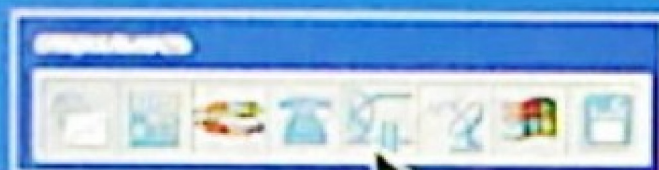


# УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

ДЛЯ ВЫСШЕЙ  
УЧЕБНОЙ ЗАДАТЕЛИ



## ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ



“РАДИО И СВЯЗЬ”

# ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ

Под редакцией Ю. Д. Козляева

*Рекомендовано  
Государственным Комитетом Российской Федерации  
по связи и информатизации  
в качестве учебника для студентов вузов связи,  
обучающихся по специальностям  
«Сети связи и системы коммуникации»,  
«Многоканальные телекоммуникационные системы»,  
«Радиосвязь, радиовещание и телевидение»,  
«Физика и техника оптической связи»,  
«Подвижная радиосвязь»*



**Москва  
«Радио и связь»  
1998**

УДК 621.31 (075)  
ББК 32.889  
Э45

АВТОРЫ: А. А. БОКУНЯЕВ, В. М. БУШУЕВ, А. С. ЖЕРНЕНКО,  
А. С. КАДАЦКИЙ, Ю. Д. КОЗЛЯЕВ

Электроснабжение устройств связи: Учебник для вузов/  
Э45 А. А. Бокуняев, В. М. Бушуев, А. С. Жерненко и др.; Под  
ред. Ю. Д. Козляева.— М.: Радио и связь, 1998.— 328 с.: ил.  
ISBN 5-256-01174-X.

Приведены принцип действия схем конструкции, методики и примеры расчета трансформаторов, магнитных усилителей, выпрямителей, сглаживающих фильтров, стабилизаторов, статических преобразователей, а также классификация и общие принципы построения электропитающих устройств аппаратуры и установок систем электропитания предприятий связи. Большое внимание уделено современной элементной базе, физическим процессам и явлениям, связанным с коммутацией тока в цепях с реактивными элементами, а также схемотехническим решениям, обеспечивающим эффективность преобразования параметров электрической энергии.

Для студентов вузов связи, обучающихся по специальностям телекоммуникаций.

ББК 32.88

Учебное издание

Бокуняев Александр Александрович, Бушуев Владимир Михайлович,  
Жерненко Анатолий Семенович, Кадацкий Анатолий Федорович,  
Козляев Юрий Дмитриевич

## ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ

Учебное пособие

Ведущий редактор В. Н. Вальцев  
Художественный редактор С. Ф. Романова  
Корректор Дземидович

ИБ № 2581

ЛР № 010164 от 29.01.97 г. Сдано в набор 02.10. 97 Подписано в печать 09.02.98  
Формат 60×90<sup>1/16</sup> Бумага тип. № 1 Гарнитура литературная  
Печать высокая Усл. печ. л. 20,5 Усл. кр.-отт. 21,0 Уч. изд. л. 20,06  
Тираж 2000 экз. Изд. № 23831 Зак. № 51 С-003

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Типография издательства «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

ISBN 5-256-01174-X

© Бокуняев А. А., Бушуев В. М.,  
Жерненко А. С., Кадацкий А. С.,  
Козляев Ю. Д., 1998

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Источники электропитания объединяют широкий класс устройств — преобразователей электрической энергии, обеспечивающих качественное и надежное электрообеспечение аппаратуры связи. Являясь неперенным элементом системы и устройств связи, вычислительных систем, измерительных приборов, источники электропитания определяют их надежность функционирования, материалоемкость и ряд других технико-экономических показателей. Достаточно отметить, что доля капитальных затрат на электропитающие устройства крупных узлов связи может достигать 40%; габаритные размеры и масса большинства устройств телекоммуникации определяются источниками электропитания; плотность энергии на единицу объема современных источников может составлять 100...150 Вт/дм<sup>3</sup> и ограничивается условиями обеспечения нормального теплового баланса.

Из изложенного ясно, что разнообразные задачи электропитания требуют глубокого знания основ силовой электроники, умения ориентироваться в ее современных тенденциях, принципах проектирования и выбора инженерных решений. Сложности изучаемого курса заключается в динамичном развитии элементной базы и компонентов силовой электроники. Кроме того, особенно при применении современной элементной базы приводят к новым схмотехническим решениям, новым принципам математического описания и проектирования устройств.

При подготовке учебника основное внимание уделялось рассмотрению физических основ изучаемых явлений. Вспомогательный материал, необходимый для глубокого изучения вопроса, изложен в приложениях. В качестве иллюстраций, а часто и дополнением к разделам приведены примеры расчета.

Основное содержание учебника предназначено для студентов всех специальностей, указанных в учебнике. Специфические вопросы для различных специальностей изложены только в гл. 8 и касаются особенностей построения систем электропитания для систем автоматической коммутации, многоканальной и радиосвязи.

При подготовке рукописи использован опыт более чем 20-летней педагогической работы авторского коллектива и результаты научных исследований, полученные авторами при выполнении НИР.

Главы 1 и 8 написаны доц. В. М. Бушуевым; гл. 1 — проф. А. С. Жерненко; введение, гл. 3, 4, 5 приложения — проф. Ю. Д. Козляевым; гл. 6 — проф. А. А. Бокуняевым; гл. 7 — доц. А. С. Кадацким.



## ВВЕДЕНИЕ

Электросвязь как отрасль народного хозяйства относится к числу энергоемких, т. е. требующих для своего функционирования больших затрат электрической энергии. Причем большая часть потребляемой энергии расходуется на технологические нужды отрасли (усиление и передачу сигналов, генерирование колебаний, преобразование сигналов, установление соединения между абонентами и др.). При этом качество работы телекоммуникационных устройств однозначно зависит от качества энергии электропитания. Эти два фактора (энергозатраты и качество энергии) определяют структуру и отдельные компоненты источников и систем электропитания, как крупных узлов электросвязи (радиоцентров, телефонных станций и др.), так и отдельных электронных устройств.

Источники электропитания как составная часть электронных устройств, приборов, систем во многом определяет их технические характеристики. Так, до 40 ... 50% объема современного компьютера занимают источники питания, и поэтому проблемы дальнейшей миниатюризации компьютеров связаны с совершенствованием электропитающего оборудования. Аналогичная ситуация складывается и в системах вторичного электропитания электронных АТС. Вместе с тем, по мнению разработчиков устройств электропитания, в области их миниатюризации современные технические решения близки к предельно возможным по условиям плотности энергии на единицу объема. Дальнейшие улучшения характеристик электропитающего оборудования потребуют использования новых физических эффектов и новых элементов электронной техники.

В области крупных систем электропитания приоритетным направлением их развития являются снижение металлоемкости (особенно в части дорогостоящих цветных металлов) и снижение потерь энергии при преобразовании (повышение КПД). К сожалению, и здесь существуют свои физические ограничения. В частности, КПД современных выпрямителей для питания АТС с токами 200 ... 400 А достигают 90%.

Современное электронное оборудование телекоммуникационных систем, как правило, предъявляет более жесткие требования к источникам электропитания. При этом нормы качества электроэнергии регламентируют не только поведение источников и систем электропитания в стационарных, но и в переходных режимах, включая аварийные. Это потребовало дополнить изучение курса новыми разделами. Совокупность элементов теории силовой элек-

троники и преобразовательной техники определяют содержание современной дисциплины «электропитание устройств и систем связи».

Динамичное развитие техники, уже в ближайшем будущем потребует соответствующего обновления ряда разделов учебника. Основные вехи становления дисциплины и ее бурного развития связаны с достижениями электронной техники. Так, развитие полупроводниковой техники позволило эффективно разрешить проблему преобразования переменного тока в постоянный при относительно больших плотностях тока в приборах. К 1957 г. промышленность связи полностью перешла на выпуск выпрямительных устройств на основе кремниевых диодов. Появление мощных тиристорных ключей позволило усовершенствовать выпрямители, увеличить предельную мощность устройств, увеличить КПД и степень их автоматизации.

Наряду с совершенствованием выпрямительной техники развивалась параллельная ветвь силовой электроники — преобразование постоянного напряжения в переменное и постоянное другого уровня. Это направление базируется на полностью управляемых полупроводниковых ключах — транзисторах. Сегодня транзисторы конкурируют с тиристорами по уровню коммутируемых токов, а по быстродействию они на два порядка превосходят тиристоры. Долгое время возможности транзисторов ограничивались малым значением коэффициента усиления по току и их слабой перегрузочной способностью. Появление полевых транзисторов и освоение новых технологий позволило создать так называемые «разумные» ключи и целые модули, сочетающие в себе мощные транзисторы с элементами управления, защиты от перегрузки по току и напряжению.

По этой же технологии разработан большой перечень функционально законченных устройств управления и контроля преобразовательных устройств, допускающих принципы блочного проектирования систем электропитания.

Настоящий учебник знакомит читателя с основами силовой электроники, физическими принципами, положенными в основу преобразовательных устройств различного назначения, математическими методами описания изучаемых явлений, современными схемотехническими решениями в области устройств и систем электропитания аппаратуры, методами расчета и проектирования различных устройств.

В приложениях к учебнику изложены справочный материал и некоторые сведения из других дисциплин, активно используемых при изучении курса.

Книга предназначена для студентов, изучающих курс «электропитание устройств связи», а также аспирантов и специалистов в области силовой преобразовательной техники и источников электропитания широкого применения.

## СПИСОК ИСПОЛЪЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АБ	— аккумуляторная батарея
АВР	— автоматическое включение резерва
АДЭС	— автоматическая дизель-электрическая станция
АИП	— автоматический источник питания
АТС	— автоматическая телефонная станция
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
ВАХ	— вольт-амперная характеристика
ВБВ	— выпрямитель с бестрансформаторным входом
ДГА	— дизель-электрический агрегат
ДЭС	— дизель-электрическая станция
ИГАП	— инвертор автономный для гарантированного питания
КЗ	— короткое замыкание
МДС	— магнитодвижущая сила
МУ	— магнитный усилитель
НК	— никель-кадмиевый (аккумулятор)
ОС	— обратная связь
ППН	— преобразователь постоянного напряжения
СБ	— солнечная батарея
СИФУ	— схема импульсно-фазового управления
ТКЕ	— тиристорный ключ с естественной коммутацией тока
ТКИ	— тиристорный ключ с искусственной коммутацией тока
ТММ	— трансформатор малой мощности
ТП	— трансформаторная подстанция
ТРС	— токораспределительная сеть
ТЭГ	— термоэлектрогенератор
ХХ	— холостой ход
ЦУС	— центральная усилительная станция
ЩДГА	— щит управления ДГА
ЭПУ	— электропитающая установка

## ГЛАВА 1. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

### 1.1. КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЭНЕРГОСИСТЕМЫ

Источниками электрической энергии для промышленных предприятий, и в том числе предприятий связи, обычно является энергосистема или электростанция. Энергосистема (ЭС) включает совокупность электростанций и подстанций, связанных между собой линиями электрической сети. В общем случае ЭС содержит ряд подсистем, из которых наиболее значительной является электрическая подсистема (генераторы, распределительные устройства, подстанции, линии электрической сети). Часть электрической системы, состоящая из подстанций и линий различных напряжений, называется электрической сетью.

С целью снижения потерь электрической энергии ее передача на расстояние обычно обеспечивается при высоких уровнях напряжения. На рис. 1.1 показан пример схемы ЭС. Районная сеть с напряжением 110 кВ получает энергию от гидростанции через повышающую подстанцию, линию электропередачи 220 кВ и понижающую подстанцию. Эта сеть получает питание также от тепловой электростанции, расположенной в районе сосредоточения топливных ресурсов.

Районные сети образуют кольцевые структуры, содержащие понижающие подстанции. Сети, обеспечивающие большой промышленный район, могут получать энергию от районной теплоэлектроцентрали (ТЭЦ), работающей на привозном топливе и снабжающей потребителей электрической и тепловой энергией. ТЭЦ включается в сеть через повышающую подстанцию. 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. От распределительной сети также через понижающую подстанцию питаются распределительные сети с напряжением 380/220 В [1].

Предприятия связи получают электроэнергию от местных сетей с напряжением 6 или 10 кВ. Возможны варианты питания предприятий от районной сети 35 кВ. Вопрос о выборе напряжения сети решается с учетом разветвленности сети и потребляемой мощности. Подробнее вопросы электроснабжения предприятий связи рассматриваются в гл. 8.

## 1.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Трехфазная электрическая цепь может быть представлена совокупностью трех однофазных, в которых действуют ЭДС с одинаковой частотой, сдвинутые относительно друг друга на одну треть периода (на угол  $120^\circ$ ). Источником трехфазной ЭДС является специальная электрическая машина — синхронный генератор, который превращает механическую энергию вращения ротора в электрическую энергию. Сдвиг по фазе между ЭДС достигается пространственным разнесением на статоре трех обмоток генератора. На рис. 1.2 показана упрощенная схема генератора, в котором источником магнитного поля является постоянный магнит. При вращении магнита в фазных обмотках возбуждаются ЭДС. В современных генераторах вместо постоянных магнитов используются электромагниты, а фазные обмотки расположены не на полюсах, а уложены в пазах статора. Этим достигается формирование синусоидальной ЭДС и достаточно просто реализуется задача автоматического поддержания уровня генерируемого напряжения.

Обычно фазные обмотки генератора электрически соединены друг с другом (например, в «звезду», как показано на рис. 1.2), образуя связанную трехфазную цепь. Векторные диаграммы фазных ЭДС связанной (в «звезду») системы показаны на рис. 1.3, а. Временная диаграмма фазных ЭДС образуется как развертка (проекция) мгновенных значений ЭДС на ось ординат (рис. 1.3, б).

По аналогии с цепями генератора нагрузки также могут соединяться «треугольником» и «звездой». В каждой из схем есть свои достоинства и предпочтительные области применения. Так, в симметричных системах, образующих «звезду», нет необходимости в нулевом проводе, однако недопустимым является отключение нагрузки. В этом отношении соединение нагрузки «треугольником» имеет преимущество.

Связанные системы трехфазного тока были предложены в 1889 г. русским инженером М. О. Доливо-Добровольским и с тех пор являются основными способами передачи и распределения энергии.

Приведем некоторые основные характеристики и свойства трехфазных систем:

А. Напряжения и токи симметричных связанных систем характеризуются фазными и линейными значениями. Напряжения и токи каждой из обмоток генератора (или нагрузки) называют *фазными* и обозначают  $E_\phi, U_\phi, I_\phi$ ; напряжения между линейными проводами и токи в них называют *линейными* и обозначают  $U_\lambda, I_\lambda$ . Очевидно, при соединении «звездой» фазные токи равны линейным. При соединении фаз «треугольником» фазное напряжение равно линейному.

В. Для симметричных трехфазных цепей справедливы соотношения:

а) линейные напряжения отличаются от фазных (для схем соединения «звездой») в  $\sqrt{3}$  раз:  $U_{\text{л}} = \sqrt{3} U_{\text{ф}}$  (рис. 1.3, в);

б) аналогичное соотношение справедливо для токов в системе соединения «треугольником»:  $I_{\text{л}} = \sqrt{3} I_{\text{ф}}$ ;

в) полная мощность системы и ее составляющие (активная и реактивная) равняются сумме фазных мощностей:

$$P = 3U_{\text{ф}}I_{\text{ф}} \cos \varphi = \sqrt{3} U_{\text{л}}I_{\text{л}} \cos \varphi;$$

$$Q = \sqrt{3} U_{\text{л}}I_{\text{л}} \sin \varphi;$$

$$S = 3U_{\text{ф}}I_{\text{ф}} = \sqrt{3} U_{\text{л}}I_{\text{л}}.$$

Г. Измерение мощности в трехфазной нагрузки может быть выполнено одним ваттметром, если выведена нейтральная точка нагрузки ( $P = 3P_{\text{ф}}$ , рис. 1.4, а). Если нейтральная точка не выведена или нагрузка соединена треугольником, то нулевая точка может быть создана искусственно, с помощью добавочных сопротивлений  $R_{\text{доп}}$ , равных сопротивлению параллельной обмотки ваттметра (рис. 1.4, б). На рис. 1.4, в показан пример измерения реактивной мощности. Показания ваттметра определяются величиной

$$Q_{\text{ф}} = U_{\text{вс}}I_{\text{А}} \cos (\varphi - 90^\circ) = U_{\text{л}}I_{\text{ф}} \sin \varphi.$$

Результирующая реактивная мощность системы

$$Q = \sqrt{3} Q_{\text{ф}} = \sqrt{3} U_{\text{л}}I_{\text{ф}} \sin \varphi.$$

### 1.3. АККУМУЛЯТОРЫ

*Аккумулятором* называют химический источник тока многократного действия. При разряде аккумулятора химическая энергия активных веществ, входящих в состав катода, анода и электролита, преобразуется в электрическую энергию, при этом активные вещества превращаются в продукты разряда. При заряде аккумулятора подводимая электрическая энергия расходуется на регенерацию продуктов разряда. В зависимости от состава электролита аккумуляторы бывают кислотными и щелочными.

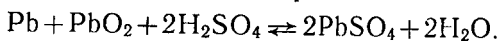
В кислотных аккумуляторах электролитом служит водный раствор серной кислоты ( $\text{H}_2\text{SO}_4$ ), в котором некоторая часть молекул последней распадается на положительные ионы водорода ( $\text{H}_2^+$ ) и отрицательные ионы кислотного остатка ( $\text{SO}_4$ ). При этом раствор в целом остается электрически нейтральным. При погружении в электролит пластины из чистого свинца положительные ионы ( $\text{Pb}^{++}$ ) переходят в раствор электролита. Часть этих ионов, вступая в реакцию с ионами кислотного остатка, образуют нейтральные молекулы сульфата ( $\text{PbSO}_4$ ), оседающего на пластине, что повышает концентрацию положительных ионов водорода в электролите. Сама пластина из-за избытка электронов заряжается отрицательно (отрицательный электрод). Если в электролит погрузить вторую пластину из диоксида свинца ( $\text{PbO}_2$ ), то ввиду повышенной концентрации ионов водорода диоксид свинца

частично переходит в раствор, образуя положительные четырехвалентные ионы свинца ( $\text{Pb}^{++++}$ ) и отрицательные ионы гидроксид-иона ( $\text{OH}^-$ ). Сама пластина из-за избытка положительных ионов свинца заряжается положительно (положительный электрод). Повышение концентрации серной кислоты увеличивает потенциалы положительного и отрицательного электродов относительно электролита.

Электродвижущая сила  $E$  такого простейшего аккумулятора определяется разностью равновесных потенциалов положительного и отрицательного электродов относительно электролита и не зависит от размеров и конструкции самих электродов.

При подключении к аккумулятору нагрузки под действием ЭДС во внешней цепи будет протекать ток, обусловленный перемещением электронов от отрицательного электрода к положительному. Четырехвалентные ионы свинца положительного электрода, присоединяя на свой внешний энергетический уровень по два электрона, становятся двухвалентными ионами, которые, вступая в реакцию с отрицательными ионами кислотного остатка, образуют молекулы сульфата свинца. При уменьшении числа электронов на отрицательном электроде нарушается равновесное состояние, в результате чего новые положительные ионы свинца ( $\text{Pb}^{++}$ ) переходят в раствор электролита и вступают в реакцию с ионами кислотного остатка. Ток внутри аккумулятора обусловлен перемещением положительных ионов водорода к положительному электроду. При этом в результате взаимодействия ионов водорода с отрицательными ионами гидроксид-иона образуются молекулы воды. Следовательно, при разряде аккумулятора на обоих электродах выделяется сульфат свинца и уменьшается плотность электролита. При заряде аккумулятора сульфат на одном электроде превращается в свинец, а на другом — в диоксид свинца  $\text{PbO}_2$ , причем концентрация  $\text{H}_2\text{SO}_4$  в электролите повышается.

Протекающие в кислотных аккумуляторах обратимые процессы можно изобразить следующим образом:



При разряде равновесие сдвигается слева направо, а при заряде — справа налево. Кроме того, при заряде на отрицательном электроде возможно восстановление ионов водорода и образование газообразного водорода.

Электродвижущая сила полностью заряженного кислотного аккумулятора, зависящая от плотности электролита, составляет 2,06... 2,15 В. Плотность электролита заряженного аккумулятора равна 1,21... 1,3 г/см<sup>3</sup>. Верхний уровень плотности относится к стартерным аккумуляторам, эксплуатируемым в зимнее время. Изменение температуры незначительно влияет на ЭДС; так, повышение температуры на 10° увеличивает ЭДС на 0,002... 0,003 В.

При разряде аккумулятора напряжение между его выводами всегда меньше ЭДС за счет падения напряжения на омическом сопротивлении и поляризации электродов. Омическое сопротивле-

ние аккумулятора, представляющее собой сумму омических сопротивлений электролита, электродов и других токоведущих частей, не зависит от силы разрядного тока. Под *поляризацией электрода* понимают разность между потенциалом электрода относительно электролита при разряде (или заряде) и его значением при равновесии. Отношение суммы поляризации положительного и отрицательного электродов к силе разрядного тока называется *поляризационным сопротивлением*. Это сопротивление зависит от силы тока. Внутреннее сопротивление аккумулятора при разряде  $r_p$  представляет собой сумму поляризационного и омического сопротивлений.

Поляризация аккумулятора связана прежде всего с изменением плотности электролита непосредственно у электродов, так как образование сульфата свинца, имеющего существенно больший объем по сравнению со свинцом или диоксидом свинца, затрудняет диффузию серной кислоты к активной массе электродов. Уменьшение плотности электролита непосредственно у пластин тем больше, чем больше разрядный ток. Кривые изменения напряжения во времени при разряде и заряде неизменным током показаны на рис. 1.5.

Как видно из рис. 1.5, разрядное напряжение быстро падает до 2,0 В, затем медленно понижается до 1,8 В, после чего наблюдается резкое снижение напряжения. Предельное значение разрядного напряжения, до которого можно разряжать аккумулятор стационарного типа, составляет 1,8 В для режимов разряда не короче одночасового (для аккумуляторов типа СН для режимов разряда не короче трехчасового) и 1,75 В для более коротких режимов разряда. Дальнейший разряд приводит к образованию крупнокристаллического сульфата свинца на пластинах, что исключает возможность последующего эксплуатационного заряда аккумулятора. Разрядное напряжение аккумулятора падает с понижением температуры электролита вследствие увеличения внутреннего сопротивления аккумулятора. Номинальным напряжением принято считать напряжение 2,0 В.

Количество электричества (А·ч), которое может отдать полностью заряженный аккумулятор при нормальных условиях разряда, указанных для него, называется номинальной емкостью.

Под *номинальной емкостью* стационарного аккумулятора, применяемого на предприятиях связи, понимают то количество электричества, которое он может отдать при 10-часовом режиме разряда ( $C_{10}$ ), неизменном токе и температуре электролита  $+25^\circ$  (для аккумуляторов типа СН принята температура  $+20^\circ\text{C}$ ). Величина тока 10-часового режима разряда численно равна частному от деления номинальной емкости на 10.

Емкость аккумулятора зависит от его конструкции, количества активных материалов и режима разряда (тока разряда и температуры окружающей среды). При увеличении разрядного тока емкость, которую может отдать аккумулятор до достижения его предельного разрядного напряжения, уменьшается, так как при



этом возрастают его поляризация и омические потери (например, для аккумулятора типа СН номинальной емкостью  $C_{10}=72 \text{ А} \cdot \text{ч}$  при 3-часовом режиме разряда током 18 А завод-изготовитель гарантирует емкость  $C_3=54 \text{ А} \cdot \text{ч}$ ). Поляризация и омическое сопротивление аккумулятора возрастают также с понижением температуры электролита.

При заряде кислотного аккумулятора неизменным по величине током напряжение его сравнительно быстро возрастает до 2,10 ... 2,15 В (см. рис. 1.5). Затем напряжение медленно растет до 2,3 ... 2,34 В по мере восстановления активной массы пластин и повышения плотности электролита. При напряжениях выше 2,4 ... 2,5 В начинается бурное выделение водорода и кислорода, связанное с электролизом воды. К концу заряда, когда восстановление активных масс пластин закончено, энергия заряда расходуется только на электролиз воды. При этом напряжение на аккумуляторе остается неизменным.

Температура электролита существенно влияет на напряжение во время его заряда. Понижение температуры, вызывающее увеличение его внутреннего зарядного сопротивления, приводит к повышению напряжения на нем. Следует отметить, что при низких температурах (близких к нулевой) не удастся осуществить заряд кислотного аккумулятора, так как напряжение на нем сразу возрастает до значения, при котором начинается электролиз воды.

В отключенном состоянии (без нагрузки) заряженный аккумулятор теряет часть запасенной им емкости. Это явление носит название *саморазряда*. Саморазряд аккумулятора увеличивается с повышением плотности электролита и его температуры.

На предприятиях связи находят широкое применение как стационарные кислотные аккумуляторы, так и стартерные. Каждый кислотный аккумулятор состоит из сосуда, изготовленного из кислостойчивого материала (стекло, пластмасса, деревянные сосуды, выложенные внутри свинцом), положительного и отрицательного электродов (пластин), разделителей между ними — сепараторов, электролита и токоведущих частей.

В стационарных аккумуляторах открытого типа, не имеющих крышек, электролит непосредственно соприкасается с окружающим воздухом. Такие аккумуляторы требуют частой доливки воды и хорошо вентилируемого помещения. Положительными электродами в них служат поверхностные пластины, т. е. работающие за счет своего поверхностного слоя. Такой электрод состоит из свинцовой пластины, на поверхности которой электрохимически формируется слой активной массы ( $\text{PbO}_4$ ). Для увеличения активной поверхности положительные пластины имеют ребристую форму. Отрицательными электродами в этих аккумуляторах служат коробчатые пластины. Пластины этого типа представляют собой решетку, в ячейках которой помещается активная масса. Для предотвращения выпадения активной массы из ячеек пластины закрываются перфорированными свинцовыми листами.

В стационарных аккумуляторах закрытого типа положитель-

ные и отрицательные электроды представляют собой пастированные пластины (аккумуляторы типа СН). В пастированных электродах активная масса удерживается в решетке из свинцово-сурьмяного сплава толщиной 1...4 мм. Аккумулятор типа СН имеет в крышке специальную пробку, задерживающую аэрозоли серной кислоты.

В условных обозначениях стационарных аккумуляторов открытого типа буква С обозначает «стационарный», две буквы СК указывают, что аккумуляторы пригодны для коротких режимов разряда большими токами. Число, стоящее после букв, указывает номер аккумулятора, например СК-148. Если этот номер умножить на 36, то получится номинальная емкость аккумулятора ( $C_{10}=5328 \text{ А} \cdot \text{ч}$ ). Минимальное время разряда аккумулятором типа СК составляет 0,5 ч. При этом разрядный ток не должен превышать 25 А на номер аккумулятора. Следовательно, допустимый разрядный ток аккумулятора при длительности разряда 0,5 ч составит  $148 \times 25 = 3700 \text{ А}$ , а емкость, которую он при этом может отдать,  $C_{0,5} = 0,5 \cdot 3700 = 1850 \text{ А} \cdot \text{ч}$ . Удельная энергия аккумуляторов типа С и СК составляет 10...23 Вт·ч/кг. Промышленность выпускает аккумуляторы типов С и СК емкостью от 36 до 5328 А·ч (45 типов).

В настоящее время на предприятиях связи применяется в основном один способ эксплуатации батарей, составленных из аккумуляторов типа С, СК и СН, — *непрерывный подзаряд*. При этом способе эксплуатации в условиях нормального электроснабжения (при наличии сети переменного тока) аппаратура питается от выпрямительных устройств. Полностью заряженная аккумуляторная батарея получает непрерывный подзаряд от этих выпрямительных устройств или от отдельного стабилизированного выпрямительного устройства (для компенсации саморазряда). Напряжение содержания (непрерывного подзаряда) аккумуляторной батареи определяется в зависимости от числа последовательно соединенных аккумуляторов из условия обеспечения напряжения  $2,2 \text{ В} \pm 2\%$  на аккумулятор. При этом ток подзаряда  $I_{пз} \leq 0,03 N$ , где  $N$  — индексный номер аккумулятора.

На практике в основном применяется послеаварийный заряд батарей в две ступени. На первой ступени заряд осуществляется стабильным зарядным током до тех пор, пока напряжение на аккумуляторе не повысится до 2,30...2,35 В. На этой ступени заряда аккумулятор получает основную часть энергии. Вторая ступень заряда происходит при стабильном напряжении 2,2 В на аккумулятор. Заряд считается законченным, когда зарядный ток спадает до 0,02...0,03 А на индексный номер аккумулятора.

В переносной аппаратуре связи, а также на сельских АТС небольшой емкости применяются щелочные аккумуляторы, которые в отличие от кислотных могут эксплуатироваться при низких отрицательных температурах окружающей среды.

Наибольшее применение находят щелочные никель-кадмиевые (НК) аккумуляторы. Активная часть положительных электродов

состоит из гидроксида никеля ( $\text{NiOOH}$ ), активная масса отрицательных электродов состоит из кадмия. Электролитом служит раствор гидроксида калия  $\text{KOH}$  плотностью  $1190 \dots 1210 \text{ кг/м}^3$  с добавкой  $20 \text{ г/л}$  гидроксида лития ( $\text{LiOH}$ ). Емкость НК-аккумуляторов при температуре  $-20^\circ \text{C}$  составляет не менее  $0,6$  номинальной емкости.

Никель-кадмиевые аккумуляторы чаще всего выполняются с ламельными электродами. Ламели — плоские коробочки из стальной никелированной перфорированной ленты, в которые набивают активную массу. Ламели закрепляют в рамки. Они образуют пластины электродов. Аккумуляторы, помещенные либо в стальные никелированные, либо в полиэтиленовые сосуды, представляют собой аккумуляторы закрытого типа (подобно кислотным аккумуляторам типа СН). В аппаратуре связи находят применение также герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы с безламельными электродами. Герметичные аккумуляторы разделяют на дисковые (обозначаются Д), цилиндрические (ЦНК) и прямоугольные (НКГК, НКГ). Безламельные аккумуляторы характеризуются большими удельными значениями емкости и энергии, меньшим значением внутреннего сопротивления. Однако по сроку службы они уступают ламельным аккумуляторам.

Электродвижущая сила щелочных аккумуляторов ниже, чем у кислотных. У полностью заряженного НК-аккумулятора ЭДС составляет  $1,30 \dots 1,35 \text{ В}$ . Кривые изменения напряжения на зажимах НК-аккумулятора при его разряде и заряде показаны на рис. 1.6. Номинальное напряжение НК-аккумулятора составляет  $1,3 \text{ В}$ , напряжение в конце разряда  $1 \text{ В}$ , конечное напряжение заряда  $1,75 \dots 1,8 \text{ В}$ . Столь большое относительное изменение напряжения НК-аккумуляторов ограничивает их применение в стационарных установках связи. Удельная энергия НК-аккумуляторов  $16 \dots 23 \text{ Вт} \cdot \text{ч/кг}$ .

#### 1.4. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ

При относительно небольших значениях потребляемой мощности *непосредственные (прямые)* преобразователи энергии могут составить эффективную альтернативу другим источникам, основанным на преобразовании механической энергии вращения в электрическую. Примером таких потребителей могут служить радиорелейные ретрансляторы, УКВ радиопередатчики контейнерного типа, располагаемые в труднодоступных районах.

К наиболее освоенным методам прямого преобразования относится использование теплогенераторов и солнечных батарей.

##### 1.4.1. 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. В наиболее эффективных полупроводниковых ТЭГ термоэлемент состоит из двух полупроводников с электронной и дырочной проводимостями, соединенных между собой в месте их нагрева (в месте спая). Термоэлементы рассчитаны на работу при разности температур в  $300^{\circ}\text{C}$ , при этом каждый элемент генерирует напряжение около  $0,12 \dots 0,14 \text{ В}$ . Число элементов в батарее определяется требуемой величиной выходного напряжения. Мировая практика имеет опыт получения ТЭГ с напряжением до  $120 \text{ В}$ , токами до  $500 \text{ А}$  [2] и суммарным КПД около  $5\%$ . По виду вольт-амперной характеристики ТЭГ близок к источнику тока, при этом наибольшая мощность отдается при согласованной нагрузке ( $R_{\text{вн}} = R_{\text{н}}$ ).

Термогенератор вместе с источником тепла (горелкой) и запасом топлива образует автономный источник питания (АИП). Такие источники с ТЭГ состоят из системы хранения и подачи топлива и термоэлектрического блока энергопитания.

Основой АИП является унифицированный ТЭГ, непосредственно преобразующий тепло, получаемое при сжигании углеводородных газовых и жидких топлив, в электрическую энергию. Система термостатирования АИП и система отбора тепла основаны на утилизации отработавшего в ТЭГ тепла.

Блок энергопитания представляет собой теплоизолированный контейнер для размещения ТЭГ, аппаратуры поддержания качества электроэнергии и автоматического управления элементами АИП (БСНАУ), буферных аккумуляторных батарей (АБ) емкостью до  $190 \text{ А} \cdot \text{ч}$ , агрегата редуцирования (АР) 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 могут быть легко заменяемыми между собой. В табл. 1.1 приведены основные параметры АИП на газообразном (ГТГ) и жидком (ГТЖ) топливе. Здесь же для сравнения приведены параметры лучших зарубежных газовых установок.

Приведенные в таблице данные для модификации АИП мощностью  $400$ ,  $640$  и  $900 \text{ Вт}$  показывают, что фактически одна и та же конструкция АИП позволяет получить гамму свойств, которые могут удовлетворить 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-640 обеспечивают питание двух гальванически развязанных потребителей по  $200$  и  $320 \text{ Вт}$  соответственно. Эти установки имеют  $50\%$ -ное резервирование.

# Основные характеристики АИП с термогенераторами

Параметры, дополнительные сведения	АИП на газообразном топливе			
	АИП-400 с ГТГ-150	АИП-640 с ГТГ-150	АИП-900 с ГТГ-150	Энергетическая установка Global (Канада)
Электрическая мощность, Вт	400 (2×200)	640 (2×320)	900	200
Число ТЭГ в установке:				
рабочие	4	4	5	2
резервные	2	2	1	—
Электрическая мощность одного термоэлектрического генератора, Вт	130	190	190	120
Номинальное напряжение АИП, В	27 $\frac{+1}{-2}$	27 $\frac{+1}{-2}$	27 $\frac{+1}{-2}$	24±3
Топливо	Пропан Пропан + Бутан Природный газ	Пропан Пропан + Бутан Природный газ	Пропан Пропан + Бутан Природный газ	Пропан Пропан + Бутан
Расход топлива АИП и ТЭГ, кг/ч:				
часовой АИП, кг/ч (природный газ м³/ч)	1,5 (2,25)	2,0 (3,0)	2,4 (3,64)	0,48 (0,72)
годовой АИП	13200	17520	21200	4200
часовой ТЭГ (природный газ, м³/ч)	0,325 (0,49)	0,475 (0,72)	0,475 (0,72)	0,24
Удельный расход топлива, кг/кВт·ч:				
АИП	3,76	3,14	2,66	2,40
ТЭГ	2,50	2,50	2,50	2,00
Запас топлива на автономность с учетом 20% остатка, т	15,75	21,00	25,00	5,00
Габаритные размеры блока энергопитания АИП, мм, не более:				
ширина	3240	3240	3240	—
длина	6330	6330	6330	—
высота (транспортная)	6600 (3200)	6600 (3200)	6600 (3200)	—
Масса блока энергопитания АИП, кг	8200	8200	8200	—
Ресурс, лет	10,0	10,0	10,0	20,0

Примечание: температура в контейнере с радиоэлектронной аппаратурой поддержания.

Таблица 1.1

АИП на жидком топливе				
АИП-320 с ГТЖ-160	АИП-480 с ГТЖ-160	АИП-800 с ГТЖ-160	ТЭГ НЕС (Япония)	Энергетиче- ская установ- ка Ormal Model 8-AK (США)
320	480	800	—	400
2 1 180	3 1 180	5 1 180	— — 90	— — —
27 <sup>+1</sup> <sub>-2</sub>	27 <sup>+1</sup> <sub>-2</sub>	27 <sup>+1</sup> <sub>-2</sub>	24±3	24±3
Керосин освети- тельный, авиа- ционный	Керосин освети- тельный, авиа- ционный	Керосин освети- тельный, авиа- ционный	Керосин авиац- ционный	Керосин авиац- ционный
1,34	2,02	3,36	—	1,20
11750	17650	29400	2620	10500
0,67	0,67	0,67	0,300	
4,18 3,50 7,00	4,18 3,50 10,50	4,18 3,50 17,70	— 3,35 —	3,00 — —
3240 4800 4800 (2600) 6800	3240 5500 6600 (3200) 7400	3240 6330 6600 (3200) 8200	— — — — —	3240 1910 4000 (2900) 1320
10,0	10,0	10,0	—	20,0

живается за счет применения электрического кондиционера и вентиляции с электро-

Установки на жидком топливе АИП-320, ЛИП-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.

#### **1.4.2. Электрогенераторы с фотоэлементами (солнечными батареями)**

В фотоэлементах энергия солнечных лучей непосредственно преобразуется в электроэнергию. Подсчитано, что на поверхность площадью  $1 \text{ м}^2$ , ориентированную к солнцу, падает более  $1 \text{ кВт}$  лучистой энергии. При КПД фотоэлементов  $10 \dots 12\%$  мощность электрогенератора составит почти  $100 \dots 120 \text{ Вт}$ . Очевидно, использование солнечных батарей возможно в местах с устойчивой во времени и достаточно интенсивной радиацией, но даже в этих случаях солнечные батареи (СБ) чаще всего используются в совокупности с другими источниками тока (аккумуляторами, терморегуляторами ветрогенераторами и др.).

Непосредственным преобразователем энергии солнечного света является кремниевый фотодиод. Ориентировочные значения фототока короткого замыкания составляют  $10 \dots 30 \text{ мА/см}^2$ , а напряжения холостого хода  $0,4 \dots 0,6 \text{ В}$ . Вольт-амперная характеристика фотодиода близка к характеристике источника тока. Приведенные значения фотодиода могут быть положены в основу ориентировочных оценок размеров батарей для получения требуемой мощности.

На рис. 1.7 показан пример ВАХ батареи с суммарной площадью фотоэлементов  $S_{эл} = 0,8 \text{ м}^2$ . Из-за сильной зависимости напряжения батареи от сопротивления нагрузки и условий освещенности батареи в практических схемах питания, содержащих СБ, предусматриваются регуляторы и буферные накопители. Пример функциональной схемы системы электропитания с СБ и резервной АБ показан на рис. 1.8 [3].

Солнечная батарея через разделительный диод  $VD$  обеспечивает питание потребителя  $R_{н}$ . Напряжение батареи регулируется параллельными регуляторами  $P$ . При достаточной освещенности СБ энергии достаточно для подзаряда аккумуляторной батареи (через регулятор напряжения двухстороннего действия ДРН).

При недостаточном освещении СБ нагрузка получает энергию от аккумуляторной батареи через ДРН. Управляющее устройство УУ обеспечивает контроль напряжения на нагрузке, стабилизацию напряжения.

## ГЛАВА 2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

### ВВОДНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

В 1831 г. английским физиком Майклом Фарадеем было обнаружено явление электромагнитной индукции, которое относится к числу основополагающих законов в электромагнетизме. В фундаментальном труде «Экспериментальные исследования по электричеству» Фарадей сформулировал закон электромагнитной индукции: «Когда провод движется среди одинаковых линий (или в поле одинаковой магнитной силы) и с однообразной скоростью, то возникающий при этом ток пропорционален времени и скорости движения». Ученый установил, что индукционный ток можно вызвать двумя путями: либо перемещением токопроводящей рамки в магнитном поле неподвижной катушки, питаемой постоянным током, либо при неподвижной рамке должно изменяться окружающее ее магнитное поле за счет перемещения катушки, или изменения силы тока в ее витках.

Появление в проводнике индукционного тока означает, что при изменении сцепленного с этим проводником магнитного потока  $\Phi$  возникает электродвижущая сила. Российский физик Э. Х. Ленц сформулировал правило, названное правилом электромагнитной инерции и отражающее стремление любой материальной системы противодействовать изменению собственного состояния: «Индукционный ток всегда направлен так, чтобы противодействовать причине его вызывающей».

В 1873 г. был опубликован фундаментальный труд английско-го исследователя Джеймса Клерка Максвелла «Трактат о электричестве и магнетизме», в котором получили формальное представление и дальнейшее развитие идеи М. Фарадея на основе их математической интерпретации, включая формулировку закона электромагнитной индукции: «Электродвижущая сила, индуцируемая в цепи при изменении магнитного потока  $\Phi$ , проходящего сквозь поверхность, ограниченную контуром цепи, равна скорости изменения потока, взятой с отрицательным знаком»:

$$e = -d\Phi/dt.$$

Когда магнитный поток проходит сквозь поверхность, ограниченную обмоткой, число витков которой равно  $w$ , тогда индуцируемая в этой обмотке ЭДС

$$e = -wd\Phi/dt.$$

Электрический ток и его магнитное поле являются различными характеристиками единого физического процесса, называемого электромагнитным полем.

Количественная связь между электрическим током  $i$  и напряженностью его магнитного поля  $H$  определяется величиной механической силы  $f$ , действующей на магнитную массу  $m$ . Сила на-



правлена по касательной к линиям магнитного поля, внешнего по отношению к этой массе, проходящих через точку, фиксирующую местонахождение массы ( $f=mH$ ). Работа, совершаемая силой при перемещении массы из точки  $B$  в точку  $B$ , равна

$$A = \int_B^B f \cos \alpha \, dl = m \int_B^B H \cos \alpha \, dl = m \int_B^B H \, dl,$$

где  $\alpha$  — угол между векторами  $H$  и  $dl$ .

Линейный интеграл вектора напряженности магнитного поля, взятый вдоль пути между точками  $B$  и  $B$ , называется магнитодвижущей силой (МДС), действующей в магнитном поле вдоль этого пути:

$$F = \int_B^B H \, dl.$$

В свою очередь, работа внешней ЭДС, вызывающей ток в проводнике за время  $dt$ , в течение которого через поперечное сечение проводника протекает определенное количество электричества  $dq=idt$ , равна произведению величины ЭДС на ток и на время, т. е.

$$Ae = e \, idt.$$

Внешняя ЭДС преодолевает сопротивление проводника  $R$  и индуктируемую в нем ЭДС самоиндукции:

$$e = iR - e_N = iR + \frac{dN}{dt},$$

где  $N$  — число единичных магнитных (силовых) линий, сцепленных с проводником.

Соответственно работа ЭДС

$$Ae = i^2 R \, dt + dN/dt = i^2 R \, dt + iN,$$

где  $i^2 R \, dt$  — работа, вызывающая преобразование электрической энергии в тепловую;  $idN$  — работа, связанная с пересечением магнитными силовыми линиями контура с током  $i$ .

Для случая, когда ток в контуре постоянен ( $i=\text{const}$ ), работа по перемещению «магнитной массы»  $m$ , являющейся источником поля, характеризуемого магнитными силовыми линиями  $N$ ,

$$A_N = \int i \, dN = i \int dN = iN.$$

Если магнитную массу измерять в единицах магнитного потока, выходящего из этой массы, то можно записать  $iN=i\Phi=im$ .

На основании закона сохранения энергии можно утверждать, что работа по перемещению магнитной массы  $m$  будет равна произведению этой массы на МДС:

$$A_N = im = m \oint H \, dl,$$

где  $i$  — ток, проходящий сквозь поверхность, ограниченную контуром интегрирования, т. е. контуром, в котором замыкаются магнитные линии называемый *полным током*.

Для обмотки с числом витков  $W$ , сцепленной с полем вектора  $\mathbf{H}$  при токе в одном витке  $i$ , полный ток определит МДС как  $F = iW$ . Таким образом,

$$F = \oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = Hl; \quad H = W(i/l).$$

При допущении постоянства величины  $H$  во всех точках контура интегрирования и совпадении направления вектора  $\mathbf{H}$  с элементом  $d\mathbf{l}$  находим

$$B = \mu H; \quad \Phi = BS; \quad \Phi = \mu HS,$$

где  $\mu$  — абсолютная магнитная проницаемость среды, в которой существует магнитное поле.

Для ферромагнитных материалов величина магнитной проницаемости в сотни — тысячи раз больше, чем у воздуха ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-8}$  Гн/м), и зависит от величины магнитного поля. На линейном участке намагничивания (рис. 2.1) величина  $\mu$  не зависит от  $H$ , т. е.  $\mu = dB/dH = B/H$  или  $H = B/\mu$ .

Приведенные соотношения позволяют сформулировать «закон Ома» для магнитной цепи в виде  $\Phi = F/R_m$ , где  $F = iw$  — МДС обмотки;  $R_m = l/\mu S$  — магнитное сопротивление среды (магнитопровода) с длиной магнитной цепи  $l$  и сечением магнитопровода  $S$ .

Законы электромагнитной индукции и полного тока лежат в основе анализа процессов, протекающих в электромагнитных устройствах и системах электропитания аппаратуры связи.

## 2.1. ТРАНСФОРМАТОРЫ

Среди функциональных элементов систем электропитания аппаратуры связи силовые трансформаторы по широте распространения и универсальности применения занимают первое место. Мощность, габаритные размеры и масса трансформаторов в зависимости от их назначения изменяются в широких пределах. Такие трансформаторы принадлежат, как правило, к классу маломощных (мощность их не превышает нескольких киловольт-ампер). Трансформаторы малой мощности (ТММ) отличаются от мощных силовых трансформаторов, применяемых на трансформаторных подстанциях в линиях электропередачи, соотношениями между электромагнитными характеристиками. Их проектирование также имеет ряд особенностей, связанных с разнообразием конструкций и режимов работы.

Трансформаторы малой мощности в зависимости от областей применения подразделяются на силовые трансформаторы выпрямительных устройств, высокочастотные трансформаторы инверторов, импульсные трансформаторы, используемые в цепях управления тиристорами, и др.

Особенности силовых ТММ были отмечены еще в 1931 г. М. Видмаром [4]. Методам расчета электромагнитных характеристик таких трансформаторов посвятили свою монографию Н. П. Ермолин и А. П. Ваганов [5]. В книге Р. Х. Бальяна [6] изложены основные теоретические положения, касающиеся ТММ, включая вопросы их однокритериального оптимального проектирования. В обширной литературе по маломощным трансформаторам применяемая терминология не однообразна. В настоящем учебнике характеристики трансформатора

подразделяются на параметры, характеризующие показатели качества и рабочие или эксплуатационные характеристики. Характеристики, позволяющие количественно оценивать степень соответствия свойств объекта предъявляемым к нему функциональным требованиям, называются показателями качества. Наконец, характеристики, регламентирующие режимы эксплуатации объекта, обычно называются рабочими (эксплуатационными).

Трансформаторы входят в состав большинства электросиловых преобразователей. Поэтому для специалистов электросвязи, радиосвязи, телевидения и других направлений, которым по роду своей деятельности приходится заниматься проектированием, конструированием или организацией технической эксплуатации систем связи, крайне необходимо понимание принципов функционирования трансформаторов, способов их теоретического и экспериментального исследования, расчета показателей качества и рабочих характеристик.

### 2.1.1. Принцип действия, устройство и основные уравнения трансформаторов

Согласно ГОСТ 16110-82 *трансформатором* называется статическое электромагнитное устройство, имеющее две или более индуктивно связанные обмотки и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока. Индуктивно связанные обмотки трансформатора подразделяются на первичные, подключаемые к источнику электрической энергии, и вторичные, к которым подключаются токоприемники (нагрузка). Если напряжение на вторичной обмотке трансформатора больше, чем на первичной, трансформатор называется *повышающим*, если же меньше — *понижающим*. Часто обмотки высокого напряжения обозначают индексами ВН, а низкого напряжения — индексами НН.

Признаки классификации трансформаторов малой мощности связаны с особенностями конструкции их сердечников и обмоток, а также со способами охлаждения трансформаторов. На рис. 2.2 показана конструкция простейшего трансформатора. Для наглядности обмотки  $w_1$  и  $w_2$  размещены на разных стречнях магнитопровода. Основными геометрическими параметрами магнитопровода являются площадь окна (в нем должны разместиться обмотки трансформатора), средняя длина магнитной цепи  $l_{ст}$  и сечение магнитопровода  $S_{ст}$ . Последние определяют магнитное сопротивление цепи  $R_m$ , а следовательно, влияют на электрические характеристики трансформатора.

Магнитопровод трансформатора изготавливается из специальных электротехнических сортов стали, выполненных в виде тонких пластин или ленты. Вырезанные соответствующим образом пластины собирают в пакеты, образуя броневую (рис. 2.3, а) или стержневую (рис. 2.3, б) конструкции. Ленточные магнитопроводы изготавливаются из холоднокатаной стали, обладающей в направлении проката лучшими магнитными свойствами. Магнитопроводы собирают из П-образных фрагментов, образующих «разрезные» магнитопроводы броневое типа ШЛ (рис. 2.3, в), стержневого типа ПЛ (рис. 2.3, г). Неразрезные сердечники, выполненные в

виде тороида, обозначают индексами ОЛ (рис. 2.3, *д*). Последние имеют наименьшее магнитное сопротивление, однако технология выполнения обмоток в таких конструкциях достаточно трудоемка. Обмотки трансформатора изготавливаются из изолированной медной (реже из алюминиевой) проволоки круглого или прямоугольного сечения. Обмотки размещаются на изолирующих каркасах и могут иметь цилиндрическую или дисковую конструкцию (рис. 2.4, *а, б*).

Трансформаторы малой мощности обычно имеют воздушное естественное охлаждение. Для этой цели при проектировании трансформаторов электромагнитные нагрузки выбираются такими, чтобы потери мощности в трансформаторе не вызывали его перегрев выше допустимых по условиям термической стойкости изоляционных материалов. Более подробно о конструкциях ТММ и оптимальных методах их проектирования можно прочитать в [6].

При подключении к первичной обмотке трансформатора переменного напряжения произвольной формы  $U_1$  в первичной цепи начинает протекать ток  $i_1$ . Ток порождает МДС  $F_1 = i_1 \omega_1$  и напряженность магнитного поля  $H$ . В силу отмеченной выше жесткой связи между напряженностью и потоком в магнитопроводе образуется основной поток  $\Phi_0$ . Часть потока, создаваемого первичной обмоткой, не сцеплена со вторичной обмоткой. Эту часть называют потоком рассеяния. С каждым из потоков связаны соответствующие индуктивности (намагничивания или взаимной индуктивности  $L_\mu$  и рассеяния  $L_\sigma$ ) и ЭДС самоиндукции:

$$e_1 = -L_\mu di_1/dt = -\omega_1(d\Phi_0/dt) \quad \text{и} \quad e_{\sigma_1} = -L_\sigma(di_1/dt).$$

Изложенной стадии работы ненагруженного трансформатора соответствует следующая цепочка связей и отношений:

$$u_1 = -e_\sigma - e_1 + i_1 R_1$$

$$\begin{array}{c} \uparrow e_{\sigma_1} \\ u_1 \rightarrow i_1, \quad F_1 \rightarrow H \rightarrow \underbrace{\uparrow e_{\sigma_1} \quad \uparrow e_1}_{\psi_1} \Phi_{\sigma_1} + \Phi_0 \rightarrow e_2 = -\omega_2(d\Phi_0/dt). \end{array}$$

Индексом  $\psi_1$  обозначен полный магнитный поток, создаваемый током  $i_1$  ( $\psi_1 = \Phi_0 + \Phi_{\sigma_1}$ ).

В соответствии с первым законом Кирхгофа силы, действующие в первом контуре, сбалансированы, в частности, сумма ЭДС ( $-e_1 - e_{\sigma_1}$ ) отличается от  $u_1$  на величину падения напряжения на активном сопротивлении провода первичной обмотки  $\Delta u_R = i_1 R_1$ .

Переходя к комплексной форме записи для синусоидальных функций тока и напряжения, представим уравнение для первого контура трансформатора в виде

$$U_1 = -E_1 + I_1 R_1 + I_1 j x_{\sigma_1}, \quad (2.1)$$

где слагаемое  $I_1 j x_{\sigma_1}$  представляет падение напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния ( $x_{\sigma_1} = \omega L_{\sigma_1}$ ).

Выражение для величины электродвижущей силы  $E$  может быть получено из уравнения электромагнитной индукции при подстановке  $\Phi_0 = \Phi_m \sin \omega t$ :

$$e(t) = -w \frac{d(\Phi_m \sin \omega t)}{dt} = -w \Phi_m \omega \cos \omega t = 2\pi f w \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.2)$$

Выразив поток через индукцию и сечение стали магнитопровода ( $\Phi_m = B_m S_{ст}$ ), запишем выражения для амплитуды ЭДС ( $E_m$ ) и действующего значения  $E$ :

$$E_m = 6,28 w B_m f S_{ст};$$

$$E = E_m / \sqrt{2} = 4,44 w B_m f S_{ст}. \quad (2.3)$$

При подключении к вторичной обмотке сопротивления нагрузки в цепи протекает ток  $i_2$ . Напряжение на нагрузке  $u_2 = e_2 + e_{\sigma_2} - i_2 R_2$ , или (для синусоидальной формы напряжения и тока)

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 (R_2 + jx_{\sigma_2}),$$

где  $\dot{I}_2 jx_{\sigma_2} = -\dot{E}_{\sigma_2}$  — падение напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния.

Ток  $i_2$  образует МДС  $F_2 = i_2 w_2$  и соответствующий размагничивающий поток.

Размагничивание магнитопровода связано с отбором энергии, преобразованной вторичной обмоткой в электрическую. В результате снижения величины магнитного потока и ЭДС  $e_1$  нарушается баланс сил в первом контуре, который восстанавливается за счет увеличения первичного тока  $i_1$ . При этом поток  $\Phi_0$  также восстанавливается практически до величины, которую он имел в режиме отсутствия нагрузки. Свойство «сбалансирования» потока является основным правилом работы трансформатора, с ним связано уравнение баланса МДС:

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0; \quad \dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 = \dot{I}_0 w_1, \quad (2.4)$$

где  $I_0$  — ток намагничивания. При холостом ходе (хх) ток  $I_0 = I_{1хх}$ ,  $I_2 = 0$ .

На основании изложенного представим полную систему уравнений трансформатора:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (R_1 + jx_{\sigma_1}); \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - \dot{I}_2 (R_2 + jx_{\sigma_2}); \\ \dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 &= \dot{I}_0 w_1. \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

Заметим, что уравнения первого и второго контуров описывают различные явления, чем и объясняется различие в знаках перед  $E_1$  и  $E_2$ .

Первичная цепь трансформатора является потребителем энергии по отношению к источнику напряжения  $U_1$ , и поэтому ЭДС  $E_1$  является противодействующей силой (со знаком минус). Вторичная обмотка выступает по отношению к нагрузке источником ЭДС  $E_2$ . Выходное напряжение  $U_2$  образуется как «остаток» ЭДС, за вычетом падения напряжения на его «внутреннем» сопротивлении ( $Z_2 = R_2 + jx_{\sigma_2}$ ).

### 2.1.2. Режимы работы трансформаторов

Трансформаторы могут работать в трех режимах: эксплуатационном (работа под нагрузкой) и двух экспериментальных — режиме ХХ и короткого замыкания (КЗ).

В режиме ХХ вторичная обмотка трансформатора разомкнута (ток  $I_2 = 0$ ), на первичную обмотку подается номинальное напряжение  $U_1 = U_{1н}$  и напряжение на вторичной обмотке, равное индуцируемой в ней ЭДС, также имеет номинальное значение  $E_2 = E_{2н}$ . Ток, протекающий по первичной обмотке, называется током ХХ, т. е.  $I_{xx}$ . Величина тока ХХ много меньше номинального тока первичной обмотки, так как ток нагрузки и  $P_2$  равны нулю. При  $I_{xx} \ll I_n$  и  $I_2 = 0$  потери в обмотках (меди) в режиме ХХ близки к нулю, а поэтому мощность, потребляемая трансформатором в режиме хх, практически равна потерям в стали ( $P_1 = P_{ст}$ ,  $I_2 = 0$ ).

Величина потерь в стали зависит от качества стали и определяется двумя составляющими: потерями на гистерезис ( $P_r$ ) и потерями на вихревые токи  $P_v$ . Первые определяются площадью петли перемагничивания материала магнитопровода, вторые зависят от тока, порождаемого переменным потоком в толще магнитопровода. Для снижения составляющей  $P_v$  магнитопровод собирается из тонких листов, изолированных друг от друга лаком или оксидной (окислами, образующимися при термической обработке). Величина  $P_v$  обратно пропорциональна квадрату толщины листа  $h$ . Для частоты  $f = 50$  Гц распространены значения  $h = 0,35$  и  $h = 0,5$  мм. На повышенных частотах значения  $h$  уменьшают до  $0,1 \dots 0,05$  мм.

В инженерных расчетах потери в стали магнитопровода находят по эмпирической формуле:

$$P_{ст(B_x, f_x)} = p_{B_0, f_0} G (B_x/B_0)^\alpha (f_x/f_0)^\beta, \quad (2.6)$$

где  $p_{B_0, f_0}$  — удельные потери в паспортном режиме (при определенной частоте  $f_0$  и индукции  $B_0$ ), Вт/кг;  $G$  — масса магнитопровода, кг;  $B_x, f_x$  — максимальная индукция и частота рабочего режима;  $\alpha, \beta$  — показатели степени, характеризующие марку стали (для приближенных расчетов можно принимать  $\alpha = \beta = 2$ ) [6].

В режиме КЗ обмотка закорачивается накоротко (напряжение на обмотке  $\omega_2 = 0$ ), на первичную обмотку подается пониженное напряжение  $U_{1к} \ll U_{1ном}$ , при котором ток в обмотке будет равен номинальному значению  $I_{1к} = I_{1ном}$ . Из закона электромагнитной индукции при условии  $e_1 \approx u_1$  следует однозначная связь между

величиной магнитного потока в сердечнике трансформатора и величиной напряжения первичной обмотки. Из закона Ома для магнитной цепи по аналогии с законом Джоуля — Ленца для электрической цепи получается, что потери в стали  $P_{ст}$  пропорциональны квадрату действующего значения магнитного потока  $\Phi_0$ . При малой величине напряжения  $U_{1к}$ , а следовательно, и малой величине потока  $\Phi_0$  в режиме КЗ потери в стали трансформатора пренебрежимо малы. Поэтому потребляемая трансформатором в режиме КЗ мощность равна потерям в меди  $P_m$ , которые соответствуют номинальному значению тока  $I_{1к} = I_{ном}$  и зависят от сопротивления проводов обмоток.

В режиме работы трансформатора под нагрузкой на первичную обмотку подается номинальное напряжение и по ней должен протекать номинальный ток, так как ток нагрузки равен номинальному  $U_1 = U_{ном}$  и  $I_2 = I_{ном}$ .

Экспериментальное исследование трансформатора в режиме ХХ называется опытом холостого хода. При проведении опыта ХХ (рис. 2.5, а) измеряются напряжение на первичной обмотке  $U_{1хх} = U_{ном}$ , ток  $I_{хх} \ll I_{ном}$  и потребляемая мощность  $P_{хх} = P_{ст}$ , а также ЭДС вторичной обмотки, которая по определению равна номинальному напряжению  $E_2 = E_{ном}$ . Измеренные функциональные переменные позволяют рассчитать:

а) активную и реактивную составляющие тока первичной обмотки трансформатора:

$$I_{хх а} = P_{ст}/U_{ном}; \quad I_{хх р} = \sqrt{I_{хх}^2 - I_{хх а}^2};$$

б) активную и реактивную составляющие сопротивления трансформатора в режиме ХХ:

$$Z_{хх} = U_{ном}/I_{хх}; \quad R_{хх} = P_{ст}/I_{хх}^2; \quad x_{хх} = \sqrt{Z_{хх}^2 - R_{хх}^2};$$

в) коэффициент трансформации трансформатора, который является его параметром:

$$n = U_{ном}/U_2;$$

г) коэффициент ХХ, который характеризует относительное значение намагничивающей составляющей номинального значения тока первичной обмотки:

$$K_x = \frac{I_{хх}}{I_{1н}} \cdot 100\%.$$

Экспериментальные исследования трансформатора в режиме КЗ называются опытом КЗ. При проведении опыта КЗ (рис. 2.5, б) измеряются ток в первичной обмотке трансформатора  $I_{1к} = I_{ном}$ , напряжение на обмотке  $U_{1к}$  и потребляемая мощность  $P_{1к} = P_m$ . Измеренные функциональные переменные позволяют рассчитать активную и реактивную составляющие сопротивления КЗ трансформатора:

$$Z_k = U_{1к}/I_{1н}; \quad R_k = P_k/I_{1н}^2; \quad x_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2};$$

активную и реактивную составляющие падения напряжения на КЗ трансформаторе, которые используются при расчетном определении значения одного из показателей качества трансформатора  $U_{ка} = R_k I_{ном}$  и  $U_{кр} = X_k I_{ном}$ .

### 2.1.3. Эквивалентная схема замещения трансформатора

Наличие индуктивной связи между обмотками затрудняет установление аналитической зависимости между ЭДС и токами обмоток. Для исключения индуктивной связи между обмотками строится математическая модель «приведенного» трансформатора, в которой первичная и вторичная обмотки приводятся к одному числу витков. Если пересчитывается вторичная обмотка ( $\omega'_2 = \omega_1$ ), то приведенные вторичные параметры трансформатора обозначают штрихом ( $R'_2, x'_2, U'_2$ ). Аналогично может приводиться первичная обмотка ко вторичной ( $\omega'_1 = \omega_2$ ). Схема замещения приведенного к первичной обмотке трансформатора, для которой применимы законы Кирхгофа, показаны на рис. 2.6, а. Для сохранения основных свойств реального трансформатора характеристики схемы замещения должны удовлетворять ряду условий:

- а) полная мощность реального  $S_2 = E_2 I_2$  и приведенного трансформатора  $S_2 = E'_2 I'_2$  должны совпадать;
- б) потери мощности в цепях реального и приведенного трансформатора должны быть равны;
- в) фазовые сдвиги между напряжениями и токами в цепях реального и приведенного трансформатора должны быть одинаковыми.

При пересчете числа витков обмотки изменяется величина ее ЭДС. Из уравнения ЭДС обмотки следует  $\omega_1/\omega_2 = E_1/E_2 = n$ ; следовательно, при приведении вторичной обмотки  $\omega'_2 = \omega_2 n$ , т. е. при изменении числа витков реального трансформатора величину  $E_2$  также следует пересчитывать:

$$E'_2 = E_1; E_1 = E'_2 n; E'_2 = E_2 n.$$

Из условия а находим коэффициент пересчета для тока  $I'_2$ :

$$E_2 I_2 = E'_2 I'_2 = E_2 n I'_2,$$

откуда следует  $I'_2 = I_2 \cdot 1/n$ .

Из условия б находим коэффициент приведения для сопротивления  $R_2$ :

$$P_{м2} = I_2^2 R_2 = I'^2_2 R'_2 = \frac{I_2^2}{n^2} R'_2.$$

Следовательно,  $R'_2 = R_2 n^2$ .



Наконец, из условия *в* находим коэффициент пересчета для индуктивного сопротивления:

$$\varphi = \arctg(x_{\sigma 2}/R_2); \quad x_{\sigma 2}/R_2 = x'_{\sigma 2}/R'_2; \quad x'_{\sigma 2} = x_{\sigma 2}n^2.$$

Таким образом, все сопротивления вторичной цепи после приведения к первичной обмотке изменяются в  $n^2$  раз. У понижающего трансформатора ( $w_1 > w_2$ ) сопротивления возрастают в  $n^2$  раз, а проводимости (и емкости) во столько же раз уменьшаются.

Система уравнений приведенного трансформатора в отличие от (2.5) имеет вид

$$\underline{\dot{U}}_1 = -\underline{\dot{E}}_1 + \underline{\dot{I}}_1(R_1 + jx_{\sigma 1});$$

$$\underline{\dot{U}}_2 = \underline{\dot{E}}_2 - \underline{\dot{I}}_2(R'_2 + jx'_{\sigma 2});$$

$$\underline{\dot{I}}_1 w_1 + \underline{\dot{I}}_2 w_2 = \underline{\dot{I}}_0 w_1.$$

В соответствии с уравнением токов приведенного трансформатора на рис. 2.6, *а* направления тока  $I_1$  и тока  $I_2$  показаны навстречу (к узлу). Их разность определяет величину тока намагничивания  $I_0$ . Цепь намагничивания представлена параллельным включением индуктивности намагничивания ( $L_\mu$ ) и эквивалентного сопротивления тепловых потерь в стали  $R_{xx}$ ).

#### 2.1.4. Вторичное напряжение трансформатора

Эквивалентную схему замещения приведенного трансформатора, изображенную на рис. 2.6, *а*, можно упростить для случая, когда  $I_1 = I_{1н}$ , т. е. при  $I_0 \ll I_{1н}$  или  $I_{1н} = -I'_2$ .

Упрощенная схема замещения приведенного трансформатора для  $I_1 = I_{1н}$  приведена на рис. 2.6, *б*. Если применить второй закон Кирхгофа к схеме, то находится уравнение, связывающее выходное напряжение  $U_2$  с приложенным к первичной обмотке напряжением  $U_1$  и током  $I_{1н}$ :

$$\underline{\dot{U}}'_2 = \underline{\dot{U}}_1 - \underline{\dot{I}}_{1н}(R_k + jx_k). \quad (2.7)$$

Уравнение (2.7) описывает так называемую внешнюю характеристику приведенного трансформатора. В соответствии с уравнением трансформатор представляется источником напряжения с комплексным внутренним сопротивлением  $Z_k = R_k + jx_k$  ( $R_k = R_1 + R_2$ ,  $x_k = x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}$ ). Напомним, что  $z_k$  и его составляющие  $R_k$  и  $x_k$  определяются в опыте КЗ.

В соответствии с уравнением (2.7) на рис. 2.7 построена векторная диаграмма, иллюстрирующая работу трансформатора под нагрузкой. Вектор тока  $I_1$  направлен вертикально вверх. Угол сдвига фаз между напряжением  $U_{1н}$  и током  $I_1$  обозначается  $\varphi_1$ , а между напряжением  $U_2$  и током  $I_2$  —  $\varphi_2$ . Под углом  $\varphi_2$  к вектору тока  $I_1$  откладывается вектор напряжения  $U'_2$ . Окончание вектора

$U'_2$  обозначается буквой  $A$ . От точки  $A$  параллельно вектору  $I_1$  откладывается отрезок  $AB$ , длина которого равна произведению  $I_1 R_k$ . Из точки  $B$  перпендикулярно вектору  $I_1$  откладывается отрезок  $BC$ , длина которого равна произведению  $I_1 x_k$ . Строится вектор  $OC$ , длина которого равна величине напряжения  $U_{1н}$ . Вектор  $OA$  продолжается до точки  $D$ , которой обозначается пересечение прямой  $OD$  с окружностью радиуса  $OC$ . При условии, что углы  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  отличаются на малую величину, делается допущение о том, что угол  $ODC$  является прямым. Из вершины  $B$  треугольника  $ABC$  опускается перпендикуляр к прямой  $OD$ . Точка пересечения обозначается  $E$ . Точки  $A$  и  $C$  соединяются прямой. Разность между напряжениями  $U_{1н}$  и  $U'_2$  равна отрезку  $DA = DE + EA$ . Из треугольника  $ABE$  его катет  $EA = AB \cos \varphi_2 = I_{1н} R_k \cos \varphi_2$ . Отрезок  $DE = DF + FE$  и соответственно из треугольников  $BEF$  и  $DFC$   $EF = BF \sin \varphi_2$ ;  $FD = PC \sin \varphi_2$ , т. е.  $DE = BC \sin \varphi_2 = I_{1н} x_k \sin \varphi_2$ . Следовательно, разность между напряжениями  $U_1$  и  $U'_2$  равна

$$\Delta U = U_{1н} - U'_2 = I_1 R_k \cos \varphi_2 + I_{1н} x_k \sin \varphi_2 = U_{ка} \cos \varphi_2 + U_{кр} \sin \varphi_2.$$

Разность между напряжениями приведенного трансформатора  $U_{1н} - U'_2$  для реального трансформатора соответствует разности  $U_{2н} - U_2$ . Обозначим эту разность  $\Delta U_2$  и введем понятие процентного изменения напряжения на трансформаторе под нагрузкой, которое определяется как выраженное в процентах от номинального значения вторичного напряжения  $U_{2н}$  и напряжением на вторичной обмотке при номинальном токе  $I_{2н}$  и номинальном первичном напряжении  $U_1 = U_{1н}$ :

$$\Delta u \% = (U_{2н} - U_2) \cdot 100 / U_{2н} \text{ или } \Delta u \% = (U_{1н} - U'_2) / U_{1н}.$$

В реальном трансформаторе  $\Delta u \% = 0$  или  $U_{ка} \cos \varphi_2 = -U_{кр} \sin \varphi_2$ , где  $-U_{ка} / U_{кр} = \operatorname{tg} \left( \varphi_k - \frac{\pi}{2} \right)$ . Следовательно,  $\operatorname{tg} \left( \varphi_k - \frac{\pi}{2} \right) = \operatorname{tg} \varphi_2$ .

Из равенства непрерывных функций следует равенство их аргументов  $\varphi_k - \frac{\pi}{2} = \varphi_2$ , где всегда  $\varphi_k < 90^\circ$ . Поэтому равенство 0 процентного изменения напряжения  $\Delta u \% = 0$  возможно при условии отрицательного значения угла сдвига фаз  $\varphi_2 < 0$ , т. е. когда ток  $I_2$  опережает напряжение  $U_2$ . Пользуясь соотношением  $\Delta u \% = u_{ка} \cos \varphi_2 + u_{кр} \sin \varphi_2$  при  $U_2 = U_{2н} \left( 1 - \frac{\Delta u \%}{100} \right)$ , можно построить внешние характеристики при различном характере его нагрузки, т. е. изобразить графически зависимость напряжения  $U_2$  от тока  $I_2$  при активной, активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузках. Характеристики имеют линейный характер и поэтому строятся по двум точкам: при  $I_2 = 0$ ,  $U_2 = U_{2н}$  и при  $I_2 = I_{2н}$ ,  $U_2 = U_{2н} - U_{2н} \frac{\Delta u \%}{100}$  (рис. 2.8). Напряжение  $U_2$  при активно-емкостной на-

грузке оказывается больше  $U_{2н}$  в том случае, когда величина  $U_{кр} \sin \varphi_2$  оказывается больше, чем  $U_{ка} \cos \varphi_2$ , т. е. процентное изменение напряжения  $\Delta u$  % будет иметь знак минус.

### 2.1.5. Показатели качества и рабочие характеристики трансформатора

В § 2.1 было отмечено, что характеристики трансформаторов подразделяются на параметры — показатели качества и рабочие или эксплуатационные. Параметром трансформатора является коэффициент трансформации, а процентное изменение напряжения на трансформаторе под нагрузкой  $\Delta u$  % может служить его показателем качества. К трансформаторам как к функциональным элементам устройств электросиловой преобразовательной техники предъявляется требование о снижении до минимума «потерь» электрической мощности, т. е. потерь в стали и в меди трансформаторов. Для оценки выполнения этого требования можно использовать КПД трансформатора

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{ст} + P_m}.$$

В том случае, когда трансформатор работает в номинальном режиме ( $U_1 = U_{1н}$  и  $I_2 = I_{2н}$ ), потери в стали равны мощности, потребляемой трансформатором в режиме ХХ  $P_{ст} = P_{хх}$ , а потери в меди  $P_m = P_k$  или

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_{хх} + P_k}.$$

Трансформаторы могут работать не только в номинальном режиме. Для оценки степени загрузки по току вводится понятие коэффициента нагрузки трансформатора, которое равно отношению реального тока нагрузки к номинальному  $\beta = I_2/I_{1н}$ . При условии  $I_1 = I_{хх} + I_2$  и  $I_{1н} \gg I_{хх}$  можно считать  $\beta = I_1/I_{1н}$ , тогда

$$P_m = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 = \beta^2 (I_{1н}^2 R_1 + I_{2н}^2 R_2) = \beta^2 P_k.$$

Используя уравнение (2.8) и учитывая, что  $P_2 = S_2 \cos \varphi_2$ , получим решение для КПД в общем виде:

$$\eta = \frac{\beta S_{2н} \cos \varphi_2}{\beta S_{2н} \cos \varphi_2 + P_{хх} + \beta^2 P_k}; \quad (2.9)$$

КПД будет иметь максимальное значение при  $d\eta/d\beta = 0$ . Решая это уравнение, можно найти, что КПД имеет максимальное значение при  $P_{ст} = P_m$ . Очевидно, ток нагрузки или коэффициент нагрузки, при которых величина  $\eta = \eta_{max}$ , являются оптимальными с точки зрения минимума потерь. Из условия  $P_{ст} = P_{м ном}$  находим  $\beta_{опт} = \sqrt{P_{ст}/P_{м ном}}$ , где  $P_{м ном}$  — потери мощности в обмотках при номинальном токе.

К показателям качества предъявляется требование: при увеличении степени соответствия оцениваемого свойства предъявляемому требованию все ПК должны либо увеличиваться, либо уменьшаться. Для первого показателя качества (процентного изменения напряжения трансформатора под нагрузкой) коэффициент трансформации вообще не изменяется, если  $\Delta u \% = 0$ . Соответственно для оценки степени выполнения требования о минимальных потерях в трансформаторе выбирается не КПД, а коэффициент потерь  $ПК_2 = 1 - \eta$ .

В трансформаторе связь между первичными и вторичными обмотками индуктивная: с помощью магнитного потока, который сцеплен с первичными и вторичными обмотками. В то же время известно, что магнитный поток не может совершать работу, поэтому энергия магнитного поля имеет реактивный характер. Увеличение реактивной составляющей электрической энергии приводит к увеличению реактивной составляющей тока первичной обмотки трансформатора. К трансформатору предъявляется требование снижения до минимума реактивной составляющей энергии, которая потребляется из сети. Для количественной оценки степени выполнения этого требования используется коэффициент ХХ

$$K_x \% = \frac{I_{xx}}{I_{1н}} 100.$$

Коэффициент ХХ характеризует отношение реактивной мощности намагничивания трансформатором к полной мощности при  $I_1 = I_{1н}$ .

Число показателей качества равно числу функциональных требований, которые предъявляются к конкретному устройству. Ограничимся предъявлением к трансформаторам трех функциональных требований.

Эксплуатационными (рабочими) характеристиками трансформаторов будем называть зависимости  $I_1 P_1$ ,  $\eta$ ,  $\cos \varphi$  от величины активной мощности  $P_2$  при номинальном напряжении на первичной обмотке  $U_{1н}$ . Для построения рабочих характеристик приведем значения функциональных переменных в двух точках: при  $P_2 = 0$  и при  $P_2 = P_{2н}$  (см. табл. 2.1).

Таблица 2.1

$P_2$	$I_1$	$P_1$	$\eta$	$\cos \varphi_1$
$P_2 = 0$	$I_{xx}$	$P_{xx}$	0	$P_{xx}/U_{1н}I_{1xx}$
$P_2 = P_{2н}$	$I_1$	$P_{1н}$	$P_{2н}/P_{1н}$	$P_{1н}/U_{1н}I_{1н}$

Построенные эксплуатационные характеристики приведены на рис. 2.9. Из графиков следует, что при  $P_2 > P_{2н}$  величины КПД и коэффициента мощности уменьшаются; КПД имеет максимум при  $P_{ст} = P_m$ . Потери в стали не изменяются при  $U_1 = U_{1н}$ , а потери в меди увеличиваются при росте  $P_2$ . Сечение ферромагнитного сердечника трансформатора выбирается из условия  $S_{ст} = \Phi_0 / B_m$ , где  $\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2 = I_{1н} w_1 / R_m - I_{2н} w_2 / R_m$ .

При  $P_2 > P_{2н}$  возрастают МДС первичной и вторичной обмоток, соответственно увеличиваются потоки  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , а при  $\Phi_0 = \text{const}$  возрастают потоки рассеивания первичной и вторичной обмоток, что приводит к увеличению реактивной мощности.

Реактивная составляющая мощности, потребляемой трансформатором из сети,

$$Q_1 = I_{1н}^2 (x_{\sigma_1} + x'_{\sigma_2}) + Q_{\text{жх}}.$$

Она возрастает, при этом соответственно уменьшается коэффициент мощности.

### 2.1.6. Габаритная мощность трансформатора. Алгоритм инженерного расчета трансформатора

Трансформаторы малой мощности унифицированы по типоразмерам сердечников, серийно выпускаемым промышленностью. Геометрические размеры магнитопровода и мощность трансформатора жестко связаны и характеризуют так называемую *габаритную мощность*. Пренебрегая реактивностями трансформатора, представим габаритную мощность как полусумму мощностей отдельных обмоток:

$$S_{\tau} \approx P_{1\tau} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N P_n,$$

где  $N$  — общее число обмоток трансформатора;  $P_n = U_n I_n$  — мощность одной обмотки.

Для двухобмоточного трансформатора  $n=2$ , поэтому

$$P_{\tau} = \frac{1}{2} (P_1 + P_2)$$

или с учетом КПД  $\left( P_1 = P_2 \frac{1}{\eta} \right)$

$$P_{\tau} = \frac{1 + \eta}{2} P_2 = \frac{1 + \eta}{2} U_2 I_2. \quad (2.10)$$

Приняв для упрощения  $U_2 \approx E_2 = 4,44 w_2 B_m f S_{ст}$  и учитывая, что одна обмотка при размещении на магнитопроводе займет половину площади окна ( $S_{0(w_2)} = 0,5 S_0$ ), определим возможное число витков  $w_2$  по условию размещения в окне:

$$w_2 = \frac{S_0}{2} \cdot \frac{K_{ок}}{S_{пр2}},$$

где  $K_{ок}$  — технологический коэффициент заполнения окна (обычно  $K_{ок} \approx 0,25 \dots 0,3$ );  $S_{пр2} = I_2/j$  — сечение обмоточного провода ( $j$  — плотность тока в обмоточном проводнике. Для медного провода  $j \approx 2,5 \dots 4,5$  А/мм<sup>2</sup>).

Таким образом,

$$w_2 = \frac{j S_0 K_{ок}}{2 I_2}.$$

Подставляя выражение для  $w_2$  в формулу  $U_2$ , а последнюю в выражение для  $P_T$ , находим уравнение габаритной мощности трансформатора:

$$P_T = (1 + \eta) 2,22 B_m f S_{ст а} S_0 K_{ок} j. \quad (2.11)$$

В полученном выражении используется активное сечение стали, отличающееся от геометрического множителем  $K_{ст} \approx 0,9$ , учитывающим наличие немагнитного пространства при сборке магнитопровода из изолированных тонких пластин или ленты ( $S_{ст а} = S_{ст} K_{ст}$ ).

В системе СИ размерности используемых в уравнении (2.10) сомножителей следующие:

$$P_T [\text{В} \cdot \text{А}]; B_m [\text{Тл}]; f [\text{Гц}]; S_{ст} S_{ок} [\text{м}^4]; j [\text{А/м}^2].$$

Из уравнения (2.11) наглядно видна возможность снижения геометрических размеров трансформатора при увеличении частоты переменного тока.

Уравнение габаритной мощности и полученное ранее уравнение ЭДС обмотки являются основными при проведении расчетов. Приведем примерный алгоритм электрического расчета трансформатора малой мощности. В качестве исходных данных для расчета примем:

- а) входное напряжение  $U_{1н}$  и выходное напряжение  $U_{2н}$  [В];
- б) ток вторичной обмотки (нагрузки)  $I_{2н}$  [А];
- в) частота сети  $f$  [Гц];
- г) ряд показателей качества: коэффициент XX  $K_{xx}$  %, КПД ( $\eta$ ), относительное изменение падения напряжения на обмотках ( $\Delta u_2$  %).

Рекомендуемый порядок расчета может включать следующие этапы:

А. По формуле (2.10) определяется габаритная мощность трансформатора  $P_T$ .

Б. С учетом справочных рекомендаций по выбору типа магнитопровода, значений  $K_{ок}$ ,  $K_{ст}$ ,  $B_m$ ,  $j$ , используя формулу (2.11), определяют базовый геометрический параметр  $S_{ок} S_{ст}$ :

$$S_0 S_{ст} = P_T [(1 + \eta) 2,22 B_m f j K_{ок} K_{ст}]^{-1}.$$

В. По справочным таблицам находится типоразмер магнитопровода с близким к рассчитанной величине значением  $S_0 S_{ст}$ . По таблице находятся величины  $S_0$ ,  $S_{ст}$ ,  $G$  ( $G$  — масса магнитопровода).

Г. С учетом заданных величин  $\Delta u_1$  и  $\Delta u_2$  определяются величины ЭДС  $E_1$  и  $E_2$ :

$$E_1 = U_{1н} \left( 1 - \frac{\Delta u_1 \%}{100} \right); \quad E_2 = U_{2н} \left( 1 + \frac{\Delta u_2 \%}{100} \right).$$

Затем, используя формулу (2.2), определяют необходимое число витков  $w_1$  и  $w_2$ .

Д. По рассчитанным величинам сечения провода  $S_{пр1} = I_1/j$  и  $S_{пр2} = I_2/j$  по справочнику находят типовые значения  $S_{пр}$ , после чего проверяют возможность размещения проводов обмоток в окне магнитопровода.

Е. Определяются потери в стали и в меди трансформатора. Для вычисления  $P_{ст}$  по формуле (2.6) из справочника находится величина удельных потерь  $P_{ст}$ . Потери в обмотках можно вычислить по формуле

$$P_m = \varphi_m j^2 (w_1 l_1 S_{пр1} + w_2 l_2 S_{пр2}),$$

где  $\varphi_m = 1,75 \cdot 10^{-4}$  Ом·мм<sup>2</sup>/м — удельное сопротивление медного провода;  $l_1, l_2$  — средняя длина витка первичной и вторичной обмоток;  $S_{пр1}, S_{пр2}$  — справочные сечения проводов обмоток;  $j$  — плотность тока в обмотках.

Ж. Мощность намагничивания и ток намагничивания находят с помощью справочного параметра — удельной мощности ( $q$  [В·А/кг]) для выбранной марки стали и величины  $B_m$ :

$$Q = q \cdot G_{ст} [В \cdot А]; \quad I_{xx} = Q/U_{1н} [А].$$

Для контроля правильности «проектных решений», которые были приняты при выборе типоразмера сердечника, определении числа витков обмотки, выборе марки и определении сечения проводов обмоток, находятся численные значения показателей качества трансформатора:

1. Величина коэффициента холостого хода  $K_{xx}$

$$K_{xx} \% = I_{xx} \cdot 100/I_{1н}; \quad I_{xx} = \sqrt{I_{xx}^2 + (P_{ст}/U_{1н})^2}.$$

Если величина  $K_{xx}$  оказывается больше допустимого значения (для ТММ  $K_x \% \leq 30\%$ ), то необходимо уменьшить величину  $Q$  путем снижения допустимого значения  $B_m$ .

2. Коэффициент полезного действия трансформатора (расчетное значение)

$$\eta_{расч} = \frac{P_2}{P_2 + P_{ст} + P_m}.$$

Это значение не должно быть меньше величины, заданной по условию задачи; если  $\eta_{расч} > \eta_{зад}$ , то следует проанализировать составляющие потерь  $P_{ст}$  и  $P_m$  и в первую очередь попытаться уменьшить большую из них. Потери в стали уменьшают путем снижения допустимой величины  $B_m$ .

3. Процентное изменение напряжения на трансформаторе при его номинальной нагрузке

$$\Delta u \% \approx \frac{I_{1н} R_k}{U_{1н}} \cdot 100 = \frac{I_{1н}}{U_{1н}} \left[ R_1 + R_2 \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2 \right]; \quad I_{1н} = \frac{P_\tau}{U_{1н}}.$$

Если расчетная величина  $\Delta u$  % оказывается больше допустимой по условию задачи, то необходимо уменьшить составляющие  $\Delta u_1$  и  $\Delta u_2$  за счет снижения величины составления обмоток  $R_1$  и  $R_2$  (путем увеличения сечения проводов обмоток).

### 2.1.7. Трехфазные трансформаторы

Известно, что совокупность нескольких электрических цепей, в которых действуют ЭДС переменного тока одной и той же частоты, но сдвинутые друг относительно друга по фазе, называют *многофазной системой*. Число цепей, входящих в многофазную систему, называют *числом ее фаз*. Наибольшее распространение на практике получили трехфазные связанные системы, между фазами цепей которых имеется электрическая (гальваническая) связь.

Будем рассматривать трехфазные симметричные системы, в которых фазные ЭДС и токи равны по величине и каждая ЭДС или ток сдвинуты по фазе относительно соседних опережающих или отстающих на один и тот же угол, равный  $2\pi/3$  рад. Связанная трехфазная система может быть образована двумя способами: соединением фаз системы звездой, когда концы фаз соединены между собой, а начала фаз свободны, и соединением фаз системы треугольником, когда конец одной фазы соединяется с началом другой, образуя замкнутый контур. Основное свойство симметричной трехфазной связанной системы состоит в том, что сумма трех векторов ЭДС или токов равна нулю:

$$\dot{E}_1 + \dot{E}_2 + \dot{E}_3 = 0 \quad \text{и} \quad \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = 0.$$

Под трансформацией трехфазного напряжения и тока понимается осуществляемое с помощью трансформаторов преобразование трехфазной связанной системы напряжений или токов одной величины в трехфазную систему напряжений или токов другой величины.

Трансформацию трехфазного напряжения (тока) можно осуществлять с помощью трехфазных трансформаторов двух типов:

а) группового трансформатора, состоящего из трех одинаковых однофазных двухобмоточных трансформаторов, первичные и вторичные обмотки которых соединяются «звездой» или «треугольником» (рис. 2.10, а);

б) стержневого трансформатора, имеющего трехстержневой сердечник, на котором размещаются по одной фазной первичной и вторичной обмотке, соединяемых звездой или треугольником (см. рис. 2.10, б).



