = 0,15$ В для автоматического выключателя) γ — удельная электропроводность проводника (для кабелей с медными жилами $\gamma = 57$).

Аккумуляторная батарея имеет малое внутреннее сопротивление, поэтому при коротком замыкании в нагрузке по батарейному кабелю могут протекать большие токи и этот кабель обязательно должен проверяться на термическую стойкость.

Ток плавления одиночного провода, А, диаметр которого превышает 2,0 мм, можно подсчитать по эмпирической формуле

$$I_{\text{пл}} = ad^{3/2},$$

где d — диаметр провода, мм; a — коэффициент, зависящий от материала проводника. Например, для меди $a = 80$, алюминия $a = 59,2$. Значение тока плавления должно быть больше значения тока короткого замыкания.

Расчет и выбор устройств защиты элементов установки бесперебойного электропитания следует проводить в соответствии с требованиями и положениями государственных Правил устройства электроустановок. В то же время имеется ряд специфических требований, которыми нужно руководствоваться при расчете устройств защиты.

Автоматические выключатели и предохранители, защищающие входные и выходные цепи установок, не должны срабатывать от импульсных токов, кратности которых относительно их номинальных значений приведены в табл. 9.6.

Таблица 9.6

	Кратность тока при длительности импульса тока, мс				
	0,1...0,3	0,3...1,0	1,0...10	10...100	100...1000
На входе установки	90	50	20	10	6
На выходе установки постоянного тока	—	50	20	6	4
На выходе установки переменного тока	90	50	20	10	2

Предохранители, защищающие аккумуляторную батарею и соединительные кабели между батареей и выпрямителями, должны быть рассчитаны на ток короткого замыкания батареи. Но они не должны срабатывать от максимального тока выпрямителей. Кроме того, они должны защищать от токов коротких замыканий контакторы, которые отключают батарею при ее недопустимо глубоком разряде.

В зависимости от требований потребителя производится выбор устройств сигнализации, отображения и управления работой установки. Эти устройства могут отличаться между собой заданными функциями, объемом предоставляемых услуг и способами обмена информацией между установкой и центром управления и сбора данных. Подробные сведения о возможностях этих устройств помещаются в описаниях производителей оборудования.

9.2. Электропитание аппаратуры необслуживаемых усилительных и регенерационных пунктов кабельных линий связи

9.2.1. Принципы организации дистанционного электропитания

Аппаратура систем передачи данных может размещаться на станциях, в которых постоянно присутствует эксплуатационный персонал, или на полностью автоматизированных усилительных пунктах без постоянного присутствия персонала. Последние получили название необслуживаемых усилительных пунктов (НУП) или регенерационных пунктов (НРП). В соответствии с принятыми принципами построения систем передачи по коаксиальным и симметричным кабелям с медными жилами аппаратура НУП и НРП получает электроэнергию из обслуживаемых станций ОУП (ОРП) с помощью аппаратуры дистанционного питания по тем же проводам, по которым передаются информационные сигналы. Дистанционное питания

(ДП) аппаратуры линейного тракта в системах передачи позволяет на магистрали автоматизировать до 98...99 % всех станций, причем из общей мощности, потребляемой аппаратурой линейного тракта, примерно 90 % требуется для дистанционного питания. Отсюда следует, что в аппаратуре линейного тракта, устанавливаемой на ОУП (ОРП), заметная доля отводится устройствам ДП. К основным особенностям этих устройств нужно отнести их способность работать в условиях резких изменений нагрузки и гарантировать высокую надежность. Нагрузки НУП (НРП), провода и устройства ДП объединяются в цепь ДП. Обычно аппаратура НУП (НРП) одной системы передачи питается от одной цепи ДП. Указанное положение позволяет получать полную независимость каждой системы, что наряду с повышением живучести обеспечивает также большую их помехозащищенность. Участок магистрали между двумя соседними ОУП (ОРП) называется секцией ДП. Аппаратура НУП (НРП) секции ДП может получать электроэнергию либо с одного ОУП (ОРП) (ДП по секциям), либо с двух соседних ОУП (ОРП), ограничивающих эту секцию (ДП по полусекциям). Во втором случае обычно в середине секции устанавливаются два шлейфа по ДП. На рис. 9.11,а изображена схема секции цепи ДП, а на рис. 9.11,б — двух полусекций.

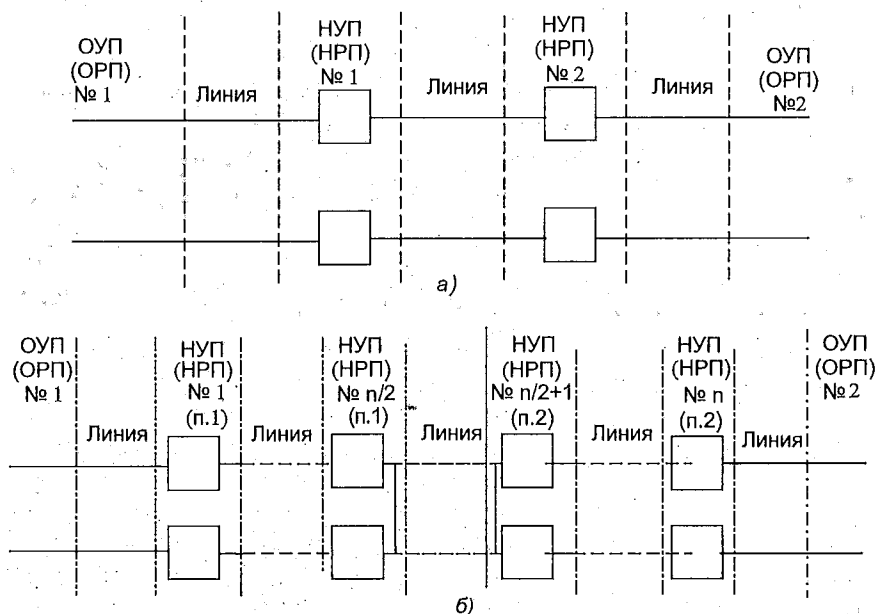


Рис. 9.11. Секция (а) и полусекция (б) ДП

Применение ДП по полусекциям позволяет обеспечить большую длину секции ДП, т.е. пропитать максимальное количество НУП (НРП) от двух смежных ОУП (ОРП). В связи с повышением требований к надежности систем передачи целесообразно стремиться к предельному упрощению устройства приема ДП в НУП (НРП). Отечественный и зарубежный опыт разработок систем передачи показывает, что наиболее простые и надежные устройства приема ДП на НУП (НРП) получаются при последовательном включении их в цепь ДП и электропитании с ОУП (ОРП) стабилизированным постоянным током. Как правило, при таком включении нагрузок в НУП (НРП) не требуется применения каких либо преобразовательных устройств и появляется возможность свести потери в линии к минимуму. Кроме того, применение схемы с последовательным включением нагрузок обеспечивает максимальную длину секции ДП. Максимальная длина секции ДП в этом случае ограничивается электрической прочностью изоляции кабеля. Действительно, если через $U_{рд}$ обозначить действующее значение допустимого рабочего напряжения коаксиальной пары, а через $U_{пд}$ — действующее значение постороннего наводимого напряжения, то максимально допустимое напряжение дистанционного питания постоянным током $U_{дп}$ в одном кабеле определяется по формуле

$$U_{дп} = 2\sqrt{2}(U_{рд} - U_{пд}).$$

Максимальное число НУП (НРП) в цепи с последовательно включенными нагрузками при заданном напряжении ДП обеспечивается, если ток ДП рассчитывается по формуле

$$I_0 = \sqrt{P/r},$$

где P — средняя мощность, потребляемая нагрузками одного НУП (НРП), r — сопротивление шлейфа проводников одного усилительно-го участка.

При разработке системы передачи не всегда удается использовать оптимальное значение тока ДП. Это объясняется прежде всего тем, что на каждом НУП или НРП имеется несколько нагрузок с различными требуемыми напряжениями. Отклонение тока ДП от оптимального значения (как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения) уменьшает дальность действия системы ДП. Степень уменьшения числа НУП или длины системы ДП при близких значениях выбранного и оптимального токов весьма незначительна. Так, при отклонении выбранного тока на 25...30 % оптимального значения длина цепи ДП сокращается не более чем на 10 %.

Цепи ДП в симметричных кабелях организуются по средним точкам линейных трансформаторов двух симметричных пар, выделенных для передачи сигналов конкретной системы. Пары могут находиться как в одном, так и в двух кабелях (при организации связи по двухкабельной системе). Напряжение ДП при этом не может превышать 450 В при однокабельной и 900 В при двухкабельной системе. Выбор способа ДП должен производиться по результатам конкретного проектирования.

Цепи ДП в коаксиальных кабелях организуются по центральным проводам коаксиальных пар, электрическая прочность изоляции которых нормируется относительно обратного провода (трубки) коаксиальной пары. В нормальном режиме работы цепи и устройств ДП напряжение ДП прикладывается к двум цепям разных направлений передачи и распределяется между ними в соответствии с сопротивлением изоляции. Чтобы избежать зависимости от сопротивления изоляции и равномерно распределить между парами напряжение ДП, на выходе устройства ДП включается делитель напряжения, сопротивление которого существенно меньше сопротивления изоляции коаксиальных пар. Для контроля целостности изоляции пар средняя точка делителя заземляется через устройство контроля. Устройство ДП на ОУП (ОРП) представляет собой стабилизатор постоянного тока, который при широких изменениях нагрузки обеспечивает поддержание тока в пределах одного-двух процентов при воздействии всех дестабилизирующих факторов. К устройству предъявляются высокие требования по надежности. Обычно эти устройства имеют среднее время наработки на отказ (MTBF) не менее 200000 ч.