Провода, идущие от концов фазных обмоток к источнику энергии переменного тока или к потребителю (токоприемнику), называются *линейными*. Напряжения между линейными проводами и токи в них также называются линейными. Из рассмотрения электрических схем трехфазных трансформаторов, изображенных на рис. 2.10, можно сделать вывод, что при соединении фазных обмоток звездой линейные токи равны фазным, так как в узлах они не разветвляются, а линейные напряжения равны геометрической разности соответствующих фазных; если же фазные обмотки соединяются треугольником, то линейные напряжения равны фазным, а линейные токи — геометрической разности соответствующих фазных:

$$\text{при звезде } I_{\text{л}} = I_{\text{ф}} \text{ и } U_{\text{л}} = \sqrt{3} U_{\text{ф}};$$

$$\text{при треугольнике } U_{\text{л}} = U_{\text{ф}} \text{ и } I_{\text{л}} = \sqrt{3} I_{\text{ф}}.$$

Соответственно активная и реактивная составляющие мощности трехфазной симметричной системы будут:

$$P = 3U_{\text{ф}}I_{\text{ф}} \cos \varphi = \sqrt{3} U_{\text{л}}I_{\text{л}} \cos \varphi;$$

$$Q = 3U_{\text{ф}}I_{\text{ф}} \sin \varphi = \sqrt{3} U_{\text{л}}I_{\text{л}} \sin \varphi,$$

где  $\varphi$  — угол фазового сдвига между напряжением и током. Согласно ГОСТ начала фазных обмоток высшего напряжения обозначаются большими буквами *A, B, C* и концы *X, Y, Z*, а начала обмоток низшего напряжения — соответственно малыми буквами *a, b, c* и концы *x, y, z*.

Основным недостатком группового трехфазного трансформатора являются его большие масса и габариты. Недостатком стержневого трехфазного трансформатора является асимметрия трехфазной системы его токов  $\mathbf{XX}$  (намагничивающих составляющих токов первичных фазных обмоток). Согласно закону Ома для магнитной цепи магнитные потоки, сцепленные с первичными фазными обмотками, равны отношению МДС обмоток и сопротивления магнитопровода, в котором эти потоки замыкаются:

$$\Phi = \frac{F}{R_{\text{м}}} = \frac{i\omega}{R_{\text{м}}}, \text{ где } R_{\text{м}} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{l}{S}.$$

Магнитный поток, сцепленный с фазной обмоткой, расположенной на среднем стержне, замыкается через два крайних. Магнитные потоки, сцепленные с обмотками, расположенными на крайних стержнях, замыкаются через средний и крайний стержни. Суммарная длина пути магнитных потоков, сцепленных с обмотками на крайних стержнях, оказывается больше, чем магнитного потока, сцепленного с обмоткой на среднем стержне. При увеличении  $l$  возрастают магнитные сопротивления  $R_{\text{м}}$ . В то же время у симметричной трехфазной системы фазные напряжения равны, а поэтому должны быть равны и магнитные потоки, сцепленные с фазными обмотками. Равенство магнитных потоков  $\Phi_A = \Phi_B = \Phi_C$  при условии, что соответствующие магнитные сопротивления име-

ют различную величину  $R_{\text{мa}} > R_{\text{мб}}$  и  $R_{\text{мс}} > R_{\text{мб}}$ , возможно лишь при различной величине намагничивающих составляющих токов в фазных обмотках, т. е. при асимметрии токов ХХ:

$$I_{\text{хха}} > I_{\text{ххб}}; I_{\text{ххс}} > I_{\text{ххб}}.$$

При условии, что фазные напряжения у стержневых трехфазных трансформаторов различной мощности будут одинаковыми (при одинаковых магнитных потоках, сцепленных с фазными обмотками), асимметрия токов ХХ оказывает тем меньшее влияние, чем больше мощность трансформатора.

Группы трехфазных трансформаторов, являющихся стандартными, обозначаются двумя знаками, которые отличают соединение фазных обмоток звездой и треугольником. Над чертой ставится знак соединения первичных фазных обмоток, а под чертой — вторичных. Например, трехфазный трансформатор, у которого первичные обмотки соединены треугольником, а вторичные звездой, обозначается  $\Delta/\lambda$ . После этой дроби через дефис указывается число, которое позволяет с помощью циферблата часов определить величину угла сдвига фаз между линейными высшим и низким напряжениями: угол равен произведению этого числа на  $30^\circ$  (угол между расположением цифр на циферблате часов). Примеры образования групп  $\Delta/\lambda$  — 12 и  $\lambda/\lambda$  — 6 показаны на рис. 2.11. В первом случае одноименные векторы линейных напряжений совпадают (т. е. имеют фазовый сдвиг  $0^\circ$  или  $360^\circ$ ), во втором случае векторы сдвинуты на  $180^\circ$ . Часто на практике с целью увеличения мощности трансформаторы включают параллельно.

Обмотки низшего напряжения чаще соединяются треугольником, при котором ток в обмотках получается в  $\sqrt{3}$  раза меньше линейного, а поэтому снижается чувствительность трансформатора к несимметрии фазных нагрузок.

При соединении фазных обмоток звездой с выведенной нейтральной (нулевой) точкой обеспечивается использование как фазного, так и линейного напряжений.

### 2.1.8. Автотрансформаторы

Автотрансформатором называют трансформатор, у которого первичная и вторичная обмотки имеют общую часть, т. е. между ними кроме индуктивной существует и гальваническая связь. Наличие гальванической связи между первичной и вторичной обмотками позволяет существенно уменьшить величину магнитного потока, сцепленного с первичной и вторичной обмотками и обеспечивающего индуктивную связь между ними.

Функциональная схема однофазного автотрансформатора изображена на рис. 2.12. Ток в цепи первичной обмотки обозначен  $I_1$ , в цепи нагрузки  $I_2$  и ток во вторичной обмотке, являющейся частью первичной, —  $I_{\text{ax}}$ . Согласно первому закону Кирхгофа ток, вытекающий в узел  $a$ , равен сумме токов из него вытекающих:

$$I_1 = I_2 + I_{\text{ax}}.$$

Коэффициент трансформации автотрансформатора, так же как и трансформатора, равен отношению номинальных напряжений на первичной и вторичной обмотках в режиме XX:

$$n = U_{1н}/U_{2н} \text{ при } I_2=0 \text{ и } I_1=I_{xx}=I_{ax}.$$

При  $I_2=0$  и  $I_{ax} \ll I_{1ном}$  можно записать

$$U_2=E_2 \text{ и } U_1 \approx E_1, \text{ где } E_2=4,4I_{ax}f\Phi.$$

Коэффициент трансформации

$$n = \omega_{Ax}/\omega_{ax}.$$

По части первичной обмотки  $\omega_{Aa}$  протекает ток  $I_1$ , а по  $\omega_{ax}$  — ток  $I_{ax}$ .

Магнитодвижущая сила автотрансформатора

$$\dot{F} = \dot{I}_1\omega_{Aa} + (\dot{I}_1 - \dot{I}_2)\omega_{ax} = 0.$$

При наличии гальванической связи между первичной и вторичной обмотками можно допустить  $F=0$ ,

$$\text{или } \dot{I}_1\omega_{Aa} + (\dot{I}_1 - \dot{I}_2)\omega_{ax} = 0,$$

$$\text{или } I_1(\omega_{Aa} + \omega_{ax}) = I_2\omega_{ax},$$

где  $(\omega_{Aa} + \omega_{ax}) = \omega_{Ax}$ .

По обмотке с числом витков  $\omega_{ax}$  протекает ток  $I_{ax}=I_1-I_2$ , величина которого мала. Сечение провода этой части обмотки, определяемое с помощью соотношения  $S=I_{ax}/j$ , имеет малую величину по сравнению с сечением провода вторичной обмотки трансформатора  $S=I_2/j$  ( $j$  — допустимая плотность тока в обмотках). Масса меди вторичной обмотки автотрансформатора  $G_{ax}$  будет меньше массы меди вторичной обмотки трансформатора, имеющей такое же число витков, в  $n/(1-n)$  раз. Уменьшение массы меди автотрансформатора  $G_m$  приводит к снижению потерь в меди.

У автотрансформатора по сравнению с трансформатором не только меньше масса меди, но и меньше масса стали (масса сердечника). При наличии гальванической связи между обмотками автотрансформатора индуктивная связь может быть очень малой, что позволило МДС обмоток считать близкой к нулю. Малой МДС соответствует малая величина магнитного потока в сердечнике автотрансформатора, который равен  $\Phi=BS_{ст}$ , где  $B \leq B_m$ . Поэтому чем меньше поток  $\Phi$ , тем меньше величина площади сечения стержней сердечника и меньше его объем, а следовательно, и масса  $G_{ст}$ . При малой величине  $G_{ст}$  потери мощности в стали автотрансформатора также будут малыми, т. е.

$$P_{ст} = p_{ст}B_m^2G_{ст},$$

где  $p_{ст}$  — удельные потери в материале сердечника, Вт/кг.

Экономия массы меди и стали автотрансформатора и повышение его КПД по сравнению с трансформатором такой же мощно-

сти и одинаковом напряжении  $U_1$  тем больше, чем меньше разница между числом витков обмоток  $w_{ax}$  и  $w_a$ .

При  $w_{ax}=w_a$ , т. е. при  $n=1$ , экономия массы меди и стали и повышение КПД имеют наибольшую величину. На практике автотрансформаторы заменяют соответствующие трансформаторы с целью экономии материалов и снижения потерь (рассеивания) электрической энергии при  $n \leq 5$ .

Наличие гальванической связи между первичной и вторичной обмотками автотрансформатора приводит к гальванической связи между нагрузкой и сетью, к которой подключается автотрансформатор, что не всегда допустимо по условиям техники безопасности. Конструктивно однофазные автотрансформаторы обычно выполняются на двухстержневом сердечнике. На стержнях распределяются по половине витков первичной и вторичной обмоток, что позволяет уменьшить их потоки рассеивания.

### 2.1.9. Измерительные трансформаторы

Измерительные трансформаторы применяются в цепях переменного тока для разделения силовых и измерительных цепей и снижения мощности, потребляемой измерительной сетью, до величины, близкой к нулю. Измерительные трансформаторы тока являются повышающими. Их первичная обмотка, имеющая малое число витков из провода большого сечения, включается последовательно нагрузке в цепь измеряемого тока. Сопротивление такой обмотки близко к нулю.

Ко вторичной обмотке подключается измерительный прибор (амперметр), имеющий малое внутреннее сопротивление (рис. 2.13).

Таким образом, трансформатор тока работает в режиме короткого замыкания. Номинальное значение тока в цепи вторичной обмотки измерительного трансформатора согласно ГОСТ должно быть равно 5 А или 1 А; соответственно величина измеряемого тока равна  $5n$  или  $1n$  ( $n$  — коэффициент трансформации повышающего трансформатора).

Измерительный трансформатор напряжения должен быть понижающим. Его вторичная обмотка нагружена на измерительный прибор (вольтметр, см. рис. 2.14) с большим сопротивлением и, таким образом, практически не потребляющим мощности. Так как трансформатор работает в режиме ХХ, то его первичный ток достаточно мал. Кроме того, с целью повышения точности измерений величина магнитной индукции выбирается малой (0,2 ... 0,3 Тл вместо 1,3 ... 1,5 Тл в силовых трансформаторах). В результате потери в стали и в меди оказываются пренебрежимо малыми. Номинальное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора согласно ГОСТ должно быть равно 100 или 300 В, соответственно величина измеряемого напряжения будет равна  $100n$  или  $300n$  ( $n$  — коэффициент трансформации понижающего трансформатора). Точность измерительных трансформаторов в основном зависит от потерь в меди и в стали.

### 2.1.10. Особенность работы трансформаторов при прямоугольной форме входного напряжения

В современной электротехнике источником переменного напряжения являются специализированные устройства — инверторы напряжения (ИН) (см. гл. 7). На рис. 2.15 показаны две возможные формы напряжения в обмотках трансформатора инвертора. Пренебрегая сопротивлениями первичной цепи трансформатора, на основании системы уравнений можно записать  $u_1 \approx -e_1$ .

Из уравнения электромагнитной индукции  $e = -\omega \frac{d\Phi}{dt}$  для  $e = E$  (на интервале  $\Delta t = T_{\text{и}}$ ) находим

$$\Phi(t) = -\frac{E}{\omega} t \Big|_{t=0}^{t=T_{\text{и}}}; \quad \Delta\Phi = \frac{E}{\omega} \Delta T_{\text{и}}. \quad (2.12)$$

Так как уравнение  $\Phi(t)$  описывает прямую линию, то в симметричном режиме перемагничивания можно принять

$$\Delta\Phi = 2\Phi_m = 2B_m S_{\text{ст}}. \quad (2.13)$$

Из уравнений (2.12), (2.13) следует

$$E = 2\omega B_m S_{\text{ст}} T_{\text{и}}.$$

Введя обозначения  $T_{\text{и}}/T = K_{\text{зи}}$  и  $1/T = f$ , получим окончательное выражение для уравнения ЭДС обмотки при прямоугольной форме напряжения:

$$E = 4\omega B_m f S_{\text{ст}} K_{\text{зи}},$$

где  $K_{\text{зи}} = 0 \dots 1,0$  — коэффициент заполнения длительности импульса в полуволне.

С изменением цифрового множителя в уравнении ЭДС несколько меняется и уравнение расчетной мощности трансформатора. Подробно эти вопросы будут рассмотрены в гл. 7.

### 2.1.11. Перспективы совершенствования трансформаторов малой мощности

Основными направлениями совершенствования силовых ТММ, используемых в системах вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры электрической и радиосвязи, являются снижение их массы и габаритных размеров, а также потерь электрической энергии при ее трансформации.

Масса и габариты трансформатора определяются массой и размерами его сердечника (магнитопровода). Как следует из уравнений расчетной мощности трансформатора (2.11) и уравнения ЭДС (2.2), их величины прямо пропорциональны частоте. Следовательно, для уменьшения размеров трансформатора при заданной величине ЭДС его обмоток необходимо повышать частоту переменного тока. В то же время при увеличении частоты  $f$  возрастают потери в стали. Потери  $P_{\text{ст}}$  зависят от площади пет-

ли перемагничивания и вихревых токов в магнитопроводе. Снижение первой составляющей требует применения так называемых магнитомягких ферритов, т. е. материалов с узкой петлей гистерезиса (например, пермаллоев). Снижение другой составляющей может быть достигнуто увеличением активного сопротивления материала магнитопровода (введением присадок кремния), снижением толщины пластин или ленты, из которых изготавливается магнитопровод, или переходом к ферритам.

*Пермаллоями* называются железоникелевые сплавы, имеющие высокую магнитную проницаемость и малую коэрцитивную силу ( $H_c \approx 0$ , см. рис. 2.1), которая примерно в 10 раз меньше, чем у горячекатаной трансформаторной стали. Стоимость никеля приближается к стоимости драгоценных металлов, что определяет высокую стоимость пермаллоев.

*Ферриты* — это порошкообразные ферромагнитные кристаллические вещества, обладающие очень высоким удельным электрическим сопротивлением. Магнитные свойства ферритов различных типов имеют большой разброс. Минимальная величина коэрцитивной силы в них достигает 8 А/м при индукции насыщения 0,35 Т. Ферриты легко разрушаются при ударах, поддаются обработке только шлифованием, что усложняет технологию изготовления из них сердечников. Магнитопроводы из ферритовых колец используются в кабельных трансформаторах, у которых обмотки выполняются в форме линейных проводов, уложенных внутри полого цилиндра из ферритовых колец. В таких трансформаторах высокая индуктивная связь между обмотками, малые потоки рассеивания и большая величина коэффициента заполнения окна медью  $K_{ок}$ .

К области перспективных разработок относится создание сверхмагнитопроводящих материалов (керамик). Площадь поперечного сечения стержней сердечника, изготовленного из сверхмагнитопроводящего материала, стремится к нулю, т. е. не превышает площади сечения медного провода обмоток трансформатора. Потери в стали таких трансформаторов пренебрежительно малы, а их габаритные размеры и масса определяются размерами и массой обмоток.

## 2.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕАКТОРЫ И МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 2.2.1. Электрические реакторы

Наряду с трансформаторами к электромагнитным устройствам электропитания относятся электрические реакторы, которые являются накопителями электрической энергии магнитного поля, т. е. реактивными элементами.

Согласно ГОСТ 18624—73 *электрическим реактором* называется индуктивная катушка, предназначенная для использования в силовой электрической цепи. Реактор состоит из двух основных

конструктивных элементов: сердечника (магнитопровода) и основной (рабочей) обмотки, включаемой в электрическую цепь последовательно нагрузке. Функции реактора может выполнять двухобмоточный трансформатор, одна из обмоток которого включается в силовую цепь, а вторая остается разомкнутой.

Рабочей характеристикой реакторов служит вебер-амперная характеристика, которая в графической форме представляет зависимость максимального магнитного потока в сердечнике реактора  $\Phi_m$  [Вб] от действующего значения тока в рабочей обмотке (рис. 2.16). Вебер-амперная характеристика используется при классификации реакторов. Реактором с линейной характеристикой называется реактор, вебер-амперная характеристика которого практически линейна при токах до значений, во много раз превышающих номинальное. Согласно закону Ома для магнитной цепи

$$\Phi_m = \frac{F}{R_m} = \frac{I_m \omega}{\frac{1}{\mu} \cdot \frac{l}{S}},$$

где  $I_m$  — максимальное значение тока в рабочей обмотке;  $\omega$  — число витков;  $l$  и  $S$  — длина и площадь поперечного сечения магнитопровода;  $\mu$  — абсолютная магнитная проницаемость материала магнитопровода.

Для того чтобы при токах  $I_p$ , намного превышающих номинальное значение  $I_{p \text{ ном}}$ , величина потока  $\Phi_m$  не выходила за пределы линейного участка вебер-амперной характеристики, необходимо иметь магнитопровод с большим сопротивлением магнитной цепи. Большую величину сопротивления магнитопровода можно получить, если сделать его с воздушным зазором:

$$R_m = \frac{I\omega}{\frac{1}{\mu_\phi} \left( \frac{l-\delta}{S} \right) + \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\delta}{S}} \approx \frac{I\omega}{\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\delta}{S}} \quad \text{при } \mu_\phi \gg \mu_0,$$

где  $\mu_0$  и  $\delta$  — магнитная проницаемость и длина воздушного участка;  $\mu_\phi$  и  $l$  — магнитная проницаемость и длина ферромагнитного участка.

Насыщающимся реактором называется реактор с нелинейной вебер-амперной характеристикой, нелинейность которой на участке между линейной частью и областью насыщения связана с изменением величины потокосцепления рабочей обмотки. В пределах нелинейного участка вебер-амперной характеристики можно изменять величину сопротивления рабочей обмотки переменному току ( $\omega L_p$ ):

$$x_p = \omega L_p = 2\pi f L_p.$$

Известно, что однозначная связь существует между током в обмотке ( $I$ ) и напряженностью сцепленного с ней магнитного поля ( $H = I\omega/l$ ). Однозначно связаны магнитный поток и индук-

ция магнитного поля ( $\Phi = BS$ ). Поэтому вебер-амперная характеристика реактора, построенная в координатах ( $I, \Phi$ ), совпадает с кривой намагничивания материала магнитопровода, построенной в координатах ( $H, B$ ). Электродвижущая сила, индуцируемая в рабочей обмотке реактора согласно закону электромагнитной индукции пропорциональна скорости изменения магнитного потока  $\Phi$ , сцепленного с обмоткой. В то же время эта ЭДС пропорциональна скорости изменения протекающего по обмотке тока:

$$e_p = -w_p \frac{d\Phi}{dt} = -L_p \frac{di}{dt} \quad \text{или} \quad L_p = w_p \frac{d\Phi}{di} \approx w_p \frac{\Delta\Phi}{\Delta i} = \mu_d w_p^2 \frac{S_{ст}}{l_c},$$

где  $\Delta B/\Delta H = \mu_d$  — динамическая магнитная проницаемость материала магнитопровода реактора.

Величина динамической магнитной проницаемости  $\mu_d$  на нелинейном участке при увеличении тока в рабочей обмотке (напряженности магнитного поля  $H$ ) уменьшается до нуля (в области насыщения). Изменяется также величина сопротивления переменному току рабочей обмотки: от  $x_{max} = \omega w_p^2 \mu_d \frac{S_{ст}}{l_c}$  при  $\mu_d = \mu_{max}$  до  $x_{min} \approx 0$  при  $\mu_d \approx 0$ . Ток нагрузки, которая включена в цепь последовательно с рабочей обмоткой реактора, изменяется от  $I_{n\ min} = U_1/R_n^2 + x_p^2$  до  $I_{n\ max} = U_1/R_n$  при  $x_p = 0$ .

Конструктивно более сложными являются управляемые реакторы, которые относятся к классу регулируемых реакторов, допускающих изменение потокосцепления основной обмотки с помощью специальных устройств. В управляемых реакторах такое устройство осуществляет подмагничивание сердечника реактора и имеет вид дополнительной обмотки управления, подключаемой к источнику энергии постоянного тока. В зависимости от величины тока в обмотке управления изменяется МДС обмотки управления  $F_y = I_y w_y$  и соответственно изменяется положение рабочей точки на вебер-амперной характеристике управляемого реактора (рис. 2.17). Когда обмотка управления  $w_y$  реактора подключается к источнику электрического сигнала, который требуется усилить, управляемый реактор превращается в магнитный усилитель так называемого дроссельного типа.

## 2.2.2. Магнитные усилители

Согласно ГОСТ 17561—84 магнитным усилителем (МУ) называется устройство, состоящее из одного или нескольких магнитопроводов с обмотками, с помощью которого в электрической цепи, питаемой от источника переменного тока или напряжения, может изменяться ток или напряжение по величине, основанное на явлении насыщения ферромагнитных материалов при действии постоянного подмагничивающего поля. У магнитного усилителя тока внутреннее сопротивление  $R_{вн}$  много больше величины сопротивления нагрузки ( $R_{вн} \gg R_n$ ), а у магнитного усилителя напряже-



ния оно много меньше ( $R_{\text{вн}} \ll R_{\text{н}}$ ). Более простое конструктивное решение получается у магнитных усилителей тока.

Дроссельным называется МУ, по рабочим обмоткам которого протекает переменный ток. При качественном анализе процессов в МУ делаем допущение, что материал его магнитопровода имеет идеальную кривую намагничивания, изображенную на рис. 2.18. Поперечное сечение сердечника МУ ( $S_{\text{ст}}$ ) и число витков рабочей обмотки ( $w_p$ ) выбраны таким образом, что при нулевом значении тока в обмотке управления  $I_y = 0$  материал магнитопровода не насыщается:

$$B_m = \frac{U_{1m}}{2\pi f w_p S_{\text{ст}}} < B_s,$$

где  $U_{1m}$  — амплитудное значение переменного напряжения на входе цепи рабочей обмотки, изменяющегося с частотой  $f$ ;  $S_{\text{ст}}$  — поперечное сечение стержней магнитопровода;  $B_s$  — индукция насыщения материала магнитопровода.

В рассматриваемом случае при  $I_y = 0$  ток в цепи рабочей обмотки будет иметь пренебрежительно малое значение (при большом сопротивлении рабочей обмотки  $x_p = \omega L_p$ ), а напряжение  $U_1$  — уравниваться ЭДС, индуктируемой в обмотке. Если увеличить ток в обмотке управления до максимальной величины

$$I_{y \max} = \frac{U_{1m} w_p}{R_{\text{н}} w_y},$$

то материал магнитопровода насыщается, индуктивность рабочей обмотки становится равной нулю ( $L_p = 0$ ), а ток в ней будет иметь максимальное значение, которое ограничивается только величиной сопротивления нагрузки ( $I_{\text{нм}} = U_1 / R_{\text{н}}$ ). При  $H_y = I_y w_y / l_c$  (где  $l_c$  — средняя длина магнитной силовой линии в магнитопроводе) рабочая точка, характеризующая магнитное состояние материала сердечника, будет перемещаться по горизонтальному участку идеальной кривой намагничивания. Если ток в обмотке управления МУ изменять от 0 до  $I_{y \max}$ , то ток в его рабочей обмотке будет изменяться также от 0 до  $I_{p \max}$ . До насыщения материала магнитопровода МУ результирующая МДС его обмоток равна нулю или  $I_y w_y = I_p w_p$ .

Параметром МУ, отражающим его основное свойство, служит коэффициент усиления. Для усилителя тока коэффициент усиления  $K_1 = \Delta I_p / I_y$ .

Из баланса МДС следует  $I_{y1} w_y = I_{p1} w_p$ ;  $I_{y2} w_y = I_{p2} w_p$ , или  $\Delta I_y w_y = \Delta I_p w_p$ , или  $\Delta I_p / \Delta I_y = w_y / w_p$ . Коэффициент усиления тока МУ  $K_1 = w_y / w_p$ .

Зависимость величины тока в рабочей обмотке от МДС обмотки управления, выраженная графически, называется *характеристикой управления МУ тока*. На рис. 2.19 изображены характеристики управления МУ с идеальным магнитопроводом (штриховая линия) и реального МУ (сплошная линия). У реального МУ при  $I_y w_y = 0$  ток в рабочей обмотке больше нуля. Коэффициент усиле-

ния МУ по току зависит от крутизны характеристики управления. Наиболее простым способом увеличения коэффициента усиления МУ по току является увеличение числа витков обмотки управления. Однако при увеличении числа витков обмотки управления возрастает ее индуктивность ( $L_y = k_{\mu d} \omega_y^2$ ), что обуславливает увеличение постоянной времени или инерционности МУ. В случаях, когда МУ предназначается для усиления кратковременных или быстро меняющихся сигналов, увеличение его инерционности недопустимо. Приходится обеспечивать увеличение коэффициента усиления МУ за счет изменения крутизны характеристики управления: введением в схему усилителя положительной обратной связи (ОС), при которой величина тока  $I_p$  зависит от алгебраической суммы средних значений магнитодвижущих сил управляющей и обмотки ОС. В МУ применяются два типа обратных связей: внешняя (рис. 2.20, а), при которой по обмотке ОС протекает выпрямленный пульсирующий ток нагрузки, и внутренняя (рис. 2.20, б), при которой через полуобмотки  $\omega_{p1}$  и  $\omega_{p2}$  рабочей обмотки МУ ток нагрузки протекает в течение половины периода, а МДС обратной связи равна произведению числа витков полуобмоток на постоянную составляющую выпрямленного диодами тока нагрузки.

Конструктивно дроссельные МУ выполняются на двух одинаковых магнитопроводах стержневого типа (см. рис. 2.17). На каждом магнитопроводе размещаются полуобмотки рабочей обмотки  $\omega_{p1}$  и  $\omega_{p2}$  и обмотки управления  $\omega_{y1}$  и  $\omega_{y2}$ . Полуобмотки рабочей обмотки включаются согласно, а обмотки управления встречно. За счет индуктивной связи между рабочими и полуобмотками управления в последних индуцируются ЭДС, которые равны по величине, но сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ . Их сумма равна нулю  $e_{y1} - e_{y2} = 0$ , а поэтому цепь обмотки управления не потребляет энергии из цепи рабочей обмотки.

Магнитный усилитель может быть выполнен на трехстержневом сердечнике. Полуобмотки рабочей обмотки в этом случае размещаются на крайних стержнях, а обмотки управления и ОС — на среднем. Магнитные потоки, сцепленные с полуобмотками рабочей обмотки, замыкаются через средний стержень во встречных направлениях. Результирующий магнитный поток в среднем стержне оказывается равным нулю. Соответственно ЭДС, индуцируемые этим потоком в обмотках, размещенных на среднем стержне, также равны нулю.

Для оценки эффективности положительной внешней ОС в МУ тока обратимся к примеру:  $\omega_y = 2000$ ,  $\omega_p = 200$  и  $\omega_{oc} = 100$ .

Коэффициент усиления МУ без ОС

$$K_1 = \omega_y / \omega_p = 2000 / 200 = 10.$$

Коэффициент усиления МУ с ОС  $K_{loc} = K_1 / (1 - K_{oc})$ , где  $K_{oc} = \omega_{oc} / \omega_y = 100 / 200 = 0,5$ . Тогда  $K_{loc} = 10 / (1 - 0,5) = 20$ . За счет ОС коэффициент усиления увеличился в 2 раза.

Основными достоинствами МУ являются высокая надежность их работы, связанная с простотой конструкции, механическая проч-

ность и низкий порог чувствительности, позволяющий усиливать слабые сигналы. Свойство МУ изменять сопротивление рабочей обмотки переменному току при изменении величины тока в обмотке управления позволяет их использовать в качестве регуляторов переменного напряжения.

К недостаткам МУ можно отнести их большую массу и габаритные размеры, а также изменение формы усиливаемого переменного тока за счет работы на нелинейном участке вебер-амперной характеристики.

## ГЛАВА 3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Прогресс техники электропитания неразрывно связан с достижениями в области полупроводниковой электроники, и в частности с появлением полупроводниковых приборов переключающего типа. Такие приборы характеризуются способностью резко изменять сопротивление под действием электрических воздействий. Это свойство, а также большие уровни напряжения и тока, с которыми могут работать приборы при малых потерях энергии, позволяют строить высокоэффективные преобразователи электрической энергии различного применения.

По степени управляемости внешним электрическим сигналом приборы делятся на три основных вида (табл. 3.1), причем внутри каждого вида существует множество модификаций, различающихся функциональными возможностями, особенностями вольт-амперных характеристик, динамическими свойствами и др. С другой стороны, ряд характеристик являются общими для различных типов приборов. Соответственно существует ряд стандартных технических решений, ориентированных на эти свойства. Прежде всего это относится к способам упрочнения приборов, методам обеспечения нормального теплового режима, средствам защиты от сверхтоков и перенапряжений.

В настоящем параграфе подробно рассматриваются эксплуатационные свойства тиристоров и диодов, а также ряд технических приемов обеспечения их нормальной работы.


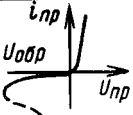

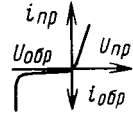

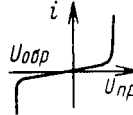

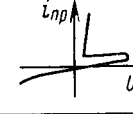

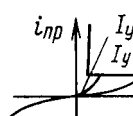

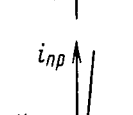

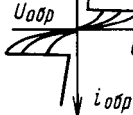

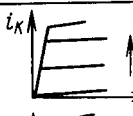

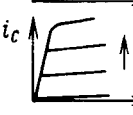
В меньшей степени, и только с позиций применения в режиме переключения, рассматриваются некоторые свойства транзисторов. Более подробно механизм переключения тока, особенности работы в линейных и других режимах изложены в [7 и 8].

### 3.1. ТИРИСТОРЫ

К тиристорам относится класс приборов на основе кремния с бистабильной ВАХ. Они могут переключаться из одного состояния (закрытого) в другое (открытое) по сигналу управления и переходить в обратное состояние при смене направления тока рабочей цепи.

Таблица 3.1

## Основные типы управляемых полупроводниковых приборов

Вид прибора	Название прибора	Обозначение	Общий вид ВАХ	Область применения
Неуправляемые приборы	Диод	 VD		Выпрямление тока
	Стабилитрон: односторонний	 VD		Стабилизация и ограничение уровня напряжения
	двухсторонний	 VD		
Приборы с ограниченным управлением	Тиристор: диодный (динистор)	 VS		Формирование импульсов тока
	триодный запираемый: с управлением по катоду	 VS		Выпрямление и регулирование тока
	с управлением по аноду	 VS		
	симметричный тиристор (триак)	 VS		
Управляемые приборы	Транзисторы: биполярный	 VT Б К Э		Преобразование постоянного напряжения
	полевой с изолированным затвором	 VT З С И		

Наибольшее распространение получили так называемые триодные тиристоры, не пропускающие ток обратного направления.

### 3.1.1. Принцип действия тиристора

Основу тиристора составляет четырехслойная кремниевая структура с тремя  $p-n$  переходами (рис. 3.1, а). Механизм действия такой структуры можно пояснить на ее транзисторном эквиваленте (рис. 3.1, б, в). Транзистор прямой проводимости  $VT_p$  образуется слоями  $p_2, n_1, p_1$  (коллектор, база, эмиттер соответственно), а транзистор обратной проводимости слоями  $n_1, p_2, n_2$ .

Используя обозначения рис. 3.1, в, можно записать следующие соотношения для токов транзисторов:

$$\left. \begin{aligned} I_K &= I_{\Sigma n} = I_{Kp} + I_{Kn} + I_y; \\ I_A &= I_{Kp} + I_{Kn}; \\ I_{Kp} &= \alpha_p I_A + I_{K0p}; \\ I_{Kn} &= \alpha_n I_K + I_{K0n}, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

где  $\alpha_p, \alpha_n$  — коэффициенты передачи тока транзисторов  $VT_p$  и  $VT_n$ ;  $I_{K0p}, I_{K0n}$  — неуправляемые токи коллекторов транзисторов.

Решая задачу относительно тока анода  $I_A$ , из уравнений (3.1) находим

$$I_A = \frac{I_{K0p} + I_{K0n} + \alpha_n I_y}{1 - (\alpha_p + \alpha_n)}. \quad (3.2)$$

Необходимо учесть, что коэффициенты передачи тока  $\alpha_p$  и  $\alpha_n$  очень сильно зависят от тока. С ростом эмиттерных токов величины  $\alpha_p$  и  $\alpha_n$  также растут. В меньшей степени они зависят от величины приложенного напряжения.

Рассмотрим поведение тиристора в различных режимах:

А. Положительное напряжение на аноде ( $u_{пр} > 0$ ); ток управления  $I_y$  равен нулю (участок 2 ВАХ, см. рис. 3.2).

По мере увеличения напряжения  $u_{пр}$  ток тиристора возрастает незначительно из-за роста неуправляемых токов  $I_{0p}$  и  $I_{0n}$ . При малой величине тока  $I_A \approx I_{K0p} + I_{K0n}$  сумма коэффициентов передачи  $\alpha_p$  и  $\alpha_n$  мала и на величину  $I_A$  практически не влияет. С дальнейшим ростом  $u_{пр}$  токи и соответственно коэффициенты  $\alpha_p$  и  $\alpha_n$  растут и в критической точке  $u_{пр} = U_{пер}$  тиристор скачком переходит в состояние высокой проводимости. Такой режим переключения называют динисторным и используют в специальных приборах (см. табл. 3.1).

Б. Положительное напряжение на аноде  $u_{пр} < U_{пер}$ ,  $I_y > 0$ . Влияние управляющего тока  $I_y$  сводится к увеличению тока эмиттера транзистора  $VT_n$  и увеличению его коэффициента передачи  $\alpha_n$ . Из-за действия положительной обратной связи рост тока транзистора  $I_{Kn}$  вызывает соответствующий рост тока транзистора  $I_{Kp}$ , что в свою очередь приводит к росту  $I_A$  и последующему открытию тиристора. С увеличением тока  $I_y$  величина напряжения

$U_{\text{пер}}$ , при котором происходит переключение тиристора, уменьшается. При определенном значении тока  $I_y$  ВАХ приближается к диодной.

Рассмотренный режим переключения называют управляемым. Для его реализации необходимо в цепь «управляющий электрод—катод» подать положительный импульс тока. Параметры импульса во многом определяются свойствами транзистора  $VT_n$ , базо-эмиттерный переход которого образует управляющий вход тиристора.

В. Отрицательное напряжение на аноде. При обратном напряжении тиристора  $u_{\text{обр}}$  два из трех  $p$ - $n$  переходов закрыты и ток тиристора, как и в обычном диоде, определяется только обратными токами переходов  $i_{\text{обр}}$ . Таким образом, обратная ветвь ВАХ полностью совпадает с характеристикой закрытого диода. При превышении некоторой величины  $U_{\text{проб}}$  начинается лавинообразное размножение носителей тока и последующее разрушение прибора.

Таким образом, тиристор объединяет свойства диода и ограниченно управляемого ключа, переключаемого сигналом управления только при положительном напряжении на аноде. Выключение тиристора возможно только при снижении прямого тока ниже величины тока удержания (практически до нуля).

Пример применения тиристора в простейшем выпрямителе показан на рис. 3.3, а. Тиристор передает в нагрузку большую или меньшую часть напряжения положительной полуволны источника в зависимости от длительности интервалов задержки  $t_a$  импульсов управления (рис. 3.3, б).

Из изложенного следует, что применение тиристора в качестве переключателя постоянного тока требует введения в схему специальных устройств для принудительного уменьшения тока через тиристор для его выключения.

### 3.1.2. Параметры тиристорov

Из более чем 80 параметров, характеризующих работу тиристорov [9], рассмотрим наиболее важные для решения инженерных задач электропитания.

А. Максимальные напряжения в закрытом состоянии. Кроме предельных величин прямого  $U_{\text{пер}}$  и обратного (пробивного)  $U_{\text{проб}}$  напряжения тиристор характеризуется максимальными рабочими, величина которых зависит от длительности воздействия на тиристор:

$U_{DSm}$ ,  $U_{RSm}$  — импульсные неповторяющиеся напряжения (рис. 3.4), т. е. допускающие однократное воздействие прямого и обратного напряжений соответственно ( $U_{DSm} \approx 0,8U_{\text{пер}}$ ,  $U_{RSm} \approx 0,8U_{\text{проб}}$ );

$U_{DRm}$ ,  $U_{RRm}$  — импульсные повторяющиеся напряжения. По этому параметру определяется класс рабочего напряжения тиристора (единице класса соответствует 100 В);

$U_{Dwm}$ ,  $U_{Rwm}$  — напряжения постоянного тока ( $U_{Dwm} \approx 0,6U_{\text{пер}}$ ;  $U_{Rwm} \approx 0,6U_{\text{проб}}$ ).

Б. Максимальный допустимый средний ток. Максимальный ток  $I_{A0m}$  характеризует нагрузочную способность тиристора. Его величина зависит от формы тока и температуры корпуса. Справочной величиной является средний ток, полученный в однополупериодном выпрямителе (см. рис. 3.3) при  $t_a=0$  и частоте 50 Гц.

Связь величины  $I_{A0}$  с амплитудой полувольты тока получим из соотношения

$$I_{A0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{2\pi} (-\cos \omega t)_0^\pi = \frac{I_m}{\pi}. \quad (3.3)$$

Для режимов работы, отличающихся от паспортных, допустимый ток вычисляют в зависимости от теплового режима работы приборов (см. § 3.3).

В. Потери напряжения и мощности. При протекании тока в прямом направлении на тиристоре создается падение напряжения  $u_T$ , зависящее от положения рабочей точки на ВАХ.

Для удобства расчетов нелинейную характеристику ВАХ тиристора аппроксимируют прямыми (рис. 3.5, а), что соответствует представлению тиристора схемой замещения (напряжение  $U$ , резистор  $R$ , ключ  $S$ ) с прямым падением напряжения при мгновенном токе (рис. 3.5, б):

$$u_T = U_{T0} + i_A r_T, \quad (3.4)$$

где  $U_{T0}$  — пороговая величина напряжения аппроксимации ( $U_{T0} \approx 1,2 \dots 1,5$  В);  $r_T$  — дифференциальное сопротивление тиристора ( $r_T = \Delta u_T / \Delta i_T = \text{ctg } \varphi$ ).

Для получения среднего значения напряжения  $U_T$  необходимо решить выражение

$$U_T = \frac{1}{T} \int_0^{T_n} [U_{T0} + i_A(t) r_T] dt, \quad (3.5)$$

где  $T_n, T$  — время действия импульса тока и его период повторения.

Для синусоидальной полувольты тока среднее значение напряжения на тиристоре

$$\begin{aligned} U_T &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (U_{T0} + r_T I_m \sin \omega t) d\omega t = \\ &= \frac{1}{2\pi} U_{T0} \omega t \Big|_0^\pi + I_m r_T (-\cos \omega t) \Big|_0^\pi = \frac{U_{Tp}}{2} + \frac{I_m}{\pi} r_T. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Решение (3.6) может быть выражено через среднее значение тока  $I_{A0}$ . В табл. 3.2 приведены расчетные выражения для распространенных кривых тока.

С падением напряжения на тиристоре связаны потери мощности. Последние выделяются в виде тепла и при перегреве тиристора могут его разрушить. В общем случае потери мощности сумми-

Таблица 3.2

Форма тока	Расчетное выражение $U_T$	Примечание
 <p>Полуволна синусоиды</p>	$0,5U_{T0} + \frac{I_m r_T}{\pi} = 0,5U_{T0} r_T$	$I_{A0} = I_m / \pi$
 <p>Прямоугольный импульс <math>T_n = 0,5T</math></p>	$0,5(U_{T0} + I_m r_T) = 0,5U_{T0} + I_{A0} r_T$	$I_{A0} = 0,5I_m$
 <p>Прямоугольный импульс <math>T_n \neq 0,5T</math></p>	$\frac{T_n}{T} (U_{T0} + I_m r_T) = \frac{T_n}{T} U_{T0} + I_{A0} r_T$	$I_{A0} = T_n I_m / T$

руются из потерь от прямого тока, потерь от обратного тока и потерь цепи управления, однако при частоте сети менее 400 Гц определяющими являются потери от прямого тока. Средняя величина потерь за период  $T$  связана с мгновенными значениями тока  $i_A(t)$  и напряжения  $u_T$  интегральным соотношением

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T i_A(t) u_T(t) dt.$$

Представляя  $u_T$  в виде суммы (3.4), находим режим в общем виде:

$$\begin{aligned}
 P_T &= \frac{1}{T} \int_0^T i_A(t) (U_{T0} + i_A(t) r_T) dt = \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^T U_{T0} i_A(t) dt + \frac{1}{T} r_T \int_0^T i_A^2(t) dt = U_{T0} I_{A0} + r_T I_{Ad}^2, \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

где  $I_{A0}$  и  $I_{Ad}$  — среднее и действующее значения токов тиристора.



Потери мощности  $P_T$  в тиристоре при  $I_m=100$  А,  $U_{T0}=1,2$  В,  $r_T=0,01$  Ом

Форма тока	$I_{A0}$ , А	$I_{Ad}$ , А	$P_T$ , Вт
Полуволна синусоиды	$I_m/\pi=33,3$	$I_m/2=50$	$1,2 \cdot 33,3 + 10^{-2} 50^2 = 70$
Прямоугольный импульс $T_n=0,5T$ ( $T$ — период)	$I_m/2=50$	$I_m/\sqrt{2}=70,7$	$1,2 \cdot 50 + 10^{-2} \times 70,7^2 = 105,1$
Прямоугольный импульс длительности $T_n \neq 0,5T$	$I_m \frac{T_n}{T}$	$I_m \sqrt{T_n/T}$	$1,2 \cdot 100 \frac{T_n}{T} + 10^{-2} \cdot 100^2$

В табл. 3.3 приведены примеры расчета  $P_T$  для различных форм импульсов тока.

Г. Тепловые сопротивления, тепловая модель тиристора (рис. 3.6). Тепло, выделяемое в кремниевой пластине тиристора  $\Pi$  (рис. 3.6, а), передается на корпус  $K$  и далее в окружающую среду через ряд конструктивных элементов. Для улучшения условий охлаждения конструкция тиристора на ток 2А и более предусматривает применение охладителей в виде радиатора  $P$ . Тепло, распространяющееся от пластины  $\Pi$  в окружающую среду, создает на элементах температурный перепад  $\Delta t = P_T R_T$ . Таким образом, температуру кремниевой пластины можно определить как сумму температуры окружающей среды и перепадов температуры на отдельных элементах:

$$t_n = t_{oc} + P_T (R_{T\pi K} + R_{TKP} + R_{TPC}). \quad (3.8)$$

Величины тепловых сопротивлений  $R_{T\pi K}$  и  $R_{Toc}$  приводятся в справочниках для тиристорov. Величина теплового сопротивления охладителя (радиатора) зависит от площади теплоизлучающей поверхности и скорости охлаждающего воздуха  $v_v$  (рис. 3.7).

Следует отметить, что оценка теплового режима с помощью предложенной модели дает представление об установившихся значениях температуры. Динамика изменения тепловых режимов во времени оценивается с помощью переходных сопротивлений, теплотеплопередачи [10].

**Пример 3.1.** Тиристор с тепловыми сопротивлениями  $R_{T\pi K}=0,08^\circ \text{C/Вт}$ ,  $R_{TKP}=0,02^\circ \text{C/Вт}$  и параметрами  $U_{T0}=1,2$  В,  $r_T=115 \cdot 10^{-2}$  Ом передает в нагрузку полуволны тока с амплитудой  $I_m=70$  А. Температура окружающей среды  $t_{oc}=40^\circ \text{C}$ . Предельно допустимая температура кремниевой пластины  $t_{nm}=125^\circ \text{C}$ .

Требуется:

- 1) рассчитать мощность потерь в тиристоре;
- 2) проверить необходимость охлаждающего радиатора;
- 3) при необходимости радиатора проверить возможность обеспечения теплового режима с охладителями, параметры которых представлены на рис. 3.7.

### Решение

1. По формуле (3.7) с учетом выражений для  $I_{A0}$  и  $I_{Ad}$  мощность рассеяния

$$P_T = U_{T0} I_{A0} + r_T I_{Ad}^2 = 1,2 \frac{70}{3,14} + 1,15 \cdot 10^{-2} \left( \frac{70}{2} \right)^2 = 30,27 \text{ Вт.}$$

2. Определим температуру корпуса тиристора при отсутствии радиатора:

а) так как в этом случае тепло в окружающую среду передается корпусом прибора, то

$$R_{Tpc} = R_{Tpk} + R_{Tkc} = 0,08 + 5 = 5,08^\circ \text{C/Вт};$$

б) температура кремниевой пластины тиристора

$$t_n = t_{oc} + R_{Tpc} P_T = 40 + 5,08 \cdot 30,27 = 193,7^\circ \text{C},$$

что превышает допустимую  $t_{nm} = 125^\circ \text{C}$ .

Таким образом, работа тиристора без охладителя недопустима.

3. Для обеспечения нормального теплового режима необходимо уменьшить тепловое сопротивление  $R_{Tpc}$  до величины, при которой  $t_n < 125^\circ \text{C}$ . Из уравнения (3.8)

$$R_{Tpc} = R_{Tpk} + R_{Tkr} + R_{Trc} = \frac{t_n - t_{oc}}{P_T} = \frac{120 - 40}{30,27} = 2,64^\circ \text{C/Вт},$$

откуда

$$R_{Trc} \leq R_{Tpc} - R_{Tpk} - R_{Tkr} = 2,64 - 0,08 - 0,02 = 2,54^\circ \text{C/Вт}.$$

По графикам рис. 3.7, б для условий естественного охлаждения находим, что при мощности 30,27 Вт полученному условию удовлетворяют оба типа охладителей.

Для 024 1—80  $R_{Trc} = 2,1^\circ \text{C/Вт}$ ,

для 0181—110  $R_{Trc} = 1,8^\circ \text{C/Вт}$ .

*Д. Критические величины скорости нарастания напряжения  $du/dt$  и тока  $di/dt$ .* Если к тиристор, находящемуся в закрытом состоянии, приложить прямое напряжение  $u_D$ , нарастающее с большой скоростью, то через коллекторные переходы транзисторной пары, образующей тиристор, начинает протекать ток

$$i_c \approx C \frac{dU_D}{dt},$$

где  $C$  — емкость центрального (закрытого)  $p$ - $n$  перехода. Ток  $i_c$  по своему воздействию эквивалентен току управления и может вызвать переключение тиристора (самопроизвольное или неуправляемое включение). Как правило, это приводит к аварийным режимам. В практических схемах для снижения  $du/dt$  предусматриваются защитные  $RC$ -цепи. Примеры цепей рассмотрены ниже в 3.1.3.

Критичность тиристора скорости нарастания тока в открытом состоянии связана с малой скоростью распространения проводящей зоны от управляющего электрода к периферии полупроводниковой пластины. При этом на небольшом участке структуры выделяется значительная мощность, способная привести к локальному перегреву и разрушению тиристора.

Для снижения риска повреждения тиристора справочники оговаривают допустимую величину  $di/dt$ , которую необходимо обеспечить схемотехническими средствами.

Ограничение скорости тока в течение времени  $\Delta t$  может быть достигнуто при включении последовательно с тиристором насыщающегося реактора. Параметры реактора (число витков  $w$  и сечение магнитопровода  $S$ ) определяются по формуле

$$wS = \frac{\Delta t U_{Dm} 10^4}{\Delta B} [\text{вит} \cdot \text{см}^2], \quad (3.9)$$

где  $U_{Dm}$  — максимальная величина прямого напряжения;  $\Delta B$  — изменение индукции, Тл;  $\Delta t$  — время задержки скорости нарастания тока, с.

Величина тока насыщения реактора на границе интервала  $\Delta t$

$$I_s = H_s l / w, \quad (3.10)$$

где  $H_s$  — напряженность магнитного поля, соответствующая насыщению магнитопровода, А/м;  $l$  — длина магнитной силовой цепи, м.

**Пример 3.2.** На рис. 3.8, а напряжение источника  $U = 1000$  В, сопротивление нагрузки  $R = 10$  Ом, индуктивность проводов цепи  $L_{np} = 10$  мкГ. Допустимая величина скорости тока тиристора при его открывании  $di/dt = 70$  А/мкс.

*Требуется:*

- 1) выяснить необходимость применения токоограничивающего реактора;
- 2) если реактор необходим, то определить его параметры, при задержке скорости нарастания на время  $\Delta t = 1$  мкс;
- 3) рассчитать величину тока  $I_s$  и привести диаграмму изменения тока в цепи после включения тиристора при  $H_s = 20$  А/см.

*Решение*

1. Определим постоянную времени цепи  $\tau$  при открытом тиристоре и скорость нарастания тока при отсутствии реактора:

$$\tau = \frac{L_{np}}{R} = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{10} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

После включения тиристора ток в цепи в соответствии со схемой замещения (см. рис. 3.8, б) нарастает по экспоненциальному закону

$$i(t) = \frac{U}{R} [1 - \exp(-t/\tau)]$$

со скоростью в начальной стадии

$$\frac{di}{dt} = \frac{U}{R} \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \Big|_{t=0} = \frac{U}{L_{np}} = 10^{-8} \text{ А/с.}$$

2. Так как скорость превышает критическую величину 70 А/мкс, то необходимо включить токоограничивающий реактор с параметрами, определяемыми по формуле (3.9). Для ферритового кольца принимаем  $S = 4 \text{ см}^2$ ,  $\Delta B = 0,15$  Т. Необходимое число витков

$$w = \frac{10^{-6} \cdot 1000 \cdot 10^{-4}}{0,15 \cdot 1} = 17 \text{ вит.}$$

3. При напряженности магнитного поля насыщения феррита  $H_s \approx 20,0$  А/см и средней длине кольцевого ферритового сердечника  $l = 10$  см значение тока насыщения составит (по формуле (3.10))

$$I_s = H_s \frac{l}{w} = 20,0 \frac{10}{17} = 11,7 \text{ А.}$$

Кривая изменения тока показана на рис. 3.8, в сплошной линией.

Е. Параметры цепи управления тиристоров. Параметры цепи управления определяются свойствами транзистора. Типовые характеристики управления (рис. 3.9) определяют допустимую область значений напряжения  $U_y$  в функции тока  $I_y$ . Кроме того, на рис. 3.9, б указаны зоны неуверенного включения при температурах 25 и  $-40^\circ\text{C}$ , а также линии допустимой мощности управляющих импульсов при различной их длительности.

Характеристики позволяют рассчитывать цепи управления. Если источник  $E$  с внутренним сопротивлением  $R_i$  (рис. 3.9, а) обеспечивает импульс напряжения управления  $U_y$ , то нагрузочная характеристика цепи  $U_y = f(I_y)$  должна находиться в допустимой зоне.

При управлении постоянным током нагрузочная кривая может касаться линии, ограничивающей зону неуверенного включения (линия  $A-B_1$ ). При  $E=6\text{ В}$  этому случаю соответствует  $R_i + R_y = E/I_{B1} = 4\text{ Ом}$ . При импульсном управлении следует увеличивать ток, уменьшая величину  $R_y$ . Так, для случая  $AB_2$  сумма величин  $R_i + R_y$  не должна превышать 0,75 Ом.

Процесс отпирания тиристора происходит тем быстрее, чем с большей скоростью нарастает ток управления. Указываемые в паспорте тиристора время включения и допустимая величина  $di/dt$  регламентированы при скорости нарастания управляющего тока не менее 1 А/мкс.

Ж. Время переключения тиристоров. Заряд восстановления. Механизм переключения тиристоров связан с накоплением или рассасыванием носителей тока в  $p-n$  переходах. Время включения зависит от параметров управляющего импульса (чем больше ток управления, тем меньше время включения) и содержит этапы задержки  $t_{\text{зад}}$  и нарастания тока  $t_{\text{нар}}$  (рис. 3.10). Время включения даже для тиристоров одного типа неодинаково, что может привести к перегрузкам отдельных («быстрых») приборов при их последовательном или параллельном включении.

При выключении тиристора под действием изменяющегося по знаку напряжения на аноде (рис. 3.10) к моменту времени  $t_4$  носители тока в  $p-n$  переходах тиристора изменяют направление, при этом обратный ток может достигнуть достаточно большой величины  $I_{\text{обр } m}$  (момент  $t_5$ ).

На интервале  $t_5-t_6$  обратный ток спадает до паспортной величины  $I_{\text{обр}}$ . Площадь заштрихованного участка под кривой  $i(t)$  определяет полный заряд восстановления тиристора  $Q$ . Величину заряда можно разделить на составляющие: накопления  $Q_1$  и спада  $Q_2$ . По соотношению величин  $Q_1$  и  $Q_2$  полупроводниковые приборы условно делят на «быстрые» ( $Q_2 < Q_1$ ), «нормальные» ( $Q_2 > Q_1$ ) и «медленные» ( $Q_2 \gg Q_1$ ). С величиной заряда связана скорость восстановления обратного сопротивления тиристора, поэтому от него также зависят перенапряжения на выключаемом тиристоре в цепи, содержащей индуктивность. Полное время, исчисляемое от момента смены направления тока  $t_4$  до момента восстановления тиристорами запирающих свойств  $t_7$ , называют *временем выключения*

ния. По существу это минимальный интервал времени, в течение которого на тиристор не может быть подано положительное напряжение. В противном случае тиристор откроется самопроизвольно. Время выключения является одним из важных классификационных параметров и колеблется от 7 мкс для быстрых (высоко-частотных) тириستоров до 250 мкс у медленных.

### 3.1.3. Защита тириستоров от воздействия $du/dt$ и перенапряжений

Защита от самопроизвольного включения при больших скоростях прикладываемого напряжения осуществляется  $RC$ -цепями. Эти же цепи предупреждают образование повышенных напряжений при запирании тиристоров и их самопроизвольное включение.

Предположим, тиристор с током  $i_T$  выключается под действием обратного напряжения источника  $E$  (рис. 3.11, а). После того как обратный ток  $i_{обр}$  достигнет максимальной величины  $I_{обр\ m}$  (момент времени  $t_1$  на рис. 3.11, в), начнет возрастать обратное сопротивление  $R_{обр}$  тиристора и схема замещения цепи примет вид, показанный на рис. 3.11, б. Энергия магнитного поля индуктивности, поддерживая направление тока через  $R_{обр}$ , создает на нем обратное напряжение  $u_{обр}$ , тем большее, чем больше величина  $R_{обр}$ .

При включении  $RC$ -цепи сопротивление участка катод — анод тиристора уменьшается, но образуется колебательный контур  $RCL$ -источник, в котором  $RC$ -цепь зашунтирована изменяющейся величиной  $R_{обр}$ . Таким образом, начиная с момента  $t_1$  напряжение тиристора изменяется по сложной кривой, стремясь к установившейся величине  $U_{обр} \approx E$ . Из-за возможных колебательных режимов также могут возникнуть перенапряжения ( $U_{обр\ m} > E$ ) однако их величина в десятки раз меньше, чем в случае отсутствия  $RC$ -цепи.

На рис. 3.12, а, б показаны результаты строгого анализа зависимости перенапряжения  $\Delta U_{обр\ m}/E$  от параметра  $a = R/\sqrt{LC}$  для нормальных и идеализированных «очень быстрых» тиристоров с  $Q_2 = 0$  [13].

Кривые позволяют рассчитать параметры защитной цепи (см. пример 3.3). При периодическом переключении тиристора с частотой  $f$  в защитном резисторе выделяется мощность потерь, связанная с зарядом конденсатора (т. е. с накоплением энергии  $W_c = 0,5CU_c^2$ ) и его разрядом. Кроме того, часть энергии индуктивности  $W_m = 0,5LI_{обр\ m}^2$  также рассеивается на резисторе. Таким образом, необходимая мощность резистора лежит в области

$$0,5fCU_c^2 < P_R < 0,5f(CU_c^2 + LI_{обр\ m}^2).$$

**Пример 3.3.** Тиристор запирается напряжением  $E = 500$  В в цепи, содержащей индуктивность  $L = 100$  мкГ,  $C = 1$  мкФ, значение зарядов восстановления тиристора  $Q_1 = Q_2 = 100$  А·мкс.

*Определить:*

1) минимально возможную величину перенапряжений  $\Delta U_{обр}$  и соответствующую им величину резистора  $R$ ;

- 2) максимальную величину обратного тока  $I_{обр м}$ ;  
 3) мощность рассеивания резистора при частоте  $f = 150$  Гц.

*Решение*

1. Определим параметр  $b = Q/CE$  и соответствующее минимуму кривой  $\Delta U_{обр м} = f(a)$  значение параметра  $a$  (см. рис. 3.12):

$$b = \frac{Q_1 + Q_2}{CE} = \frac{100 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-6} \cdot 500} = 0,4;$$

$$a = 1,5; \Delta U_{обр м} = 0,49; \Delta U_{обр м} = 500 \cdot 0,49 = 245 \text{ В};$$

$$U_{обр м} = E + \Delta U_{обр м} = 745 \text{ В}; R = a\sqrt{L/C} = 1,5 \cdot \sqrt{100 \cdot 10^{-6}/10^{-6}} = 15 \text{ Ом}.$$

2. На интервале накопления заряда  $Q_1$  тиристор открыт и обратный ток изменяется со скоростью

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} = \frac{500}{100 \cdot 10^{-6}} = 5 \text{ А/мкс},$$

обеспечивая заряд  $Q_1 = 0,5 I_{обр м} t_1 = 100 \text{ А} \cdot \text{мкс}$  (заряд находится как площадь треугольника с основанием  $t_1$  и высотой  $I_{обр м}$ ). Записав  $I_{обр м} = t_1 di/dt$ , находим интервал  $t_1$ :

$$t_1 = \sqrt{\frac{2Q_1 L}{E}} = \sqrt{\frac{2Q_1}{di/dt}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 100}{5}} = 2 \text{ мкс}.$$

Следовательно,  $I_{обр м} = t_1 di/dt = 5 \cdot 2 = 10 \text{ А}$ .

3. Энергия конденсатора при заряде до величин  $U_C = E = 500 \text{ В}$

$$W_C = 0,5 CE^2 = 0,5 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 500^2 = 0,125 \text{ Дж}.$$

Энергия магнитного поля индуктивности

$$W_L = 0,5 L I_{обр м}^2 = 0,5 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ Дж}.$$

Мощность резистора находится в области значений  $f W_C P_R < f(W_C + W_L)$ :

$$6,25 < P_R < 6,38 \text{ Вт}.$$

### 3.1.4. Групповое включение тиристорov

Групповое соединение приборов (параллельное или последовательное) применяют для увеличения предельных значений тока или напряжения, а также для повышения надежности преобразователей, в которых выход из строя отдельных приборов не должен вызывать нарушения работы всей установки.

Различие ВАХ приборов, соединенных последовательно или параллельно, приводит к неравномерному распределению напряжения или тока между ними (рис. 3.13). Кроме разброса статических характеристик большую опасность представляет неодинаковость динамических свойств тиристорov. Так, если в параллельной группе (рис. 3.13, а) один из тиристорov включается быстрее, то он принимает весь ток цепи, что может вызвать выход его из строя. В последовательной (рис. 3.13, б) имеет значение неодинаковость времени запираания. Тиристор с меньшим временем запираания воспримет напряжение всей группы, что вызовет пробой или самопроизвольное включение всей группы.

Для равномерного распределителя между параллельно включенными приборами в маломощных устройствах последовательно с каждым включают низкоомный выравнивающий резистор  $R_s$

(рис. 3.14, а). В мощных устройствах приборы включают с помощью индуктивных выравнивателей (рис. 3.14, б). Действие резистивного и индуктивного выравнивателей различно. Первый, увеличивая сопротивление прямой ветви ВАХ на величину резистора  $R_s$ , уменьшает разницу результирующих сопротивлений цепей каждого из тиристоров. Работа второго основана на образовании разностного потока  $\Delta\Phi$  под действием встречно направленных токов полуобмоток  $i_{T1}$  и  $i_{T2}$ . При их неравенстве (допустим,  $i_{T1} > i_{T2}$ ,  $\Delta\Phi > 0$ ) и в полуобмотках возникают ЭДС самоиндукции  $e_1$  и  $e_2$ . Под действием суммы ЭДС в контуре возникает выравнивающий ток, направленный встречно по отношению к  $i_{T1}$ , уменьшая последний и увеличивая  $i_{T2}$ .

Эффективность делителя определяется магнитными свойствами материала магнитопровода. На рис. 3.14, в показан пример простейшего одновиткового выравнивающего делителя. Распространенным способом выравнивания напряжения в установившихся режимах последовательно соединенных приборов является их шунтирование резисторами величиной (рис. 3.15)

$$R_{ш} = \frac{nU_{обр\ m} - U_m}{(n - 1)I_{обр\ m}},$$

где  $n$  — число последовательно включаемых приборов;  $U_{обр\ m}$  — наибольшее допустимое напряжение прибора;  $U_m$  — наибольшее напряжение, подводимое к группе;  $I_{обр\ m}$  — наибольший обратный ток.

Для выравнивания напряжения в переходных режимах параллельно тиристорам включают конденсаторы  $C_{ш}$  (мкФ):

$$C_{ш} = \frac{(n - 1)\Delta Q}{nU_{обр\ m} - U_m} \cdot 10^{-6},$$

где  $\Delta Q$  — наибольшая разность зарядов восстановления.

Конденсаторы эффективно выравнивают напряжение в динамических режимах, вместе с тем увеличивают ток тиристоров при их открывании. Для ограничения разрядных токов конденсаторы включают через добавочные резисторы  $R_{д1}$  и  $R_{д2}$ , зашунтированные диодами. На рис. 3.15 штриховой линией показана цепь заряда конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  через дополнительные диоды  $VD1$  и  $VD2$ . При включении тиристоров конденсаторы разряжаются током  $i_R$  через дополнительные резисторы, чем достигается снижение ударных токов.

### 3.1.5. Управляющие цепи тиристоров

Наиболее распространенные схемы управления содержат трансформаторный каскад формирования импульсов включения. Трансформатор преобразует уровни сигналов и гальванически развязывает высоковольтные цепи тиристора с низковольтными управляющими цепями.

В тех случаях, когда развязка не предусматривается, трансформатор может отсутствовать (рис. 3.16). В схеме рис. 3.16, *а* единичный уровень входного сигнала открывает транзисторы *VT1* и *VT2*. Выходной импульс управления определяется напряжением источника ( $E_y = E - \Delta U_{кэ VT2}$ ). Резистором  $R_{огр}$  устанавливается допустимый ток управления

$$I_y = (E_y - U_y) / R_{огр}.$$

Схема рис. 3.16, *б* работает в режиме формирования импульсов управления на интервале закрытого состояния транзистора *VT*. В этом случае  $E_y = E$ ,

$$I_y = (E - U_{VD} - U_y) / R_{огр}.$$

Импульс управления соответствует нулевому уровню сигнала. При единичном значении сигнала транзистор открыт и блокирует цепь управления тиристора. Отсекающий диод *VD* защищает управляющий электрод тиристора от воздействия остаточного напряжения открытого транзистора.

В трансформаторной схеме рис. 3.17, *а* на параметры формируемого импульса влияют индуктивные сопротивления трансформатора.

При открывании транзисторного ключа *VT* единичным сигналом к первичной обмотке трансформатора *T* подводится импульс напряжения с амплитудой

$$E_1 = E - \Delta U_{кэ}, \quad (3.11)$$

где  $\Delta U_{кэ}$  — остаточное напряжение транзисторного ключа ( $\Delta U_{кэ} = 1,5$  В).

Ток коллектора транзистора содержит две составляющие: ток намагничивания  $i_\mu$  и приведенный к первичной обмотке ток нагрузки  $I'_н = I'_y$ .

Ток намагничивания изменяется по линейному закону (рис. 3.18)

$$i_\mu = (E - \Delta U_{кэ}) (t / L_\mu), \quad (3.12)$$

где  $L_\mu$  — индуктивность цепи намагничивания импульсного трансформатора.

Ток нагрузки изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau = L_\sigma / R$ , где  $L_\sigma$  — индуктивность рассеяния обмоток,  $R$  — активное сопротивление цепи ( $R = R_K + R_{огр}$ ):

$$i'_y = i_y \frac{w_2}{w_1}; \quad i_y = \frac{E_2 - U_y}{R_K + R_{огр}} [1 - \exp(-t/\tau)], \quad (3.13)$$

где  $E_2 = U_1 \frac{w_2}{w_1}$ ;  $R_K = R'_1 + R_2$ .

Скорость нарастания тока

$$\frac{di_y}{dt} = \frac{E_2 - U_y}{R} \cdot \frac{1}{\tau} \exp(t/\tau). \quad (3.14)$$



В начальной стадии  $di_y/dt = (E_2 - U_y)/L_\sigma$ , откуда следует, что для получения рекомендуемой в справочниках величины  $di_y/dt = 1 \text{ А/мкс}$  необходимо соответствующим образом согласовать величины  $E$  и  $L_\sigma$  или применять дополнительные цепи форсирования фронта импульса тока.

При запираании транзистора  $VT$  в момент времени  $t_2$  начинается процесс «восстановления» формирователя импульсов. За время восстановления магнитопровод трансформатора должен быть размагничен, иначе говоря, энергия, запасенная в индуктивности цепи намагничивания, должна быть рассеяна.

Размагничивание связано со спаданием до нуля тока  $i_\mu$  через диод  $VD$ , шунтирующий первичную обмотку трансформатора (см. рис. 3.17, в):

$$i_\mu = I_{\mu m} e^{-t/\tau_\mu}; \quad \tau_\mu = L_\mu / (R_K + R_d).$$

При отсутствии резистора в цепи диода постоянная времени велика и ток спадает в течение времени  $t_{\text{восст}} \approx 4L/R_K$ . При включении резистора  $R_d$  постоянная времени уменьшается, соответственно, уменьшается  $t_{\text{восст}}$ . Вместе с тем на резисторе образуется импульс напряжения с амплитудой  $U_{Rm} = i_{\mu m} R_d$ , увеличивающий коллекторное напряжение транзисторного ключа до величины  $U_{Km} = E + U_{Rw}$ .

В схеме формирования импульсов управления высоковольтной тиристорной группы (рис. 3.19, а) отсутствуют обратные диоды, шунтирующие первичные обмотки. Энергия магнитного поля, связанная с током намагничивания, используется для формирования импульсов тока в паузе между импульсами сигнала управления. Импульсам пакета  $u_p$  (см. рис. 3.19, а) соответствуют нечетные импульсы тока  $i_y$  (рис. 3.19, б), формируемые вторичной полуобмоткой через диоды  $VD1$ . В паузах пакета управления  $u_p$  ток  $i_y$  формируется электродвижущей силой самоиндукции через диоды  $VD2$ . Резистор  $R1$  является ограничителем установившегося значения тока  $i_y$ .  $RC$ -цепь, шунтирующая резистор  $R1$ , формирует большую крутизну и амплитуду тока управления в начальной фазе.

**Пример 3.4.** Управление тиристором выполнено по схеме рис. 3.17;  $E = 12 \text{ В}$ ; отношение витков  $n = \omega_2/\omega_1 = 15/11$ , индуктивность рассеяния трансформатора  $L_\sigma = 5 \text{ мкГ}$ . Падение напряжения на открытом транзисторе  $\Delta U_{КЭ} = 1 \text{ В}$ . Напряжение управления тиристора  $U_y = 3 \text{ В}$ ;  $R = 20 \text{ Ом}$ . Индуктивностью цепи намагничивания трансформатора можно пренебречь.

*Определить:*

- 1) напряжение эквивалентного источника управления  $E_2$  (см. рис. 3.17, а);
- 2) скорость нарастания тока управления при  $t = 0$ ;
- 3) рассчитать параметры импульса  $i_y$  через 0,5 мкс, 1 мкс и в конце действия управляющего сигнала  $t_n = 10 \text{ мкс}$ .

*Решение*

1. Напряжение эквивалентного источника  $E_2$  определяется величиной напряжения первичной обмотки  $E_1 = E - \Delta U_{КЭ}$ , пересчитанной во вторичную цепь:

$$E_2 = (E - \Delta U_{КЭ}) (\omega_2/\omega_1) = (12 - 1) (15/11) = 15 \text{ В};$$

постоянная времени цепи  $\tau = L_\sigma/R = 5 \cdot 10^{-6}/20 = 0,25 \cdot 10^{-6}$ .

2. Из уравнения (3.13) для тока цепи при замыкании ключа находим производную по времени

$$\frac{di_y}{dt} = \frac{E_2 - U_y}{R} \cdot \frac{1}{\tau} \exp(-t/\tau).$$

При  $t=0$   $\frac{di_y}{dt} = \frac{E_2 - U_y}{L_\sigma} = \frac{15-3}{5 \cdot 10^{-6}} = 4,21 \cdot 10^6$  А/с или 4,21 А/мкс.

3. Подставляя в уравнение (3.13) время, находим значения  $i(t)$ :

$$t_1 = 0,5 \cdot 10^{-6}; i_y = \frac{15-3}{20} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{0,5 \cdot 10^{-6}}{0,25 \cdot 10^{-6}}\right) \right] = 0,6 \cdot 0,865 = 0,518 \text{ А};$$

$$t_2 = 10^{-6}; i_y = 0,6 [1 - \exp(-4)] = 0,59 \text{ А};$$

$$t_3 = t_n = 10 \cdot 10^{-6}; i_y = 0,6 [1 - \exp(-40)] = 0,6 \text{ А}.$$

**Пример 3.5.** В задаче 3.4 принять индуктивность цепи намагничивания  $L_\mu = 100$  мкГ. Сопротивление обратного диода  $R_{VD} = 0,01$  Ом.

*Определить:*

- 1) амплитуду намагничивающего тока  $I_{\mu m}$  и тока коллектора транзисторного ключа  $I_{Km}$ ;
- 2) время восстановления формирователя импульсов;
- 3) как изменится время восстановления при включении последовательно с диодом резистора  $R_d = 100$  Ом; определить максимальное напряжение коллекторного ключа.

*Решение*

1. По формуле (3.12) для  $t = t_n = 10$  мкс

$$I_{\mu m} = \frac{15-1}{560 \cdot 10^{-6}} \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 0,25 \text{ А}.$$

Максимальный ток транзисторного ключа

$$I_{Km} = I_{\mu m} + i'_y(t_n),$$

где  $i'_y(t_n) = i_y(t_3) (\omega_2/\omega_1) = 0,6 \cdot \frac{15}{11} = 0,818$  А — значение импульса управления при  $t = t_3 = t_n = 10$  мкс, приведенное к первичной обмотке. Тогда

$$I_{Km} = 0,818 + 0,25 = 1,07 \text{ А}.$$

2. Постоянная времени цепи, шунтированной диодом,

$$\tau = L_\sigma / R_{VD} = 10^{-6} / 10^{-2} = 10^{-3} \text{ с}.$$

Считая, что экспоненциальный процесс заканчивается за время  $t \approx 4\tau$ , находим  $t_{\text{восст}} = 4 \cdot 56 \cdot 10^{-3} = 0,216$  с.

3. При включении резистора  $R_d = 100$  Ом последовательно с диодом постоянная времени уменьшится в  $R_d/R_{VD} = 10^4$  раз, соответственно время восстановления уменьшится:  $t_{\text{восст}(R_d)} = t_{\text{восст}(R_{VD})} \cdot 10^{-4} = 2,16 \cdot 10^{-6}$  с. Максимальное напряжение на коллекторе

$$U_{Km} = E + R_d I_{\mu m} = 15 + 100 \cdot 0,25 = 40 \text{ В}.$$

## 3.2. ДИОДЫ

Электрические характеристики полупроводниковых диодов определяются свойствами  $p$ - $n$  перехода. Для идеализированного перехода уравнение ВАХ имеет вид [7]

$$I = I_{\text{нас}} (e^{u/u_\tau} - 1), \quad (3.15)$$

где  $I_{\text{нас}}$  — тепловой ток (ток насыщения);  $u$  — напряжения на дио-

де;  $u_T = KT/q$  — тепловой потенциал;  $K$  — постоянная Больцмана;  $T$  — температура;  $q$  — заряд электрона).

При комнатной температуре  $U_T = 0,026$  В, поэтому уже при прямых напряжениях  $U \geq 0,1$  В,  $e^{u/u_T} \gg 1$  и уравнение для прямого тока принимает вид

$$I = I_{\text{нас}} e^{u/u_T}.$$

Для обратных напряжений  $I \approx I_{\text{нас}}$ .

В реальных диодах протекают дополнительные процессы (утечки токов, умножения носителей заряда «пробой» и др.), поэтому ВАХ реального диода отличается от ВАХ идеального прежде всего обратной ветвью (рис. 3.20, а). По виду обратной ветви диоды делятся на приборы с неконтролируемым 1 и контролируемым 2 лавинообразованием. Последние привели к созданию широкого класса специальных диодов, рабочий участок которых лежит в области лавинного размножения носителей заряда (стабилитрона, ограничитель напряжения, см. табл. 3.1).

Для диодов оказываются применимы многие характеристики и методы оценки параметров, изложенные для тиристоров. Диоды допускают групповое включение, аналогично тиристорам проводится расчет теплового режима и защитных цепей диодов. Как и у тиристоров, ВАХ диодов аппроксимируют прямыми, а низкочастотная схема замещения представляется моделью диода (рис. 3.20, б) с параметрами модели  $U_{D0}$  и  $r$ . В отличие от тиристоров у диодов эти величины меньше на 80 и 50% соответственно. С распространением микросхемотехники и цифровых систем телекоммуникации на ее основе с низкими уровнями питающего напряжения (3...5 В) появилась актуальная потребность в диодах с малой величиной порогового напряжения (диоды Шотки). По сравнению с обычными, для которых  $U_{D0} = 0,8 \dots 0,9$  В, у диодов Шотки эта величина близка к 0,3 В.

Другим быстроразвивающимся направлением совершенствования диодов является уменьшение времени обратного восстановления. На рис. 3.21 показаны типовые кривые обратного тока для диодов, условно называемых «нормальными» 1, с «мягким восстановлением» 2, «быстрым» 3. Последние имеют меньшее время обратного восстановления ( $t_b \approx 300 \cdot 10^{-9}$  с), допускают работу на повышенной частоте (200...300 кГц) и характеризуются очень крутым срезом импульса обратного тока. Эта особенность может служить причиной порождения помех при запираании диодов и требует специальных мер для их ослабления.

Для иллюстрации изложенного рассмотрим работу упрощенной схемы преобразователя постоянного напряжения (рис. 3.22), в котором «быстрый» диод шунтирует фильтрующую часть схемы.

При разомкнутом ключе  $S$  (интервал  $t_0 - t_1$ ) ток  $i_2$ , поддерживаемый энергией индуктивности  $L_2$ , накопленной на предыдущем такте, спадает в контуре:  $L_2 - R_n - VD$ . В момент  $t_1$  включается ключ  $S$  и в схеме образуются два контура-источника и нагрузки.

В первом нарастает ток  $i_1 = \frac{E}{L_1} t$ , во втором продолжает спадать ток  $i_2$ :

$$i_2(t) = I_{2m}[1 - \exp(-tR_H/L_2)].$$

В диодной цепи эти токи направлены встречно до момента его выключения ( $i_{VD} = i_2 - i_1$ ). В момент  $t_2$  ток  $i_2 = i_1$ ,  $i_{VD} = 0$ , однако из-за задержки выключения диода его обратный ток продолжает расти:

$$i_{VD} = i_{обр} = i_1 - i_2 < 0$$

и к моменту  $t_3$  достигнет максимальной величины  $I_{обр\ m}$ . Очевидно, к этому времени  $i_1 = i_2 + I_{обр\ m}$ . Далее следует интервал спада обратного тока  $t_c$ , сопровождаемый быстрым запирающим диода. За время  $t_c$  на обратном сопротивлении диода должна рассеяться энергия индуктивности  $L_1$ , связанная с избыточным током  $I_{обр\ m}$  (ток  $I_{L_1}$  больше тока  $I_{L_2}$  на величину  $I_{обр\ m}$ ). По этой причине в момент времени  $t_2$  на диоде начинает расти напряжение. Далее процесс развивается с участием паразитных емкостей диода и схемы и носит характер затухающих колебаний (рис. 3.21, в). Через паразитные связи эти колебания достигают нагрузки и проявляются в виде помех. Для ослабления помех «быстрые» диоды шунтируются  $RC$ -цепями, снижающими частоту, размах колебаний и увеличивающими скорость их затухания. Расчет параметров  $RC$ -цепи может проводиться по кривым рис. 3.11, б.

### 3.3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

#### 3.3.1. Механизм переключения биполярного транзистора

В отличие от тиристорных, ограниченно управляемых ключей, транзисторные являются полностью управляемыми и могут быть открыты или закрыты по сигналу управления. Для биполярных транзисторов управляющим является ток базы, поэтому его величина и направление определяют основные режимы работы транзистора.

При прямом токе базы больше граничной величины насыщения  $I_{БН} = I_{КН}/B$  ( $B$  — коэффициент передачи базового тока) рабочая точка транзистора находится в области насыщения (рис. 3.23) и характеризуется малым напряжением коллектора  $U_{КЭН}$  и большим током  $I_{КН} = (E - U_{КЭН})/R_K$ .

Область отсечки находится ниже характеристики при  $I_B = 0$ . Механизм переключения транзисторов достаточно сложен и качественно иллюстрируется рис. 3.24. До момента поступления импульса управления (интервал времени  $t_0 - t_1$ ) транзистор закрыт отрицательным током базы  $I_B = -I_{КБ0}$ . С поступлением отпирающего импульса тока начинается процесс накопления носителей тока в базе, сопровождаемый ростом тока коллектора. К моменту вре-

мени  $t_2$  ток коллектора достигает значения насыщения. Так как рассматривается случай  $I_B > I_{BN}$ , то избыточная величина тока ( $I_{B \text{ изб}} = I_B - I_{BN}$ ) ведет к накоплению в базе избыточного заряда. Коэффициент избыточности оценивают величиной  $K_1 = I_B / I_{BN}$ . По окончании отпирающего импульса тока базы (момент времени  $t_3$ ) и при смене направления тока базы сначала из базы выносятся избыточные заряды (интервал  $t_3 - t_4$ ), при этом рабочая точка из области насыщения переходит на ее границу, затем начинается этап спада коллекторного тока, зависимый как от конструктивных особенностей транзисторов, так и от величины запирающего тока базы, форсирующего процесс выключения транзистора. Форсированный процесс завершается к моменту времени  $t_5$ , далее величина базового тока запираания может быть уменьшена до значения  $I_{KB0}$ .

В частном случае «пассивного запираания» (при  $I_B = 0$  и достаточно малом сопротивлении  $R_B$  — это специально оговаривается в справочниках) время выключения транзистора значительно возрастает. Этому случаю на рис. 3.23 соответствует штриховая кривая спада тока. Из изложенного видно, что для снижения времени переключения импульс базового тока должен иметь достаточную избыточность тока на переднем фронте, меньшую избыточность к концу действия импульса базового тока и отрицательный импульс достаточной величины на интервале спада коллекторного тока.

Пример схемы формирователя, импульса базового тока, обеспечивающего перечисленные условия, приведен на рис. 3.25. Положительный импульс базового тока формируется транзистором VT3 и его коллекторной цепью. На переднем фронте ток базы ограничивается параллельно включенными резисторами  $R_K$  и  $R$ , затем по мере заряда конденсатора шунтирующее действие резистора  $R$  уменьшается, соответственно уменьшается ток базы. С выключением VT3 и включением VT4 под действием напряжения  $-E_{доб}$  формируется запирающий ток базы.

Транзисторы не допускают обратного напряжения, поэтому в схемах, где оно может образовываться, их шунтируют антипараллельными диодами.

### 3.3.2. Область безопасной работы транзисторов

Надежная работа транзисторов гарантируется, если значения тока и напряжения коллектора не выходят за допустимые пределы. Так как предельные значения зависят от температуры кремниевой пластины транзистора, то их величины связаны с временем действия импульсов тока и напряжения (чем меньше время действия, тем выше предельные значения  $U_K$  и  $I_K$ ). Следует отметить, что в переходных режимах (включения и выключения) в транзисторах наблюдается явление концентрации тока в локальных областях, способное привести к разрушению транзисторов [12]. Это

явление получило название «вторичного пробоя» и также ограничивает предельные параметры транзистора.

Надежная работа транзисторов гарантируется, если траектория рабочей точки ( $U_K, I_K$ ) не выходит за пределы области безопасной работы (ОБР). Общий вид ОБР и пример возможной траектории рабочей точки транзисторного ключа с индуктивной реакцией нагрузки показаны на рис. 3.26.

Кроме параметров, определяемых ОБР, важным являются коэффициент передачи (усиления) базового тока  $B = I_K / I_B$  и время переключения транзистора. Для снижения времени включения и выключения, как это было показано выше, необходимо формировать импульс базового тока с определенными коэффициентами избыточности. Однако при изменяющихся нагрузках возникает техническая задача адаптации (пропорционального изменения) базового тока к изменяющемуся току коллектора. Другая, не менее важная проблема вызвана малым значением коэффициента усиления  $B$  (около 5—10) и необходимостью формирования больших импульсных токов для управления мощными транзисторными ключами.

Для уменьшения времени выключения применяются различные методы. В схеме рис. 3.27, а автоматическая регулировка базового тока связана с величиной напряжения  $U_{KЭ}$  открывающегося транзистора. При снижении  $U_{KЭ}$  под действием отпирающего тока  $I_B$  часть входного тока ответвляется через диод ОС (диод Бакера), чем достигается ограничение избыточности базового тока и «слежения» за глубиной насыщения транзистора при изменении тока коллектора. Из уравнения

$$U_{KЭ} + U_{VD} = U_{стаб} + U_{БЭ}$$

с учетом равенства  $U_{VD} \approx U_{БЭ}$  получаем  $U_{KЭ} \approx U_{стаб}$  независимо от  $I_K$ .

Другой пример включения диода обратной связи показан штриховой линией на рис. 3.25. Роль стабилитрона в этом случае выполняет коллекторно-эмиттерный переход транзистора  $VT_3$ .

В схеме рис. 3.27, б адаптация тока базы к току транзистора (в данном случае к  $I_Э$ ) обеспечивается с помощью положительной ОС по току. При поступлении на вход управляющего импульса через базэмиттерные переходы вспомогательного ( $VT_1$ ) и мощного транзистора  $VT$  протекает начальный ток  $I_{Бнач}$ . С открытием транзистора  $VT$  и появлением тока эмиттера на сопротивлении шунта вторичной обмотки трансформатора тока  $TA$  появляется сигнал напряжения, пропорциональный току  $I_Э$ . Под действием этого напряжения развивается основная составляющая базового тока  $I_{Босн}$ . Положительная ОС обеспечивает пропорциональность тока базы и тока эмиттера, а вместе с ней — сохранение коэффициента избыточности независимо от тока нагрузки.

Для повышения коэффициента усиления транзисторов применяются составные схемы включения (рис. 3.28), называемые также схемами Дарлингтона. В базовой схеме составного транзистора

(рис. 3.28, *а*) ток эмиттера дополнительного триода  $VT1$  соединен с базой основного транзистора  $VT2$ , поэтому результирующий коэффициент передачи тока базы практически равен произведению коэффициентов передачи двух транзисторов. Резисторы обеспечивают цепь для тока  $I_{КБ0}$  в режиме отсечки. Диод  $VD1$  образует низкоомную цепь для запирающего тока мощного транзистора  $VT2$  на случай, если  $VT1$  запирается раньше [13]. В схеме рис. 3.28, *б* мощный выходной транзистор образован из параллельно соединенных транзисторов. Резисторы  $R_{ш}$  выполняют функции выравнивания тока. Все транзисторы составной схемы выбираются на одинаковое напряжение  $U_K$ , однако  $VT1$  имеет меньший ток коллектора.

### 3.3.3. Защитные цепи транзисторов

Транзисторы критичны к повышению тока и напряжения, поэтому практические схемы транзисторных устройств предусматривают соответствующие защитные цепи. Часто их называют также цепями формирования траектории рабочей точки при запираании транзистора. Наиболее просто решается защита транзисторного ключа от перенапряжения в цепях, не содержащих паразитных индуктивностей (проводов, рассеяния трансформатора или неучтенных физических индуктивностей). В схеме рис. 3.29, *а* рабочая индуктивность нагрузки  $L_K$  зашунтирована обратным диодом, а паразитные индуктивности проводов исключены с помощью блокирующего конденсатора  $C$ . При запираании транзисторного ключа ток индуктивности замыкается через диод  $VD$ , исключая перенапряжения в схеме.

С появлением в цепи паразитной индуктивности  $L_{\sigma}$  (рис. 3.29, *б*) возникают проблемы рассеяния энергии, накопленной в ее магнитном поле током  $i_K = i_1 + i_2$ . Энергия рассеивается в сложном контуре с участием паразитных емкостей  $C1$  и  $C2$ , сопротивления коллекторного перехода и сопровождается большим всплеском напряжения на коллекторе (кривая 1). Так как резкий рост напряжения происходит еще при достаточном токе коллектора, то величина мгновенной (пиковой) мощности потерь ( $p_K = u_K i_K$ ) может в сотни раз превышать среднюю.

Включение параллельно транзистору защитной  $RCD$ -цепи (рис. 3.29, *б*) приводит к тому, что после запираания транзистора ток индуктивности  $L_{\sigma}$  через диод направляется в конденсатор. Последний, принимая энергию индуктивности  $w_m = 0,5 I_{1m}^2 L_{\sigma}$ , уменьшает пик напряжения до величины  $U_{Cm}$  (кривая 2):

$$U_{Cm} \approx E + I_{1m} \sqrt{L_{\sigma}/C}.$$

Резистор  $R$ , параллельный диоду, ограничивает ток разряда конденсатора при включении транзистора, защищая последний от возможного вторичного пробоя.