9.2.2. Принципы построения электропитания аппаратуры необслуживаемых регенерационных пунктов волоконно-оптических линий передачи

НРП волоконно-оптических линий передачи (ВОЛП) может располагаться на предприятиях связи, получающих электроэнергию от энергосетей, или в специальных помещениях, где отсутствуют источники электроэнергии. В случаях размещения аппаратуры НРП на предприятии связи она получает бесперебойное электропитание от станционной выпрямительно-аккумуляторной установки и обслуживается так же, как и другая аппаратура связи, размещенная на этом предприятии.

Значительные трудности возникают при построении установки электропитания и её эксплуатации в НРП, расположенных вне предприятий связи. В этом случае аппаратура НРП ВОСП, как прави-

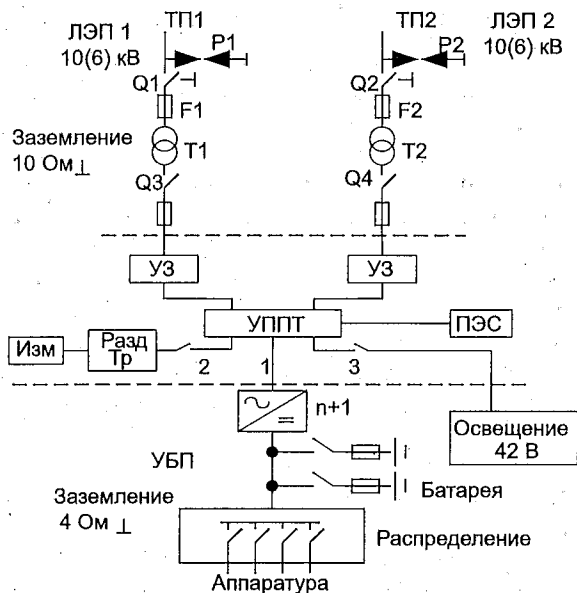


Рис. 9.12. Структурная схема электроустановки на НРП ВОЛС

ло, размещается в помещении контейнерного типа. Помещение НРП состоит из неотопливаемой наземной и подземной частей. Оборудование электроустановки работает в разных климатических условиях, а также в условиях ограниченного объема помещений, имеющих металлическую конструкцию. Все это приводит к тому, что помещения НРП по степени опасности поражения электрическим током относятся к особо опасным. НРП ВОЛП должен иметь электроустановку (ЭУ), выполненную по структурной схеме рис. 9.12.

Аппаратура связи ВОСП относится по условиям надежности электроснабжения к потребителям особой группы I категории (см. гл. 1). Все остальные нагрузки НРП (электрическое освещение, кондиционер, электроинструмент, электроизмерительные приборы) относятся к потребителям I категории.

В состав ЭУ входят:

- линии электропередачи (ЛЭП1 и ЛЭП2);
- трансформаторные подстанции (ТП1, ТП2);
- устройства защиты (УЗ);
- устройство приема переменного тока (УПТТ);
- установка бесперебойного питания (УБП);
- электрическое освещение;
- защитные заземляющие устройства.

Подача электроэнергии на НРП ВОЛП должна осуществляться по воздушным либо кабельным линиям электропередачи от двух независимых источников электроэнергии с напряжением 10 или 6 кВ. При невозможности, по местным условиям, получения электроэнергии от двух независимых источников электрических сетей энергосистемы электроснабжения НРП ВОЛП допускается осуществлять от одного источника по двум ЛЭП, подключенным к разным подстанциям или разным секциям шин одной подстанции.

В состав ЭУ НРП ВОЛП должны входить две, как правило, столбовые (мачтовые) ТП трансформаторные подстанции (ТП1 и ТП2). В обоснованных случаях допускается размещение ТП в отдельных строениях или на огороженных площадках.

ТП содержат:

- понижающие трансформаторы Т1 и Т2;
- высоковольтные разъединители Q1 и Q2;
- высоковольтные разрядники Р1 и Р2;
- оборудование коммутации (низковольтные разъединители Q3 и Q4) и защиты (предохранители) на стороне низкого напряжения.

Высоковольтные разъединители должны иметь заземляющие ножи со стороны трансформатора с механической блокировкой, исключающей появление напряжения на трансформаторе при проведении профилактических или ремонтных работ на ТП. Привод этих разъединителей (Q1 и Q2) должен запирается на замок, а управление ими должно осуществляться с земли.

Трансформаторы, входящие в состав ТП, должны иметь защищенное или герметичное исполнение и быть рассчитаны на естественное воздушное охлаждение в соответствии с ГОСТ 11677-85. Номинальная мощность каждого из трансформаторов на ТП должна быть не менее 10 кВА. Номинальное значение напряжения на низкой стороне — 230 В. Качество электроэнергии на низкой стороне ТП должно соответствовать требованиям ГОСТ 13109-97.

Щиток низкого напряжения ТП должен быть размещен в шкафу в помещении НРП. Электропроводка между шкафом и трансформатором должна быть защищена от механических повреждений.

Устройства защиты обеспечивают:

- прием электроэнергии, поступающей от ТП;
- защиту от перенапряжений;
- передачу электроэнергии электрических сетей на устройства приема переменного тока (УППТ).

УЗ должно быть разработано в виде функционально завершеного конструктива и допускать установку как на стене, так и внутри УППТ.

Конструкция УЗ должна обеспечивать возможность обслуживания с лицевой стороны. Устройства, входящие в состав УЗ, должны быть установлены таким образом, чтобы при снятом напряжении с какой либо цепи относящиеся к ней устройства, токоведущие части и конструкции могли подвергаться безопасному осмотру, замене и ремонту без нарушения нормальной работы соседних цепей.

УППТ предназначено для:

- приема электроэнергии с выходных выводов УЗ;
- приема электроэнергии от передвижной электростанции (ПЭС);
- питания нагрузок НРП ВОЛП от любого из источников электрических энергии;
- автоматического переключения на исправный источник;
- контроля напряжения, поступающего от электрических сетей энергосистем;
- учета активной электроэнергии, потребляемой от электрических сетей;
- токораспределения по нагрузкам НРП;
- защиты от сверхтоков в цепях переменного тока;
- автоматического защитного отключения и контроля сопротивления изоляции;
- сигнализации о режимах работы УППТ.

УППТ имеют минимум три выходных вывода:

- 1) мощностью до 8 кВА для подключения УБП;
- 2) мощностью до 0,7 кВА для питания измерительных приборов;
- 3) мощностью до 1 кВА для питания освещения и электроинструмента через понижающий трансформатор 220/42 В.

В УППТ, рассчитанных на прием электроэнергии от источников с изолированной нейтралью, должен быть предусмотрен непрерывный автоматический контроль сопротивления изоляции токоведущих частей относительно земли. При снижении сопротивления изоляции до 30 и 15 кОм в цепях с номинальным напряжением 380 и 220 В соответственно должен вырабатываться предупредительный сигнал. В УППТ предусмотрена возможность трансляции этого сигнала по цепи телеконтроля. При снижении сопротивления изоляции до 2...5 кОм должно осуществляться автоматическое отключение нагрузок, подключенных к выходным выводам 2 и 3 УППТ (см. рис. 9.12) и выдаваться аварийный сигнал.

В УППТ, рассчитанных на прием электроэнергии от источников с глухозаземленной нейтралью, предусматривается дополнительная защита от поражения электрическим током в нормальном режиме с помощью УЗО с током срабатывания не более 30 мА. При

невозможности обеспечения устойчивой работы схемы с УЗО на ток срабатывания 30 мА рекомендуется установка на входе в контейнер НРП ВОЛП разделительного трансформатора для перехода со схемы электроснабжения с глухозаземленной нейтралью на схему с изолированной нейтралью.

Для обеспечения бесперебойности питания аппаратуры на НРП ВОЛП предусмотрена УБП, общая для аппаратуры всех систем передачи данного НРП. В состав УБП входят: стабилизированные выпрямители; двухгруппная аккумуляторная батарея; устройства контроля и управления режимами УБП; устройства распределения и защиты цепей переменного и постоянного тока.

При наличии сети переменного тока выпрямительные устройства, входящие в состав УБП обеспечивают питание аппаратуры связи и непрерывный подзаряд аккумуляторной батареи. В случае пропадания сети переменного тока питание аппаратуры связи осуществляется от разряжающейся аккумуляторной батареи. При восстановлении сети или по прибытию ПЭС УБП обеспечивает питание аппаратуры с одновременным зарядом аккумуляторной батареи.

В УБП предусмотрены коммутационные аппараты, обеспечивающие ручное отключение любой из групп аккумуляторной батареи для профилактики и ремонта.

Аккумуляторная батарея комплектуется кислотными герметизированными аккумуляторами. Емкость каждой группы аккумуляторной батареи выбирается из условия питания аппаратуры связи в течение по крайней мере 24 ч. Время восстановления 90 % емкости батареи не должно превышать 24 ч.

В УБП предусмотрено автоматическое аварийное отключение аккумуляторной батареи при понижении напряжения на ней до 1,75 В на элемент.

В УБП имеется предупредительная сигнализация о пропадании напряжения переменного тока на входных зажимах выпрямителей и повреждении выпрямителей, а также аварийная сигнализация при перегорании предохранителей в цепи аккумуляторной батареи, отключении аккумуляторной батареи при понижении напряжения на ней до 1,75 В на элемент и срабатывании устройств защиты в цепях питания аппаратуры. Обобщенный предупредительный аварийный сигнал транслируется по цепи телеконтроля системы передачи.

Оборудование УБП, как правило, размещается в шкафах с габаритами, обеспечивающими их размещение в контейнере (цистерне) НРП ВОЛП. Конструкция шкафов с преобразовательным оборудованием УБП обеспечивает обслуживание с лицевой стороны и допускает их установку к стене.

Аккумуляторы, входящие в состав УБП, устанавливаются на стеллажах или в шкафах, обеспечивающих возможность обслуживания, монтажа и демонтажа каждой группы батареи без нарушения работы УБП.

Электрическое освещение НРП должно быть рассчитано на питание через входящий в состав УППТ понижающий трансформатор мощностью до 1 кВт с выходным напряжением не более 42 В.

В надземной надстройке НРП ВОЛП предусмотрен однополюсный выключатель в цепи 42 В, общий для всех светильников. В качестве светильников применяются лампы накаливания.

Аварийное освещение НРП осуществляется от ручных осветительных приборов с аккумуляторами или сухими элементами.

9.3. Система контроля и управления оборудованием электроустановок

9.3.1. Основные положения системы

Качество, надежность и эксплуатационные характеристики современных электроустановок для телекоммуникационных систем во многом определяются возможностями информационных технологий, которые в них используются.

Цифровые контроллеры в модулях управления и отдельных устройствах электроустановки осуществляют постоянный контроль состояния оборудования, оптимизируют режимы работы и прогнозируют возможные неисправности для их своевременного устранения, а также контролируют показатели окружающей среды, параметры питающей сети и осуществляют мониторинг других устройств электроустановки.

Именно использование цифровых контроллеров в ЭПУ позволяет существенно повысить надежность электропитания аппаратуры. Действительно, коэффициент готовности ЭПУ определяется в том числе и временем восстановления. Наличие системы управления и мониторинга в ЭПУ, возможность передачи информации с использованием современных эффективных технологий коммутации пакетов позволяет своевременно осуществлять регламентные и профилактические работы, что сокращает до минимума время простоя.

Повышение требований к надежности, расширение номенклатуры элементов установок и применение на сетях связи децентрализованных систем электропитания резко повысили требования к системам контроля и управления установками электропитания. Упомянутые факторы потребовали новых разработок и внедрения в повседнев-

ную практику систем контроля и управления оборудования электропитания.

Система контроля и управления представляет собой иерархическую систему, которая обеспечивает взаимодействие ее элементов между собой и с оборудованием электроустановок по сетям передачи данных или (и) другим сетям на основе стандартизованных протоколов и интерфейсов.

При построении системы используются устройства, предназначенные для обработки сигналов контроля, управления и обеспечения интерпретации информации для пользователя, а также необходимые преобразователи для согласования стандартных интерфейсов с различными протоколами.

Система обеспечивает оперативную информацию о неисправностях и изменениях состояния контролируемых и управляемых элементов оборудования в реальном масштабе времени как автоматически, так и по запросу оператора, ведение журналов регистрации неисправностей и состояния оборудования с возможностью вывода информации на печать и на внешние запоминающие устройства, а также осуществлять установку приоритетов доступа.

Система позволяет задавать и изменять режимы работы устройств, включая уставки пороговых значений контролируемых параметров для выработки аварийных сигналов, и дистанционно изменить конфигурацию установки электропитания для обеспечения нормальной работы путем включения и отключения ее элементов.

Информационное обеспечение системы содержит материалы об оперативной обстановке, необходимую нормативно-справочную информацию и базу данных, а также необходимые сведения обо всех объектах, входящих в сеть, включая описание схемы и состояния этой сети. Важной функцией информационного обеспечения является возможность длительного хранения информации в базе данных и ее защита от несанкционированного доступа и разрушения.

Взаимодействие оператора с системой осуществляется через интерфейс пользователя. Для взаимодействия оператора на уровне управления элементами установки электропитания предусматриваются следующие основные режимы:

- установка программного обеспечения;
- текущий контроль за состоянием оборудования и диалоговый режим управления в реальном времени;
- создание базы данных и периодическое тестирование элементов.

Вход в перечисленные режимы осуществляется с помощью меню после введения пароля пользователя. На экране дисплея предусматривается отображение аварийных и предупредительных сигналов.

Реализация отображения осуществляется с использованием текстовых сообщений, графиков и схем, которые имеют определенную цветовую гамму в зависимости от важности поступившего сообщения. Кроме того, в интерфейс пользователя входят журналы (или один обобщенный журнал), в которых отражается и хранится информация, характеризующая работу и состояние оборудования, за определенный период времени, заданный пользователем. В журналах предусматривается возможность выборки и сортировки данных по типам аварий, категорий срочности, дате и времени применительно к каждому устройству установки электропитания. Выход из строя любого устройства контроля и управления не должен приводить к перебоям в электропитании аппаратуры связи.

9.3.2. Структура системы контроля и управления

В настоящее время технические возможности позволяют создавать различные конфигурации системы. Принципиально система должна содержать три компонента, а именно: контролируемые объекты, центр управления и инфраструктуру, обеспечивающую обмен информацией между ними. В общем виде структура системы приведена на рис. 9.13.

Центр управления представляет собой комплекс, работающий с рядом территориально размещенных объектов, которые содержат



Рис. 9.13. Структура системы

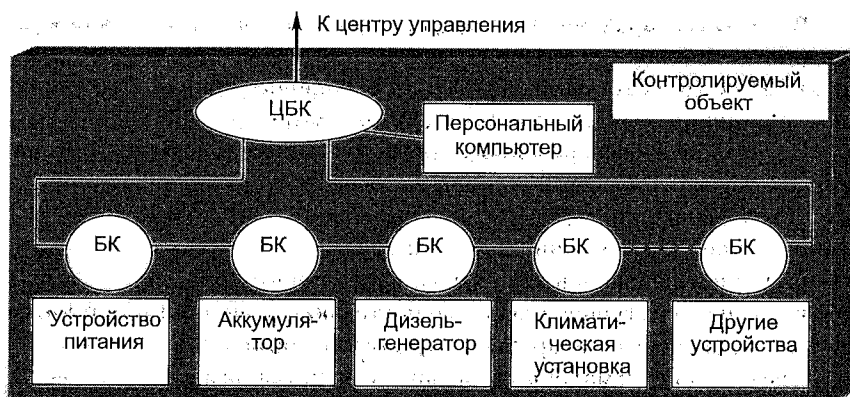


Рис. 9.14. Оборудование контролируемого объекта

электроустановки предприятий связи. Основными функциями центра являются контроль за нормальной работой электроустановок и управление оборудованием электроустановок с целью поддержания заданного рабочего состояния системы.

Необходимость изменения конфигурации электроустановки может возникнуть как в нормальном режиме ее работы, например с целью повышения энергетических показателей, так и в аварийных ситуациях с целью восстановления заданных показателей, путем замены неисправного оборудования.

Контролируемый объект (рис. 9.14) должен иметь устройство управления и сбора данных о состоянии оборудования электроустановки (блоки контроля — БК), информация от которых поступает в центральный блок (ЦБК). Блоки контроля размещаются, как правило, непосредственно в контролируемом оборудовании, например в устройстве электропитания, дизель-генераторной установке и др.

Центральный блок получает информацию от блоков контроля, обрабатывает ее и, в зависимости от важности, выдает сигналы для вмешательства обслуживающего персонала или отправляет ее в базу данных. Центральный блок выдает информацию в цифровом виде, а также имеет ограниченное количество релейных «сухих контактов».

Центральный блок электроустановки осуществляет контроль и управление устройствами ввода и защиты первичного источника электроэнергии (внешней сети), запуском и остановкой собственной электростанции, оборудованием установок бесперебойного электропитания, осуществляет диагностику и отключение аккумуляторной батареи при ее полном разряде, а также осуществляет контроль за работой климатической установки объекта.

В качестве примера рассмотрим более подробно возможности центрального блока, контролирующего оборудование электроустановки, в состав которой входит УВП постоянного тока, собственная электростанция и установка контроля климата.

В установке бесперебойного электропитания постоянного тока должен осуществляться контроль за:

- током нагрузки;
- напряжением постоянного тока;
- наличием неисправности в сети переменного тока;
- наличием внутренней неисправности любого модуля или блока;
- неисправностью батарейного предохранителя.

Система предусматривает выдачу таких, например, сигналов:

- сигнал неисправности выпрямителя;
- аварийный сигнал срабатывания автомата защиты;
- сигнал отключения выпрямителя при проверки аккумуляторных батарей.

Контроль за аккумуляторными осуществляется по следующим параметрам:

- полный ток нагрузки аккумуляторных батарей;
- ток нагрузки отдельной аккумуляторной батареи;
- напряжение на отдельной аккумуляторной батарее;
- напряжение на отдельном аккумуляторе (моноблоке);
- аварийный сигнал уровня электролита (для классических кислотных аккумуляторов);
- температура батарей;
- температура в помещении;
- расчетное время резервирования;
- расчетная емкость в нормальном состоянии;
- аварийный сигнал разброса напряжения отдельных элементов.