В схеме рис. 3.29, *в* для защиты от пиковой мощности, связанной с быстрым ростом коллекторного напряжения, включен так

называемый диод с накоплением заряда (инерционный диод). В открытом состоянии транзистора через диод протекает ток накопления  $I_{\text{нак}} = E_{\text{доб}}/R_{\text{доб}}$  относительно малой величины. При запираании транзистора ток индуктивности направляется в цепь: диод, конденсатор большой емкости. Эта цепь сохраняется, пока диод не восстановит запирающие свойства, при этом напряжение на коллекторе фиксировано на низком уровне  $U_{\text{к}} \approx E_{\text{доб}}$ . При запираании диода также возможны перенапряжения, однако ток коллектора к этому времени уже спадает до низкого уровня (кривая 3). Для ограничения перенапряжений схема может быть дополнена *RCD*-цепью.

В заключение отметим, что по значениям тока и напряжения современные транзисторы конкурентоспособны с тиристорами. Среди отечественных и зарубежных транзисторов имеются приборы с током до 100 А и напряжениями до 500 ... 1000 В. Основным недостатком транзисторов — критичность к сверхтокам и перенапряжениям компенсируется их быстродействием и возможностью построения «интегральных ключей», т. е. включающих различные электронные средства предупреждения опасных режимов. Пример фрагмента функциональной схемы одной из подсистем — электронной защиты от токовой перегрузки, предусматриваемой в таких ключах и встраиваемых в транзисторный модуль, показан на рис. 3.30.

В дополнение к рассмотренному ранее антипараллельному диоду *VD3* и диоду накопления заряда *VD4* схема содержит усилитель-формирователь базы импульсов *У*, логическую цепь с управляющим входом *ЛЦ* компаратор напряжения *К*. На инверсный вход компаратора подается напряжение стабилитрона  $U_{\text{ст}}$ . Потенциал прямого входа компаратора определяется напряжением коллекторно-эмиттерного перехода силового ключа. При перегрузках транзисторного ключа его рабочая точка выходит из области насыщения и напряжение  $U_{\text{кэ}}$  возрастает. Если эта величина превысит значение порога  $U_{\text{п}}' = U_{\text{стаб}} - U_{\text{VD2}} \approx U_{\text{ст}} - 1,0$ , то компаратор сформирует на выходе сигнал логической единицы, блокирующий передачу импульса управления через логическую цепь. При достаточном быстродействии цепи транзистора оказывается полностью защищен от перегрузок и *КЗ*.

#### 3.4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Основные недостатки биполярных транзисторов — большая мощность управляющих сигналов, малая область безопасной работы, необходимость знакопеременного управляющего сигнала. Эти недостатки отсутствуют в полевых транзисторах (ПТ). Принцип действия ПТ основан на модуляции поверхностной проводимости полупроводниковых материалов сильным перпендикулярно направленным электрическим полем, создаваемым между управляющим электродом (затвором) и кремниевой пластиной (подложкой) [11].



Широкое распространение в силовой электронике получили полевые транзисторы с изолированным затвором, обозначаемые сокращенно МДП (металл—диэлектрик—полупроводник), конструкция прибора и его ВАХ показаны на рис. 3.31.

При напряжении на затворе ниже некоторой пороговой величины 2...3 В транзистор закрыт. С повышением напряжения  $U_{зи}$  транзистор начинает проводить ток, при этом в сток-затворных характеристиках транзистора  $I_c = f(U_c) U_{зи} = \text{const}$  имеется выраженный участок насыщения тока. По мере роста напряжения на затворе область насыщения перемещается вверх. Так как затвор изолирован от канала, то сопротивление цепи управления достаточно велико и статический ток затвора определяется только утечками ( $I_z \approx 1$  мкА). Между выводами мощного транзистора (рис. 3.31, б) действуют паразитные емкости достаточно большой величины (сотни-тысячи пикофард). Их влияние в статическом режиме пренебрежимо мало, однако в динамических режимах переключения с ними связаны импульсные токи перезаряда, которые должна обеспечить управляющая цепь. На рис. 3.32 показаны пример управляющей схемы МДП-транзистора и кривая тока затвора. Импульс зарядного тока формируется ЭДС вторичной обмотки через стабилитрон  $VD1$ , который работает как диод. Разрядный ток формируется после запирающего управляющего транзистора и протекает под действием изменившей знак ЭДС через стабилитрон  $VD1$ . По мере перезаряда входной емкости  $C_{зи}$  и смены знака  $U_{сзи}$  на отрицательный открывается стабилитрон  $VD2$  (как диод), ограничивая величину  $U_{сзи} \approx 1$  В.

Стабилитроны  $VD1$  и  $VD2$  ограничивают величину напряжения на допустимом уровне (не более 25...30 В). Источником перенапряжений могут быть как управляющая цепь, при неправильном выборе параметров схемы, так и стоковая цепь транзистора через делитель, образованный паразитными емкостями  $C_{сз}$  и  $C_{зи}$ .

Основными параметрами транзистора являются:

допустимые по условиям пробоя значения напряжений  $U_{си}$ ;  $U_{зи}$ ;  $U_{зс}$ ;

максимальный ток стока  $I_c$  и соответствующее ему сопротивление канала  $r_{си}$ ;

крутизна сток-затворной характеристики  $S = \Delta I_c / \Delta U_{зи}$ ;

паразитные емкости и время переключения  $t_{вкл}$  и  $t_{выкл}$ .

В отличие от биполярных транзисторов последние близки друг к другу и не превышают  $10 \cdot 10^{-9}$  с. В ряде случаев для увеличения времени выключения МДП-транзисторов его входная цепь шунтируется конденсатором небольшой емкости (100...200 пФ). Одновременно эта емкость снижает опасность пробоя затвор-источкового перехода напряжением емкостного делителя, образованного собственными емкостями транзистора [13].

## ГЛАВА 4. ВЫПРЯМИТЕЛИ

### 4.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Выпрямление напряжения переменного тока есть процесс нелинейного преобразования, при котором изменяются спектральные характеристики преобразуемого напряжения. В общем случае в результате выпрямления образуется периодическая функция напряжения  $u_d(t)$  со сложным спектром, из которого только постоянная составляющая является «полезным» продуктом преобразования. Гармонические составляющие функции  $u_d(t)$  (рис. 4.1, а) вызывают периодическое изменение напряжения во времени, называемое пульсациями. Причем частота пульсаций и их величина зависят от частоты гармоник и отношения их амплитуды к постоянной составляющей напряжения (рис. 4.1, б).

Современная аппаратура связи предъявляет жесткие требования к качеству питающих напряжений, одним из главных показателей которого является содержание переменных составляющих. В табл. 4.1 приведены распространенный в технике связи ряд

Таблица 4.1

Уровни постоянного напряжения, распространенные в технике электросвязи и электропитания РЭА

Номинальное напряжение, В	Допустимый уровень переменных составляющих	Пример применения	Диапазон значений потребляемого тока
—60	2 ... 4* мВ	Аппаратура автоматической коммутации	Сотни-тысячи ампер
—24	2 мВ	Каналообразующая аппаратура	Сотни ампер
+5	Не более 100 мВ	ТЭЗ на цифровых микросхемах	До 5 А на один ТЭЗ **
+12	Не более 0,5 мВ	Аналоговые микросхемы	0,01 ... 0,1 А
100 ... 1000	5%	Цепи дистанционного питания аппаратуры	0,1 ... 0,2 А
$(5 ... 10) \cdot 10^3$	2 ... 5%	Анодные цепи генераторов, модуляторов, преобразователей радиопередатчиков устройств	2 ... 20 А До 10 А
$(15 ... 25) \cdot 10^3$	1 ... 5%	Анодные цепи ЭЛТ, генераторов большей мощности	Доли миллиампер, десятки ампер

\* Псофометрическое напряжение; \*\* типовой элемент замены.

уровней постоянного напряжения и допустимое содержание переменных составляющих [14]. Как видно из таблицы, наиболее жесткие требования предъявляются к напряжению питания аппаратуры АТС. Это связано с тем, что переменные составляющие напряжения источника питания АТС, воздействуя на цепь телефона, образуют в ней пульсирующие токи, которые воспринимаются человеческим ухом в виде шума (фона, рокота), мешающего восприятию речи. Из-за высокой чувствительности слухового восприятия в полосе частот 0,3...3,4 кГц допустимый уровень переменных составляющих должен быть очень мал. В других типах аппаратуры переменные составляющие либо не связаны со слуховым восприятием сигналов (например, цифровая техника), либо в ней имеется возможность дополнительного ослабления пульсаций (модуляторы, генераторы).

Для обеспечения требуемых качественных и эксплуатационных характеристик выпрямитель может содержать большое число функциональных блоков (рис. 4.2).

Основными элементами силового тракта являются трансформатор, выпрямляющее звено (блок полупроводниковых приборов) и сглаживающий фильтр.

Трансформатор  $T$  обеспечивает преобразование уровня напряжения питающей сети, а также гальваническую развязку цепей питающей сети и нагрузки. Без такой развязки заземление выходного полюса выпрямителя вызовет КЗ.

Блок выпрямления  $BВ$  (блок полупроводниковых приборов) обеспечивает преобразование знакопеременного напряжения на его входе в знакопостоянное (пульсирующее) напряжение  $u_d(t)$ . Сглаживающий фильтр уменьшает содержание переменных составляющих в спектре выходного напряжения.

Дополнительные элементы схемы расширяют возможности выпрямителя, например обеспечивают регулирование, стабилизацию выходных параметров, защиту от опасных перегрузок по току и от КЗ. Вместе с тем введение в схему обратных связей приводит к проблеме обеспечения устойчивости работы выпрямителя.

Из изложенного видно, что изучение выпрямительных устройств базируется на нелинейной электротехнике, включает элементы силовой электроники и теории систем автоматического регулирования. Кроме того, имеется ряд специфических вопросов, связанных с динамическим взаимодействием источника питания и потребителя (питаемой аппаратуры).

#### **4.1.1. Принцип работы и построения блоков выпрямления. Классификация способов выпрямления переменного тока**

С формальных позиций работу блока выпрямления можно представить в виде перемножения переменного напряжения  $u_1(t)$ , поступающего на вход блока, на единичную функцию переключения  $F(t)$ . Физически эту функцию характеризует закон переключе-

чения полупроводниковых приборов в блоке  $БВ$  и отображает либо сигнал управления (для управляемых приборов  $БВ$ ), либо интервалы проводимости приборов (для неуправляемых и ограниченно управляемых приборов).

В зависимости от числа фаз входного напряжения и вида функции  $F(t)$  могут быть получены различные варианты выпрямления. На рис. 4.3 показаны примеры и диаграммы работы однофазных выпрямителей (рис. 4.3, б—г). Для схемы рис. 4.3, б с идеальным диодом) в нагрузку передается один полупериод напряжения  $u_1(t)$ . Поэтому такой выпрямитель называют однополупериодным. Схема рис. 4.3, в, г соответствует двухполупериодному выпрямлению. Заметим, что в первом случае период пульсаций совпадал с периодом напряжения питания ( $T_n = T_1$ ), во втором случае  $T_n = 0,5T_1$ .

Если функцию  $F(t)$  сдвинуть по отношению к напряжению  $u_1(t)$  на время  $t_\alpha$  (или угол  $\alpha = \omega t_\alpha$ ), то изменятся  $u_d(t)$  и его постоянная составляющая (рис. 4.3, г). Такая идея используется при построении управляемых выпрямителей. Очевидно, в этом случае полупроводниковые приборы  $БВ$  должны быть управляемыми.

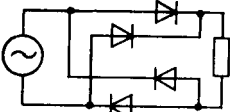
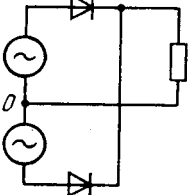
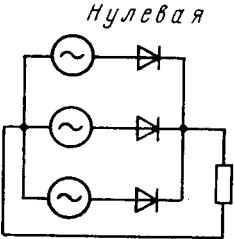
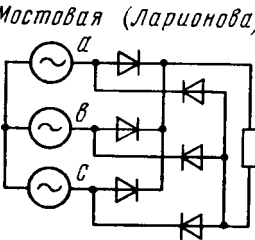
В случае многофазного напряжения, подводимого к  $БВ$  в формализованном описании к перемножению добавляется операция суммирования результатов, перемножения напряжения отдельных фаз (рис. 4.4).

Простейшая схема выпрямления трехфазного напряжения при таком подходе представляется диодным сумматором (рис. 4.4, а). В приведенной схеме катоды диодов объединены, поэтому диодную группу называют *катодной*. При смене направления включения всех диодов (т. е. при образовании анодной группы) изменится направление тока в нагрузке и знак выходного напряжения. Из временной диаграммы видно, что в схеме обеспечивается однополупериодное выпрямление, при этом период пульсации отличается от периода питающего напряжения в 3 раза, т. е.  $T_n = T_1/3$ .

Для получения двухполупериодного выпрямления схема рис. 4.4, а дополняется анодной группой диодов при одновременном отказе от использования средней точки трехфазной системы напряжений. Изложенный подход к построению  $БВ$  может быть сохранен и при числе фаз  $m > 3$ . В табл. 4.2 приведены ряд схем  $БВ$  и их распространенные названия, которые встречаются в литературе. Часто схемы обозначаются именем автора, предложившего ее (например, схема Ларионова — трехфазный мостовой выпрямитель).

На основе изложенных схем  $БВ$  могут строиться каскадные выпрямители. Так, если имеются две трехфазные системы напряжения (отличающиеся фазовым сдвигом), то при мостовом выпрямлении напряжений каждой системы и последующем суммировании напряжений двух мостов возрастает результирующее напряжение, а период пульсаций уменьшается вдвое по сравнению с трехфазной мостовой.

Примеры построения силовых цепей выпрямительных устройств и их краткая характеристика

Число фаз сети	Схема блока выпрямления	Диаграмма $u_d(t)$	Область применения
Одноразная ( $m_1=1$ )	Мостовая		Выпрямители малой мощности (до 1 кВт)
	Со средней точкой		
Трехфазная ( $m_1=3$ )	Нулевая		Системы автоматики преобразовательных устройств
	Мостовая (Ларионова)		Выпрямители средней и большой мощности

В общем случае период пульсации связан с периодом питающего напряжения соотношением  $T_1 = pT_n$  (для частоты  $f_n = pf_1$  или  $\omega_n = p\omega_1$ , где  $p$  — коэффициент изменения частоты (периода) может быть назван коэффициентом пульсности:

$$p = mnK, \quad (4.1)$$

где  $m$  — число фаз выпрямляемого напряжения;  $n$  — число полупериодов выпрямления;  $K$  — число каскадов, образующих выпрямитель.

Число фаз сети	Схема блока выпрямления	Диаграмма $u_d(t)$	Область применения
Трехфазная ( $m_1=3$ )			Низковольтные выпрямители средней мощности
			Выпрямители средней и большой мощности с низким содержанием пульсаций
$p$ — число импульсов выпрямленного напряжения за период питающей сети			

С этим коэффициентом связано распространение в технике новых названий схем, например трехфазная шестипульсовая, каскадная двенадцатипульсовая.

**Пример 4.1.** На рис. 4.5 приведены две схемы диодных блоков.

*Определить, какие схемы выпрямления реализуются этими блоками?*

Схема рис. 4.5, а: диоды  $VD1$  и  $VD2$  образуют анодную группу (1, 2 — входы, 3 — выход), диоды  $VD3$ ,  $VD4$  образуют катодную группу с выходом 4. Таким образом, диоды образуют мостовую схему (рис. 4.5, в).

Схема рис. 4.5, б: диоды  $VD1$ ,  $VD4$ ,  $VD5$  образуют анодную группу с выходным зажимом 1 и входами 2, 4, 5, диоды  $VD2$ ,  $VD3$  и  $VD6$  образуют катодную группу с выходным зажимом 3 и входами 2, 4, 5. Таким образом, диоды образуют трехфазный мост по схеме рис. 4.5, г.

**Пример 4.2.** Имеются две трехфазные системы напряжения, отличающиеся друг от друга фазовым сдвигом  $\varphi = \pi/6$  (30 эл. град).

*Определить период пульсаций и коэффициент пульсности схемы, если напряжения после выпрямления трехфазными мостами суммируются.*

По табл. 4.2 находим, что трехфазный мост формирует шестипульсное напряжение с периодом  $Q_n = \omega T_n = 2\pi/6$  (60 эл. град), при этом из-за фазового сдвига двух систем напряжения пульсирующие функции напряжения  $u_{d_1}(t)$  и  $u_{d_2}(t)$  оказываются также сдвинуты на 30 эл. град. При их суммировании результирующее напряжение пульсирует с периодом  $Q_n = 2\pi/12$ . Таким образом,  $p=12$ , частота пульсаций  $f_n = 12f_1$ .

#### 4.1.2. Среднее значение выпрямленного напряжения идеализированного выпрямителя

В соответствии с разложением периодической функции в ряд Фурье ее среднее значение (постоянная составляющая) определяется площадью, ограниченной рассматриваемой функцией за период повторяемости, отнесенной к величине периода.

Так как площадь определяется вольт-секундным интегралом, то для функции  $u_d(t)$  с периодом  $T_n$  можно записать (см. приложение 3)

$$U_0 = \frac{1}{T_n} \int_{t_0}^{T_n} u_d(t) dt = \frac{1}{\omega T_n} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi/p} u_d(\omega t) d\omega t. \quad (4.2)$$

В идеализированном выпрямителе синусоидального напряжения функция  $u_d(\omega t)$  образуется из фрагментов синусоиды. Так, для кривой, показанной на рис. 4.6, а, б, можно записать

$$u_d(\omega t) = U_m \sin \omega t = U\sqrt{2} \sin \omega t;$$

$$\vartheta_0 \leq \omega t \leq \vartheta_0 + \frac{2\pi}{p}; \quad \vartheta_0 = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p},$$

где  $U_m, U$  — амплитудное и действующее значения синусоидальной функции.

Для кривой рис. 4.6, б, соответствующей диаграмме выпрямленного напряжения многопульсного управляемого выпрямителя, в отличие от предыдущего случая изменились пределы  $\vartheta_{0\alpha} = \vartheta_0 + \alpha$ ;

$$\vartheta_{0\alpha} + \frac{2\pi}{p} = \vartheta_0 + \frac{2\pi}{p} + \alpha.$$

Переносом начала координат, как показано штриховой линией на рис. 4.6, функцию  $u_d(\omega t)$  можно представить четной и выразить в виде

$$u_d(\omega t) = U_m \cos \omega t \mid_{-\pi/p+\alpha \leq \omega t \leq \pi/p+\alpha}. \quad (4.3)$$

Выражение (4.3) является более общим представлением функции, пригодной как для управляемых, так и неуправляемых выпрямителей. В последнем случае следует принять  $\alpha=0$ .

Подставляя выражение (4.3) в уравнение (4.2), находим

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{p}{2\pi} \int_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} U_m \cos \omega t d\omega t = \frac{p}{2\pi} U_m \sin \omega t \Big|_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} = \\ &= \frac{p}{2\pi} U\sqrt{2} \left[ \sin \left( \frac{\pi}{p} + \alpha \right) - \sin \left( -\frac{\pi}{p} + \alpha \right) \right]. \end{aligned}$$

После тригонометрических преобразований с помощью формул приложения 2 решение для  $U_0$  приводится к виду

а) для регулируемых выпрямителей ( $\alpha \neq 0$ ):

$$U_{0\alpha} = U\sqrt{2} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha; \quad (4.4)$$

б) для нерегулируемых выпрямителей ( $\alpha = 0$ )

$$U_0 = U\sqrt{2} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}. \quad (4.5)$$

Для удобства инженерных расчетов вводится коэффициент преобразования переменного напряжения в постоянное  $K_0 = U_0/U$ . Из уравнений (4.4) и (4.5) следует:

при  $\alpha = 0$

$$K_0 = \sqrt{2} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}; \quad (4.6)$$

при  $\alpha = 0$

$$K_{0\alpha} = \sqrt{2} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha = K_0 \cos \alpha. \quad (4.7)$$

В табл. 4.3 приведены значения  $K_0$  для коэффициентов пульсности  $p$ .

Как видно из таблицы, с ростом  $p$  коэффициент  $K_0$  также увеличивается. Для вычисления предельной величины  $K_{0\max}$  при  $p \rightarrow \infty$  учитываем, что  $\lim_{p \rightarrow \infty} \sin \frac{\pi}{p} = \frac{\pi}{p}$ . При этом

$$K_{0\max} = \lim K_0 = \sqrt{2}.$$

Из уравнения (4.6) следует, что в однокаскадных схемах выпрямления постоянная составляющая меньше амплитуды выпрямляемого напряжения и приближается к ней при  $p \rightarrow \infty$ .

**Пример 4.3.** Определить постоянные составляющие функций напряжения, показанных на рис. 4.7.

*Решение*

1. Для кривой рис. 4.7, а ( $p=2$ ;  $\omega T_n = \pi$ ) находим

$$u_d(\omega t) = 100 \sin \omega t; \quad 0 \leq \omega t \leq \pi.$$

Таблица 4.3

Значение коэффициента преобразования напряжения  $K_0$   
в зависимости от коэффициента пульсности  $p$

$p$	2	3	4	6	12
$K_0$	0,9	1,17	1,27	1,35	1,39



По формуле (4.2)

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 100 \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{100}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{200}{\pi}.$$

К такому же решению придем при  $p=2$ , воспользовавшись уравнением (4.5):

$$U_0 = \frac{2}{\pi} \cdot 100 \cdot \sin \frac{\pi}{2} = \frac{200}{\pi}.$$

2. Для кривых рис. 4.7, б, в вольт-секундные интегралы (площади)  $S_0 = 0,4T \cdot 100 = 40T$  В·с;  $S_0 = \frac{1}{2} 100 \cdot T = 50$  В·с. При этом постоянные напряжения  $U_0 = S/T$  соответственно равны 40 и 50 В.

**Пример 4.4.** Для кривых, изображенных на рис. 4.7, определить, во сколько раз изменится величина  $U_0$ , если возрастут в 2 раза следующие параметры: 1) частота  $f$  (уменьшится  $T$ ); 2) значения  $U_m$  и 3) частота  $f_1$  и амплитуда  $U_m$ .

**Решение**

1. Так как  $U_0$  определяется площадью, отнесенной к периоду, т. е. относительной площадью, то изменение  $f$  или  $T$  не влияет на величину  $U_0$ .

2. Величина  $U_m$  входит множителем в расчетное выражение  $U_0$ , поэтому с ростом  $U_m$  в 2 раза соответственно возрастет и величина  $U_0$ .

3. По причинам, изложенным в пп. 1 и 2, напряжение  $U_0$  возрастет в 2 раза.

**Пример 4.5.** Дать графическую иллюстрацию решения задачи относительно  $U_0$  и определить ее примерное значение для кривых, показанных на рис. 4.8.

Из определения постоянной составляющей (см. приложение 3) следует, что ее величина связана с площадью под кривой функции  $u_d(t)$   $S = \int_{t_0}^{t_0+T_n} u_d(t) dt$  и с периодом  $T_n$  соотношением  $U_0 = S/T_n$ .

Следовательно, величину  $U_0$  можно рассматривать как высоту прямоугольника с основанием  $T_n$  и площадью  $S$ . В случае рис. 4.8, а  $U_0 \approx \frac{1}{2} (U_{max} + U_{min}) = \frac{1}{2} (100 + 50) = 75$  В (точное решение  $U_0 = 82,7$ , ошибка вычисления равна 9,3%). Для кривой рис. 4.8, б по формуле Симпсона (см. приложение 2) при  $n=2$

$$U_0 \approx \frac{1}{6} (u_{d1} + 4u_{d2} + u_{d3}) = \frac{1}{6} \cdot 5 \cdot 86,6 = 72,16 \text{ В}$$

(точное решение  $U = 71,6$ , ошибка вычисления равна 0,75%).

### 4.1.3. Переменные составляющие выпрямленного напряжения

Рассмотрим задачу в общем виде, ориентируясь на диаграмму напряжения рис. 4.6, б.

В соответствии с формулами приложения 3 при  $t_0=0$ ;  $T_n=2\pi/p$ ;  $\omega_n=p\omega$ ;  $u_d(t) \sim U_m \cos \omega t$  имеем:

$$U_{sk} = \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} U_m \cos \omega t \sin kp\omega t d\omega t;$$

$$U_{ck} = \frac{p}{\pi} \int_{-\pi/p+\alpha}^{\pi/p+\alpha} U_m \cos \omega t \cos kp\omega t d\omega t.$$

Таблица 4.4

Относительная величина амплитуды первой гармоники  
многопульсного выпрямителя

$p$	2	3	6	12	24
$u_m(1)$ ( $k=1$ )	0,67	0,25	0,057	0,0144	0,0017

После тригонометрических преобразований с помощью соотношений (П.28.4) приложения 2 и интегральных соотношений (П.2.6) или непосредственного использования уравнений (П.2.8) и (П.2.10) уравнения (4.7) и (4.8) приводятся к виду

$$U_{Sk} = U_0 \frac{2}{k^2 p^2 - 1} p_k^k \sin \alpha; \quad (4.8)$$

$$U_{Ck} = U_0 \frac{-2}{k^2 p^2 - 1} \cos \alpha, \quad (4.9)$$

где  $U_0 = \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p}$  — постоянная составляющая напряжения при  $\alpha=0$ .

Результирующая амплитуда  $k$ -й гармоники

$$U_{mk} = U_0 \cos \alpha \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}. \quad (4.10)$$

При  $\alpha=0$  получим режим для неуправляемого выпрямителя (форма напряжения показана на рис. 4.6, а):

$$U_{mk} = U_0 \frac{2}{k^2 p^2 - 1}, \quad (4.11)$$

Примеры значений относительной величины амплитуд гармоник  $u_{mk} = U_{mk}/U_0$  приведены в табл. 4.4. Рисунок 4.9 иллюстрирует для управляемых выпрямителей зависимость  $U_{m(1)}$  от угла регулирования  $\alpha$ .

Как видно из табл. 4.4 и рис. 4.9, относительная величина переменных составляющих быстро убывает с возрастанием коэффициента пульсности  $p$ , но увеличивается с ростом  $\alpha$ . Первое объясняет интерес разработчиков источников питания к многопульсным выпрямителям. Второе предъявляет дополнительные требования к сглаживающим фильтрам и является «платой» за возможность регулирования напряжения электронными средствами.

#### 4.1.4. Типы нагрузок выпрямителей и выпрямительных блоков

Следует различать понятия нагрузки выпрямителя и нагрузки блока выпрямления. Так, аппаратура, питаемая от выпрямительного устройства, является эквивалентом резистивной нагрузки, од-

нако с учетом сглаживающего фильтра нагрузка для БВ комбинированная. На рис. 4.10 показаны возможные варианты нагрузок БВ. В зависимости от элемента фильтра принято подчеркивать характер нагрузки: с индуктивной реакцией (рис. 4.10, б), с емкостной реакцией (рис. 4.10, в) и с противоЭДС (рис. 4.10, г).

Тип нагрузки влияет на характер протекания электромагнитных процессов и условия передачи энергии через блок полупроводниковых приборов.

Покажем это на примерах нагрузки с источником противоЭДС и с индуктивной реакцией (рис. 4.11). Первый случай возможен при включении параллельно нагрузке резервной (буферной) АБ. Пока напряжение батареи превышает напряжение выпрямительного блока  $u_d$  (рис. 4.11, б интервалы времени 2—3, 4—5, диоды блока закрыты обратными напряжениями  $u_{обр} = U_0 - u_d(t)$ ). На этих интервалах батарея поддерживает ток нагрузки ( $i_R$  — ток разряда батареи). На интервалах времени 1—2, 3—4, 5—6 выпрямитель заряжает батарею током

$$i_3(t) = (u_d(t) - U_0) / (R_b + R_0),$$

где  $R_b$  — внутреннее сопротивление выпрямителя;  $R_0$  — сопротивление батареи.

Из-за малости значений  $R_b$  и  $R_0$  величина  $I_{3m}$  может достигать больших значений и поэтому требует специальных мер для его ограничения. Ограничителем может служить индуктивный реактор, включенный между выпрямительным блоком и батареей.

При емкостном характере нагрузки большое значение играет соотношение постоянных времени цепей заряда и разряда конденсатора, что требует знания внутреннего сопротивления выпрямителя. По этой причине особенности работы выпрямителей на емкостную нагрузку будут рассмотрены ниже.

Включение в цепь нагрузки индуктивности  $L_d$  позволит уменьшить пульсации тока. Рассмотрим упрощенную модель многопульсного выпрямителя, представив БВ источником постоянного и суммы переменных напряжений (рис. 4.12). Очевидно, каждой составляющей напряжения  $u_k$  соответствует гармоника тока

$$i_k = \frac{U_{mk} \sin k\omega_n t}{\sqrt{R_n^2 + (jk\omega_n L_d)^2}} = I_{mk} \sin(k\omega_n t + \varphi_k),$$

где  $k$  — порядковый номер гармоники;

$$I_{mk} = \frac{U_{mk}}{\sqrt{R_n^2 + (k\omega_n L_d)^2}} = \frac{U_{mk}}{R_n} \frac{1}{\sqrt{1 + (k\omega_n \tau)^2}}; \quad (4.12)$$

$$\varphi_k = \arctg(k\omega_n \tau);$$

$\tau$  — постоянная времени ( $\tau = L_d / R_n$ ).

Как видно из (4.12), с увеличением номера гармоники амплитуда  $I_{mk}$  уменьшается, поэтому часто в расчет принимается только первая (наинизшая) гармоника.

На рис. 4.12, б показаны кривые тока нагрузки  $i_d$  и тока диодов  $i_{VD}$  для трех значений постоянной времени нагрузки. При  $\omega t \gg 10$  пульсации тока  $i_d$  незначительны, а токи диодов имеют форму, близкую к прямоугольной (отмечены штриховкой). При  $\omega t = 0$  нагрузка является активной и форма тока повторяет форму напряжения на выходе диодного блока.

Активно-индуктивные нагрузки с достаточно большим значением  $\omega t$  являются распространенными в мощных выпрямительных установках, и поэтому дальнейший анализ будет ориентирован на такой тип нагрузок.

## 4.2. АНАЛИЗ РАБОТЫ НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Целью анализа является вывод основных расчетных соотношений, по которым можно выбрать параметры трансформатора, полупроводниковых приборов; сформулировать требования к сглаживающему фильтру; провести сравнительную оценку различных схем выпрямления.

Строгий анализ выпрямительных устройств является достаточно сложным, так как связан с решением нелинейных задач электротехники. Для упрощения анализ начинается с идеализированных устройств, а затем, по мере выявления основных закономерностей, допущения об идеализации элементов снимается. Такой подход позволяет при некотором нарушении строгости проводимого анализа сохранить физические представления об особенностях преобразования параметров электрической энергии в выпрямителях.

### 4.2.1. Основные параметры и расчетные коэффициенты выпрямителя

В инженерной практике расчет выпрямительных устройств ведут с помощью коэффициентов, устанавливающих количественные соотношения между входными и выходными параметрами отдельных блоков.

На рис. 4.13 показана функциональная схема выпрямителя с обозначением основных электрических характеристик блоков. Параметры, которые, как правило, являются исходными при расчетах выпрямителей, обозначены кружком.

Основными параметрами, характеризующими трансформатор, являются действующие напряжения входа  $U_1$  и выхода  $U_2$ , число фаз входа и выхода ( $m_1, m_2$ ), расчетные мощности обмоток  $P_{T1}$ ,  $P_{T2}$  и трансформатора  $P_T$ . Для идеализированного трансформатора последняя величина равна полной мощности, потребляемой от сети ( $P_{T1} \approx S_1$ ).

Блок выпрямления характеризуется значениями тока полупроводниковых приборов (средний ток  $I_a$ , максимальный ток  $I_{am}$ ); обратным напряжением приборов  $U_{обр}$ . Дополнительными харак-

теристиками могут быть общее число приборов  $N_V$ , число приборов, проводящих ток одновременно, установленная мощность приборов  $P_V$ :

$$P_V = N_V I_a U_{обр}.$$

Соотношения между выходными и входными параметрами блоков устанавливаются с помощью коэффициентов (рис. 4.13, б). Последние имеют смысл коэффициентов преобразования по напряжению, по току, по мощности, по частоте. На практике часто удобно пользоваться «обратным» коэффициентом, определяющим соотношение между выходным параметром и входным.

На рис. 4.13 такие коэффициенты обозначены знаком инверсии. Очевидно, справедливы следующие соотношения:  $\bar{K}_0 = 1/K_0$ ;  $\bar{K}_{i2} = 1/K_{i2}$  и т. д. Например,  $U_0 = U_1 n K_0 A_0$  или

$$U_1 = U_0 (n K_0 A_0)^{-1} = U_0 \bar{n} \bar{K}_0 \bar{A}_0.$$

#### 4.2.2. Однофазная мостовая схема выпрямления

Схема и временные диаграммы работы показаны на рис. 4.14. На интервале времени  $t_0 - t_1$  под действием положительной полуволны напряжения открыты диоды  $VD1$  и  $VD3$  и по цепи, обозначенной штриховой линией, протекает ток. Напряжение  $u_d(t)$  повторяет  $u_2(t)$ . При смене полярности напряжения  $u_2(t)$  (интервал времени  $t_1 - t_2$ ) диоды переключаются (включаются  $VD2, VD4$ ), передавая в нагрузку вторую полуволну. Частота пульсаций напряжения  $u_d(t)$  равна удвоенной частоте сети, т. е.  $f_n = 2f_1$ . При условии  $\omega_n \tau > 10$  установившийся ток  $i_d \approx I_0 = U_0/R_n$ , при этом токи диодов имеют форму прямоугольников с высотой  $I_0$  и коэффициентом заполнения импульсов  $K_n = T_n/T = 0,5$ . Токи обмоток трансформатора имеют форму «прямоугольного синуса».

Основные соотношения для мостовой схемы выпрямления следующие:

А. Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} U_{2m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2.$$

Таким образом,  $U_0 = 0,9 U_2$ ;  $K_0 = 0,9$ . Такое же решение было получено ранее по формуле (4.5) при  $p=2$  (см. 4.1.2).

Б. Амплитуда 1-й гармоники.

По формуле (4.11) находим для  $p=2, k=1$

$$U_{m1} = \frac{2}{p^2 - 1} U_0 = 0,67 U_0; \quad K_{n1} = \frac{U_{m1}}{U_0} = 0,67.$$

В. Действующий ток вторичной обмотки трансформатора. Для прямоугольных импульсов тока (см. пример 3.1 приложения 3)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i_2^2(t) dt} = I_0; \quad \bar{K}_{i2} = 1, 0.$$

Следует отметить, что при активной нагрузке решение для тока будет иным:

$$I_{2R} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \\ = I_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} (1 - \sin 2\omega t) d\omega t} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}.$$

Тогда для синусоидальной формы тока

$$I_m = \frac{\pi}{2} I_0; \quad I_{2R} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_0 = 1,1 I_0.$$

Таким образом,  $\bar{K}_{i2} = 1,0$  для активно-индуктивной нагрузки,  $\bar{K}_{i2} = 1,1$  для активной нагрузки.

Г. Расчетные мощности обмоток и мощность трансформатора. Мощность вторичной обмотки.

$$P_{\tau 2} = U_2 I_2 = \frac{U_0}{0,9} \cdot I_0 = 1,1 P_0; \quad \bar{K}_{\tau 2} = 1,1.$$

(При активной нагрузке значение  $\bar{K}_{\tau 2} = 1,22$ ).

Мощность первичной обмотки

$$P_{\tau 1} = U_1 I_1 = U_2 \frac{1}{n} I_2 n = P_{\tau 2}; \quad \bar{K}_{\tau 1} = 1,1.$$

Мощность трансформатора при активно-индуктивной нагрузке

$$P_{\tau} = \frac{1}{2} (P_{\tau 1} + P_{\tau 2}) = 1,1 P_0; \quad \bar{K}_{\tau} = 1,1.$$

Расчетная мощность при активной нагрузке  $P_{\tau} = 1,22 P_0$ .

Д. Параметры диодов.

Средний ток диода  $I_a = 0,5 I_0$ ;  $\bar{K}_{ia} = 0,5$ .

Максимальный ток диода  $I_{am} = I_0$  (при активной нагрузке  $I_{am} = I_{2m} = 1,57 I_0$ ).

Максимальная величина напряжения, прикладываемая к диодам в запирающем направлении: из рис. 4.14, а видно, что при протекании тока через  $VD1$ ,  $VD3$  к каждому из диодов  $VD2$  и  $VD4$  приложено напряжение  $u_2(t)$  в обратном направлении,  $U_{обр} = U_{2m} = 1,57 U_0$  ( $\bar{K}_{U_{обр}} = 1,57$ ).

#### 4.2.3. Однофазный выпрямитель со средней точкой вторичной обмотки трансформатора

Трансформатор со средней точкой (рис. 4.15) образует двухфазную систему выходных напряжений, поэтому такую схему называют также с двухфазным питанием.

Из сравнения диаграмм работы нулевой и мостовой схем видно, что кривые  $u_d(t)$ ,  $i_{VD}(t)$  и  $i_1(t)$  совпадают, соответственно совпадают и расчетные коэффициенты, связанные с ними:

$$K_0=0,9; \bar{K}_{ia}=0,5; K_{pt1}=1,1.$$

Основное отличие работы схемы от мостовой вызвано использованием только одного такта (полупериода) напряжения полуобмоток.

В связи с этим изменяются расчетные соотношения для тока и мощности:

$$I_2 = I_{21} = I_{22} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{0,5} I_0^2 dt} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}; \quad \bar{K}_{i2} = 0,707,$$

$$P_{T2} = P_{T21} + P_{T22} = 2U_2 I_2 = 2 \frac{I_0}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_0}{0,9} = 1,57 P_0.$$

Ток первичной обмотки не содержит постоянных составляющих, поэтому, как и в мостовой схеме,  $P_{T1}=1,1 P_0$ . При этом расчетная мощность трансформатора

$$P_T = \frac{1}{2} (P_{T1} + P_{T2}) = 1,34 P_0; \quad \bar{K}_{PT} = 1,34.$$

Другим отличием нулевой схемы является повышенная величина обратного напряжения диодов. Из схем замещения хорошо видно (например, для интервала  $t_0 \dots t_1$ ), что во время работы диода VD1 ко второму в запирающем направлении прикладывается сумма напряжений  $u_{21}$  и  $u_{22}$ . Таким образом,  $U_{обр} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2} U_2 = 3,14 U_0$ ;  $\bar{K}_{Uобр} = 3,14$ .

#### 4.2.4. Трехфазная нулевая схема выпрямления

В трехфазной нулевой схеме (рис. 4.16) активно-индуктивная нагрузка одним полюсом связана с нулевой точкой трансформатора и, следовательно, всегда имеет потенциал этой точки. Другой полюс нагрузки через диоды периодически подсоединяется к фазным зажимам трансформатора  $a, b, c$ . Это означает, что выпрямленное напряжение формируется из чередующихся фрагментов трехфазных напряжений вторичных обмоток трансформатора. Напряжение  $u_d(t)$  пульсирует от величины  $0,5U_{2m}$  до  $U_{2m}$  с частотой в 3 раза выше частоты сети ( $p=3$ ).

Интервал проводимости диодов связан с передаваемым напряжением и составляет третью часть периода  $T_1$ . Так как диоды коммутируются напряжением, подводимым к анодам (т. е. линейным напряжением вторичных обмоток), то обратное напряжение  $U_{2мл} = U_{мф}\sqrt{3}$  или  $U_{обр} = \sqrt{2}\sqrt{3} U_{2ф}$  ( $U_{2ф}$  — действующее напряжение фазы). Образование обратного напряжения для диода фазы  $a$

на рисунке показано штриховкой. На интервале  $\omega t_2 - \omega t_3$  величина  $U_{\text{обр}} = u_b - u_a$ ; на интервале  $\omega t_3 - \omega t_4$ : величина  $U_{\text{обр}} = u_c - u_a$ .

Расчетные соотношения для трехфазной нулевой схемы выпрямления следующие:

А. Среднее значение напряжения определим по формуле (4.5).  
При  $p=3$

$$U_0 = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \frac{\pi}{3} = 1,17 U_{2\phi};$$

$$K_{0\phi} = U_0 / U_{2\phi} = 1,17.$$

Б. Коэффициент пульсаций по первой гармонике ( $k=1$ )

$$K_{n1} = \frac{U_{m(1)}}{U_0} = \frac{2}{p^2 - 1} = 0,25.$$

В. Средний ток диода  $I_a = \frac{1}{3} I_0 = 0,33 I_0$ ;  $\bar{K}_{ia} = 0,33$ .

Г. Обратное напряжение диода

$$U_{\text{обр}} = U_{2m\lambda} = \sqrt{6} U_{2\phi} = \frac{\sqrt{6}}{K_{0\phi}} = 2,09 U_0;$$

$$\bar{K}_{u\text{обр}} = 2,09.$$

Д. Расчетная мощность трансформатора:

а) действующий ток вторичной обмотки

$$I_{2\phi} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1/3} I_0^2 dt} = I_0 \sqrt{\frac{1}{T_1} t \Big|_0^{T_1/3}} = 0,577 I_0;$$

$$\bar{K}_{i2} = 0,577;$$

б) мощность вторичных обмоток

$$P_{r2} = 3 U_{2\phi} I_{2\phi} = 3 \frac{U_0}{K_{0\phi}} I_0 \bar{K}_{i2} = 1,48 P_0;$$

$$\bar{K}_{p2} = 1,48;$$

в) действующий ток первичной обмотки

$$I_{1\phi} = n \sqrt{\frac{1}{T_1} \left\{ \int_0^{T_1/3} a_1^2 dt + \int_{T_1/3}^T (-a_2)^2 dt \right\}} = 0,47 n U_0,$$

где  $a_1 = \frac{2}{3} I_0$ ;  $a_2 = \frac{1}{3} I_0$  (см. рис. 4.16, в и пример 3.4, приложение 3);

г) мощность первичных обмоток

$$P_r = 3 U_{1\phi} I_{1\phi} = 3 \frac{U_{2\phi}}{n} I_{1\phi} = 3 \frac{U_0}{1,17 n} 0,47 n = 1,21 P_0;$$

$$\bar{K}_{p2} = 1,21;$$



д) расчетная мощность трансформатора

$$P_{\tau} = \frac{1}{2} (P_{\tau 1} + P_{\tau 2}) = 1,34 P_0; \quad \bar{k}_{\tau} = 1,34.$$

Как видно из временной диаграммы, ток вторичных обмоток (он совпадает с током диодов) содержит постоянную составляющую. Последняя вызывает однопольный поток вынужденного намагничивания и насыщение магнитопровода. В результате резко возрастают намагничивающий ток и потери. Это нежелательное явление может быть ослаблено увеличением сечения стали магнитопровода (увеличением расчетной мощности — по сравнению с вычисленной величиной) или исключено полностью при включении вторичных обмоток по схеме зигзаг, что также требует некоторого увеличения расчетной мощности (до значения  $1,46 P_0$ ). По указанной причине схема не получила широкого применения.

#### 4.2.5. Трехфазная мостовая схема выпрямления. Симметричный режим работы

В трехфазной мостовой схеме (рис. 4.17) нагрузка включена между диодными группами (катодной  $VD2, VD4, VD6$  и анодной  $VD1, VD3, VD5$ ), каждая из которых с трансформатором образует нулевую схему. Результирующее напряжение  $u_d$  может быть представлено суммой напряжений двух нулевых схем ( $u_{d1}$  и  $u_{d2}$ ). С другой стороны, нагрузка через диодные ключи оказывается всегда подключенной к двум фазным зажимам трансформатора (рис. 4.17, б), поэтому мгновенное значение  $u_d(t)$  определяется разностью потенциалов двух фаз, т. е. мгновенным значением линейного напряжения вторичных обмоток. Из графиков рис. 4.17, в видно, что:

$$\text{а) } 1,5 U_{2\phi} < U_0 < 1,73 U_{2\phi}; \quad U_0 \approx \frac{1,5 + 1,73}{2} U_{2\phi} = 1,66 U_{2\phi};$$

$$\text{б) } U_{\pi} \approx \frac{1}{2} (u_{d \max} - u_{d \min}) = 0,23 U_{2\phi};$$

в) период пульсаций  $T_{\pi} = T_{1/6}$  или частота пульсаций  $f_{\pi} = 6f_1$  (коэффициент пульсности  $p = 6$ ).

Основные соотношения трехфазной мостовой схемы выпрямления следующие:

А. Среднее выпрямленное напряжение для  $p = 6$  находим по формуле (4.5):

$$U_0 = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} U_{2\phi} \sin \frac{\pi}{6} = 1,35 U_{2\phi}; \quad K_{0\phi} = 1,35.$$

Если учесть, что  $U_{2\phi} = \sqrt{3} U_{2\phi}$ , то, выразив  $U_0$  через фазное напряжение трансформатора, получим

$$U_0 = 1,34 \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,34 U_{2\phi}; \quad K_{0\phi} = 2,34.$$

Б. Амплитуда первой гармоники пульсаций для  $p=6$  и  $k=1$  по формуле (4.11)

$$K_{п(1)} = u_{m1} = \frac{U_{m1}}{U_0} = \frac{2}{p^2 - 1} = 0,057.$$

В. Средний ток диода. Из графиков рис. 4.12 находим интервал проводимости диода  $T_a = T_{1/3}$  ( $\omega t_a = 2\pi/3$ ). Тогда

$$I_a = I_0 \frac{T_a}{T_1} = \frac{1}{3} I_0.$$

Г. Действующие токи трансформатора:

а) вторичный ток в отличие от нулевой схемы является знакопеременным. При высоте импульсов тока  $I_{am} = I_0$  и их длительности  $T_a = T/3$  (см. также пример 6 приложения 3) находим

$$I_2 = I_0 \sqrt{2/3} = 0,816 I_0; \quad \bar{K}_{i2} = 0,816;$$

б) из-за отсутствия постоянной составляющей в токе  $I_2$  первичный ток отличается от вторичного только множителем  $1/n$ .

Д. Расчетная мощность трансформатора.

В трехфазной мостовой схеме (как и в однофазной) расчетные мощности первичных и вторичных обмоток равны, поэтому

$$P_{т1} = P_{т2} = P_{т} = 3 U_{2ф} I_{2ф} = 3 \frac{U_0}{K_{0ф}} \bar{K}_{i2} I_0 = 1,05 P_0;$$

$$\bar{K}_{рт} = 1,05.$$

Е. Обратное напряжение диодов

$$U_{обр} = U_{2m \lambda} = \frac{\sqrt{2}}{1,34} U_0 = 1,05 U_0.$$

Трехфазная мостовая схема среди всех рассмотренных имеет наилучшие технические характеристики — наибольшие значения коэффициента преобразования по напряжению  $K_0$ , наименьшие пульсации, расчетную мощность трансформатора и величину обратного напряжения диодов. По этой причине трехфазная мостовая схема получила наиболее широкое распространение в технике электропитания в диапазонах средней и большой мощности.

#### 4.2.6. Несимметричный режим работы трехфазной мостовой схемы

Основной причиной несимметричных режимов является «перекос» фазных напряжений, подводимых к блоку выпрямления. Кроме того, в процессе работы могут возникнуть отказы типа «обрыв» фазы или полупроводникового прибора. В результате нормальная работа выпрямителя нарушается.

На рис. 4.18 приведены примеры, вызывающие несимметричные режимы, и диаграммы, поясняющие образование выпрямлен-

ного напряжения. Во всех случаях  $u_d(t)$  получено как наибольшая разность фазных напряжений. На диаграммах рис. 4.18 эта разность отмечена штриховкой.

Из диаграмм видно:

а) несимметрия влияет на величину площади под кривой, а следовательно, и на величину среднего напряжения  $U_0$ ;

б) в кривых  $u_d(t)$  появились «провалы» напряжения с периодичностью, отличающейся от периода  $T_n = T_1/p$ , следовательно, в спектре выходного напряжения появляются дополнительные гармонические составляющие с частотой  $f_n = f_1$  или  $f_n = 2f_1$ .

в) обрыв фазы приводит к случаю однофазного мостового выпрямителя с питанием моста линейным напряжением трансформатора; при этом средние значения напряжения снижаются до уровня  $0,66 U_{0 \text{ норм}}$ , а коэффициент пульсаций по первой гармонике возрастает более чем в 10 раз (с 0,057 до 0,67).

#### 4.2.7. Каскадные схемы выпрямления

Каскадные схемы позволяют, сохранив преимущества базовой схемы, улучшать некоторые показатели выпрямителя (например, уменьшать пульсации выпрямленного напряжения).

На рис. 4.19 показана двухкаскадная схема, выполненная на базе трехфазных мостовых. При питании каждого из мостов напряжениями, сдвинутыми по фазе на угол  $2\pi/6$  (30 эл. град), пульсации выходных напряжений мостов  $B1$  и  $B2$  оказываются сдвинутыми также на 30 эл. град. При суммировании напряжений получается эффект удвоения пульсаций. Поэтому такую схему называют 12-импульсной.

Используя ранее полученные соотношения, можно записать

$$U_{0(p=12)} = 2U_{0(p=6)} = 2,7U_{2\pi} = 4,68U_{2\phi};$$

$$K_{0(л)} = 2,7; K_{0(\phi)} = 4,68;$$

$$K_{n(1)} = \frac{2}{p^2 - 1} = \frac{2}{12^2 - 1} = 0,0139.$$

Параметры, характеризующие диоды, полностью совпадают с параметрами трехфазной мостовой схемы. Расчетная мощность трансформатора из-за соединения обмоток по схеме «зигзаг» несколько превышает величину  $P_T$  базовой схемы (табл. 4.5).

Возможны различные варианты получения трехфазных систем напряжения со сдвигом по фазе. В примере рис. 4.19 сдвиг получен с помощью соединения вторичных обмоток (основных и дополнительных) по схеме «звезда—зигзаг». Две группы обмоток образуют напряжения, сдвинутые относительно напряжения основных обмоток  $a, b, c$  на угол  $\varphi = \pm 15^\circ$ . Угол зависит от соотношения величин напряжений основных и дополнительных обмоток. Из представленного на рис. 4.19 треугольника напряжений находим соотношения

Значения расчетных коэффициентов при активно-индуктивной нагрузке выпрямителей

Схема	$\rho$	$K_0$	$K_{n(1)} (k=1)$	Диоды			Трансформатор			Особенности
				$N_V, nV$	$\bar{K}_{ia}$	$\bar{K}_{обр}$	$\bar{K}_{i2}$	$\bar{K}_{pr2}$	$\bar{K}_{pr}$	
Одно-фазная	мостовая	2	0,9	4/2	0,5	1,97	1,1	1,1	1,1	
	нулевая	2	0,9	2/1	0,5	3,14	1,41	1,57	1,34	
Однофазная канальная	нулевая	3	1,17	3/1	0,33	3,1	0,577	1,21	1,34	Магнитопровод подмагничивается постоянным током
	мостовая	6	1,35 (2,34)	6/2	0,33	1,05	0,816	1,05	1,05	
Трехфазная канальная	нулевая (параллельная) (шести-фазный режим)	6	1,35	6/1	0,167	2,1	0,41	1,82	1,55	Режим работы аналогичен шести-фазной однотактной
	нулевая, параллельный режим	6	1,17	6/2*	0,167	2,1	0,29	1,48	1,26	
Двухфазная канальная	мостовая (последовательное соединение мостов)	12	2,7	12/4	0,014	0,33	0,816	1,17	1,1	

\* В каждом каскаде работают по одному диоду;  $N_V, nV$  — общее число и число одновременно работающих диодов.

$$by = ob \sin \varphi; \quad ab = by / \cos 30^\circ = ob \frac{\sin \varphi}{\cos 30^\circ}; \quad (4.13)$$

$$oa = ob (\cos \varphi - \sin \varphi \operatorname{tg} 30^\circ), \quad (4.14)$$

откуда для  $\varphi = 15^\circ$   $U_{2\text{доб}} = 0,3U_2$ ,  $U_{2\text{осн}} = 0,816U_2$ .

Следует отметить, что в 12-пульсной схеме мосты можно соединить параллельно. Для ослабления уравнительных токов, вызванных разностью мгновенных значений напряжения  $u_{d1}$  и  $u_{d2}$  необходимо включить уравнительный реактор (по аналогии с параллельным включением диодов, см. 3.1.4).

Другой пример каскадной схемы показан на рис. 4.20. Схема образуется из двух трехфазных нулевых. Вторичные обмотки трансформатора образуют шестифазную систему напряжений, поэтому импульсы напряжений  $u_{d1}$  и  $u_{d2}$  формируются из положительных фрагментов синусоид  $a, b, c$  и  $x, y, z$  соответственно (рис. 4.20, б).

Схема может работать в двух режимах:

- а) 6-фазном при малом токе нагрузки;
- б) параллельном при превышении тока нагрузки некоторой критической величины [15].

В первом режиме уравнительный реактор практически не действует и ток нагрузки обеспечивается диодом той фазы, которая имеет наивысший потенциал, при этом  $U_0 = 1,35U_2$ . Во втором режиме в каждой нулевой схеме включены по одному диоду, обеспечивая результирующий ток нагрузки. Уравнительный реактор выравнивает токи схем. В этом режиме  $U_0 = 1,17U_2$ .

Достоинство данной схемы состоит в малых потерях напряжения и мощности в диодах, и поэтому она предпочтительна в низковольтных схемах с большими значениями тока нагрузки.

**Пример 4.6.** Используя принцип «умножения» пульсаций, описанный в 4.2.7, построить схему трехкаскадного выпрямителя, обеспечивающего  $p = 18$ ,  $U_0 = 7020$  В,  $I_0 = 12$  А.

*Определить:*

- 1) необходимые фазные напряжения обмоток трансформатора;
  - 2) параметры диодов;
  - 3) ориентировочную величину расчетной мощности вторичных обмоток;
  - 4) напряжение и частоту пульсаций 1-й и 3-й гармоник ( $k=1, k=3$ ).
- В трехкаскадной схеме напряжение каждого каскада  $U_{01} = U_0/3 = 2340$  В; мощность  $P_{01} = I_0 \cdot U_0/3 = 28,08 \cdot 10^3$  Вт. Приняв за базовую схему выпрямления трехфазную мостовую, находим необходимый сдвиг по фазе между напряжениями трехфазных систем, питающих мосты:

$$\varphi = \frac{2\pi}{6} / 3 = \pi/9 \quad (20 \text{ эл. град}).$$

На рис. 4.21 построены три векторные диаграммы фазных напряжений, каждая из которых должна быть сформирована обмотками трансформатора.

1. По табл. 4.5 для трехфазной мостовой схемы находим  $\bar{K}_{12} = 0,816$ ,  $K_0 = 2,34$ . При этом необходимая величина фазного напряжения  $U_{2\phi} = 1000$  В.

Для получения фазового сдвига  $20^\circ$  две группы обмоток соединяются по схеме «звезда — зигзаг», величины напряжения основной и дополнительной групп при  $\varphi = 20^\circ$  определяем по формулам (4.14):

$$U_{2осн} = U_2 (\cos 20^\circ - \operatorname{tg} 30^\circ \cdot \sin 20^\circ) =$$

$$= 1000 (0,944 - 0,577 \cdot 0,342) = 744 \text{ В};$$

$$U_{2доб} = U_2 \sin 20^\circ / \cos 30^\circ = 1000 \cdot 0,342 / 0,866 = 395 \text{ В}.$$

2. Для трехфазной мостовой схемы  $K_{ia} = 0,333$ ;  $K_{U_{обр}} = 1,05$ . Средний ток диодов  $I_d = 0,33 I_0 = 12/3 = 4 \text{ А}$  и обратное напряжение  $U_{обр} = 1,05 \cdot 1000 = 1050 \text{ В}$ .

3. Расчетная мощность вторичных обмоток

$$P_{\tau 2} = P_{\tau 21} + P_{\tau 22} + P_{\tau 23},$$

где  $P_{\tau 21} = 3U_2 I_2$ ;  $P_{\tau 22} = P_{\tau 23} = 3(U_{2осн} + U_{2доб}) I_2$ ;  $I_2 = \bar{K}_{i2} I_0 = 0,816 \cdot 12 = 9,12 \text{ А}$ .

Таким образом,

$$P_{\tau 2} = 3U_2 I_2 \left( 1 + 2 \frac{U_{2осн} + U_{2доб}}{U_{2ф}} \right) =$$

$$= 3 \cdot 1000 \cdot 9,12 \left( 1 + \frac{1139}{1000} \right) = 95,6 \cdot 10^3 \text{ В} \cdot \text{А};$$

$$K_{\tau 2} = P_{\tau 2} / P_0 = 1,134.$$

4. Частота основной гармоники пульсаций  $\omega_{п(1)} = 18\omega_1 = 18 \cdot 314 = 5652 \text{ рад/с}$  ( $f_n = 900 \text{ Гц}$ ); 3-й гармоники  $\omega_{п(3)} = 3\omega_{п1} = 16956 \text{ рад/с}$ . По формуле (2.11) для  $k=1$  и  $k=3$  — находим амплитуды гармоники:

$$U_{m(1)} = U_0 \frac{2}{p^2 - 1} = 7020 \frac{2}{18^2 - 1} = 1 \text{ В};$$

$$U_{m(3)} = U_0 \frac{2}{k^2 p^2 - 1} = 7020 \frac{2}{3^2 \cdot 18^2 - 1} = 0,11 \text{ В}.$$

#### 4.3. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ. РАБОЧИЕ ПРОЦЕССЫ В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ

В большинстве практических случаев выпрямительные установки должны обеспечивать регулирование напряжения. Из уравнения (4.5) следует, что эту задачу можно решить, изменяя величину напряжения  $U_2$ , подводимого к блоку полупроводниковых приборов или изменяя величину коэффициента преобразования по напряжению  $K_0$ . Такая возможность была рассмотрена в 4.1.1 при введении понятия функции переключения  $F(t)$  и сдвига ее на угол  $\alpha$  по отношению к системе выпрямляемых напряжений. В практических схемах это достигается заменой диодов в блоке полупроводниковых приборов на тиристоры. Возможно также комбинированное использование диодов и тиристоров. В любом случае рабочие процессы в управляемых выпрямителях существенно отличаются от процессов в неуправляемых устройствах.

##### 4.3.1. Однофазные мостовые схемы выпрямления

А. Схема с полным числом управляемых диодов (рис. 4.22).

При активно-индуктивной нагрузке выпрямителя возможны два режима работы: непрерывного и прерывистого тока реактора  $i_L = i_d$ .

В первом режиме энергии реактора фильтра достаточно для поддержания тока на интервалах инверсного режима  $\delta$  ( $0 < \delta \leq \alpha$ ),

где мгновенное напряжение  $u_d(t)$  и мгновенная мощность  $p(t) = u_d(t) i_d(t)$  отрицательны. Непрерывность тока, а также условие  $i_2 = i_{vs}$  (рис. 4.22, б, в) означают, что угол проводимости тиристор равен  $\pi$  и сдвинут относительно начала полуволны выпрямляемого напряжения на угол  $\alpha$ .

Если энергия реактора фильтра недостаточна для поддержания непрерывного тока, то при его спадании до нуля тиристоры выключаются и интервал инверсного режима работы  $\delta$  сокращается. При этом в кривой мгновенного напряжения  $u_d(t)$  образуются «нулевые» паузы (рис. 4.22, з).

При активной нагрузке ( $L_\phi = 0$ ) инверсных режимов работы не возникает и выключение тиристоров в схеме происходит в моменты снижения напряжения  $u_d(t)$  до нуля.

Уравнение для среднего значения выпрямленного напряжения в общем случае ( $\delta < \alpha$ ) будет иметь вид

$$U_{0\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\delta} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \omega t \Big|_{\alpha}^{\pi+\delta} = \\ = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 [\cos \alpha - \cos (\pi + \delta)], \quad (4.15)$$

где  $\delta$  — интервал инверсного режима.

Учитывая, что для двухпульсной схемы выпрямления  $K_0 = 2\sqrt{2}/\pi$ , уравнение (4.15) представим в другом виде:  $U_{0\alpha} = U_2 K_0 C_\alpha$ , где

$$C_\alpha = 0,5(\cos \alpha + \cos \delta). \quad (4.16)$$

Выражение (4.16) получено из самых общих рассуждений и поэтому применено практически для любой схемы выпрямления с полным числом управляемых приборов.

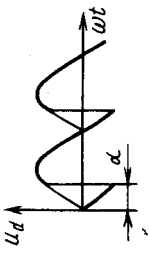
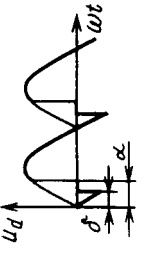
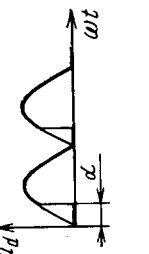
На рис. 4.23 приведены зависимости коэффициента  $C$  для случаев  $\delta = 0$ ,  $\delta < \alpha$  и  $\delta = \alpha$ . Соответствующие расчетные выражения некоторых параметров приведены в табл. 4.6.

Б. Однофазная мостовая схема с неполным числом управляемых приборов (рис. 4.24, а).

При неполном числе управляемых приборов интервалов инверсного режима работы не образуется. Это связано с тем, что при смене знака полуволны напряжения (например, интервал  $\omega t_0 - \omega t_1$  рис. 4.24, в) тиристор  $VS1$  запирается напряжением вторичной обмотки (через диод  $VD1$ ), а ток нагрузки, поддерживаемый энергией индуктивности  $L_\phi$ , замыкается через диоды  $VD1, VD2$ , минуя трансформатор (рис. 4.24, б). Ток трансформатора скачком падает до нуля. Напряжение на нагрузке, шунтированной малым сопротивлением диодов, также практически равно нулю до момента включения очередного тиристора.

Среднее значение напряжения определяется по формуле (4.15) при  $\delta = 0$  (форма напряжения совпадает со случаем активной нагрузки).

Основные соотношения для управляемых однофазных выпрямителей

Параметр	Активно-индуктивная нагрузка		Работа выпрямителя без интервалов инвертирования ( $\delta=0$ )
	Непрерывный ток реактора ( $\delta=0$ )	Прерывистый ток реактора ( $\delta < \alpha$ )	
Форма напряжения $u_d(\omega t)$			
Условия образования режимов	Схема с полным числом управляемых ключей $\omega \tau_H = \omega \frac{L_{\phi}}{R_H} \geq 10$	Схема с полным числом управляемых ключей $\omega \tau_H < 10$ $\alpha \leq \pi/2$	Активная нагрузка; активно-индуктивная нагрузка: а) в схеме с неполным числом тиристоров; б) в схеме с обратным диодом
$K_{0z} = \frac{U_{0z}}{U_z}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha$	$0,5(\cos \alpha + \cos \delta)$	$0,5(1 + \cos \alpha)$
$C\alpha$	$\cos \alpha$	$0,5(\cos \alpha + \cos \delta)$	$0,5(1 + \cos \alpha)$
$\cos \varphi^{*(1)}$	$\cos \alpha$	$\approx \cos \left( \frac{\alpha + \delta}{2} \right)$	$\approx \cos \frac{\alpha}{2}$
$K_{n(1)}^*$	$\frac{2}{p^2 - 1} \sqrt{1 + p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}$		

\* По первой гармонике.



Следует заметить, что в схеме с неполным числом управляемых приборов пульсации тока меньше, чем в предыдущем случае. Аналогичный эффект выпрямления мог бы быть получен в схеме с полным числом тиристоров при шунтировании нагрузки обратным диодом. Подключение обратного диода  $VD_{обр}$  показано на схеме 4.22, а штриховой линией.

### 4.3.2. Однофазный выпрямитель со средней точкой трансформатора

Рабочие процессы в выпрямителе со средней точкой трансформатора во многом совпадают с процессами мостового с полным числом управляемых приборов. В нем также имеются интервалы инверсного режима работы, на которых энергия индуктивного реактора передается первичному источнику. При недостаточной энергии индуктивности ток реактора может быть прерывистым. Введение в схему обратного диода (рис. 4.25, диод показан штриховой линией) исключает интервалы инверсных режимов.

Так как диаграммы напряжения совпадают с мостовой схемой, расчетные соотношения также совпадают (см. табл. 4.6).

Аналогично могут быть рассмотрены любые схемы выпрямителей. Ниже иллюстрируется работа трехфазного мостового выпрямителя.

**Пример 4.7.** Дана схема трехфазного мостового (рис. 4.26, а) выпрямителя. Напряжение вторичной обмотки трансформатора  $U_{2\phi}=57,8$  В ( $U_{2\lambda}=100$  В). Требуется:

1) построить диаграмму чередования управляющих импульсов и соответствующую временную диаграмму  $u_d(\omega t)$  при  $\alpha_1=30^\circ$ ,  $\alpha_2=60^\circ$ ,  $\alpha_3=90^\circ$ ,  $\alpha_4>90^\circ$ ;

2) определить среднее значение выпрямленного напряжения при указанных углах  $\alpha$ ;

3) выяснить, как изменяется диаграмма напряжения при включении обратного диода (показан штриховой линией).

1. В соответствии с временной диаграммой фазных напряжений трансформатора  $u_2(\omega t)$  (рис. 4.26, б) в начальный момент времени  $\omega t=0$  необходимо подать импульсы управления на тиристоры, связанные с фазой с (VS6) и фазой б (VS3). Начиная с этого момента, выпрямленное напряжение формируется как разность  $u_d=u_c-u_b$ . С момента  $\omega t_1$  начинается отсчет угла регулирования  $\alpha_1$ . Через 30 эл. град (момент  $\omega t=2$ ) необходимо переключить тиристор в катодной группе — включить VS2, при этом  $u_d=u_a-u_c$  [15]. На диаграмме управляющих импульсов кроме переключающего импульса  $i_{\gamma 2}$  в момент  $\omega t_2$  показан «подтверждающий» импульс тиристора катодной группы  $i_{\gamma 3}$ .

С увеличением угла  $\alpha$  до  $60^\circ$  (отсчет  $\alpha_2=60$  эл. град начинается в момент  $\omega t_3$ ) следует в катодной группе включить тиристор VS4 (связанный анодом с фазой б), а в анодной — VS5. Начиная с  $\alpha=60^\circ$  эл. град работа выпрямителя без формирования «парных» импульсов — переключающего и подтверждающего может нарушиться.

При  $\alpha>60^\circ$  мгновенное напряжение  $u_d(\omega t)$  может менять знак из-за образования инверсных режимов.

Как и в однофазных мостовых схемах, в трехфазной могут образовываться режимы прерывистого тока реактора с нулевыми паузами в диаграмме напряжения  $u_d$ .

2. По формуле (4.4) при  $p=6$  для режима непрерывного тока находим

$$U_0=1,35U_2 \cos \alpha.$$

Результаты расчета сведем в табл. 4.7.

Т а б л и ц а 4.7

$\alpha$	0	30	60	90
$\cos \alpha$	1	0,866	0,5	0
$U_{0\alpha}$	1,35	1,16	0,675	0

При включении обратного диода и углах  $\alpha > 60$  эл. град исключаются инверсные режимы работы, а в кривой  $u_d(\omega t)$  отсутствуют выбросы отрицательного напряжения. При этом

$$U_0 = 1,35 U_{2л} \left[ \cos \left( \frac{\pi}{3} + \alpha \right) + 1 \right].$$

#### 4.3.3. Элементы схем управления тиристорных выпрямителей

Для управления выпрямителем необходимо сформировать импульсы включения тиристоров и изменять угол регулирования  $\alpha$ . Из временных диаграмм работы управляемых выпрямителей следует, что импульсы включения тиристоров должны быть «привязаны» (синхронизированы) к определенным полуволнам питающего напряжения, а необходимый диапазон регулирования угла  $\alpha$  зависит от выбранного способа регулирования. Таким образом, к управляющим схемам можно сформулировать следующий минимальный ряд требований:

- а) необходимо синхронизация импульсов управления тиристорами анодных и катодных групп с напряжением питающей сети;
- б) мощность импульсов управления должна быть достаточной для гарантированного включения тиристорov;
- в) диапазон изменения угла регулирования  $\alpha$  должен обеспечивать необходимые уровни выходного напряжения или тока выпрямителя в статическом или переходных режимах; «плавный» пуск выпрямительных устройств; «запирание» выпрямителя при перегрузках и др.

Пример функциональной схемы управления выпрямителя показан на рис. 4.27. Основная блок-схема импульсно-фазового управления (СИФУ) формирует импульсы включения тиристорov и угол их регулирования  $\alpha$ , распределяет импульсы между тиристорами анодных и катодных групп силового модуля БВ. Угол регулирования  $\alpha$  зависит от уровня сигнала  $U_y$  на управляющем входе СИФУ. В свою очередь, сигнал управления СИФУ формируется из «внешнего» сигнала  $U_{вх}$  с помощью согласующего делителя напряжения (резисторы  $R1, R2$ ) и усилителя напряжения с коэффициентом передачи по напряжению  $K_u$ . Уровни напряжения  $U_{вх}$  и  $U_y$  на входе СИФУ связаны соотношением

$$U_y = (U_{вх} \cdot R2 / (R1 + R2) - U_{эп}) K_u, \quad (4.17)$$

где  $U_{\text{эт}}$  — напряжение источника эталонного напряжения, поступающего на инверсный вход усилителя.

С помощью усилителя можно корректировать АЧХ управляемого выпрямителя с целью формирования требуемых динамических характеристик (см. § 5.6). Выходные импульсы СИФУ через усилители мощности (УМ) поступают к тиристорам силового модуля БВ.

Пример реализации схемы управления однофазного выпрямителя показан на рис. 4.28, а. Схема содержит блок синхронизации А1 широтно-импульсный модулятор-формирователь угла регулирования  $\alpha$ , распределитель-формирователь импульсов управления тиристорами и импульсные усилители мощности с трансформаторной развязкой. Работу схемы поясняют временные диаграммы рис. 4.28, б.

Противофазные напряжения синхронизации  $u_{21}$  и  $u_{22}$  с помощью формирователей Д1—1 и Д1—2 преобразуются в логические сигналы «отображения» каждой полуволны напряжения сети  $u_{a1}$ ,  $u_{a2}$ . После логического суммирования по схеме И и преобразования элементом Д3 на его выходе образуется пилообразный сигнал  $u_{\pi}(t)$  с частотой, равной удвоенной частоте сети, и размахом  $U_{\text{пм}}$ . После прохождения через компаратор напряжения Д4, на инверсный вход которого поступает управляющий сигнал  $u_x$ , образуются импульсы  $u_{\phi}$ , модулированные по длительности. Ширина импульсов определяется основанием треугольников, «отсеченных» от пилообразного сигнала уровнем напряжения  $u_x$ .

Фаза переднего фронта импульсов  $u_{\phi}$  определяет угол регулирования  $\alpha$ . Из временных диаграмм следует, что

$$\alpha \approx \pi \left( 1 - \frac{u_x}{U_{\text{пм}}} \right); \quad \frac{d\alpha}{du_x} = \frac{\pi}{U_{\text{пм}}}. \quad (4.18)$$

Если схему дополнить формирователем сигнала  $u_x$ , как показано на рис. 4.27, можно увеличить чувствительность схемы к управляющему напряжению  $u_{\text{вх}}$  и стабилизирующие свойства выпрямителя при введении отрицательной обратной связи:

$$K_{\text{СИФУ}} = \frac{d\alpha}{du_{\text{вх}}} = \pi K_d K_u \cdot \frac{1}{U_{\text{пм}}}, \quad (4.19)$$

где  $K_d = R_2 / (R_2 + R_1)$  — коэффициент деления согласующего делителя напряжения.

Для получения одиночных импульсов управления тиристором  $u_{T1}$ ,  $u_{T2}$  сигнал  $u_{\phi}$  распределяется с помощью логического узла (Д5—1, Д5—2), ограничивается по длительности с помощью дифференцирующих цепей  $C_d$ ,  $R_d$  и усиливается по мощности.

С помощью логического узла может быть получен вариант управления тиристорами пакетом импульсов. Для этой цели выходные импульсы модулируют высокочастотным тактовым сигналом  $C$  (например, с помощью третьего входа логических элементов ИЛИ, как показано штриховой линией на рис. 4.28, а).

Аналогично могут быть построены схемы управления трехфазных выпрямителей. Специфической особенностью в этом случае является необходимость формирования «парных» импульсов управления, как показано на временных диаграммах в примере 4.6. Сдвоенность импульсов исключает выключение тиристорov при углах регулирования  $\alpha > 60^\circ$  и прерывистых токах реактора.

#### 4.4. УЧЕТ ВЛИЯНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ СИЛОВОЙ ЦЕПИ НА РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Сопrotивления силовой цепи вызывают снижение выходного напряжения и приводят к его зависимости от тока нагрузки; вызывают потери энергии и влияют на фазовые соотношения между током и напряжением. По этой причине полученные выше соотношения следует считать приближенными, а решение о величине выходного напряжения можно отнести к реальному выпрямителю для режима холостого хода.

##### 4.4.1. Учет активных сопротивлений выпрямителя

Каждый блок реального выпрямителя обладает активным сопротивлением протекающему току (рис. 4.29). Объединив все сопротивления и обозначив

$$R_B = R_K + n_v r > R_\Phi,$$

а также учитывая, что при аппроксимации ВАХ полупроводниковых приборов появляется дополнительный параметр — пороговое напряжение  $U_{п0}$ , запишем для схемы замещения выпрямителя

$$U_0 = U_{0xx} - n_v U_{п0} - I_0 R_B, \quad (4.20)$$

где  $n_v$  — число последовательно включенных полупроводниковых приборов в блоке выпрямления.

Для низковольтных выпрямителей (при  $U_0 \approx n_v U_{п0}$ ) уравнение (4.20) может быть представлено в другом виде:

$$U_0 = U_{0xx} - I_0 R_{BЭ}, \quad \text{где} \quad R_{BЭ} = R_B + \frac{n_v U_{п0}}{I_0}. \quad (4.21)$$

Уравнения (4.20) и (4.21) определяют вид внешней характеристики выпрямителя. На рис. 4.29, в эти характеристики отмечены индексами 1 и 2.

Схема замещения (рис. 4.29, б) и соответствующие ей уравнения (4.20) и (4.21) позволяют приближенно оценить потери мощности и ориентировочную величину КПД силового контура выпрямителя.

Приняв потери мощности на внутреннем сопротивлении

$$\Delta P_B = I_0^2 R_{BЭ} = I_0^2 R_B + I_0 n_v U_{п0}, \quad (4.22)$$

найдем КПД выпрямителя:

$$\eta_{\text{в}} = \frac{p_0}{p_0 + \Delta p_{\text{в}}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вз}}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{в}} + \frac{n_{\text{в}} U_{\text{п0}}}{I_0}}. \quad (4.23)$$

Следует учесть, что строгое решение задачи с КПД может быть получено при вычислении КПД отдельных звеньев и последующем перемножении этих значений. Однако погрешность приближенных вычислений не превышает 5...10% и часто приемлема.

#### 4.4.2. Влияние индуктивных сопротивлений трансформатора

Индуктивные сопротивления в цепи диодов приводят к затягиванию процесса коммутации тока и образованию интервалов, на которых энергия в нагрузку передается параллельно включенными источниками (рис. 4.30). Процесс коммутации (переключение диодов) начинается с момента вступления в работу очередного диода (например, в момент  $\omega t_1$  вступает в работу диод фазы  $a$ ) и завершается в момент достижения током коммутации значения тока  $I_0$ , так как к этому моменту времени  $i_a = I_0 - i_k$ ;  $i_v = i_k = 0$ . Интервал коммутации тока равен  $\Delta t_k$  или  $\gamma = \omega \Delta t_k$ .

Ток коммутации развивается под действием разности фазных напряжений:

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{u_a - u_c}{2L_x} \Big|_{\omega t_1 < \omega t < \omega t_1 + \omega t_2}.$$

Решая задачу относительно  $i_k$  и учитывая, что  $u_k = U_{2m(n)} \sin \omega t$ , где  $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \gamma$  для регулируемых выпрямителей (см. рис. 4.30, а) и  $0 \leq \omega t \leq \gamma$  для нерегулируемых выпрямителей (рис. 4.30, б), находим

$$i_k = \frac{1}{2\omega L_x} \int_{\alpha}^{\alpha+\vartheta} U_{2m(n)} \sin \omega t d\omega t = \frac{U_{2n} \sqrt{2}}{2\omega L_x} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)], \quad (4.24)$$

где  $0 \leq \vartheta \leq \gamma$ .

При  $\vartheta = \gamma$   $i_k = 0$ , следовательно,

$$I_0 = \frac{\sqrt{2}}{2\omega L_x} U_{2n} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (4.25)$$

В случае нерегулируемых преобразователей ( $\alpha = 0$ )

$$I_0 = \frac{\sqrt{2}}{2\omega L_x} U_{2n} (1 - \cos \gamma). \quad (4.26)$$

Внутри интервала коммутации  $\gamma$ , как было отмечено выше, выходное напряжение  $u_d(t)$  формируется двумя источниками фазного напряжения:

$$u_d(t) = \frac{u_a(t) + u_b(t)}{2} \Big|_{\omega t_1 < \omega t \leq \omega t_2},$$

при этом площадь под кривой выходного напряжения оказывается меньше на величину заштрихованных площадок, отмеченных на рис. 4.30. Для вычисления постоянной составляющей напряжения, связанной с этими площадками, на рис. 4.30, б построены кривые  $\Delta u_d(\omega t) = 0,5 u_k(\omega t) = 0,5[u_b(\omega t) - u_a(\omega t)] = 0,5 U_{2л}(\omega t)$ .

Очевидно,

$$\Delta u_d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{2} U_{2л} \sin \omega t \Big|_{\alpha < \omega t < \alpha + \gamma}, \quad (4.27)$$

следовательно, для рассматриваемого примера среднее значение напряжения уменьшается на величину

$$\Delta U_{0\gamma} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_\alpha}^{\omega t_\alpha + \omega t_\gamma} \Delta u_d(\omega t) dt = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_{2л} \left[ \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{2} \right]. \quad (4.28)$$

Сравнивая выражения (4.27) с (4.28), находим, что величину  $\Delta U_{0\gamma}$  можно представить в виде

$$\Delta U_{0\gamma} = I_0 \frac{3}{2\pi} \omega L_x = \frac{3}{2\pi} I_0 x, \quad (4.29)$$

или в общем случае для  $p$ -пульсного выпрямителя  $\Delta U_{0\gamma} = I_0 \frac{p}{2\pi} x$ .

Таким образом, как и активные сопротивления цепи, индуктивные приводят к снижению выходного напряжения пропорционально току нагрузки:

$$U_{0\gamma} = U_{0xx} - I_0 \frac{p}{2\pi} x. \quad (4.30)$$

Обобщая действия активных и индуктивных сопротивлений цепи, запишем уравнение внешней характеристики:

а) для нерегулируемого выпрямителя

$$U_0 = U_{0xx} - I_0 \left( R_{вз} + \frac{p}{2\pi} x \right),$$

где  $U_{0xx} = U_2 K_0$ ;

б) для регулируемого выпрямителя

$$U_0 = U_{0xx} \cos \alpha - I_0 \left( R_{вз} + \frac{p}{2\pi} x \right). \quad (4.31)$$

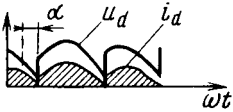
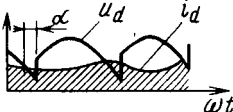
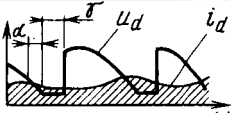
Введем понятия номинальных падений напряжения выпрямителя (падения напряжения при номинальном токе  $I_{0н}$ ):

$$\Delta U_{R_{вн}} = I_{0н} R_{вз}; \quad \Delta U_{0\gamma н} = I_{0н} \frac{p}{2\pi} x$$

и соответствующих им относительных величин:

$$\Delta u_{0вн} = \frac{\Delta U_{0R_{н}}}{U_{0xx}} \quad \text{и} \quad \Delta u_{0\gamma н} = \frac{U_{0\gamma н}}{U_{0xx}}.$$

**Расчетные выражения для вычисления коэффициента мощности  
многопульсных выпрямителей**

Особенности выпрямителя	Форма напряжения и тока	Расчетные выражения $\cos \varphi_1$
Идеализированный выпрямитель ( $\omega T_H = 0$ )		$\cos \alpha$
Ток индуктивного реактора непрерывен $\omega T_H \gg 10$		$\cos \frac{\alpha}{2}$
Выпрямитель с индуктивным сопротивлением в цепи диодов		$\cos \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right)$

При этом обобщенное уравнение (4.31) может быть представлено в виде

$$U_0 = K_0 U_2 \left[ \cos \alpha - (\Delta u_{R_H} + u_{0\Gamma_H}) \frac{I_0}{I_{0H}} \right]. \quad (4.32)$$

Из временных диаграмм рис. 4.30 видно, что образование угла коммутации  $\gamma$  приводит к запаздыванию тока фазы по отношению к фазному напряжению на угол  $\varphi \approx 0,5\gamma$ , что вызывает соответствующее снижение коэффициента мощности выпрямителя. Ниже в табл. 4.8 приведены приближенные соотношения для вычисления коэффициента мощности (по первой гармонике) многопульсных выпрямителей.

**Пример 4.8.** Трехфазный выпрямитель выполнен по мостовой схеме с полным числом управляемых приборов (тириستоров). Ток нагрузки  $I_0 = 10 \dots 100$  А. Параметры его трансформатора:  $U_{2(n)} = 24$  В;  $R_K = 0,02$ ;  $x_K = 0,05$  Ом;  $\omega = 314$ ,  $L_K = 1,6 \cdot 10^{-4}$  Гн;  $U_{n0} = 0,9$  В;  $r = 2 \cdot 10^{-3}$  Ом;  $R_F = 0,05$  Ом.

*Определить:*

1) координаты внешней характеристики выпрямителя  $U_{0(\alpha_1=0)}$  при  $I_{01} = 10$  А;  $I_{02} = 50$  А;  $I_{03} = 100$  А;

2) координаты внешней характеристики при  $\alpha_2 = 30^\circ$ .

*Решение*

Приближенное значение КПД и коэффициента мощности при  $I_0 = 100$  А.

1. В трехфазной мостовой схеме выпрямления вне интервалов коммутации в состоянии высокой проводимости находятся два диода ( $n_v = 2$ ), поэтому активная составляющая внутреннего сопротивления

$$R_{B9} = R_K + n_v r + R_F + \frac{n_v U_{n0}}{I_0} = 0,02 + 2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} + \frac{2 \cdot 0,9}{I_0} = 0,074 + \frac{1,8}{I_0} \text{ Ом.}$$

Т а б л и ц а 4.9

$I_0, \text{A}$	10	50	100
$R_{вз}, \text{Ом}$	0,25	0,11	0,092

По формуле (4.31) определяем координаты внешней характеристики:

$$U_{0\gamma} = U_2 K_0 \cos \alpha - I_0 \left( R_{вз} + \frac{p}{2\pi} x \right),$$

где  $K_0 = 1,35$ ;  $p = 6$ .

Одновременно определяем значения угла коммутации:

$$\gamma = \arccos \left[ \cos \alpha - \frac{2I_0 \omega L_x}{\sqrt{2} U_2} \right] - \alpha.$$

Результаты расчета  $U_{0\gamma}$  от  $\gamma$  сводим в табл. 4.10.

По данным расчета строим внешние характеристики выпрямителя (линии  $CD$  и  $EF$  рис. 4.31).

Для оценки КПД следует учитывать только активные потери напряжения в цепи, следовательно,

$$\eta_{в} = \frac{(U_{0xx} - I_0 R_{вз}) I_0}{U_{0xx} I_0} = 1 - \frac{I_0}{U_{0xx}} R_{вз}.$$

Коэффициент мощности определяем по табл. 4.8 и данные расчета сводим в табл. 4.11.

**Пример 4.9.** Используя данные предыдущего примера, найти необходимый угол регулирования  $\alpha$  для поддержания выходного напряжения выпрямителя на уровне  $U_0 = 12$  В при изменении тока нагрузки в диапазоне 10...100 А и возможном увеличении напряжения питающей сети на 15% ( $N_1 = 0,15$ ).

Так как напряжение вторичной обмотки ненагруженного трансформатора пропорционально напряжению питающей сети, то уравнение (4.31) с учетом нестабильности сетевого питания может быть представлено в виде

$$U_{0\alpha} = U_2 (1 + N_1) K_0 \cos \alpha - I_0 \left( R_{вз} + \frac{p}{2\pi} x \right),$$

откуда следует, что при  $N_1 = 0,15$  координаты точки ХХ внешней характеристики, полученной в примере 4.8, при  $\alpha = 0$  поднимутся на 15% ( $U_{0xx}(N_1 = 0,15) = 1,15 \cdot 32,4 = 37,86$  В) (см. рис. 4.31, линия  $AB$ ).

Т а б л и ц а 4.10

$I_0, \text{A}$	Параметр	0	10	50	100
$\alpha_1 = 0$	$U_0, \text{В}$	32,4	28,95	20,4	13,6
	$\gamma, \text{град}$	0	14	31,4	1
$\alpha_2 = 30^\circ$	$U_0, \text{В}$	28,1	24,6	17,9	9,4
	$\gamma, \text{град}$	0	3,3	14	1



Т а б л и ц а 4.11

$\alpha$	$I_0, A$	10	50	100
0	$\eta_{в}$	0,92	0,79	0,716
	$\cos \varphi_{(1)}$	0,99	0,96	0,93
30°	$\eta_{в}$	0,91	0,76	0,64
	$\cos \varphi_{(1)}$	0,85	0,798	0,67

Необходимый угол  $\alpha$  найдем из выражения

$$\alpha = \arccos \left[ \frac{U_{0\alpha} + I_0 \left( R_{вз} + \frac{p}{2\pi} x \right)}{U_2(1+N_1) K_0} \right] = \arccos \frac{12 + I_0 \left( R_{вз} + \frac{6}{6,28} \cdot 314 \cdot 16 \cdot 10^{-4} \right)}{24(1+0,15) \cdot 1,35}.$$

Для решения задачи можно также воспользоваться регулировочными характеристиками. Так как регулировочная характеристика может быть построена из любой точки, то, построив семейство  $U_0 C_\alpha$  для  $U_{0A}$ ,  $U_{0B}$ ,  $U_{0C}$ ,  $U_{0D}$ , из уравнения  $\alpha = \arccos (U_{0\alpha}/U_0)$ , где  $U_{0\alpha} = 12$  В, находим

$$\alpha_{max} = \arccos \frac{12}{U_{0A}} = \arccos \frac{12}{37,26} = 60 \text{ эл. град};$$

$$\alpha_{min} = \arccos \frac{12}{U_{0D}} = \arccos \frac{12}{13,6} = 28 \text{ эл. град.}$$

#### 4.5. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ И РАСЧЕТА ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ПРИ АКТИВНО-ЕМКОСТНЫХ НАГРУЗКАХ

Ранее было показано, что при емкостных нагрузках и буферном подключении аккумуляторных батарей большое влияние на работу оказывает внутреннее сопротивление выпрямителя. Основные различия между конденсаторными и аккумуляторными нагрузками заключаются в величине энергии, запасенной в них, и связанной с нею инерционностью процессов энергонаполнения и энергоотдачи. С появлением так называемых молекулярных накопителей энергии емкостного типа (ионисторов) с эффективной емкостью  $C \geq 10$  Ф (способных запасать энергию до 50 000 Дж) различия между конденсаторными и аккумуляторными нагрузками исчезают [16].