В системе регуляции климата контролируются температура наружного воздуха и воздуха в помещении.

Подаются сигналы о неисправности установки охлаждения и аварийный сигнал термодатчика.

При контроле оборудования собственной электростанции формируются сигналы:

- о неисправности генератора;
- аварийный сигнал уровня топлива;
- аварийный сигнал перегрева жидкости в системе охлаждения и масла;
- низкое давление масла;
- низкое напряжение стартерной батареи

и еще пять основных аварийных сигналов в зависимости от типа применяемого оборудования.

Кроме того, существует возможность осуществлять дистанционный запуск и дистанционную остановку электростанции.

В цепях переменного тока контролируется:

- переменное напряжение между фазами (линейное напряжение);
- переменное напряжение между каждой фазой и нейтралью;
- значение тока в каждой фазе;
- частота переменного тока;
- активная мощность каждой фазы;
- реактивная мощность каждой фазы;
- коэффициент мощности по каждой фазе;
- коэффициент гармоник по каждой фазе;
- потребление энергии;
- состояние аварийного ввода резерва.

Формируются следующие сигналы:

- аварийный сигнал ухода частоты;
- неисправность в сети переменного тока;
- повышение напряжения и аварийное повышение напряжения в одной из фаз;
- понижение напряжения и аварийное понижение напряжения в одной из фаз.

Приведенный в рассмотренном выше примере объем показателей контроля и управления работой оборудования электроустановки в условиях реальной сети электросвязи может быть дополнен рядом других показателей и сигналов.

Ниже рассмотрим пример тестирования емкости аккумуляторной батареи. Тестирование может начаться либо автоматически, если какие-либо параметры ее вышли за норму, либо по команде из центра управления.

Процесс начинается с принудительного понижения выходного напряжения выпрямителей до заданного уровня. При этом батарея разряжается на питаемую нагрузку и контролируется время разряда.

Если за заданный промежуток времени измеренное на батарее напряжение оказалось ниже установленного уровня, что характеризует потерю емкости аккумуляторной батареи, то центральный блок включает сигнал тревоги, записывает информацию в базу данных и передает ее в центр управления для принятия решения о дальнейшей работе с этой батареей. При этом блок контроля (по запросу из центра управления) также выдает всю информацию о батарее, указанную выше, и заполняет ее.

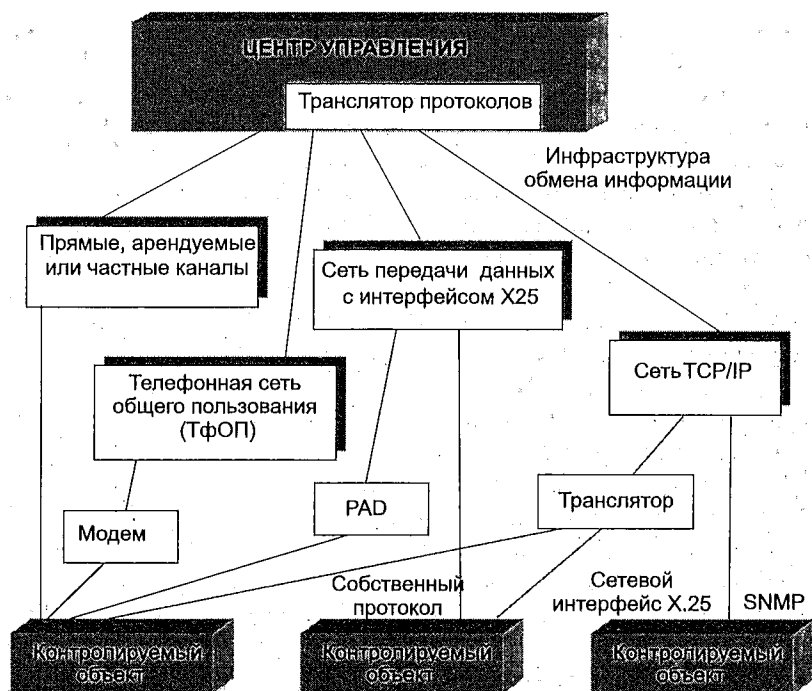


Рис. 9.15. Инфраструктура обмена информацией между центром управления и оборудованием контролируемого объекта

Инфраструктура обмена информацией обеспечивает передачу сигналов между центром управления и оборудованием контролируемого объекта, для чего использует стандартные сети и каналы связи. На рис. 9.15 показан возможный вариант построения инфраструктуры с применением сетей TCP/IP, передачи данных и телефонной сети общего пользования (ТфОП) и прямых арендуемых каналов. Контролируемые объекты, как правило, имеют интерфейсы трех видов: собственный протокол, сетевой интерфейс X.25 и SNMP. Для взаимодействия контролируемых объектов с различными сетями применяются соответствующие адаптеры. На рис. 9.15 это модем, PAD и транслятор, которые позволяют взаимодействовать контролируемому объекту с ТфОП, сетями TCP/IP и передачи данных с интерфейсом X.25.

Надежность устройств и систем электропитания

10.1. Основы теории надежности

Под надежностью понимают способность устройства или системы выполнять свои функции в процессе эксплуатации. Надежность системы определяется надежностью ее элементов и узлов, наличием или отсутствием резервирования и условиями эксплуатации аппаратуры. Надежность является одним из наиболее важных технико-экономических показателей любых устройств и систем.

Для количественной оценки надежности конкретного элемента аппаратуры используют понятие интенсивности отказов элемента λ . Эта величина показывает, чему равно относительное количество одинаковых элементов вышедших из строя за единицу времени эксплуатации:

$$\lambda = n / (N \Delta t), \quad (10.1)$$

где n — количество элементов вышедших из строя, N — общее количество элементов данного типа, Δt — время эксплуатации элементов.

Интенсивность отказов элемента в основном определяется технологией его изготовления, режимом работы и временем его эксплуатации. Характер зависимости λ от времени эксплуатации для большинства элементов имеет вид, показанный на рис. 10.1.

На этом рисунке можно выделить 3 интервала. Первый интервал $0 < t < t_1$ — интервал «приработки», когда интенсивность отказов уменьшается по мере увеличения периода эксплуатации, второй интервал $t_1 \leq t < t_2$ — рабочий, когда λ остается практически постоянной величиной, и третий интервал $t_2 \leq t < t_3$, когда λ возрастает по мере

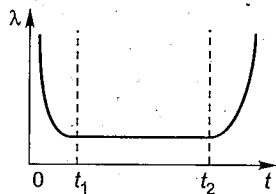


Рис. 10.1. Характер зависимости интенсивности отказов элемента от времени

увеличения времени эксплуатации. Параметры надежности рассчитывают для второго интервала.

Под отказом устройства или системы понимают выход хотя бы одного параметра устройства или системы за допустимые пределы как в установившемся, так и в переходном режимах. Если нет резервирования, то отказ одного элемента приводит к выходу из строя всего устройства.

Отказ устройства в момент времени t — случайная величина, поэтому можно говорить лишь о вероятности отказа. Обычно предполагают, что плотность вероятностей отказов подчинена экспоненциальному закону. Если допустить, что отказ какого-либо элемента устройства не зависит от отказа любого другого элемента (что, в общем случае, не справедливо), то параметром закона распределения λ_Σ будет сумма интенсивностей отказов элементов всех типов, которые используются в устройстве. Эта величина равна

$$\lambda_\Sigma = \sum_{k=1}^N m_k \lambda_k,$$

где λ_k — интенсивность отказов элементов k -го типа; N — количество типов элементов; m_k — количество элементов k -го типа. Для учета режима работы конкретного элемента используют поправочные коэффициенты для λ_k , учитывающие изменение значений λ_k при работе в режимах, отличных от номинального. С учетом сказанного выше, функция плотности распределения вероятности отказов устройства, не использующего резервирование,

$$W(t) = \lambda_\Sigma \exp(-\lambda_\Sigma t). \quad (10.2)$$

С наибольшей вероятностью отказ произойдет в момент времени соответствующий математическому ожиданию (среднему значению) случайной величины t , которое равно $t_{\text{ср}} = 1/\lambda_\Sigma$, эту величину называют средним временем наработки на отказ. Вероятность того, что отказ произойдет за время $t \leq \Delta t$ определяется интегральным законом распределения случайной величины времени отказа:

$$Q(\Delta t) = \int_0^{\Delta t} W(t) dt = 1 - \exp(-\Delta t \lambda_\Sigma). \quad (10.4)$$

Интервал времени $t_{0,5}$, за который откажут 50 % аналогичной аппаратуры, определяется уравнением $Q(t_{0,5}) = 0,5$ и равен $t_{0,5} = \ln 2 / \lambda_\Sigma$.

Вероятность безотказной работы за время Δt

$$P(\Delta t) = 1 - Q(\Delta t) = \exp(-\Delta t \lambda_{\Sigma}). \quad (10.5)$$

Для восстанавливаемой в процессе эксплуатации аппаратуры, помимо приведенных параметров оценки надежности, применяют также среднее время восстановления (простоя) аппаратуры либо ее узла, интенсивность восстановления аппаратуры и коэффициент готовности аппаратуры к функционированию. Среднее время восстановления τ_b включает в себя время активного ремонта неисправности, время диагностирования и определения неисправности и время доставки аппаратуры или ее узла к месту ремонта. Среднее время восстановления во многом зависит от системы контроля и ее надежности, а также от квалификации обслуживающего персонала. В принципе не всякая неисправность может быть выявлена сразу системой контроля или обслуживающим персоналом. Поэтому различают неисправность, которая может быть выявлена сразу, и так называемую «спящую» неисправность, которая с той или иной вероятностью может быть выявлена при тестировании, профилактическом обслуживании и предупредительном ремонте аппаратуры. В дальнейшем будем предполагать отсутствие «спящих» неисправностей. Интенсивность восстановления является величиной обратной среднему времени восстановления

$$\mu = 1/\tau_b. \quad (10.6)$$

Для восстанавливаемой аппаратуры необходимо использовать не среднее время наработки на отказ, а среднее время между двумя отказами

$$T_{cp} = t_{cp} + \tau_b. \quad (10.7)$$

В реальной аппаратуре электропитания устройств и систем телекоммуникаций $t_{cp} \ll \tau_b$, поэтому среднее время восстановления между двумя отказами будет практически равно t_{cp} .

Готовность аппаратуры к функционированию характеризуют коэффициентом готовности

$$k_r = t_{cp} / (t_{cp} + \tau_b) = \frac{1}{1 + \tau_b / t_{cp}}. \quad (10.8)$$

Величина t_{cp} для конкретного устройства постоянна, коэффициент готовности тем больше, чем меньше среднее время восстановления. Максимальная величина коэффициента готовности $k_{r \max} = 1$. В отдельных случаях вместо коэффициента готовности применяют

коэффициент простоя

$$k_{\text{пр}} = \tau_{\text{в}} / (\tau_{\text{в}} + t_{\text{ср}}) = 1 - k_{\text{г}}. \quad (10.9)$$

С целью повышения надежности в источниках (системах) электропитания широко применяют резервирование по блокам, устройствам, источникам электрической энергии. Резервирование может быть «горячим» и «холодным». При «горячем» резервировании резервирующее устройство постоянно включено и либо работает совместно с резервируемыми устройствами на общую нагрузку, либо находится в режиме холостого хода. Например, предположим, что в состав буферной системы электропитания с вольтодобавочными конверторами входят пять постоянно включенных вольтодобавочных конверторов, тогда как для обеспечения питания аппаратуры (при отключении сети переменного тока) требуется четыре конвертора, т.е. в этом случае пятый конвертор используется как резервирующий. Если все конверторы исправны, то каждый из них работает с неполной загрузкой по мощности. В этом случае при выходе одного конвертора из строя, «избыточный» конвертор позволяет обеспечить нормальную работу аппаратуры.

В случае «холодного» резервирования резервирующее устройство включается только тогда, когда происходит отказ одного из резервируемых устройств.

При использовании резервирования отказ одного или нескольких устройств не обязательно приводит к отказу системы в целом. Для оценки надежности систем с резервированием используют математический аппарат теории процессов Маркова с использованием так называемых ориентированных графов. В этом случае предполагают, что система может находиться в одном из n состояний, $n - 1$ из которых соответствуют обеспечению заданных параметров системы, а одно состояние соответствует выходу системы из строя. За исходное принимают состояние, когда все узлы (элементы) системы исправны. Отказ одного из узлов (элементов) системы переводит ее в другое состояние. Момент перехода системы из одного состояния в другое является дискретной случайной величиной. Предполагают, что вероятность перехода из одного состояния в другое не зависит от предыстории системы (система без памяти), а время перехода из одного состояния в другое распределено по закону Пуассона (закон распределения редких событий). Тогда для оценки надежности можно использовать теорию графов в приложении к цепям Маркова [55, 56].

Покажем построение ориентированного графа для рассмотренного ранее примера, когда пять конверторов работают на общую нагрузку, причем четыре из них могут обеспечить питание нагрузки с

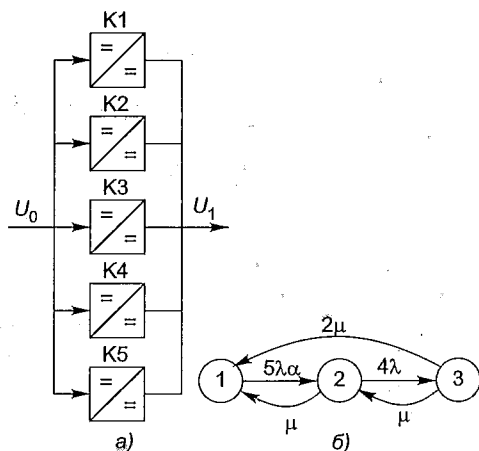


Рис. 10.2. Схема включения пяти конверторов (а) и граф переходов (б)

номинальными параметрами (рис. 10.2,а). Систему характеризуют три состояния: 1 — все конверторы исправны и работают с недогрузкой; 2 — один из конверторов вышел из строя, в системе осталось четыре конвертора, система работает исправно при полной загрузке каждого конвертора; 3 — вышел из строя еще один конвертор, что привело к отказу системы питания. Переход из состояния 1 в состояние 2 характеризуется интенсивностью отказов $\lambda_1 = 5\alpha\lambda$, где λ — интенсивность отказов одного конвертора; 5 — количество конверторов в системе; α — поправочный коэффициент, учитывающий неполную загрузку конверторов, $\alpha < 1$. Состояние 2 является возвратным — система может снова вернуться в состояние 1. Интенсивность восстановления определяется интенсивностью восстановления одного конвертора μ . Переход из рабочего состояния 2 в нерабочее состояние 3 характеризуется интенсивностью отказов $\lambda_2 = 4\lambda$. Состояние 3 также является возвратным, в зависимости от числа отремонтированных конверторов система может вернуться в состояние 2 с интенсивностью восстановления μ или в состояние 1 с интенсивностью восстановления 2μ . Граф переходов показан на рис. 10.2,б.

На основании графа переходов (рис. 10.2,б) составим квадратную матрицу переходов. Число строк и число столбцов этой матрицы равно числу всех состояний системы, следовательно, в нашем примере получим матрицу M третьего порядка. Диагональные элементы матрицы переходов содержат сумму интенсивностей переходов соответствующих исходящим из данного узла ветвям, взятых со знаком минус. Остальные элементы — сумма интенсивностей переходов для

ветвей графа входящих в данный узел из остальных узлов. В нашем примере первая строка матрицы соответствует первому узлу графа, ее первый элемент равен взятой с обратным знаком интенсивности переходов из первого узла во второй узел (исходящая ветвь). Второй элемент — интенсивность переходов из второго узла в первый (входящая ветвь). Третий элемент — интенсивность переходов из третьего узла в первый. Вторая строка соответствует второму узлу. Первый элемент — интенсивность переходов из первого узла во второй узел (входящая ветвь). Второй элемент — взятая с обратным знаком сумма интенсивностей переходов из второго в первый и третий узлы (исходящие ветви). Третий элемент — интенсивность переходов из третьего узла во второй узел (входящая ветвь). Третья строка соответствует третьему узлу. Первый элемент — интенсивность переходов из первого узла в третий (равен нулю). Второй элемент — интенсивность переходов из второго узла в третий (входящая ветвь). Третий элемент — взятая с обратным знаком интенсивность переходов из третьего узла в первый и второй узлы.

Для нашего примера матрица переходов

$$M = \begin{pmatrix} -5\alpha\lambda & \mu & 2\mu \\ 5\alpha\lambda & -4\lambda - \mu & \mu \\ 0 & 4\lambda & -3\lambda \end{pmatrix}. \quad (10.10)$$

При определении среднего времени $t_{\text{ср}}$ наработки на отказ системы электропитания с резервированием учитывают все возможные состояния системы кроме состояния отказа. Величина $t_{\text{ср}}$ зависит от значения определителя (детерминанта) D_1 матрицы M_1 , порядок которой на единицу меньше порядка матрицы переходов M . Матрица M_1 получается из матрицы M вычеркиванием из M последней строки и последнего столбца, соответствующих состоянию отказа системы. В нашем примере матрица M_1 будет иметь следующий вид:

$$M_1 = \begin{pmatrix} -5\alpha\lambda & \mu \\ 5\alpha\lambda & -4\lambda - \mu \end{pmatrix}. \quad (10.11)$$

Для нахождения $t_{\text{ср}}$ необходимо рассчитать значение определителя D_2 матрицы M_2 , которую получают из матрицы M_1 заменой всех элементов первой строки на единицы:

$$M_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 5\alpha\lambda & -4\lambda - \mu \end{pmatrix}. \quad (10.12)$$

Среднее время наработки на отказ системы электропитания с ре-

зернированием

$$t_{cp} = -D_2/D_1. \quad (10.13)$$

Для нашего примера

$$D_1 = 20\alpha\lambda^2; \quad D_2 = -4\lambda - \mu - 4\alpha\lambda.$$

Допустим, что интенсивность отказов одного конвертора $\lambda = 10^{-4}$ 1/ч; коэффициент загрузки по мощности одного конвертора при пяти конверторах работающих параллельно $\alpha = 0,75$; интенсивность восстановления конверторов $\mu = 4 \cdot 10^{-2}$ 1/ч. Тогда для нашего примера среднее время наработки на отказ составит $t_{cp} = 2,7 \cdot 10^5$ часов (примерно 31 год).