Рассмотрим работу выпрямителя при постоянной времени цепи заряда конденсатора (рис. 4.32, а), соизмеримой с полупериодом выпрямленного напряжения. При нулевых начальных условиях (рис. 4.32) с появлением полуволны напряжения выпрямителя

ля начинается заряд конденсатора (интервал времени  $0-1$ , рис. 4.32, б):

$$i_{d1}(t) = \frac{u_2(t) - u_c(t)}{R_b}. \quad (4.33)$$

В определенный момент ток  $i_{d1}$  достигает максимального значения  $I_{d1m}$  и затем спадает к нулю. На интервале  $1-2$  напряжение  $u_c(t) > u_2(t)$  и поэтому диод  $VD1$  закрыт, а ток нагрузки поддерживается разрядным током конденсатора. Следующее подключение выпрямителя к конденсатору произойдет в момент 2 при условии  $u_2(t) > u_c(t)$ . Далее процесс будет повторяться, пока не достигнет квазиустановившегося режима. Скорость установления и уровень среднего напряжения  $U_{c0} = U_0$  зависят как от постоянной времени заряда, так и от постоянной времени разряда.

Для наглядности на рис. 4.32, б показаны примеры установления процесса при различных сопротивлениях нагрузки. Из рассмотренного, в частности, следует, что внешняя характеристика выпрямителя является «мягкой» и имеет значение  $U_{0xx} = U_{2m}$ , т. е. более чем в 1,5 раза выше, чем напряжение выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке (рис. 4.32, в).

Для упрощения последующего анализа выпрямителя в установившемся режиме примем допущение:  $u_c(t) = U_0$  (рис. 4.33, а). Из рассмотрения рис. 4.33, а находим приближенные решения для тока  $i_d(t)$  и тока  $I_0$ :

$$i_d(\omega t) = \frac{u_2(\omega t) - U_0}{R_b} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{R_b} (\cos \omega t - \cos \theta), \quad (4.34)$$

где  $\theta$  — угол отсечки тока заряда конденсатора.

Среднее значение тока можно выразить через  $U_0$  и  $R_b$ :

$$U_0 = U_{2m} \cos \theta; \quad I_0 = \frac{U_0}{R_b} = \frac{U_2}{R_b} \sqrt{2} \cos \theta \quad (4.35)$$

или в другом виде:

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{p}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_d(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2} p U_2}{2\pi R_b} \int_{-\theta}^{+\theta} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = \\ &= \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} U_2 (\sin \theta - \theta \cos \theta). \end{aligned} \quad (4.36)$$

Приравняв (4.35) и (4.36), находим соотношение, связывающее угол отсечки  $\theta$  с параметрами схемы выпрямления:

$$\sin \theta - \theta \cos \theta = \frac{p}{\pi} \cdot \frac{R_b}{R_n} = A. \quad (4.37)$$

✓ На рис. 4.33, б показана зависимость угла отсечки от величины коэффициента  $A$ .

В общем случае  $R_b = R_{кз} + r + R_\phi$  ( $R_{кз}$  — сопротивление КЗ трансформатора;  $r$  — дифференциальное сопротивление диодов;  $R_\phi$  — дополнительное фильтрующее сопротивление). В инженерных расчетах величины  $R_{кз}$  находят по эмпирической формуле:

$$R_{кз} \approx K_r \frac{U_0}{I_0 f B_m}^3 \sqrt{\frac{n_s f B_m}{U_0 I_0}}, \quad (4.38)$$

где  $f$  — частота напряжения сети;  $B_m$  — амплитуда магнитной индукции трансформатора;  $n_s$  — число рабочих стержней трансформатора, на которых расположены фазные обмотки. Ниже приведены значения коэффициента  $K_r$  в зависимости от схемы выпрямления:

Схема выпрямителя	$K_r$
Однофазная импульсная . . . . .	2,3
Однофазная мостовая . . . . .	3,5
Однофазная со средней точкой трансформатора . . . . .	4,7
Трехфазная мостовая . . . . .	6,9
Однофазная с удвоенной . . . . .	0,9

Так как все параметры выпрямителя зависят от угла отсечки  $\theta$ , то они также зависят от параметра  $A$ . Поэтому расчетные коэффициенты для выпрямителя с емкостной нагрузкой ведут с помощью коэффициентов, вычисляемых через  $\theta$  или  $A$ :

$$U_2 = U_0 (\sqrt{2} \cos \theta)^{-1} = B U_0;$$

$$U_{обв} = 2 U_{2m};$$

$$I_{ам} = \frac{I_0}{\pi} F;$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_2(\omega t) d\omega t} = \frac{I_0}{\pi} D.$$

Амплитуда пульсаций первой гармоники напряжения

$$U_{m(1)} = I_{m(1)} \frac{1}{p\omega C} = H U_0 \frac{1}{R_b C},$$

где амплитуда первой гармоники зарядного тока конденсатора

$$I_{m(1)} = \frac{p}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_{d1}(\omega t) d\omega t.$$

Кривые зависимости расчетных коэффициентов от параметра  $A$  показаны на рис. 4.34, а—г. Из-за относительно малой длительности импульсов тока трансформатора ( $2\theta < 2\pi/p$ ) ухудшается его использование, поэтому величина расчетной мощности трансформатора значительно выше, чем у выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке. Ниже приведены значения коэффициента увеличения расчетной мощности трансформатора:

Схема выпрямителя

$$K_{\text{рт}} = P_T / P_0$$

Однофазная, со средней точкой

трансформатора . . . . . 0,85 BD ( $\approx 1,90$  при  $B=0,9$ ;  $D=2,48$ )

Однофазная мостовая . . . . . 0,7 BD ( $\approx 1,53$ )

Внешняя характеристика выпрямителя может быть получена из уравнений (4.34) и (4.35), которые связаны общим параметром  $\theta$ . При  $\theta=0$   $U_0=U_{2m}$ ,  $I_0=0$ , что соответствует режиму XX.

При  $\theta=\pi/2$  величины  $U_0=U_2 \cos \frac{\pi}{2}=0$ ,  $I_0=\sqrt{2} U_2/R_b$ , что соответствует току КЗ. Варьируя величиной  $\theta$ , можно получить промежуточные точки внешней характеристики. При ориентировочных расчетах полезно знать, что у малоомощных выпрямителей  $A \approx 0,1$ ,  $\theta \approx 0,6$  рад,  $B \approx 0,9$ ,  $D=2,5$ ,  $F=8 \dots 10$ .

В схемах высоковольтных выпрямителей кроме активного сопротивления обмоток трансформатора проявляется действие индуктивного сопротивления рассеяния. Индуктивность рассеяния вызывает «размывание» импульсов зарядного тока (затягивание во времени при одновременном снижении амплитуды). Расчетные коэффициенты в этом случае необходимо вычислять как функции двух параметров: угла отсечки и фазового параметра нагрузки  $\varphi = \text{arctg}(x_k/R_k)$ , где  $x_k, R_k$  — индуктивная и активная составляющие сопротивления КЗ фазы трансформатора. На рис. 4.34 приведен ряд кривых для вычисления коэффициентов  $B, D, F$  и  $H$  при  $\varphi \geq 0$ . Выпрямитель с конденсатором может служить основой для построения схем умножения напряжения, особенно эффективных при малых токах нагрузки (при малых постоянных времени разряда).

На рис. 4.35, а показана схема удвоения, образованная из двух однопульсных схем с конденсаторами  $C1$  и  $C2$ . Конденсаторы, заряжаясь поочередно до среднего значения  $U_{01}=U_{02}$  на зажимах нагрузки обеспечивают сумму  $U_0=U_{01}+U_{02}$ , причем частота пульсаций результирующего напряжения вдвое выше частоты питающего напряжения (рис. 4.35, б).

Другой вариант каскадного умножения показан на рис. 4.36. Схема применяется при токах нагрузки менее 1 мА, например для питания анодов электронно-лучевых трубок.

В первый такт конденсатор  $C1$  через диод  $VD1$  заряжается до амплитуды напряжения источника. Во второй такт под действием суммы напряжения  $U_{C1}$  и полуволны напряжения источника через диод  $VD2$  конденсатор  $C2$  заряжается до величины, близкой к  $2U_{2m}$ . Далее конденсатор  $C3$ , а затем  $C4$  зарядятся до напряжения  $2U_{2m}$ . При наращивании цепи процесс передачи величины напряжения  $2U_{2m}$  следующим конденсатором может быть продолжен. Таким образом, с верхней гирлянды конденсаторов может быть получено напряжение  $U_0 \approx 3U_{2m}$  (или  $nU_{2m}$ , где  $n$  — число каскадов умножения), а с нижней гирлянды  $U_0 \approx 4U_{2m}$  (или  $(n+1)U_{2m}$ ).

Существенным недостатком работы выпрямителя на емкостную нагрузку является бросок тока при включении выпрямителя при

нулевых начальных условиях. Так как пик тока может достигать значений десятки—сотни ампер, то может служить причиной выхода из строя полупроводниковых приборов, а также являться причиной помех, вызванных провалами напряжения сети в момент образования пиков тока.

Для устранения этого недостатка могут быть использованы различные технические приемы, обеспечивающие «мягкий» или «плавный» пуск, т. е. запуск выпрямителя без ударных токов.

Одним из приемов может служить предварительный заряд конденсатора (при отключенном сопротивлении  $R_n$ ) через ограничивающий резистор  $R_{огр}$ . При определенном напряжении на конденсаторе резистор  $R_{огр}$  закорачивается и подключается нагрузка. На рис. 4.37, а переключение обеспечивает реле, настроенное на определенный уровень напряжения срабатывания.

Другой способ, ориентированный на применение тиристоров в схеме выпрямителя, предусматривает последовательное, от такта к такту, уменьшение угла регулирования  $\alpha$  (рис. 4.37, б). Ограничение пускового тока в этом случае связано с ограничением интегральной величины и времени действия импульса напряжения, передаваемого конденсатору фильтра.

**Пример 4.10.** Дана схема выпрямителя со средней точкой трансформатора (рис. 4.38, а). Считаем постоянной времени цепи заряда конденсатора  $\tau_3 = R_n C \approx 0$  при  $C = 4000$  мкФ;  $U_2 = 20$  В;  $I_0 = 1$  А;  $\theta = 0,4$  рад ( $t_3 = 2\theta/\omega = 2,55$  мс).

*Определить:*

- 1) ориентировочную величину среднего значения напряжения  $U_0$ ;
- 2) размах пульсаций напряжения конденсатора;
- 3) величину обратного напряжения диода при  $I_0 = 0$ .

*Решение*

1. Из условия малости  $\tau_3$  находим, что кривая напряжения конденсатора на интервале заряда практически совпадает с напряжением обмотки трансформатора, причем заряд завершается при  $\omega t = \pi/2$ ; т. е. при  $u(t) = U_{2m}$ . Далее конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки:

$$u_C(t) = U_{2m}(1 - e^{-t/\tau_p}) \approx U_{2m} - \frac{I_0}{C} t_p,$$

где  $t_p = 0,5T - t_3 = 10 - 2,55 = 7,45$  мс.

А. Определим величину  $\Delta U_C = U_{Cmax} - U_{Cmin} \approx I_0 t_p \frac{1}{C} = 1 \cdot 7,45 \cdot 10^6 / 4000 = 1,86$  В.

В. Среднее значение напряжения

$$U_0 \approx U_{Cm} - 0,5 \Delta U_C = 20\sqrt{2} - 0,5 \cdot 1,86 = 27,27 \text{ В.}$$

2. Размах пульсаций напряжения на конденсаторе

$$U_m \approx \frac{1}{2} \Delta U_C = 0,93 \text{ В.}$$

3. При  $I_0 = 0$  напряжение конденсатора  $U_C = U_{2m} = 20\sqrt{2} = 28,2$  В, при этом диоды запираются суммой напряжения полуобмотки и напряжения конденсатора ( $U_{обр} = U_{2m} + U_{Cm} = 56,4$  В).

#### 4.6. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ ПРИ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЕ НАПЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ

Как правило, источником прямоугольного напряжения является инвертор напряжения, входящий в состав преобразователя постоянного напряжения в постоянное другой величины (рис. 4.39).

Такие преобразователи широко используются в цифровых системах электросвязи для преобразования величины опорного (гарантированного) напряжения 60 В в напряжение с уровнем 5 В, необходимое для питания микросхем. Такие преобразователи получили название источников вторичного электропитания (ИВЭ). Они располагаются непосредственно в составе цифровых систем связи, часто на тех же типовых элементах замены — ТЭЗ, что и блоки аппаратуры. Требование к миниатюризации ИВЭ привело к повышению частоты преобразования до 20 ... 100 кГц, на которой начинают проявляться инерционные свойства полупроводниковых приборов и возрастает роль паразитных параметров цепи. Таким образом, главные особенности работы выпрямителя связаны с учетом этих свойств.

Предположим, знакопеременное напряжение, формируемое инвертором, трансформируется, выпрямляется мостовым выпрямителем и сглаживается индуктивно-емкостным фильтром (рис. 4.40, а). Энергии фильтрового реактора достаточно для поддержания непрерывного тока в паузе между импульсами выпрямленного напряжения (рис. 4.40, б, интервал  $t_0-t_1$ ). Цепь тока замыкается через диоды, разветвляясь на две составляющие по  $0,5 i_d$ . Начиная с момента  $t_1$  под действием импульса напряжения вторичной обмотки начинается нарастание тока коммутации  $i_k$  в контуре: источник, сопротивления инвертора  $x_k, R_k$ , диодный мост. Все диоды моста к моменту  $t_1$  пропускают ток  $i_{VD}=0,5 i_d$ , поэтому его сопротивление близко к нулю и ток  $i_k$  нарастает в КЗ цепи с постоянной времени  $\tau_k=L_k/R_k$ , где  $L_k=x_k/\omega$ ;  $R_k$  — активное сопротивление цепи;  $x_k$  — индуктивное сопротивление цепи (трансформатора в схеме инвертора и проводов):

$$i_k(t) = \frac{U_n}{R_k} (1 - e^{-t/\tau_k}). \quad (4.39)$$

Так как направления токов нагрузки и коммутации для диодов  $VD1, VD3$  согласны, а для  $VD2, VD4$  противоположны, то к моменту времени ток четной пары диодов снизится до нуля, а нечетный — возрастет до величины  $i_d$ . В случае идеальных диодов в этот момент произошло бы выключение четной пары и схема замещения силовой цепи приняла бы вид, изображенный на рис. 4.40, г. При этом длительность импульса напряжения  $u_d$ , передаваемого на вход фильтра, оказалась бы меньшей длительности импульса инвертора  $T_n$  на величину интервала коммутации  $t_k=t_2-t_1$ :

$$T_d = T_n - t_k, \text{ где } T_n = 0,5 T_{K_n}.$$

Из уравнения (4.39), приняв  $i_k=i_d$ , время коммутации

$$t_k = -\tau_k \ln(1 - i_d/I_k),$$

где  $I_k = U_n/R_k$ , или относительное время  $\gamma_k = t_k/0,5 T_n$ .

$$\gamma_k = \frac{x_k}{\pi R_k} \ln \left( \frac{I_k}{I_k - i_d} \right). \quad (4.40)$$

Из-за снижения длительности импульсов, передаваемых в нагрузку, среднее значение напряжения выпрямителя уменьшается, причем с ростом тока нагрузки соответственно уменьшается величина напряжения

$$U_0 = \frac{2}{T} \int_0^{T_n - t_k} U_n dt = U_n \frac{2(T_n - t_k)}{T} = U_n (K_n - \gamma_k). \quad (4.41)$$

Используя уравнение (4.41), выражение среднего значения напряжения преобразуется к виду

$$U_0 = U_n K_n - i_d (R_k + R_x),$$

где  $K_n$  — коэффициент заполнения импульсов напряжения инвертора;  $U_n$  — величина импульса напряжения вторичной обмотки трансформатора;

$$R_x \approx \frac{x_k}{\pi} \cdot \frac{I_k}{i_d} \ln \left( \frac{I_k}{I_k - i_d} \right) -$$

эквивалентное сопротивление коммутационным потерям напряжения.

С учетом того, что реальные диоды выключаются с запазданием, результирующее время коммутации  $t_{k3}$  соответственно возрастает (см. рис. 4.40, e).

Таким образом, как и в низкочастотных выпрямителях синусоидального напряжения, явление коммутации тока приводит к зависимости выходного напряжения от тока нагрузки.

С учетом активного сопротивления цепи и потерь напряжения на диодах уравнение внешней характеристики можно представить в виде

$$U_0 = U_n K_n - I_0 (R_k + R_x) - n_V U_{п0}, \quad (4.42)$$

где  $n_V$  — число полупроводниковых приборов, участвующих в передаче энергии от источника в нагрузку.

В заключение отметим, что процессы, описанные в мостовом выпрямителе, во многом сходны с процессами в выпрямителе со средней точкой трансформатора. Последние оказываются предпочтительными в низковольтных ИВЭ.

**Пример 4.11.** Источник вторичного электропитания со средней точкой выходной обмотки трансформатора имеет следующие параметры:  $U_{01} = 60$  В,  $\omega_1/\omega_2 = 6$ ,  $R''_k = 0,2$  Ом,  $L_k = 0,8$  мкГ ( $x_k = 0,2$ );  $i_d = I_0 = 10$  А;  $U_{п0} = 0,6$  В, частота  $f_n = 2,0 \cdot 10^4$  Гц.

*Определить:*

- 1) интервал коммутации диодов выпрямителя;
- 2) величину выходного напряжения  $U_{02}$  при  $K_n = 0,8$ ;
- 3) внутреннее сопротивление по постоянному току  $R_{вз} = R_k + R_x$ , приведенное к выходной цепи.

*Решение*

1. Величина тока КЗ цепи, приведенной к выходной цепи инвертора ( $U_n = U_{01} \cdot \omega_2/\omega_1$ ),

$$I''_k = \frac{U_n}{R''_k} = \frac{U_{01} \cdot \omega_2/\omega_1}{R''_k} = \frac{60}{0,2 \cdot 6} = 50 \text{ А.}$$

По формуле (4.40) относительная величина интервала коммутации

$$\gamma_k = \frac{x_k''}{\pi R_k} \ln \left( \frac{I_k'}{I_k - I_d} \right) = \frac{0,2}{3,14 \cdot 0,2} \ln \left( \frac{50}{50 - 10} \right) = 0,071,$$

$$t_k = 0,5 T_{иk} = \gamma_k \frac{1}{2 f_{и}} = 0,071 \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot 10^4} = 1,78 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

2. Среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{02}$  определим, приняв  $n_V = 1$ ,  
 $U_n = U_{01} \cdot \frac{w_2}{w_1} = 10 \text{ В};$

$$R_x = R_x'' = \frac{x''}{\pi} \cdot \frac{I_k'}{I_0} \ln \left( \frac{I_k'}{I_k' - I_0} \right) = \frac{0,2}{3,14} \cdot \frac{50}{10} \ln(50/(50-10)) = 0,14 \text{ Ом};$$

$$U_{02} = \frac{60}{6} \cdot 0,8 - 10(0,14 + 0,2) - 1 \cdot 0,5 = 5,1 \text{ В.}$$

3. Внутреннее сопротивление выпрямителя

$$R''_в = R''_k + R''_x = 0,2 + 0,136 = 0,336 \text{ Ом.}$$

## ГЛАВА 5. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

### 5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ФИЛЬТРАХ

Выходное напряжение выпрямительных устройств кроме постоянной составляющей напряжения  $U_0$  содержит богатый спектр гармоник. Суммируясь с напряжением  $U_0$ , последние вызывают появление пульсаций тем больших, чем выше относительное содержание гармоник. В зависимости от назначения и типа аппаратуры связи предъявляются различные требования к величине и характеру пульсаций выпрямленного напряжения.

В радиотехнике чаще всего качество питающего напряжения характеризуют максимально допустимой амплитудой переменной составляющей; в телефонии его оценивают совокупным действием гармоник пульсаций в полосе частот слухового восприятия. Для этой цели введено понятие *псофометрического напряжения*, т. е. напряжения, учитывающего чувствительность микрофона телефона и слуха человека:

$$U_{псф} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^m (U_{mk} \alpha_f)^2},$$

где  $k$  — номер гармоники пульсаций;  $U_{mk}$  — амплитуда  $k$ -й гармоники;  $\alpha_f$  — псофометрический коэффициент чувствительности (табл. 5.1);  $m$  — максимальный номер гармоники пульсаций в полосе телефонного канала ( $m \approx 3400/pf_1$ ).

Для каналообразующей аппаратуры нормы на пульсации зависят от используемых методов преобразования сигналов и пере-



Значения психометрического коэффициента чувствительности  $\alpha_f$ 

$\alpha_f$	0,05	0,1	0,2	0,3	0,6	0,8	1,0	1,2	2,0	2,8	3,4
$f, \text{кГц}$	0,0071	0,00891	0,091	0,295	0,794	1,0	1,122	1,0	0,708	0,7	0,4

дачи. Для аналоговых систем качество напряжения характеризуется двумя нормами действующего напряжения пульсаций:

$$U_3 = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^N U_{mk}^2}.$$

Первая норма определяет допустимую величину  $U_3$  в полосе частот ниже 300 Гц, вторая норма — в полосе частот выше 300 Гц. Для цифровых систем передачи, как и для радиотехнических устройств, нормируется максимальное значение амплитуды пульсации.

Сравнение требований аппаратуры и возможностей выпрямителей показывает, что без применения специальных устройств подавления пульсаций ни одна из схем выпрямления не обеспечивает необходимого качества питающих напряжений. Такое устройство включается на выходе выпрямителя и называется сглаживающим фильтром.

Основным параметром сглаживающих фильтров является коэффициент сглаживания, определяемый отношением коэффициентов пульсаций напряжения по  $k$ -й гармонике на его входе ( $K_{п(k)вх}$ ) и выходе ( $K_{п(k)вых}$ ):

$$q_k = \frac{K_{п(k)вх}}{K_{п(k)вых}} = \frac{U_{m(k)1}/U_{01}}{U_{m(k)2}/U_{02}} = \frac{U_{02}}{U_{01}} \cdot \frac{U_{m(k)1}}{U_{m(k)2}}, \quad (5.1)$$

где  $U_{m(k)1}$ ,  $U_{m(k)2}$  — амплитуды  $k$ -й гармоники на входе и выходе фильтра;  $U_{01}$ ,  $U_{02}$  — постоянные составляющие напряжения.

Как четырехполюсник сглаживающий фильтр можно характеризовать соответствующим коэффициентом передачи  $A(\omega) = U_2(\omega)/U_1(\omega)$ , при этом коэффициент сглаживания может быть выражен через коэффициенты передачи на частоте  $\omega=0$  и  $\omega_k$ :

$$q_k = \left| \frac{H(0)}{H(j\omega_k)} \right| = A_0 A^{-1}(\omega_k); \quad A_0 = H(j\omega)_{\omega=0} = \frac{U_{02}}{U_{01}}.$$

В выпрямителях средней и большой мощности  $A_0 \approx 0,92 \dots 0,96$ , поэтому большую величину  $q$  обеспечивают коэффициентом ослабления пульсаций  $S_k = A^{-1}(\omega_k)$ .

Являясь частотно-зависимым звеном, сглаживающий фильтр определяет частотные и динамические свойства источников электропитания. Последние характеризуют поведение источника при

возмущениях как со стороны входа, так и со стороны его выхода (например, при скачкообразном изменении нагрузки). При неблагоприятных сочетаниях параметров фильтров возмущения могут вызывать значительные отклонения выходного напряжения от установившегося значения, способные привести к нарушению работы аппаратуры.

Таким образом, расчет и выбор параметров сглаживающего фильтра источников электропитания проводится не только из условия получения необходимого коэффициента сглаживания пульсаций, но и с учетом критериев динамики (допустимого перенапряжения или сверхтока при переходных процессах, допустимых частотных искажений, вносимым в питаемое устройство, и др.).

## 5.2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ, РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА СГЛАЖИВАНИЯ

Сглаживающий фильтр предназначен для подавления (ослабления) переменных составляющих выпрямленного напряжения, поэтому они относятся к классу фильтров нижних частот (ФНЧ). В отличие от слаботочных (сигнальных) фильтров сглаживающие фильтры передают в нагрузку электрическую мощность; по этой причине из всех известных способов реализации ФНЧ в технике электропитания получили распространение только те, которые обеспечивают наименьшие потери мощности или потери постоянного напряжения.

Из электротехники известно, что фильтрующие свойства ФНЧ зависят от порядка характеристического полинома передаточной функции  $H(p)$  и кратности собственной частоты  $\omega_0 = 1/T$  к частоте пульсаций [17].

В табл. 5.2 приведены основные схемы сглаживающих фильтров источников электропитания первого (схемы 1, 2, 3), второго (схема 4) и четвертого (схема 5) порядков. Порядок цепи фильтра  $l$  определяется значением высшей производной дифференциального уравнения описывающего фильтр или высшим показателем степени характеристического полинома передаточной функции  $H_\Phi(p)$ .

При неизвестной передаточной функции фильтра его основные характеристики могут быть найдены из Г-образной схемы замещения звена (рис. 5.1).

Выразим отношение напряжения  $U_2(\omega)$  к  $U_1(\omega)$  через сопротивления цепи:

$$A(\omega) = \frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)} = \left| \frac{Z_{23}(\omega)}{Z_1(\omega) + Z_{23}(\omega)} \right| = \frac{1}{\left| 1 + \frac{Z_1(\omega)}{Z_{23}(\omega)} \right|}, \quad (5.2)$$

где

$$Z_{23}(\omega) = Z_2(\omega) R_n \frac{1}{Z_2(\omega) + R_n}.$$

Распространенные схемы фильтров и расчетные выражения для

№ п/п	Схема фильтра	$A(\omega)$	$A_0, T$
1			$A_0 = \frac{R_H}{R_\Phi + R_H}$ $T = C \frac{R_\Phi R_H}{R_\Phi + R_H}$
2		$ T j\omega_\Pi + 1  =$ $= \sqrt{T^2 \omega_\Pi^2 - 1}$	$A_0 \approx \frac{R_H}{R_H + R_L}$ $K_{IB} = \frac{I_B}{I_0}$ $T \approx \frac{L}{R_B}$
3			$A_0 = \frac{R_H}{R_L + R_H}$ $T = \frac{L}{R_L + R_H}$
4			$A = \frac{R_H}{R_H + R_L}$ $T = \sqrt{LCA}$ $\xi = 0,5\sqrt{A_0} \times$ $\times \left( \frac{R_\Phi}{\rho} + \frac{\rho}{R_H} \right) \approx$ $\approx 0,5 \left( \frac{R_L}{\rho} + \frac{\rho}{R_H} \right)$ $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$
5		$\approx T_1^2 p^2 \cdot T_2^2 p^2$	$A_0 = \frac{R}{R + R_{L1} + R_{L2}}$

Из уравнения (5.2) находим основные характеристики фильтра:

А. Коэффициент передачи по постоянному напряжению  $A_0$ .

Приняв  $\omega=0$  и учитывая реальные части сопротивлений  $Z_1$  и  $Z_2$ , получим

$$A_0 = \frac{U_{02}}{U_{01}} = \frac{\operatorname{Re} Z_{23}}{\operatorname{Re} Z_{23} + \operatorname{Re} Z_1}. \quad (5.3)$$

Например, в индуктивно-емкостном фильтре (см. табл. 5.2, схема 4)

$$\operatorname{Re} Z_{23} + R_n, \operatorname{Re} Z_1 = R_L; A_0 = R_n / (R_n + R_L).$$

Б. КПД фильтра  $\eta$ .

Для оценки КПД фильтра рассмотрим соотношение мощностей  $P_{20}$  и  $P_{10}$ :

$$\eta = \frac{P_{20}}{P_{10}} = \frac{I_{02} U_{02}}{I_{01} U_{01}} = A_0 \frac{I_{02}}{I_{01}}.$$

В тех случаях, когда фильтр не имеет «внутренних» потребителей энергии (т. е. при условии  $I_{01} = I_{02}$ ), значения КПД равны  $A_0$  (см. табл. 5.1, схемы 1, 3, 4, 5). При условии  $I_{01} > I_{02}$   $\eta < A_0$ . Так, в случае питания нагрузки при одновременном заряде батареи током  $I_B$   $|K_{tB}| = I_B / I_{02}$  по схеме фильтра 2 табл. 5.2

$$\eta = A_0 \frac{I_{02}}{I_{02}(1 + K_{tB})} = A_0 \frac{1}{1 + K_{tB}}. \quad (5.4)$$

В. Коэффициент ослабления переменной составляющей пульсаций

$$S(\omega) = A^{-1}(\omega) = \frac{U_1(\omega)}{U_2(\omega)} = \left| \frac{1}{H(j\omega)} \right| = \left| 1 + \frac{Z_1(\omega)}{Z_2(\omega)} \right|. \quad (5.5)$$

Рассмотрим ряд частных решений для некоторых типов фильтров:

а) резистивно-емкостный фильтр (см. табл. 5.2, фильтр 1)

$$\underline{Z}_1(\omega) = R_\Phi; \quad \underline{Z}_2(\omega) = \frac{1}{j\omega C};$$

$$\underline{Z}_{23}(\omega) = \frac{R_n \cdot 1/j\omega C}{R_n + 1/j\omega C} = \frac{R_n}{1 + j\omega C R_n};$$

$$S(\omega) = \left| 1 + \frac{R_\Phi(1 + j\omega C R_n)}{R_n} \right| = \frac{1}{\eta} \left| 1 + j \frac{R_n R_\Phi}{R_n + R_\Phi} \omega C \right| = \\ = \frac{1}{\omega_\Phi} \sqrt{1 + (\omega T)^2},$$

$$\text{где } \eta = A_0 = \frac{R_n}{R_n + R_\Phi}; \quad T = \frac{R_n R_\Phi}{R_n + R_\Phi} C.$$

Коэффициент сглаживания фильтра

$$q(\omega) = A_0 S(\omega) = \sqrt{1 + (\omega T)^2} \approx \omega T = \frac{\omega R_n R_\Phi}{R_n + R_\Phi} C; \quad (5.6)$$

б) индуктивно-емкостный фильтр  $\underline{Z}_1(\omega) = R_L + j\omega L$ ;

$$\underline{Z}_2(\omega) = \frac{1}{j\omega C}; \quad \underline{Z}_{23}(\omega) = \frac{R_n}{1 + j\omega C R_n};$$

$$A_0 = R_n / (R_n + R_L); \quad S(\omega) = \left| 1 + \frac{1}{R_n} (j\omega L + R_L) (1 + j\omega R_n C) \right| = \\ = \left| 1 + (j\omega)^2 LC + j\omega \left( \frac{L}{R_n} + R_L C \right) + \frac{R_L + R_n}{R_\Phi} \right|. \quad (5.7)$$

Введем следующие обозначения:

КПД фильтра  $\eta = R_n / (R_n + R_L)$ ;

постоянная времени нагруженного фильтра  $T = \sqrt{LC\eta}$ ;

затухание фильтра  $\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\eta} \left( \frac{\sqrt{L/C}}{R_n} + \frac{R_L}{\sqrt{L/C}} \right)$ .

Тогда выражение (5.6) приводится к виду

$$S(\omega) = \frac{1}{\eta} | (j\omega)^2 T^2 + 2j\xi T\omega + 1 | = \frac{1}{\eta} \sqrt{(T^2\omega^2 - 1)^2 - 4\omega^2 T^2 \xi^2}.$$

Коэффициент сглаживания индуктивно-емкостного фильтра

$$q = \sqrt{(T^2\omega^2 - 1)^2 - 4\omega^2 T^2 \xi^2}. \quad (5.8)$$

Анализ подкоренного выражения (5.8) показывает, что при  $\omega T > 5$  и  $\xi > 0,5$  решение может быть упрощено:

$$q(\omega) \approx T^2\omega^2 - 1.$$

При пренебрежении единицей получается уравнение, удобное для приближенных расчетов:

$$q(\omega) \approx T^2\omega^2 = LC\omega^2. \quad (5.9)$$

Изложенный подход позволяет анализировать более сложные схемы. Рассмотрим пример транзисторного фильтра (рис. 5.2), получившего широкое распространение в маломощных источниках электропитания. Схема содержит  $R_\Phi C_\Phi$ -цепь и эмиттерный повторитель на транзисторах  $VT1, VT2$ , обеспечивающий усиление тока ( $I_n = I_B \beta_1 \beta_2$ ) и повторение напряжения  $U_n = U_B - \Delta U_{БЭ}$ . Значение  $\Delta U_{БЭ} \approx 1,0 \dots 1,2$  В).

Таким образом, фильтрующие свойства схемы определяются  $RC$ -цепью, нагруженной на входное сопротивление эмиттерного повторителя:

$$R_{вх} = \frac{U_B}{I_B} = \frac{U_n}{I_n} \beta_1 \beta_2 = R_n \beta_1 \beta_2,$$

а расчетное выражение для коэффициента сглаживания совпадает с уравнением (5.6) при замене в нем  $R_n$  на  $R_{вх}$ :

$$q(\omega) \approx \frac{R_n \beta_1 \beta_2 R_\Phi}{R_n \beta_1 \beta_2 + R_\Phi} \omega C.$$

Для улучшения фильтрующих свойств фильтров последние могут включать резонансные контуры. Очевидно, эффективность фильтра в этом случае зависит от точности настройки контура на частоту пульсации.

На основании изложенного можно сделать следующие выводы относительно принципа действия сглаживающих фильтров и особенностей их построения:

1. Сглаживающий фильтр представляет частотно-зависимый делитель напряжения, в котором фильтрующие свойства определяются отношением полных сопротивлений  $\underline{Z}_{вх}$  и  $\underline{Z}_{вых}$ . Сопротивление нагрузки, шунтируя выходную цепь делителя, в общем случае влияет на его коэффициент деления, а следовательно, и коэффициент сглаживания фильтра.

2. Для снижения потерь мощности в фильтре активные сопротивления  $\Gamma$ -образного делителя должны удовлетворять условиям  $\operatorname{Re} Z_1 \approx 0$ ,  $\operatorname{Re} Z_2 \approx \infty$ . Первому условию удовлетворяет индуктивный реактор, второму — конденсатор.

3. Сглаживающее действие фильтров в первом приближении пропорционально произведению частоты пульсации на постоянную времени цепи в степени 1, определяющую порядок фильтровой цепи.

4. Для анализа сглаживающих фильтров удобно пользоваться понятиями передаточных функций, широко применяемых в теории электрических цепей и системах автоматического регулирования. Последние могут быть легко вычислены через сопротивления плеч делителя, представляющего  $\Gamma$ -образную схему замещения фильтра.

**Пример 5.1.** Дана схема фильтра с последовательным резонансным контуром (рис. 5.3):  $L_1=0,1$  Г;  $R_1=0,25$  Ом;  $L_k=3,18 \cdot 10^{-3}$  Г;  $C_k=0,8 \cdot 10^{-3}$  Ф;  $R_k=0,4$  Ом;  $R_n=4,5$  Ом;  $\omega=628$  рад/с.

*Определить:*

- 1) КПД фильтра и коэффициент передачи по постоянному напряжению;
- 2) коэффициент сглаживания на резонансной частоте.

Оценить изменение коэффициента сглаживания при расстройке фильтра.

*Решение*

Вначале определим параметры плеч  $\Gamma$ -образного звена и резонансную частоту:

$$Z_1 = j\omega L_1 + R_1; \quad Z_2 = j\omega L_k + R_k + (1/j\omega C_k);$$

$$Z_{23} = \frac{(j\omega L_k + R_k + 1/j\omega C_k) R_n}{j\omega L_k + R_k + (1/j\omega C_k)}.$$

При резонансе  $\omega = \omega_r$ ;  $\omega_r L_k = 1/\omega_r C_k$ ;

$$Z_{2p} = R_k = 0,4 \text{ Ом}; \quad Z_{23p} = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n} = \frac{0,4 \cdot 4,75}{0,4 + 4,75} = 0,37 \text{ Ом};$$

$$\omega_r = 1/\sqrt{L_k C_k} = 1/\sqrt{3,8 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}} = 627 \text{ рад/с}.$$

Добротность резонансного контура  $Q_k = \omega_r L_k / R_k = L_k C_k / R_k = 4,98$ .

1. Коэффициент передачи фильтра по постоянному напряжению

$$A_0 = \frac{R_n}{R_n + R_1} = \frac{4,75}{4,75 + 0,25} = 0,95;$$

так как в схеме выполняется условие  $I_{01} = I_{02}$ , то согласно (5.4)

$$\eta = A_0 = 0,95.$$

2. Коэффициент сглаживания на резонансной частоте:

а) по формуле (5.5) определяем величину  $S(\omega_p)$

$$S(\omega_p) \approx \left| \frac{\underline{Z}_1(\omega_p)}{\underline{Z}_{23}(\omega_p)} \right| = \left| \frac{j627 \cdot 0,1 + 0,25}{0,37} \right| \approx \frac{62,7}{0,37} = 169,45;$$

б) коэффициент сглаживания

$$q(\omega_p) = A_0 S(\omega_p) = 0,95 \cdot 169,45 = 161.$$

3. При расстройке фильтра величина  $A_0$  не изменяется, следовательно, изменение  $q(\omega)$  определяется сомножителем  $S(\omega)$ , при этом кратность значений  $q(\omega_p)$  и  $q(\omega)$  характеризуется величиной  $x(\omega)$ .

Введем относительную частоту  $\nu = \omega/\omega_p$  и решим задачу в общем виде относительно  $x(\omega) = q(\omega_p)/q(\omega)$ , приняв  $\underline{Z}_1(\omega) \approx j\omega L_K$ ,  $\underline{Z}_{23}(\omega) \approx \underline{Z}_2(\omega)$ .

В этом случае

$$\frac{1}{S(\omega)} \approx \left| \frac{\underline{Z}_2(\omega)}{\underline{Z}_1(\omega)} \right| = \left| \frac{j\left(\omega L_K - \frac{1}{\omega C_K}\right) + R_K}{j\omega L_K} \right|.$$

Выразим частоту  $\omega$  через  $\nu$  и  $\omega_p$ :  $\omega = \nu\omega_p$ . Тогда после преобразований

$$\frac{1}{S(\omega)} = \left| \frac{L_K}{L_1} \left(1 - \frac{1}{\nu^2}\right) - j \frac{R_K}{\nu\omega_p L_K} \right|.$$

При резонансе  $\nu=1$ , откуда следует

$$S(\omega_p) \approx |\omega L_K / R_K|.$$

Таким образом, решение для  $x(\omega)$  представляется в виде

$$\begin{aligned} x(\omega) = S(\omega_p) \left| \frac{L_K}{L_1} \left(1 - \frac{1}{\nu^2}\right) - j \frac{R_K}{\nu\omega_p L_K} \right| &= \sqrt{\left[ \frac{\omega_p L_K}{R_K} \left(1 - \frac{1}{\nu^2}\right) \right]^2 + \frac{1}{\nu^2}} = \\ &= \sqrt{Q^2 \left(1 - \frac{1}{\nu^2}\right) + \frac{1}{\nu^2}} = \sqrt{4,98^2 \left(1 - \frac{1}{\nu^2}\right) + \frac{1}{\nu^2}}. \end{aligned}$$

Ниже приведены решения для ряда значений относительной частоты.

Относительная частота

Решение

$\nu$	$x = q(\omega_p)/q(\omega)$
+0,8	4,05
$\pm 0,9$	2,65
1,0	1

Хорошо видно, что расстройка фильтра очень сильно влияет на величину коэффициента сглаживания. Так, отклонение частоты пульсации от резонансной на 20% ( $\nu=0,8$ ) уменьшает величину коэффициента сглаживания по сравнению с резонансной величиной более чем в 4 раза.

**Пример 5.2.** Индуктивно-емкостный фильтр при частоте питания сети  $f=50$  Гц в схеме однофазного мостового выпрямителя имел коэффициент сглаживания  $q=100$ .

Как изменится величина  $q$ , если: а) частота сети станет равной 60 Гц, б) фильтр включить в схему трехфазного мостового выпрямителя.

Для оценки величины коэффициента сглаживания при больших значениях  $q(q \gg 1)$  воспользуемся приближенным выражением (5.9):

$$q(\omega) \approx \omega^2 LC = (2\pi p f_1)^2 / \omega_0^2,$$

где  $\omega_0$  — собственная частота фильтра;  $p$  — коэффициент пульсности.

1. Изменение частоты с 50 до 60 Гц (т. е. в 1,2 раза) изменит коэффициент  $q$  пропорционально квадрату увеличения частоты пульсаций:

$$q_{(f=60)} = q_{(f=50)} \left( \frac{60}{50} \right)^2 = 100 \cdot 1,44 = 144.$$

2. В трехфазной мостовой схеме выпрямления частота пульсаций в 3 раза выше частоты пульсаций однофазной схемы, следовательно,

$$q_{(3\phi)} = q_{(1\phi)} \left( \frac{P_{(3\phi)}}{P_{(1\phi)}} \right)^2 = 100 \left( \frac{6}{2} \right)^2 = 900.$$

**Пример 5.3.** Рассчитать необходимое произведение  $LC$  для трехфазного мостового тиристорного выпрямителя с углом регулирования  $\alpha = 30^\circ$  и  $U_{0\alpha} = 60$  В,  $\eta_\phi = 0,98$ , обеспечивающего напряжение пульсации  $U_{псф} = 2$  мВ. Частота сети 50 Гц. Индуктивным сопротивлением рассеяния трансформатора можно пренебречь.

1. По формуле (5.10) находим амплитуду первой ( $k=1$ ) гармоники пульсаций на входе фильтра:

$$U_{m(k)} = U_{0\alpha} \frac{2}{p^2 k^2 - 1} \sqrt{1 + p^2 k^2 \operatorname{tg}^2 \alpha};$$

$$k=1, p=6; \operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} 30^\circ = 0,057;$$

$$U_{m(1)} = 60 \frac{2}{6^2 - 1} \sqrt{1 + 6^2 (0,057)^2} = 3,93 \text{ В.}$$

2. С учетом коэффициента чувствительности  $\alpha_f$  (см. табл. 5.1) на частоте  $f_n = 6 \cdot 50 = 300$  Гц приведем псофометрическую величину  $U_{псф}$  к амплитудному значению

$$U_{m \text{ вых}} = U_{псф} \sqrt{2} \cdot \frac{1}{\alpha_f} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 1,41 \cdot \frac{1}{0,295} = 9,5 \cdot 10^{-3} \text{ В.}$$

3. Необходимая величина коэффициента сглаживания

$$q = \eta_\phi \frac{U_{m(1)}}{U_{m \text{ вых}}} = 0,98 \frac{3,93}{9,5 \cdot 10^{-3}} = 405.$$

4. Величину произведения  $LC$  определим по формуле (4.9):

$$LC \geq \frac{q \cdot 10^6}{\eta_\phi \omega^2} = \frac{405 \cdot 10^6}{0,98 (6 \cdot 2\pi \cdot 50)^2} = 1,16 \cdot 10^2 \text{ ГнмкФ.}$$

### 5.3. КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ФИЛЬТРОВ

Для получения большой величины коэффициента сглаживания используют каскадное соединение фильтров. В этом случае результирующий коэффициент равен произведению коэффициентов сглаживания отдельных каскадов. Справедливость этого покажем на примере рис. 5.4, а.

По определению, результирующий коэффициент сглаживания  $q = K_{п \text{ вх}} / K_{п \text{ вых}}$ . Умножив числитель и знаменатель дроби на  $K_{п \text{ вых } 1}$  и учитывая, что  $K_{п \text{ вых } 1} = K_{п \text{ вх } 2}$ , находим

$$q = \frac{K_{п \text{ вх } 1}}{K_{п \text{ вых } 1}} \cdot \frac{K_{п \text{ вх } 2}}{K_{п \text{ вых } 2}} = q_1 q_2.$$



При одинаковых параметрах звеньев, что наиболее целесообразно по условиям снижения массы и габаритных размеров фильтра,  $q = q_1^2 l$  для  $l$ -каскадного фильтра. Следует отметить также, что при каскадном соединении фильтров величины  $A_0$  и  $\eta$  также определяются произведением соответствующих величин отдельных звеньев.

Целесообразность применения каскадных фильтров решается в каждом конкретном случае на основе технико-экономических показателей. Номенклатура конденсаторов и фильтровых реакторов, выпускаемых промышленностью, ограничена, причем чем больше ток  $I_0$  и напряжение  $U_0$ , тем меньше вариантов для выбора. Анализ показывает, что для выпрямителей малой мощности оптимальная величина коэффициента сглаживания однозвенного фильтра находится в области значений  $q_{\text{опт}} = 50 \dots 60$ . Для мощных высоковольтных выпрямителей  $q_{\text{опт}} = 20 \dots 30$ .

Очевидно, многозвенный фильтр оправдан при большом числе разнородных нагрузок с различным требованием по величине коэффициента пульсаций (рис. 5.4, б).

#### 5.4. ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ. ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ИСТОЧНИКА С ИНДУКТИВНО- ЕМКОСТНЫМ ФИЛЬТРОМ ПРИ МАЛЫХ ТОКАХ НАГРУЗКИ

Индуктивно-емкостные фильтры имеют специфические свойства, которые необходимо учитывать в инженерной практике. Ряд из них связан с ограничениями, накладываемыми элементной базой, другие обусловлены спецификой электромагнитных процессов при малых токах нагрузки.

А. Индуктивный реактор сглаживающего фильтра выполняется на магнитопроводе с ферромагнитным сердечником. Индуктивность реактора

$$L = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \mu_{dr} \omega^2 \frac{S_c}{l_c},$$

где  $\mu_{dr}$  — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода;  $\omega$  — число витков обмотки реактора;  $S_c, l_c$  — сечение магнитопровода и длина магнитной силовой линии.

Протекающий через обмотку постоянный ток нагрузки вызывает смещение рабочей точки  $O$  на кривой намагничивания (рис. 5.5), в связи с этим при попадании в область насыщения (где величина  $\mu$  мала) индуктивность реактора и сглаживающее действие фильтра резко снижаются. Для устранения такой зависимости магнитопровод реактора выполняют с немагнитным зазором  $\delta$ . При указанной на рис. 5.5 величине  $H_0$  оптимальным является зазор  $\delta_3$ , как обеспечивающий наибольшую величину абсолютной проницаемости

$$\mu = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \mu_{dr} = \Delta B / \Delta H.$$

Используя уравнение магнитной цепи реактора с зазором

$$(I_0 + I_m)\omega = H_c l_c + B\delta / 0,4\pi \cdot 10^{-8}$$

и принимая  $\delta = \delta_{\text{опт}}$ ;  $B \approx B_s$  ( $B_s$  — индукция насыщения), находим величину оптимального зазора, м:

$$\delta_{\text{опт}} \approx 0,4\pi \frac{(I_0 + I_m)\omega + H_c f_c}{B_s} \cdot 10^{-8},$$

где  $I_m$  — амплитуда пульсирующего тока. При  $B_s = 1,5$  т,  $H_c \approx 1 \dots 600$  А/м с учетом, что  $I_m \ll I_0$ ,  $H_c l_c \ll I_0 \omega$ , получаем примерное решение:

$$\delta_{\text{опт}} \approx 0,26\pi \cdot 10^{-8} I_0 \omega.$$

Характеристики некоторых типов фильтровых реакторов приведены в приложении 1.

Б. Конденсаторы сглаживающих фильтров находятся под воздействием пульсирующего напряжения и тока, при этом в конденсаторе образуются тепловые потери мощности, пропорциональные напряжению и тангенсу диэлектрических потерь:

$$\text{tg } \delta = p/Q \approx \text{tg } \delta_0 + kI,$$

где  $P$  — мощность активных потерь;  $Q = UI = C\omega U^2 = I^2/C\omega$  — реактивная мощность конденсатора.

Для распространенных электролитических конденсаторов  $\text{tg } \delta$  недостаточно высок:  $\text{tg } \delta = 0,15 \dots 0,36$  и поэтому ограничивает как величину рабочего напряжения конденсатора, так и допустимую величину переменной составляющей напряжения. При выборе конденсаторов следует учитывать ряд рекомендаций и правил [18]:

1. Максимальное напряжение конденсатора (с учетом пульсаций) не должно превышать указанной в паспорте величины рабочего напряжения.

2. Допустимое значение переменной составляющей напряжения пульсаций зависит от частоты пульсаций. Например, для конденсатора К50-3Б относительная величина переменного напряжения на частотах 50, 100, 400 и 1000 Гц не должна превышать значений 10; 7,7; 3,5 и 2,2% соответственно.

3. Большинство типов электролитических конденсаторов униполярны и требуют строгого соблюдения полярности при включении в цепь.

В. Внешняя характеристика источника питания с индуктивно-емкостным фильтром в области малых токов. При малых нагрузках выпрямителя ток фильтрового реактора может быть прерывист, при этом работа выпрямителя приближается к режиму емкостной нагрузки, в котором выходное напряжение резко возрастает, стремясь при  $I_0 = 0$  к величине  $U_{0\text{хх}} = 2U_2$ . Такой режим работы выпрямителя называют критическим (рис. 5.6). Обычно стремятся обеспечить «докритический» режим (участок 2), в котором

зависимость напряжения  $U_0$  от тока нагрузки выражена слабо. Условием этого является выполнение неравенства

$$\omega_n \tau_n > K_{n(1)} \quad \text{или} \quad L > L_{кр} = \frac{2U_0}{(p^2 - 1) \omega_n I_0}, \quad (5.10)$$

где  $\omega_n = p\omega_1$  — частота пульсаций (напомним, что  $p$  — коэффициент пульсности, а  $\omega_1$  — частота сети);  $\tau_n = L/R_n$  — постоянная времени цепи реактор—нагрузка;  $K_{n(1)}$  — коэффициент пульсации напряжения по первой гармонике нагруженного выпрямителя.

## 5.5. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Динамические свойства характеризуют поведение источников электропитания при воздействии на них различных возмущений — изменений напряжения питания, переключений нагрузки и др. В результате скачкообразных воздействий источник питания, рассматриваемый как система с определенным (установившимся) запасом энергии, стремится к новому состоянию. Возникающий при этом переходный процесс сопровождается изменениями тока и напряжения, способными вызвать отказы как самого источника, так и питаемой им аппаратуры.

Наглядным примером может служить внезапное отключение нагрузки в схеме источника с выходным индуктивно-емкостным фильтром (рис. 5.7, а). До отключения нагрузки установившийся процесс характеризуется током  $I_L(0) = I_0$ , напряжением  $U_C(0) = U_0$  и соответствующим запасом энергии реактивных элементов  $w = w_L + w_C$ , где  $w_L = \frac{1}{2} I_0^2 L$ ;  $w_C = \frac{1}{2} U_0^2 C$  — энергия, запасенная в магнитном поле индуктивного реактора и электрическом поле конденсатора соответственно. При отключении нагрузки ток  $I_L$  стремится к нулю, а энергия магнитного поля переходит в электрическую энергию конденсатора, увеличивая его напряжение до уровня  $U_C = U_C(0) + \Delta U_C$ .

Пренебрегая потерями мощности в активных сопротивлениях цепи, из условия баланса энергии  $w_L = w_C = \text{const}$  находим, что при  $w_L = 0$   $w_C = w_C(0) + \Delta w_C = w$ , откуда следует

$$\Delta w_C = \frac{1}{2} \Delta U^2 C = L \frac{I^2}{2}; \quad \Delta U_C = I \sqrt{L/C}.$$

Характер изменения напряжения  $u_C(t)$  и тока реактора  $i_L(t)$  определяется свойствами  $LC$ -контура и условием односторонней проводимости тока источника. Поэтому переходный процесс, возникший в момент коммутации нагрузки ( $t_1$ ) (рис. 5.7, а, б), через четверть периода собственных колебаний (момент времени  $t_2$ ) завершится. При пренебрежении потерями запишем уравнения

$$u_c(t) = U_c(0) + I_0 \sqrt{L/C} \sin \omega_0 t;$$

$$i_L = C \frac{du_c}{dt} = I_0 \cos \omega_0 t, \quad (5.11)$$

где  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  — собственная частота фильтра.

На основании уравнений (5.11) на рис. 5.7, в показана траектория движения рабочей точки в координатах «напряжение—ток». В покое (до коммутации нагрузки) рабочая точка находится на внешней характеристике (в точке 0,  $[U_c(0), I_0]$ ). При сбросе нагрузки рабочая точка переходит в положение 1  $[U_{cm}, I_0=0]$ . В линейной системе с потерями, т. е. при отсутствии диодов и учете реальных сопротивлений, рабочая точка могла бы продолжать движение, пока вся энергия, накопленная в реактивных элементах, не перешла бы в тепло. Эта часть траектории показана штриховой линией. Аналогичные процессы возникают при частичном сбросе нагрузки и при внезапном ее увеличении.

При периодических возмущениях со стороны нагрузки при частоте, близкой к собственной частоте фильтра, проявляются резонансные свойства фильтра, способные вызвать «вынужденные пульсации» выходного напряжения. С этим явлением связаны частотные искажения, вносимые источником питания в передатчиках с анодной модуляцией, или нелинейные искажения сигналов при импульсной манипуляции.

Таким образом, при расчетах сглаживающих фильтров руководствуются не только требованием получения необходимого коэффициента сглаживания пульсаций, но и условиями обеспечения определенных качественных показателей источников электропитания в динамических режимах. Последние могут быть связаны как с допусками на отклонение напряжения или тока в переходных режимах, так и с влиянием параметров фильтра на характеристики питаемого устройства.

### 5.5.1. Переходные процессы в выпрямителе с индуктивно-емкостным фильтром

Целью рассмотрения переходных процессов является определение максимальных значений токов и напряжений при переходе от одного установившегося состояния к другому и их зависимости от параметров цепи. Для практических задач важными является исследование процессов при включении выпрямителя и при коммутации (т. е. переключении) нагрузки. В первом случае под действием приложенного напряжения исследуемая система переходит из состояния с нулевым начальным запасом энергии в состояние с определенным ее значением. Второй случай связан с изменением энергии, запасенной в реактивных элементах. Частным случаем последнего является «сброс» нагрузки, рассмотренный выше. При анализе принимаются следующие допущения:

а) реактивные элементы выпрямителя сосредоточены в схеме сглаживающего фильтра;

- б) пульсациями напряжения можно пренебречь;  
 в) активные сопротивления силового контура отображаются эквивалентным внутренним сопротивлением выпрямителя  $R_b$ .

#### *А. Процессы, происходящие при включении выпрямителя*

С учетом принятых допущений схема замещения выпрямителя представляется эквивалентным фильтром (рис. 5.8, а), включаемым на постоянное напряжение  $XX$  выпрямителя  $U_{0xx}$ . Переходный процесс начинается в момент  $t_0$  при замыкании ключа  $S$ . Так как  $i_L(0)$  и  $u_C(0)$  равны нулю, то изображение выходного напряжения можно выразить через передаточную функцию цепи (см. приложение 4):

$$U_C(p) = \frac{U_{0xx}}{p} H(p) = \frac{U_{0xx} A_0 \omega_0^2}{p(p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2)}, \quad (5.12)$$

где  $U_{0xx}/p$  — изображение входного воздействия;  $A_0 = R_H/(R_H + R_b)$  — коэффициент передачи цепи по постоянному напряжению;

$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_b}{R_H} + \frac{\rho}{R_H}}$  — коэффициент затухания цепи ( $\rho = \sqrt{L/C}$ );  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC A_0}$  — собственная частота нагруженного фильтра.

Уравнение изображения тока реактора представим в виде суммы изображений тока нагрузки и тока заряда конденсатора:

$$I_L(p) = I_H(p) + Cp U_C(p); \quad I_H(p) = U_C(p)/R_H.$$

После суммирования и преобразования находим

$$I_L(p) = U_C(p) \left( \frac{1}{R_H} + pC \right) = \frac{U_{0xx} A_0 \omega_0^2 (p + d)}{R_H d p (p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2)}, \quad (5.13)$$

где  $d = 1/R_H C$ .

По таблице перехода (см. приложение 4) находим оригиналы напряжения и тока (см. также примеры приложения 4):

$$u_C(t) = U_0 \left[ 1 - \sqrt{\frac{1}{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_0 t} \cos(\omega t + \psi) \right]; \quad (5.14)$$

$$i(t) = I_0 \left[ 1 + \sqrt{\frac{\left(\frac{R_H}{\rho} - \xi\right)^2}{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_0 t} \sin(\omega t - \varphi) \right], \quad (5.15)$$

где  $U_0 = U_{0xx} A_0$ ;  $\psi = \arctg\left(\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)$ ;

$$I_0 = U_0/(R_H + R_b); \quad \varphi = \arccos\left(1/\sqrt{1 + \frac{\left(\frac{R_H}{\rho} - \xi\right)^2}{1-\xi^2}}\right);$$

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1-\xi^2}.$$

В соответствии с уравнениями (5.14), (5.15) на рис. 5.8, б, в показаны временная и фазовая диаграммы переходного процесса. Последняя отображает движение траектории рабочей точки в координатах «напряжение—ток».

Анализ уравнений и кривых показывает:

а) напряжение на конденсаторе может превышать установившееся значение  $U_0$ ; максимум напряжения ( $U_{cm}$ ) достигается в момент времени  $t = (\pi - \varphi) / \omega_0 \approx \pi / \omega_0$ :

$$U_{cm} \approx U_0 \left( 1 + \sqrt{\frac{1}{1 - \xi^2}} e^{-\xi\pi} \right) < 2U_0; \quad (5.16)$$

б) с увеличением затухания, цепи превышение напряжения над установившейся величиной (перенапряжение) уменьшается;

в) максимум тока цепи зависит как от затухания цепи, так и от соотношения  $R_n/\rho$ . Последнее, в частности, объясняет причину увеличения  $I_m$  при увеличении емкости фильтра (с увеличением  $C$  величина  $\rho = \sqrt{L/C}$  уменьшается, а отношение  $R_n/\rho$  возрастает);

г) для приближенных расчетов при  $R_n/\rho > 2$  (см. пример 4.1 приложения 4) можно считать

$$i(t) \approx I_0 \left[ 1 + \sqrt{1 + (R_n/\rho)^2} e^{-\xi\omega_0 t} \sin(\omega t - \varphi) \right];$$

при этом

$$I_m I_0 \left[ 1 + \sqrt{1 + \left( \frac{R_n}{\rho} \right)^2} e^{-\xi \left( \frac{\pi}{2} + \varphi \right)} \right]. \quad (5.17)$$

Существует ряд способов ограничения перенапряжения и сверхтоков. Так, увеличение емкости фильтра приводит к уменьшению напряжения  $U_{cm}$ , однако вследствие уменьшения волнового сопротивления  $\rho = \sqrt{L/C}$  автоматически возрастает величина тока  $I_m$ . Одновременное снижение  $U_{cm}$  и  $I_m$  может быть достигнуто введением на время запуска выпрямителя в его силовую цепь дополнительного активного сопротивления, которое в последующем шунтируется электромеханическим или электронным ключом.

В тиристорных выпрямителях ограничение напряжения и тока может быть обеспечено заданием специального режима пуска изменения угла регулирования  $\alpha$ , обеспечивающего плавное нарастание напряжения  $u_c(t)$ , аналогично рассмотренному при ограничении тока заряда конденсатора (см. § 4.5 и рис. 4.37).

### В. Переходный процесс при переключении нагрузки

Переключение нагрузки вызывает изменение установившихся токов от  $I_{01} = U_{0xx} (R_{n1} + R_b)^{-1}$  (до коммутации нагрузки) до  $I_{02} = U_{0xx} (R_{n2} + R_b)^{-1}$  (после коммутации). Рассмотрим скачок тока  $\Delta I_0 = I_{01} - I_{02}$  как возмущающее воздействие вызываемого при отклонении выходного напряжения  $\Delta U(p)$ . Тогда

$$\Delta I(p) = \frac{U_{0xx}}{p} \left( \frac{1}{R_{н1} + R_{в}} - \frac{1}{R_{н2} + R_{в}} \right) \approx \frac{U_{0xx}}{p} \left( \frac{1}{R_{н1}} - \frac{1}{R_{н2}} \right);$$

$$\Delta U_{02}(p) = \Delta I_0(p) Z_{вых}(p), \quad (5.18)$$

где  $R_{н1}$  и  $R_{н2}$  — сопротивления нагрузки до и после переключения (рис. 5.9, а). Изображение сопротивления источника со стороны выходных зажимов

$$Z_{вых}(p) = \frac{\frac{R_{н2}}{(1 + R_{н2}pC)} (R_{в} + pL)}{\frac{R_{н2}}{1 + R_{н2}pC} + pL + R_{в}}.$$

После преобразования с учетом принятых ранее обозначений выражение для изображения сопротивления приводится к табличному виду:

$$Z_{вых}(p) = A_{02} \omega_0^2 \frac{R_{в} (1 + p\tau)}{p^2 + 2\xi_2 \omega_0 p + \omega_0^2},$$

где

$$A_{02} = \frac{R_{н2}}{R_{н2} + R_{в}}; \quad \tau = \frac{L}{R_{в}}; \quad \xi_2 = \frac{1}{2} \sqrt{A_{02}} \left( \frac{R_{в}}{\rho} + \frac{\rho}{R_{н2}} \right).$$

После перемножения  $Z_{вых}(p)$  и  $\Delta I_0(p)$  в соответствии с уравнением (4.18) находим изображение:

$$\Delta U_{02}(p) = \Delta I_0 R_{в} A_{02} \omega_0^2 \frac{\tau \left( p + \frac{1}{\tau} \right)}{p(p^2 + 2\xi_2 \omega_0 p + \omega_0^2)}.$$

С помощью таблицы перехода приложения 4 примера 4.1 находим оригинал функции

$$\Delta u_2(t) = \Delta U_{02} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{\left( \frac{\rho}{R_{в}} - \xi \right)^2}{1 - \xi^2}} \cdot e^{-\xi \omega_0 t} \sin(\omega t + \varphi) \right] \approx$$

$$\approx \Delta U_{02} [1 + \sqrt{1 + (\varphi/R_{в})^2} e^{-\xi \omega_0 t} \sin \omega t], \quad (5.19)$$

где  $\Delta U_{02} = \Delta I_0 R_{в} A_0 \approx \Delta I_0 R_{в}$ .

Из полученного решения следует:

а) величина и знак изменяющегося напряжения  $\Delta u_2(t)$  зависят от величины и знака скачка тока  $\Delta I_0$ . При «набросе» нагрузки  $1/R_{н1} < 1/R_{н2}$  знак  $\Delta I_0$  и связанного с ним напряжения  $\Delta u_2$  отрицательны. При сбросе нагрузки  $\Delta u_2 > 0$ ;

б) величина  $\Delta u_2(t)$  суммируется из слагаемых, первое из которых зависит только от величины внутреннего сопротивления  $R_{в}$ . Второе слагаемое изменяется по закону затухающей синусоиды, достигая максимума  $\Delta U_{2m}$  через время  $\Delta t \approx \pi/2\omega_0$  после момента переключения (рис. 5.9, б).

### 5.5.2. Частотные искажения, вносимые источником питания

Частотная зависимость выходного сопротивления может служить причиной зависимости питающего напряжения на нагрузке от частоты. Примером этому может служить каскад передатчика с анодной модуляцией и последовательным включением модуляционного трансформатора [19].

Из эквивалентной схемы замещения анодной цепи выходного каскада передатчика (рис. 5.10) находим выражение для напряжения модуляции на генераторной нагрузке  $R_r$ :

$$\underline{U}(\Omega) = \frac{U_m(\Omega) R_r}{I_{\text{вых}}(\Omega) + R_r} = U_m(\Omega) \left( 1 + \frac{Z_{\text{вых}}(\Omega)}{R_r} \right)^{-1},$$

где  $\underline{U}_m(\Omega)$  — напряжение модуляции с частотой  $\Omega$ ;  $R_r$  — сопротивление нагрузки каскада генератора.

Используя понятие коэффициента частотных искажений в области низких частот ( $M_{\Omega_n} = |U_r(\Omega_n)/\underline{U}_r(\Omega_{\text{ср}})|$ , где  $\Omega_n, \Omega_{\text{ср}}$  — низкая и средняя частота модуляции) и учитывая, что  $\underline{Z}_{\text{вых}}(\Omega_{\text{ср}}) = 1/j\Omega_{\text{ср}}C_\phi \approx 0$ , находим величину

$$M_n = \left| \frac{1 + \frac{Z_{\text{вых}}(\Omega_n)}{R_r}}{1 + \frac{Z_{\text{вых}}(\Omega_{\text{ср}})}{R_r}} \right| \approx \left| 1 + \frac{Z_{\text{вых}}(\Omega_n)}{R_r} \right| = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{R_r C_\phi \Omega_n} \right)^2}. \quad (5.20)$$

При известной величине  $M_n$  необходимая величина емкости фильтра, удовлетворяющая условию (5.20), выбирается по формуле

$$C_\phi \geq 1/R_r \Omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}.$$

Обычно величина  $M_n \approx 1,06$  (в логарифмических единицах  $LM_n = 20 \lg M_n = 0,5$  дБ), поэтому  $C_\phi \geq 0,45 \cdot 10^6 / \Omega_n \cdot R_r$  мкФ. При снижении  $\Omega_n$ , до резонансной частоты фильтра, на которой  $Z_{\text{вых}}(\Omega_p) \approx \approx \rho_1^2 / R_v$ , значение  $M_n$  возрастает до величины  $M_{np} \approx 1 + \rho^2 \frac{1}{R_v \cdot R_r}$ , откуда следует необходимость выполнения условия  $\Omega_n > \omega_0$ .

### 5.5.3. Вынужденные пульсации напряжения источника питания

При периодических импульсных нагрузках напряжение источника питания будет иметь вид, показанный на рис. 5.9, б. Наибольшие отклонения напряжения от величины  $U_0$  будут наблюдаться при совпадении частоты переключения нагрузки с собственной частотой фильтра (рис. 5.11, а). Образующие при этом вынужденные пульсации питающего напряжения (рис. 5.11, б) могут нарушать нормальную работу радиотехнических устройств. Опре-



делим пульсации приближенным методом гармонической линеаризации.

При известном спектре импульсов тока возмущения

$$i_2(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} e^{j\varphi_k}$$

амплитуду первой гармоники вынужденных пульсаций при резонансе можно вычислить по формуле

$$U_{m(1)} = Z_{\text{вых}}(\Omega_p) I_{m(1)} \approx I_{m1} \frac{L}{C_{\Phi} R_{\text{в}}}.$$

При прямоугольных импульсах тока с «перепадом»  $\Delta I_0$  и относительной длительностью импульсов  $K_{\text{зи}} = T_{\text{и}}/T$  (см. пример 3 приложения 3)

$$I_{m(k)} = \frac{2}{\pi k} \Delta I_0 \sin k\pi K_{\text{зи}}.$$

Наибольшую величину имеет первая гармоника тока ( $k=1$ ) при коэффициенте заполнения импульсов  $K_{\text{зи}}=0,5$ :

$$I_{m(1)} = \frac{2}{\pi} \Delta I_0.$$

При этом амплитуда первой гармоники и коэффициент пульсаций равны:

$$U_{m(1)} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{L}{C_{\Phi} R_{\text{в}}}; \quad K_{\text{п}(1)} = \frac{U_{m(1)}}{U_0} \approx \frac{2\Delta I_0 L}{\pi C_{\Phi} R_{\text{в}}}.$$

Для снижения величины  $U_{m(1)}$  и  $K_{\text{п}(1)}$  необходимо увеличивать величину конденсатора фильтра. В тех случаях, когда это допустимо по условиям сетевых пульсаций, при импульсных нагрузках можно шунтировать индуктивность фильтрового реактора активным сопротивлением, уменьшая тем самым резонансное сопротивление фильтра.

**Пример 5.4.** Выпрямитель с выходным напряжением  $U_0=60$  В;  $I_0=100$  А;  $R_{\text{в}}=0,06$  Ом имеет фильтр с величиной  $LC_{\Phi}=1 \cdot 16 \cdot 10^{-4}$  Гн · Ф, рассчитанной в примере 5.3.

*Определить:* а) величины  $L$  и  $C_{\Phi}$ , обеспечивающие  $\Delta U_{\text{см}}$  при включении выпрямителя не более  $0,2U_0$ ;

б) величину кратности пускового тока  $k_i = I_{\text{и}}/I_0$ .

*Решение*

1. Из равенства 5.16 находим величину затухания фильтра при  $U_{\text{см}}/U_0=1,2$ ;  $\omega_0 t = \pi$ ;  $\psi=0$ :

$$\frac{U_{\text{см}}}{U_0} = 1 - \sqrt{\frac{1}{1-\xi^2}} e^{-\xi\pi}; \quad 0,2 \sqrt{1-\xi^2} = e^{-\xi\pi}; \quad \xi=0,59.$$

Из уравнения коэффициента затухания

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{A_0} \left( \frac{R_B}{\rho} + \frac{\varphi}{R_H} \right),$$

где  $R_H = \frac{U_0}{I_0} = \frac{60}{100} = 0,6 \text{ Ом}$ ;  $A_0 = \eta\phi = \frac{R_H}{R_H + R_\phi} = 0,909$ ,  
находим волновое сопротивление

$$\rho^2 - 2\xi\rho \frac{R_H}{\sqrt{A_0}} + R_B \cdot R_H = \rho^2 - 2 \cdot 0,59 \frac{0,6}{\sqrt{0,909}} + 0,6 \cdot 0,06 = 0;$$

$$\rho^2 = 0,74 + 0,036 = 0;$$

$$\rho_{1,2} = 0,352 \pm \sqrt{(0,352)^2 - 0,036};$$

$$\rho_1 = 0,648; \rho_2 = 0,055.$$

2. Выберем большее значение  $\rho$ , как обеспечивающее меньшую величину емкости фильтра, и составим систему уравнений:

$$LC_\phi = 1,16 \cdot 10^{-4} \text{ Гн} \cdot \text{Ф};$$

$$\rho = \sqrt{L/C_\phi} = 0,582 \text{ Ом}.$$

Решая систему относительно  $L$  и  $C_\phi$ , находим

$$L = 0,626 \cdot 10^{-2} \text{ Гн}; C_\phi = 18 \cdot 10^{-3} \text{ Ф}.$$

3. Амплитудное значение сверхтока определим по формуле (5.17). Приняв  $\rho = 0$ , находим

$$I_{\max} = I_0 \left[ 1 + \sqrt{1 + \left( \frac{R_H}{\rho} \right)^2} e^{-\xi \frac{\pi}{2}} \right] = 100 \left[ 1 + \sqrt{1 + \left( \frac{0,6}{0,648} \right)^2} \right] e^{-0,59 \cdot 1,57} =$$

$$= 157 \text{ А};$$

$$K_{im} = I_m/I_0 = 1,57.$$

## 5.6. ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Выпрямительное устройство может быть представлено набором типовых звеньев, каждому из которых соответствует известная передаточная функция. На рис. 5.12, а показаны пример функциональной схемы выпрямителя, рассмотренного в § 4.3, и соответствующая ей модель в виде последовательного соединения динамических звеньев (рис. 5.12, б).

Силовая цепь представлена трансформаторно-выпрямительным звеном  $ТВ$  и сглаживающим фильтром  $\Phi$ . Для учета возможных возмущений по входу 1 и по выходу 2 предусмотрены сумматоры  $C_1$  и  $C_2$ . Цепь управления выпрямителя представлена делителем напряжения  $D$ , элементом сравнения  $\mathcal{E}C$ , усилителем сигнала рассогласования  $У$  и схемой импульсно-фазового управления  $СИФУ$ .

Схема пригодна для анализа динамических характеристик выпрямителя при относительно малых возмущениях, при этом каждый из блоков считается линейным.

В качестве примера можно принять:

$$a) H_{ТВ}(\rho) = K_{ТВ} = nK_0C_\alpha,$$

где  $n$  — коэффициент трансформации;  $K_0$  — коэффициент преобра-

зования напряжения блоком полупроводниковых приборов (при  $\alpha=0$ );  $C_\alpha$  — коэффициент регулирования;

$$\text{б) } H_\Phi(p) = \eta_\Phi \frac{1}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1};$$

$$\text{в) } H_d(p) = K_d = \frac{U_{oc}}{U_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

$$\text{г) } H_y(p) = \frac{U_y(p)}{U_\epsilon(p)} = A_y F(p),$$

где  $A_y$  — статический коэффициент усиления;  $F(p)$  — корректирующий множитель, учитывающий возможность коррекции АЧХ с целью получения заданных динамических свойств;  $U_\epsilon = U_{э\tau} - U_{oc}$  — напряжение ошибки на выходе элемента сравнения;

$$\text{д) } H_{\text{СИФУ}}(p) = A_\alpha e^{-\tau p},$$

где  $A_\alpha$  — статический коэффициент передачи СИФУ в окрестности точки установившегося режима ( $A_\alpha = d\alpha/dU_y$ );  $\tau$  — постоянная времени задержки формирования управляющего импульса тиристора.

При соединении выхода выпрямителя 2 с управляющим входом 3 образуется система регулирования с ОС по напряжению. При этом эталонное напряжение становится «напряжением задания» системы, стремящейся выполнить условие

$$U_\epsilon = U_{э\tau} - U_{oc} \approx 0.$$

Так как  $U_{oc} = U_2 K_d$ , то выпрямитель с ОС будет поддерживать выходное напряжение на уровне

$$U_2 \approx U_{э\tau} \frac{1}{K_d} = U_{э\tau} \frac{R_2 + R_1}{R_2}.$$

Из теории систем автоматического регулирования известно, что ОС ослабляет возмущения, воздействующие на систему пропорционально величине петлевого коэффициента передачи системы. В рассматриваемом примере

$$H_{\text{петл}}(p) = K_d H_y(p) A_\alpha K_{\text{ТВ}} C_\alpha H_\Phi(p).$$

Например, при разомкнутой ОС возмущение по входу 1 или 2 вызывает отклонение изображения выходного напряжения  $U_2(p)$  или  $\Delta U_{2i}(p)$ , где

$$\Delta U_{2u}(p) = \Delta U_1(p) K_{\text{ТВ}} H_\Phi(p);$$

$$\Delta U_{2i}(p) = \Delta I(p) \Phi_i(p); \quad \Phi_i(p) = Z_{\text{вых}}(p)$$

(см. § 5.1, п. В).

При введении отрицательной ОС

$$\Delta U_{2u}(p) = \frac{\Delta U_2(p)}{1 + H_{\text{петл}}(p)} \approx \frac{\Delta U_1(p) K_{\text{ТВ}} H_{\Phi}(p)}{H_{\text{петл}}(p)}; \quad (5.21)$$

$$\Delta U_{2i}(p) \approx \frac{\Delta I(p) Z_{\text{вых}}(p)}{H_{\text{петл}}(p)}.$$

Уравнение (5.2) наглядно демонстрирует стабилизирующий эффект ОС в статических режимах (при  $p=0$ ), но не дает представления о характере переходного процесса и степени устойчивости системы.

Об устойчивости системы с замкнутой ОС можно судить по виду АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы. В соответствии с критерием Найквиста для устойчивой работы системы в замкнутом состоянии необходимо и достаточно, чтобы амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы не охватывала точку на действительной оси с координатами  $-1; 0$  (см. приложение 5).

На рис. 5.13, а показана функциональная схема преобразователя и его частотные характеристики (рис. 5.13, б) с учетом и без учета корректирующего звена. Кривые соответствуют логарифмическим, АЧХ следующих узлов: 1 — сглаживающего фильтра; 2 — интегриродифференцирующего звена коррекции; 3 — преобразователя с безынерционной ОС и  $K_{\text{петл}} = K_{\text{ТВ}} A_{\text{ос}} = 100$  (40 дБ); 4 — преобразователя с добавлением в цепи ОС корректирующего звена. Кривые 5, 6 отображают ФЧХ сглаживающего фильтра и корректирующего звена соответственно. Здесь  $\omega_{\Phi} = 1/T_{\Phi}$ ,  $\omega_{\text{ср1}} \approx \omega_{\Phi} \sqrt{K_{\text{петл}}}$ .

Из рассмотрения кривых можно сделать следующие выводы:

а) без коррекции АЧХ преобразователя запас по фазе в схеме с ОС не превышает  $15^\circ$ . Увеличение  $K_{\text{петл}}$  вызовет смещение частоты  $\omega_{\text{ср1}}$  вправо, что приведет к снижению запаса по фазе;

б) с введением корректирующего звена изменяется вид АЧХ (уменьшается наклон ЛАХ до  $-20$  дБ/дек), при этом даже возросшему значению частоты  $\omega_{\text{ср2}}$  соответствует большой запас по фазе  $\Delta\varphi$ .

Следует отметить, что в реальных преобразователях запас по фазе меньше полученного по кривым АФЧХ из-за запаздывания, вносимого схемой управления

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_{\text{кор}} - \Delta\varphi_{\text{сифу}},$$

где  $\Delta\varphi_1$  — запас по фазе в схеме без коррекции АЧХ.

Последнее накладывает дополнительные ограничения как на величину  $K_{\text{петл}}$ , так и на выбор параметров корректирующей цепи.

## 5.7. КАСКАДНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ И УСЛОВИЯ ИХ УСТОЙЧИВОЙ РАБОТЫ

В системах электропитания нередки случаи образования каскадных схем, в которых выходное напряжение одного источника преобразуется вторично. Наглядным примером каскадных схем

является система электропитания электронных АТС (рис. 5.14, а). Опорное напряжение  $U_0$ , полученное от выпрямительных устройств (первичных источников питания), преобразуется в ряд выходных напряжений  $U_{0n}$ , необходимых для работы электронных устройств АТС, с помощью вторичных источников питания (ВИП).

В такой схеме вторичные источники по отношению к первичному являются потребителями электрической энергии. При отсутствии буферной АБ (ее место включения обозначено штриховой линией) потребитель, характеризуемый входным сопротивлением  $R_{вх} = U_0/I_0$ , нагружает первичный источник и таким образом влияет на его динамические свойства [21].

Предположим, первичный источник представляется эквивалентной схемой замещения, показанной на рис. 5.14, б, и характеризуется передаточной функцией вида

$$H(p) = \frac{A_0}{T^2 p^2 + 2\xi Tp + 1},$$

где  $T, \xi$  — постоянная времени и затухания эквивалентной цепи.

Анализ показывает, что в общем случае выражение для коэффициента затухания имеет вид

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{A_0} \left( \frac{R_{в}}{\sqrt{L/C}} + \frac{\sqrt{L/C}}{di_0} \right),$$

где  $R_{в}, L, C$  — параметры эквивалентной схемы замещения источника.

В частном случае линейной нагрузки  $du_0/di_0 = U_0/I_0 = R_{н}$  выражение для  $\xi$  приобретает вид, рассмотренный ранее (см. 5.5.1). Если нагрузка является нелинейной, то  $du_0/di_0 = R_{д} \neq U_0/I_0$ , т. е. характеризует дифференциальное сопротивление нагрузки в окрестности точки с координатами  $U_0, I_0$ .

Для выяснения особенностей  $R_{вх}$  ВИП примем во внимание следующее:

а) с целью снижения потерь мощности в ВИП используются импульсные методы преобразования энергии, при этом КПД ВИП близок к единице;

б) выходное напряжение ВИП стабилизировано, по этой причине выходная мощность каждого ВИП  $P_{0n} = U_{0n}I_{0n} = \text{const}$ ;

в) с учетом малых потерь энергии в ВИП его входная и выходная мощности практически равны, при этом  $P_{вх} = \Sigma P_{0n} = \text{const}$ .

Таким образом, основное свойство ВИП как потребителя электрической энергии является  $P_{вх} = \text{const}$ . На рис. 5.14, в показана ВАХ 2 входной цепи устройства, удовлетворяющего условию  $u_{вх}i_{вх} = \text{const}$ .

Для сравнения на графике приведена характеристика линейного резистора  $I$ . Падающий характер зависимости  $u_{вх} = f(i_{вх})$

ВИП определяет отрицательный знак дифференциального сопротивления

$$R_d = \frac{di_{вх}}{di_{вх}} < 0.$$

С учетом отрицательного знака  $R_d$  выражение коэффициента затухания цепи с нелинейной нагрузкой может быть записано в виде

$$\xi_n = \frac{1}{2} \sqrt{A_0} \left( \frac{R_b}{\sqrt{L/C}} - \frac{\sqrt{L/C}}{|R_d|} \right). \quad (5.22)$$

Из уравнения (5.22) следует, что при нелинейной нагрузке с отрицательным значением  $R_d$  величина коэффициента затухания уменьшается (т. е. возрастает колебательность системы). При условии  $R_b = L/C |R_d|$  коэффициент затухания обращается в нуль (потери в контуре отсутствуют), а при условии

$$|R_d| < \frac{L}{CR_b} \quad (5.23)$$

коэффициент затухания становится отрицательным, что физически означает превращение системы питания в автогенератор с нарастающими колебаниями.

Для доказательства возможности образования автогенераторного режима рассмотрим корни характеристического полинома передаточной функции  $H(p)$ :

$$T^2 p^2 + 2\xi_n T p + 1 = 0,$$

в которой  $\xi$  определяется уравнением (5.22) и выполняется условие (5.23), т. е.  $\xi_n < 0$ :

$$\lambda_{1,2} = \frac{\xi_n}{T} \pm \sqrt{\xi_n^2 - 1} = \alpha \pm j\beta,$$

где

$$\alpha = \xi_n/T > 0; \quad \beta = \frac{1}{T} \sqrt{1 - \xi_n^2}.$$

Как известно [17, 20], комплексно-сопряженные корни характеризуют колебательный процесс, а положительность вещественной части ( $\alpha > 0$ ) определяет нарастание колебаний во времени.

В реальных системах размах колебаний напряжения (или тока) ограничивается на уровне, при котором рабочая точка выходит за пределы участка нелинейности ВАХ нагрузки. На рис. 5.14, в граница участка определена значением  $U_{0 \min}$ , ниже которого вторичные источники перестают работать в режиме стабилизации. На рис. 5.15 показаны диаграммы напряжения  $u_{вх}$  и тока  $i_{вх}$  в режиме автогенерации. Координаты с номерами 0—6 показывают область перемещения рабочей точки на кривой ВАХ нагрузки за один цикл установившихся колебаний. Заштрихован

ные участки подчеркивают образование пульсаций напряжения питания и тока нагрузки. Так как образование автоколебаний нарушает работу системы, необходимы специальные меры их предупреждения:

А. Включение между первичным и вторичными источниками аккумуляторной батареи.

Б. Подбор параметров фильтра с целью снижения волнового сопротивления цепи до уровня  $\rho = \sqrt{L/C} < \frac{R_b}{|R_d|}$ , при котором затухание цепи остается положительным.

В. Включение балластных нагрузок (параллельно входу ВИП), изменяющих вид ВАХ  $u_{bx} = f(i_{bx})$  и уменьшающих модуль дифференциального сопротивления.

Г. Коррекцию АЧХ первичного источника с целью увеличения его внутреннего сопротивления переменным составляющим тока. Некоторые вопросы, посвященные этой проблеме, освещены в [8, 21].

## ГЛАВА 6. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

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; изменения потребляемой нагрузкой мощности; колебания частоты тока сети; изменения температуры окружающей среды и др. Изменение питающих напряжений возникает из-за неустойчивости напряжения питающей сети. Большая часть потребителей питается от промышленной сети переменного тока, имеющей частоту 50 Гц. Колебания напряжения такой сети могут достигать  $-15 \dots +10\%$  от номинального значения. При питании устройств от маломощных энергетических сетей или от автономных источников колебания напряжения могут достигать  $-20 \dots +15\%$ , а иногда и более.

Изменение мощности, потребляемой аппаратурой, вызывает изменение тока потребителя. Изменение тока приводит к изменению падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника и сопротивлении соединительных проводов. Чем больше внутреннее сопротивление источника и сопротивление соединительных проводов, тем большими будут изменения напряжения при изменении тока нагрузки.

Другими дестабилизирующими факторами, влияющими на выходные параметры, являются изменения частоты тока питающей сети, температуры окружающей среды, уровня ионизирующих излучений, давления и др.

Назначением стабилизаторов является обеспечение выходных параметров (напряжения или тока) при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

## 6.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СТАБИЛИЗАТОРОВ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Стабилизаторы подразделяются в зависимости от рода напряжения (тока) на стабилизаторы переменного напряжения (тока) и стабилизаторы постоянного напряжения (тока). Кроме того, стабилизаторы подразделяются на параметрические и компенсационные.

В качестве параметрических стабилизаторов используются нелинейные элементы (НЭ). Стабилизация напряжения (тока) в таких стабилизаторах осуществляется за счет нелинейности ВАХ НЭ. На рис. 6.1 изображены ВАХ НЭ, используемых для стабилизации напряжения и тока.

Вольт-амперную характеристику рис. 6.1, а имеют такие НЭ, как стабилитроны, катушки индуктивности с насыщенным ферромагнитным сердечником и др. Эти НЭ применяются для стабилизации напряжения. Элементы, имеющие характеристику, изображенную на рис. 6.1, б, используются в параметрических стабилизаторах тока. К таким элементам относятся биполярные и полевые транзисторы, термосопротивления.

Компенсационные стабилизаторы напряжения или тока представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной ОС (рис. 6.2). Эффект стабилизации в данных устройствах достигается за счет изменения параметров управляемого прибора, называемого регулирующим элементом (РЭ), при воздействии на него сигнала ОС ( $U_{ос}$ ). В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал ОС является функцией выходного напряжения, а в стабилизаторах тока — функцией выходного тока.

Приведем основные параметры стабилизаторов постоянного напряжения и тока, характеризующие качество стабилизатора.

А. Стабилизаторы напряжения:

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению, равный отношению относительных приращений напряжений на входе и выходе стабилизатора:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

где  $\Delta U_{вх}$ ,  $\Delta U_{вых}$  — соответственно приращения входного и выходного напряжений стабилизатора при неизменном токе нагрузки;  $U_{вх}$ ,  $U_{вых}$  — номинальные значения входного и выходного напряжений стабилизатора.