Коэффициент готовности системы также можно вычислить через определители двух матриц M_3 и M_4 . Матрица M_3 получается из матрицы M удалением нижней строки и добавлением верхней строки, содержащей в качестве элементов единицы:

$$M_3 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -5\alpha\lambda & \mu & 2\mu \\ 5\alpha\lambda & -4\lambda - \mu & \mu \end{pmatrix}. \quad (10.14)$$

Матрица M_4 такая же, как M_3 , но последний элемент первой строки равен нулю:

$$M_4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -5\alpha\lambda & \mu & 2\mu \\ 5\alpha\lambda & -4\lambda - \mu & \mu \end{pmatrix}. \quad (10.15)$$

Коэффициент готовности равен отношению определителя D_4 матрицы M_4 к определителю D_3 матрицы M_3 . Для нашего примера коэффициент готовности

$$k_r = 0,9999692. \quad (10.16)$$

Зная среднее время наработки на отказ и коэффициент готовности, можно найти среднее время восстановления τ_b и среднее время безотказной работы системы T_{cp} :

$$\tau_b = t_{cp} \frac{1 - k_r}{k_r}; \quad T_{cp} = t_{cp} + \tau_b = \frac{t_{cp}}{k_r}. \quad (10.17)$$

Степень сложности математических расчетов параметров надежности экспоненциально растет с ростом числа возможных состояний системы, поэтому при расчете целесообразно использовать пакеты математических программ типа MathCAD, Maple и т.д.

10.2. Аккумуляторная батарея как резервный элемент системы электропитания

В состав любого УБП постоянного и УБП переменного тока аппаратуры телекоммуникаций входят аккумуляторные батареи. Эти АБ используются в качестве резервного источника энергии, как при отключениях сети переменного тока, так и в случае одновременного выхода из строя нескольких выпрямительных устройств, входящих в состав УБП, так что оставшиеся исправными выпрямители не могут обеспечить полностью питание аппаратуры. Принципиально с позиции надежности подачи электроэнергии к аппаратуре под интенсивностью отказов АБ следует понимать величину, обратную возможной длительности ее разряда. При этом, если в первом случае длительность разряда АБ определяется ее номинальной емкостью и мощностью потребляемой аппаратурой, то во втором случае АБ только частично разряжается, так что длительность ее разряда будет существенно большей. Под интенсивностью восстановления АБ следует понимать величину, обратную времени ее заряда при появлении сети переменного тока и при условии, что выпрямительные устройства позволяют осуществить ее заряд (количество исправных выпрямителей будет достаточным). Что касается отказов, обусловленных выходом из строя самих АБ, то ввиду малой вероятности подобных событий их при расчете надежности систем электропитания можно не учитывать. Если в УБП применяется АБ в двухгруппном исполнении, то надо помнить, что время разряда обеих групп будет больше, чем удвоенное значение времени разряда одной группы батареи, так как каждая группа разряжается меньшим током.

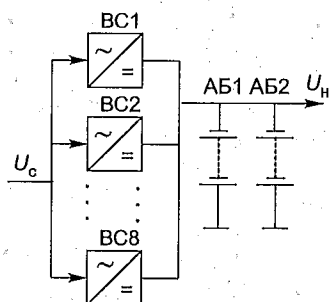


Рис. 10.3. Структурная схема выпрямительно-аккумуляторной установки

В качестве примера рассмотрим возможные состояния УБП постоянного тока (рис. 10.3), в состав которого входят двухгруппная АБ, номинальная емкость каждой группы которой обеспечивает питание аппаратуры в течение часа; шесть рабочих выпрямительных модулей, полностью обеспечивающих питание аппаратуры и два резервных модуля, используемых для заряда АБ и резервирования рабочих модулей.

Данное устройство может находиться в одном из шести состояний:

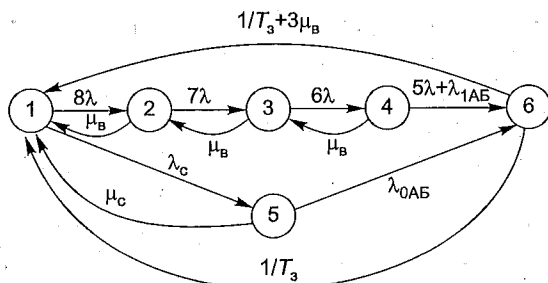


Рис. 10.4. Ориентированный граф УБП постоянного тока

1 — все выпрямители и электрическая сеть исправны (рабочее состояние);

2 — отказал один из выпрямителей, сеть исправна (рабочее состояние);

3 — отказали два выпрямителя, сеть исправна (рабочее состояние);

4 — отказали три выпрямителя, сеть исправна, питание аппаратуры обеспечивают пять исправных выпрямителей и аккумуляторная батарея, которая переходит в режим разряда (рабочее состояние);

5 — пропало напряжение электрической сети переменного тока, питание аппаратуры обеспечивается только за счет разряда АБ, поэтому время разряда батареи будет значительно меньше, чем для четвертого состояния, когда ток нагрузки обеспечивается не только за счет разряда АБ, но и пятью исправными выпрямительными модулями (рабочее состояние);

6 — произошел полный разряд аккумуляторной батареи (состояние отказа системы).

Ориентированный граф этой системы показан на рис. 10.4. Все состояния являются возвратными.

Исходящие из узлов ветви соответствуют переходам из данного состояния в другие состояния. Входящие в узлы ветви соответствуют переходам из других состояний в данное состояние. Обозначения над ветвями графа соответствуют интенсивностям отказов и интенсивностям восстановления узлов установки:

λ_v — интенсивность отказов одного выпрямителя;

λ_{1AB} — интенсивность отказов аккумуляторной батареи при наличии пяти работоспособных выпрямительных модулей;

λ_{0AB} — интенсивность отказов аккумуляторной батареи в случае, когда аппаратура питается только от АБ ($\lambda_{0AB} > \lambda_{1AB}$);

λ_c — интенсивность отказов сети;

μ_B — интенсивность восстановлений одного выпрямителя;

$\mu_{AB} = 1/T_3$ — интенсивность восстановления аккумуляторной батареи (определяется временем заряда T_3);

μ_C — интенсивность восстановлений сети.

Матрица переходов M состояний в этом случае равна

$$\begin{pmatrix} -8\lambda_B - \lambda_C & \mu_B & 0 & 0 & \mu_C & \frac{2}{T_3} + 3\mu_B \\ 8\lambda_B & -7\lambda_B - \mu_B & \mu_B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 7\lambda_B & -6\lambda_B - \mu_B & \mu_B & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6\lambda_B & -5\lambda_B - \lambda_{1AB} - \mu_B & 0 & 0 \\ \lambda_C & 0 & 0 & 0 & -\lambda_{0AB} - \mu_C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5\lambda_B + \lambda_{1AB} & \lambda_{0AB} & \frac{-2}{T_3} - 3\mu_B \end{pmatrix}.$$

Матрицы M_1 и M_2 равны соответственно

$$\begin{pmatrix} -8\lambda_B - \lambda_C & \mu_B & 0 & 0 & \mu_C \\ 8\lambda_B & -7\lambda_B - \mu_B & \mu_B & 0 & 0 \\ 0 & 7\lambda_B & -6\lambda_B - \mu_B & \mu_B & 0 \\ 0 & 0 & 6\lambda_B & -5\lambda_B - \lambda_{1AB} - \mu_B & 0 \\ \lambda_C & 0 & 0 & 0 & -\lambda_{0AB} - \mu_C \end{pmatrix}$$

и

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 8\lambda_B & -7\lambda_B - \mu_B & \mu_B & 0 & 0 \\ 0 & 7\lambda_B & -6\lambda_B - \mu_B & \mu_B & 0 \\ 0 & 0 & 6\lambda_B & -5\lambda_B - \lambda_{1AB} - \mu_B & 0 \\ \lambda_C & 0 & 0 & 0 & -\lambda_{0AB} - \mu_C \end{pmatrix}.$$

Предположим, что интенсивность отказов выпрямителей равна $\lambda_B = 5 \cdot 10^{-5}$ 1/ч; интенсивность восстановления выпрямителей $\mu_B = 0,125$ 1/ч; интенсивность отказов аккумуляторной батареи $\lambda_{0AB} = 0,33$ 1/ч, а $\lambda_{1AB} = 0,1$ 1/ч. Среднее время наработки на отказ определим для случая $\lambda_C = 1/8760$ 1/ч при интенсивности восстановления сети $\mu_C = 1$ 1/ч (один источник электроснабжения без резервирования) и для случая $\lambda_C = 10^{-7}$ при интенсивности восстановления сети $\mu_C = 1$ (два источника электроснабжения и устройство АВР). Тогда среднее время наработки на отказ УВП (выпрямительно-аккумуляторной установки) в первом случае составит $t_{cp} = 3,542 \cdot 10^4$, что не удовлетворяет требованиям по надежности, предъявляемым к УВП постоянного тока (см. гл. 9). Во втором случае $t_{cp} = 3,857 \cdot 10^7$ часов, что полностью удовлетворяет требованиям по надежности.

Построение ориентированных графов целесообразно выполнять не только для расчета параметров надежности систем электропита-

ния, но и для лучшего понимания и исследования возможных состояний этих систем при их изучении и разработки.

В качестве примера рассмотрим возможные состояния и переходы из состояния в состояние для УБП переменного тока, функциональная схема которого представлена на рис. 10.5,а.