В некоторых случаях качество стабилизации напряжения оценивается по статической ошибке  $\delta$ , которая представляет собой от-



ношение приращения выходного напряжения к его номинальному значению. Статическая ошибка, так же как и коэффициент стабилизации, определяется при неизменном токе нагрузки стабилизатора ( $I_n = \text{const}$ ):

$$\delta = \Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых.}}$$

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора  $r_i$ , равное отношению приращения выходного напряжения  $\Delta U_{\text{вых}}$  к приращению тока нагрузки  $\Delta I_n$ , при неизменном входном напряжении  $U_{\text{вх}} = \text{const}$ :

$$r_i = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_n.$$

Вместо величины  $r_i$  может быть задана статическая ошибка стабилизатора по нагрузке  $\delta_i$  при  $U_{\text{вх}} = \text{const}$  и изменяющемся токе нагрузки, т. е.

$$\delta_i = \Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых.}}$$

Зная внутреннее сопротивление стабилизатора, можно определить изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки. В стабилизаторах напряжения внутреннее сопротивление может достигать тысячных долей ома.

3. Коэффициент сглаживания пульсаций

$$K_{\sim} = \frac{U_{\text{вх}\sim}}{U_{\text{вых}\sim}} \cdot \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}},$$

где  $U_{\text{вх}\sim}$ ,  $U_{\text{вых}\sim}$  — соответственно амплитуды пульсации входного и выходного напряжений стабилизатора.

4. Температурный коэффициент стабилизатора, равный отношению приращения выходного напряжения  $\Delta U_{\text{вых}}$  к приращению температуры окружающей среды  $\Delta t_{\text{окр}}$  при неизменном входном напряжении и токе нагрузки ( $U_{\text{вх}} = \text{const}$ ,  $I_n = \text{const}$ ):

$$\gamma = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta t_{\text{окр}};$$

Б. Стабилизаторы тока:

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению

$$K_i = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta I_n} \cdot \frac{I_n}{U_{\text{вх}}},$$

где  $I_n$ ,  $\Delta I_n$  — соответственно ток и приращение тока в нагрузке.

Коэффициент  $K_i$  определяется при постоянном сопротивлении нагрузки ( $R_n = \text{const}$ ).

2. Коэффициент стабилизации при изменении сопротивления нагрузки

$$K_{R_n} = \frac{\Delta R_n}{R_n} \cdot \frac{I_n}{\Delta I_n} \approx \frac{r_i}{R_n},$$

где  $R_n$ ,  $\Delta R_n$  — соответственно сопротивление нагрузки и приращение сопротивления нагрузки стабилизатора при постоянном входном напряжении;  $r_i$  — внутреннее сопротивление стабилизатора.

Коэффициент  $KR_n$  определяется при постоянном входном напряжении ( $U_{вх} = \text{const}$ ).

3. Коэффициент пульсации по току

$$k_i = I_{n\sim} / I_n,$$

где  $I_{n\sim}$  — амплитуда переменной составляющей тока в нагрузке.

4. Температурный коэффициент стабилизатора

$$\gamma_i = \Delta I_n / \Delta t_{\text{окр.}}$$

Помимо параметров, характеризующих качество стабилизации, стабилизаторы постоянного напряжения (тока) оцениваются по энергетическим показателям, основным из которых является коэффициент полезного действия.

Стабилизаторы переменного напряжения (тока) характеризуются дополнительными параметрами: стабильностью выходного напряжения (тока) в зависимости от частоты питающего напряжения, коэффициентом мощности, искажением формы кривой выходного напряжения. Существенными параметрами стабилизаторов также являются их масса, габариты, срок службы и т. д.

## 6.2. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Для стабилизации напряжения постоянного тока используются НЭ, падение напряжения на которых мало зависит от тока, протекающего через них. В качестве таких НЭ чаще всего применяются кремниевые стабилитроны и стабисторы.

*Кремниевые стабилитроны* — это плоскостные диоды, изготовленные по особой технологии. В отличие от обычных диодов кремниевые стабилитроны работают на обратной ветви ВАХ в области электрического пробоя, где незначительное увеличение напряжения вызывает существенное увеличение тока через стабилитрон. Однако электрический пробой  $p$ - $n$  перехода не приведет к повреждению стабилитрона, если ток не превышает предельно допустимого значения. Стабилитроны изготавливаются методом сплавления алюминия в пластину кремния.

*Стабистор* отличается от стабилитрона тем, что он работает на прямой ветви ВАХ и поэтому включается в цепь стабилизации в прямом направлении. Конструктивно стабистор представляет собой алюминиевый диск, на одну из плоскостей которого нанесен слой сплава олова с висмутом и кадмием. Селеновые стабисторы применяются для стабилизации напряжения менее 3 В. Помимо селеновых стабисторов промышленность выпускает стабисторы на основе кремния. На рис. 6.3, а, б представлены ВАХ кремниевого стабилитрона и стабистора. Участок 1—2 характеристик является рабочим.

Кремниевые стабилитроны и стабисторы характеризуются следующими параметрами:

напряжением стабилизации  $U_{ст}$  — значением напряжения на стабилитроне в интервале рабочего участка при заданном токе стабилизации;

минимальным допустимым током стабилизации  $I_{ст\ min}$ , который характеризует начало рабочего участка;

максимально допустимым током стабилизации  $I_{ст\ max}$  — максимальным значением тока, при котором обеспечивается заданная надежность, а мощность, рассеиваемая на стабилитроне, не превышает максимально допустимого значения;

дифференциальным сопротивлением  $r_{ст}$ , определяемым как отношение приращения напряжения стабилизации к приращению тока через стабилитрон;

температурным коэффициентом напряжения стабилизации  $\alpha_{ст}$ , определяемым отношением относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры. Температурный коэффициент стабилизации выражается в  $\%/^{\circ}\text{C}$ ;

максимально допустимой рассеиваемой мощностью стабилитрона  $P_{max}$ , т. е. максимальной постоянной или средней мощностью, рассеиваемой на стабилитроне, при которой температура  $p-n$  перехода не превышает предельно допустимого значения;

допустимым разбросом напряжения стабилизации от номинального значения  $\Delta U_{ст}$ , т. е. максимально допустимым отклонением напряжения стабилизации от номинального значения для стабилитронов данного типа.

Наша промышленность выпускает кремниевые стабилитроны малой, средней и большой мощности на напряжение стабилизации от единиц до нескольких сотен вольт. Температурный коэффициент напряжения стабилизации кремниевых стабилитронов составляет от  $-0,06$  до  $+0,12\%/^{\circ}\text{C}$ . Температурный коэффициент стабилизации стабилитронов с напряжением менее  $6\text{ В}$  отрицательный, а у стабилитронов с напряжением стабилизации более  $7\text{ В}$  — положительный.

Нагрузочная способность кремниевых стабилитронов относительно высока. Они могут быть изготовлены на мощности от  $100\text{ мВт}$  до  $50\text{ Вт}$ . Самая точная стабилизация возможна у стабилитронов с напряжением стабилизации между  $6$  и  $7\text{ В}$ , так как они имеют наименьшее дифференциальное сопротивление и наименьший температурный коэффициент стабилизации.

Кроме стабилизаторов напряжения стабилитроны и стабисторы могут применяться для самых различных целей. Так, в измерительной технике стабилитроны применяются для защиты приборов от повышения и понижения напряжения, в усилителях постоянного и переменного тока — для стабилизации режима работы транзисторов, в генераторах прямоугольных импульсов — для формирования и ограничения амплитуды импульсов и т. д. Селеновые стабисторы могут применяться в транзисторных усилительных каскадах для стабилизации напряжения цепей смещения, в стабилизаторах напряжения для температурной компенсации, а также использоваться как маломощные выпрямители.

Для увеличения стабилизируемого напряжения стабилитроны и стабилитроны могут быть включены последовательно. Параллельное включение стабилитронов недопустимо, так как разброс ВАХ, который всегда имеет место, приводит к неравномерному распределению токов, протекающих через них.

На рис. 6.4 приведена однокаскадная схема параметрического стабилизатора на стабилитронах, которые состоят из гасящего резистора  $R_{г1}$ , включенного последовательно с потребителем, и стабилитрона  $VD1$ , включенного параллельно потребителю.

На рис. 6.5 изображены ВАХ стабилитрона (кривая 1) и нагрузки — кривая 2. Так как сопротивление нагрузки и стабилитрон включены параллельно, то для построения суммарной характеристики необходимо осуществить сложение по оси токов характеристик сопротивления  $R_n$  (кривая 2) и стабилитрона  $VD$  (кривая 1). Полученная суммарная кривая 3 представляет собой зависимость  $U_{вых} = f(I_n + I_{ст})$ . Рабочий участок этой кривой получается, как видно из построения, смещением вниз точек характеристики стабилитрона на значение тока нагрузки  $I_n$ . Отложив на оси абсцисс резистора  $R_{г1}$  (прямая 4). Точка пересечения этой характеристики резистора  $R_{г1}$  (прямая 4). Точка пересечения этой характеристики с суммарной характеристикой 3 сопротивления нагрузки и стабилитрона определяет установившийся режим для данной величины входного напряжения. При изменении входного напряжения характеристика 4 сопротивления  $R_{г1}$  перемещается и соответственно перемещается рабочая точка на суммарной характеристике  $U_{вых} = f(I_n + I_{ст})$ .

Как видно из рис. 6.5, при изменении входного напряжения от  $U_{вх min}$  до  $U_{вх max}$  напряжение на нагрузке изменяется от  $U_{вых max}$ , причем изменение выходного напряжения  $\Delta U_{вых}$  значительно меньше изменения напряжения на входе  $\Delta U_{вх}$ .

В пределах рабочего участка характеристика стабилитрона практически линейна (см. рис. 6.3), поэтому аналитическую связь между напряжением и током стабилитрона можно представить в виде следующего выражения:

$$U_{ст} = U_{ст0} + r_{ст} I_{ст}, \quad (6.1)$$

где  $r_{ст}$  — дифференциальное сопротивление стабилитрона;  $I_{ст}$  — ток через стабилитрон.

Учитывая выражение (6.1), составим эквивалентную схему стабилизатора (рис. 6.6). В данной схеме стабилитрон заменен источником, имеющим внутреннее сопротивление, равное дифференциальному сопротивлению стабилитрона. На основании эквивалентной схемы запишем уравнения для приращений, из которых определим коэффициент стабилизации. Приращение входного напряжения

$$\Delta U_{вх} = (\Delta I_{ст} + \Delta I_n) R_{г1} + \Delta U_{вых}. \quad (6.2)$$

Приращение токов через стабилитрон  $\Delta I_{ст}$  и через сопротивление нагрузки  $\Delta I_n$  определяется из следующих выражений:

$$\Delta I_{ст} = \Delta U_{вых} / r_{ст}; \quad \Delta I_n = \Delta U_{вых} / R_n. \quad (6.3)$$

Из (6.2) и (6.3) получим выражение для коэффициента стабилизации схемы:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} \cdot \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \left( 1 + \frac{R_{\text{г1}}}{R_{\text{н}}} + \frac{R_{\text{г1}}}{r_{\text{ст}}} \right). \quad (6.4)$$

Так как дифференциальное сопротивление стабилитрона мало, то  $1 + R_{\text{г1}}/R_{\text{н}} < R_{\text{г1}}/r_{\text{ст}}$  и выражение (6.4) можно приближенно записать в виде

$$K_{\text{ст}} \approx \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_{\text{г1}}}{r_{\text{ст}}}, \quad (6.5)$$

Из эквивалентной схемы рис. 6.6 определим  $R_{\text{г1}}$  так, чтобы при минимальном входном напряжении стабилизатора ток стабилитрона был равен  $I_{\text{ст1}} > I_{\text{ст1 min}}$ :

$$R_{\text{г1}} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{вых}}}{I_{\text{н}} + I_{\text{ст1}}}; \quad (6.6)$$

$$U_{\text{вх min}} = U_{\text{вх}} (1 - a_{\text{min}}),$$

где  $U_{\text{вх min}}$ ,  $U_{\text{вх}}$  — минимальное и номинальное значения входного напряжения стабилизатора соответственно;  $a_{\text{min}}$  — относительное отклонение входного напряжения в сторону понижения.

Выражение для коэффициента стабилизации (6.5), учитывая (6.6), можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} K_{\text{ст}} &= \frac{U_{\text{вых}} (1 - a_{\text{min}})}{(I_{\text{н}} + I_{\text{ст1}}) r_{\text{ст}}} \left[ 1 - \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} (1 - a_{\text{min}})} \right] = K_{\text{ст max}} = \\ &= \left[ 1 - \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} (1 - a_{\text{min}})} \right], \end{aligned} \quad (6.7)$$

где

$$K_{\text{ст max}} = \frac{U_{\text{вых}} (1 - a_{\text{min}})}{(I_{\text{н}} + I_{\text{ст1}}) r_{\text{ст}}} \quad (6.8)$$

— максимально возможный коэффициент стабилизации однокаскадного параметрического стабилизатора.

Изменение сопротивления нагрузки стабилизатора вызывает изменение тока  $I_{\text{н}}$ . Если принять, что напряжение  $U_{\text{вх}}$  неизменно, то изменение тока нагрузки  $\Delta I_{\text{н}}$  вызывает соответствующее изменение тока через стабилитрон, причем

$$\Delta I_{\text{н}} \approx -\Delta I_{\text{ст}}. \quad (6.9)$$

Изменение тока через стабилитрон вызывает соответствующее изменение выходного напряжения стабилизатора:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta I_{\text{ст}} r_{\text{ст}} = -\Delta I_{\text{н}} r_{\text{ст}}. \quad (6.10)$$

Из (6.9), (6.10) получим выражение для внутреннего сопротивления стабилизатора:

$$r_i = - \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_H} \approx r_{\text{СТ}}. \quad (6.11)$$

Выходное сопротивление стабилизатора в основном определяется дифференциальным сопротивлением стабилитрона и мало зависит от сопротивления гасящего резистора.

Изменение окружающей температуры приводит к изменению выходного напряжения стабилизатора, которое характеризуется температурным коэффициентом стабилизатора  $\gamma$ . В свою очередь, величина  $\gamma$  зависит от температурного коэффициента напряжения стабилизации стабилитрона  $\alpha_{\text{СТ}}$ , применяемого в схеме. Для уменьшения температурного коэффициента  $\gamma$  в некоторых случаях применяют температурную компенсацию, включая последовательно со стабилитроном термозависимые элементы или диоды. Температурный коэффициент этих элементов должен иметь знак, противоположный температурному коэффициенту стабилизации стабилитрона.

На рис. 6.4 в качестве компенсирующего элемента используется обычный диод или стабилитрон, включенный в прямом направлении. Такая температурная компенсация применяется для стабилитронов, имеющих положительный температурный коэффициент. Температурный коэффициент напряжения диода или стабилитрона, включенного в прямом направлении, отрицательный. При изменении окружающей температуры (например, увеличении) напряжение на стабилитроне увеличивается, а на диоде падает, в результате суммарное напряжение изменяется незначительно.

Коэффициент полезного действия схемы рис. 6.4 мал и может быть определен из следующего выражения:

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_H}{U_{\text{ВХ}} (I_H + I_{\text{СТ}})}. \quad (6.12)$$

При необходимости получить большую точность стабилизации применяют многокаскадные схемы параметрических стабилизаторов или схемы, в которых вместо гасящего резистора применяется стабилизатор тока.

На рис. 6.7 представлена схема двухкаскадного параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах. Выходной каскад стабилизатора, состоящий из стабилитрона  $VD1$ , гасящего резистора  $R_{Г1}$  подключен к выходу предварительного каскада стабилизатора, выполненного на стабилитронах  $VD2$   $VD3$  и резисторе  $R_{Г2}$ .

Коэффициент стабилизации такой схемы равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов, т. е.

$$K_{\text{СТ}} = K_{\text{СТ1}} K_{\text{СТ2}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{2,3}} \cdot \frac{R_{Г1}}{r_{\text{СТ1}}} \cdot \frac{U_{2,3}}{U_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{R_{Г2}}{r_{\text{СТ}2,3}} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{R_{Г1} R_{Г2}}{r_{\text{СТ1}} r_{\text{СТ}2,3}}.$$

В этом выражении  $r_{ст1}$  — дифференциальное сопротивление стабилитрона  $VD1$ ;  $r_{ст2,3} = r_{ст2} + r_{ст3}$  — сумма дифференциальных сопротивлений стабилитронов  $VD2$ ,  $VD3$ . Выходное сопротивление схемы рис. 6.7 так же, как и в однокаскадном параметрическом стабилизаторе, равно приближенно дифференциальному сопротивлению стабилитрона  $VD1$ .

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.

Как видно из (6.5), повысить коэффициент стабилизации схемы рис. 6.4 можно за счет увеличения сопротивления гасящего резистора  $R_{г1}$ . Однако это приводит к необходимости повысить входное напряжение  $U_{вх}$ , за счет чего  $K_{ст}$  растет слабо. Вместе с тем рост напряжения  $U_{вх}$  ведет к заметному снижению КПД схемы.

Увеличить сопротивление гасящего резистора, не снижая КПД, можно, включив в схему стабилизатор тока. В качестве стабилизатора тока могут быть использованы нелинейные элементы, имеющие характеристику, изображенную на рис. 6.1, б.

На рис. 6.8 изображена схема однокаскадного параметрического стабилизатора со стабилизатором тока вместо резистора  $R_{г1}$ . Стабилизатор тока состоит из транзистора  $VT1$ , резисторов  $R1$ ,  $R2$  и стабилитрона  $VD1$ . Транзистор и резистор  $R1$  представляют собой эмиттерный повторитель, на вход которого поступает напряжение со стабилитрона  $VD1$ . Напряжение на стабилитроне  $VD1$  изменяется незначительно при изменении входного напряжения. Напряжение на резисторе  $R1$  также изменяется незначительно, так как оно приблизительно равно напряжению на стабилитроне  $VD1$ .

Вследствие постоянства напряжения на резисторе  $R1$  токи эмиттера и коллектора транзистора  $VT1$  почти не изменяются при изменении входного напряжения. Неизменность коллекторного тока транзистора  $VT1$  приводит к тому, что положение рабочей точки на ВАХ стабилитрона не изменяется при изменении входного напряжения от  $U_{вх \min}$  до  $U_{вх \max}$  (рис. 6.8, б).

Как видно из рис. 6.8, б (кривая 2), стабилизатор тока имеет большое дифференциальное сопротивление и его применение эквивалентно включению в цепь резистора  $R_{г1}$  с очень большим сопротивлением. Эквивалентное дифференциальное сопротивление стабилизатора тока

$$R_{г1 \text{ экв}} \approx \frac{h_{21э1} r_{к1} R_2 R_1}{R_2 R_1 + r_{ст} r_{к1} h_{21э1}}, \quad (6.13)$$

где  $h_{21э1}$ ,  $r_{к1}$  — статический коэффициент передачи тока и сопротивление коллектора транзистора  $VT1$  в схеме с общим эмиттером;  $r_{ст1}$  — дифференциальное сопротивление стабилитрона  $VD1$ .

Из выражения (6.13) видно, что величина  $R_{г1 \text{ экв}}$  не может быть больше величины  $h_{21э1} r_{к1}$ , что возможно при дифференци-

альном сопротивлении стабилитрона  $VD1$ , равном нулю, т. е. при идеальной ВАХ стабилитрона. Коэффициент стабилизации такой схемы можно определить из (6.5), заменив в этом выражении  $R_{г1}$  на  $R_{г1 экв}$ . Внутреннее сопротивление схемы рис. 6.8, так же как и для схемы однокаскадного параметрического стабилизатора (см. рис. 6.4), равно дифференциальному сопротивлению стабилитрона  $VD2$ .

В качестве стабилизатора тока можно использовать полевой транзистор. Выходные характеристики полевого транзистора приведены на рис. 6.9. Такие характеристики имеют полевые транзисторы с  $p-n$  переходом. Широкое распространение получила схема (рис. 6.10) параметрического стабилизатора тока на полевом транзисторе, когда затвор и исток закорочены  $U_{зи}=0$  (рис. 6.10).

Коэффициент стабилизации такой схемы определяется выражением (6.5), в котором

$$R_r = r_{си} (1 + R_{см} S_n),$$

где  $S_n = \Delta I_{си} \Delta U_{зи}$  — крутизна входной характеристики полевого транзистора;  $r_{си} = 1/g_{22}$  — выходное сопротивление полевого транзистора в схеме с общим истоком.

Применение стабилизатора тока в однокаскадном параметрическом стабилизаторе не влияет на стабильность по току, не снижает температурный коэффициент стабилизатора, однако позволяет повысить КПД схемы и увеличить коэффициент стабилизации.

Большую точность стабилизации по сравнению со схемами рис. 6.8, 6.10 можно получить при помощи мостовой схемы, изображенной на рис. 6.11. При изменении напряжения на входе на  $\Delta U_{вх}$  потенциал точки  $a$  изменяется на

$$\Delta U_a = \Delta U_{вх} \frac{r_{ст}}{r_{ст} + R_{г1}},$$

а потенциал точки  $b$  на

$$\Delta U_b = \Delta U_{вх} \frac{R_2}{R_2 + R_1}.$$

Тогда результирующее изменение выходного напряжения определится из следующего выражения:

$$\Delta U_{вых} = \Delta U_a - \Delta U_b = \Delta U_{вх} \left( \frac{r_{ст}}{(r_{ст} + R_{г1})} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

Если значения сопротивления резисторов  $R_1, R_2$  выбрать так, чтобы выражение в скобках стало равным нулю, то теоретически коэффициент стабилизации станет равным бесконечности. Соответствующим подбором резисторов  $R_1, R_2$  с необходимым температурным коэффициентом можно одновременно добиться температурной компенсации выходного напряжения.

Недостатком схемы является то, что коэффициент стабилизации зависит от сопротивления нагрузки, внутреннее сопротивление



больше, чем в однокаскадном стабилизаторе, и, кроме того, вход и выход стабилизатора не могут иметь общего зажима.

Схемы параметрических стабилизаторов постоянного напряжения с использованием стабилитронов применяются для стабилизации напряжения при мощности потребителей до нескольких ватт. Они находят также широкое применение как эталонные источники питания в электронных стабилизаторах напряжения. Достоинство таких схем — простота исполнения и малое количество элементов, недостаток — невозможность плавной регулировки и точной установки номинального значения выходного напряжения, а также низкий КПД.

### 6.3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В качестве параметрического стабилизатора переменных напряжений может быть использован нелинейный элемент, обладающий малым динамическим сопротивлением. Таким элементом является дроссель с насыщающимся сердечником, ВАХ которого изображена на рис. 6.12. В ином масштабе характеристика является магнитной характеристикой материала сердечника  $B=f(H)$ . В области насыщения (на пологом участке кривой) относительно большим приращениям тока в дросселе  $\Delta I$  соответствуют незначительные изменения напряжения  $\Delta U$ .

Простейший параметрический стабилизатор (рис. 6.13, а) состоит из дросселя с ненасыщенным сердечником  $L_d$  и дросселя с насыщенным сердечником  $L_n$ . Параллельно насыщенному дросселю включается сопротивление нагрузки.

Рассмотрим принцип действия стабилизатора при  $Z_n = \infty$ , воспользовавшись характеристиками насыщенного и ненасыщенного дросселей (рис. 6.13, б). Если пренебречь потерями в стали и меди насыщенного и ненасыщенного дросселей, то можно считать, что напряжения на них совпадают по фазе, а сумма этих напряжений равна напряжению сети. Суммируя характеристики дросселей, получаем суммарную характеристику  $U_{\text{сум}} = U_{L_d} + U_{L_n} = f(I)$ .

Отложив по оси ординат максимальное  $U_{\text{с max}}$  и минимальное  $U_{\text{с min}}$  значения напряжения сети, из характеристик определим соответствующие значения напряжений на насыщенном дросселе:  $U_{\text{вых max}}$ ,  $U_{\text{вых min}}$ . Как видно из рис. 6.13, б, изменение напряжений  $\Delta U_{\text{вых}}$  значительно меньше изменения напряжения сети  $\Delta U_{\text{с}}$ .

Изменение напряжения  $\Delta U_{\text{вых}}$  зависит от степени насыщения стали и от магнитных свойств сердечника. Недостатками рассмотренной схемы являются: низкий  $\cos \varphi = 0,2 \dots 0,3$ , большие габаритные размеры дросселей, низкий коэффициент стабилизации. В связи с этими недостатками данная схема применяется редко. Для устранения указанных недостатков в стабилизаторе параллельно насыщенному дросселю включается емкость. Такой стабилизатор называется феррорезонансным (рис. 6.14, а).

Включение емкости параллельно насыщенному дросселю позволяет сместить рабочий участок НЭ в область малых токов. На рис. 6.14, б представлены ВАХ насыщенного дросселя  $U_{L_n} = f(I)$ , конденсатора  $U_C = f(I)$  и характеристика параллельного контура, полученная сложением двух предыдущих характеристик.

Результирующий ток  $I_p$  резонансного контура равен геометрической сумме токов индуктивности и емкости, т. е.  $I_p = I_L + I_C$ . Если потерь в дросселе и конденсаторе нет, то токи  $I_L$  и  $I_C$  находятся в противофазе и результирующий ток равен арифметической разности этих токов, т. е.  $I_p = I_L - I_C$ . Поэтому на рис. 6.14, б ток  $I_L$  отложен вправо (положительный), а ток  $I_C$  — влево (отрицательный). При малых напряжениях индуктивность дросселя велика, ток в дросселе мал и результирующий ток имеет емкостный характер. В точке А, соответствующей резонансу токов, результирующий ток равен нулю и при дальнейшем повышении напряжения имеет индуктивный характер. При этом он резко увеличивается с повышением напряжения, что соответствует резкому уменьшению эквивалентной индуктивности контура  $L_{нс}$ . Сравнение рабочих (пологих) участков кривых  $U_{L_n}$  и  $U_{LC}$  показывает, что при одинаковых изменениях тока напряжение на резонансном контуре (кривая  $U_{LC}$ ) меняется меньше, чем в схеме с одним дросселем (кривая  $U_{L_n}$ ) резонансный контур улучшает стабилизирующую способность устройства.

Устойчивая работа стабилизатора возможна лишь за точкой резонанса (от точки А вправо), так как на этом участке повышение напряжения вызывает увеличение тока как в резонансном контуре, так и в гасящей индуктивности, падение напряжения на которой компенсирует приращение напряжения на входе. Слева от точки А (участок А—В) устойчивая работа стабилизатора невозможна (срыв стабилизации), так как положительным приращениям напряжения соответствуют отрицательные приращения тока резонансного контура и в гасящей индуктивности, вследствие чего падение напряжения на дросселе  $L_d$  уменьшается, повышая выходное напряжение в большой степени.

Феррорезонансный стабилизатор очень чувствителен к изменению частоты тока питающей сети. Изменение частоты на 1—2% вызывает изменение выходного напряжения на 2—3,5%. При увеличении частоты тока (см. рис. 6.14, штриховые линии) индуктивное сопротивление увеличивается, а емкостное — уменьшается. Поэтому кривая  $U_{L_n}$  пройдет выше, а  $U_C$  — ниже и кривая выходного напряжения  $U_{LC}$  сместится вверх, т. е. напряжение на выходе стабилизатора повысится. Уменьшение частоты тока вызывает понижение напряжения на выходе.

Практическая схема феррорезонансного стабилизатора изображена на рис. 6.15. Дроссель с насыщающимся сердечником  $L_n$  представляет собой повышающий автотрансформатор, первичное напряжение  $U_1$  которого подается от сети через дроссель  $L_d$ . Снимаемое с обмотки 0—2 напряжение  $U_2 > U_1$ , поэтому  $U_{вых}$  стаби-

лизированное равно  $U_{\text{вх}}$ . Резонансная обмотка 0—3 имеет еще большее число витков для увеличения индуктивности, что дает возможность уменьшить емкость конденсатора, так как необходимая резонансная частота обеспечивается определенной величиной  $L_{\text{нс}}$ . Однако напряжение на резонансной обмотке  $U_c$  должно быть меньше максимального допустимого значения для конденсатора, используемого в схеме.

На рис. 6.16 изображены зависимости между напряжениями и токами для всех обмоток автотрансформатора, пересчитанных ко вторичной цепи. Так как напряжение, снимаемое с автотрансформатора, не остается строго постоянным, то для повышения стабильности на дроссель  $L_{\text{л}}$  наносится дополнительная компенсационная обмотка, включаемая так, чтобы ее ЭДС  $U_k$  была направлена встречно напряжению  $U_2$  и выходное напряжение получалось равным геометрической разности  $U_2$  и  $U_k$ , т. е.  $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_2 - \dot{U}_k$ . ЭДС компенсационной обмотки, так же как и напряжение на индуктивности  $L_{\text{л}}$ , пропорциональна току ( $U_k \sim U_{\text{л}} \sim I$ ).

Достоинством феррорезонансных стабилизаторов напряжения являются простота устройства, высокая надежность, относительно высокий КПД (до 0,85), стойкость к перегрузкам и механическим воздействиям и относительно низкая стоимость.

К наиболее существенным недостаткам феррорезонансных стабилизаторов напряжения стоит отнести зависимость выходного напряжения от частоты источника питания, несинусоидальность формы кривой выходного напряжения, чувствительность к виду нагрузки и относительно большая масса.

#### 6.4. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ С НЕПРЕРЫВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения представляют собой систему автоматического регулирования, которая обеспечивает постоянство выходного напряжения с высокой степенью точности при изменениях напряжения сети, тока нагрузки, а также при иных внешних возмущениях (частота тока питающей среды, влажность и т. д.). Компенсационные стабилизаторы с непрерывным регулированием могут быть выполнены на транзисторах и в интегральном исполнении.

В зависимости от способа выполнения регулирующего элемента стабилизаторы подразделяются на последовательные и параллельные. В стабилизаторах первого типа регулирующий элемент включен последовательно с нагрузкой, в стабилизаторах второго типа — параллельно.

На рис. 6.17 изображены структурные схемы стабилизаторов постоянного напряжения компенсационного типа. Стабилизатор последовательного типа (рис. 6.17, а) состоит из регулирующего элемента РЭ, включенного последовательно с нагрузкой, схемы

сравнения СС и усилителя постоянного тока У. Схема сравнения стабилизатора включает в себя источник опорного напряжения и сравнивающий делитель. В схеме сравнения сравниваются выходное и опорное напряжения. Сигнал разности этих двух напряжений подается на вход У. При изменении выходного напряжения на выходе СС появляется сигнал разности, который усиливается У и поступает на вход РЭ. Изменение сигнала на входе РЭ приводит к изменению на нем падения напряжения, в результате чего напряжение на выходе возвращается к своему первоначальному значению с определенной степенью точности.

Параллельная схема стабилизатора (рис. 6.17, б) состоит из тех же элементов, что и последовательная. Отличие заключается в том, что РЭ включен параллельно нагрузке, а последовательно с ней включено балластное сопротивление. При изменении выходного напряжения появляется сигнал на выходе схемы сравнения, который усиливается У и воздействует на РЭ таким образом, что ток последнего изменяется. Изменение тока РЭ вызывает изменение тока через балластное сопротивление  $R_6$ , что приводит к изменению падения напряжения на нем, в результате чего компенсируются изменения выходного напряжения с определенной степенью точности.

Качественные параметры рассмотренных схем примерно одинаковы. Схема с последовательным включением РЭ имеет более высокий КПД.

Достоинство параллельной схемы заключается в том, что при постоянном входном напряжении ток, потребляемый стабилизатором от выпрямителя, не зависит от тока нагрузки. Это свойство параллельного стабилизатора особенно ценно в том случае, если ток нагрузки имеет импульсный характер. Стабилизаторам с непрерывным регулированием присущи следующие основные свойства, определяющие их широкое использование:

1. Высокая точность стабилизации выходного напряжения, при этом стабилизатор одинаково хорошо ослабляет как медленные изменения входного напряжения, так и переменную составляющую (пульсацию).

2. Малое динамическое внутреннее сопротивление.

Недостатком стабилизаторов является сравнительно низкий КПД (0,5 ... 0,7), обусловленный потерей мощности на РЭ и в балластном сопротивлении (см. рис. 6.17, б), а также невысокие массогабаритные показатели. Несмотря на указанные недостатки, в настоящее время стабилизаторы такого типа широко применяются для питания радиоэлектронной аппаратуры.

Рассмотрим последовательную схему транзисторного стабилизатора (рис. 6.18). Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора  $VT_1$ , усилителя постоянного тока  $R_y$ ,  $VT_y$ , источника опорного напряжения  $R_{г1}$ ,  $VD_1$  и делителя напряжения  $R_1$ ,  $R_n$ ,  $R_2$ .

Принцип действия схемы заключается в следующем. При изменении входного напряжения  $U_{вх}$ , например увеличении, в пер-

вый момент увеличивается выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ , что приводит к увеличению напряжения  $U_{R_{II}}$  на нижнем плече делителя.

Увеличение напряжения  $U_{R_{II}}$  приводит к увеличению отрицательного потенциала на базе транзистора  $VT_y$  по отношению к потенциалу его эмиттера, который определяется опорным напряжением стабилитрона  $VDI - U_{\text{оп}}$ . Увеличиваются токи базы и коллектора транзистора  $VT_y$  и уменьшается отрицательный потенциал на базе регулирующего транзистора  $VTI$  относительно его эмиттера. Ток базы транзистора  $VTI$  уменьшается, что приводит к увеличению его напряжения коллектор — эмиттер. Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до первоначального значения с определенной степенью точности.

При изменении тока нагрузки, например увеличении, выходное напряжение в первый момент уменьшается за счет увеличения падения напряжения коллектор — эмиттер транзистора  $VTI$ . Это вызывает уменьшение напряжения  $U_{R_{II}}$  на нижнем плече делителя. Уменьшается отрицательный потенциал базы транзистора  $VT_y$ , уменьшаются его базовый и коллекторный токи. Ток базы транзистора  $VTI$  увеличивается и уменьшается напряжение коллектор — эмиттер регулирующего транзистора  $U_{KЭ}$ . Выходное напряжение увеличивается практически до первоначального значения.

Регулировка выходного напряжения в схеме осуществляется потенциометром  $R_n$ . При перемещении движка потенциометра в направлении минусовой шины стабилизатора увеличивается напряжение  $U_{R_{II}}$ , что приводит к увеличению токов базы и коллектора транзистора  $VT_y$ . Ток базы транзистора  $VTI$  уменьшается, увеличивается напряжение  $U_{KЭ}$  и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается. При перемещении движка потенциометра в сторону плюсовой шины напряжение на выходе стабилизатора увеличивается.

Для определения основных параметров схемы найдем приращение (ошибку) выходного напряжения стабилизатора.

Из схемы рис. 6.18

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_{K1} r_{K1} + K_1 \Delta U_{BЭ1}.$$

Считая, что  $\Delta I_{K1} \approx \Delta I_n$ , получаем:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_n r_{K1} + K_1 \Delta U_{BЭ1}, \quad (6.14)$$

где  $r_{K1}$  — сопротивление коллектора транзистора  $VTI$  в схеме с общим эмиттером;  $K_1$  — коэффициент усиления транзистора  $VTI$  по напряжению;  $\Delta U_{BЭ1}$  — приращение напряжения база — эмиттер транзистора  $VTI$ .

Приращение напряжения  $\Delta U_{BЭ1}$  равно разности приращений напряжений на коллекторе транзистора  $VT_y$  и на выходе стабилизатора, т. е.

$$\Delta U_{BЭ1} = \Delta U_{KЭy} - \Delta U_{\text{вых}}. \quad (6.15)$$

Так как усилитель постоянного тока питается от изменяющегося напряжения, равного входному ( $U_{\text{пу}} = U_{\text{вх}}$ ), то напряжения на коллекторе транзистора  $VT_y$  будет изменяться как за счет изменения напряжения питания, так и за счет приращения напряжения на его базе:

$$\Delta U_{\text{кэу}} = \frac{\Delta U_{\text{пу}} r_{\text{кy}}}{R_y + r_{\text{кy}}} - K_y \Delta U_{\text{вх у}}, \quad (6.16)$$

где  $r_{\text{кy}}$ ,  $K_y$  — сопротивление коллектора и коэффициент усиления по напряжению транзистора  $VT_y$  в схеме с общим эмиттером;  $\Delta U_{\text{вх у}}$  — приращение напряжения на входе усилителя постоянного тока;  $\Delta U_{\text{пу}}$  — приращение напряжения питания усилителя постоянного тока ( $\Delta U_{\text{пу}} = \Delta U_{\text{вх}}$ ).

Приращение напряжения на входе усилителя  $\Delta U_{\text{вх у}}$  можно определить из схемы рис. 6.19, на котором приведена схема сравнения и усилитель постоянного тока стабилизатора. Стабилитрон  $VDI$  в схеме заменен эквивалентным источником с напряжением  $U_{\text{оп}}$  и внутренним сопротивлением, равным динамическому сопротивлению стабилитрона.

Так как

$$U_{\text{вх у}} = U_{R_{II}} - U_{\text{оп}} = U_{\text{вых}} \frac{R_{II} R_{\text{вх у}}}{(R_I + R_{II}) \left( R_{\text{вх у}} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}} \right)} - U_{\text{оп}} \frac{R_{\text{вх у}}}{R_{\text{вх у}} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}}}, \quad (6.17)$$

то  $\Delta U_{\text{вх у}} = \Delta U_{\text{вых}} \alpha \alpha' - U_{\text{оп}} \alpha'$ , где  $R_{\text{вх у}}$  — входное сопротивление усилителя постоянного тока;  $\alpha = R_{II} / (R_I + R_{II})$  — коэффициент передачи делителя;  $\alpha' = R_{\text{вх у}} \left( R_{\text{вх у}} + \frac{R_I R_{II}}{R_I + R_{II}} \right)$  — коэффициент, учитывающий влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя.

Из (6.14) — (6.17) найдем приращение выходного напряжения в окончательном виде:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{U_{01}}{(1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1)} + \frac{\Delta U_{\text{пу}} r_{\text{кy}} K_1}{(r_{\text{кy}} + R_y) (1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1)} + \frac{\Delta U_{\text{оп}} \alpha K_1 K_y}{(1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1)} + \frac{\Delta I_{\text{н}} r_{\text{к1}}}{(1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1)},$$

так как  $K_1 K_y \alpha \alpha' \gg (1 + K_1)$ , то

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{01}}{K_1 K_y \alpha \alpha'} + \frac{r_{\text{кy}} \Delta U_{\text{пу}}}{(r_{\text{кy}} + R_y) K_y \alpha \alpha'} + \frac{\Delta U_{\text{оп}}}{\alpha'} - \frac{\Delta I_{\text{н}} r_{\text{к1}}}{K_1 K_y \alpha \alpha'}. \quad (6.18)$$

Из выражения (6.18) видно, что ошибка выходного напряжения зависит от приращений входного напряжения, напряжения питания усилителя, опорного напряжения и тока нагрузки. На

ошибке стабилизатора  $\Delta U_{\text{вых}}$  наиболее сказываются изменения опорного напряжения и напряжения питания усилителя постоянного тока. Из (6.18) можно определить качественные показатели схемы.

Считая  $\Delta I_{\text{н}}=0$ ,  $\Delta U_{\text{оп}}=0$ ,  $\Delta U_{\text{пу}}=U_{\text{вх}}$ , из 6.18 найдем выражение для коэффициента стабилизации схемы:

$$K_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{вх}} U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вых}} U_{\text{вх}} = K_1 K_y \alpha \alpha' (r_{\text{Ку}} + R_y) U_{\text{вых}} / (r_{\text{Ку1}} + R_y + r_{\text{Ку}} K_1) U_{\text{вх}} \approx \\ \approx K_y \alpha \alpha' (r_{\text{Ку}} + R_y) U_{\text{вых}} / r_{\text{Ку}} U_{01}. \quad (6.19)$$

Коэффициент усиления по напряжению регулирующего транзистора

$$K_1 = \Delta U_{\text{КЭ1}} / \Delta U_{\text{БЭ1}} = \Delta U_{01} / \Delta U_{\text{БЭ1}} = h_{21Э1} r_{\text{К1}} / R_{\text{вх1}}, \quad (6.20)$$

где  $h_{21Э1}$  — статистический коэффициент передачи тока транзистора  $VT1$ ;  $r_{\text{Ку}}$ ,  $r_{\text{К1}}$  — сопротивления коллекторов  $VT_y$ ,  $VT1$  в схеме с общим эмиттером;  $R_{\text{вх1}}$  — входное сопротивление регулирующего транзистора.

Приравнивая в выражении (6.18)  $\Delta U_{\text{вх}}$ ;  $\Delta U_{\text{пу}}$ ,  $\Delta U_{\text{оп}}$  нулю, найдем внутреннее сопротивление стабилизатора:

$$r_i = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{н}} = -r_{\text{К1}} / K_1 K_y \alpha \alpha' = -R_{\text{вх1}} / h_{21Э1} K_y \alpha \alpha' = -1 / S_1 K_y \alpha \alpha', \quad (6.21)$$

где  $S_1$  — крутизна транзистора  $VT1$ .

Помимо уменьшения конечных приращений входного напряжения схема транзисторного стабилизатора рис. 6.18 обладает свойствами фильтра, т. е. уменьшает переменную составляющую входного напряжения.

Коэффициент сглаживания стабилизатора примерно равен коэффициенту стабилизации ( $K_{\text{ст}} \approx K_{\sim}$ ). Для увеличения коэффициента сглаживания стабилизатора параллельно верхнему плечу делителя включается конденсатор. 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. Приравнивая  $\alpha=1$  в выражении (6.19), можно найти коэффициент сглаживания  $K_{\sim}$  в случае, если верхнее плечо делителя зашунтировано емкостью  $C1$ .

Величина емкости  $C_{\text{н}}$  мало влияет на пульсацию выходного напряжения, так как внутреннее сопротивление стабилизатора значительно меньше сопротивления емкости для переменной составляющей. Емкость  $C_{\text{н}}$  ослабляет выбросы выходного напряжения стабилизатора при импульсном изменении тока нагрузки.

Стабильность опорного напряжения в значительной мере сказывается на постоянстве выходного напряжения. Как видно из (6.18), при  $\Delta U_{\text{вых}}=0$ ,  $\Delta U_{\text{пу}}=0$  и  $\Delta I_{\text{н}}=0$ ,  $\Delta U_{\text{вых}}=\Delta U_{\text{оп}}$ . Так как коэффициент передачи делителя всегда меньше единицы, то изме-

нение выходного напряжения больше изменения напряжения опорного. В связи с этим параметрический стабилизатор ( $VD1$ ,  $R_{г1}$ ), являющийся источником опорного напряжения, питается от выходного стабилизированного напряжения.

Изменение окружающей температуры приводит к изменению опорного напряжения, зависящего от температурного коэффициента стабилитрона: если коэффициент положительный, то при увеличении окружающей температуры опорное напряжение возрастает, что вызывает 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 рис. 6.18 термокомпенсирующим элементом является диод или стабилитрон  $VD_k$ , включенный в прямом направлении в верхнее плечо делителя. Диоды и стабилитроны, включенные в прямом направлении, имеют отрицательный температурный коэффициент. Увеличение окружающей температуры приводит к уменьшению напряжения на диоде  $VD_k$ , а напряжение  $U_{R_{г1}}$  увеличивается, что в результате приводит к снижению выходного напряжения, т. е. изменения выходного напряжения, связанные с изменением напряжения стабилитрона  $VD1$ , противоположны по знаку изменениям выходного напряжения, связанным с изменением напряжения на компенсирующем диоде  $VD_k$ . Такая температурная компенсация возможна, если температурный коэффициент стабилитрона  $VD1$  положительный, в случае, если он отрицательный, то в одно из плеч делителя включается термозависимое сопротивление.

Изменение напряжения питания усилителя также в значительной степени сказывается на стабильности выходного напряжения. Поэтому рассмотренная схема стабилизатора имеет относительно низкий коэффициент стабилизации, так как усилитель питается от нестабилизированного входного напряжения.

Из выражения (6.18) видно, что ошибку стабилизатора можно уменьшить, увеличивая сопротивление коллекторной нагрузки усилителя постоянного тока или улучшая стабильность его напряжения питания ( $\Delta U_{пy} = 0$ ).

С целью уменьшения ошибки в схеме рис. 6.20, а вместо резистора  $R_y$  в коллекторную цепь транзистора  $VT_y$  включен стабилизатор тока, состоящий из транзистора  $VT2$ , резисторов  $R_э$ ,  $R_{г2}$  и стабилитрона  $VD2$ . Напряжение на стабилитроне  $VD2$  изменяется незначительно при изменении входного напряжения. Напряжение на сопротивлении  $R_э$  также изменяется незначительно, так как оно приблизительно равно напряжению на стабилитроне  $VD2$ . Вследствие постоянства напряжения на сопротивлении  $R_э$  токи эмиттера и коллектора транзистора  $VT2$  почти не изменяются при изменении входного напряжения.



Стабилизатор тока имеет большое внутреннее сопротивление, и его применение эквивалентно включению в коллекторную цепь транзистора  $VT_y$  и резистора  $R_{yc}$  с очень большим сопротивлением.

Эквивалентное сопротивление в этом случае

$$R_{y \text{ экв}} = \frac{h_{21э2} r_{K2} R_{r2} R_{\Sigma}}{R_{r2} R_{\Sigma} + r_{ct2} r_{K2} h_{21э2}}, \quad (6.22)$$

где  $h_{21э2}$ ,  $r_{K2}$  — статический коэффициент передачи тока и сопротивление коллектора транзистора  $VT_2$ ;  $r_{ct2}$  — дифференциальное сопротивление  $VD_2$ .

Из выражения (6.22) видно, что значение  $R_{y \text{ экв}}$  не может быть больше  $h_{21э2} r_{K2}$ . Заменяв в выражениях (6.18), (6.19)  $R_y$  на  $R_{y \text{ экв}}$ , можно определить ошибку стабилизатора  $\Delta U_{вых}$  и коэффициент стабилизации для этой схемы.

Принцип действия схемы рис. 6.20, а аналогичен принципу действия схемы рис. 6.18. В качестве стабилизатора тока в коллекторной цепи транзистора  $VT_y$  можно использовать полевой транзистор (см. рис. 6.20, б). В схеме рис. 6.21 усилитель постоянного тока питается от дополнительного источника. В качестве дополнительного источника используется параметрический стабилизатор на кремниевом стабилитроне и полевом транзисторе. Напряжение дополнительного источника суммируется с выходным напряжением стабилизатора.

При изменении выходного напряжения стабилизатора, например увеличении, увеличивается напряжение на нижнем плече делителя  $U_{R_{II}}$ . Потенциал базы транзистора  $VT_y$  по отношению к эмиттеру станет более положительным, и его базовый  $I_{By}$  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 транзистора  $VT_1$ , т. е.  $U_{Ry} = U_{VD3} - U_{БЭ1}$ . 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 величиной постоянной. Вследствие постоянства напряжения  $U_{Ry}$  сумму токов  $I_{Ry} = I_{Ky} + I_{B1}$ , протекающих через сопротивление  $R_y$ , можно считать также величиной постоянной. Увеличение тока  $I_{Ky}$  вызывает уменьшение тока базы  $I_{B1}$  транзистора  $VT_1$ , так как  $I_{Ry} = \text{const}$ . Уменьшение тока базы  $I_{B1}$  приводит к увеличению напряжения эмиттер—коллектор транзистора  $VT_1$ , и выходное напряжение стабилизатора уменьшается до своего первоначального значения.

Стабилизация напряжения питания усилителя постоянного тока позволяет уменьшить ошибку выходного напряжения. Коэффициенты стабилизации и сглаживания пульсации увеличиваются.

Из (6.18), приравнявая  $\Delta U_{\text{пу}}$ ,  $\Delta I_{\text{н}}$ ,  $\Delta U_{\text{оп}}$  нулю, можно найти коэффициент стабилизации для этой схемы:

$$K_{\text{ст}} = K_1 K_{y\alpha\alpha'} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{01}},$$

Коэффициент сглаживания схемы равен приблизительно коэффициенту стабилизации. Внутреннее сопротивление, так же как и для предыдущих схем, определяется из (6.21).

Сравнивая схемы рис. 6.20 и 6.21, необходимо отметить, что наибольший коэффициент стабилизации имеет схема с дополнительным стабилизированным источником питания. Коэффициент сглаживания в рассмотренных схемах примерно равен коэффициенту стабилизации; внутреннее сопротивление всех схем примерно 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 разности ( $U_{\text{вых}} - U_{\text{оп}}$ ). 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 напряжения опорного. Для получения малых выходных напряжений ( $U_{\text{вых}} < U_{\text{оп}}$ ) и в случае, если требуется широкая регулировка выходного напряжения, применяется схема рис. 6.22. В этой схеме источником опорного напряжения является стабилитрон  $VD1$ . Сравнивающий делитель ( $R1, R_{\text{п}}, R2$ ) питается от суммарного напряжения ( $U_{\text{вых}} + U_{\text{оп}} + U_{VD2}$ ). При изменении выходного напряжения изменяется напряжение  $U_{R_{11}}$  на нижнем плече делителя, изменяется потенциал базы транзистора  $VT_y$ , его базовый и коллекторный токи, а следовательно, изменяется напряжение база—эмиттер регулирующего транзистора  $VT1$ . Изменение напряжения база—эмиттер транзистора  $VT1$  вызывает изменение напряжения на его коллекторе, и выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению.

Так как ошибка стабилизатора  $\Delta U_{\text{вых}}$  в значительной степени зависит от стабильности опорного напряжения, в схеме применяется параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне  $VD1$  и полевом транзисторе  $VT2$ . Схема параллельного стабилизатора изображена на рис. 6.23. Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора  $VT1$ ; балластного резистора  $R_6$ ; усилителя постоянного тока  $VT3$  и  $R_y$ ; источника опорного напряжения  $VD1$  и  $R_{Г1}$ ; делителя напряжения  $R1, R_{\text{п}}, R2$ , выходной емкости  $C_{\text{н}}$  и дополнительного источника  $VD2, VT2$  для питания усилителя постоянного тока.

Выходное напряжение стабилизатора  $U_{\text{вых}}$  равно разности напряжений входного и на гасящем резисторе ( $U_{\text{вых}} = U_{01} - U_6$ ). Ток, протекающий через балластный резистор  $I_{01} = I_{K1} + I_{\text{н}}$ , где

$I_{K1}$  — ток коллектора регулирующего транзистора;  $I_n$  — ток нагрузки.

При изменении входного напряжения, например увеличении, в первый момент увеличивается напряжение на выходе. Увеличение напряжения на выходе приводит к увеличению напряжения  $U_{R11}$ , увеличивается отрицательный потенциал на базе транзистора  $VT3$ , увеличиваются его базовый и коллекторный токи.

Увеличение коллекторного тока транзистора  $VT3$  приводит к росту напряжения на резисторе  $R_y$ , увеличивается положительный потенциал на базе регулирующего транзистора  $VT1$ , и его базовый и коллекторный токи увеличиваются. Увеличение коллекторного тока транзистора  $VT1$  приводит к увеличению тока  $I_{O1}$  и к увеличению напряжения  $U_{R6}$  на балластном резисторе. Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до первоначального значения с определенной степенью точности.

При изменении тока нагрузки в первый момент изменяется выходное напряжение, а затем схема работает аналогично вышеизложенному. Приращение тока нагрузки вызывает равное по величине и противоположное по знаку приращение тока коллектора регулирующего транзистора  $VT1$ . В результате при постоянном входном напряжении ток стабилизатора изменяется незначительно.

С целью повышения КПД резистор  $R_6$  можно заменить стабилизатором тока. Это обеспечит постоянство входного тока при изменении напряжения  $U_{O1}$ . Регулировка выходного напряжения в схеме так же, как и в последовательных стабилизаторах, осуществляется потенциометром  $R_n$ , включенным в цепь делителя. Параметры схемы — коэффициент стабилизации и внутреннее сопротивление — можно определить из следующих выражений:

$$K_{ст} = R_6 K_y \alpha \alpha' S_1 U_{вых} / U_{O1} = R_6 U_{вых} / r_i U_{O1};$$

$$r_i = -1 / K_y \alpha \alpha' S_1,$$

где  $S_1$  — крутизна характеристики регулирующего транзистора.

Основным достоинством параллельных стабилизаторов является неизменность потребляемого ими тока при импульсном изменении тока нагрузки. Это облегчает реализацию сглаживающего фильтра на входе стабилизатора. Схема нечувствительна к перегрузкам по току и короткому замыканию на выходе.

Для нормальной работы рассмотренных схем необходимо согласовать по току регулирующий транзистор с усилителем постоянного тока. Поэтому в большинстве случаев регулирующий элемент выполняется по схеме составного транзистора (схема Дарлингтона) (рис. 6.24). На этой схеме регулирующий элемент состоит из трех транзисторов  $VT1.1$ ,  $VT1.2$ ,  $VT1.3$ . Резисторы  $R3$ ,  $R4$  обеспечивают режим по току транзисторов  $VT1.2$ ,  $VT1.3$  с целью исключения выхода их рабочей точки из активной области. При регулировании выходного напряжения стабилизатора в широких пределах резисторы  $R3$ ,  $R4$  целесообразно заменить стабилизаторами тока.

В настоящее время промышленность выпускает составные транзисторы, выполненные в одном корпусе. Усилитель постоянного тока может быть реализован на дискретных элементах либо на операционном усилителе. Схема стабилизатора с применением операционного усилителя дана на рис. 6.25.

В настоящее время в аппаратуре связи находят широкое применение стабилизаторы с непрерывным регулированием в интегральном исполнении.

Промышленность выпускает ряд интегральных схем серии К142ЕН на различные выходные напряжения, токи нагрузки и мощности [22].

Широко применяются стабилизаторы типа К142ЕН1,2. Стабилизаторы данного типа могут обеспечить выходные напряжения от 3 до 30 В. Максимальная рассеиваемая мощность этими микросхемами без теплоотвода составляет 0,7 Вт при температуре окружающей среды  $+50^{\circ}\text{C}$ . Указанные типы интегральных стабилизаторов требуют включения ряда дискретных элементов. На рис. 6.26 приведена схема стабилизатора с использованием микросхемы типа К142ЕН1,2 (микросхема обведена штрих-пунктирной линией).

Регулирующий элемент микросхемы выполнен на транзисторах  $VT4$ ,  $VT3$ , включенных по схеме Дарлингтона. Источник опорного напряжения выполнен на элементах  $VT1$ ,  $VD1$ ,  $VT5$ ,  $R1$ ,  $R2$  и  $VD2$ . Опорное напряжение снимается между выводами 6 и 8 микросхемы. Полевой транзистор  $VT1$  и стабилитрон  $VD1$  представляют собой нерегулируемый параметрический стабилизатор напряжения. Транзистор  $VT5$  и резисторы  $R1$ ,  $R2$  обеспечивают получение требуемого опорного напряжения ( $U_{оп}=2,4\text{ В}$ ). Диод  $VD2$  осуществляет температурную стабилизацию опорного напряжения. Усилитель постоянного тока выполнен на транзисторах  $VT6$ ,  $VT7$  по несимметричной дифференциальной схеме. Коллекторной нагрузкой транзистора  $VT7$  является полевой транзистор  $VT2$ . Напряжение на резисторе  $R3$  равно  $U_{оп}$ .

Для защиты стабилизатора от КЗ и перегрузок в схему включен транзистор  $VT9$ . Предусмотрена возможность включения стабилизатора внешним сигналом. Для этой цели в схему включен транзистор  $VT8$ .

Для работы интегрального стабилизатора необходимо подключить к схеме делитель обратной связи  $R8$ ,  $R9$ ,  $R10$  выходную емкость  $C_n$  и резисторы схемы защиты  $R5$ — $R7$ .

Принцип действия схемы рис. 6.26 заключается в следующем. При изменении входного напряжения, например увеличении, в первый момент увеличивается выходное напряжение, напряжение на нижнем плече делителя резистора  $R10$ — $U_{R10}$ , положительный потенциал на базе транзистора  $VT7$  и увеличиваются его базовый и коллекторный токи. Уменьшаются токи базы транзисторов  $VT3$  и  $VT4$  (транзисторы запираются), и напряжение коллектор—эмиттер транзистора  $VT4$  возрастает.

Увеличение напряжения коллектор—эмиттер транзистора  $VT4$  приводит к уменьшению выходного напряжения до первоначального значения. Регулирование выходного напряжения осуществляется в схеме переменным резистором  $R10$ .

Принцип действия защиты стабилизатора от КЗ и перегрузок основан на запираании составного регулирующего транзистора. В нормальном режиме и при небольших перегрузках по току, когда напряжение на резисторе  $R7$  (датчике тока) меньше напряжения на резисторе  $R5$ , база транзистора  $VT9$  имеет отрицательный потенциал по отношению к его эмиттеру, и транзистор  $VT9$  закрыт. При значительных перегрузках и при КЗ возрастает напряжение на резисторе  $R7$ . Как только напряжение на резисторе  $R7$  превысит напряжение на резисторе  $R5$ , потенциал базы транзистора  $VT9$  станет положительным по отношению к его эмиттеру — транзистор  $VT9$  открывается, его базовый и коллекторный токи увеличиваются. Увеличение 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, величина тока нагрузки, при котором происходит срабатывание, зависит от величины сопротивления резистора  $R7$ : чем меньше сопротивление резистора, тем при больших токах нагрузки срабатывает схема защиты. На рис. 6.27 изображена зависимость выходного напряжения от тока нагрузки стабилизатора. Как видно из рис. 6.27, схема работает в режиме стабилизации напряжения до значения тока нагрузки  $I_n = I_1$ . При токах нагрузки, превышающих значение  $I_1$ , начинает работать схема защиты, и стабилизатор переходит в режим ограничения тока.

Для дистанционного выключения стабилизатора (см. рис. 6.26) на базу транзистора  $VT8$  (клемма 9) подается внешний положительный сигнал. Транзистор  $VT8$  открывается, запирается составной регулирующий транзистор  $VT3, VT4$ , и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до нуля.

Интегральные стабилизаторы типа  $K142ЕН3, K142ЕН4$  обеспечивают выходные напряжения в диапазоне 3...30 В. Максимально допустимый ток составляет 1 А, а максимальная мощность микросхемы без теплопровода — 1,4 Вт при температуре окружающей среды  $+50^\circ\text{C}$ . Интегральные стабилизаторы типов  $K142ЕН5А$  и  $K142ЕН5Б$  обеспечивают фиксированные значения выходных напряжений 5 и 6 В соответственно; максимальный допустимый ток нагрузки составляет 3 А. Максимально допустимая рассеиваемая мощность для этих схем без применения дополнительного теплоотвода составляет 1,2 Вт. Интегральные стабилизаторы типа  $K142ЕН6$  позволяют получить двухполярное выходное напряжение в диапазоне  $\pm 5 \dots \pm 25$  В; максимальный ток нагрузки 0,2 А.

Если схемы интегральных стабилизаторов не могут обеспечить необходимый ток нагрузки, допускается подключение внешнего регулирующего транзистора. На рис. 6.28 приведена схема интегрального стабилизатора  $K142ЕН1$  с дополнительным транзистором.

## 6.5. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Импульсный стабилизатор образуется из одноконтурного преобразователя постоянного напряжения с гальванической связью входа и выхода (см. § 7.1, 7.5) при охвате последнего ОС. Работа преобразователей различных типов рассматривается в гл. 7, поэтому в настоящем параграфе излагаются общие принципы построения стабилизаторов импульсного типа и схемотехнической их реализации. Основное достоинство импульсных преобразователей электрической энергии — высокий КПД. Это связано с тем, что регулирующий элемент преобразователя работает в режиме ключа с малыми статическими потерями. Использование в качестве ключей быстродействующих транзисторов уменьшает также динамические потери. Современная элементная база позволяет получить КПД импульсных стабилизаторов на уровне 87...90% при выходной мощности 150...200 Вт и частоте преобразования 50...100 кГц.

Пример схемы импульсного стабилизатора, выполненного на основе преобразователя напряжения понижающего типа (выходное напряжение меньше входного), показан на рис. 6.29, а. Силовой контур стабилизатора включает силовой ключ (транзистор  $VT1$ ) и  $LCD$ -фильтр. Схема управления (на рис. 6.29 она обведена пунктиром) формирует импульсы управления силовым ключом и регулирует их длительность. Вспомогательные транзисторы  $VT2$ ,  $VT3$  обеспечивают трансляцию управляющего сигнала, поступающего из схемы управления, в цепь базоэмиттерного перехода регулирующего транзистора, не имеющего с управляющей схемой общего провода. Открывание транзистора  $VT3$  сигналом  $U_T$  вызовет появление тока через резисторы в его коллекторной цепи и открывание транзистора  $VT2$ . Последний соединяет базу регулирующего транзистора с положительным полюсом источника  $U_1$  или с дополнительным источником  $U_{доп}$  (показан штриховой линией), вызывая появление базового тока  $I_b$  и отпирание  $VT1$ . При нулевом уровне сигнала  $U_T$  транзисторы  $VT3$ ,  $VT2$ , а затем и  $VT1$  выключаются.

Управляющая схема стабилизатора содержит делитель напряжения  $R1, R2$  в цепи; источник эталонного напряжения; усилитель сигнала ошибки  $U_e = U_{ос} - U_{эт}$  с резисторами, определяющими его коэффициент усиления ( $K_y = R_{ос}/R_{вх}$ ) и широтно-импульсный модулятор (ШИМ), обеспечивающий преобразование аналогового сигнала  $U_y$  с выхода усилителя сигнала ошибки в дискретный сигнал управления силовым ключом. В рассматриваемом примере ШИМ образуется из компаратора напряжения  $DA2$  и генератора пилообразного сигнала  $G$ . Работу стабилизатора иллюстрируют временные диаграммы, показанные на рис. 6.29, б. В связи с тем, что управляющий сигнал  $U_y$  воздействует на инверсный вход компаратора, а пилообразный — на его прямой вход, единичный уровень сигнала  $U_T$  на выходе компаратора формируется на интервале

ле превышения пилообразным сигналом  $U_G$  уровня управляющего  $U_y$  (интервалы времени  $t_1-t_2$ ,  $t_3-t_4$ ,  $t_5-t_6$ ). Из диаграммы видно, что снижение уровня  $U_y$  вызывает увеличение длительности  $T_n$  сигналом ШИМ. Коэффициент передачи ШИМ

$$K_{\text{ШИМ}} = \Delta T_n / \Delta U_y = -T / U_{\text{пм}},$$

где  $T$  — период частоты преобразования (частоты пилообразного сигнала);  $U_{\text{пм}}$  — размах пилообразного сигнала.

Периодическое переключение регулирующего транзистора  $VT1$  вызывает появление на входе фильтра импульсов напряжения с высотой  $A = U_1 - \Delta U_{\text{кэ } VT1} \approx U_1$  и длительностью  $T_n$ . Постоянная составляющая этой последовательности

$$U_{01} = (U_1 - \Delta U_{\text{кэ } VT1}) \frac{T_n}{T} \approx U_1 K_{\text{зи}}, \quad (6.24)$$

где  $K_{\text{зи}} = T_n / T$  — коэффициент заполнения импульсов управления.

Введя понятие статического коэффициента передачи импульсной части силовой цепи  $K_n = \Delta U_{01} / \Delta T_n$ , находим

$$K_n = \frac{(U_1 - \Delta U_{\text{кэ}}) \Delta T_n / T}{\Delta T_n} \frac{U_1 - \Delta U_{\text{кэ } VT1}}{T}. \quad (6.25)$$

С учетом (6.24) и (6.25) определим статический петлевой коэффициент передачи стабилизатора:

$$K_{\text{петл}} = K_d K_y K_{\text{ШИМ}} K_n \eta_{\text{ф}} = - \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot \frac{R_{\text{ос}}}{R_{\text{вх}}} \cdot \frac{U_1 - \Delta U_{\text{кэ } VT1}}{U_{\text{пм}}} \eta_{\text{ф}},$$

где  $K_d = R_2 / (R_1 + R_2)$  — коэффициент деления резистивного делителя в цепи ОС;  $\eta_{\text{ф}}$  — КПД сглаживающего фильтра;  $\Delta U_{\text{кэ } VT1}$  — потери напряжения на открытом транзисторе  $VT1$ .

Отметим, что знак «минус» в последнем выражении свидетельствует об «отрицательном» характере ОС.

Работу стабилизатора легко проследить при воздействии на него возмущения. Например, до возмущения при входном напряжении  $U_{1(1)}$  цепь управления формирует импульсы  $U_T$  с длительностью  $T_{n1}$  (см. рис. 6.29, б).

При снижении входного напряжения на величину  $\Delta U_1$  первоначально (пока цепь ОС не отреагирует на это возмущение) площадь импульсов, формируемых силовым ключом на входе фильтра, соответственно уменьшается. Как следствие, уменьшится величина постоянной составляющей напряжения  $U_0$  и сигналов обратной связи  $U_{\text{ос}}$ , ошибки  $U_{\text{е}}$  и выходного сигнала усилителя  $U_y$ . Последний, воздействуя на инверсный вход компаратора, вызовет увеличение длительности импульсов  $U_T$  до величины  $T_{n2}$ . Соответственно возрастут площадь импульсов на выходе ключа и их постоянная составляющая. Из основного условия работы компенсационного стабилизатора

$$U_C = U_{\text{ос}} - U_{\text{эп}} \approx 0$$

находим уровень выходного напряжения, поддерживаемый стабилизатором, и установившуюся величину коэффициента заполнения импульсов управления:

$$U_0 \approx U_{\text{эт}} \frac{1}{K_d} = U_{\text{эт}} \frac{R1+R2}{R2}; \quad K_{\text{зи}} = \frac{U_0}{U_1 - \Delta U_{K_{\text{э}} VT1}}.$$

Следует отметить, что изложенные соотношения справедливы для режима непрерывного тока дросселя, в котором за время паузы между импульсами ток, спадающий в цепи «дроссель — нагрузка — обратный диод», не успевает уменьшиться до нуля. Если размах напряжения пилообразного сигнала уменьшить до нуля, то ШИМ стабилизатор перейдет в релейный режим, в котором выходной сигнал компаратора будет определяться соотношением постоянных уровней сигналов на прямом и инверсном входе.

В релейном режиме частота работы ключа оказывается переменной и при отсутствии возмущений стремится к бесконечности. Практически она ограничивается инерционностью полупроводниковых приборов. Переменная частота работы ключа не позволяет минимизировать фильтровую цепь преобразователя. Поэтому релейный стабилизатор широкого распространения не получил.

При использовании в стабилизаторе других типов преобразователей (повышающего, полярно-инвертирующего, см. § 7.1) структура управляющей части может остаться неизменной.

Широкое внедрение импульсных стабилизаторов потребовало разработки соответствующих функционально законченных управляющих схем. На рис. 6.30 показана структура одной из отечественных управляющих микросхем типа К114ЕУ1, которая предназначена для управления двухтактными или однотактными преобразователями, построения стабилизаторов напряжения с защитой от перегрузок по току и по напряжению [23].

Микросхема содержит следующие функциональные узлы:

а) усилитель сигнала рассогласования с инверсным входом (вывод 11), корректирующим входом 13 и выходом 14;

б) генератор пилообразного сигнала  $G$  с входами 18, 19, 20 для подключения внешних цепей задания частоты и паузы между импульсами;

в) выходные транзисторы со свободными коллекторами, (выводы 1, 2, 3) и эмиттерами (выводы 2, 4);

г) вспомогательные усилители для расширения сервисных функций: компаратор защиты по току (выводы 8, 9); компаратор повышения напряжения (вывод 6); вспомогательный усилитель тока (вход 15, выход 16); источник опорного напряжения (вывод 5).

Микросхема предоставляет широкие возможности для построения различных схем преобразователей со стабилизацией напряжения, тока и защитой от перегрузок.

На рис. 6.31 показан пример применения управляющей микросхемы в импульсном стабилизаторе. Ток базы транзисторного ключа



ча VT обеспечивается внутренними транзисторами микросхемы при их открывании. Развязывающие диоды в цепи базы обеспечивают суммирование тактовых импульсов двух каналов, создавая одноктактный режим управления с коэффициентом заполнения  $K_{\text{зн}}=0 \dots 0,9$ .

Для защиты по току в минусовом проводе стабилизатора включен резистивный шунт  $R_s$ . Вывод шунта, на котором образуется положительный потенциал, связан с входом 9 компаратора токовой защиты. На его прямой вход 8 подан сигнал с делителя опорного напряжения (резисторы  $R_{i1}, R_{i2}$ ). Таким образом, порог защиты определяется путем сравнения падения напряжения на шунте ( $U_i=R_s I_0$ ) и напряжения, снимаемого с резистора  $R_{i2}$  ( $U_{R_{i2}}=U_{\text{эт}} R_{i2}/(R_{i1}+R_{i2})$ ). Питание «информационной» части микросхемы обеспечивается напряжением, снимаемым со стабилитрона  $VD_{\text{ст}}$ .

Другой пример стабилизатора с управляющей схемой K142ЕП1 [24] показан на рис. 6.32 (элементы микросхемы ограничены штриховой линией). Рассмотрим назначение основных элементов интегральной микросхемы. Источник опорного напряжения содержит параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне  $VD1$  и резисторе  $R1$ ; эмиттерный повторитель на транзисторе  $VT1$ . Напряжение стабилитрона  $VD1$  подается на вход эмиттерного повторителя, опорное напряжение снимается с резистора  $R3$  (вывод 9), включенного в цепь эмиттера транзистора  $VT1$ . Диод  $VD2$ , включенный в цепь эмиттера транзистора  $VT1$  последовательно с резисторами  $R2, R3$ , является термокомпенсирующим элементом.

Дифференциальный усилитель постоянного тока выполнен на транзисторах  $VT10, VT12$ , резисторе  $R11$ . Его коллекторной нагрузкой является генератор тока, выполненный на транзисторах  $VT9, VT11$ . Генератор тока имеет большое динамическое сопротивление, благодаря чему коэффициент усиления каскада по напряжению достаточно высок. На один вход усилителя (вывод 12) подается напряжение с внешнего сравнивающего делителя, на другой (вывод 13) — опорное напряжение с резистора  $R3$  микросхемы. Сигнал с выхода дифференциального усилителя поступает на вход эмиттерного повторителя ( $VT8, VT9$ ). Широтно-импульсный модулятор содержит триггер Шмитта ( $VT5, VT6, R5—R8$ ) и диодный мост ( $VD3—VD6$ ), на вход которого поступает внешний пилообразный сигнал. Напряжение пилы выделяется на резисторе  $R9$ , складывается с выходным напряжением усилителя постоянного тока и поступает на вход эмиттерного повторителя, выполненного на транзисторе  $VT7$ . На входе триггера, резисторе  $R9$  напряжение равно сумме выходного напряжения усилителя и напряжения пилообразного синхронизирующего сигнала.

Транзистор  $VT5$  триггера Шмитта через промежуточный усилитель  $VT4$  управляет составным транзистором  $VT3, VT2$ . Кроме интегральной схемы K142ЕП1 стабилизатор содержит: регулирующий транзистор  $VT13$ ; фильтр  $VD7, LC_n$ ; сравнивающий делитель

*R16, R17, R18* и параметрический стабилизатор, выполненный на транзисторе *VT14*, для питания интегральной схемы.

Рассмотрим работу схемы в режиме ШИМ. На входе диодного моста *VD3—VD6* микросхемы подается внешний пилообразный сигнал, который выделяется на резисторе *R10*. Напряжение пилы суммируется с выходным напряжением дифференциального усилителя  $U_{см1}$  и поступает на вход триггера (напряжение  $U_{R9}$ ). Переключение транзисторов микросхемы и регулирующего транзистора *VT13* осуществляется внешним пилообразным сигналом. На рис. 6.33 изображены графики, поясняющие работу стабилизатора в режиме ШИМ.

В интервале времени  $0—t_1$  суммарное напряжение на входе триггера не достигло его верхнего порога срабатывания. В этом интервале транзисторы *VT5—VT2* микросхемы и регулирующий транзистор *VT13* открыты. Напряжение на входе фильтра  $U_{VD7}$  равно входному напряжению стабилизатора  $U_{вх1}$ . В момент  $t_1$  напряжение  $U_{R9}$  достигло верхнего порога срабатывания триггера  $U_{верх\ пор}$  — транзистор *VT6* открывается, а транзисторы *VT5—VT2* и *VT13* запираются. В интервале  $t_1—t_2$  напряжение на входе фильтра  $U_{VD7}$  равно нулю. В интервале  $t_2—t_3$  вновь открыт регулирующий транзистор и напряжение на входе фильтра максимально и равно  $U_{вх1}$ . Таким образом, триггер, а соответственно и регулирующий транзистор непрерывно переключаются за счет внешнего пилообразного сигнала.

Предположим, напряжение на входе стабилизатора уменьшилось до значения  $U_{вх2}$ . Уменьшение входного напряжения привело в первый момент к уменьшению напряжения на выходе, уменьшилось напряжение на резисторе *R18* и уменьшились базовый и коллекторный токи транзистора *VT12* микросхемы. Напряжение на выходе дифференциального усилителя и соответственно напряжение смещения на входе триггера стало равным  $U_{см2}$ . Смещение пилообразного сигнала на входе триггера привело к увеличению относительной длительности импульсов транзисторов *VT5—VT2* микросхемы и регулирующего транзистора *VT13*. Как видно из рис. 6.33, длительность импульса на входе фильтра увеличилась и среднее значение выходного напряжения возвратилось к своему первоначальному значению с определенной степенью точности.

#### 6.6. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ С НЕПРЕРЫВНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения по сравнению с линейными стабилизаторами позволяют получить более высокий КПД и значительную выходную мощность. Однако затруднения, связанные с необходимостью подавления пульсации выходного напряжения, усугубляющиеся с ростом выходной мощности, а также худшие качественные показатели импульсных стабилизаторов ограничивают область их применения. В непрерывно-

импульсных стабилизаторах реализуются основные достоинства непрерывных и импульсных стабилизаторов. Структурная схема непрерывно-импульсного стабилизатора представлена на рис. 6.34.

Схема состоит из непрерывного (линейного) и импульсного стабилизаторов. Импульсный стабилизатор управляется напряжением, снимаемым с резистора  $R_n$ , которое установлено последовательно с регулирующим транзистором  $PT_n$  непрерывного стабилизатора. Напряжение на резисторе  $R_n$  изменяется пропорционально току непрерывного стабилизатора. При подключении стабилизатора к источнику постоянного напряжения  $U_{вх}$  начинает увеличиваться ток регулирующего транзистора непрерывного стабилизатора, и напряжение на резисторе  $R_n$  увеличивается. При определенном значении напряжения на этом сопротивлении срабатывает триггер  $T$  и включает регулирующий транзистор  $PT_n$  импульсного стабилизатора. Ток дросселя  $i_{др}$ , включенного последовательно с регулирующим транзистором импульсного стабилизатора, начинает увеличиваться, напряжение на выходе  $U_{вых}$  увеличивается, а ток непрерывного стабилизатора уменьшается. Уменьшение тока непрерывного стабилизатора будет происходить до тех пор, пока напряжение на резисторе  $R_n$  не достигнет порога отпускания триггера, после чего триггер срабатывает и регулирующий транзистор стабилизатора закрывается. В интервале закрытого состояния регулирующего транзистора дроссель  $L_1$  разряжается через диод  $VD$  на нагрузку, и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается. Уменьшение напряжения на выходе вызывает увеличение тока непрерывного стабилизатора, напряжение на резисторе  $R_n$  увеличивается, вновь срабатывает триггер  $T$ , регулирующий транзистор импульсного стабилизатора  $PT_n$  открывается и процесс повторяется.

При увеличении входного напряжения стабилизатора  $U_{вх}$  увеличивается скорость нарастания тока непрерывного стабилизатора, что приводит к уменьшению времени открытого состояния регулирующего транзистора импульсного стабилизатора. В результате этого выходное напряжение остается неизменным с определенной степенью точности. При уменьшении сопротивления нагрузки увеличивается скорость спада тока непрерывного стабилизатора, что вызывает уменьшение времени закрытого состояния регулирующего транзистора  $PT_n$ , и выходное напряжение  $U_{вых}$  остается неизменным с определенной степенью точности. При уменьшении напряжения на входе стабилизатора и увеличении сопротивления нагрузки схема работает аналогично.

Ток в дросселе  $i_{др}$  и ток регулирующего транзистора непрерывного стабилизатора  $i_p$  состоят из постоянных и переменных составляющих, причем переменные составляющие токов  $i_{др\sim}$  и  $i_{p\sim}$  находятся в противофазе и не равны друг другу ( $i_{др\sim} > i_{p\sim}$ ). Ток в сопротивлении нагрузки стабилизатора равен сумме этих токов. Чем ближе по значению переменные составляющие токов  $i_{др\sim}$  и  $i_{p\sim}$ , тем меньше значение переменной составляющей тока в сопротивлении нагрузки и тем меньше переменная составляющая (пуль-

сация) выходного напряжения стабилизатора. Переменная составляющая тока непрерывного стабилизатора  $i_{p\sim}$  зависит от коэффициента усиления цепи ОС.

Если коэффициент усиления равен бесконечности, то переменные составляющие токов равны ( $i_{др\sim} = i_{p\sim}$ ) и переменная составляющая (пульсация) выходного напряжения будет равна нулю. Из этого следует, что увеличение коэффициента усиления цепи обратной связи приводит к уменьшению переменной составляющей выходного напряжения. В реальных схемах величины пульсации выходного напряжения непрерывных и непрерывно-импульсных стабилизаторов соизмеримы.

Среднее значение тока регулирующего транзистора непрерывного стабилизатора зависит от порогов срабатывания триггера и не зависит от величины входного напряжения  $U_{вх}$  и тока нагрузки  $I_n$ . Пороги срабатывания триггера выбираются такими, что среднее значение тока регулирующего транзистора непрерывного стабилизатора во много раз меньше среднего значения тока дроселя.

Таким образом, основная мощность от источника в нагрузку передается ключевым стабилизатором, а непрерывный стабилизатор выполняется на небольшую мощность и потери в его регулирующем транзисторе малы. Отсюда следует, что КПД непрерывно-импульсного стабилизатора близок по величине к КПД импульсного стабилизатора.

## **6.7. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ С РЕГУЛИРОВАНИЕМ В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

Рассмотренные в § 6.4 схемы транзисторных стабилизаторов напряжения с последовательным включением регулирующего элемента в большинстве случаев не могут быть использованы для стабилизации повышенных напряжений. Это объясняется тем, что с увеличением выходного напряжения стабилизатора увеличивается напряжение на регулирующем транзисторе, а также на элементах усилителя и схемы сравнения. Поэтому при относительно высоких выходных напряжениях наиболее целесообразно включать регулирующий элемент в цепь переменного тока. На рис. 6.35 изображена структурная схема стабилизатора постоянного напряжения с регулирующим элементом в цепи переменного тока. Напряжение сети через регулирующий элемент  $PЭ$  подается на первичную обмотку силового трансформатора, преобразуется по величине, выпрямляется выпрямителем  $B$ , фильтруется и поступает на выход стабилизатора.

Выходное напряжение в схеме сравнения  $СС$  сравнивается с опорным, и разностный сигнал поступает на вход схемы управления  $PЭ$ . Сигнал с выхода схемы управления воздействует на  $PЭ$  таким образом, что любые изменения выходного напряжения компенсируются изменением напряжения на регулирующем элементе.

В результате выходное напряжение стабилизируется с определенной степенью точности. В качестве  $PЭ$  в цепи переменного тока используются магнитные усилители с самонасыщением, транзисторы, включенные по определенной схеме, тиристоры и т. д. На рис. 6.36 изображена схема стабилизатора постоянного напряжения, регулирующим элементом которого является магнитный усилитель (МУ) с самонасыщением.

Магнитный усилитель с самонасыщением состоит из сердечников  $A$  и  $B$ , выполненных из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. На каждом из сердечников располагаются рабочая обмотка (обмотка переменного тока  $w_p$ ), обмотки управления  $w_y$  и смещения  $w_{см}$ .

В цепь рабочих обмоток МУ включены диоды, благодаря чему напряжение сети оказывается приложенным к рабочей обмотке в течение одного полупериода, который является для этой обмотки рабочим. В интервале рабочего полупериода индукция в одном из сердечников (например,  $A$ ) изменяется до индукции насыщения  $B_s$ .

До тех пор, пока индукция в сердечнике  $A$  не достигла индукции насыщения  $B_s$ , индуктивное сопротивление рабочей обмотки велико и напряжение на первичной обмотке трансформатора приблизительно равно нулю. Как только произошло насыщение сердечника, сопротивление рабочей обмотки резко уменьшается. Напряжение сети почти полностью прикладывается к первичной обмотке трансформатора.

Для сердечника  $B$  этот полупериод является управляющим. Под действием напряжений, приложенных к обмоткам управления и смещения, он перемагничивается, и его индукция изменяется от индукции насыщения до значения, равного  $B_y$ . Другой полупериод для сердечника  $B$  является рабочим, а для сердечника  $A$  — управляющим и т. д. Ампер-витки обмоток управления и смещения МУ направлены встречно, причем  $A_{w_y} > A_{w_{см}}$ . При увеличении тока в обмотке управления МУ увеличиваются суммарные ампер-витки обмоток смещения и управления, что вызывает увеличение индукции  $B_y$ . Увеличение индукции  $B_y$  приводит к уменьшению времени насыщенного состояния сердечников и напряжения на первичной обмотке трансформатора.

Магнитный усилитель с самонасыщением можно эквивалентно представить в виде ключа. Замкнутому состоянию соответствует ток управления вызывает уменьшение времени замкнутого состояния ключа изменяется в зависимости от изменения суммарных ампер-витков обмотки управления и смещения. Увеличение тока управления вызывает уменьшение времени замкнутого состояния ключа, и напряжение на первичной обмотке трансформатора уменьшается.

Обмотки управления МУ в схеме рис. 6.36 включены последовательно с транзистором  $VT_y$ . Обмотки смещения МУ питаются от выходного напряжения стабилизатора через резистор  $R_{см}$ .

При изменении выходного напряжения стабилизатора, например увеличении, увеличивается напряжение на резисторе  $R_2$ , что приводит к увеличению отрицательного потенциала на базе транзистора  $VT_y$  и его базового и коллекторного токов. В результате увеличивается ток в обмотках управления магнитного усилителя, что вызывает увеличение суммарных ампер-витков обмоток управления и смещения, а следовательно, уменьшение времени насыщения состояния сердечников МУ. Напряжение на обмотках трансформатора уменьшается, и выходное напряжение стабилизатора возвращается к своему первоначальному значению.

Достоинствами такой схемы являются достаточно большой коэффициент стабилизации и высокий КПД. Рассмотренные стабилизаторы находят широкое применение, когда требуется получение относительно больших токов нагрузки. Их недостатки заключаются в искажении формы напряжения на зажимах первичной и вторичной обмоток, что вызывает увеличение коэффициента пульсации на выходе выпрямителя, и необходимость увеличения индуктивности обмотки дросселя  $L_1$  и емкости конденсатора фильтра.

На рис. 6.37 изображена схема транзисторного регулятора, включенного в цепь переменного тока. Поскольку транзистор является однонаправленным элементом, в цепях переменного тока его включают через диоды  $VD_1—VD_4$ , которые обеспечивают прохождение переменного тока через первичную обмотку трансформатора  $T_2$ , при этом ток через транзистор не меняет своего направления. Как видно из рисунка, ток первичной обмотки трансформатора в один полупериод протекает через диоды  $VD_2, VD_3$  и транзистор  $VT_1$ , а в другой — через диоды  $VD_1, VD_4$  и  $VT_1$ . Ток через транзистор  $VT_1$  имеет пульсирующий характер, но не меняет своего направления.

Применение трансформатора  $T_1$  в схеме рис. 6.37 необязательно и вызвано необходимостью гальванической развязки между сетью и регулирующим элементом стабилизатора. Кроме того, применение трансформатора  $T_1$  позволяет использовать в схеме транзисторы с небольшими рабочими напряжениями.

Транзисторные регуляторы в цепях переменного тока находят применение в высоковольтных транзисторных стабилизаторах (рис. 6.38). Стабилизатор состоит из двух силовых трансформаторов  $T_1, T_2$ ; схемы умножения напряжения  $C_1—C_4, VD_9—VD_{12}$ , измерительного выпрямителя  $VD_{13}—VD_{16}$ , сравнивающего делителя  $R_1, R_n, R_2$ , усилителя постоянного тока  $VT_y, VT_y$ ; параметрического стабилизатора  $R_{г1}, VD_6, R_{г2}, VD_7, VD_8$ , являющегося источником опорного напряжения, и регулирующего элемента  $VD_1—VD_4, VT_1$ , включенного в цепь первичной обмотки трансформатора  $T_2$ .

С целью разделения высоковольтной цепи с цепями управления в схеме напряжение ОС снимается с измерительного выпрямителя, который питается от низковольтной обмотки трансформатора  $T_2$ .

Принцип действия схемы заключается в следующем. При увеличении напряжения сети в первый момент увеличивается напряжение на выходе схемы умножения и на выходе измерительного выпрямителя, что вызывает увеличение напряжения на нижнем плече сравнивающего делителя, которое сравнивается с опорным напряжением  $U_{оп}$ . Уменьшается отрицательный потенциал на базе транзистора  $VT_y$ , а отрицательный потенциал на базе транзистора  $VT'_y$  увеличивается. Это вызывает уменьшение базового и коллекторного токов транзистора  $VT_y$  и увеличение базового и коллекторного токов транзистора  $VT'_y$ . Увеличивается напряжение на сопротивлении  $R'_y$ , что вызывает уменьшение отрицательного потенциала на базе регулирующего транзистора  $VT1$  и приводит к уменьшению его базового тока. Увеличивается сопротивление регулирующего транзистора  $VT1$ , и напряжение на нем возрастает. Напряжение первичной обмотки трансформатора  $T2$  уменьшается, и выходное напряжение стабилизатора возвращается к своему первоначальному значению с определенной степенью точности.

В качестве регуляторов в цепи переменного тока могут быть применены тиристоры. Тиристорные регуляторы по сравнению с транзисторными могут пропустить значительно большие токи и выдерживать большие напряжения. В связи с этим стабилизаторы напряжения на тиристорах могут быть выполнены на большие выходные мощности, нежели стабилизаторы на транзисторах. Структурная схема тиристорного стабилизатора постоянного напряжения приведена на рис. 6.39, а.

Стабилизатор состоит из регулирующего элемента на тиристорах  $VD3$ ,  $VD4$  и диодах  $VD1$ ,  $VD2$  трансформатора  $T$ , выпрямителя  $B$ , фильтра  $\Phi$ , схемы сравнения  $CC$ , усилителя постоянного тока и схемы управления тиристорами. На управляющие электроды тиристоров от схемы управления поступают импульсы положительной полярности.

В первый полупериод напряжение на аноде тиристора  $VD3$  положительно (рис. 6.39, б). Однако в интервале  $0-t_1$  он закрыт, так как на его управляющий электрод не подан положительный импульс. В этом интервале все напряжение сети падает на закрытом тиристоре  $VD3$ , а напряжение на первичной обмотке трансформатора  $u_1$  равно нулю. В момент  $t_1$  на управляющий электрод тиристора подан положительный импульс от схемы управления, и он открывается. В интервале  $t_1-t_2$  тиристор  $VD3$  открыт, и напряжение сети через тиристор  $VD3$  и диод  $VD2$  подключается к первичной обмотке трансформатора. В интервале  $t_1-t_2$  напряжение  $u_1$  равно напряжению сети. Начиная с момента  $t_2$  к тиристору  $VD3$  прикладывается обратное напряжение, и он закрывается. Во второй полупериод анод тиристора  $VD4$  положителен, однако он закрыт до момента  $t_3$  и в интервале  $t_2-t_3$  напряжение  $u_1$  равно нулю. В момент  $t_3$  на его управляющий электрод подается положительный импульс, и с этого момента напряжение  $u_1$  повторяет напряжение сети. Принцип действия схемы стабилизатора основан на изменении угла включения тиристора  $\alpha$ .

При изменении выходного напряжения стабилизатора изменяется сигнал на выходе схемы сравнения и на выходе усилителя постоянного тока. Изменение сигнала на выходе усилителя приводит к изменению фазы управляющих импульсов, а следовательно, к изменению угла включения тиристоров  $\alpha$ . При увеличении выходного напряжения стабилизатора в результате воздействия цепи ОС угол  $\alpha$  увеличивается от  $\alpha_1$  до  $\alpha_2$ , что приводит к уменьшению напряжения на первичной обмотке трансформатора и к снижению выходного напряжения стабилизатора до первоначального значения. При уменьшении выходного напряжения угол  $\alpha$  уменьшается.

## **ГЛАВА 7. СТАТИЧЕСКИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА**

### **7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

Большое многообразие средств информационной техники и условий первичного электроснабжения не позволяет решить задачи электропитания только с помощью выпрямительных устройств. Так, в случае первичного электроснабжения постоянным током (солнечные батареи, аккумуляторные батареи, термогенераторы) параметры электрической энергии могут не соответствовать требованиям потребителя по качеству электрической энергии, уровням напряжения, роду тока. В этих случаях параметры электрической энергии источника преобразуются с помощью специальных устройств — преобразователей постоянного напряжения (ППН) или тока. До недавнего времени такие преобразователи строились на базе вращающихся электрических машин «мотор—генераторов» различных модификаций. Начиная с 1955—1956 гг., когда промышленность освоила выпуск мощных транзисторов и теоретически были изучены особенности функционирования их в режиме переключения, появились первые разработки транзисторных статических преобразователей электрической энергии постоянного тока на самые различные мощности, уровни входных и выходных напряжений и частот. По сравнению с электромашинными преобразователями транзисторные преобразователи электрической энергии обладают такими преимуществами, как сокращение в 5—10 раз времени готовности (до долей секунды), уменьшение уровня акустических шумов, исключение гироскопического эффекта, повышение устойчивости к механическим воздействиям, повышенное значение КПД, малые объем, масса, большие эксплуатационные надежность и срок службы (в первую очередь из-за отсутствия подвижных частей).



Перечисленные достоинства статических преобразователей определили их широкое использование в переносных, передвижных и стационарных средствах РЭА, особенно в неэлектрифицированных районах. Преобразователи могут быть применены как экономичные малогабаритные источники вторичного электропитания (ИБЭ), например, для устройств, узлов, блоков портативных приемопередатчиков, выпрямительных установок объектов связи, аппаратуры волоконно-оптических систем передачи, систем кабельного телевидения и т. д. Наиболее массовое применение транзисторные преобразователи постоянного напряжения нашли в средствах вторичного электропитания, предназначенных для преобразования качественных показателей электрической энергии, получаемой от системы электроснабжения или источника первичного электропитания.

Являясь энергетическими функциональными узлами систем РЭА, ППН в значительной степени определяют массогабаритные показатели, энергопотребление, надежность, время готовности к работе средств электропитания и электроснабжения, составной частью которых они являются. Поэтому непрерывное совершенствование преобразователей, повышение их технико-экономических показателей (объема, массы, надежности, КПД, электромагнитной совместимости с питаемой электронной аппаратурой и источником первичного электропитания) является актуальным. Это вызвано также заметным отставанием уровня развития источников вторичного электропитания от уровня развития радиоэлектроники и автоматики, где широкое использование принципов микроминиатюризации, перехода от дискретной элементной базы к интегральным микросхемам привело к увеличению до 20—50% и более относительной доли средств вторичного электропитания в общем объеме или массе оборудования. При этом следует отметить также тенденцию к значительному ужесточению требований, предъявляемых современной электронной аппаратурой к качеству потребляемой ею электрической энергии: стабильности вторичных питающих напряжений, уровню допустимых пульсаций при одновременном возрастании токов нагрузки и уменьшении напряжений, необходимости их изоляции друг от друга, ужесточении требований к качеству переходных процессов, быстродействию, устойчивости запуска, надежности и т. д.

Примеры построения структурных схем статических преобразователей показаны на рис. 7.1, 7.2. В схеме рис. 7.1, а преобразуется постоянное напряжение первичного источника  $U_1$  в переменное напряжение  $U_2$  с частотой  $f_2$ . Такой вид преобразования называют *инвертированием* (т. е. преобразованием, обратным выпрямлению), а сам преобразователь — инвертором. В зависимости от схемотехнических решений инвертора выходное напряжение может иметь прямоугольную форму (меандр), ступенчатую — с пониженным содержанием определенных гармоник (квазисинусоида) или близкую к синусоидальной (рис. 7.1, б). В общем случае инвертор может быть управляемым (регулируемым); в более слож-

ных схемах может представлять одно из звеньев структуры (рис. 7.2, *а, б*). В схеме рис. 7.2, *а* инвертор выполняет функцию промежуточного звена преобразования постоянного напряжения в напряжение повышенной частоты (50 ... 100 кГц), которое после выпрямления и фильтрации вновь преобразуется в постоянное напряжение  $U_{20}$ .

Таким образом, схема рис. 7.2, *а* представляет ППН с промежуточным звеном инвертирования. В схеме рис. 7.2, *б* ППН является одним из элементов структуры. Дополненная со стороны входа диодным выпрямителем и фильтром схема образует выпрямитель с бестрансформаторным входом (ВБВ). Кроме рассмотренного ППН со звеном инвертирования возможны варианты непосредственного преобразования уровня постоянного напряжения. В таких схемах звено инвертирования и выпрямления заменяется импульсным регулятором.

## 7.2. ПРИНЦИПЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ. КЛАССИФИКАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В основу работы статических преобразователей напряжения положены принципы периодического прерывания потока электрической мощности, вынужденного изменения направления потока (с помощью переключателей тока) и периодического накопления электрической энергии в промежуточных приемниках с последующей передачей ее в нагрузку. В различных преобразователях может использоваться несколько названных принципов.

Рисунок 7.3 иллюстрирует примеры непосредственных преобразователей — регуляторов постоянного напряжения. В схеме рис. 7.3, *а* под действием сигнала, формируемого схемой управления (СУ), силовой ключ  $S$  периодически подключает нагрузку к первичному источнику. На выходе ключа (на входе сглаживающего  $LCD$ -фильтра) формируются импульсы напряжения прямоугольной формы высотой  $U_1$ . С изменением длительности замкнутого состояния ключа  $T_n$  изменяется величина вольт-секундного интеграла, а с ним и величины выходного напряжения  $U_{20}$ . Пренебрегая падением напряжения в элементах схемы, запишем

$$U_{20} = \frac{1}{T} \int_0^{T_n} U_1 dt = U_1 \frac{T_n}{T} = U_1 K_{зи},$$

где  $K_{зи} = T_n/T$  — коэффициент заполнения управляющих импульсов;  $T$  — период частоты переключения.

Величину  $K_{зи}$  можно изменить различными методами:

- а) ШИМ;  $T_n = \text{var}$ ,  $T = \text{const}$ ;
- б) частотно-импульсной модуляции (ЧИМ);  $T_n = \text{const}$ ,  $T = \text{var}$ ;
- в) комбинированным;  $T_n = \text{var}$ ,  $T = \text{var}$ .

Так как  $K_{зи}=0 \dots 1$ , то выходное напряжение  $U_{20}$  не может быть выше входного. По этой причине такой преобразователь называют *понижающим*.

В схеме рис. 7.3, б при замыкании ключа  $S$  через индуктивность  $L$  начинает протекать ток  $i_L = U_1 t / L$ , к концу интервала  $T_{и}$  достигая максимального значения  $I_{Lm}$ . При замыкании ключа энергия индуктивного реактора  $W_L = \frac{1}{2} L I_{Lm}^2$  передается параллельно включенным конденсатору и нагрузке. В зависимости от параметров силовой цепи и величины коэффициента заполнения выходное напряжение может быть меньше или больше входного. Кроме того, полярность выходного напряжения в этой схеме отличается от полярности входного, поэтому такой преобразователь называют *полярно-инвертирующим*.

В схеме рис. 7.3, в также используется принцип накопления энергии в реакторе  $L$  при замыкании ключа  $S$ . При его размыкании ток реактора через развязывающий диод  $VD$  передается в нагрузку. Так как на этом интервале источник питания и реактор, представляющий генератор тока, включены последовательно, то напряжение на нагрузке превышает входное. По этой причине такой преобразователь называют *повышающим*.

Каждая из рассмотренных схем может быть дополнена разделительным трансформатором, при этом звено регулирования превращается в простейший регулируемый инвертор. Введение трансформатора накладывает ограничения на коэффициент заполнения импульсов напряжения, передаваемых через него. Кроме того, коммутация индуктивной цепи в большинстве случаев требует введения дополнительных элементов для ограничения перенапряжения на ключах. В приведенных примерах такими элементами являются защитные  $RC$ -цепи (показаны пунктиром) и  $RD$ -цепь шунтирования первичной обмотки (рис. 7.4, а).

Трансформатор с последовательным ключом образует инвертор напряжения. При замыкании ключа к первичной обмотке подводится импульс напряжения с амплитудой  $U_m = U_1$ , который трансформируется во вторичную обмотку. После выпрямления и сглаживания на нагрузке образуется постоянное напряжение  $U_{20}$ . При размыкании ключа передача энергии в нагрузку прекращается. Для нормальной работы инвертора необходимо, чтобы на интервале паузы магнитопровод трансформатора был размагничен. Это условие ограничивает величину  $T_{н max}$ . Поскольку в описываемом преобразователе энергия передается в нагрузку при замкнутом ключе  $S$ , то ППН называют *преобразователем с одноктактным инвертором и передачей энергии на прямом такте*.

В схеме рис. 7.4, б обмотки трансформатора  $T$  включены иначе, поэтому при замыкании ключа  $S$  энергия в нагрузку не передается (диод  $VD1$  заперт). На этом интервале трансформатор накапливает энергию в магнитном поле магнитопровода, выполняя функцию накопительного реактора, и поэтому часто называется дросселем-трансформатором. При размыкании ключа ЭДС само-

индукции обмоток изменяет знак, диод  $VD$  во вторичной цепи открывается и энергия, накопленная в магнитном поле магнитопровода, передается в нагрузку, при этом индуктивность вторичной обмотки выступает в качестве генератора тока. В связи с изложенной особенностью передачи энергии преобразователь подобного типа называют *ППН с передачей энергии на обратном такте*. Так как в данной схеме свойства ППН определяются энергонакапливающим реактором (дресселем), то ограничений на величину  $T_{II}$  в нем нет.

В отличие от одноктактных в двухтактных инверторах используются два такта для преобразования энергии первичного источника. Схемотехника инверторов напоминает технику выпрямительных устройств, и схемы по аналогии с выпрямителями обозначаются терминами *однофазный, трехфазный, мостовой со средней точкой* и др. Некоторые примеры двухтактных инверторов и их ориентировочная область применения показаны в табл. 7.1. Более подробно работа инверторов будет рассмотрена в § 7.4.

На работу инверторов большее влияние оказывают свойства первичного источника. Если выходное сопротивление источника мало (аккумуляторная батарея, выпрямитель с фильтром, заканчивающимся емкостью), то для ограничения тока нагрузка инвертора должна носить активно-индуктивный характер. Напряжение  $U_2$  имеет форму прямоугольных импульсов, а ток сглажен (рис. 7.5, а). Ток первичной цепи может быть знакопеременным и скачкообразным. Такой инвертор называют *инвертором напряжения* (по аналогии с источником напряжения, обладающим малым внутренним сопротивлением).

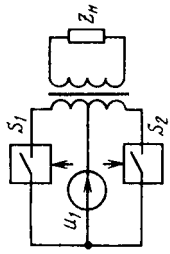
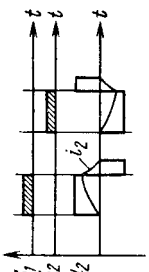
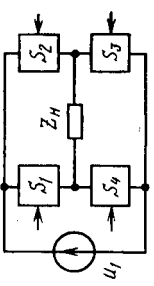
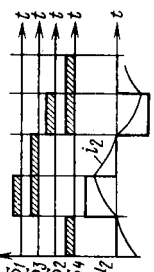
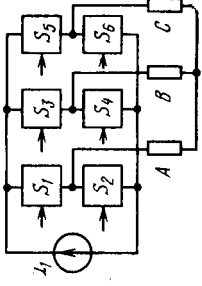
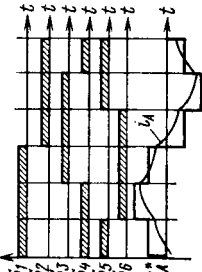
Если выходное сопротивление первичного источника имеет индуктивный характер, не допускающий скачков тока, то реакция нагрузки должна быть емкостной. Форма тока нагрузки в этом случае имеет прямоугольную форму, а напряжение — близкую к синусоидальной. Такой инвертор называют *инвертором тока* и широко применяют в мощных установках гарантированного питания аппаратуры переменным током.

По условиям управления ключами инверторы принято подразделять на инверторы с самовозбуждением и с внешним возбуждением. В первых управляющие сигналы снимают с выхода инвертора (например, с коллектора транзисторных ключей или дополнительной обмотки трансформатора) и представляют сигналы положительной ОС. Инвертор в этом случае работает в режиме автогенерации.

Инвертор с внешним возбуждением представляет импульсный усилитель мощности, управление ключами которого осуществляется от специального маломощного формирователя.

В заключение отметим, что изложенные здесь особенности не исчерпывают всех возможных классификационных признаков преобразовательных устройств. Так, по типу используемых в схеме ключей могут быть выделены транзисторные и тиристорные ППН, по форме волны выходного напряжения — с несинусоидальной и

Примеры схем инверторов напряжения

Схема силовой цепи	Диаграмма работы	Область применения
		<p>Автономный источник переменного тока</p> <p>Дистанционное питание аппаратуры связи</p> <p>Источники вторичного электропитания малой мощности</p>
		<p>Резервный источник переменного тока</p> <p>Источники вторичного электропитания средней мощности</p> <p>ППН с высоковольтным входом</p>
		<p>Резервный источник трехфазного тока для питания цифровых АТСК, НУП аппаратуры К 1920У</p> <p>Электропривод машин переменного тока</p>

\* Показаны диаграммы напряжения и тока одной фазы.

синусоидальной (или квазисинусоидальной) формой, в зависимости от подчиненности работы инвертора сети переменного тока инвертор может быть автономным (т. е. независимым, не связанным с сетью) или неавтономным — зависимым.

### 7.3. ТРЕБОВАНИЯ К КЛЮЧАМ, ПРИМЕНЯЕМЫМ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Поскольку работа преобразователей основана на переключении цепей под воздействием управляющего сигнала, то основным требованием, которым должны удовлетворять ключи, является их полная управляемость. Как известно, этому условию удовлетворяют все типы транзисторов. Тиристоры в отличие от транзисторов являются ограниченно управляемыми, поэтому их применение в цепях постоянного тока возможно только при соответствующем их дополнении устройством выключения (принудительной коммутации). Устройство коммутации  $УК$  представляет дополнительный источник энергии, включаемый параллельно тиристор (рис. 7.6) и «разряжаемый» по сигналу выключения таким образом, чтобы ток коммутации  $I_k$  уменьшил рабочий ток тиристора  $I_p$ , до величины ниже значения удержания (см. § 3.2). Другой особенностью работы ключей в устройствах преобразовательной техники является возможность протекания тока через ключ в двух направлениях. Наглядным примером этому может служить мостовой инвертор напряжения с активно-индуктивной нагрузкой (рис. 7.7, а). При включении нечетной пары ключей  $S_1, S_3$  (интервал времени  $t_1—t_3$ ) на нагрузке формируется положительный импульс напряжения. В силу индуктивной реакции нагрузки ток не повторяет форму напряжения и на интервале  $t_1—t_2$  остается отрицательным. На указанном интервале мгновенная мощность  $p = u_2 i_2 < 0$ . Физически это означает возврат в источник питания реактивной энергии, накопленной в индуктивности на предыдущем интервале.

Таким образом, наглядно видно, что ключи инвертора должны иметь способность передавать ток в двух направлениях. Для выполнения этого условия транзисторные или тиристорные приборы, используемые в инверторах, шунтируют обратным диодом  $VD$  (рис. 7.7, б). При этом через диод протекает уменьшающийся по величине спадающий обратный ток  $i_{VD}$  (рис. 7.7, б), а через транзистор  $VT$  — составляющая прямого тока  $i_{VT}$ .

### 7.4. РАБОЧИЕ ПРОЦЕССЫ В ИНВЕРТОРАХ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

Многообразие схемотехнических решений инверторов, их режимов работы, особенностей, связанных с конкретным применением, не позволяет сформулировать единых принципов их функционирования.

рования. В связи с этим здесь рассматриваются несколько типов инверторов, получивших наибольшее распространение в технике электропитания, а также обсуждаются вопросы их расчета и применения.

Анализ инверторов и преобразователей на их основе проводится в две стадии. На первой рассматриваются идеализированные устройства (без учета потерь мощности, времени переключения и др.), на второй — учитывается влияние реальных параметров цепей.

#### 7.4.1. Автономные транзисторные инверторы напряжения с самовозбуждением

Инверторы с самовозбуждением относятся к числу простейших устройств. Простота схем, их высокая эффективность определили широкую область их использования. Инверторы применяются в автоматике, в силовой электронике и других областях электротехники в качестве автономных источников переменного тока, генераторов прямоугольных импульсов, преобразователей уровня постоянного напряжения [13, 25].

Принципиальной особенностью инверторов с самовозбуждением является наличие положительной обратной связи, обеспечивающей режим автогенерации. На рис. 7.8 показана схема двухтактного инвертора со средней точкой трансформатора. Часто ее называют по имени изобретателя автогенератором Ройера (Royer G. H.).

Схема состоит из двух транзисторных ключей  $VT1$ ,  $VT2$ , трансформатора  $T$  с первичными полуобмотками  $\omega_{1-1}$ ,  $\omega_{1-2}$  и выходной обмоткой  $\omega_2$ . Источник первичного электропитания с напряжением  $U_1$  подключен к средней точке трансформатора и общей точке ключей. Сигналы управления транзисторами формируются обмотками ОС  $\omega_{ос1}$  и  $\omega_{ос2}$ . Положительная ОС достигается соответствующим включением начала и концов обмоток ОС по отношению к первичным полуобмоткам.

Схема может иметь дополнительные элементы, например, обратные диоды  $VD1$  и  $VD2$  (при активно-индуктивной нагрузке); ограничивающие базовый ток резисторы  $R1$  и  $R2$ , обозначенные на схеме штриховой линией, и др.

Работа инвертора сводится к периодическому подключению источника напряжения к первой и второй полуобмоткам трансформатора, чем достигается изменение направления магнитного потока в трансформаторе и создается возможность трансформации напряжения. При этом напряжение ОС на каждом такте открывает один транзистор и закрывает другой. Например, при открывании  $VT1$  (или  $S1$ ) напряжение источника  $U_1$  подводится к полуобмотке  $\omega_{1-1}$  (полярность показана на схеме замещения, рис. 7.8, б) и трансформируется во все обмотки с полярностью, определяемой их направлением намотки. Так как обмотки ОС включены «согласно» с первичными обмотками, то наведенная в

них ЭДС имеет одинаковую полярность, при этом обмотка  $\omega_{oc1}$  «поставляет» первому ключу отпирающее напряжение, а обмотка  $\omega_{oc2}$  второму — запирающее.

Режим автогенерации возникает в случае, если создаются условия для автоматического переключения транзисторных ключей напряжением ОС. Поскольку напряжение жестко связано с потоком ( $e = -\omega d\Phi/dt$ ), или током намагничивания, то режим генерации может быть достигнут либо при насыщении магнитопровода, либо при ограничении тока, порождающего магнитный поток. Каждая из этих причин вызовет снижение потока  $d\Phi/dt$  и связанного с ним ЭДС. Снижение напряжения ОС вызовет уменьшение тока открытого ключа и снижение напряженности магнитного поля. В свою очередь, за этим последуют уменьшение потока; смена знака производной  $d\Phi/dt$ , полярности напряжения и переключение транзисторов.

Рассмотрим работу инвертора с трансформатором, выполненным на магнитопроводе с идеализированной кривой намагничивания и коэффициентом магнитной связи между обмотками  $K_M = 1$  (индуктивности рассеяния равны нулю).

При подключении первичного источника из-за неизбежной асимметрии цепи начальный ток коллектора одного из транзисторных ключей преобладает. Часто для облегчения запуска начальный ток обеспечивается специальной цепью смещения, например, с помощью делителя напряжения. Преобладающий ток порождает в магнитопроводе магнитный поток и начальную ЭДС в обмотках. Напряжение обмоток ОС полностью открывает транзисторный ключ с преобладающим током и закрывает другой. Начиная с этого момента схема замещения инвертора принимает вид, изображенный на рис. 7.9.

В соответствии со схемой замещения (рис. 7.9, а) в цепи развивается ток  $i_1$ , равный сумме намагничивающего тока  $i_m$  и приведенного тока нагрузки  $i'_n$ :

$$i_p = \frac{U_1}{L_n} t; \quad i'_n = \frac{U_1}{R'_n}. \quad (7.1)$$

С током нагрузки связано выходное напряжение  $U_2 = U_1 \omega_2 / \omega_1$ , а ток намагничивания создает напряженность магнитного поля  $H$  ( $H = i_p \omega_1 / l_c$ ), где  $l_c$  — длина пути магнитного потока.

При кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания  $B = f(H)$  (рис. 7.9, в) магнитная индукция  $B$  и поток  $\Phi = BS_c$  ( $S_c$  — сечение магнитной цепи) нарастают пропорционально току. Личейное изменение потока приводит к появлению ЭДС обмоток:

$$e(t) = -\omega \frac{d\Phi}{dt} = -\omega S_c \frac{dB}{dt}. \quad (7.2)$$

Очевидно, при  $dB/dt = \text{const}$  значение  $e(t) = \text{const}$ , т. е. формируется импульс прямоугольной формы.



При насыщении магнитопровода скорость изменения индукции (потока) резко уменьшается, что приводит, как это было описано выше, к переключению транзисторных ключей и переполюсовке всех напряжений. Схема замещения инвертора в этом случае отличается от предыдущей переполюсовкой нагрузки и ненулевым начальным значением тока намагничивания. Для нового интервала  $t_1-t_2$

$$i_p(t) = I_{pm} - \frac{U_1}{L_p} t. \quad (7.3)$$

Для симметричной схемы ( $\omega_{1-1}=\omega_{1-2}$ ) интервал перемагничивания магнитопровода  $t_2-t_1=0,5 T$  оказывается вдвое больше предыдущего и заканчивается моментом достижения индукцией значения  $-B_s$  (рис. 7.9, в). Таким образом, за время, равное половине периода частоты преобразования, магнитный поток изменился на величину  $\Delta\Phi=2\Phi_m=2B_s S_c$ . Приняв  $e_1=-U_1$ , из уравнения (7.2) находим выражение для напряжения обмотки и частоты идеализированного автогенератора:

$$U_1 = \omega_1 \frac{2B_s S_c}{0,5T} = 4\omega_1 B_s f S_c; \quad (7.4)$$

$$f = \frac{U_1}{4\omega_1 B_s S_c}. \quad (7.5)$$

Ток ключей, как было отмечено выше, суммируется из двух составляющих. Максимальная величина тока ключа

$$I_{Km} = \frac{U_1}{R_n} + \frac{UT}{4L_p} = U_1 \left( \frac{n^2}{R_n} + 0,25 \frac{T}{L_p} \right), \quad (7.6)$$

где  $n=\omega_2/\omega_1$  — коэффициент трансформации.

Для обеспечения необходимой величины коллекторного тока ток базы должен удовлетворять условию

$$I_{B \min} = K_i \frac{I_{Km}}{B_{\min}}, \quad (7.7)$$

где  $K_i=1,2 \dots 1,3$  — коэффициент избыточности базового тока (см. § 3.1);  $I_{Km}$  — максимальный ток транзисторного ключа;  $B_{\min} = h_{21э \min}$  — минимальный коэффициент передачи тока в режиме малого значения напряжения  $U_{кэ}$ .

Для учета потерь напряжения в ключе в расчетные выражения (7.1), (7.3), (7.4), (7.6) вместо напряжения источника  $U_1$  следует подставить величину  $U_1 - \Delta U_{кэ}$  ( $\Delta U_{кэ} \approx 1 \dots 1,5$  В).

Существенное значение для работы реального инвертора имеют задержки переключения транзистора и избыточность базового тока. Проследим траекторию движения рабочей точки транзистора в координатах  $i_k, u_k$  (рис. 7.10) при допущении, что ток базы удовлетворяет условию (7.7). В исходном состоянии рабочая точка находится в положении 0, при этом  $U_k \approx U_1$ ;  $I_k = I_{k0}$ .

С появлением отпирающего тока базы рабочая точка скачком перемещается по нагрузочной прямой в точку 1, определяемую током нагрузки  $I'_н = (U_1 - \Delta U_{кз})/R'_н$ . Далее начинается медленный процесс намагничивания магнитопровода, и ток  $i_н$  перемещает рабочую точку в положение 2. Насыщение магнитопровода резко изменяет величину  $L_н$  и в соответствии с (7.1) увеличивает скорость нарастания тока  $i_н$ , при этом рабочая точка по линии насыщения перемещается в точку 3 с координатой  $I_к = I_Б B$ . Если к этому времени транзистор не выключится (к этому времени ЭДС обмоток уже начали уменьшаться), то рабочая точка выйдет в активную область (точка 3'), характеризующую большими потерями мощности. При выключении транзистора рабочая точка возвращается на нагрузочную линию, проходит через исходную точку 0 и далее перемещается из области отсечки от точки 5 к точке 4 (при включении второго транзистора).

Таким образом, в режиме, определяемом насыщением магнитопровода, ток коллектора может достигать предельной величины  $I_{к max} = I_Б B_{max}$ . Максимальное значение коллекторного напряжения равняется удвоенной величине напряжения источника.

Характерной особенностью такого режима является жесткость внешней характеристики, т. е. слабая зависимость величины выходного напряжения от нагрузки. К недостатку относятся относительно большая величина тока намагничивания и связанная с нею величина  $I_{к max}$ , особенно в инверторах большой мощности, выполненных на магнитопроводах с прямоугольной петлей гистерезиса (см. рис. 7.11, в).

Некоторого улучшения рабочих характеристик можно добиться, возложив функции передачи мощности и переключения транзисторов на разные трансформаторы, как показано на рис. 7.12.

Выходной трансформатор  $T_2$  работает в ненасыщенном режиме ( $B_m < B_s$ ) и рассчитан из условия передачи требуемой мощности нагрузке. Коммутирующий трансформатор  $T_1$  включен в цепи ОС. На его первую обмотку воздействует напряжение двух полуобмоток выходного трансформатора  $T_2$ , обеспечивая его перемагничивание. Так как мощность трансформатора  $T_2$  определяется только мощностью возбуждения транзисторов ( $P_{T_2} \approx I_Б U_Б$ ), то при условии  $P_{T_2} \ll P_2$  его размеры малы. Последнее отражается на величине намагничивающего тока. Действительно, для получения индукции насыщения  $B_s$  требуется соответствующая величина напряженности магнитного поля  $H_s = I_{нм} \omega / l_c$ , где  $\omega$  — число витков намагничивающей (первичной) обмотки;  $l_c$  — длина средней линии магнитного потока. С уменьшением последней соответственно уменьшается величина  $I_н$ . Введение сопротивления  $R_{огр}$  связано с необходимостью ограничения всплеска тока при насыщении магнитопровода.

Из изложенного хорошо видно, что режим переключения может быть вызван ограничением коллекторного тока транзисторных ключей без насыщения магнитопровода трансформатора, выходного или коммутирующего. Если по условиям работы инвертора ток

базы по какой-либо причине не может обеспечить тока коллектора величиной, определяемой координатой точки 2 (см. рис. 7.10), то ток намагничивания  $i_m = i_K - I'_n$ , не обеспечив насыщение магнитопровода, ограничит рост, что вызовет прекращение нарастания потока и последующую смену знаков ЭДС. Особенностью такого режима работы являются отсутствие всплесков тока коллектора и зависимость частоты переключения от тока нагрузки. Очевидно, такой режим может быть рекомендован при фиксированных нагрузках.

**Пример 7.1.** Инвертор напряжения выполнен по схеме однофазного моста (см. табл. 7.1 и рис. 7.13) на ферритовом магнитопроводе типа К40×25×11, марка феррита М2000НМ1 (магнитная проницаемость  $\mu_r = 2000$ ). При насыщении феррита магнитная проницаемость уменьшается в 100 раз ( $\mu_{rs} = 20$ ). Индукция насыщения  $B_s = 0,35$ , напряжение источника  $U_1 = 60$  В, необходимое выходное напряжение при активной нагрузке  $U_2 = 220$  В. Падение напряжения на открытом транзисторе  $\Delta U_{КЭ} = 1,5$  В. Частота инвертирования  $f = 5 \cdot 10^{-3}$  Гц. Транзисторы могут иметь разброс по коэффициенту передачи тока базы  $B = 5 \dots 10$ . Мощность управления транзисторами  $P_y = 6$  Вт.

*Определить:*

1. Ожидаемую выходную мощность инвертора (при отсутствии ограничения на величину тока коллектора транзисторов) и число витков обмоток  $w_1, w_2$ .
2. Ток намагничивания в режиме насыщения выходного трансформатора и максимальный ток коллектора в режимах:
  - а) транзисторы выключаются без задержек;
  - б) задержка выключения транзисторов составляет 2 мкс.
3. На сколько изменятся параметры выходного трансформатора и токи  $I_{мт}$  и  $I_{Кт}$ , если в схему ввести дополнительный переключающий трансформатор, а магнитную индукцию выходного трансформатора уменьшить.
4. Привести полученную схему инвертора с дополнительным трансформатором.

*Решение.*

1. Приняв КПД трансформатора  $\eta_T = 0,95$ , плотность тока в обмотках  $j = 3$  А/мм<sup>2</sup>, коэффициент заполнения окна  $K_o = 0,25$ , по формуле расчета электромагнитной (расчетной) мощности при прямоугольной форме напряжения на-  
ходим

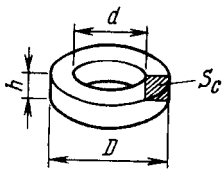
$$P_T = \frac{1}{\eta_T} 2 B_m f S_o S_c K_o K_e j \cdot 10^{-2} = \\ = 2 \cdot 0,35 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 3 \cdot 10^{-2} = 106 \text{ В} \cdot \text{А},$$

где  $B_m = B_s = 0,35$ ;  $S_o \cdot S_c = 3,86$  см<sup>4</sup> (см. табл. 7.2).

Если обмотки ОС расположены на выходном трансформаторе, то максимальная мощность, передаваемая в нагрузку, меньше величины  $P_T$ :

$$P_{2max} = P_T - P_y = 106 - 6 = 100 \text{ Вт}.$$

Т а б л и ц а 7.2

Эскиз кольцевого магнитопровода	Тип сердечника	$D$ , мм	$d$ , мм	$h$ , мм	$S_o$ , см <sup>2</sup>	$S_c$ , см <sup>2</sup>	$S_o S_c$ , см <sup>4</sup>	$I_c$ , см
	К40×25×11	40	25	11	4,91	0,825	3,86	10,2
	К16×10×4,5	16	10	4,5	0,78	0,13	0,106	4

Число витков первичной обмотки определим по формуле (7.4), учитывая, что напряжение к обмотке подводится через два транзисторных ключа с общим падением напряжения в открытом состоянии ( $\Delta U = 2\Delta U_{\text{кэ}} = 3 \text{ В}$ ):

$$w_{1(s)} = \frac{U_1 - \Delta U_{\text{кэ}}}{4B_m f S_c} = \frac{60 - 3}{4 \cdot 0,35 \cdot 0,825 \cdot 10^{-4}} = 99.$$

(Индекс  $s$  учитывает работу трансформатора в насыщенном режиме.)

Число витков вторичной обмотки

$$w_{2(s)} = \frac{U_2}{U_1 - \Delta U} w_{1(s)} = \frac{220}{60 - 3} \cdot 99 = 382.$$

2. Для определения тока намагничивания вычислим индуктивность первичной обмотки:

$$L_{\mu} = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \mu_r w_{1(s)}^2 \frac{S_c}{l_c} = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \cdot 2000 \cdot 99^2 \frac{0,825 \cdot 10^{-4}}{10,2 \cdot 10^{-2}} = 20,2 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

где  $\mu_r$  — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода, затем по формулам (7.1) и (7.6) находим токи

$$I_{\mu m} = \frac{U_1 - \Delta U}{L_{\mu}} 0,25T = \frac{60 - 3}{20,2 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{0,25}{5 \cdot 10^{-3}} = 0,145 \text{ А};$$

$$I_{Km} = \frac{U_1 - \Delta U}{R_{\text{н}}} + I_{\mu m} = \frac{P_2}{\eta_T (U_1 - \Delta U)} + I_{\mu m} = \frac{100}{0,95(60 - 3)} + 0,145 = 1,846 + 0,145 \approx 2 \text{ А}.$$

При задержках выключения транзистора ток намагничивания превышает полученную величину на

$$\Delta T_{\mu s} = \frac{U_1 - \Delta U}{L_{\mu s}} t_3,$$

где  $L_{\mu s}$  — индуктивность намагничивания в режиме насыщения магнитопровода. Так как  $\mu_{rs}$  отличается от  $\mu_r$  в 100 раз, соответственно  $L_{\mu s} = 0,01$ ,  $L_{\mu} = 20,2 \cdot 10^{-5} \text{ Гн}$ ; при этом

$$\Delta I_{\mu s} = \frac{60 - 3}{20,2 \cdot 10^{-5}} \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 0,47 \text{ А}.$$

Соответственно при задержке выключения транзистора значение тока коллектора может достигнуть величины

$$I_{Kms} = I_{Km} + \Delta I_{\mu s} = 2 + 0,47 = 2,47 \text{ А}.$$

3. При дополнении схемы коммутирующим трансформатором  $T2$  выходной трансформатор может работать в ненасыщенном режиме.

Примем индукцию в магнитопроводе трансформатора  $T1$  равной  $B_m = 0,2 \text{ Т}$ , что в 1,75 раза меньше, чем величина индукции насыщения. Соответственно необходимо увеличить число витков обмоток:

$$w_1 = w_{1(s)} \cdot 1,75 = 99 \cdot 1,75 = 173 \text{ вит.}$$

$$w_2 = w_{2(s)} \cdot 1,75 = 382 \cdot 1,75 = 668 \text{ вит.}$$

Индуктивность первичной обмотки при увеличении числа витков возрастет:

$$L_{\mu(w_1)} = L_{\mu(w_{1s})} \cdot 1,75^2 = 2 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 3,05 = 6,18 \cdot 10^{-2} \text{ Гн}.$$

Соответственно составляющая намагничивающего тока трансформатора уменьшится в 1,75<sup>2</sup> раз:

$$I_{\mu m(T)} = I_{\mu m} \cdot \frac{1}{1,75^2} = \frac{0,145}{1,75^2} = 0,047 \text{ А}.$$

Вторая составляющая намагничивающего тока связана с коммутирующим трансформатором  $T2$ .

Определим по формуле (7.4) число витков первичной обмотки дополнительного трансформатора, приняв во внимание, что напряжение, подводимое к обмотке, равно  $U_1 - 2\Delta U_{KЭ}$  (сечение магнитопровода приведено в табл. П.7.1):

$$w_{1(T2)} = \frac{U_1 - 2\Delta U_{KЭ}}{4fS_c} = \frac{(60-3) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 0,13} = 220.$$

Индуктивность обмотки и ток намагничивания

$$L_{\mu(T2)} = 4\pi \cdot 10^{-7} \mu_r \frac{w_{1(T2)}^2}{l_c} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2000 \frac{220^2}{4 \cdot 10^{-2}} = 304 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$I_{\mu(T2)} = \frac{U - \Delta U}{L_{\mu(T2)}} \cdot \frac{T}{4} \approx 0,01 \text{ А.}$$

Суммарный ток намагничивания выходного и коммутирующего трансформаторов

$$I_{\mu\Sigma} = I_{\mu(T1)} + I_{\mu(T2)} = 0,047 + 0,01 = 0,05 \text{ А,}$$

что меньше, чем значение намагничивающего тока при насыщении выходного трансформатора. Соответственно уменьшается ток транзисторных ключей:

$$I_{K\Sigma} = I_n + I_{\mu\Sigma} = 1,846 + 0,05 = 1,9 \text{ А.}$$

4. Схема мостового инвертора с дополнительным коммутирующим трансформатором  $T2$  изображена на рис. 7.13.

**Пример 7.2.** Инвертор с самовозбуждением выполнен по полумостовой схеме (рис. 7.14). Направление включения обмотки ОС трансформатора  $T1$  не определено.

*Определить:*

1. Схему подключения обмотки  $w_3$ , обеспечивающую условие самовозбуждения инвертора.

2. Условие, при котором частота генерации задается коммутирующим трансформатором.

Получить расчетную формулу для определения частоты.

*Решение.*

1. Условимся обозначать направление обмоток точкой у выводов, принятых за начало. Таким образом, ток намагничивания (или поток), направленный от начала обмотки к ее концу, порождает во всех обмотках ЭДС, направленную «плюсом к началу».

Для положительной ОС необходимо выполнить условие, при котором открытый транзистор (например,  $VT2$ ) на интервале формирования полуволны получал в базу открывающий ток  $I_B$ . Для этого необходимо, чтобы напряжение обмотки  $w_{2-2}$  трансформатора  $T2$  было «положительным», что выполняется при условии направления тока намагничивания первичной обмотки  $w_1$  от начала к концу. Это условие выполняется, если зажим обмотки  $w_3$  трансформатора  $T1$ , связанный с началом обмотки  $w_1$  трансформатора  $T2$ , будет иметь положительный потенциал. Чтобы определить начало обмотки  $w_3$ , необходимо сопоставить ее направление с первичной обмоткой  $w_1$ .

При открывании  $VT2$  напряжение  $0,5 U_1$  конденсатора  $C_2$  прикладывается к обмотке  $w_1$  плюсом к началу. Ток первичной обмотки, направленный в начало, порождает во всех обмотках, обозначенных точкой, положительный потенциал ЭДС, следовательно, правый зажим обмотки  $w_3$  первого трансформатора должен иметь обозначение «начало». К такому же решению придем, рассуждая относительно транзистора  $VT1$ .

2. Трансформатор  $T2$  будет определять режим переключения транзисторов, если его насыщение будет происходить раньше, чем войдет в насыщение трансформатор  $T1$ . Напряжение «питания» трансформатора  $T2$  снимается с обмотки ОС  $w_3$  трансформатора  $T1$ :

$$U_{OC} = U_{w3} = \frac{0,5 U_1 - \Delta U_{KЭ}}{w_{1(T1)}} \cdot w_3.$$

$$f = \frac{U_{oc}}{4B_s S_c w_{1(T2)}} = \frac{(0,5U_1 - \Delta U_{KЭ}) w_3}{4B_s S_c w_{1(T2)} w_{1(T1)}},$$

где  $B_s$  и  $S_c$  — индукция насыщения и сечение магнитопровода коммутирующего трансформатора  $T2$ .

При этом должно выполняться условие для трансформатора  $T1$ :

$$B_{m(T1)} = \frac{0,5U_1 - \Delta U_{KЭ}}{4f S_c w_{1(T1)}} < B_s.$$

Дальнейшее совершенствование схем инверторов напряжения с самовозбуждением может быть связано с уменьшением всплесков тока при переключении транзисторов и с улучшением условий самовозбуждения инверторов под нагрузкой.

В схеме рис. 7.15 в эмиттерную цепь транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  включен индуктивный реактор  $L_1$ . С одной стороны, реактор превращает преобразователь в инвертор тока (ток не может скачком изменяться), с другой стороны, являясь элементом отрицательной обратной связи по току, любое увеличение  $di/dt$  реактор вызывает увеличение напряжения на нем и уменьшение напряжения возбуждения  $U_B$  открытого транзистора. Последнее способствует быстрому закрыванию ключа без образования всплесков коллекторного тока, вызванного насыщением выходного трансформатора.

По классификации теории нелинейных систем нагруженный автогенератор Ройера относится к устройству с «жестким» возбуждением, следовательно, для гарантированного запуска ему необходимо создать определенной величины возмущение (толчок). Часто естественных флуктуаций тока в цепи недостаточно для устойчивого запуска даже при введении цепей смещения, как было показано на рис. 7.12. В таких случаях в схемах предусматривают специальные цепи запуска (стартеры), например, в виде релаксационных генераторов возбуждения, автоматически запираемых в нормальном режиме инвертора.

В схеме рис. 7.16 схема запуска состоит из однопереходного транзистора  $VT3$ , интегрирующей цепочки  $R3$ ,  $C1$ . При наличии источника электроэнергии с напряжением  $U_{доп}$  (его роль может быть выполнена и источником электропитания с напряжением  $U_1$ , если допускается гальваническая связь) происходит заряд  $C1$  через резистор  $R3$  до момента открывания  $VT3$ . После чего конденсатор через  $VT3$  разряжается на дополнительную обмотку  $w_{доп}$  (ее роль может быть возложена и на одну из базовых обмоток). Это обеспечивает наведение ЭДС на всех обмотках трансформатора  $T$  и запуска автогенератора. После запуска автогенератора напряжение на конденсаторе держится на уровне, исключающем открывание транзистора  $VT2$  за счет действия обмотки  $w_{бл}$  и диода  $VD1$ , и он не оказывает влияния на работу автогенератора.

### 7.4.2. Транзисторные инверторы с внешним возбуждением

Инверторы с внешним возбуждением состоят из двух функциональных узлов: силового каскада — собственно инвертора, преобразующего электрическую энергию источника электропитания и внешнего задающего генератора — схемы управления, формирующего алгоритм переключения силовых ключей инвертора. Инвертор здесь является усилителем сигнала, поступающего с выхода задающего генератора, поэтому часто в литературе он встречается под названием «усилитель мощности». Задающий генератор может выполняться по одной из схем инверторов с самовозбуждением, рассмотренных выше, однако чаще всего с целью регулирования выходного напряжения инвертора или с целью ослабления определенных гармонических составляющих в его спектре схема управления выполняется на элементной базе и принципах цифровой техники. На рис. 7.17, а показаны пример функциональной схемы управления (СУ) двухтактного инвертора и временная диаграмма, поясняющая ее работу (рис. 7.17, б). Схема управления содержит генератор импульсов  $G$  пилообразной формы, формирующий на втором выходе тактовые импульсы синхронизации  $U_c$ . Импульсы пилообразной формы  $U_n$  сравниваются с управляющим сигналом  $U_y$  компаратором  $D_2$ ; при этом на его выходе образуются импульсы напряжения  $U_{ш}$  с регулируемой длительностью  $T_n$ . Для краткости эту часть схемы будем называть широтно-импульсным модулятором (ШИМ).

Импульсы  $U_{ш}$  с помощью триггера  $D1$ , управляемого синхроимпульсами, и логических элементов типа И ( $D3, D4$ ) распределяются по двум каналам так, что тактовые импульсы управления  $U_{т1}$  и  $U_{т2}$  чередуются. После усиления по мощности и гальванической развязки (если это необходимо по условиям работы) импульсы поступают на транзисторные ключи силового модуля, формирующего выходное напряжение  $U_2$ . Приведенная схема является основой для специализированных управляющих микросхем силовой электроники. В отечественной практике получили распространение схемы 1114EY1—1114EY5, в зарубежной UC3846 (Unitrade), TL599 (Teha Instrument) и др. [3, 23].

Принципиальной особенностью ключевых инверторов напряжения является прямоугольная форма выходного напряжения. Разлагая в ряд Фурье функцию  $u_2(t)$  (см. приложение ПЗ), получаем выражение для амплитуды  $k$ -й гармоники выходного напряжения:

$$U_{mk} = \frac{4}{T_k} A \sin k \frac{\pi}{2} K_{зи}, \quad (7.8)$$

где  $A$  — амплитуда импульсов;  $K_{зи} = T_n / 0,5 \cdot T$  — коэффициент заполнения импульсов управления инвертора.

На рис. 7.18 показаны кривые изменения амплитуды первых трех гармоник напряжения в функции величины коэффициента за-

полнения. Приведенную зависимость  $U_{mk}=f(K_{зи})$  называют *регулирующей кривой идеализированного инвертора*.

Форма выходного напряжения инвертора зависит не только от длительности управляющих импульсов, но и от алгоритма управления ключами и характера нагрузки [26].

#### *А. Инвертор с отводом средней точки трансформатора (рис. 7.19, а)*

Работу инвертора рассмотрим при наиболее распространенной нагрузке с индуктивной реакцией и пренебрежении током намагничивания трансформатора. Нагрузка может характеризоваться постоянной времени  $\tau_n = L_n/R_n$  или фазовым параметром  $\operatorname{tg} \varphi = \omega L_n/R_n = \omega \tau_n$ . При включении транзистора *VT1* (интервал времени  $t_0 - t_1$ , рис. 7.19, б, в) образуется контур передачи энергии от источника в нагрузку, приведенную к первичной обмотке ( $Z'_n = Z_n \omega_1^2 / \omega_2^2$ ). На нагрузке формируется импульс напряжения высотой  $A = U_1 - \Delta U_{кэ}$ . При выключении транзистора в момент  $t_1$  энергия индуктивности поддерживает ток в нагрузке. Трансформируясь в первичную цепь, ток замыкается в контуре инвертора, протекая через диод *VD2* навстречу источнику  $U_1$ . При этом напряжение в нагрузке изменяет полярность. Мгновенное напряжение на интервале  $\Delta t_{1-2}$  выше напряжения источника на величину  $\Delta U_{VD}$ :

$$u_2(t) = -U_1 + \Delta U_{VD}.$$

В режиме прерывистого тока энергии индуктивности нагрузки недостаточно для поддержания тока на интервале паузы.

Главным следствием индуктивной реакции нагрузки является увеличение площади под кривой выходного напряжения, следовательно, регулирующая кривая инвертора отличается от идеализированного случая (см. рис. 7.18) и приближается к ней при уменьшении индуктивной реакции (при  $\tau_1 \rightarrow 0$ , рис. 7.20 кривая 1).

При определенных соотношениях между  $K_{зи}$  и постоянной времени нагрузки  $\tau_n$  инвертор переходит в режим непрерывного тока, при этом напряжение имеет форму меандра (кривая 3) и не меняется при дальнейшем увеличении  $K_{зи}$ . В таких случаях говорят о нарушении регулируемости инвертора.

Для выбора параметров транзистора можно воспользоваться приближенными соотношениями. Ориентируясь на первую гармонику напряжения и тока, для предельного случая (напряжение имеет форму меандра) находим:

а) амплитуду 1-й гармоники напряжения первичной и вторичной обмоток:

$$U_{1m} = (U_1 - \Delta U_{кэ}) \frac{4}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} K_{зи} = 1,27 (U_1 - \Delta U_{кэ}) |_{K_{зи}=1},$$

$$U_{2m} = U_{1m} \frac{\omega_2}{\omega_1};$$



б) амплитудное значение тока первичной цепи:

$$I_{1m} \approx I_{Km} = \frac{U_{2m}}{|Z'_n|} \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_{2m}}{R'_n \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi^2}} \cdot \frac{w_2}{w_1};$$

в) максимальное напряжение на коллекторах транзисторных ключей:

$$U_{Km} = 2(U_1 + \Delta U_{VD}) \approx 2U_1;$$

г) активную мощность, передаваемую в нагрузку:

$$P_2 \approx \frac{1}{2} I_{1m} \cdot U_{1m} \cos \varphi_n.$$

### Б. Мостовой инвертор напряжения

В мостовом инверторе необходимо формировать две пары управляющих сигналов, при этом возможен вариант симметричного и несимметричного управления. В первом случае все сигналы управления имеют одинаковую длительность  $T_n \leq 0,5T$  (рис. 7.2, в); во втором сигналы управления двух транзисторов имеют длительность  $0,5T$  (рис. 7.21, з). Рассмотрим работу инвертора в каждом из режимов на интервале одного полупериода.

**Симметричный режим управления.** При замыкании транзисторных ключей  $VT1$  и  $VT3$  (интервал времени  $t_0 - t_1$ , рис. 7.21, б) образуется цепь передачи энергии в нагрузку:

$$i_1(t) = i'_n(t) = \frac{u'_n(t)}{R'_n} (1 - e^{-t/\tau_n}); \quad u'_n(t) = U_1 - 2\Delta U_{K\partial}.$$

В момент  $t_1$  нечетная пара ключей запирается, индуктивность, являясь источником энергии, поддерживает ток в цепи, образуемой обратными диодами  $VD4$ ,  $VD2$  и источником. На интервале  $t_1 - t_2$  энергия, накопленная в магнитном поле, возвращается в источник питания  $U_1$ . Если до момента  $t_3$  ток спадает до нуля, то, как и при работе инвертора с отводом средней точки трансформатора, образуется режим прерывистого тока. На интервале работы обратных диодов напряжение на нагрузке изменяет знак и имеет величину

$$u'_n(t) = -(U_1 + 2\Delta U_{VD}).$$

Как и в случае инвертора со средней точкой трансформатора, реакция индуктивной нагрузки приводит к зависимости формы и величины выходного напряжения от фазового параметра нагрузки.

**Несимметричный режим управления.** Отличительной особенностью такого режима является нарушение связи между источником и нагрузкой при запираании одного из ключей. Если в момент времени  $t_2$  (рис. 7.21, з) выключается транзистор  $VT1$ , то ток нагрузки замыкается в короткозамкнутой цепи через оставшийся в работе транзистор  $VT3$  и диод  $VD4$  (интервал  $t_2 - t_3$ , рис. 7.21, д).

Так как нагрузка оказалась закороченной, то напряжение на ее зажимах близко к нулю ( $u(t) = \Delta U_{кз} + \Delta U_{вд} \approx 2 \text{ В}$ ).

С выключением транзистора  $VT3$  энергия индуктивности продолжает поддерживать ток через диоды  $VD2, VD4$ , направляя его «навстречу» источнику  $U_1$ . На этом интервале  $u(t) = U_1 + 2\Delta U_{вд}$ , начиная с момента  $t_4$  нарастает ток отрицательной полуволны через транзисторы четной пары.

Таким образом, при пренебрежении падением напряжения на открытых транзисторах и диодах форма напряжения близка к идеализированной кривой и не зависит от фазового параметра нагрузки. Очевидно, для получения такого режима система управления инвертора должна обеспечить формирование двух тактовых импульсов управления, регулируемых по длительности, и двух нерегулируемых.

**Пример 7.3.** Инвертор с внешним возбуждением выполнен по мостовой схеме. Режим управления транзисторными ключами несимметричный (рис. 7.21, з). Амплитуда импульсов выходного напряжения  $A = 100 \text{ В}$ .

*Определить:*

1. Коэффициенты заполнения управляющих импульсов  $K_{зи}$ , обеспечивающие уменьшение до нуля третьей и пятой гармоник.

2. Действующие значения выходного напряжения, первой гармоники и величины коэффициента нелинейных искажений  $K_r$  при изменении  $K_{зи}$  от 0,5 до 1,0.

*Решение*

1. Из формулы (7.8) находим, что амплитуды  $k$ -й гармоники обращаются в нуль при равенстве нулю сомножителя  $\sin k \frac{\pi}{2} K_{зи}$ . Этому условию удовлетворяет значение аргумента  $k \frac{\pi}{2} K_{зи} = n\pi$ , где  $n$  — натуральное число.

Следовательно, значения  $K_{зи}$ , при которых гармоники с номером  $k=3$  и  $k=5$  обращаются в нуль, будут:

а)  $k=3$ :  $K_{зи} = 2n/k = 2/3$ ;

б)  $k=5$ :  $K_{зи(1)} = 2/5$ ;  $K_{зи(2)} = 4/5$ .

2. Действующее значение выходного напряжения  $U'_2$  (см. приложение 3, табл. П.3.1, пример 2), первой гармоники напряжения  $U'_{2(1)}$  и коэффициента  $K_r$  определим по формулам

$$U'_2 = A\sqrt{2T_{ш}/T} = A\sqrt{K_{зи}} = 100\sqrt{K_{зи}};$$

$$U'_{2(1)} = \frac{U_{m(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{4A}{\pi\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{2} K_{зи}\right) = \frac{4 \cdot 100}{3,14 \cdot 1,41} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} K_{зи}\right);$$

$$K_r = \frac{\sqrt{(U'_2)^2 - (U'_{2(1)})^2}}{U'_{2(1)}} = \sqrt{\frac{(U'_2)^2}{(U'_{2(1)})^2} - 1}.$$

Решение для ряда значений приведены в табл. 7.3.

### 7.4.3. Тиристорные инверторы

В тиристорных инверторах в качестве переключателей тока используются тиристоры. Инверторы могут быть выполнены по любой из рассмотренных схем, однако, как было отмечено выше, из-за ограниченной управляемости тиристоров схемы инверторов дополняются устройствами принудительного выключения тиристо-

Таблица 7.3

$K_{зи}$	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$U'_2, В$	7,07	77,5	83,6	89,4	94,8	100
$U'_2(1), В$	63	72,8	80	85	88	90
$K_r$	0,51	0,36	0,306	0,32	0,4	0,484

ров. Как правило, в устройствах выключения используют энергию предварительно заряженного коммутлирующего конденсатора.

Для надежного выключения тиристоров необходимо выполнить следующие условия:

а) уменьшить ток выключаемого тиристора до значения ниже тока удержания;

б) выдержать время, в течение которого к тиристор не следует прикладывать прямое напряжение (этот параметр характеризуется временем выключения тиристора, см. § 3.2).

Если на интервале задержки  $t_a$  на тиристор воздействует обратное напряжение, то время выключения сокращается. Для формирования времени задержки в силовой контур инвертора вводят индуктивный реактор (коммутирующую индуктивность). На рис. 7.22 показаны примеры мостового инвертора и инвертора с отводом средней точки трансформатора. Так как коммутирующий конденсатор в схемах включен параллельно нагрузке, то такой инвертор называют параллельным.

Введение в силовой контур инвертора индуктивного реактора изменяет характер электромагнитных процессов в схеме. При достаточной величине  $L_k$  преобразователь становится инвертором тока и характеризуется условием  $i_L(t) \approx \text{const}$ .

Рассмотрим работу инвертора тока с отводом от средней точки трансформатора (рис. 7.22, а) в квазиустановившемся режиме при активной нагрузке. К моменту включения тиристора  $VS1$  (момент времени  $t_0$ ) состояние схемы характеризуется следующим: включен  $VS2$ ; конденсатор  $C_k$  заряжен до максимального значения напряжения с полярностью, указанной на схеме; схема замещения инвертора имеет вид, показанный на рис. 7.23 (интервал  $t_1 - t_2$ ). Открывание тиристора  $VS1$  под действием управляющего импульса вызывает образование тока коммутации  $i_k$  в КЗ контуре, направленного навстречу рабочему току тиристора  $VS2$ . Со снижением до нуля тока  $i_{VS2}$  ток индуктивности  $i_L$  «переводится» в цепь первого тиристора. Эквивалентная схема инвертора после включения тиристора  $VS1$  имеет вид, показанный на рис. 7.23 (интервал времени  $t_0 - t_1$ ).

Конденсатор  $C'_k$ , приведенный к полуобмотке  $\omega_1$  с начальным напряжением  $-U_c(0)$ , начинает перезаряжаться. Скорость пере-

заряда и величина установившегося значения  $U_c(t_1) = -U_c(0)$  зависят от постоянной времени параллельно включенных коммутирующего конденсатора  $C'_k = 4C_k$  и  $R_n$ . При увеличении  $R'_n$  экспоненциальный характер напряжения  $U_c(t)$  приближается к линейному, при этом значение  $U_{cm}$  может достигать большой величины. В течение времени, пока напряжение конденсатора остается отрицательным, к выключаемому тиристор  $VS2$  прикладывается запирающее напряжение. Если за это время тиристор не восстановит своих запирающих свойств, то после смены знака напряжения конденсатора тиристор включится самопроизвольно и произойдет «опрокидывание» инвертора, сопровождаемое неконтролируемым ростом тока КЗ.

Таким образом, емкостная реакция нагрузки является принципиально необходимой для создания тиристорам необходимых условий запираения. Из диаграмм напряжения видно, что величина сопротивления нагрузки влияет на величину запирающего импульса и его длительность. Очевидно, величина коммутирующего конденсатора должна выбираться из условий гарантирования необходимого времени  $t_3$  при наибольшем токе нагрузки.

**Пример 7.4.** Инвертор напряжения мостового типа работает на частоте  $\omega = 314$  рад/с ( $f = 50$  Гц); коэффициент заполнения импульсов управления  $K_{зи} = 1$ ; постоянная времени нагрузки  $\tau_n = 3,18 \cdot 10^{-3}$  с; активная составляющая  $R_n = 10$  Ом; амплитуда прямоугольного импульса напряжения на нагрузке  $U_2 = 100$  В; коэффициент трансформации выходного трансформатора  $n = \omega_2/\omega_1 = 2$ .

*Определить:*

1. Мгновенное значение тока в установившемся режиме на интервале полуволны напряжения в моменты  $t = 0$ ,  $t_1 = 0,125$ ,  $t_2 = 0,25$  Т,  $t_3 = 0,375$  Т и  $t_4 = 0,5$  Т (потери напряжения в ключах и трансформаторе можно пренебречь).

2. Максимальный ток ключей.

3. Сравнить максимальные токи, вычисленные приближенным методом первой гармоники и операторным методом.

4. Вычислить активную мощность, передаваемую в нагрузку.

*Решение.*

Операторная схема замещения (см. приложение П.4) при включении одной пары ключей инвертора приведена на рис. 7.24. Источник напряжения  $I(0)L$  учитывает начальные условия.

В соответствии со схемой замещения запишем операторное уравнение для тока и имеет вид

$$I(p) = \frac{U_2 - I(0)L}{p(R_n + pL)} = \frac{U_2/L}{p\left(\frac{1}{\tau_n} + p\right)} - \frac{I(0)}{\frac{1}{\tau_n} + p},$$

где  $\tau_n = L/R_n$  — постоянная времени нагрузки.

Переходя к оригиналу тока, получаем решение в общем виде:

$$i(t) = \frac{U_2}{R_n} (1 - e^{-t/\tau_n}) - I(0)e^{-t/\tau_n}.$$

Установившемуся режиму соответствует равенство максимальных значений тока в моменты  $t = 0$  и  $t = 0,5$  Т. После подстановки в уравнение для тока  $i(t)$  значения  $t = 0,5$  Т и с учетом равенства  $i(0,5 \text{ Т}) = I(0)$  находим значение  $I(0) = I_m$  в установившемся режиме:

Таблица 7.4

$t, \text{с}$	0	$2,5 \cdot 10^{-3}$ (0,125T)	$5 \cdot 10^{-3}$ (0,25T)	$7,5 \cdot 10^{-3}$ (0,375T)	$10 \cdot 10^{-3}$ (0,5T)
$i(t), \text{А}$	-9,17	-1,68	6,1	8,2	9,17

$$I(0) = \frac{U_2}{R_n} \cdot \frac{1 - e^{-I/2\tau_n}}{1 + e^{-I/2\tau_n}} = \frac{100}{10} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{20 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,18 \cdot 10^{-3}}}}{1 + e^{-\frac{20 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,18 \cdot 10^{-3}}}} = 9,17 \text{ А},$$

где  $T = 1/f = 1/50 = 20 \cdot 10^{-3} \text{ с}$ .

1. Мгновенное значение тока определяем с помощью выражения

$$i(t) = \frac{100}{10} (1 - e^{-t/3,18 \cdot 10^{-3}}) + 9,17 e^{-t/3,18 \cdot 10^{-3}}.$$

Результаты расчета сведены в табл. 7.4.

2. Максимальный ток ключей отличается от максимального тока нагрузки в  $n = \omega_2/\omega_1$  раз:

$$I_{S \max} = I_m n = 9,17 \cdot 2 = 18,34 \text{ А}.$$

3. Для вычисления максимального тока методом первой гармоники находим по формуле (7.8) напряжение  $U_{m1}$  и полное сопротивление нагрузки на частоте  $\omega = 314 \text{ рад/с}$ :

$$U_{m1} = \frac{4}{\pi} U_2 \sin\left(\frac{\pi}{2} K_{\text{зи}}\right) = \frac{4}{3,14} 100 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = 127,4 \text{ В};$$

$$|Z_n| = \sqrt{R_n^2 + (\omega L_n)^2} = R_n \sqrt{1 + (\omega \tau_n)^2} = 10 \sqrt{1 + (314 \cdot 3,18 \cdot 10^{-3})^2} = 14,1 \text{ Ом}.$$

Амплитуда первой гармоники тока

$$I_{m1} = U_{m1}/|Z_n| = 127,4/14,1 = 9 \text{ А},$$

что на 1,8% отличается от полученного точным методом расчета.

4. Активная мощность в нагрузке

$$P_n = \frac{U_{m1} I_{m1}}{2} \cos \varphi_n.$$

Значение  $\cos \varphi$  найдем из следующих соотношений:

$$\cos \varphi_n = R_n/|Z_n| = 10/14,1 = 0,707.$$

Таким образом,

$$P_n = \frac{127,4 \cdot 9}{2} \cdot 0,707 = 405 \text{ Вт}.$$

**Пример 7.5.** Инвертор тока мостового типа (рис. 7.20, в) работает на частоте  $f = 400 \text{ Гц}$ ; сопротивление нагрузки  $R_n = 150 \text{ Ом}$ ; коэффициент трансформации  $n = \omega_2/\omega_1 = 1$ ; постоянная времени приведенной нагрузки  $\tau_n = RC = 0,625 \cdot 10^{-2} \text{ с}$ .

*Определить:*

1. Мгновенные значения выходного напряжения в установившемся режиме работы инвертора на интервале одной полуволны тока (для  $t = 0$ ,  $t_1 = 0,125 T$ ,  $t_2 = 0,25 T$ ,  $t_3 = 0,375 T$ ,  $t_4 = 0,5 T$ ).

2. Во сколько раз изменится максимальное значение напряжения на нагрузке при увеличении  $R_n$  до значения 400 Ом.

3. Величину интервала запираания тиристоров.

**Решение.**

1. По аналогии с предыдущим примером получим операторную схему замещения инвертора на интервале одной полуволны тока (рис. 7.25).

Источник напряжения  $U_C(0)/p$  учитывает начальное напряжение конденсатора в момент  $t=0$ . Величина приведенной нагрузки  $R'_H = R_H n^2 = R_H$ .

Составим операторное уравнение для контура:

$$U_C(p) = \frac{I_L - U_C(0)pC}{p\left(pC + \frac{1}{R_H}\right)} = \frac{I_L/C}{p\left(p + \frac{1}{\tau_H}\right)} - \frac{U_C(0)p}{p + \frac{1}{\tau_H}}.$$

Полученное выражение по форме совпадает с выражением для  $I(p)$  предыдущего примера, поэтому решения для оригинала и рассуждения относительно установившихся значений  $U_C(0) = U_{cm}$  также совпадают:

$$u_C(t) = I_L R_H (1 - e^{-t/\tau_H}) - U_C(0) e^{-t/\tau_H};$$

$$U_{cm} = U_C(0) = I_L R_H \frac{1 - e^{-t/2\tau_H}}{1 - e^{-t/2\tau_H}},$$

где  $\tau_H = R_H C = 0,625 \cdot 10^{-3}$ .

Подставляя значения  $I_L = 2$  А,  $R_H = 150$  Ом,  $t = T/2$  ( $T = 1/f$ ),  $T/2\tau_H = 2,5 \cdot 10^{-3}/2 \times 0,625 \cdot 10^{-3} = 2$ , находим

$$U_C(0) = 2 \cdot 150 \frac{1 - e^{-2}}{1 + e^{-2}} = 2 \cdot 150 \cdot \frac{1 - 0,135}{1 + 0,135} = 228 \text{ В.}$$

Далее определяем значения напряжения в указанные в условии задачи моменты времени:

$$u_C(t) = 2 \cdot 150 (1 - e^{-t/0,625 \cdot 10^{-3}}) - 228 \cdot e^{-t/0,625 \cdot 10^{-3}}.$$

Результаты решения сводим в табл. 7.5.

2. При увеличении сопротивления нагрузки вдвое постоянная времени также возрастет:  $\tau_H^* = 2\tau_H = 1,25 \cdot 10^{-6}$  с. По формуле для  $U_C(0) = U_{nm}$  находим

$$U_{nm} = 2 \cdot 2 \cdot 150 \frac{1 - e^{-T/2\tau_H^*}}{1 + e^{-T/2\tau_H^*}} = 2 \cdot 300 \cdot \frac{1 - e^{-1}}{1 + e^{-1}} = 2 \cdot 300 \frac{1 - 0,368}{1 + 0,368} = 271 \text{ В.}$$

3. Приняв  $u_C(t)$ , найдем решение для времени  $t_3$ , в течение которого напряжение снижается до нуля:

$$0 = I_L R_H (1 - e^{-t_3/\tau_H}) - U_C(0) e^{-t_3/\tau_H},$$

откуда

$$e^{-\frac{t_3}{\tau_H}} = \frac{U_C(0)}{I_L R_H} + 1;$$

$$t_3 = \tau_H \ln \left( 1 + \frac{U_C(0)}{I_L R_H} \right) = 0,65 \cdot 10^{-3} \ln \left( 1 + \frac{228}{2 \cdot 150} \right) = 0,367 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Таблица 7.5

$t/T$	0	0,125	0,25	0,375	0,5
$t$ , мс	0	0,313	0,616	0,929	1,25
$u_C$ , В	-228	-16,8	103	180	228

При активно-индуктивной нагрузке инвертора часть энергии коммутирующего конденсатора расходуется на компенсацию энергии индуктивности, поэтому для поддержания необходимой величины времени запираания требуется большая величина емкости. Для иллюстрации воспользуемся приближенным методом основной (первой) гармоники, считая, что угол «опережения» первой гармоники тока определяет угол запираания тиристора. По схеме замещения инвертора для одной полуволны тока (рис. 7.26, а) строим векторную диаграмму токов (рис. 7.26, б). Вектор тока нагрузки  $I_n$  отстает на угол  $\varphi_n$  от вектора напряжения  $U$ . Для создания результирующего тока  $I$  с опережением на угол  $\beta$  необходимо, чтобы вектор тока конденсатора  $I_c$ , направленный навстречу току индуктивной составляющей  $I_L$ , превышал последний (рис. 7.26, б).

Из векторной диаграммы находим

$$I_c = I_L + I \cos \beta = I_n \cos \varphi_n + I,$$

где

$$I_L = I_n \sin \varphi_n; \quad I = I_n \cos \varphi_n \frac{1}{\sin \beta}.$$

Таким образом,

$$I_c = I_n (\sin \varphi_n + \cos \varphi_n \operatorname{tg} \beta).$$

Необходимая величина емкости, обеспечивающая угол  $\beta$ , находится из соотношения

$$C = \frac{I_c}{U_{\omega}} = \frac{I_n}{U_{\omega}} (\sin \varphi_n + \cos \varphi_n \operatorname{tg} \beta).$$

При активной нагрузке ( $\varphi_n = 0$ ) величина необходимой емкости составит  $C_{R_n} = I_n \operatorname{tg} \beta / U_{\omega}$ .

Легко показать, что  $C_{RL_n} > C_{R_n}$ . Так, при  $\beta = 30^\circ$  угол  $\varphi_n = 30^\circ$ , емкость  $C_{RL_n}$ .

Зависимость необходимой величины емкости от фазового параметра нагрузки является одним из недостатков рассмотренного инвертора тока. Другой недостаток связан с зависимостью величины выходного напряжения от нагрузки и от ее характера ( $\cos \varphi_n$  или фазового параметра  $\omega t_n$ ). Наиболее сильно она проявляется при малых нагрузках, где возникает опасность больших перенапряжений. Частичное устранение указанных недостатков достигается отделением коммутирующего конденсатора от нагрузки с помощью отсекающих диодов (см. рис. 7.22, б, г). Наличие диодов не позволяет реактивной энергии нагрузки обмениваться с энергией конденсатора, чем достигается исключение функции компенсации конденсатором реактивности нагрузки и повышения напряжения при малых нагрузках (рис. 7.26, в). Вместе с тем для обеспечения непрерывности тока активно-индуктивной нагрузки при переключении тиристорov инвертора требуется введение в схему обратных диодов, образующих так называемый обратный выпрямитель. Существует большое число схем включения обратных

выпрямителей; наиболее распространенная предполагает их включение к отпайкам трансформатора (на схемах рис. 7.22 показано штриховой линией). На базе подобных схем строятся промышленные однофазные инверторы тока типов ИТ220/15, ОИ ТС220/15 [27], а также инверторы трехфазного тока ИАГП-12. Первые предназначены для гарантированного питания переменным током аппаратуры уплотнения соединительных линий ГТС и радиорелейных станций при первичном питании от аккумуляторных батарей с напряжением  $60 \pm 6$  В. Трехфазный инвертор обеспечивает формирование симметричного трехфазного напряжения 220 В с частотой 50 Гц со стабилизацией напряжения методом регулирования балластной индуктивности и предназначен для гарантированного питания переменным током потребителей большой мощности (например, электронных, квазиэлектронных АТС, ЦКСТ на базе специализированных вычислительных комплексов (СУВК), НУП систем передачи К1920У).

Кроме инверторов тока на основе тиристорных ключей могут быть построены инверторы напряжения. На рис. 7.27, а показан пример последовательного инвертора мостового типа. Для коммутации тиристоров используется явление резонанса напряжений, поэтому такой тип инверторов называют также *резонансным*.

При отпирании нечетной пары тиристоров в цепи формируется полусинусоидальный импульс тока, при этом со снижением тока до нуля тиристоры выключаются, а напряжение на конденсаторе остается неизменным ( $U_{cm} \geq U_1 \approx \text{const}$ ).

При включении второй пары тиристоров формируется отрицательная полуволна тока в цепи и происходит смена полярности напряжения конденсатора. Очевидно, интервал задержки (рис. 7.27, б) между моментом спада тока одной полуволны  $t_1$  и отпиранием второй пары тиристоров  $t_2$  должен обеспечивать восстановление запираемых свойств тиристоров.

Работа инвертора может быть описана с помощью формул приложения П4. Приняв за начало момент времени  $t_0$ ,  $U_c(0) = -U_{cm}$ ,  $i(0) = 0$ , запишем операторное уравнение тока в цепи.

$$i(p) = \frac{U_1(p) + \frac{U_c(0)}{p}}{pL + R + \frac{1}{pC}} = \frac{[U_1 + U_c(0)] \frac{1}{L}}{p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}}.$$

Введем обозначения

$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{R}{\rho}; \quad \rho = \sqrt{L/C}; \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC}.$$

Решение для изображения тока приводится к табличному виду (см. приложение 4, табл. П4.1)

$$I(p) = \frac{[U_1 + U_c(0)] \frac{1}{\omega L}}{p^2 + 2\xi\omega_0 + \omega_0^2}.$$



Переходя к оригиналу тока, запишем

$$i(t) = \frac{U_1 + U_C(0)}{x_L} \cdot e^{-\xi\omega_0 t} \sin \omega t,$$

где  $\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2} \approx \omega_0$  для  $\xi \leq 0,1$ .

Рассуждая аналогично, получаем решение для напряжения конденсатора:

$$u_C(t) = U_1 - [U_1 + U_C(0)] e^{-\xi\omega_0 t} \cos \omega_0 t.$$

По окончании полуволны тока ( $\omega_0 t = \pi$ ) значение достигнет значения  $U_{cm}$ , причем в установившемся режиме работы  $U_{cm} = U_C(0)$ . Таким образом,

$$U_{cm} \approx U_1 - [U_1 + U_{cm}] e^{-\xi\pi}$$

или

$$U_{cm} = \frac{1 + e^{-\xi\pi}}{1 - e^{-\xi\pi}} U_1 \approx \frac{1 + (1 - \xi\pi)}{1 - (1 - \xi\pi)} U_1 = \frac{2}{\xi\pi} U_1. \quad (7.9)$$

Приближенное решение для амплитуды тока получим, приняв

$$\omega t = \pi/2; \quad U_C(0) = U_{cm} = \frac{2}{\xi\pi} \cdot U_1;$$

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{U_1 \left(1 + \frac{2}{\xi\pi}\right)}{x_L} e^{-\xi\frac{\pi}{2}} \approx \frac{U_1}{x_L} \left(1 + \frac{2}{\xi\pi}\right) \left(1 - \frac{\xi\pi}{2}\right) \approx \\ &\approx \frac{U_1}{x_L} \cdot \frac{2}{\xi\pi} = \frac{U_{cm}}{x_L}. \end{aligned}$$

Активная мощность, передаваемая в резистор,

$$P = 2U_1 I_0 \frac{t_n}{T} = 2U_1 \frac{2I_m}{\pi} \cdot \frac{\pi}{\omega_0} f = 4U_1 I_m \frac{f}{\omega_0},$$

где  $I_0$  — среднее значение тока на интервале времени  $\Delta t = \pi/\omega_0$ ;  $f$  — частота преобразования;  $\omega_0$  — собственная частота резонансного контура.

**Пример 7.6.** В инверторе напряжения (рис. 7.28), транзисторные ключи переключаются синхронно с изменением полуволны тока. При положительной полуволне включены транзисторы  $VT1$  и  $VT3$ , при отрицательной —  $VT2$ ,  $VT4$ .падением напряжения на транзисторах можно пренебречь;  $U_1 = 60$  В,  $R = 0,6$  Ом,  $L = 120$  мкГн,  $C = 2$  мкФ.

*Определить:*

1. Частоту  $f_0$ , максимальное и эффективное значение напряжения конденсатора.
2. Эффективное значение тока резонансной цепи, среднее значение тока первичного источника.
3. Привести диаграммы изменения напряжения  $u_2(t)$ ,  $u_C(t)$ ,  $i(t)$ .

*Решение.*

1. Частота  $f_0$  определяется собственной частотой резонансного контура:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = 10^6/\sqrt{240} = 64,5 \cdot 10^3 \text{ рад/с}; \quad f_0 = \omega_0/2\pi = 10,27 \text{ кГц}.$$

Коэффициент затухания цепи

$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{R}{\sqrt{L/C}} = 0,5 \cdot 0,6 \sqrt{2/120} = 3,8 \cdot 10^{-2}.$$

По формуле (7.9) величина

$$U_{Cm} \approx 2/\xi \pi \cdot U_1 = \frac{260}{3,8 \cdot 10^{-2} \cdot 3,14} = 1005,7 \text{ В.}$$

Эффективное значение напряжения  $U_C = U_{Cm}/\sqrt{2} = 1005,7/1,41 = 713 \text{ В.}$

2. Действующий ток резонансной цепи

$$I = \frac{U_C}{\omega_0 L} = \frac{713}{64,5 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 10^{-6}} = 92 \text{ А.}$$

Средний ток, потребляемый от источника, определяется как среднее значение выпрямленного тока  $I$  синусоидальной формы:

$$I_{10} = 0,9 I = 83 \text{ А.}$$

3. Диаграмма напряжения (рис. 7.28, б) представляет форму меандра. Ток в цепи синусоидален и совпадает по фазе с напряжением. Напряжение конденсатора сдвинуто по фазе на  $90^\circ$  по отношению к току. Ток источника  $i(t)$  представляет выпрямленный ток цепи.

## 7.5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Преобразователи постоянного напряжения по структурным признакам делятся на две группы: с однократным и многократным (не менее двух) преобразованием энергии. В первой группе звено преобразования представляет импульсный регулятор напряжения, во второй в структуру ППН входит звено инвертирования и выпрямления. Дополнительными признаками может быть наличие или отсутствие гальванической связи между цепями первичного источника и нагрузки. Так, ППН со звеном инвертирования предусматривает включение трансформатора в выходной цепи инвертора. Кроме согласования уровней напряжения с помощью трансформатора решается задача гальванической развязки.

Рабочие процессы и характеристики ППН зависят также и от условий передачи энергии от источника в нагрузку (на прямом такте, на обратном такте, т. е. с промежуточным накоплением энергии в реактивном элементе). В настоящем разделе рассматриваются основные характеристики и примеры схмотехнической реализации ППН, получивших наиболее широкое распространение в технике электросвязи и информационных системах.

### 7.5.1. Однотактные преобразователи постоянного напряжения с передачей энергии на прямом такте

Базовой схемой такого класса преобразователей является ППН понижающего типа (рис. 7.29). При некоторых допущениях и ограничениях к ней могут быть приведены схемы ППН с трансформаторной развязкой (как однотактные, так и двухтактные). Преоб-

разователь включает транзисторный прерыватель тока силового контура, сглаживающий  $LCD$ -фильтр. При включении силового транзистора под воздействием импульса тока базы на вход сглаживающего фильтра передается положительный импульс напряжения  $U_2 = U_1 - \Delta U_{кз}$  длительностью  $T_n$  (рис. 7.30). При запираании транзистора передача энергии от источника в нагрузку прекращается. Сглаживающий фильтр уменьшает переменную составляющую выходного напряжения.

В работе ППН можно выделить два режима: непрерывного и прерывистого токов фильтрового реактора, различающиеся условиями формирования выходного напряжения на интервале разомкнутого ключа.

#### А. Режим непрерывного тока реактора

В этом режиме энергии, накопленной в магнитном поле реактора на интервале  $T_n$ , достаточно для поддержания тока нагрузки на интервале паузы  $T_n = T - T_n$ . С замыканием ключа транзистора  $VT$  под действием запирающего напряжения обратный диод  $VD$  запирается, и в цепи источник, ключ, реактор, нагрузка, шунтированная емкостью  $C_\phi$ , нарастает ток

$$i_1(t) = I_{Lmin} + \frac{U_1 - U_{20}}{L_\phi} \cdot t, \quad (7.10)$$

где  $I_{Lmin}$  — начальный ток;  $U_{20} = U_1 K_{зи}$  (см. § 7.2),  $L_\phi$  — индуктивность фильтрового реактора.

При  $t = T_n$  ток достигает максимального значения  $I_{Lmax}$ . Из уравнения (7.10) определяется двойной размах пульсаций тока  $\Delta I_L$  (от пика до пика):

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{U_1}{L_\phi} (1 - K_{зи}) T_n. \quad (7.11)$$

Очевидно, режим непрерывности тока обеспечивается при условии  $\Delta I_L < I_0 = U_{20}/R_n$ . Из уравнения (7.11) с учетом выражения для  $U_{20}$  находим условие обеспечения режима непрерывного тока:

$$\tau_{LR} = \frac{L_\phi}{R_n} > \frac{1}{2} T_n \left( \frac{1}{K_{зи}} - 1 \right), \quad (7.12)$$

где  $\tau_{LR}$  — постоянная времени цепи реактор, нагрузка.

Необходимую величину емкости фильтра определяют по условию допустимого напряжения пульсации, создаваемого переменной составляющей тока  $i_L(t)$  на зажимах фильтрового конденсатора. Ориентируясь на основную гармонику пульсаций, запишем

$$U_{Cm1} = I_{Lm1} \frac{1}{\omega C \alpha_f}, \quad (7.13)$$

где  $U_{Cm1}$ ;  $I_{Lm1}$  — первая (основная) гармоника переменных состав-

ляющих напряжения и тока;  $\omega$  — круговая частота преобразования;  $C$  — паспортная величина емкости;  $\alpha_f$  — коэффициент снижения эффективной емкости на повышенных частотах преобразования (см. § 5.4).

Легко показать, что значения  $I_{Lm1}$  и  $U_{Cm1}$  имеют максимальное значение при  $K_{зи}=0,5$  ( $T_n=0,5 T$ ). С учетом этого определим необходимую емкость фильтра при заданной величине амплитуды напряжения пульсаций. Используя разложение в ряд Фурье треугольной функции тока (см. приложение 3, пример П8) и формулу (7.13), находим амплитуду первой гармоники тока и необходимую величину емкости конденсатора фильтра:

$$I_{Lm1} = \frac{4}{\pi} \Delta I_L;$$

$$C = \frac{U_{m1}}{2\pi^2 L_\Phi f^2 \alpha_f} = \frac{2 U_{m1}}{\omega^2 L_f \alpha_f}. \quad (7.14)$$

Следует заметить, что для инженерной практики приемлем приближенный метод расчета величины емкости фильтра, основанный на представлении ППН моделью каскадно соединенных генератора прямоугольных импульсов,  $LC$ -фильтра и нагрузки. При таком подходе алгоритм расчета сводится к следующим действиям:

а) при известной величине  $K_{зи}$  и амплитуде импульсов напряжения на входе фильтра по формуле (приложение 3) определяют амплитуду первой гармоники пульсаций напряжения на входе фильтра;

б) сопоставляя полученную амплитуду с заданным значением напряжения пульсации на выходе определяют требуемый коэффициент сглаживания;

в) используя выражение (5.9) для коэффициента сглаживания индуктивно-емкостного фильтра, определяют величину  $C$ .

### *Б. Режим прерывистого тока ППН*

При нарушении условия (7.12) за время  $T_p$  в паузе между импульсами напряжения, формируемого транзисторным ключом  $VT$ , ток спадает до нуля (рис. 7.30, б).

Среднее значение тока, передаваемого в нагрузку,

$$I_0 = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Lmax}}{T} (T_n + T_p), \quad (7.15)$$

где  $I_{Lmax}$  — амплитуда тока фильтрового реактора. Приняв  $U_{20} = U_C = \text{const}$ , из соотношения  $U_0 = -L di/dt$ ,

$$I_{Lmax} = \frac{U_{20}}{L_\Phi} \cdot T_p. \quad (7.16)$$

Выразив  $U_{20}$  через  $I_0$  и  $R_n$  из соотношений (7.15), (7.16), получим следующие основные расчетные выражения:

$$K_{зр} = \frac{T_p}{T} = 0,5 K_{зи} \sqrt{1 + \frac{8\tau_n f}{K_{зи}^2}}; \quad (7.17)$$

$$U_{20} = U_1 \frac{K_{зи}}{K_{зи} + K_{зр}} = 2U_1 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{8\tau_n f}{K_{зи}^2}}\right)^{-1},$$

где  $\tau_n = L_\Phi / R_n$  — постоянная времени цепи фильтра.

Емкость фильтра может быть найдена по формуле (7.14) для наихудшего случая по условиям пульсаций (при  $T_n = T_p = 0,5 T$ ).

В ППН с трансформаторной развязкой входной и выходной цепей импульсный регулятор превращается в инвертор напряжения. На рис. 7.31, а, б показаны две модификации управляемых ППН. Появление импульсного трансформатора в цепи постоянного тока накладывает ограничения на величину коэффициента заполнения передаваемых импульсов. В отличие от бестрансформаторных схем на интервале замкнутого состояния транзисторного ключа VT протекают два процесса — передачи энергии в нагрузку и намагничивания магнитопровода трансформатора. На интервале следующей паузы магнитопровод трансформатора должен быть размагничен. При таком условии трансформатор работает в несимметричном (одностороннем) режиме намагничивания без неконтролируемого нарастания магнитного потока, т. е. без насыщения.

Таким образом, при трансформаторной развязке минимальная пауза (а значит, и максимальный коэффициент заполнения) диктуются не условиями регулирования напряжения ППН, а условием размагничивания трансформатора. Для обеспечения размагничивания в схеме рис. 7.31, а трансформатор дополнен специальной «размагничивающей» обмоткой  $w_{1-2}$ . С ее помощью энергия, накопленная в магнитном поле на интервале прямого такта, выводится (сбрасывается) в первичный источник на втором такте. Так как условие размагничивания требует равенства нулю вольт-секундного интеграла ЭДС  $e(t)$  (или напряжения  $u(t)$ ) обмоток за период, то из соотношения

$$U_{1(+)} w_{1-1} T_n = U_{1(-)} w_{1-1} T_p,$$

где  $U_{1(+)} \approx U_1$ ;  $U_{1(-)} = U_1 \frac{w_{1-2}}{w_{1-1}}$ ;  $T_n = T - T_p$ , находим условие размагничивания трансформатора в виде

$$K_{зи \max} = \frac{T_{n \max}}{T} \leq \frac{w_{1-2}}{w_{1-1}} \cdot \frac{T_p}{T_n} = \frac{n_1}{1 + n_1},$$

где  $n_1 = w_{1-2} / w_{1-1}$ .

При выполнении отвода трансформатора от середины  $w_{1-1} = w_{1-2}$ ,  $n_1 = 1$  и величина  $K_{зи \max} = 0,5$ .

В мостовой одноктактной схеме рис. 7.31, б первичная обмотка выполняет обе функции: намагничивания — через транзисторы

$VT1$ ,  $VT2$  и размагничивания — через обратные диоды  $VD1$ ,  $VD2$ . Это также означает, что для нее  $K_{зи\ max}=0,5$ . Схема замещения ППН отличается от базового варианта появлением дополнительной индуктивной цепи намагничивания трансформатора (рис. 7.31, в, г). При пренебрежении током намагничивания основные расчетные соотношения совпадают с соотношениями для предыдущей схемы. Следует отметить, что в реальных трансформаторах коэффициент связи между обмотками не равен единице. Следствием этого является образование индуктивности рассеяния, энергия которой не может быть передана в источник питания через обратные диоды. Для ограничения неизбежного импульса перенапряжения, связанного с индуктивностью рассеяния в приведенных выше схемах, предусмотрены защитные  $RCD$ -цепи, шунтирующие транзисторные ключи. Работа цепей аналогична рассмотренным в 3.3.2.