В состав УБП входит выпрямительно-аккумуляторная установка, содержащая двухгруппную аккумуляторную батарею и четыре выпрямительных модуля, три из которых являются рабочими и обеспечивают питание инверторной установки при полной ее нагрузке и заряд аккумуляторной батареи. Четвертый выпрямительный модуль является резервирующим и обеспечивает горячее резервирование рабочих модулей. Инверторная установка содержит пять параллельно включенных между собой инверторов, четыре из которых являются рабочими, а пятый — резервирующим, обеспечивающим горячее резервирование. Электроснабжение УБП осуществляется от двух независимых друг от друга источников электроэнергии через устройство АВР. С целью сокращения числа возможных состояний УБП в рассматриваемом примере положим, что результирующая интенсивность отказов сети λ_c учитывает наличие двух резервирующих друг друга вводов и устройства АВР.

Резервирование инверторной системы осуществляется сетью переменного тока через электронное переключающее устройство (электронный байпас). Ориентированный граф состояний и переходов для этого УБП представлен на рис. 10.5,б.

Состояние 1 — все устройства, входящие в состав УБП, исправны. Питание инверторов осуществляется от сети переменного тока через выпрямительные устройства. Полностью заряженная АБ находится в режиме непрерывного подзаряда.

Отказал один из пяти инверторов. Система переходит в состояние 2, при котором оставшиеся инверторы обеспечивают нормальное питание аппаратуры. Это состояние является возвратным. Возврат из состояния 2 в состояние 1 характеризуется интенсивностью восстановления инвертора $\mu_{и}$.

Отказал еще один инвертор. Система переходит в состояние 3, при котором питание аппаратуры переводится электронным байпасом на сеть переменного тока. Переход из состояния 2 в состояние 3 характеризуется суммарной интенсивностью отказов инверторов и байпаса ($4\lambda_b + \lambda_6$). Это состояние также является возвратным.

Система перейдет в состояние 7 — отказа в случае, если произойдет отключение подачи электроэнергии даже по одному из вводов переменного тока. Переход из состояния 3 в состояние 7 характеризуется интенсивностью отказов λ_{1c} одного ввода переменного тока,

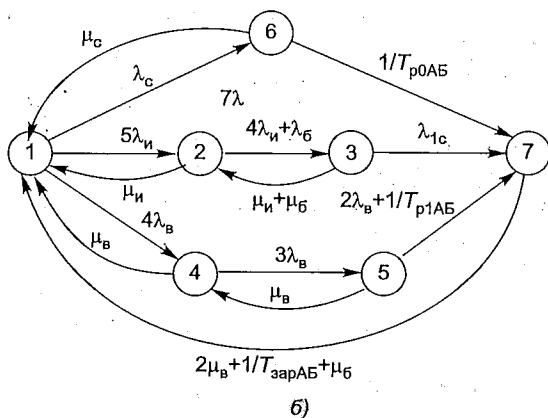
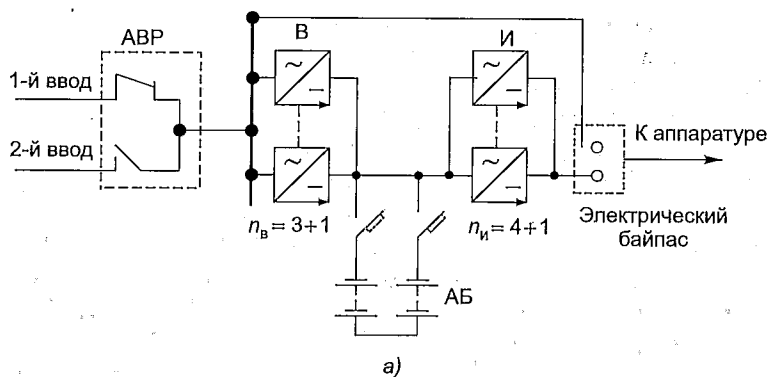


Рис. 10.5. Функциональная схема УВП переменного тока (а) и ориентированный граф состояний (б)

так как даже при наличии электронного АВР (для которого длительность перехода может составлять 0,1 с) после его срабатывания, придется перезапускать компьютеры и серверы. Для крупных городов можно считать нормальным одно отключение электроэнергии (по одному вводу) в год продолжительностью 1 час.

Система может перейти в состояние отказа (состояние 7) и при исправных элементах инверторной системы и исправных выпрямительных модулях в случае отключения подачи электроэнергии по обоим вводам или выходе из строя устройства АВР. В этом случае система перейдет из состояния 1 в состояние 6 (рабочее состояние системы). Переход из состояния 6 в состояние отказа произойдет при разряде аккумуляторной батареи, от которой будет получать энергию инверторная система. Интенсивность перехода из состоя-

ния 6 в состояние отказа является величиной обратной длительности разряда АБ (T_{p0AB}).

Система может перейти в состояние отказа и при отказах выпрямительных модулей. При отказе одного выпрямительного модуля система переходит из состояния 1 в состояние 4, являющимся ее рабочим состоянием. При отказе еще одного выпрямителя система переходит из 4-го в 5-е состояние, при котором два оставшихся исправными выпрямителя будут работать в режиме ограничения тока. При этом АБ будет частично разряжаться разностным током потребления инверторной системой и суммарным током ограничения двух выпрямителей. Поэтому длительность разряда АБ T_{p1AB} будет существенно большей по сравнению с T_{p0AB} .

Читателю самому предлагается на основании ориентированного графа системы (рис. 10.5,б) составить матрицу M переходов и провести расчет среднего времени наработки на отказ при следующих данных:

$$\begin{aligned}T_{зарAB} &= 24 \text{ ч}; T_{p0AB} = 3 \text{ ч}; T_{p1AB} = 10 \text{ ч}; \\ \lambda_c &= 10^{-7} \text{ 1/ч}; \lambda_{1c} = 1,14 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}; \mu_c = 1 \text{ 1/ч}; \\ \lambda_b &= 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ 1/ч}; \mu_b = 0,125 \text{ 1/ч}; \\ \lambda_{и} &= 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ 1/ч}; \mu_{и} = 0,125 \text{ 1/ч}; \\ \lambda_6 &= 10^{-7} \text{ 1/ч}; \mu_6 = 0,05 \text{ 1/ч}.\end{aligned}$$

Литература

1. **Правила устройства электроустановок.** — М.: ЗАО Энергосервис, 2002.
2. **ГОСТ 13109–97.** Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах общего назначения.
3. **Бушуев В.М.** Электропитание устройств связи. — М.: Радио и связь, 1986.
4. **Электропитание устройств связи** / А.А. Бокуняев, В.М. Бушуев, А.С. Жерненко, А.С. Кадацкий, Ю.Д. Козляев. Под ред. Ю.Д. Козляева. — М.: Радио и связь, 1998.
5. www.neuhaus.ru
6. **Таганова А.А., Бубнов Ю.И.** Герметичные химические источники тока. Справочник. — С-Пб.: Химиздат, 2002, 174 с.
7. **Ханин Ц.И., Шалашова Л.М., Шейкина Т.С.** Эксплуатация электроустановок предприятий связи. — М.: Радио и связь, 1994. — 286 с.
8. **Андерсен А.Х.** Импеданс аккумуляторных батарей. Материалы третьего семинара Ericsson Energy Systems в Москве. — М.: 1998.
9. **Таганова А.А., Семенов А.Е.** Свинцовые аккумуляторные батареи. Справочник. — С-Пб.: Химиздат, 2004. — 118 с.
10. **Эксплуатационная документация.** Стационарные свинцово-кислотные необслуживаемые аккумуляторные батареи Sonnenschein. A600 OPZV (WE), A700.
11. **Эксплуатационная документация.** Стационарные свинцово-кислотные аккумуляторы Classic: OPZS, GroE, Ogi, OCSM. Техническое описание, инструкция по монтажу и эксплуатации. Аккумуляторы стационарные свинцовые типа ESPACE RG, HI. OLDHAM.
12. **SAFT.** Medium Prismatic Lithiumion batteries. Update version, 2001.
13. **PANASONIC** Lithium Ion Batteries. — Technical Handbook, 1999. — 27 p.
14. **Малая электроэнергетика в телекоммуникациях** // Информ Связь. 2004. № 8. С. 43–45.
15. **Использование солнечных батарей на сети связи Австралии** // Telecom Journal. 1989. Том 58, № 8.
16. **Использование солнечных батарей в Сьера-Леоне (Западная Африка)** // Communication Engeneering Internation. 1989. № 6.
17. **Использование солнечных батарей для электропитания аппаратуры связи** // Communication Internation. 1988. Т. 15. № 3.