### 7.5.2. Преобразователи постоянного напряжения с передачей энергии на втором (обратном) такте

Такой преобразователь (рис. 7.32, а) является аналогом поллярно-инвертирующего бестрансформаторного регулятора (см. рис. 7.3, б). В отличие от ППН, описанных выше, в рассматриваемом выпрямительный диод включен в обратном направлении. По этому признаку подобные ППН называют также «с обратным включением диода». Другой принципиальной особенностью схемы является отсутствие в выходной цепи сглаживающего реактора.

Работа ППН сводится к накоплению энергии в магнитном поле дросселя-трансформатора на интервале включения транзисторного ключа  $VT$  и передаче ее параллельно включенным конденсатору и нагрузке на втором такте при разомкнутом ключе. На первом интервале выпрямительный диод  $VD$  заперт напряжением вторичной обмотки, на втором обмотка выступает в качестве генератора тока. При этом условие непрерывности магнитного потока обеспечивает выполнение равенства  $I_{1m}\omega_1 = I_{2m}\omega_2$ , где  $I_{1m}$  и  $I_{2m}$  — амплитуды токов первичной и вторичной обмоток.

Из изложенного видно, что энергетические свойства ППН определяются изменением тока в контуре намагничивания, поэтому оптимальным режимом ППН с точки зрения получения наибольшей мощности при наименьших потерях и пульсациях является граница между режимами прерывистого и непрерывистого тока, при которой  $I_{1\ min}=I_{K\ min}=0$ ,  $\Delta I_L=I_{K\ max}$  (рис. 7.32, б).

Такой способ легко реализуется в режиме автогенерации ППН с помощью специализированных микросхем и широко используется в средствах отображения информации (телевизионных приемниках, видеомониторах). Особенности режима являются:

а) транзисторный ключ открывается только после фиксации момента спадания до нуля тока  $i_2$  (для этого достаточно контролировать момент  $(t_2)$  снижения до нуля полуволны напряжения  $u_2(t)$ ;

б) время открытого состояния ключа ограничивается моментом достижения током  $i_1$  заданной пороговой величины  $I_{1\max}$ .

Рабочие процессы в ППН описываются следующими соотношениями (при допущении  $\Delta U_{кэ} = 0$  и пренебрежении пульсациями выходного напряжения):

а) ток первичной цепи

$$i_1(t) = i_k(t) = \frac{U_1}{L_1} t; \quad I_{k\max} = \frac{U_1}{L_1} T_n,$$

где  $T_n$  — время открытого состояния ключа;  $L_1$  — индуктивность первичной обмотки;

б) ток вторичной цепи

$$i_2(t) = I_{k\max} \frac{w_1}{w_2} \left( 1 - \frac{t}{T_n} \right), \quad T_n = T - T_n.$$

В то же время из условия  $L_2 \frac{di_2}{dt} = U_{20}$  следует

$$I_{2\max} = \frac{U_{20}}{L_2} T_n,$$

где  $L_2$  — индуктивность вторичной обмотки ( $L_2 = L_1 w_1^2 / w_2^2$ );

в) выходное напряжение ППН определим из приведенных в пп. а, б равенствах для токов при условии  $I_{k\max} w_1 = I_{2\max} w_2$ :

$$U_{20} = U_1 \frac{w_2 K_{зи}}{w_1 (1 - K_{зи})};$$

г) энергия и мощность, передаваемая ППН.

$$W_m = L_1 \frac{I_{k\max}^2}{2} \approx L_2 \frac{I_{2\max}^2}{2};$$

$$P_{20} \approx w_m f^2 = \frac{U_1}{2L_1} K_{зи} T_n.$$

Другое выражение для мощности имеет вид  $P_{20} = U_{20}^2 / R_n$ .

Сопоставляя оба выражения для мощности, находим

$$U_{20} = U_1 K_{зи} \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\frac{R_n}{2L_2 f}} = U_1 K_{зи} \sqrt{\frac{R_n}{2L_1 f}}.$$

Из полученных выражений следует:

а) с повышением частоты преобразования величину энергии и связанные с нею  $I_{k\max}$ ,  $L_1$  можно уменьшать;

б) величина выходного напряжения  $U_{20}$  зависит от  $R_n$  и в предельном случае ( $R_n = \infty$ ), т. е. в режиме ХХ, неограниченно возрастает. Физически это связано с отсутствием отбора мощности при сохраняющейся «накачке» энергией фильтрового конденсатора.

В ППН, где возможны режимы ХХ, для предупреждения перенапряжения предусматриваются цепи «сброса» избыточной энергии. Это могут быть либо балластные цепи, либо дополнительные обмотки с диодом (см. рис. 7.32, а).

В нормальном режиме нагрузки ЭДС дополнительной обмотки  $\omega_{\text{доп}}$  меньше напряжения источника  $U_1$  и не влияют на работу ППН. Со снижением тока нагрузки напряжение  $U_{20}$  возрастает, соответственно возрастает напряжение  $U_{\omega_{\text{доп}}} = U_{20}\omega_{\text{доп}}/\omega_2$ . При условии  $U_{\omega_{\text{доп}}} > U_1$  диод  $VD$  открывается и фиксирует напряжение обмотки. Начиная с этого момента избыточная энергия, накопленная в магнитопроводе, передается в источник.

### 7.5.3. Двухтактные преобразователи постоянного напряжения

Двухтактные ППН отличаются от однотактных лучшим использованием полупроводниковых приборов и электромагнитных аппаратов (в первую очередь трансформатора) и поэтому предпочтительны при повышении выходной мощности более 100...150 Вт. В структуру ППН входят двухтактный инвертор, выходной выпрямитель и фильтр. Улучшение свойств ППН достигается тем, что в двухтактном ППН на каждом полупериоде частоты преобразования обеспечивается передача энергии от источника в нагрузку. Таким образом, двухтактный ППН может быть представлен совокупностью двух однотактных с передачей энергии на прямом такте, но работающих со сдвигом во времени на половину периода. Следствиями такой работы являются увеличение выходной мощности, снижение импульсов тока, увеличение частоты пульсаций выходного напряжения, симметричное перемagnичивание магнитопровода выходного трансформатора. В ППН могут быть применены любые известные схемы инверторов и выпрямителей.

В качестве примеров на рис. 7.33 показаны три варианта распространенных схем ППН. Так как схемы со средней точкой трансформатора формируют двойное напряжение на зажимах полупроводниковых приборов, то первая из приведенных схем предпочтительна в низковольтных (по входу и выходу) ППН. В мостовой и полумостовой схемах инвертора (рис. 7.33, б в) напряжение  $U_{\text{кэmax}} \approx U_1$ , поэтому схемы широко применяются при высоком значении входного напряжения. Работу схемы поясним на примере мостового ППН при идеализации ее компонентов (отсутствие потерь, мгновенное переключение, индуктивность рассеяния и ток намагничивания равны нулю).

При включении нечетной пары транзисторных ключей (интервал времени  $t_0 - t_1$ , рис. 7.34) формируется импульс полуволны напряжения инвертора ( $U_2 = U_1 \cdot \omega_2/\omega_1$ ) длительностью  $T_n$ , обеспечивающий после выпрямления уровень среднего напряжения  $U_{20} = U_2 T_n / 0,5 T$ . Нарастающий ток  $i_1 (i_1 = I'_n + i_n \approx I'_n)$  поддерживает



ток нагрузки и пополняет запас энергии в реактивных элементах фильтра. Выключение транзисторов в момент времени  $t_1$  нарушает связь источника и приведенной нагрузки (рис. 7.34, б) на интервале паузы ( $t_1-t_2$ ), ток в нагрузке поддерживается энергией, запасенной в реактивных элементах. Ток индуктивности  $i_L$  разветвляется в диодном мосту, поэтому  $i_{VD(t_1-t_2)}=0,5 i_L$ . Включение четной пары транзисторных ключей приводит к формированию отрицательной полуволны (интервал времени  $t_2-t_3$ ). Импульс вызывает запирающие двух диодов выпрямительного моста, два других транзистора пропускают импульс напряжения в нагрузку. Далее процесс повторяется.

Основные расчетные соотношения двухтактных идеализированных ППН приведены в табл. 7.6. На работу реальных преобразователей существенное влияние оказывают индуктивности рассеяния трансформатора и задержки переключения диодов выпрямителя (см. § 3.2). На рис. 7.35 показана диаграмма работы реального ППН. Как видно из графиков, основное отличие от идеализированного ППН заключается в уменьшении длительности выпрямленных импульсов напряжения  $u_d$ , вызванного явлением коммутации тока в диодной цепи. С учетом изложенного в § 4.5 для реального ППН запишем

$$U_{20} \approx (U_1 - 2\Delta U_{кз}) \frac{w_2}{w_1} K_{зи} - I_0 R_b - 2\Delta U_{VD}.$$

Другой особенностью реального ППН является необходимость шунтирования ключей обратными диодами и введения защитных  $RC$ -цепей, не показанных на схемах.

#### 7.5.4. Многофазные преобразователи постоянного напряжения

Увеличение мощности единичных устройств преобразовательной техники сопряжено с увеличением нагрузок по току и напряжению полупроводниковых приборов. Параллельное и последовательное их включение из-за неравномерности распределения токов и напряжений требует дополнительных устройств принудительного распределения нагрузок, что усложняет схемы и снижает их эффективность.

Одним из направлений упрочнения ППН является групповое (параллельное и последовательное) включение относительно маломощных, функционально законченных ППН или отдельных его блоков. Такой прием упрощает проектирование мощных ППН, позволяет решать задачи резервирования. Очевидно, задача распределения мощности между отдельными преобразователями, образующими общий (групповой) модуль, возникает и в этом случае, однако здесь она может быть решена методами коррекции управляющих воздействий преобразователей, составляющих группу. На

Таблица 7.6

Расчетные соотношения для идеализированных ППН, работающих в режиме непрерывного тока реактора

Схема ППН*												
Инвертор	Выпрямитель по схеме:	$U_{20}$	$\Delta/L$	$U_{m(1)}$	$I_1$	$U_{KЭ max}$	$I_{K m}$	$U_{VD обр}$	$I^{**}_{VD}$	$P_T$		
О	О рис. 7.33, а	$2U_1 \frac{T_n}{T_n} \frac{T_n}{w_2}$	$\frac{U_0}{L} \frac{w_2}{w_1} \left( \frac{1}{K_{3B}} - 1 \right) T_n$	$\frac{1}{U_0} \frac{L}{\pi^2 f^2 C \alpha_f}$	$I_0 \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\frac{K_{3B}}{2}}$	$2U_1$	$(I_0 + 0,5 \Delta I_L) \frac{w_2}{w_1}$	$2U_1 \frac{w_2}{w_1}$	$I_0 \left( \frac{1}{1+K_{3B}} \right)$	$P_0 \left( \sqrt{\frac{1+3K_{3B}}{2K_{3B}}} + \sqrt{2} \right)$		
	М					$U_1 \frac{w_2}{w_1}$		$U_1 \frac{w_2}{w_1}$		$1,21 P_0$		
М	О рис. 7.33, б	$2U_1 \frac{T_n}{T_n} \frac{T_n}{w_2}$	$\frac{U_0}{L} \frac{w_2}{w_1} \left( \frac{1}{K_{3B}} - 1 \right) T_n$	$\frac{1}{U_0} \frac{L}{\pi^2 f^2 C \alpha_f}$	$I_0 \frac{w_2}{w_1} \sqrt{K_{3B}}$	$U_1$	$(I_0 + 0,5 \Delta I_L) \frac{w_2}{w_1}$	$2U_1 \frac{w_2}{w_1}$	$I_0 \left( \frac{1}{1+K_{3B}} \right)$	$P_0 \left( 0,5 + \sqrt{\frac{1+3K_{3B}}{8K_{3B}}} \right)$		
	М					$U_1 \frac{w_2}{w_1}$		$U_1 \frac{w_2}{w_1}$		$P_0$		
ПМ	О рис. 7.33, в	$U_1 \frac{T_n}{T_n} \frac{T_n}{w_2}$	$\frac{U_0}{L} \frac{w_2}{w_1} \left( \frac{1}{K_{3B}} - 1 \right) T_n$	$\frac{1}{U_0} \frac{L}{\pi^2 f^2 C \alpha_f}$	$2I_0 \frac{w_2}{w_1} \sqrt{K_{3B}}$	$U_1$	$(2I_0 + \Delta I_L) \frac{w_2}{w_1}$	$2U_1 \frac{w_2}{w_1}$	$I_0 \left( \frac{1}{1+K_{3B}} \right)$	$P_0 \left( 0,5 + \sqrt{\frac{1+3K_{3B}}{8K_{3B}}} \right)$		
	М					$U_1 \frac{w_2}{w_1}$		$U_1 \frac{w_2}{w_1}$		$P_0$		

Примечания: О — с отводом от средней точки; М — мостовая схема; ПМ — полумостовая схема;  $K_{3B} = 2K_{3H}$ ;  $K_{3B} \in [0 \dots 1,0]$ ; \* с отводом от средней точки; \*\* средний ток дiodов.

рис. 7.36, 7.37 показаны функциональная схема группового ППН и варианты суммирования мощности [28].

Возможны различные варианты организаций управления ППН в группе:

1. Все ППН независимы, охвачены индивидуальной отрицательной обратной связью. Распределение мощности между ППН не контролируется.

2. Все ППН функционально закончены, охвачены индивидуальной ОС и имеют дополнительный вход коррекции управления, по которому осуществляют распределение тока или напряжения.

3. Работа всех ППН согласована и определяется общей (для всей группы) управляющей схемой. Согласование может включать синхронизацию переключения транзисторов или их переключение с определенным фазовым сдвигом, контроль тока или напряжения отдельного ППН и введение соответствующих коррекций управления.

В последнем случае составляющие группу ППН вырождаются в силовые тракты (каналы), а преобразовательная группа превращается в так называемый многофазный преобразователь постоянного напряжения (МПП).

Таким образом, основная идея МПП заключается в суммировании мощности отдельных силовых каналов, работа которых во времени сдвинута на  $\Delta T = T/n$ . Особенностью таких устройств являются улучшение качества выходного напряжения при снижении габаритных размеров фильтрующих устройств, увеличение в  $n$  раз частоты пульсации напряжения и тока, снижение пульсаций тока первичного источника и уменьшение помех, порождаемых пульсирующими токами.

## **ГЛАВА 8. ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ ПРЕДПРИЯТИЙ ПРОВОДНОЙ СВЯЗИ**

### **8.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОПРИЕМНИКОВ. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ПОДСТАНЦИИ**

В зависимости от требований по надежности электроснабжения электроприемники предприятий связи подразделяются на первую, вторую и третью категории. Из состава электроприемников первой категории выделяется особая группа потребителей, предъявляющих повышенные требования к надежности электроснабжения. К ней относятся междугородные телефонные станции, телеграфные станции и узлы, сетевые узлы и узлы автоматической коммутации, обслуживаемые усилительные пункты кабельных магистралей, районные узлы связи (РУС) промышленных районов, объединенные телефонно-телеграфные станции, городские телефонные станции емкостью более 3000 номеров.

К первой категории относятся центральные усилительные станции (ЦУС) радиотрансляционных узлов, городские АТС емкостью

от 500 до 3000 номеров, сельские АТС, РУС сельскохозяйственных районов, а ко второй категории — опорные и усилительные подстанции, блок-станции и станции радиотрансляционных узлов и подстанции городских телефонных сетей. Все остальные потребители относятся к третьей категории [1].

Трансформаторные подстанции предназначаются для обеспечения электроснабжения от энергетических сетей общего пользования. Функции 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, разъединители, высоковольтные предохранители, измерительные трансформаторы, разрядники для защиты воздушных вводов, аппараты и приборы низкого напряжения.

Высоковольтные выключатели применяются для включения и отключения высоковольтных цепей. Выключатели могут срабатывать автоматически и имеют ручной привод. Для напряжений 6...10 кВ наибольшее распространение получили масляные выключатели, у которых размыкаемые контакты помещены в трансформаторное масло. Сочетания выбора момента размыкания контактов при переходе мгновенного значения тока через нуль и помещение контактов в масло позволяют разрывать высоковольтную цепь при больших токах. На практике применяются различные конструкции масляных выключателей, которые выбираются при конкретном проектировании. 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 предназначаются 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 предназначаются 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 организации понижающей подстанции для потребителей особой группы первой категории показан на рис. 8.1. К подстанции подводятся две высоковольтные линии (ВЛ), которые через разъединители  $Q2$  и  $Q8$  поступают на шины 10 кВ. Шины между собой соединяются разъединителями  $Q6$ ,  $Q7$ , которые обычно замкнуты. Через разъединители  $Q3$ ,  $Q9$  и предохранители  $F1$ ,  $F2$  к шинам подсоединяются понижающие трансформаторы  $T1$ ,  $T2$ . Вторичные обмотки трансформаторов через автоматические масляные выключатели  $Q4$ ,  $Q10$  подключаются к шинам низкого напряжения. Разъединители  $Q1$ ,  $Q12$  служат для заземления шин в случае проведения ремонтных работ.

Оборудование 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 сборные шины.

По надежности энергоснабжения все без исключения предприятия междугородной связи относятся к потребителям особой группы первой категории. Эти потребители получают электроэнергию от трех источников. На предприятиях междугородной телефонной связи электроэнергия подается от двух независимых внешних источников через самостоятельные вводы. Третьим источником, как правило, является собственная дизельная электростанция. В исключительных случаях, при наличии трех внешних независимых источников, собственные электростанции могут отсутствовать. На предприятиях (ГТС, МТС) и обслуживаемых усилительных пунктах (ОУП) собственная электростанция оборудуется одним автоматизированным дизельным агрегатом. Два дизельных агрегата (рабочий и резервный) имеют собственные электростанции сетевых узлов и узлов автоматической коммутации. В целях сокращения резервных агрегатов допускается устанавливать один резервный агрегат на два рабочих.

В качестве основной системы электропитания на предприятиях междугородной связи применяется буферная система. Стабилизация выходного напряжения может осуществляться либо с помощью устройств автоматической коммутации аккумуляторных батарей (АБ), либо полупроводниковыми преобразователями.

Электропитание потребителей особой группы первой категории переменным током в основном осуществляется через полупроводниковые инверторы, входящие в состав установок бесперебойного питания.

В качестве примера рассмотрим структурную схему построения электроустановки ОУП междугородной связи, которая приведена на рис. 8.2. Электроэнергия к трансформаторной подстанции (ТП) поступает от двух независимых источников 1 и 2 по двум линиям электропередачи. На ТП имеются две высоковольтные шины, которые с помощью замыкания разъединителей  $Q2$ ,  $Q3$  могут соединяться между собой. Рубильники  $Q1$  и  $Q4$  предназначены для

заземления любой из шин. К каждой шине через выключатели  $Q6$ ,  $Q7$  и предохранители  $F1$ ,  $F2$  подключаются понижающие трансформаторы  $T1$  и  $T2$ , вторичные обмотки которых соединены в звезду с выводом нулевой точки, которая заземляется. Таким образом на низкой стороне образуется трехфазная система с заземленной средней точкой. На выходе каждого трансформатора включаются амперметры  $PA1$ — $PA3$  или  $PA4$ — $PA6$ , вольтметры  $PV1$  и  $PV2$ , счетчики активной и реактивной электроэнергии  $Wh$ ,  $WARh$ . Далее электроэнергия поступает на шины низкого напряжения, которые могут объединяться замыканием рубильников  $Q21$ ,  $Q22$  и автомата  $Q27$ . В качестве распределительных устройств низкого напряжения применяются типовые панели, оборудованные устройствами коммутации и защиты. На них устанавливается различное количество автоматов или рубильников с рычажным приводом и ножевым предохранителем. Напряжение для питания аппаратуры связи и некоторых ответственных потребителей подается на щит переменного тока ЩПТА-4, к шинам гарантированных нагрузок которого подключается также автоматизированная дизельная электростанция; ЩПТА имеет контактор  $K$ , позволяющий отсоединить от шин нагрузки напряжение внешней сети. Принятое построение распределения напряжения позволяет при необходимости осуществить режим автономного питания от собственной электростанции. Рассмотренная схема электроснабжения аппаратуры связи является типовой для потребителей особой группы первой категории.

## **8.2. АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕЗЕРВИРОВАНИЕ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ**

Ведомственными нормами технологического проектирования предприятий связи предусматривается осуществлять электроснабжение 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). На предприятиях связи установка АВР производится на стороне низкого напряжения. Простейшая схема электроснабжения с применением АВР показана на рис. 8.3. В нормальном режиме работы нагрузки получают питание от ввода переменного тока внешней сети. Если во внешней сети пропадает электроэнергия, то размыкается контакт  $K1$  и замыкается контакт  $K2$ . Одновременно с этим выдается команда на запуск дизель-генераторной электростанции, которая замещает поврежденную внешнюю сеть. В следствие восстановления напряжения на вводе внешней сети контакт  $K2$  размыкается, контакт  $K1$  замыкается, нагрузка вновь получает питание от сети, и АДЭС останавливается. Пример реализации схемы АВР с применением электромеханических устройств показан на рис. 8.4. Схема позволяет подключать нагрузки к любому из двух источников, имею-

щихся в электроустановке предприятия связи. Предположим, что оба источника находятся под напряжением. В этом случае контакты реле контроля напряжения  $K2$  и  $K3$  замкнуты и обмотка контактора  $K4$  находится под напряжением. Нагрузки через контакты  $K4$  питаются от первого источника. Нормально замкнутые контакты реле контроля напряжения, которые включены в цепь обмотки контактора  $K5$ , разомкнуты и обмотка этого контактора обесточена. При отключении напряжения любой из фаз источника  $I$  отпускает соответствующее реле контроля напряжения, обесточивается обмотка контактора  $K4$  и его контакты размыкаются. После отпускания реле контроля напряжения его нормально замкнутые контакты подают напряжение на обмотку контактора  $K5$ , и его контакты подключают нагрузку ко второму источнику. Суммарное время переключения нагрузки может достигать  $0,6 \dots 0,8$  с. Устройство требует регулировки и чистки контактов, обладает сравнительно невысокой надежностью, поэтому в настоящее время широко внедряются полупроводниковые устройства АВР, обладающие лучшими техническими свойствами.

Полупроводниковые АВР обладают большим быстродействием и высокой надежностью. Такие АВР реализуются с помощью тиристоров, управление которыми осуществляется транзисторами и микросхемами. На рис. 8.5 и 8.6 показаны примеры схем полупроводниковых 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, контролируемого датчиками  $D1-D3$ , устройство управления УУ прерывает подачу импульсов управления на тиристоры ключей основного источника и в момент прохождения мгновенного значения тока через нуль, тиристоры замыкаются. 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 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 АВР 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 тиристоров. Структурная схема устройства показана на рис. 8.6, а. В его состав входят трехфазный тиристорный ключ  $K$ , схема контроля напряжения и тока нагрузки  $СК$ , схема управления  $СУ$  тиристорным ключом и вспомогательное зарядное устройство  $ЗУ$ , предназначенное для заряда конденсаторов, включенных в каждую фазу ключа. На рис. 8.6, б показана схема одной фазы ключа  $K$ . Схемой управления через каждый полупериод открываются тиристоры  $VS1$  и  $VS2$ , и переменный ток поступает в нагрузку. Как только отклонения напряжения на нагрузке превысят  $\pm 25\%$  или ток в нагрузке достигнет 1,7 ... 2,0 номинального значения, схема управления выдает команду на запуск тиристора  $VS3$ , конденсатор  $C$  разряжается через один из тириستоров  $VS1$  или  $VS2$ , после чего проводящий тиристор закрывается. Одновременно с этим схема управления блокирует подачу управляющих импульсов. В ТКИ предусмотрена выдержка времени до 1 с, если выходное напряжение выходит за пределы  $+10$  и  $-15\%$ , но не достигает  $\pm 25\%$  номинального значения. Устройства рассчитаны на ток 50 и 100 А; потери мощности не превышают 5%, а время отключения нагрузки 1 мс.

### **8.3. СОБСТВЕННЫЕ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ ПРЕДПРИЯТИЙ СВЯЗИ**

#### **8.3.1. Общие положения**

Собственные электростанции предприятия связи предназначены для обеспечения электроэнергией наиболее ответственных потребителей при отключении внешней сети переменного тока. Состав и количество агрегатов собственных электростанций определяются условиями электроснабжения и категориями электроприемников. В исключительных случаях при отсутствии на предприятии связи внешнего электроснабжения собственные электростанции рассчитываются на непрерывную длительную работу и оборудуются тремя и более дизель-генераторными агрегатами (ДГА). При электроснабжении от двух внешних независимых источников мощность агрегатов станции выбирается из расчета обеспечения электроэнергией технологического оборудования междугородных телефонных станций, телеграфных станций и узлов, сетевых и узлов автоматической коммутации, обслуживаемых усиленных пунктов, районных узлов связи, ГТС емкостью более 3000 номеров, светильников рядового и аварийного освещения, собственных нужд дизель-электростанции (ДЭС), послеаварийного дозаряда АБ и т. д.

При электроснабжении предприятий связи от одного внешнего источника к перечисленному оборудованию добавляются аппаратура городских АТС емкостью от 500 до 3000 номеров, районных узлов связи, расположенных в сельскохозяйственных районах.



В собственных электростанциях применяются ДГА, автоматизированные, как правило, по третьей степени. Эта степень автоматизации предусматривает работу станции без постоянного присутствия эксплуатационного персонала при автоматическом выполнении ряда операций, обеспечивающих работу электроустановки предприятия связи. К этим операциям относятся:

поддержание частоты вращения генератора, выходного напряжения и температуры в системах охлаждения и смазки;

управление пуском, остановкой, подзарядом пусковых аккумуляторных батарей, приемом нагрузки и совместной работой нескольких агрегатов;

остановка агрегата с выдачей аварийных сигналов в случаях повышения температуры воды в системе охлаждения на 5—10% выше максимального значения, понижения давления масла в системе смазки двигателя на 10—20% ниже допустимого значения, превышения частоты вращения двигателя на 15—20% номинального значения;

пополнение топливных, масляных и водяных расходных баков и воздушных пусковых баллонов;

управление работой вентиляции и отопления помещения ДЭС; защита цепей и устройств ДЭС.

Автоматический запуск ДЭС может быть осуществлен с помощью электростартеров или сжатого воздуха.

### 8.3.2. Оборудование собственных электростанций

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

Генератор ДГА-3-48 М обеспечивает номинальную выходную мощность до 50 кВт и напряжение  $3 \times 400$  В. Нестабильность напряжения не хуже  $\pm 2\%$  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 18 000 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 помеще-

нии от 8 до 50° С относительной влажности  $95 \pm 3\%$  при температуре  $25 \pm 2^\circ$  С.

Аварийная остановка дизеля происходит при исчезновении напряжения генератора, повышении температуры жидкости в системе охлаждения выше 105° С, понижении давления масла в системе смазки дизеля менее 1,7 кГс/см<sup>2</sup>, повышении 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-Т/400-3Д имеет выходную мощность 200 кВт и напряжение  $3 \times 400$  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  $\pm 10$  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 линейного или фазного напряжения 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° С и относительной влажности воздуха до 98% при температуре 25° С.

Пуск и прием нагрузки при автоматическом управлении из состояния горячей готовности осуществляются 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. Перевыв между двумя перегрузками должен быть не менее двух часов.

Станция с агрегатами АСДА-200, используемая в качестве резервного источника, может автоматически запускаться в работу при снижении напряжения основной сети на 20% длительностью 1 с, а также выключаться за время 12 с после восстановления напряжения основной сети. При автоматическом запуске одновременно включаются сразу три агрегата, после чего один из них берет на себя нагрузку, а два другие останавливаются. В случае сни-

Таблица 8.1

## Основные технические параметры электростанций серии АС

Наименование параметров	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 набора 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		+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	

жения 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. 8.1).

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 отдель-

ных 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 и имеющим выход через звукоизолирующий тамбур. В общих зданиях не разрешается размещение постоянно работающих автоматических ДЭС.

Размеры помещения электростанции определяются при проектировании 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 агрегатов 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.

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

### 8.3.3. Указания по обеспечению безопасности

Собственные электростанции предприятий связи относятся к категории повышенной опасности, и поэтому их эксплуатация и обслуживание регламентируются требованиями общих правил и документов, ведомственных инструкций и документаций завода-изготовителя.

На предприятиях связи с постоянным обслуживанием ежедневно, а на необслуживаемых при каждом посещении персоналом проводится внешний осмотр щитов, дизелей, генераторов, приборов и соединений трубопроводов, проверяется температура охлаждающей жидкости (не менее 40°С) и масла (не менее 20°С) по приборам на щитке, напряжение внешней сети, напряжение подзаряда АБ, положение тумблеров и устройств управления и отсутствие аварийных сигналов. Не реже одного раза в 10 дней производят:

осмотр топливохранилища, топливной, масляной и водяной систем;

проверку наличия топлива, масла, охлаждающей жидкости (воды) и отсутствие течи; замеры напряжения, уровня и плотности (норма 1,24 ... 1,26 г/мм<sup>3</sup>) электролита во всех стартерных АБ,

пусковых устройствах (при пневматическом пуске). Данные измерений заносятся в соответствующий журнал;

проверку исправности цепей подогрева дизелей и надежности контактных соединений в этих цепях;

пробные поочередные пуски агрегатов на время до 10 мин без нагрузки, при этом проверяется отсутствие посторонних шумов, повышенной вибрации, надежность крепления навесных агрегатов, показания щитовых приборов;

проверку отсутствия сигнала аварии после остановки агрегата; уборку помещения, удаление пыли и подтеков; соответствующие записи в журналах.

Ежеквартально помимо указанных работ производится:

профилактика всех реле и контакторов со снятием напряжения и отключением щитов от сборных шин, чистка щитов и монтажа от пыли, проверка надежности паек, затяжка гаек, винтов, проверка свободного хода якорей реле и контакторов, осмотр и чистка контактов реле, при необходимости промывка их спиртом с помощью мягкой кисти, осмотр и чистка силовых и блокировочных контактов контакторов;

снятие крышек блоков регуляторов напряжения генераторов, проверка состояния их элементов, чистка монтажа и подтяжка контактных соединений, осмотр контактных колец, щеток и щеткодержателей генераторов;

проверка исправности предохранителей и сигнальных ламп;

проверка датчиков в цепях автоматики;

проверка работы станции под нагрузкой не менее одного часа, при этом проверяется работа всех цепей управления и автоматики станции, режимы работы основных систем, включая аварийную остановку агрегата с автоматическим запуском другого.

За время полугодовых профилактических работ, помимо указанных, проверяют установку реле и работу системы подкачки топлива, а также датчики включения и выключения вентилятора, автопуск дизеля на самопрогрев и его остановок. Во время годовых работ дополнительно к перечисленным промывают топливные и масляные баки, фильтры грубой очистки. Проводят техническое обслуживание дизелей согласно заводской инструкции, контрольные заряд-разряды АБ, измерения изоляции силовых цепей и проверку вибрации агрегата.

Следует отметить некоторые мероприятия по обеспечению безопасности работ в процессе обслуживания дизельных электростанций. При запуске двигателя запрещается подогревать маслопроводную и топливопроводную системы паяльными лампами, факелами и т. д. При необходимости подогревать эти системы можно горячей водой. В помещении, где установлены дизели, и в хранилище для горючих и смазочных материалов запрещается входить с открытым огнем и курить. Запрещается во время работы двигателя чистить и смазывать его части, менять приводные ремни и проводить ремонтные работы с ним. При остановке двигателя для осмотра, чистки или ремонта должны быть приняты

меры против ошибочного его запуска, непроизвольного включения и обязательно отключены цепи дистанционного запуска. На коммутационных устройствах, используемых для запуска дизеля, обязательно должны быть вывешены предупредительные плакаты. Нельзя заправлять дизель топливом при его работе. После окончания работы заправку можно производить только после остывания дизеля. Допускается хранение в машинном зале однодневного запаса топлива в исправной, закрытой металлической таре. Без оборудования заземления эксплуатация электростанций не допускается. Передвижные станции снабжаются специальными устройствами заземления.

При появлении признаков неисправной работы станции, например закипания охлаждающей жидкости, искрении щеток, стуках и т. д., агрегат должен быть остановлен до выяснения и устранения причин неисправности.

Лица, обслуживающие агрегаты, во время работы должны быть в спецодежде и в головных уборах.

## **8.4. СИСТЕМНЫЕ ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПРЕДПРИЯТИЙ ПРОВОДНОЙ СВЯЗИ**

### **8.4.1. Основные определения и требования**

Электроустановкой предприятия проводной связи называется комплекс сооружений, обеспечивающий электроснабжение предприятия, электропитание аппаратуры, освещение и работу других различных нагрузок с жизнедеятельностью предприятия связи как в нормальных, так и в аварийных условиях. В состав электроустановки входят линии электропередачи, трансформаторные подстанции, собственные электростанции, электрические сети технических территорий и помещений, электропитающие установки, средства электроосвещения, устройства вентиляции и кондиционирования воздуха.

Электропитающей установкой (ЭПУ) предприятия связи называется часть электроустановки, предназначенной для преобразования, регулирования, распределения и обеспечения бесперебойности подачи различных напряжений постоянного и переменного тока, необходимых для нормальной работы аппаратуры связи. В состав ЭПУ входят выпрямительные устройства, АБ, агрегаты бесперебойного питания постоянным и переменным током, преобразователи и стабилизаторы напряжения, коммутационное оборудование и токораспределительные сети, связывающие между собой оборудование электропитания и аппаратуру связи.

Электроустановки предприятий связи должны отвечать следующим основным техническим требованиям:

обеспечивать аппаратуру связи напряжениями необходимой стабильности и не выдавать на аппаратуру связи пульсаций, превышающих допустимые пределы;

обеспечивать надежность и гарантии, необходимые для нормальной работы питаемой аппаратуры связи;

обеспечивать максимально возможную степень автоматизации работы установки;

обладать достаточно высокими значениями КПД и  $\cos \phi$  при минимальных затратах;

строиться с максимальным использованием типового унифицированного оборудования и быть экономичными в строительстве и эксплуатации.

Одними из важных признаков, характеризующих системы и электропитающие установки, являются наличие в их составе аккумуляторных батарей и способ их эксплуатации. По этому признаку системы могут быть разделены на буферную с подключенной к нагрузке АБ, аккумуляторную с отделенной от нагрузки батареей и безаккумуляторную, так называемую двухлучевую систему. В буферной системе электропитания АБ выполняет роль не только резервного источника, но также существенным образом влияет на устойчивость системы в целом и снижает выдаваемые выпрямителями пульсации.

Буферная система электропитания является основной системой и получила широкое распространение на предприятиях связи.

Система с отделенной от питаемой аппаратуры аккумуляторной батареей и стабилизацией выходного напряжения с помощью устройств автокоммутации не нашла широкого применения. С одной стороны, этой системе присущи недостатки системы с автокоммутацией АБ, с другой — не используются возможности аккумуляторов для повышения фильтрации выходного напряжения и устойчивости работы оборудования ЭПУ. Положительные отличия имеет система с отделенной батареей и полупроводниковыми стабилизаторами напряжения. В этой системе между нестабилизированным выпрямителем и полупроводниковым стабилизатором напряжение параллельно через ключ включается АБ, которая в нормальном режиме работы не участвует в питании аппаратуры. Батарея включается в работу в случае отключения или занижения выходного напряжения нестабилизированного выпрямителя. Благодаря достижениям современной силовой электроники система с отключенной батареей имеет перспективы внедрения.

Безаккумуляторная система электропитания предъявляет повышенные требования к надежности электроснабжения предприятий связи. С точки зрения требований к электроснабжению применение этой системы допускается при наличии трех независимых источников, одним из которых должна быть электростанция энергосистемы, или двух независимых источников и собственной автоматизированной по третьей степени электростанции, запускаемой в случае нарушения питания от одного из независимых источников энергосистемы. Должны быть также исключены одновременные или последовательные в течение до 30 с отключения обоих источников энергосистемы и одновременные кратковременные (до 1,5 ... 2 с) посадки напряжения ниже 40% от номинального значе-

ния. К числу условий, ограничивающих применение безаккумуляторной системы, относится обязательное проведение технико-экономического анализа эффективности ее использования с учетом расходов на создание и эксплуатацию устройств электроснабжения. Алгоритмом работы безаккумуляторной системы предусмотрен режим, в котором один из отключившихся внешних источников замещается собственной электростанцией. В этом случае при использовании парка существующих выпрямителей на нагрузке возможно появление низкочастотных составляющих напряжения, обусловленных разностью частот энергосистемы и собственной электростанции. Указанные составляющие не нормированы, практически трудно подавляются фильтрами, и воздействие их на аппаратуру связи может привести к отрицательным последствиям. Кроме того, к выпускаемым в настоящее время выпрямителям для безаккумуляторной системы не предъявлялись требования о возможности питания нагрузки, имеющей отрицательный наклон характеристики, т. е. ключевых источников вторичного электропитания с ШИМ. Таким образом, решению о возможности применения безаккумуляторной системы для питания конкретных видов аппаратуры связи должен предшествовать анализ возможности удовлетворения указанных выше требований.

Современная аппаратура связи предъявляет повышенные требования к ЭПУ, поэтому при оценке количественных показателей оборудования электропитания целесообразно рассматривать его работу в статическом и динамическом режимах [29].

Статический режим может быть определен как длительный режим работы в условиях нормальной эксплуатации, при котором внешние дестабилизирующие факторы изменяются с меньшей скоростью, чем скорость работы устройств регулирования и автоматики ЭПУ, и выходные напряжения и ток изменяются плавно, без скачков.

Динамический режим может быть определен как кратковременный режим работы ЭПУ, при котором внешние дестабилизирующие факторы изменяются со скоростью, превышающей скорость работы устройств управления и автоматики ЭПУ, следствием чего является возникновение нерегулируемого переходного процесса на выходе установки.

До настоящего времени параметры на выходе ЭПУ, находящейся в динамическом режиме, не нормировались. Применение в аппаратуре связи процессоров и вычислительных комплексов, а также чувствительных к широким изменениям питающих напряжений радиоэлектронных компонентов привело к необходимости обеспечения бесперебойного питания. При этом следует отметить, что кратковременные пропадания или глубокие занижения напряжения приводят к длительным нарушениям работы аппаратуры связи.

Аппаратура связи в значительной мере выполняется на низковольтных микросхемах, поэтому для ее питания повсеместно применяются импульсные ИВЭ, которые создают на общих шинах



питания дополнительные пульсации с частотами, кратными частотам преобразования ИВЭ. Кроме того, указанные ИВЭ могут вызвать автоколебательный режим в системе «ЭПУ — нагрузка», о чем говорилось выше.

Таким образом, при создании ЭПУ для питания аппаратуры связи необходимо проведение исследований и решение широкого круга новых вопросов, требующих применения современных математических методов и схемотехники. С целью создания объединенных ЭПУ для питания различной аппаратуры связи представляет интерес рассмотрение передачи входных и выходных показателей, характеризующих различные установки. К основным входным показателям ЭПУ следует отнести номинальную величину входного напряжения переменного тока и его допустимые отклонения в статическом и динамическом режимах работы внешней сети, номинальную величину частоты сети и ее отклонения в статическом режиме, количество фаз сети переменного тока, надежность внешнего электроснабжения, куда входят категория электроснабжения, наработка на отказ и время восстановления напряжения внешней сети, коэффициент мощности ЭПУ, коэффициент нелинейных искажений и коэффициент несимметрии фазных напряжений.

Целесообразно нормировать следующие основные выходные показатели ЭПУ, в число которых входят номинальное и выставленное напряжения и их допустимые пределы изменения в статическом и динамическом режимах, время наработки на отказ и время восстановления выходного напряжения с указанием необходимости гарантированного или бесперебойного питания, требуемая выходная мощность, КПД установки, требования по устойчивости к климатическим и механическим воздействиям, а также по устойчивой работе с различными видами нагрузок и электромагнитной совместимости ЭПУ и питаемой аппаратуры связи. Для ЭПУ переменного тока к выходным показателям дополнительно относятся частота, количество фаз, коэффициент нелинейных искажений и коэффициент несимметрии фазных напряжений.

#### **8.4.2. Основные положения по устройству электроустановок**

Несмотря на многообразие структурных схем электроустановок, имеются положения, которые являются общими при создании электроустановок предприятий связи.

В качестве основного источника электроэнергии для электроустановок предприятий проводной связи служат электрические сети энергосистем, районные и городские подстанции и распределительные пункты. Обычно к предприятию связи электроэнергия подводится с напряжением 6...10 кВ. Распределение электроэнергии переменного напряжения внутри предприятия связи осуществляется, как правило, трехфазным током с напряжением 380/200 В. Показатели качества подаваемого на вход электроустановки переменного напряжения определяются ГОСТ «Электрическая энергия. Нормы качества электрической энергии и ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения».

Показатели качества постоянного и переменного напряжений, подаваемых на аппаратуру связи, нормируются ГОСТ 5237—83 «Аппаратура электросвязи. Напряжения питания и методы измерений» и техническими условиями на аппа-

ратуру. Указанный стандарт распространяется на стационарную аппаратуру связи и устанавливает значения напряжений на ее входе, а также методы их измерений. Стандартом определены две величины номинального напряжения постоянного тока 60 и 24 В. Пределы изменения напряжений могут составлять  $\pm 10$  и  $+20 \dots 10\%$  от указанных номинальных величин. Аппаратура должна также рассчитываться на воздействие одиночных импульсов напряжения прямоугольной формы с амплитудой  $\pm 20\%$  номинального значения в течение 0,4 с и плюс 40% от номинального значения в течение 0,005 с. Кроме того, аппаратура не должна повреждаться при понижении напряжения ниже указанных пределов и восстанавливать автоматически свою работоспособность при восстановлении питающего напряжения. Однофазные или фазные напряжения трехфазной системы, на которые рассчитывается аппаратура, должны соответствовать номинальному напряжению 220 В, при допустимых пределах 187 ... 242 В. При питании аппаратуры от сети общего применения через дополнительные стабилизирующие устройства допустимые пределы отклонения напряжения уменьшаются (213 ... 227 В). Пределы изменения частоты составляют от 47,5 до 52,5 Гц включительно. Допустимый коэффициент нелинейных искажений не более 10%. Значения напряжения измеряют на входных зажимах групповых устройств токораспределения и защиты, входящих в комплект аппаратуры, или на ее стойках. Примером группового устройства токораспределения может служить токораспределительный щит, устанавливаемый в автоматном зале для питания новой электронной аппаратуры коммутации. Частота переменного тока может измеряться в любых точках сети, питающей аппаратуру. Для измерения напряжений и частоты следует применять соответствующие приборы, погрешность которых должна быть на порядок ниже допускаемых предельных отклонений измеряемого значения.

В электроустановках предприятий связи резервирование внешней сети переменного тока осуществляется посредством собственных электростанций, оборудованных автоматизированными дизельгенераторными агрегатами. Количество агрегатов, применяемых в собственной электростанции предприятия связи, выбирается в зависимости от условий электроснабжения и категории технологического электроприемника. Если технологическими электроприемниками служат междугородные телефонные станции, телеграфные станции и узлы, узловые АТС, районные АТС емкостью более 20 000 номеров, ОУП кабельных магистралей, районные узлы связи для промышленных районов и АТС емкостью от 3000 до 20 000 номеров включительно на нерайонированных сетях, то при электроснабжении от двух независимых источников в электроустановке оборудуются станции с одним агрегатом. На сетевых и узлах автоматической коммутации при тех же условиях электроснабжения в электроустановке применяются два агрегата. Электроснабжение узловых АТС емкостью от 3000 до 20 000 номеров включительно на районированных сетях допускается осуществлять от одного независимого источника при двух вводах. В этом случае электростанция оборудуется двумя автоматизированными агрегатами. При электроснабжении от двух независимых источников в электроустановке собственная электростанция не оборудуется, а резервирование осуществляется от передвижных электростанций. Оборудование собственных электростанций, как правило, устанавливается с учетом обеспечения нагрузок при полном развитии предприятия связи. При применении нескольких агрегатов допускается поэтапная установка оборудования.

В электроустановках предусматривается применение двухгруппных АВ с расчетным временем разряда каждой из групп в час наибольшей нагрузки (ЧНН) по 0,5 ч. Исключения составляют электроустановки электронных и сельских АТС, в которых допускается использование батарей с большим запасом емкости. В подавляющем большинстве случаев в электроустановках применяются свинцовые аккумуляторы, работающие в режиме непрерывного подзаряда при напряжении  $2,2 \pm 0,05$  В на аккумулятор. На сельских предприятиях при нагрузках не более 25 А допускается применение щелочных аккумуляторов. В установках должны предусматриваться выпрямительные устройства, обеспечивающие заряд кислотных батарей при напряжении 2,2 ... 2,3 В на один элемент, а также их формовку и проведение контрольного заряда—разряда. При отсутствии аккумуляторов необходимой емкости допускается использование аккумуляторов меньшей емкости, включенных параллельно.

Электроустановки с применением АБ обеспечивают следующие режимы работы:

нормальный режим — при наличии электроснабжения от внешних источников. Аппаратура получает питание от выпрямителей, а АБ находятся в режиме непрерывного подзаряда;

переходный режим — при прекращении подачи напряжения от внешних источников и до запуска собственной электростанции, когда потребители получают электроэнергию от разряжающихся АБ;

режим работы от собственной электростанции или от восстановленного внешнего источника, при котором электропитание аппаратуры и автоматический дозаряд АБ производятся от выпрямительных устройств.

При размещении в одном здании различной аппаратуры с целью сокращения капитальных и эксплуатационных затрат обычно предусматривается использование общего оборудования электропитания. При этом электропитающая установка должна отвечать наиболее высоким требованиям, предъявляемым со стороны любого вида питаемой аппаратуры. В процессе проектирования общей ЭПУ необходимо также решить вопрос об электромагнитной совместимости подключаемой к ЭПУ аппаратуры. В обоснованных случаях допускается применение на одном предприятии нескольких ЭПУ. Достижения в области разработки силовых полупроводниковых преобразователей и аккумуляторов закрытого типа с каталитическими пробками позволяют вплотную приступить к разработке децентрализованных ЭПУ, размещаемых в одних помещениях с аппаратурой связи. Приближение ЭПУ к питаемой аппаратуре позволит улучшить качество питающего напряжения, сэкономить цветной металл, требуемый для токораспределительных сетей, повысить КПД ЭПУ и уменьшить взаимные влияния между различной питаемой аппаратурой.

На отдельных предприятиях связи внедрена безаккумуляторная двухлучевая система электропитания. Применение двухлучевой системы основано на условии, что не произойдет одновременного отключения или посадки напряжения более чем на 40% номинального значения по обоим питающим линиям, идущим от независимых внешних источников. Другим условием применения двухлучевой системы является обязательное технико-экономическое исследование целесообразности ее применения. При этом следует иметь в виду, что существующий и выпускаемый парк выпрямителей нуждается в проверке возможности работы этих выпрямителей на нагрузку с отрицательным наклоном ВАХ, доля которой будет непрерывно возрастать по мере внедрения новой аппаратуры. Электроустановка с использованием двухлучевой безаккумуляторной системы обеспечивает следующие режимы работы:

а) нормальный режим, при котором потребители получают электропитание через выпрямители, одновременно получающие электроэнергию от двух независимых источников;

режим, при котором один из независимых источников отключен и выпрямители обоих лучей через устройства автоматического ввода резерва подключены к одному исправному источнику;

режим, при котором потребители одновременно питаются от исправного независимого источника и собственной электростанции по двухлучевой схеме;

б) режим, при котором питание потребителей вновь переводится на два независимых внешних источника;

в) режим, при котором выпрямители обоих лучей подключены к собственной электростанции;

г) режим питания аппаратуры от одного выпрямителя при неисправности другого.

В перечисленных выше режимах работы можно отметить два аспекта, которые могут неблагоприятно сказаться на работе питаемой аппаратуры. Во-первых, это режим двухлучевого питания от внешней сети и собственной электростанции. Этот режим требует обязательной автоматической синхронизации агрегатов электростанции с внешним источником, так как в противном случае на аппаратуре могут появиться пульсации с разностной частотой источников, которые не подавляются фильтрами выпрямителей. Во-вторых, замещение отключившегося внешнего источника собственной электростанцией и обратный пе-

ревод на восстановленный внешний источник могут вызвать переходный процесс, который следует учитывать при подключении к ЭПУ аппаратуры связи.

Бесперебойный переменный ток, требуемый для электропитания аппаратуры связи, в настоящее время обеспечивается с помощью агрегатов, в состав которых входят полупроводниковые выпрямители и инверторы, а в качестве резервного источника — АБ.

Однако на сети связи до сих пор работают электромашинные агрегаты, которые используются для получения бесперебойного переменного тока. Постоянно работающие агрегаты бесперебойного питания резервируются либо аналогичными агрегатами, либо внешней сетью. В обоих случаях замещение поврежденного агрегата производится автоматически. В случае замещения агрегата сетью необходимо предварительно решить вопрос о влиянии сетевых помех на работу аппаратуры. Резервирование сетью можно применять только в том случае, если имеющиеся в сети помехи не приведут к сбою работы питаемой аппаратуры.

Гарантированный переменный ток обеспечивается с помощью собственной электростанции, которая после отключения внешнего источника автоматически принимает на себя нагрузку.

### 8.4.3. Основные положения по устройству токораспределительных систем

Для передачи электроэнергии от электроустановки к потребителям на предприятиях связи оборудуются собственные электрические сети переменного и постоянного тока. Построение сетей переменного тока не вызывает каких-либо затруднений и проводится в соответствии с общесоюзными правилами устройства электроустановок. Определенные затруднения возникают при создании токораспределительных сетей постоянного напряжения (ТРС), с помощью которых аппаратура связи подключается к ЭПУ. До настоящего времени основной схемой построения ТРС была магистрально-рядовая схема, которая состояла из магистральной и рядовой частей. Магистральная часть ТРС представляла собой проводку от выходных клемм ЭПУ до начала рядов аппаратуры. Например, в ТРС телефонных станций магистральная часть проходила между этажами здания и по автоматному залу перпендикулярно рядам аппаратуры. К каждому ряду аппаратуры от магистральной проводки отходила рядовая ее часть, которая прокладывалась вдоль ряда, и от нее короткими проводами делались спуски к клеммам стоек. В месте ответвления рядовой проводки устанавливаются аппараты защиты от КЗ. В рассматриваемой схеме ТРС обычно во всех ее частях применяется алюминиевая шинная проводка. В рядовой части также допускается использование алюминиевых проводов. В настоящее время разрешается применение магистрально-рядовой схемы только для питания коммутационной аппаратуры, выполненной на электромеханических аппаратах без электронного управления. Указанное ограничение вызвано тем, что в этой схеме в аварийных ситуациях (обратное замыкание) возможны появления больших колебаний напряжения, подводимого к питаемой аппаратуре. Отечественные и зарубежные исследования показали, что в магистрально-рядовой схеме посадки напряжения достигают нуля, а перенапряжения — 300—500 % номинального значения. Величины указанных отклонений зависят

от конфигурации и параметров ТРС, а также от характеристик, применяемых для защиты от КЗ автоматов и предохранителей.

Путем изменения конфигурации ТРС можно существенно уменьшить отклонения напряжений. Например, если для питания аппаратуры применить радиальную схему ТРС, при которой каждая стойка аппаратуры будет подключена индивидуальной проводкой к ЭПУ, то в этом случае КЗ в любой из индивидуальных цепей практически не приведет к появлению перенапряжений в соседних цепях. Поэтому последние будут нормально работать.

Однако рекомендовать повсеместное применение радиальной схемы ТРС не представляется возможным, так как это повлечет за собой большой расход дефицитных кабелей. Исходя из условий, что величина перенапряжений прямо пропорциональна произведению индуктивности ТРС на ток короткого замыкания, целесообразно рассмотреть возможности минимизации указанных величин. Уменьшения индуктивности ТРС можно добиться путем сближения проводов разноименной полярности. Такое решение позволит значительно уменьшить индуктивность ТРС по сравнению с имеющимися величинами и достичь величины менее 1 мкГн на погонный метр проводки. Ограничения тока КЗ целесообразно добиваться за счет увеличения сопротивления распределительной части ТРС, т. е. проводки, идущей от магистральной части к стойкам аппаратуры. Такой путь поможет помимо снижения перенапряжений уменьшить также посадки напряжения.

Сравнительный технико-экономический анализ различных схем ТРС показал, что с учетом возможностей практической реализации предпочтение следует отдать магистрально-полурadiaльной схеме, в распределительной части которой используются отходящие к стойкам индивидуальные провода минусовой полярности и объединенные провода положительной полярности. В зависимости от длины ТРС и токов нагрузки индивидуальных цепей место разветвления магистральной и распределительной проводок может располагаться либо в помещениях линейно-аппаратных цехов и автоматных залов, либо в генераторном помещении предприятия связи. Для токов нагрузки индивидуальных цепей, не превышающих 4 А, место разветвления ТРС всегда располагается в ЛАЦ или автозале, т. е. в помещениях, где устанавливается аппаратура, и никаких дополнительных мер по ограничению тока КЗ проводить не нужно. Расчет ТРС производится на минимум расхода проводникового материала. В этих условиях при применении в ТРС защитных автоматов на аппаратуре выдерживаются нормы по допустимым изменениям напряжения, приведенные в ГОСТ 5237—83. Если токи нагрузки в одной цепи должны быть увеличены до 20 А, то при длинах ТРС 45 м и более необходимо принимать меры к ограничению тока КЗ или размещать место разветвления ТРС в генераторном помещении рядом с выходом ЭПУ. Суммарное падение напряжения в полурadiaльной части ТРС выбирается не более 1,5 В. Для токов в каждой нагрузке более 20 А рекомендуется применять радиальную или полурadiaльную систему ТРС.

Если в указанных условиях не удастся выполнить требования ГОСТ 5237—83, то необходима децентрализация ЭПУ с целью уменьшения расстояния между ЭПУ и питаемой аппаратурой.

Приведенные выше общие рекомендации по построению ТРС для питания электронной аппаратуры служат основой для проектирования ТРС. Конкретные величины параметров ТРС получают в результате расчетов, проводимых в соответствии с действующей нормативно-технической документацией. В процессе проведения расчетов величина падения напряжения на погонный метр проводки может быть принята равной 0,018 ... 0,02 В/м. Верхний предел суммарной величины падения напряжения в ТРС для перспективных ЭПУ с вольтодобавочными преобразователями при номинальном напряжении на аппаратуре 60 В целесообразно ограничить 4 В. Эта величина может быть рекомендована к применению для протяженных разветвленных ТРС с большими величинами потребляемых токов при условии использования в одной группе батареи 29 аккумуляторов. В большинстве случаев проектирования ТРС можно ограничиться величиной падения напряжения 2,5 В при 28 аккумуляторах. В аналогичных условиях для ЭПУ на 24 В с 12 аккумуляторами в основной группе батареи максимальное падение напряжения в ТРС принимается равным 1,8 В.

В заключение можно отметить, что в конструкции ТРС должно быть соблюдено следующее: разнополярные шины, кабели и провода одного фидера питания прокладываются на минимально возможном расстоянии друг от друга; полурadiaльная и радиальная проводки выполняются только кабелями и проводами; импульсные источники вторичного и дистанционного питания, потребляющие ток более 10 А каждый, питаются от ЭПУ по индивидуальной проводке; в местах разветвления магистральной и распределительной частей ТРС защиту от КЗ следует выполнять с применением автоматов, расположенных, как правило, на специальных стойках или в шкафах токораспределения, входящих в состав питаемой аппаратуры; ТРС должны строиться исходя из минимально-возможного расхода проводникового материала [30].

## ПРИЛОЖЕНИЯ

### ПРИЛОЖЕНИЕ 1

### СПРАВОЧНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ СГЛАЖИВАЮЩИХ РЕАКТОРОВ, ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ

В соответствии с ГОСТ 20859.1—79 принята буквенно-цифровая система обозначений.

Пример обозначения ТЛ171320106: Т — тиристор; Л — лавинный; первый — конструктивной модификации; 7 — размер под ключ 41 мм; 1 — штырьевое исполнение; 320 — максимальный средний ток 320 А; Х — прямая полярность (отсутствует в обозначении Х); 10 — 10 класс (т. е. 1000 В) по повторяющемуся напряжению; 6 — группа 6 критическая скорость нарастающего напряжения.

Таблица П.1.1

**Параметры тиристоров**

Параметр	КД202*	Т112-10	Т122-20	Т142-63	Т151-100
		Т112-16	Т122-25	Т142-80	
Максимально допустимый средний ток, А	10	$\frac{10}{16}$	$\frac{20}{25}$	$\frac{63}{80}$	100
Повторяющееся импульсное напряжение (в закрытом состоянии), В	А-25 Е-100 К-300 М-400	От 100 до 1200 В в зависимости от класса			300 ... ... 1600
Максимально допустимая температура перехода, °С	125		+125° С		+140° С
Импульсное напряжение в открытом состоянии, В	1,85	$\frac{1,85}{1,8}$	$\frac{1,75}{1,75}$	$\frac{1,75}{1,75}$	1,85
Время включения, не более, мкс	7,5	10	10	20	20
Время обратного восстановления, не более, мкс	15	$\frac{4 \dots 6}{63 \dots 100}$	$\frac{8 \dots 10}{70 \dots 150}$	$\frac{10}{70 \dots 150}$	$\frac{10}{70 \dots 150}$
Заряд обратного восстановления, Мк·Кл	30	30	80	180	250
Дифференциальное сопротивление в открытом состоянии, МОм	1,9	12	10,9	3,3	2,54
Пороговое напряжение, В	1,25	1,25	1,15	0,95	1,15
Тепловое сопротивление переход — корпус, С/Вт	1,5	1,5	0,8	0,3	0,3

\* Обозначение в соответствии с ГОСТ 10862—72.

Таблица П.1.2

## Справочные параметры полупроводниковых диодов

Тип диода	$I_{max}, A$	$\frac{\Delta U, B}{U_{но}, B}$	$U_{обр max}, B$	$I_{обр}, mA$	$t_{восст}, мкс$ или $f_{max}$	$R_{тнк},$ °C/Вт
Обозначение по ГОСТ 20859.1—79: Д112-10	10	$\frac{1,5}{0,9}$	100 ... 1400	1,5	5,9	2,5
Д132-50	50	$\frac{1,35}{0,83}$	100 ... 1400	8,0	9,8	0,8
Д141-100	100	$\frac{1,41}{0,95}$	300 ... 1600	20	15	0,5
Обозначение по ГОСТ 10862—72: КД202А ... С	3,5 ... 5	$\frac{1,0}{0,9}$	100 ... 420	1,0		
КД213А ... Г	10	$\frac{1,2}{0,9}$	100 ... 200	0,2	170 ... 500 нс	1,5(70)**
КД219В, Г	10	$\frac{0,55}{0,45}$	15	10	200 кГц	3,5
КД220А ... Ж	3	$\frac{1,4}{1,2}$	400 ... 1000	2	1 мкс 10 кГц	3,5
КД2997А ... В	30	$\frac{1}{1,1}$	200 ... 50	0,2	200 нс	
КД2998А ... Д	30	$\frac{06 ... 07}{25}$	15 ... 30	20	200 кГц	3,5
2Ц106А ... Д*	0,01	$\frac{20}{20}$	4000 ... 20000	0,5	10 мкс	1
2Ц202А ... Е	0,5	$\frac{3 ... 12}{5 ... 15}$	2000 ... 15000	0,01	1 кГц	2,0

\* Диодные столбы; \*\*  $R_{тнк}$  — °C/Вт.

Таблица П.1.3

## Унифицированные фильтровые реакторы (дрессели) типа Д\*

Типономинал дресселя	Индуктивность **, Гн	Номинальный ток, А	Максимальное напряжение, В	Сопротивление обмоток, Ом	
				первая	вторая ***
Д7-5-0,04	5	0,04	14	1023	133
Д15-10-0,05	10	0,05	20	1100	120
Д25-0,08-1,1	0,08	1,4	2	4,0	0,15
Д46-0,6-0,8	0,6	0,8	5	15	0,89
Д59-0,0043-2,9	0,0043	2,9	0,5	0,3	—
Д60-0,0005-10	0,0003	10	0,25	0,15	0,15
Д69-0,69-56	0,005	5,6	1,0	1,0	0,17
Д132-0,08-0,56	0,08	0,56	100	5,63	—
Д151-0,006-12,5	0,0006	1,25	16	0,017	—
Д167-0,005-6,3	0,005	6,3	40	0,16	—
Д178-0,005-9-0,005	0,005	9,0	50	0,085	—

\* Дрессели рассчитаны на диапазон частот от 50 до 5000 Гц и насчитывают 148 типов-размеров [30]; \*\* индуктивность при номинальном токе; \*\*\* добавочная (компенсационная) обмотка.



**Дроссели для выпрямителей средней и большой мощности  
серий ДФ, ФРОС [19]**

Тип	L, Гн	I, А	Электрическая прочность изоляции, кВ		R <sub>обм</sub> , Ом	G, кг
			на корпус	между конца- ми обмотки		
ДФ-7	100	0,5	5	5	700	70
	25	1	5	5	170	
	6	2	3	1	40	
	1	5	3	1	7	
	0,55	7	3	1	4	
	0,25	10	3	2	1,7	
	0,1	15	3	1,5	0,7	
	0,015	40	3	0,2	0,1	
ДФ-3	1000	0,25	10	12	1200	300
	125	2	16	1	30	
	2,8	6	16	12	7	
	1	8	16	15	2,5	
	1	3,5	20	5	4	
	0,8	10	16	6	2	
ДФ-2	70	1	3	0,6	8,5	50
ДФ-1	250	1	15	15	450	650
	80	2	20	20	110	
	3,5	8	10	12	6	
	0,25	25	10	5	0,5	
ФРОС 8/0,5 (филь- тровой реактор, однофаз- ный, сухой)	0,02	136	10	1	0,04	575
	0,15	36	10	6	0,5	550
	3,5	12	15	0,5	3	550
ФРОС 8/1	8	8	10	4	12	660
ФРОС 10/1	1	26	20	20	1,4	840
	0,2	50	20	4	0,4	840
	0,25	50	20	10	0,35	840

Таблица П.1.5

Конденсаторы с оксидным покрытием (электролитические) [18]  
предназначены для работы в цепях постоянного, пульсирующего  
и импульсного токов

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ	Размеры, мм		Масса, г
		диаметр	длина	
6,3	20	K50-20		2
	50	6	21,5 26,5	2,5
16	10	6	21,5	2
	20			
	50	8,5	22	3,5
	100		33	4,5
25	5	6	21,5	2
	10			
	20	6	26,5	25
	50	8,5	27	4
63	K50-29			
	47	8,5	22	3,2
	100	8,5	32	4,5
	1000	17	53	35
100	10	6	27	25
	22	8,5	27	4
	47	8,5	37	5
350	10	12	42	9,5
	22	17	38	20
10	K50-16*			
	500	12	18	4,5
	2000	18	26	12
25	200	16	18	6,5
	500	18	26	12
	1000	18	45	25
100	30	14	18	6
	50	16	26	8
6,3	K50-33**			
	3300	26	60	40
	4700			
	6800			55
	10000	30	70	70
	15000	34		90
25	22000		90	120
	2200	26	60	40
	3300			55
	4700	30	70	70
	6800	34		90
63	10000		90	120
	1000	26	60	40
	1500			55
	2200	30	70	70
	3300			90
	4700	34	90	120

\* Указаны без учета выводов; \*\* для высокочастотных пульсаций.

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНЖЕНЕРНЫХ РАСЧЕТОВ

## Тригонометрия

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \cos \alpha \sin \beta;$$

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta;$$

$$\left. \begin{aligned} \sin 2\alpha &= 2 \sin \alpha \cos \alpha; \\ \cos 2\alpha &= \cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha; \end{aligned} \right\}$$

$$\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2};$$

$$\sin \alpha - \sin \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2};$$

$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2};$$

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)];$$

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)];$$

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)];$$

$$\sin^2 \alpha = 0,5(1 - \cos^2 \alpha);$$

$$\cos^2 \alpha = 0,5(1 + \cos^2 \alpha).$$

## Алгебра

## Решение квадратных уравнений

$$p(x) = ax^2 + bx + c = c(x - \alpha)(x - \beta);$$

корни  $x_1 = \alpha, x_2 = \beta$ .

Для  $p(x) = 0$

$$x_{1,2} = (-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}) / 2a;$$

для вида  $p(x) = x^2 + b^2 + c = 0$

$$x_{1,2} = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q}.$$

## Свойства корней

$$x_1 + x_2 = -\frac{b}{a} = -p; \quad x_1 x_2 = \frac{c}{a} = q.$$

Интегрирование функций, содержащих  $\sin x$  и  $\cos x$ 

$$\int \sin ax \, dx = -\frac{1}{a} \cos ax; \quad \int \cos ax \, dx = \frac{1}{a} \sin ax;$$

$$\int \sin ax \sin bx \, dx = \frac{\sin(a-b)x}{2(a-b)} - \frac{\sin(a+b)x}{2(a+b)};$$

$$\int \cos ax \cos bx \, dx = \frac{\sin(a-b)x}{2(a-b)} - \frac{\sin(a+b)x}{2(a+b)};$$

$$\int \sin ax \cos ax \, dx = \frac{1}{2a} \sin^2 ax;$$

$$\int \sin ax \cos bx \, dx = \frac{\cos(a+b)x}{2(a+b)} - \frac{\cos(a-b)x}{2(a-b)}.$$

## Приближенные методы вычисления интегралов и средних значений функций [31]

Наиболее употребительные методы основаны на квадратурных формах, т. е. замене интеграла конечной суммой элементарных площадок с основанием  $\Delta t$ . После определения площади  $S$  среднее значение находится как отношение величины  $S$  к периоду  $T$ .

А. Формула прямоугольников (рис. П.2.1)

$$S = \int_0^T u(t) dt = \Delta t (u_0 + u_1 + \dots + u_{n-1});$$

$$U_0 = \frac{S}{T} = \frac{1}{n} (u_0 + u_1 + \dots + u_{n-1}).$$

Б. Формула трапеций (рис. П.2.2)

$$S = \frac{\Delta t}{2} (u_0 + 2u_1 + \dots + 2u_{n-1} + u_n);$$

$$U_0 = \frac{S}{T} = \frac{1}{2n} (u_0 + 2u_1 + \dots + 2u_{n-1} + u_n).$$

В. Формула парабол (Симпсона) (рис. П.2.3), четное

$$S = \int_0^T u(t) dt \approx \frac{\Delta t}{3} (u_0 + 4u_1 + 2u_2 + \dots + 4u_{n-1} + u_n);$$

$$U_0 = \frac{1}{3n} (u_0 + 4u_1 + \dots + 4u_{n-1} + u_n).$$

В частном случае при  $n=2$

$$S = \frac{\Delta t}{3} (u_0 + 4u_1 + 2u_2);$$

$$U_0 \approx \frac{S}{T} = \frac{1}{6} \left[ u(t_0) + 4u\left(t_0 + \frac{T}{2}\right) + u_0(t_0 + T) \right].$$

**Пример П.2.1.** Вычислить среднее значение функции представленной на рисунке при  $p=5$ ;  $U_m=100$ ;  $u(t)=U_m \cos \omega t$ .

Найдем решение тремя методами, приняв  $n=2$ ;  $\Delta \omega t = \pi/p$ .

А. Метод Фурье (точный метод), см. рис. П.2.4

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} U_m \cos \omega t d\omega t = \frac{p}{\pi} U_m \int_0^{\pi/p} \cos \omega t d\omega t = \\ &= \frac{p}{\pi} U_m \sin \omega t \Big|_0^{\pi/p} = \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p} = \frac{5}{\pi} \cdot 100 \cdot \sin \frac{\pi}{5} = 93,55, \text{ В.} \end{aligned}$$

Б. Метод прямоугольников

Предварительно находим значения  $u_0$  и  $u_1$ :

$$u_0 = U_m \cos(-\pi/p) = U_m \cos(\pi/p) = 100 \cdot 0,809 = 80,9 \text{ В};$$

$$u_2 = U_m = 100 \text{ В};$$

$$U_0 = 0,5(80,9 + 100) = 90,45 \text{ В}.$$

В. Метод трапеций

$$u_0 = u_2 = 80,9; u_1 = 100 \text{ В};$$

$$U_0 = \frac{1}{4}(80,9 + 2 \cdot 100 + 80,9) = 90,45 \text{ В}.$$

Г. Метод Симпсона

$$U_0 = \frac{1}{6}(80,9 + 4 \cdot 100 + 80,9) = 93,63 \text{ В}.$$

Таким образом, из приближенных методов последний дает наименьшую погрешность вычисления. Для повышения точности следует увеличить число разбиений  $n$ .

### Решение трансцендентных уравнений

При анализе и проектировании преобразовательных устройств часто возникают задачи, связанные с решением и трансцендентных уравнений вида  $T(x) + b(x) = 0$ . Примером могут служить задачи вычисления тока выпрямителя с емкостной нагрузкой (см. уравнения § 4.5), задачи вычисления интервалов запирания тиристоров в схемах с искусственной коммутацией тока и др. Ниже показаны два численных метода решения подобных задач на конкретном примере вычисления угла отсечки тока по формуле (4.36) в следующем ее представлении:

$$F(\theta) = 3,14 - 100(\sin \theta - \theta \cos \theta) = 0.$$

Из § 4.5 известно, что решение находится в области  $0 < \theta < \pi/2$ ; в этом можно убедиться при подстановке  $\theta = 0$  и  $\theta = \pi/2$ . В первом случае  $F(\theta) > 0$ , во втором  $F(\theta) < 0$ . Следовательно, корень уравнения находится в указанной области значений угла  $\theta$ .

### Метод половинного деления интервала

Интервал значений  $\theta$  делят пополам ( $\theta_1 = \pi/4$ ) и находят значение  $F(\pi/4)$ . Если величина  $F(\pi/4) > 0$ , то решение находится справа от выбранного значения  $\theta_1$  (т. е. между  $Q_1 = \pi/4$  и  $Q_1 = \pi/2$ ), в противном случае решение находится слева от выбранной точки  $Q_1$ . Далее интервал, внутри которого находится решение, снова делят пополам и находят значение  $F(Q_2)$  и т. д. до тех пор, пока  $F(Q_n)$  не приблизится к нулю с достаточной для расчетов точностью.

Метод достаточно прост, однако имеет медленную сходимость.

Б. Метод Ньютона — Рафсона

Метод основан на линеаризации уравнения  $F(Q)$  в окрестности выбираемых точек  $Q_1, Q_2$  и т. д. по формуле Тейлора [31]:

$$F(Q) = F(Q_0) + (Q - Q_0)F'(Q_0).$$

Очевидно, корень этого уравнения соответствует значению  $Q = Q_1$  (см. рис. П.2.1), т. е.

$$F(Q_0) + (Q_1 - Q_0)F'(Q_0) = 0.$$

Откуда

$$Q = Q_0 - F'(Q_0)^{-1}F(Q_0).$$

Это значение  $Q$  соответствует второму шагу итерации.

Далее поступают аналогично до тех пор, пока значение  $F(Q_n)$  не приблизится к нулю с достаточной для расчетов точностью.

Если функция  $F(\theta)$  трудно дифференцируема, то можно воспользоваться приближенным решением

$$F'(\theta_n) = \frac{F(\theta_n + \Delta\theta) - F(\theta_n - \Delta\theta)}{2\Delta\theta}.$$

где  $\Delta\theta \approx (0,1 \dots 0,2)\theta_n$ .

## ПРИЛОЖЕНИЕ 3

### ЭЛЕМЕНТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО АНАЛИЗА

#### П.3.1. Разложение функций в гармонический ряд

Любая периодическая функция  $u(t)$  с периодом  $T$  может быть точно или приближенно заменена тригонометрической суммой (рядом Фурье) [17]

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{Sk} \sin k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} U_{Ck} \cos k\omega t = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k),$$

где  $U_0$  — постоянная составляющая (или среднее значение) функции;  $\omega = 2\pi/T$  — круговая частота;  $k$  — порядковый номер гармоник;  $U_{Ck}$ ,  $U_{Sk}$ ,  $U_{mk}$  — вещественная (косинусоидальная), мнимая (синусоидальная) и полная амплитуды гармонических составляющих;  $\varphi$  — фаза  $k$ -й гармоники.

Коэффициенты ряда Фурье определяются по следующим формулам:

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) dt; \\ U_{Ck} &= \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) \cos k\omega t dt; \\ U_{Sk} &= \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) \sin k\omega t dt; \\ U_{mk} &= \sqrt{U_{Ck}^2 + U_{Sk}^2}; \quad \varphi_k = \arctg \frac{U_{Sk}}{U_{Ck}}. \end{aligned}$$

#### П.3.2. Основные свойства ряда Фурье

А. Если функция  $u(t)$  четная, т. е.  $u(t) = u(-t)$ , то

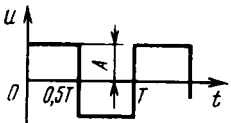
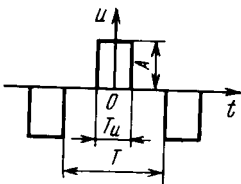
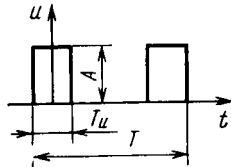
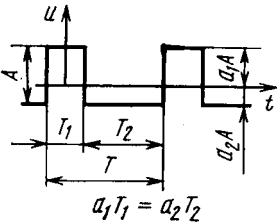
$$U_{Sk} = 0; \quad U_{mk} = U_{Ck} = \frac{4}{T} \int_{t_0}^{t_0+T/2} u(t) \cos k \frac{2\pi t}{T} dt.$$

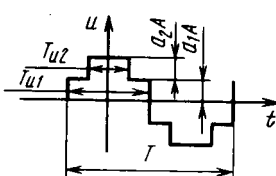
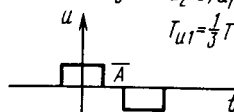
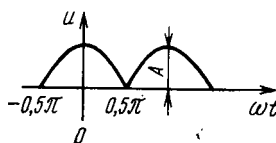
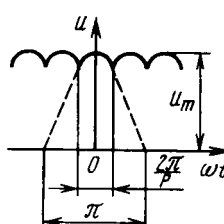
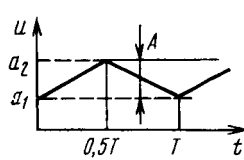
Б. Если функция  $u(t)$  нечетная, т. е.  $-u(t) = u(-t)$ , то

$$U_{Ck} = 0; \quad U_{mk} = U_{Sk} = \frac{4}{T} \int_{t_0}^{t_0+T/2} u(t) \sin k \frac{2\pi t}{T} dt.$$

В. Если функция  $u(t)$  обладает симметрией III рода, т. е.  $u(t + \frac{T}{2}) = -u(t)$ , то в разложении отсутствуют гармонические четных порядков  $k=0, 2, 4 \dots$ .

**Определение коэффициентов ряда Фурье и действующего значения функций, распространенных в технике электропитания**

№ п/п	Вид сигнала	Параметр
П1		$U_0=0; U_{mk}=0; U_{ms2k}=0;$ $U_{mk}=U_{ms(2k+1)}=\frac{4}{T} \int_0^{0,5T} A \sin k \frac{2\pi t}{T} dt = \frac{4A}{\pi k};$ $U = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{0,5T} A^2 dt} = A$
П2		$U_0=0; U_{msk}=0; U_{mc2k}=0;$ $U_{mk}=U_{mc(2k+1)}=\frac{4}{T} \int_0^{0,5T_n} A \cos k \omega t dt +$ $+ \int_{0,5(T-T_n)}^{0,5T} -A \cos k \omega t dt = \frac{4A}{\pi k} \sin k \pi \frac{T_n}{T};$ $U = \sqrt{\frac{1}{T} 4 \int_0^{0,5T_n} A^2 dt} = A \sqrt{\frac{2T_n}{T}}$
П3		$U_{msk}=0; U_0=\frac{1}{T} \int_{-0,5T_n}^{+0,5T_n} A dt = A \frac{T_n}{T};$ $U_{mk}=U_{ck}=$ $=\frac{4}{T} \int_0^{0,5T_n} A \cos k \omega t dt = \frac{2}{\pi k} \sin k \pi \frac{T_n}{T};$ $U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-0,5T_n}^{+0,5T_n} A^2 dt} = A \sqrt{\frac{T_n}{T}}$
П4		$U_0=0; U_{sk}=0; U_{mk}=U_{mck}=$ $=\frac{4}{T} \int_0^{0,5T_n} A \cos k \omega t dt = \frac{2}{\pi k} A \sin k \pi \frac{T_1}{T};$ $U = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_{-0,5T_1}^{+0,5T_1} (a_1 A)^2 dt + \int_{0,5T_1}^{0,5T_1+T_2} (-a_2 A)^2 dt \right\}} =$ $= A \sqrt{a_1^2 \frac{T_1}{T} + a_2^2 \frac{T_2}{T}}.$ <p>Частный случай:</p> $\frac{T_1}{T} = \frac{1}{3}; \quad \frac{T_2}{T} = \frac{2}{3};$ $U = 0,47A$

№ п/п	Вид сигнала	Параметр
П5		$U_0=0; U_{msk}=0; U_{mk}=U_{c(2k+1)}=$ $=\frac{4A}{\pi k} \left( a_1 \sin k\pi \frac{T_{n1}}{T} + a_2 \sin k\pi \frac{T_{n2}}{T} \right)$
	<p>Частный случай <math>a_2=0; a_1=1</math>  <math>T_{n1}=\frac{1}{3}T</math></p> 	$U=A \sqrt{2 \left( a_1^2 \frac{T_{n1}}{T} + a_2^2 \frac{T_{n2}}{T} + 2a_1 a_2 \frac{T_{n2}}{T} \right)};$ $U_{mk}=\frac{4}{\pi k} \sin \frac{k\pi}{6};$ $U=A \sqrt{2 \frac{T_{n1}}{T}}=0,816 A$
П6		$U_0=\frac{1}{\pi} \int_{-0,5\pi}^{0,5\pi} A \cos \omega t d\omega = \frac{2A}{\pi};$ $U_{mk}U_{ck}=\frac{2}{4k^2-1} U_0$
П7		$u(t)=U_m \cos \omega t; -\pi/p \leq \omega t \leq \pi/p;$ $\omega_n=p\omega, \text{ так как функция четная,}$ $\text{то } U_{sk}=0;$ $U_0=\frac{2}{\pi} \int_0^{0,5\pi} U_m \cos \omega t d\omega = \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p};$ $U_{mk}=U_{ck}=\frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/p} U_m \cos \omega t \cos k\omega t d\omega =$ $=\frac{4U_m}{\pi} \left[ \frac{\sin(kp\omega t - \omega t)}{2\omega t(kp-1)} - \frac{\sin(kp\omega t + \omega t)}{2\omega t(kp+1)} \right] \Big _0^{\pi/p} =$ $=\frac{2}{k^2 p^2 - 1} \cdot \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p}$
П8		$u(t)=a_1+A \frac{t}{0,5T}; \quad 0 \leq t \leq 0,5T;$ $\omega_n=2\pi p \frac{1}{T}; \quad U_{sk}=0;$ $U_0=a_1+0,5A;$ $U_{mk}=-\frac{4A}{\pi k^2}; \quad k=1, 3, 5$



Г. Так как постоянная составляющая функции определяется площадью под кривой за период повторения, то у знакопеременных функций с одинаковой площадью отрицательной и положительной полуволны среднее значение  $U_0$  равно нулю.

### П.3.3. Действующее значение, коэффициент нелинейных искажений

Действующее значение функции определяется ее средним значением, эквивалентным периодической по тепловому действию:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}.$$

Действующее значение функции может быть выражено через ее гармонические составляющие:

$$u = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} U_{mk}^2} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2},$$

где  $U_{mk}$ ,  $U_k$  — амплитудное или действующее значение гармонических составляющих ( $k=0$  учитывает постоянную составляющую).

Для оценки нелинейных искажений сигналов (напряжения, тока) вводится коэффициент нелинейных искажений

$$K_f = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}.$$

## ПРИЛОЖЕНИЕ 4

### ОСНОВЫ ОПЕРАТОРНОГО МЕТОДА РАСЧЕТА ЦЕПЕЙ

В основу операторного метода положена замена функции действительного переменного, например  $f(t)$ , называемой *оригиналом*, на соответствующую ей функцию комплексного переменного  $F(p)$ , называемую *изображением*. Указанные функции связаны соотношением

$$F(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt,$$

называемым *прямым преобразованием Лапласа*.

Достоинством операторного метода является то, что сложным интегродифференциальным уравнениям функции  $f(t)$  соответствуют относительно простые алгебраические уравнения в области изображений.

На заключительной стадии расчетов решения переносят в действительную область оригиналов с помощью формул или таблиц перехода. В табл. П.4.1 приведены примеры временных функций и их изображения по Лапласу, наиболее широко используемые при анализе переходных процессов в источниках электропитания [17, 32].

#### П.4.1. Эквивалентные операторные цепи

Электрической цепи, замыкаемой ключом  $S$  в момент времени  $t_0$  (рис. П.4.1) при нулевых начальных условиях, соответствует дифференциальное уравнение

$$u_1(t) = i(t) R + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i dt.$$

## Изображения и оригиналы по Лапласу

$F(p)$	$f(t)$
$A/p$	$A$
$\frac{A}{p+\alpha}$	$Ae^{-\alpha t}$
$\frac{A}{p^2+\alpha^2}$	$\frac{A}{\omega} \sin \omega t$
$\frac{Ap}{p^2+\alpha^2}$	$A \cos \omega t$
$\frac{A}{p+2\alpha p+\beta^2}$	$\frac{A}{\omega} e^{-\alpha t} \sin \omega t; \omega = \sqrt{\beta^2 - \alpha^2}$
$\frac{p}{p+2\alpha p+\beta^2}$	$\frac{1}{\omega} e^{-\alpha t} \left( \cos \omega t - \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t \right),$ где $\omega = \sqrt{\beta^2 - \alpha^2}$
$\frac{1}{p(p^2+2\alpha p+\beta^2)}$	$(1 - e^{-\alpha t}) \left( \cos \omega t + \frac{\alpha}{2\omega} \sin \omega t \right);$ где $\omega = \sqrt{\beta^2 - \alpha^2}$
$\frac{p+\delta}{p^2+2\alpha p+\beta^2}$	$Be^{-\alpha t} \sin(\omega t + \varphi);$ $B = \frac{1}{\omega} \sqrt{(\delta - \alpha)^2}; \varphi = \arctg \frac{\omega}{\delta - \alpha};$
$\frac{p+d}{p(p^2+2\alpha p+\beta^2)}$	$\frac{d}{\beta^2} \left[ 1 - \frac{1}{\cos \psi} e^{-\alpha t} \cos(\omega t + \psi) \right];$ $\omega = \sqrt{\beta^2 - \alpha^2};$ $\psi = \arccos \frac{1}{\sqrt{1 + (\beta^2/d - \alpha)^2}}$

В операторной форме это уравнение имеет вид

$$U_1(p) = I(p)R + LpI(p) + \frac{1}{pC} I(p) = I(p)Z(p), \quad (\text{П.4.1})$$

где  $Z(p) = R + Lp + \frac{2}{pC}$  — входное операторное сопротивление цепи;  $U_1(p)$  — входное операторное напряжение.

При ненулевых начальных условиях в операторной цепи появляются дополнительные источники (табл. П.4.2), а в уравнении цепи — дополнительные слагаемые. Например, уравнение (П.4.1) при ненулевых начальных условиях цепи примет вид

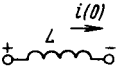
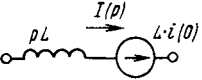
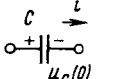
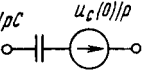
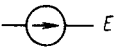
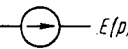
$$U_1(p) = I(p)Z(p) - Li(0) + (u_c(0)/p),$$

а решение для тока  $I(p)$  можно представить как отношение внутренней ЭДС к сопротивлению  $Z(p)$ :

$$I(p) = \frac{U(p) + Li(0) - (U_c(0)/p)}{Z(p)}.$$

Т а б л и ц а П 4.2

## Операторные схемы замещения элементов цепей

Элемент цепи	Операторный эквивалент
 $u_L = L \cdot di/dt$	
 $u_C = (1/C) \int_0^t i dt + u_C(0)$	
	

## П.4.2. Связь передаточной функции цепи с ее операторными сопротивлениями

Цепи, представляемые четырехполюсниками, характеризуются передаточными функциями (см. § 5.2). Так как отношение операторных напряжений может быть выражено через отношение операторных сопротивлений цепи, то передаточные функции также легко выражаются через сопротивления. Для цепи, представляемой эквивалентным Г-образным звеном (рис. П.4.2, а), передаточная функция (рис. П.4.2, б) выражается отношением операторных сопротивлений:

$$H(p) = \frac{U_1(p)}{U_2(p)} = \frac{Z_{\text{вых}}(p)}{Z_{\text{вх}}(p)} = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} = \frac{1}{1 + \frac{Z_2(p)}{Z_1(p)}}. \quad (\text{П.4.2})$$

С учетом полученного выражения изображение выходного напряжения может быть представлено в виде

$$U_2(p) = U_1(p) H(p) = U_1(p) \frac{1}{1 + [Z_2(p)/Z_1(p)]}. \quad (\text{П.4.3})$$

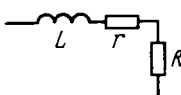
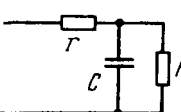
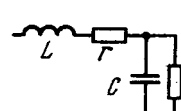
В табл. П.4.3 приведены распространенные фильтрующие цепи и две формы представления их передаточных функций  $H(p)$ .