18. Система электропитания на солнечных батареях // ETZ. 1988. Т. 109, № 14.
19. Бергалов И.Р., Исаев Р.И., Мехкамджанов Б.М. Исследование автономного солнечного источника электроэнергии для ВОСП // Электросвязь. 1990. № 10.
20. Карабанов С.И. Основные направления развития технологической базы фотовольтаических энергетических систем // Экологические системы. 2003. № 5.
21. Преобразователь энергии Ормат. Информационные материалы фирмы «Ормат», 2005.
22. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник / О.Г. Чебоксский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин. 2-е изд. М.: Энергоатомиздат, 1985
23. Полищук А. Полупроводниковые приборы на основе карбида кремния // Силовая электроника. 2004. № 8.
24. Hua G., Lee F. Soft switching PWM techniques and they applications // Proseedings EPE 93. 1993. pp. 87-92.
25. Розевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Design Center (PSPise). — М.: СК Пресс, 1966.
26. Электронные, квантовые приборы и микроэлектроника / Под редакцией Н.Д. Федорова. — М.: Радио и связь, 1998.
27. Блехер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов: Пер. с англ. / Под ред. И.В. Грехова. — Л.: Энергоатомиздат, 1986.
28. Thoborg K. Power electronics. 1988. Prentice Hall Int. (UK) Ltd.
29. Kim H., Tomas M., Jahns G. Ventkatraamanan minimization of the reverse recovery effects in hard-switched inverters using CoolMOS power swithes // IEEE IAS Annual Meeting. 2001.
30. Бономорский О., Воронин П., Куканов В., Щепкин Н. Сравнительные экспериментальные исследования модулей IGBT модулей на основе СИТ-МОП транзисторов // Силовая электроника. 2004. № 1. С. 18–21.
31. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи. Семейства, характеристики, применение. — М.: Додэка-XXI, 2001.
32. Колпаков А. SEMIX+SKIPPER=адаптивный интеллектуальный модуль IGBT нового поколения // Силовая электроника. 2005. № 1. С. 22–27.
33. Колпаков А. Особенности применения драйверов MOSFET и IGBT // Компоненты и технологии. 2000. № 6. С. 34–38.
34. Jayant V.B. Modern power devices. — N.Y.: John Wiley & Sons, 1987.
36. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах. Справочник. Под редакцией В.П. Дьяконова. — М.: Радио и связь, 1994.
37. Сергеев Б.С., Чечулина А.Н. Источники электропитания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта. — М.: Транспорт, 1998.
38. Ромаш Э.М. Дравович Ю.И., Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н. Высокочастотные транзисторные преобразователи. — М.: Радио и связь, 1988.

39. Журнал «Силовая электроника», бюллетень № 1, март 2005 г.
40. Колосов В.А. Электропитание стационарной радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1992. — 160 с.
41. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. — М: Техносфера, 2005. — 632 с.
42. Петров К.С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника: Учебное пособие — СПб.: Питер, 2006. — 522 с.
43. Груздев С. Емкости и конденсаторы // Схемотехника. 2000. № 1. С. 19–21.
44. Руденко В.С. и др. Основы преобразовательной техники. Учебник для вузов, 2-е изд. — М.: Высшая школа, 1980. — 424 с.
45. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 296 с.
46. Артамонов В.Н., Бокуняев А.А. Источники электропитания радиоустройств: Учебник для техникумов. — М.: Энергоиздат, 1982. — 296 с.
47. Бокуняев А.А. Релейные стабилизаторы напряжения постоянного тока. — М.: Энергия, 1978. — 88 с.
48. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 375 с.
49. Козляев Ю.Д. Инверторы напряжения. Методические указания и задания к циклу лабораторных работ и практических занятий. Новосибирск, 2004.
50. Todd P.C. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design. Unitrode Application note. U-134//www.ti.com
51. Бушуев В.М. Принципы организации систем бесперебойного электропитания аппаратуры связи. Технологии и средства связи. — М.: Гротек, 2005.
52. Бушуев В.М., Никитин И.Е. Универсальное устройство бесперебойного электропитания // Электросвязь. 2005. № 10.
53. Бушуев В.М. Установка бесперебойного питания постоянным током для аппаратуры связи // Технологии и средства связи. 2004. № 5.
54. Источники бесперебойного питания постоянного тока // Информ-курьер-связь. 2005. № 7.
55. Suntio T. Evaluation of power systems availability using simplified methods based on markov chains. IEEE, CH2477-8/87/000-0663.
56. Китаев В.Е., Бокуняев А.А., Колканов М.Ф. Расчет источников электропитания устройств связи. — М.: Радио и связь, 1993.
57. Воробьев А.Ю. Электроснабжение компьютерных и телекоммуникационных систем. — М.: Эко-Трендз, 2003.

Оглавление

Предисловие	3
Введение	4
Список использованных сокращений	6
Глава 1. Источники электроснабжения предприятий связи ..	7
1.1. Понятия об энергосистемах и электрических сетях	7
1.2. Классификация предприятий связи по надежности электро- снабжения	9
1.3. Качество электроэнергии	11
1.4. Заземление оборудования электроустановки и меры защиты	14
1.5. Трансформаторные подстанции. Автоматическое резервиро- вание	18
1.6. Аккумуляторы	25
1.6.1. Свинцово-кислотные аккумуляторы	26
1.6.2. Щелочные аккумуляторы	43
1.7. Собственные электростанции с двигателями внутреннего сгорания	46
1.8. Преобразователи различных видов энергии в электричес- кую	50
1.8.1. Термоэлектрические генераторы	50
1.8.2. Электрогенераторы с фотоэлементами (солнечными батареями)	52
1.8.3. Электростанция с применением паротурбогенераторов	55
Глава 2. Электрические компоненты устройств электропита- ния	57
2.1. Полупроводниковые приборы	58
2.1.1. Полупроводниковые диоды	59
2.1.2. Тиристоры	65
2.1.3. Биполярные транзисторы в режиме переключения ...	67
2.1.4. Полевые транзисторы	73
2.1.6. Комбинированные транзисторные ключи	79
2.1.7. Элементы цепей управления МОП транзисторов и за- щиты от перенапряжения транзисторных ключей	81
2.1.8. Тепловая модель полупроводникового прибора	87
2.2. Электромагнитные устройства электропитания	88
2.2.1. Электрические реакторы	93

2.2.2. Трансформаторы	96
2.3. Конденсаторы	117
2.3.1. Параметры конденсаторов	117
2.3.2. Основные типы конденсаторов постоянной емкости и особенности их применения	121
Глава 3. Выпрямительные устройства	127
3.1. Режимы работы и основные параметры ВУ	129
3.2. Работа идеальных неуправляемых выпрямителей на нагрузку индуктивного характера	134
3.2.1. Однофазная двухполупериодная схема выпрямления	134
3.2.2. Однофазная мостовая схема выпрямления	140
3.2.3. Трехфазная одноконтурная схема выпрямления	143
3.2.4. Трехфазная мостовая схема выпрямления	146
3.2.5. Каскадные схемы выпрямления	151
3.3. Работа реальных неуправляемых выпрямителей на нагрузку индуктивного характера	154
3.4. Управляемые выпрямители	158
3.4.1. Однофазная двухполупериодная схема выпрямления	158
3.4.2. Однофазные мостовые схемы выпрямления	161
3.4.3. Трехфазная мостовая схема выпрямления	164
3.5. Элементы схем управления тиристорных выпрямителей ..	167
3.6. Работа выпрямителя на емкостную нагрузку	170
Глава 4. Сглаживающие фильтры	180
4.1. Сглаживающие RC-фильтры	181
4.2. Сглаживающие LC-фильтры	182
4.3. Переходные процессы в сглаживающих LC-фильтрах	185
4.4. Расчет LC сглаживающих фильтров	193
Глава 5. Стабилизаторы напряжения и тока	194
5.1. Общая классификация и основные параметры стабилизаторов	194
5.2. Параметрические стабилизаторы напряжения и тока	197
5.3. Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием	204
Глава 6. Преобразователи напряжения	224
6.1. Одноконтурные ППН с непосредственной связью	225
6.2. Одноконтурные ПН с гальванической развязкой	241
6.3. Двухконтурные преобразователи напряжения постоянного тока	250
Глава 7. Инверторы напряжения	259
7.1. Принципы построения инверторов. Инверторы с прямоугольной формой выходного напряжения	261
7.1.1. Рабочие процессы в типовых схемах однофазных ИН	264

7.1.2. Анализ кривой выходного напряжения инверторов ...	271
7.2. Инверторы напряжения со ступенчатой формой кривой выходного напряжения	273
7.3. Инверторы с синусоидальной формой выходного напряжения	274
7.4. Инверторы напряжения с самовозбуждением	278
Глава 8. Выпрямительные устройства с бестрансформаторным входом	282
8.1. Структурные схемы выпрямительных устройств с бестрансформаторным входом	282
8.2. Входной помехоподавляющий фильтр	283
8.3. Сетевой выпрямитель и входной сглаживающий фильтр ..	286
8.4. Коррекция коэффициента мощности в ВВВ	293
8.5. Регулируемый ПН	301
8.6. Функциональные схемы ВВВ	304
Глава 9. Электропитание телекоммутационной аппаратуры .	312
9.1. Системы электропитания аппаратуры связи	312
9.1.1. Электроустановки предприятий связи	312
9.1.2. Классификация установок электропитания и технические требования к их оборудованию	314
9.1.3. Электропитающая установка	320
9.1.4. Системы бесперебойного электропитания постоянного тока	321
9.1.5. Системы электропитания переменного тока	331
9.1.6. Комбинированные системы бесперебойного питания .	338
9.1.7. Расчет и выбор оборудования установок бесперебойного электропитания	342
9.2. Электропитание аппаратуры необслуживаемых усилительных и регенерационных пунктов кабельных линий связи...	350
9.2.1. Принципы организации дистанционного электропитания	350
9.2.2. Принципы построения электропитания аппаратуры необслуживаемых регенерационных пунктов волоконно-оптических линий передачи (ВОЛП)	353
9.3. Система контроля и управления оборудованием электроустановок	358
9.3.1. Основные положения системы	358
9.3.2. Структура системы контроля и управления	360
Глава 10. Надежность устройств и систем электропитания...	365
10.1. Основы теории надежности	365
10.2. Аккумуляторная батарея как резервный элемент системы электропитания	372
Литература	378