П.4.3. Связь значений изображения и оригинала при предельных значениях параметров  $p$  и  $t$ 

Изображение и его оригинал при предельных значениях параметров  $p$  и  $t$  однозначно связаны следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot F(p) &= \lim_{t \rightarrow \infty} f(t); \\ \lim_{p \rightarrow \infty} p \cdot F(p) &= \lim_{t \rightarrow 0} f(t). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П.4.4})$$

Фильтрующие цепи и их передаточные функции

Фильтрующая цепь	Передаточная функция	
	форма 1	форма 2
	$\frac{A_0}{pT+1}$ или $A_0 \frac{\omega}{p+\omega}$	$A_0 = \frac{R}{R+r};$ $T = \frac{L}{R+r}$
		$A_0 = \frac{R}{R+r};$ $T = C \frac{Rr}{R+r};$ $\omega = 1/T$
	$\frac{A_0}{p^2T^2 + 2\xi pT + 1}$ или $A_0 \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi p\omega_0 + \omega_0^2}$	$A_0 = \frac{R}{R+r};$ $T = \sqrt{LC A_0};$ $\omega_0 = 1/T;$ $\xi = \frac{1}{2} \sqrt{A_0} \times$ $\times \left( \frac{r}{\sqrt{\frac{L}{C}}} + \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} \right)$

**Пример П.4.1.** Цепь, изображенная на рис. П.4.2, б, входными зажимами подключается к источнику постоянного напряжения.

Определить:

1. Уравнение передаточной функции цепи.
2. Уравнения изображения и оригинала для выходного напряжения.
3. Уравнения изображения и оригинала тока реактора.
4. Оценить значения  $i_L(t)$  и  $u_C(t)$  при  $t \rightarrow \infty$ ,  $U_{01} = 10$  В,  $r = 0,2$  Ом и  $R = 2$  Ом.

Решение.

1. Чтобы воспользоваться уравнением (П.4.2), предварительно запишем выражения

$$Z_1(p) = r + pL; \quad Z_2(p) = Z_{\text{вых}}(p) = R/(pRC + 1).$$

На основании (П.4.2)

$$\begin{aligned}
 H(p) &= R/[p^2LCR + p(L + RrC) + R + r] = \\
 &= \frac{R}{R+r} \cdot \frac{1}{p^2LC \frac{R}{R+r} + p \frac{R}{R+r} \left( \frac{L}{R} + rC \right) + 1}.
 \end{aligned}$$

После введения обозначений

$$A_0 = \frac{R}{R+r}; \quad T^2 = LC \frac{R}{R+r}; \quad \omega_0 = 1/T;$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{R+r} \left( \frac{r}{\sqrt{LC}} + \frac{\sqrt{LC}}{R} \right)}.$$

Уравнение для  $H(p)$  принимает табличный вид:

$$H(p) = A_0 \frac{1}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}$$

или

$$H(p) = A_0 \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi T p + \omega_0^2}. \quad (\text{П.4.5})$$

2. Находим уравнение для изображения выходного напряжения. Приняв  $U_1(p) = U_{01}/p$ , где  $U_{01}$  — постоянное напряжение, подключаемое к цепи, получаем

$$U_2(p) = U_{01} \frac{H(p)}{p} = \frac{U_{01} A_0}{p} \cdot \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi \omega_0 p + \omega_0^2}.$$

По таблице перехода (табл. П.4.1) находим оригинал при подстановках  $A = U_{01} A_0 \omega_0^2$ ,  $\alpha = 2\xi \omega_0$ ,  $\beta = \omega_0^2$ :

$$u_2(t) = A_0 U_{01} \left[ 1 - e^{-\xi \omega_0 t} \left( \cos \omega t + \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin \omega t \right) \right], \quad (\text{П.4.6})$$

где  $\omega = \omega_0 \sqrt{1-\xi^2}$ .

После простых преобразований выражение для  $u_2(t)$  представляется в более наглядном виде:

$$u_2(t) = U_{02} \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi \omega_0 t} \cos(\omega t - \psi) \right],$$

где  $U_{02} = U_{01} (R/R+r)$ ;  $\psi = \arctg (\xi/\sqrt{1-\xi^2})$ .

3. Ток реактора совпадает с током  $I_1(p)$ , поэтому его изображение найдем как отношение изображений  $U_1(p)$  и  $Z_{\text{вх}}(p)$ , где

$$Z_{\text{вх}}(p) = r + pL + \frac{R(1/pC)}{R + (1/pC)} = \frac{p^2 LC + ((1/R) + rC) + (R+r)/R}{1 + RpC}.$$

Таким образом,

$$I_1(p) = \frac{U_1(p)}{R} \cdot \frac{1 + RCp}{p^2 LC + p((L/R) + rC) + (R+r)/R}.$$

После преобразований, аналогичных изложенным в п. 1 и учитывая, что  $U_1(p) = U_{01}/p$ , изображение приводится к табличному виду:

$$I_1(p) = B \frac{p+d}{p(p^2 + 2\xi \omega_0 p + \omega_0^2)},$$

где  $B = \frac{\omega_0^2}{d} \cdot \frac{U_1}{R+r}$ ;  $d = \frac{1}{RC}$ .

С помощью таблицы переходов находим решение для оригинала тока:

$$i(t) = B \frac{d}{\omega_0^2} [1 - X e^{-\xi \omega_0 t} \cos(\omega t + \psi)], \quad (\text{П.4.7})$$

где  $X = \frac{1}{\cos \psi} = \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_0^2}{d} - \xi \omega_0 \right)^2}$ ,

$\psi = \arccos (1/X)$ .

Введя дополнительные обозначения

$$\rho = \frac{1}{\omega_0 C}; \quad \frac{\omega_0}{d} = \omega_0 RC = \frac{R}{\rho}; \quad \varphi = \frac{\pi}{2} - \psi,$$

решение для тока  $i(t)$  преобразуем к виду

$$i(t) = \frac{U_{01}}{R+r} [1 + X e^{-\xi \omega_0 t} \sin(\omega t - \varphi)],$$

где

$$X = \sqrt{1 + \frac{\left(\frac{R}{\rho} - \xi\right)^2}{1 - \xi^2}} \approx \sqrt{1 + (R/\rho)^2} \quad \left| \text{для } R/\rho > 2 \right|.$$

4. Установившиеся значения напряжения или тока могут быть найдены как по их изображениям при  $\rho=0$ , так и по формулам оригиналов при  $t \rightarrow \infty$ :

$$U_{20} = \lim_{t \rightarrow \infty} u_2(t) = \lim_{\rho \rightarrow 0} \rho U_2(\rho) = U_{01} A_0 = 10 \cdot \frac{2}{2+0,2} = 9,09 \text{ В};$$

$$I_{20} = \lim_{t \rightarrow \infty} i(t) = \lim_{\rho \rightarrow 0} \rho I(\rho) = \frac{U_{01} A_0}{R} = \frac{U_{01}}{R+r} = \frac{10}{2+0,2} = 4,5 \text{ А}.$$

## ПРИЛОЖЕНИЕ 5.

### ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

#### Передаточная функция. Частотно-фазовые характеристики

1. Передаточная функция устройства или отдельного звена (блока) определяется отношением изображений выходной  $Y(\rho)$  и входной  $G(\rho)$  величин при нулевых начальных условиях:

$$H(\rho) = Y(\rho)/G(\rho).$$

Если устройство представляется каскадным соединением независимых блоков, то передаточная функция устройства выражается через произведение передаточных функций отдельных блоков:

$$H(\rho) = H_1(\rho) H_2(\rho) \dots H_n(\rho).$$

Амплитудно-фазовая характеристика выражается через передаточную функцию при замене  $\rho$  на  $j\omega$  и представлении  $H(j\omega)$  в виде

$$H(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}. \quad (\text{П.5.1})$$

Коэффициент  $A(\omega) = |H(j\omega)|$  определяет АЧХ, а аргумент  $\varphi(\omega)$  — фазочастотную характеристику устройства.

Для получения решения в виде (П.5.1) необходимо функцию представить суммой вещественной и мнимой частей:

$$H(j\omega) = p(\omega) + jQ(\omega);$$

$$A(\omega) = \sqrt{p^2(\omega) + Q^2(\omega)};$$

$$\varphi = \arctan \frac{Q(\omega)}{p(\omega)}.$$

Амплитудно-частотные характеристики отображают либо на комплексной плоскости (рис. П.5.1, а), либо в виде логарифмических характеристик

(рис. П.5.1, б). Во втором случае по оси ординат откладывают величину коэффициента передачи, вычисленную в децибелах:

$$LA(\omega) = 20 \lg |H(j\omega)| = 20 \lg A(\omega).$$

Ось абсцисс размечают в логарифмическом масштабе, но для удобства чтения графиков на них проставляют абсолютное значение частоты. Примеры некоторых типовых звеньев и характеристики приведены в табл. П.5.1 [3, 27].

### Переходная характеристика звена

2. Переходная характеристика отображает отклик звена на единичное входное воздействие. Так как изображение единичного воздействия представляется в виде  $G(p) = 1/p$ , то для получения переходной характеристики звена необходимо найти оригинал выражения

$$Y(p) = \frac{1}{p} H(p).$$

Частным случаем подобной задачи является задача о переходном процессе при включении выпрямителя с индуктивно-емкостным фильтром (см. приложение 4 и § 5.5).

### Передаточная функция устройств с ОС по напряжению

3. Обратная связь реализуется с помощью последовательно-параллельного соединения звеньев (рис. П.5.2, а). В зависимости от соотношения знаков входного сигнала  $U_{вх}$  и сигнала ОС  $U_{ос}$  она будет положительной или отрицательной. На рис. П.5.2, б показана функциональная схема устройства с отрицательной ОС. Знак связи обеспечивается вычитанием сигналов  $U_{вх}$  и  $U_{ос}$  ( $U_e = U_{вх} - U_{ос}$ ). Отрицательная ОС изменяет передаточную функцию устройства.

Для сравнения рассмотрим примеры передаточных функций без ОС и с ОС:

а) по входному воздействию

$$\begin{aligned} H(p) &= U_2(p)/U_1(p) = H_1(p)H_2(p); \\ H_{ос}(p) &= \frac{H_1(p)H_2(p)}{1 \pm H_1(p)H_2(p)H_3(p)}; \end{aligned} \quad (\text{П.5.2})$$

б) по возмущающему воздействию  $F(p)$ , приложенному в промежуточной точке цепи (рис. П.5.2, б),

$$\begin{aligned} H(p) &= U_2(p)/F(p) = H_2(p); \\ H_{ос}(p) &= \frac{H_2(p)}{1 \pm H_1(p)H_2(p)H_3(p)}. \end{aligned} \quad (\text{П.5.3})$$

Знак (+) в выражениях знаменателя уравнений (П.5.2), (П.5.3) соответствует отрицательной ОС.

Частные примеры

А. Передаточная функция по входному воздействию преобразователя напряжения с индуктивно-емкостным фильтром:

а) без ОС

$$\begin{aligned} H_1(p) &= A_1; \quad H_2(p) = A_0 \frac{1}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}; \\ H(p) &= A_1 A_0 \frac{1}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}; \end{aligned}$$

б) с безынерционной отрицательной ОС

$$\begin{aligned} H_3(p) &= A_{ос}; \\ H_{ос}(p) &\approx \frac{A_1 A_0}{K_{петл}} \frac{1}{T_{ос}^2 p^2 + 2\xi_{ос} T_{ос} p + 1}, \end{aligned}$$

Таблица П.5.1

## Примеры типовых звеньев и их характеристика

№ звена	Схема звена	Передающая функция и годограф	Логарифмическая АЧХ
1			
2		$H(p) = A_0 \frac{1}{Tp+1}$ $H(j\omega) = A_0 \frac{1}{j\omega T+1}$	$T_L = \frac{L}{R+r}; A_0 = \frac{R}{R+r}$ $T_C = \frac{R}{R+r} C$
3			$T = \sqrt{LC} A_0; A_0 = \frac{R}{R+r}$
4		$H(p) = A_0 \frac{1+pT_1}{1+pT_2}$ $A_0 = \frac{R_2}{R_2+R_1}; p = j\omega$	
5			$T = R_2 C; A_0 = \frac{R_2}{R_1}$
6			$T_1 = R_2 C; A_0 = \frac{R_3}{R_1 R_2}$ $T_2 = C \frac{R_1 R_2}{R_1 R_2}$
7		$H(p) = A_0 = \frac{R_2}{R_1}$	

где

$$T_{ос} = T\sqrt{1/K_{петл}}; \xi_{ос} = \xi(1/\sqrt{K_{петл}}).$$

Другими словами, безынерционная ОС уменьшает чувствительность к возмущающему воздействию в  $K_{петл}$  раз, а постоянную времени и затухание цепи — в  $\sqrt{K_{петл}}$  раз, где  $K_{петл} = A_0 A_{ос}$  — петлевой коэффициент передачи при частоте  $\omega = 0$ .



Б. Передаточная функция выпрямителя по выходному возмущению  $F(t) = -\Delta I$ :

а) без ОС

$$H_I(p) = \frac{\Delta T}{p} \cdot \frac{Z_{\text{вых}}(p)}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1};$$

б) с безынерционной отрицательной ОС

$$H_I(p) = \frac{\Delta I}{p} \cdot \frac{Z_{\text{вых}}(p)}{A_0 A_1 A_{\text{ос}}} \cdot \frac{1}{T_{\text{ос}}^2 p^2 + 2\xi_{\text{ос}} p + 1}.$$

Отрицательная ОС уменьшает выходное сопротивление устройства в  $K_{\text{вет.л.}}$  раз.

### Понятия о качестве процесса регулирования

4. Динамические свойства систем и, следовательно, качество процесса регулирования оценивают количественными критериями при типовых воздействиях (типа скачка, дельта-функции или гармонического воздействия). При наиболее распространенных воздействиях — скачкообразных распространены следующие качественные оценки: запас устойчивости; ошибки в установившемся состоянии; время переходного процесса; перерегулирование, т. е. максимальное отклонение выходного параметра от установившегося значения, и число колебаний. Последние три показателя оценивают качество переходного процесса и характеризуют быстроту и колебательность системы [20].

Перечисленные показатели связаны с параметрами прямой цепи и цепи обратной связи преобразовательных систем. Представление о качественных показателях систем с ОС можно получить по виду амплитудно-частотных и фазовых характеристик системы при разомкнутой ОС. Нелинейные системы (например, управляемый выпрямитель, импульсный преобразователь напряжения и др.) в этом случае представляются линеаризованными моделями в окрестности точки предполагаемого установившегося режима. Ниже приводится ряд основных положений, полезных при анализе устройств с отрицательной ОС.

А. Если годограф АЧХ системы с разомкнутой ОС  $H(j\omega)$  охватывает точку с координатой  $(-1, 0)$  (рис. П.5.3), то при замыкании ОС система становится неустойчивой (выпрямитель превращается в генератор). Логарифмическая АЧХ  $LA(\omega)$  в этом случае пересекает линию нулевого уровня при  $\varphi > 180^\circ$  (рис. П.5.3, б).

Б. Система является устойчивой, и поэтому можно говорить о качестве переходного процесса, если годограф АЧХ не охватывает названную выше точку, т. е. если в системе имеется запас по фазе  $\Delta\varphi_{\text{зап}}$  или запас по коэффициенту усиления  $A_{\text{зап}}$  (рис. 5.3, а). Влияние величины запаса по фазе на переходный процесс при сбросе и набросе нагрузки управляемого выпрямителя иллюстрирует рис. П.5.3, в.

В. Колебательность системы (М) и АЧХ в области частоты среза, т. е. частоты, при которой  $LA(\omega) = 0$  взаимосвязаны:

а) для уменьшения М необходимо формировать угол наклона логарифмической АЧХ в окрестности частоты среза — 20 дБ на декаду (рис. 5.3, б);

б) чем «шире» участок с наклоном — 20 дБ/декада, тем больше запас по фазе и меньше колебательность системы.

Г. Для увеличения запаса устойчивости по фазе в цепи обратной связи системы можно включить корректирующее звено интегро-дифференцирующего типа (например, звено 6 табл. П.5.1).

Д. Идеальный управляемый выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром и безынерционной отрицательной ОС является теоретически устойчивым, так как всегда имеется запас по фазе  $\Delta\varphi_{\text{зап}} > 0$ . С увеличением  $A_{\text{ос}}$  уменьшается коэффициент затухания системы, а вместе с ним уменьшается запас по фазе (см. рис. П.5.4). В практических схемах всегда имеются неучтенные задержки (а значит, и фазовые сдвиги), по этой причине величина коэффициента обратной связи  $A_{\text{ос}}$  при заданном запасе по фазе всегда ограничена.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Инженерно-технический справочник. Электроустановки / И. А. Казаринов, Н. Н. Эллисон, Г. С. Любский и др.— М.: Связь, 1976.
2. Крошко А. Н. Автономные источники и системы электропитания аппаратуры связи.— М.: Связь, 1976.
3. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ.— М.: Энергоатомиздат, 1990.
4. Видмар М. Трансформаторы.— М.—Л.: ГНТИ, 1931.
5. Ермолин Н. П., Ваганов А. П. Расчет маломощных трансформаторов.— М.: Энергия, 1969.
6. Бальян Р. X. Трансформаторы для радиоэлектронной аппаратуры.— Л.: Сов. радио, 1971.
7. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.— М.: Энергия, 1977.
8. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника / Справочное руководство: Пер. с нем.— М.: Мир, 1982.
9. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник / Б. А. Бородин, В. М. Ломакин, В. В. Мокряков и др. / Под ред. А. В. Гомедова.— М.: Радио и связь, 1985.
10. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник / О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недошивин.— 2-е изд.— М.: Энергоатомиздат, 1985.
11. Окснер Э. С. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1985.
12. Веденеев Г. М., Зенченко А. Н., Токарев А. Б. Силовые биполярные транзисторы при работе в ключевых режимах.— М.: МЭИ, 1992.
13. Thorbotg, Kield. Power electronics.— University press.— Cambridge, GB.— 1988.
14. ГОСТ 5237—83. Аппаратура электросвязи. Напряжения питания и методы измерения.
15. Полупроводниковые выпрямители / Е. И. Беркович, В. Н. Ковалев, Ф. И. Ковалев и др.; Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой.— 2-е изд.— М.: Энергия, 1978.
16. Гук И. П., Сивков А. А., Корольков В. Л. Вывод энергии из молекулярных накопителей // Электричество.— 1991.— № 12.— С. 53—55.
17. Лосев А. К.— Теория линейных электрических цепей: Учебник для вузов.— М.: Высшая школа, 1987.
18. Справочник по электрическим конденсаторам / М. Н. Дьяконов, В. И. Карabanов, В. И. Пресняков и др.; Под общей ред. И. И. Четверткова и В. Ф. Смирнова.— М.: Радио и связь, 1983.
19. Аксенов В. Н. Выпрямители и трансформаторные подстанции.— М.: Связьиздат, 1961.
20. Юревич Е. И. Теория автоматического управления.— Л.: Энергия, 1975.
21. Козляев Ю. Д., Ловчиков С. П. Определение условий устойчивости импульсных систем электропитания // Электросвязь. 1989.— № 3.— С. 55—58.
22. Полянин К. П. Полупроводниковые интегральные микросхемы электропитания аппаратуры. // Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева. 1978.— Вып. 10.— С. 30—54.
23. Интегральные микросхемы для вторичных источников электропитания. Каталог.— М.: ГЦКБ «Дейтон», 1994.
24. Файншмидт Л. И., Скрипников В. П. Применение микросхемы K142EP16 в ключевых стабилизаторах постоянного напряжения. // Электронная техника в автоматике.— 1978.— Вып. 10.— С. 74—79.
25. Розанов Ю. К. Основы силовой электроники.— М.: Энергоатомиздат, 1992.

26. Моин В. С. Стабилизированные преобразователи.— М.: Энергоатомиздат, 1986.
27. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС; Пер. с англ.— М.: Мир, 1985.
28. Кадацкий А. Ф., Саксонов А. В. Электрические процессы в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения при безразрывных токах дросселей // Электронная техника в автоматике.— 1980.— Вып. 10.— С. 85—91.
29. Бушуев В. М., Сергеева Н. М. Электропитание аппаратуры систем передачи.— М.: Связь, 1979.
30. Малогабаритные трансформаторы и дроссели: Справочник / И. Н. Сидоров, В. В. Мукосеев, А. А. Христинин.— М.: Радио и связь, 1985.
31. Демидович Б. П., Марон И. А. Основы вычислительной математики.— М.: Гостиздат физико-матем. лит., 1960.
32. Романовский П. И. Ряды Фурье. Теория поля. Аналитические и специальные функции. Преобразование Лапласа.— М.: Наука, 1980.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Введение	4
Список используемых сокращений	6
<b>Глава 1. Источники электроснабжения</b>	<b>7</b>
1.1. Краткая характеристика энергосистемы	7
1.2. Основные характеристики трехфазных систем электроснабжения	8
1.3. Аккумуляторы	9
1.4. Непосредственные преобразователи различных видов энергии в электрическую	14
1.4.1. Термоэлектрические генераторы	14
1.4.2. Электрогенераторы с фотоэлементами (солнечными батареями)	18
<b>Глава 2. Электромагнитные устройства электропитания</b>	<b>19</b>
<b>Вводные замечания</b>	<b>19</b>
2.1. Трансформаторы	21
2.1.1. Принцип действия, устройство и основные уравнения трансформаторов	22
2.1.2. Режимы работы трансформаторов	25
2.1.3. Эквивалентная схема замещения трансформатора	27
2.1.4. Вторичное напряжение трансформатора	28
2.1.5. Показатели качества и рабочие характеристики трансформатора	30
2.1.6. Габаритная мощность трансформатора. Алгоритм инженерного расчета трансформатора	32
2.1.7. Трехфазные трансформаторы	35
2.1.8. Автотрансформаторы	37
2.1.9. Измерительные трансформаторы	39
2.1.10. Особенности работы трансформаторов при прямоугольной форме входного напряжения	40
2.1.11. Перспективы совершенствования трансформаторов малой мощности	40
2.2. Электрические реакторы и магнитные усилители	40
2.2.1. Электрические реакторы	41
2.2.2. Магнитные усилители	43
<b>Глава 3. Полупроводниковые приборы</b>	<b>46</b>
3.1. Тиристоры	46
3.1.1. Принцип действия тиристора	48
3.1.2. Параметры тиристоров	49

3.1.3. Защита тиристоров от воздействия $du/dt$ и перенапряжений . . . . .	56
3.1.4. Групповое включение тиристоров . . . . .	57
3.1.5. Управляющие цепи тиристоров . . . . .	58
3.2. Диоды . . . . .	61
3.3. Транзисторные ключи . . . . .	63
3.3.1. Механизм переключения биполярного транзистора . . . . .	63
3.3.2. Область безопасной работы транзисторов . . . . .	64
3.3.3. Защитные цепи транзисторов . . . . .	66
3.4. Полевые транзисторы . . . . .	67
<b>Глава 4. Выпрямители . . . . .</b>	<b>69</b>
4.1. Основные понятия и определения . . . . .	69
4.1.1. Принцип работы и построения блоков выпрямления. Классификация способов выпрямления переменного тока . . . . .	70
4.1.2. Среднее значение выпрямленного напряжения идеализированного выпрямителя . . . . .	74
4.1.3. Переменные составляющие выпрямленного напряжения . . . . .	76
4.1.4. Типы нагрузок выпрямителей и выпрямительных блоков . . . . .	77
4.2. Анализ работы неуправляемых выпрямительных устройств . . . . .	79
4.2.1. Основные параметры и расчетные коэффициенты выпрямителя . . . . .	79
4.2.2. Однофазная мостовая схема выпрямления . . . . .	80
4.2.3. Однофазный выпрямитель со средней точкой вторичной обмотки трансформатора . . . . .	81
4.2.4. Трехфазная нулевая схема выпрямления . . . . .	82
4.2.5. Трехфазная мостовая схема выпрямления. Симметричный режим работы . . . . .	84
4.2.6. Несимметричный режим работы трехфазной мостовой схемы . . . . .	85
4.2.7. Каскадные схемы выпрямления . . . . .	86
4.3. Управляемые выпрямители. Рабочие процессы в выпрямителях . . . . .	89
4.3.1. Однофазные мостовые схемы выпрямления . . . . .	89
4.3.2. Однофазный выпрямитель со средней точкой трансформатора . . . . .	92
4.3.3. Элементы схем управления тиристорных выпрямителей . . . . .	93
4.4. Учет влияния сопротивления силовой цепи на рабочие характеристики выпрямителя . . . . .	95
4.4.1. Учет активных сопротивлений выпрямителя . . . . .	95
4.4.2. Влияние индуктивных сопротивлений трансформатора . . . . .	96
4.5. Особенности работы и расчета выпрямителей при активно-емкостных нагрузках . . . . .	100
4.6. Работа выпрямителя при прямоугольной форме напряжения питания . . . . .	104
<b>Глава 5. Сглаживающие фильтры . . . . .</b>	<b>107</b>
5.1. Общие сведения о фильтрах . . . . .	107
5.2. Принципы построения сглаживающих фильтров. Расчетные соотношения для определения коэффициента сглаживания . . . . .	109
5.3. Каскадное соединение фильтров . . . . .	115
5.4. Особенности элементной базы сглаживающих фильтров. Внешняя характеристика источника с индуктивно-емкостным фильтром при малых токах нагрузки . . . . .	116
5.5. Динамические свойства выпрямительных устройств . . . . .	118
5.5.1. Переходные процессы в выпрямителе с индуктивно-емкостным фильтром . . . . .	119
5.5.2. Частотные искажения, вносимые источником питания . . . . .	123
5.5.3. Вынужденные пульсации напряжения источника питания . . . . .	123
5.6. Динамическая модель выпрямительного устройства . . . . .	125
5.7. Каскадные схемы электропитания и условия их устойчивой работы . . . . .	127
<b>Глава 6. Стабилизаторы напряжения и тока . . . . .</b>	<b>130</b>
6.1. Классификация стабилизаторов и их основные параметры . . . . .	131
6.2. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения . . . . .	133
	239

6.3. Параметрические стабилизаторы переменного напряжения . . . . .	140
6.4. Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения с непрерывным регулированием . . . . .	142
6.5. Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения . . . . .	153
6.6. Стабилизаторы постоянного напряжения с непрерывно-импульсным регулированием . . . . .	157
6.7. Стабилизаторы постоянного напряжения с регулированием в цепи переменного тока . . . . .	159
<b>Глава 7. Статические полупроводниковые преобразователи постоянного тока . . . . .</b>	<b>163</b>
7.1. Общие сведения. Структурные схемы статических преобразователей . . . . .	163
7.2. Принципы преобразования электрической энергии. Классификация преобразователей . . . . .	165
7.3. Требования к ключам, применяемым в преобразователях электрической энергии постоянного тока . . . . .	169
7.4. Рабочие процессы в инверторах напряжения и тока . . . . .	169
7.4.1. Автономные транзисторные инверторы напряжения с самовозбуждением . . . . .	170
7.4.2. Транзисторные инверторы с внешним возбуждением . . . . .	178
7.4.3. Тиристорные инверторы . . . . .	181
7.5. Преобразователи постоянного напряжения . . . . .	189
7.5.1. Однотактные преобразователи постоянного напряжения с передачей энергии на прямом такте . . . . .	189
7.5.2. Преобразователи постоянного напряжения с передачей энергии на втором (обратном) такте . . . . .	193
7.5.3. Двухтактные преобразователи постоянного напряжения . . . . .	195
7.5.4. Многофазные преобразователи постоянного напряжения . . . . .	196
<b>Глава 8. Электроснабжение предприятий проводной связи . . . . .</b>	<b>198</b>
8.1. Классификация электроприемников. Трансформаторные подстанции . . . . .	198
8.2. Автоматическое резервирование в системе электроснабжения . . . . .	201
8.3. Собственные электростанции предприятий связи . . . . .	203
8.3.1. Общие положения . . . . .	204
8.3.2. Оборудование собственных электростанций . . . . .	207
8.3.3. Указания по обеспечению безопасности . . . . .	209
8.4. Системные вопросы электропитания предприятий проводной связи . . . . .	209
8.4.1. Основные определения и требования . . . . .	212
8.4.2. Основные положения по устройству электроустановок . . . . .	215
8.4.3. Основные положения по устройству токораспределительных систем . . . . .	218
<b>Приложения . . . . .</b>	<b>218</b>
Приложение 1. Справочные параметры полупроводниковых приборов сглаживающих реакторов, электролитических конденсаторов . . . . .	218
Приложение 2. Математическое обеспечение инженерных расчетов . . . . .	222
Приложение 3. Элементы гармонического анализа . . . . .	225
Приложение 4. Основы операторного метода расчета цепей . . . . .	228
Приложение 5. Элементы систем автоматического регулирования . . . . .	233
Список литературы . . . . .	237
Иллюстрации . . . . .	241

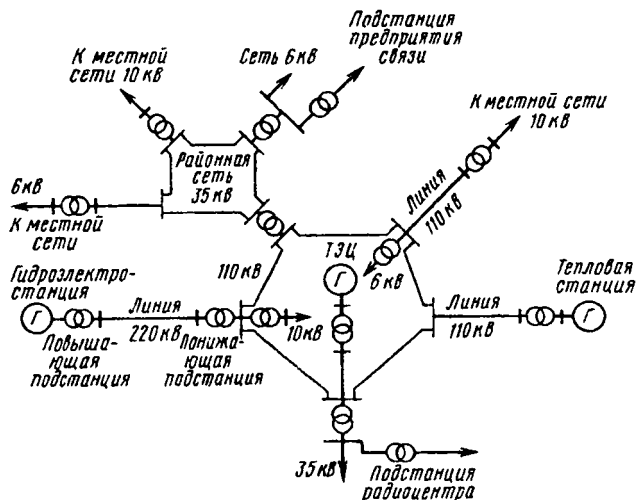


Рис. 1.1. Схема энергетической системы

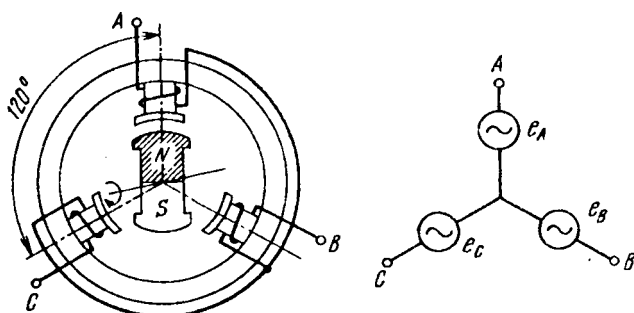


Рис. 1.2. Образование связанной трехфазной системы напряжений

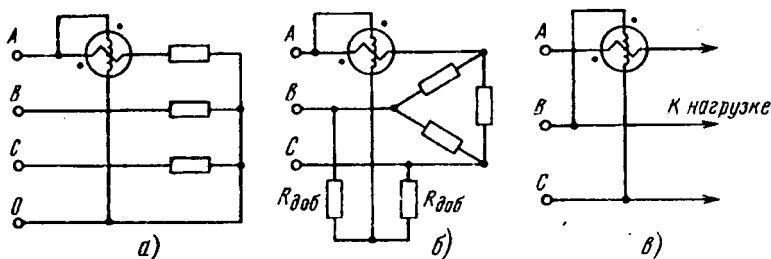


Рис. 1.4. Измерение мощности в трехфазной нагрузке при наличии нулевой точки (а), искусственно созданной нулевой точки (б) и реактивной мощности (в)

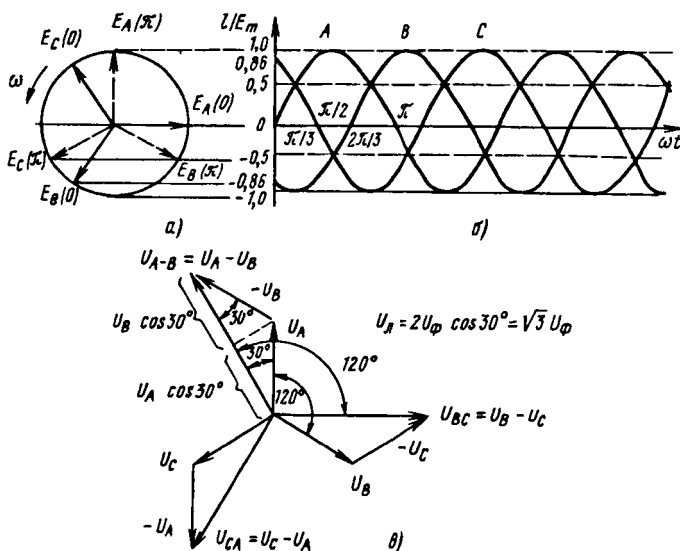


Рис. 1.3. Векторные диаграммы напряжения трехфазной системы (а), временная диаграмма трехфазных напряжений (б), векторная диаграмма и соотношения фазных и линейных напряжений в трехфазной системе (в)

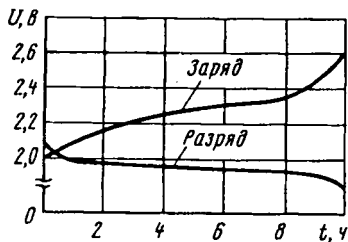


Рис. 1.5. Изменение напряжения кислотного аккумулятора при заряде и разряде

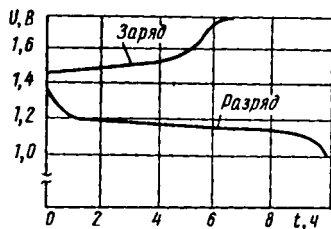


Рис. 1.6. Изменение напряжения щелочного никель-кадмиевого аккумулятора при заряде и разряде

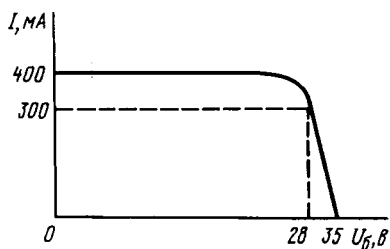


Рис. 1.7. Вольт-амперная характеристика солнечной батареи (батарея состоит из 45 элементов, включенных последовательно;  $S_{эл} = 18 \text{ см}^2$ )

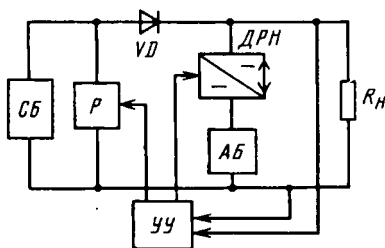


Рис. 1.8. Структурная схема электропитающей установки с солнечной батареей

## ГЛАВА 2

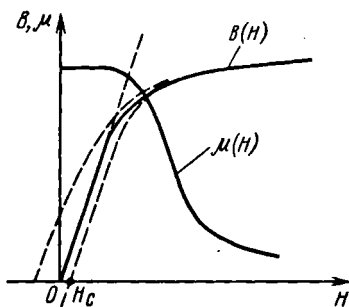


Рис. 2.1. Кривые намагничивания ферромагнитного материала  $B(H)$  и магнитной проницаемости  $\mu(H)$

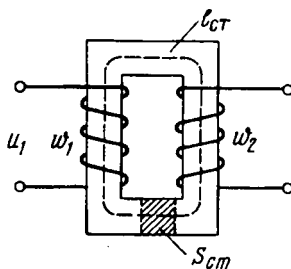


Рис. 2.2. Конструкция стержневого трансформатора

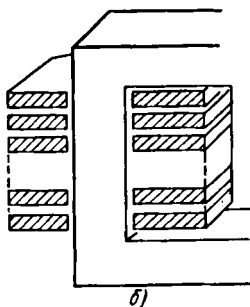
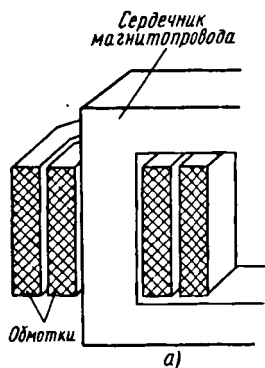


Рис. 2.4. Конструкции обмоток трансформатора:  
а - цилиндрические обмотки; б - дисковые обмотки



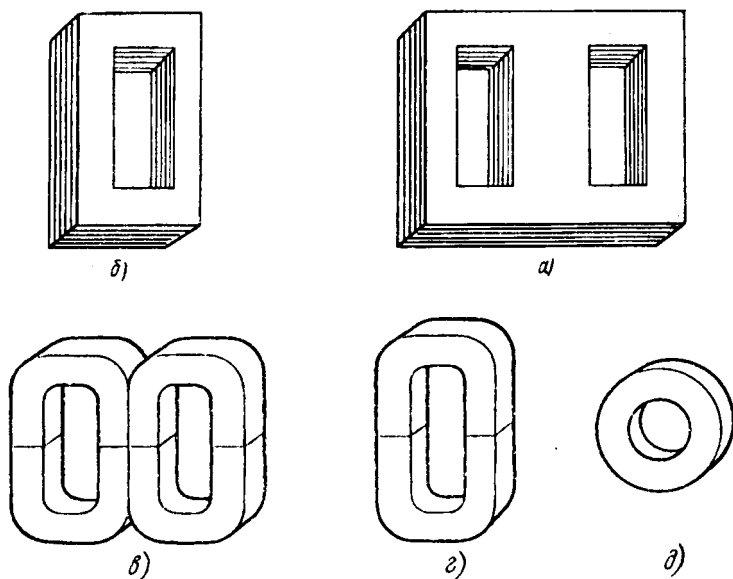


Рис. 2.3. Типы магнитопроводов трансформаторов:

а - броневой; б - стержневой; в - броневой ленточный; г - стержневой ленточный; д - тороидальный

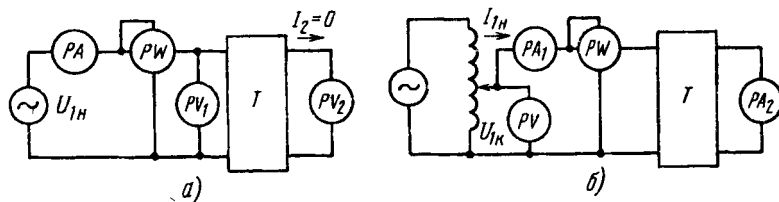


Рис. 2.5. Схемы опытов XX (а) и КЗ (б) трансформатора

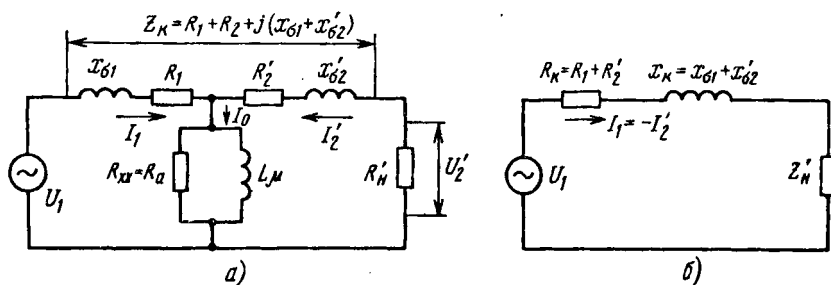


Рис. 2.6. Полная схема замещения приведенного трансформатора (а) и ее упрощенный вариант (б)

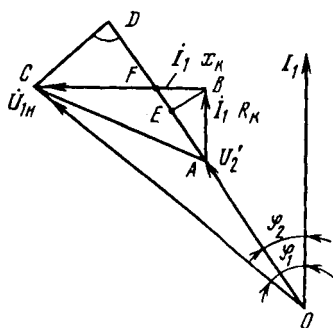


Рис. 2.7. Векторная диаграмма трансформатора при активно-индуктивной нагрузке

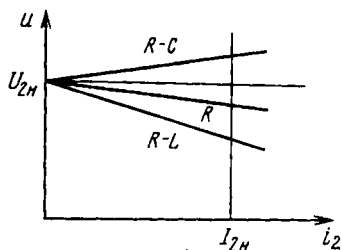


Рис. 2.8. Внешние характеристики трансформатора при различных типах нагрузок

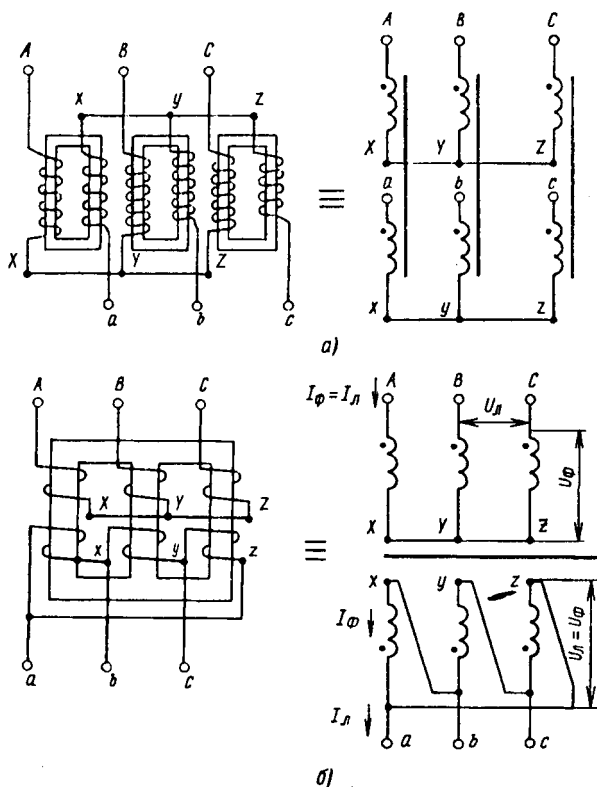


Рис. 2.10. Соединение трехфазного трансформатора по схеме “звезда-звезда” (а) и по схеме “звезда-треугольник” (б)

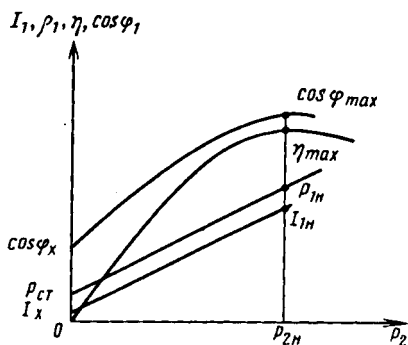


Рис. 2.9. Зависимость рабочих параметров трансформатора от мощности нагрузки

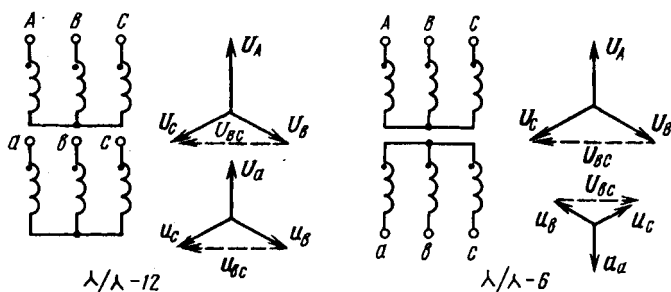


Рис. 2.11. Примеры образования групп соединения обмоток трансформатора

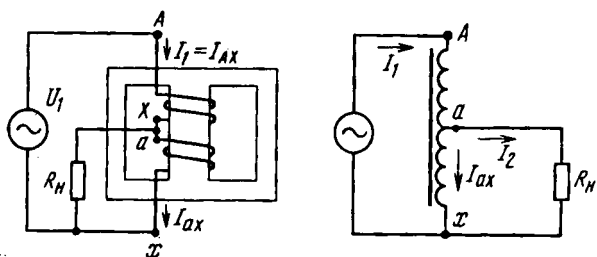


Рис. 2.12. Конструкция и схематическое обозначение автотрансформатора

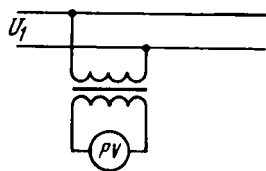


Рис. 2.14. Схема включения измерительного трансформатора напряжения

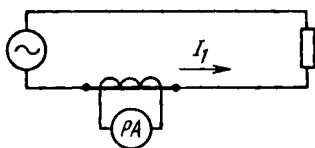


Рис. 2.13. Схема включения измерительного трансформатора тока (а) и пример конструкции измерительного трансформатора (б)

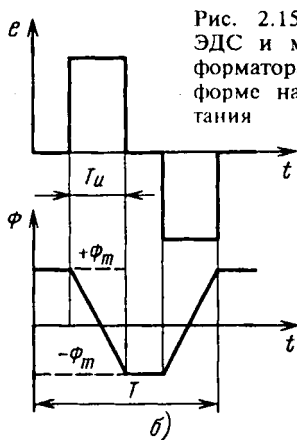
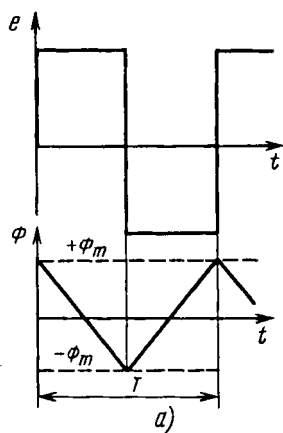
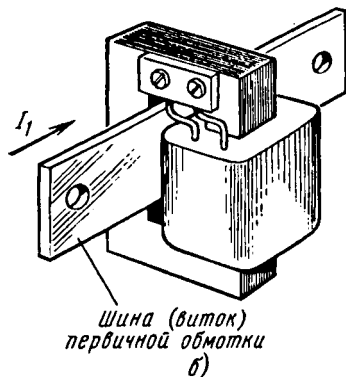


Рис. 2.15. Временные диаграммы ЭДС и магнитного потока трансформатора при прямоугольной форме напряжения источника питания

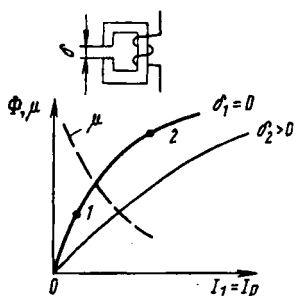


Рис. 2.16. Кривые намагничивания магнитопровода при двух значениях воздушного зазора

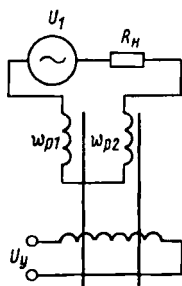
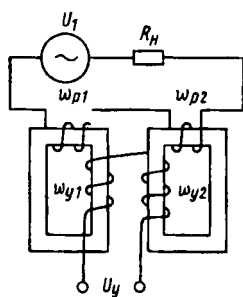


Рис. 2.17. Конструкция и обозначение МУ дроссельного типа

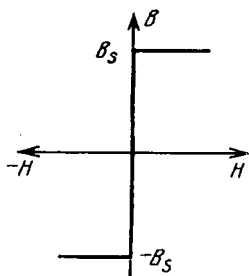


Рис. 2.18. Идеализированная кривая намагничивания ферромагнитного материала

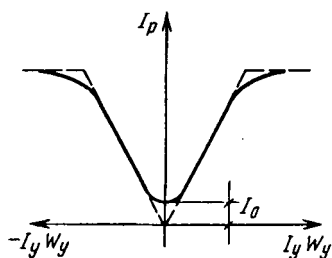
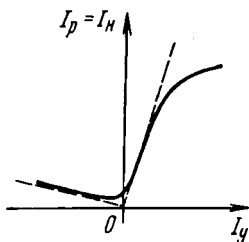
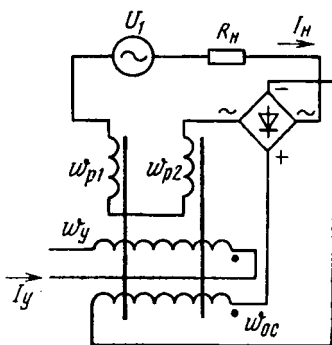
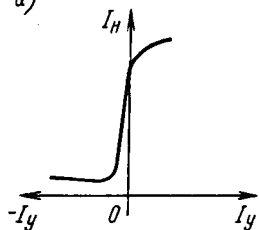
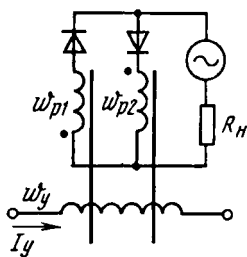


Рис. 2.19. Зависимость тока рабочей обмотки МУ от ампер-витков управляющей обмотки



а)



б)

Рис. 2.20. Схемы МУ с обратной связью и их рабочие характеристики:

а - усилитель с внешней ОС; б - усилитель с внутренней ОС

# ГЛАВА 3

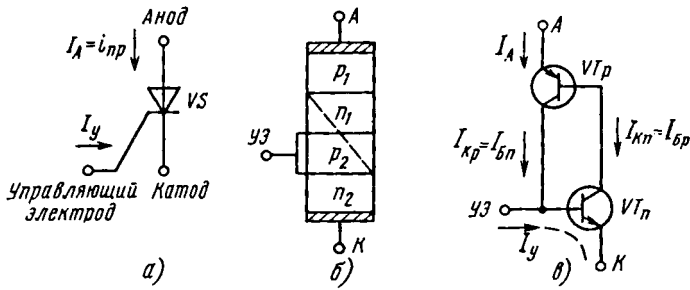


Рис. 3.1. Обозначение тиристора (а), структура кремниевой пластины тиристора (б) и ее транзисторный эквивалент (в)

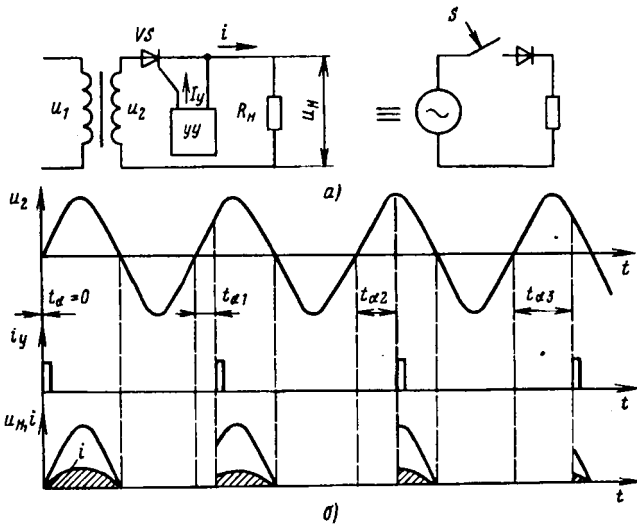


Рис. 3.3. Работа тиристора в схеме простейшего выпрямителя:

а - принципиальная схема; б - временные диаграммы напряжений и тока

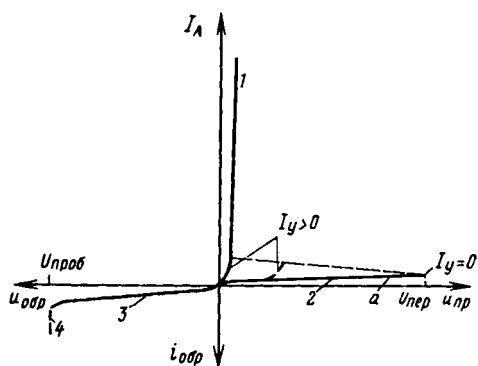


Рис. 3.2. Статические ВАХ тиристора

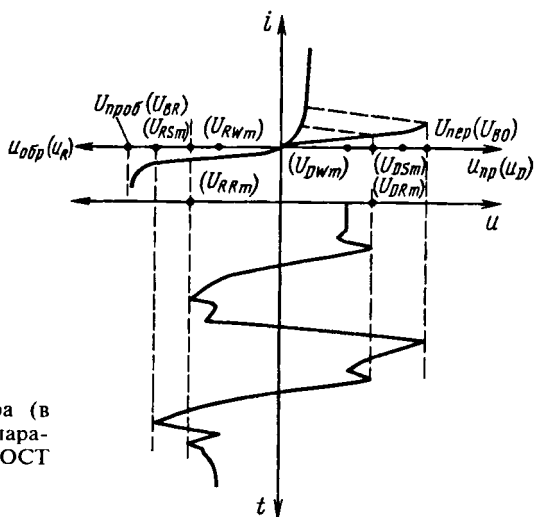


Рис. 3.4. Параметры тиристора (в скобках указано обозначение параметров в соответствии с ГОСТ 20332-84)

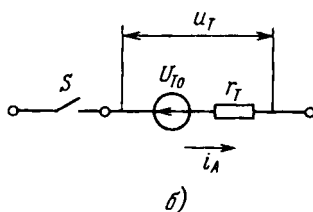
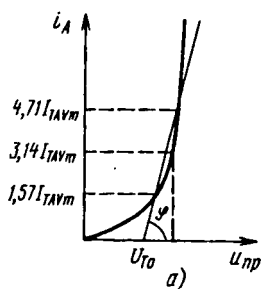


Рис. 3.5. Аппроксимация прямой ветви ВАХ открытого тиристора отрезками прямых (а), представление тиристора схемой замещения (б)

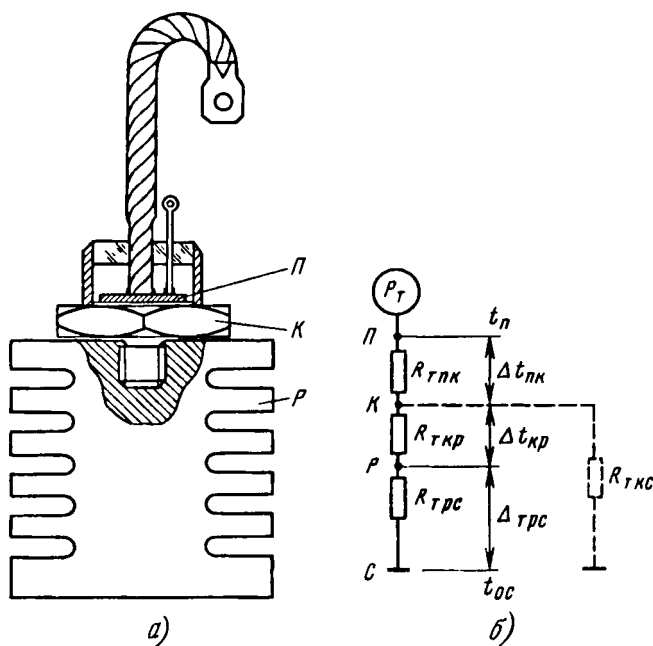


Рис. 3.6. Устройство мощного тиристора и его размещение на охлаждающем радиаторе (а), тепловая модель тиристора (б):

П - пластина кремния; К - корпус тиристора; Р - радиатор охлаждения; С - среда окружения

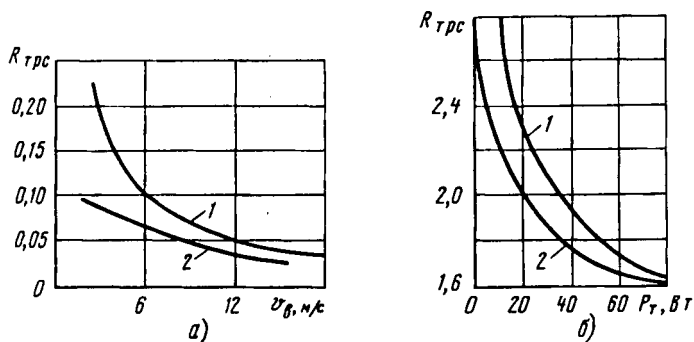


Рис. 3.7. Зависимость теплового сопротивления  $R_{трс}$  типовой охлаждающей системы от скорости воздушного потока (а) и мощности рассеяния тиристора (б) при естественном охлаждении ( $v = 0$  м/с)



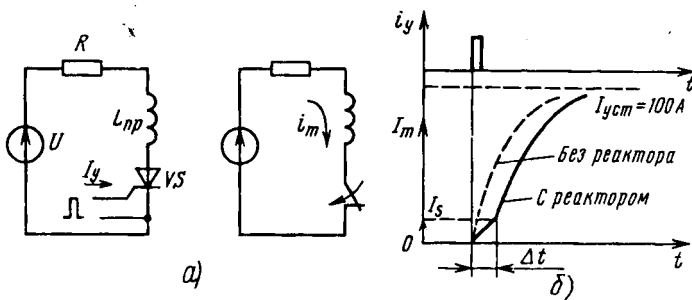


Рис. 3.8. Эквивалентные схемы (а) и зависимости  $i_y(t)$ ,  $I_m(t)$  к примеру 3.2

Рис. 3.9. Схема цепи управления (а) и характеристики цепи управления тиристора (б)

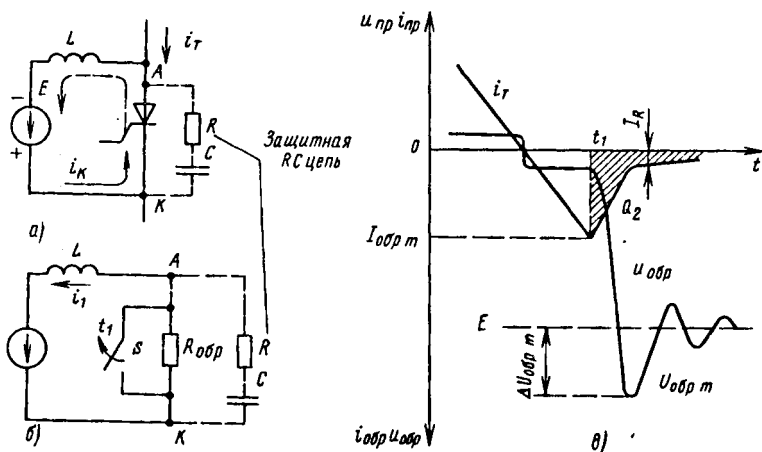
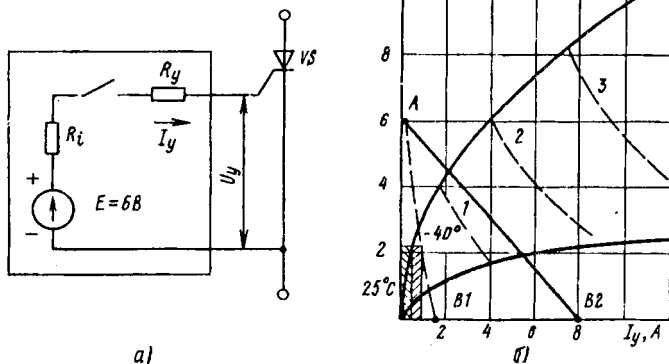


Рис. 3.11. Схема выключения тиристора (а, б) зависимости  $u_{пр}(t)$ ,  $i_{пр}(t)$ ,  $i_{обр}(t)$ ,  $u_{обр}(t)$

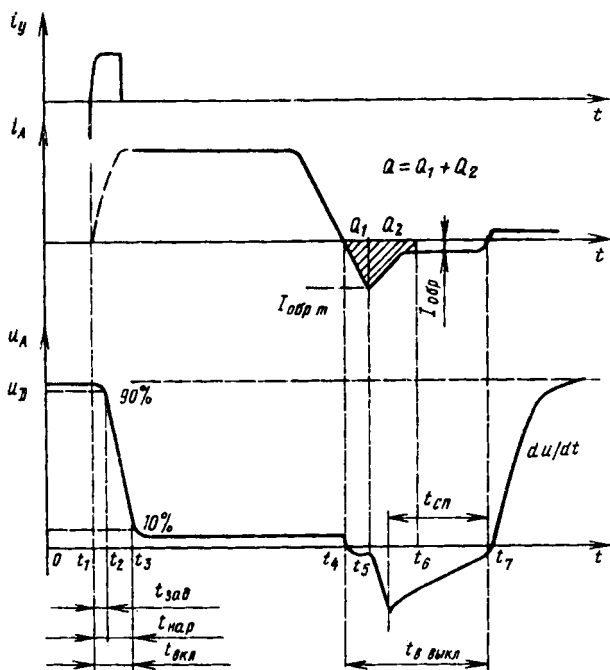


Рис. 3.10. Зависимости  $i_Y(t)$ ,  $i_A(t)$ ,  $u_A(t)$

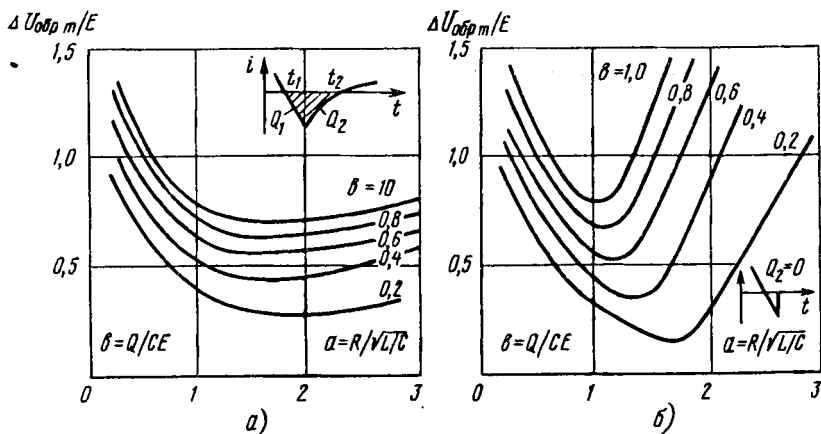


Рис. 3.12. Зависимости  $\Delta U_{обp} \text{ м/Е}$  (а) для нормальных (а) и идеализированных (б) тиристоров

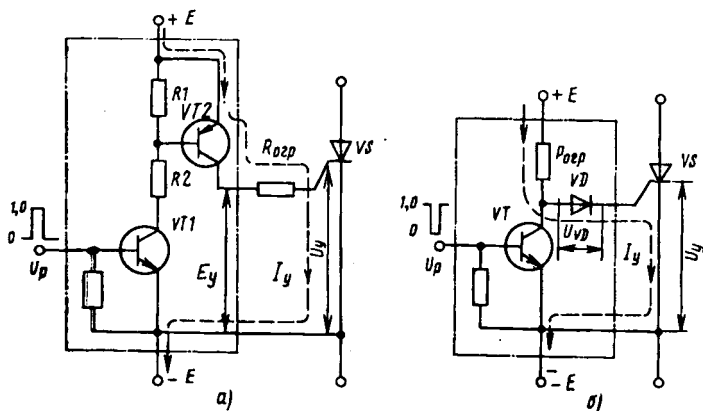
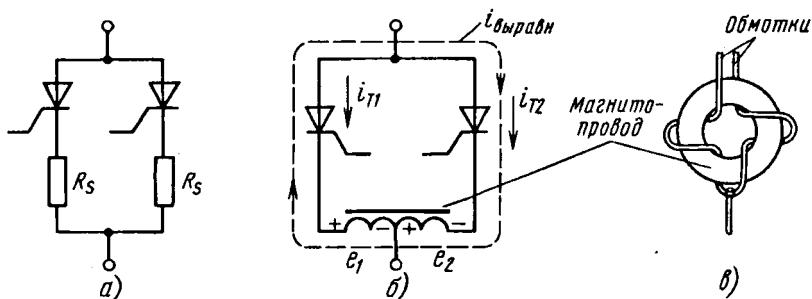
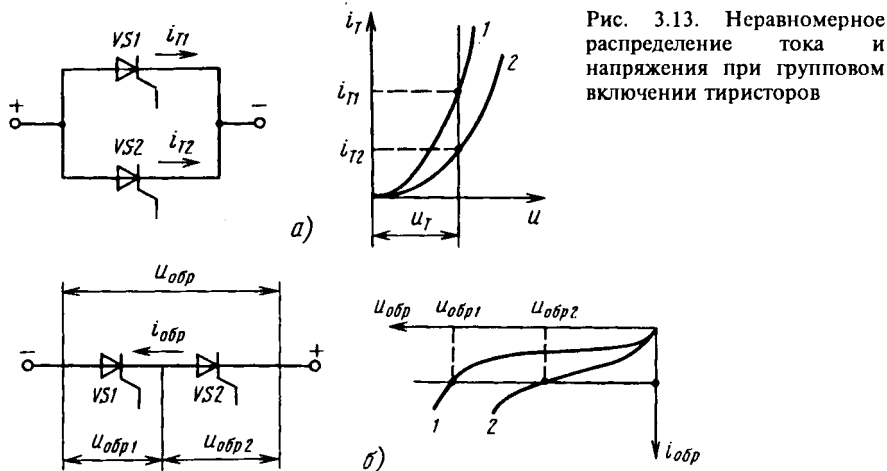


Рис. 3.15. Схема выравнивания напряжения

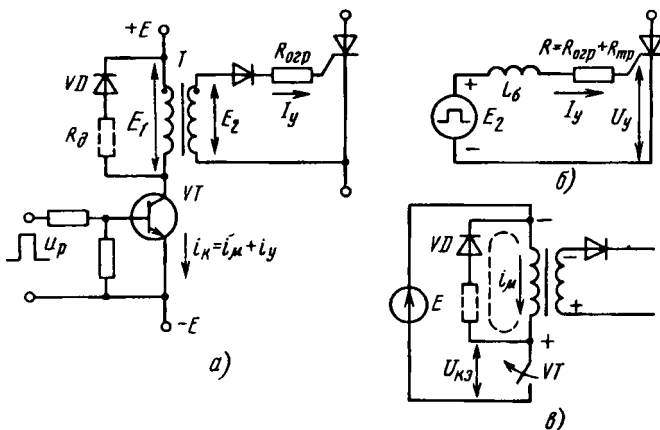
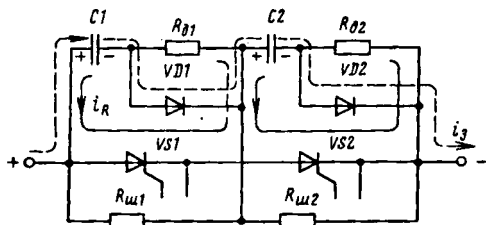


Рис. 3.17. Схема формирования импульсов включения тиристоров с гальванической развязкой цепей (а); эквивалентные схемы формирователя при замкнутом (б) и разомкнутом (в) ключах

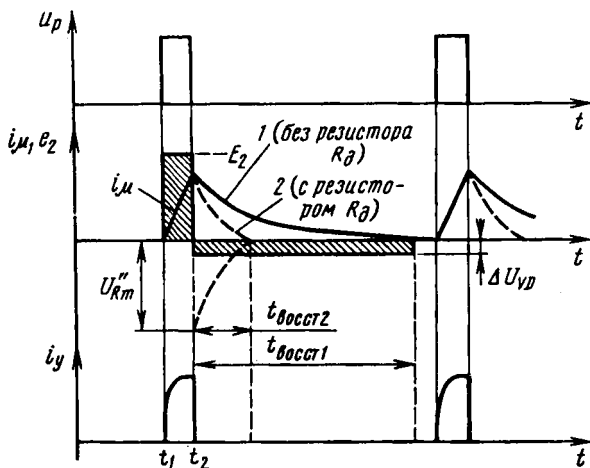


Рис. 3.18. Схема формирователя импульсов с трансформаторной развязкой цепей



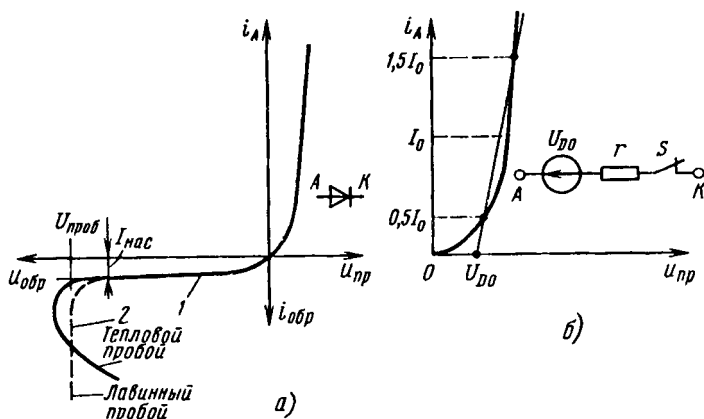


Рис. 3.20. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода (а); аппроксимация прямой ветви ВАХ отрезками прямых (б)

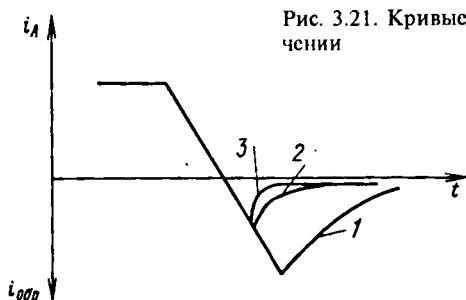


Рис. 3.21. Кривые изменения тока диодов при их выключении

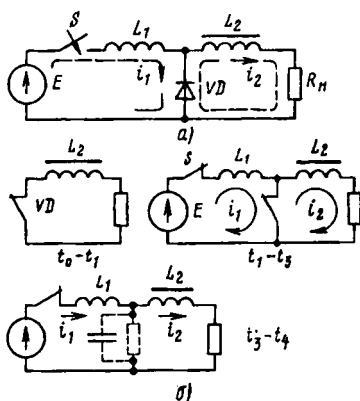


Рис. 3.22. Влияние задержки выключения диода на работу импульсного регулятора:

а, б - схема регулятора и ее состояния на различных интервалах времени; в - временные диаграммы тока и напряжения

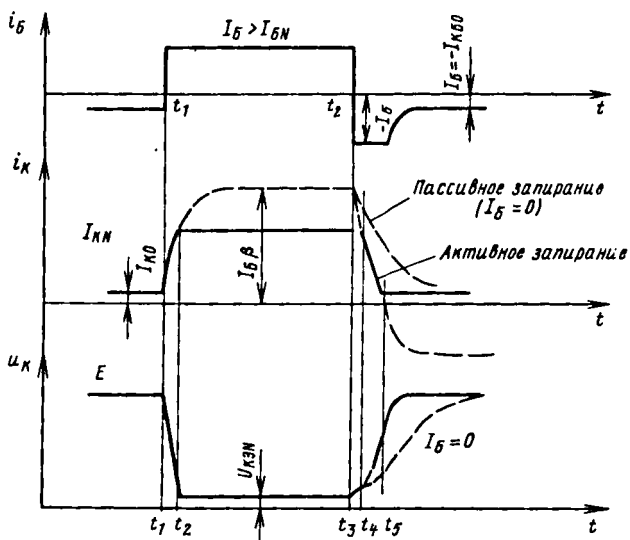


Рис. 3.24. Временные диаграммы переключения транзистора при управлении знакопеременным током базы

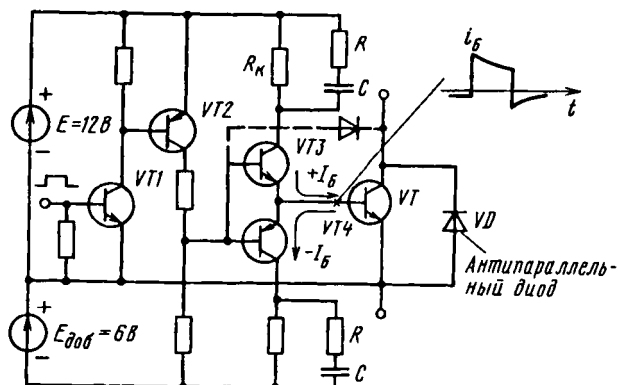


Рис. 3.25. Практическая схема управления мощного биполярного транзисторного ключа

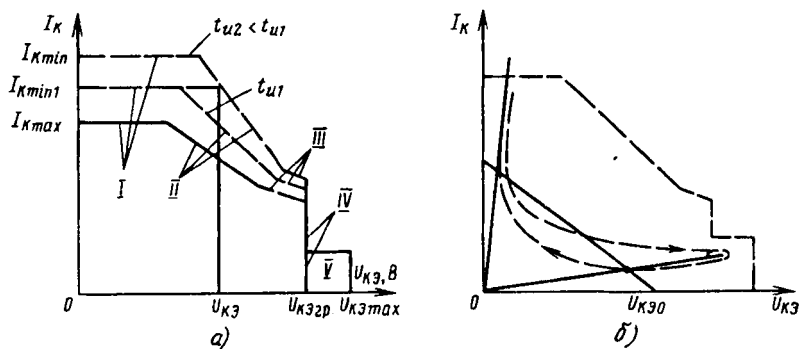


Рис. 3.26. Область безопасной работы транзистора (а), траектория движения рабочей точки ключа при активно-индуктивной нагрузке (б):  
 ———— - постоянный ток; - - - - - импульсный ток

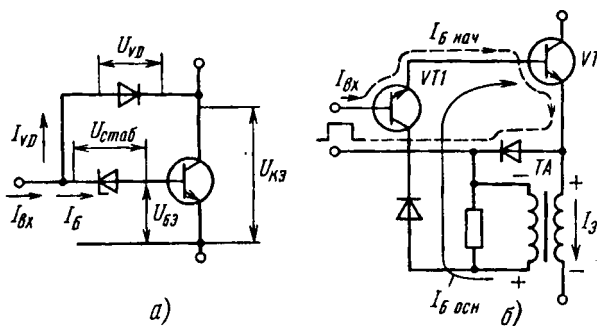


Рис. 3.27. Транзисторные ключи с контролируемой глубиной насыщения (избыточности базового тока):

а - ключ с нелинейной ОС; б - ключ с адаптивным управлением током базы мощного ключа  $VT$

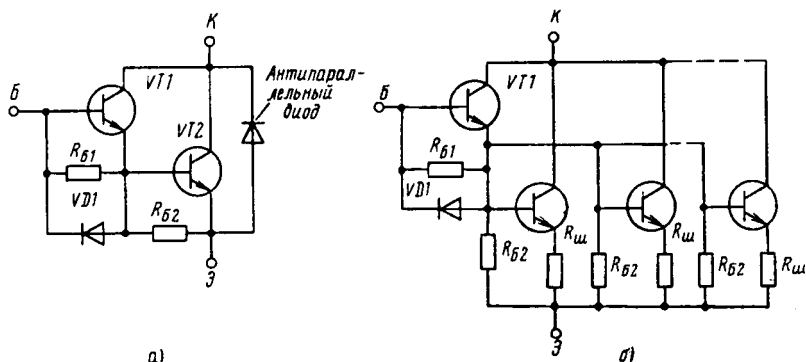


Рис. 3.28. Примеры выполнения составных транзисторов (Дарлингтона)



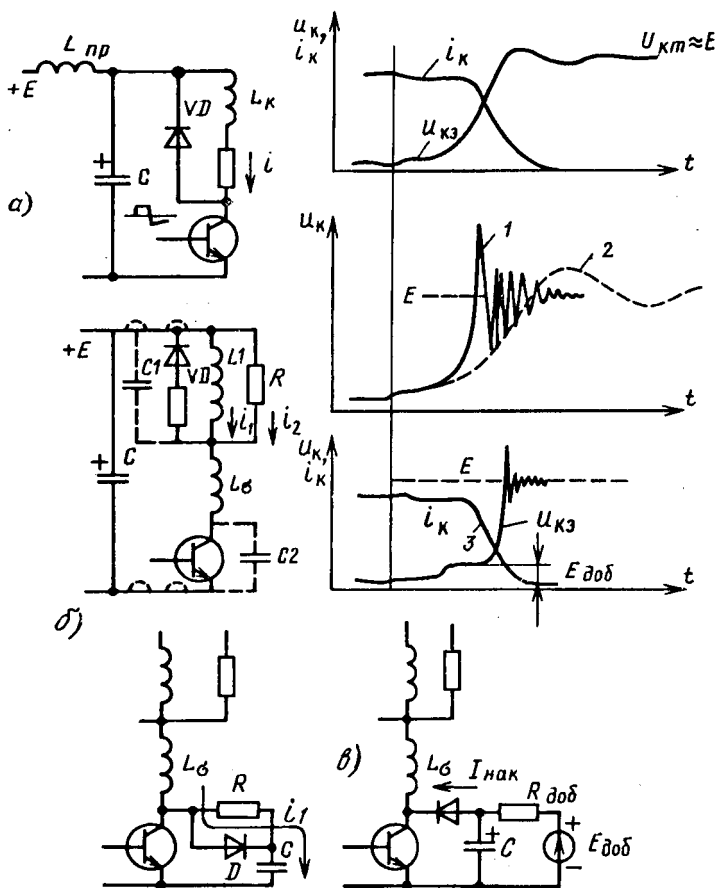


Рис. 3.29. Варианты выполнения защитных цепей транзисторных ключей и диаграммы изменения тока и напряжения ключа:

а - шунтирование индуктивной нагрузки обратным диодом; б - шунтирование нагрузки RD-цепью; в - защитная цепь с диодом накопления заряда

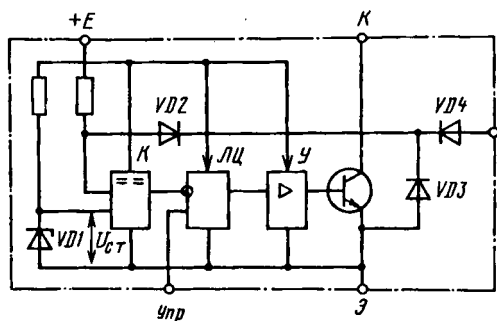


Рис. 3.30. Структурная схема "интеллектуального" ключа

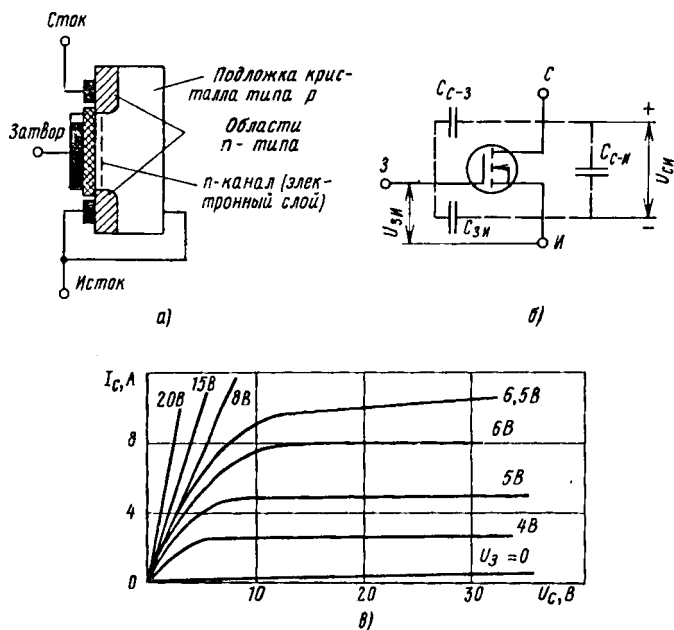


Рис. 3.31. Полевой транзистор:

а - конструкция; б - обозначение с указанием паразитных емкостей;  
в - выходные характеристики ключа

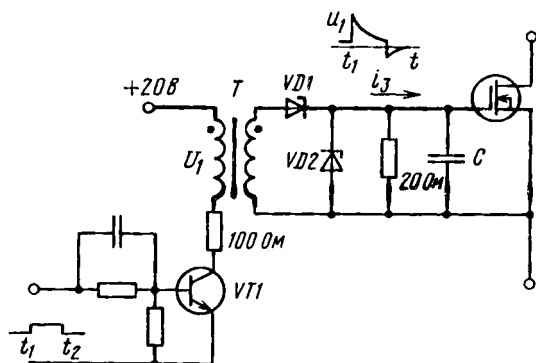


Рис. 3.32. Пример схемы управления (драйвера) полевого транзистора

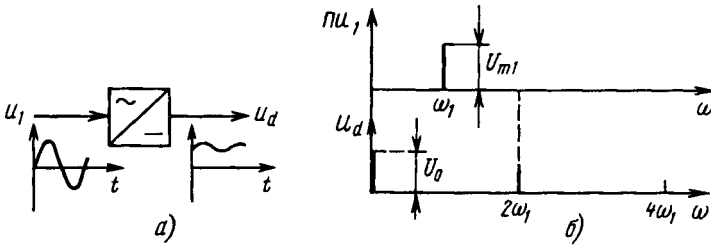


Рис. 4.1. Преобразование частотного спектра при выпрямлении синусоидального напряжения

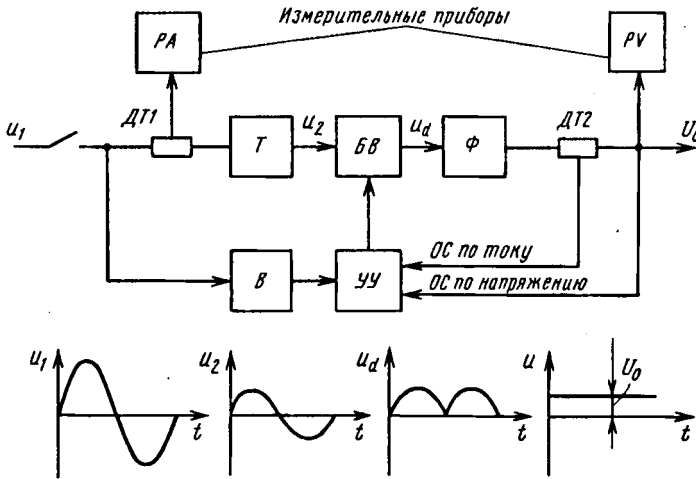


Рис. 4.2. Функциональная схема выпрямителя:

$T$  - трансформатор;  $БВ$  - блок выпрямления;  $\Phi$  - фильтр;  $ДТ1$ ,  $ДТ2$  - измерительные датчики тока;  $В$  - вспомогательный выпрямитель;  $УУ$  - управляющее устройство

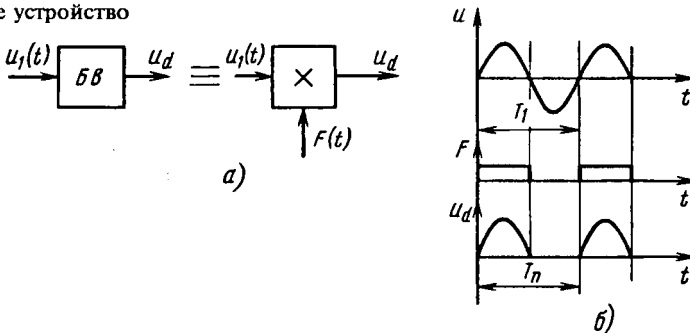


Рис. 4.3. (Начало). Формализованное представление работы блоков выпрямления перемножением функции напряжения  $u(t)$  на импульсную функцию переключения  $F(t)$

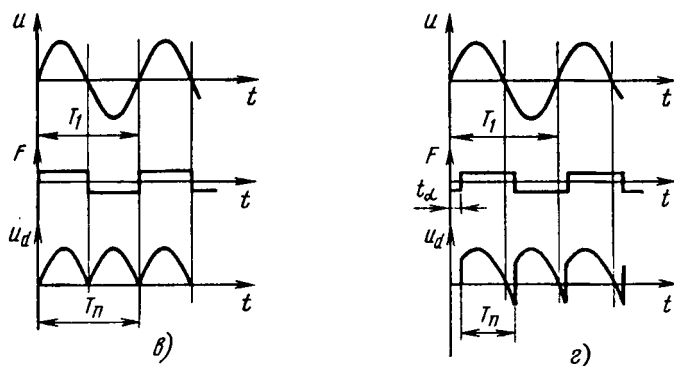


Рис. 4.3. (Окончание). Формализованное представление работы блоков выпрямления перемножением функции напряжения  $u(t)$  на импульсную функцию переключения  $F(t)$

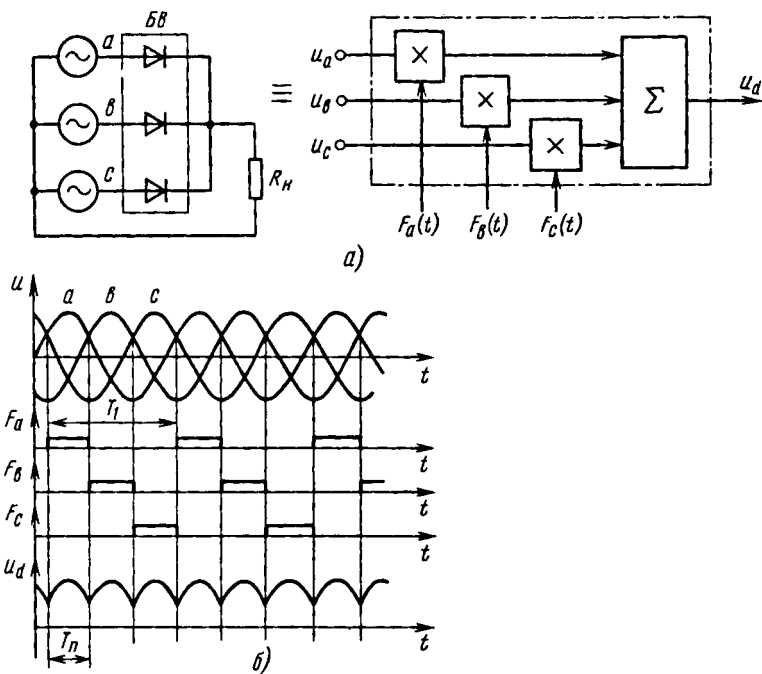


Рис. 4.4. Формализованное представление работы трехфазного выпрямителя с помощью функций переключения

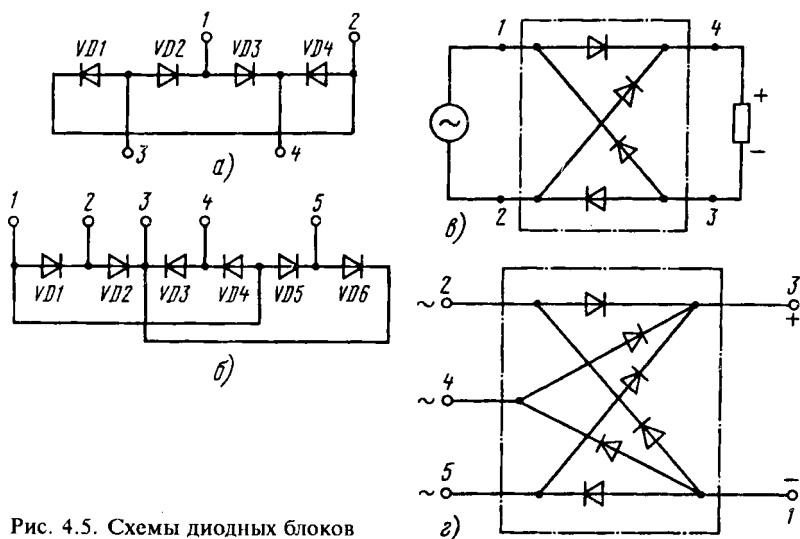


Рис. 4.5. Схемы диодных блоков

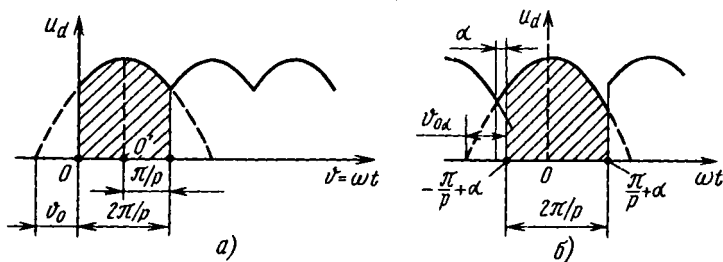


Рис. 4.6. Диаграммы выпрямленного напряжения при углах регулирования  $\alpha = 0$  (а) и  $\alpha > 0$  (б)

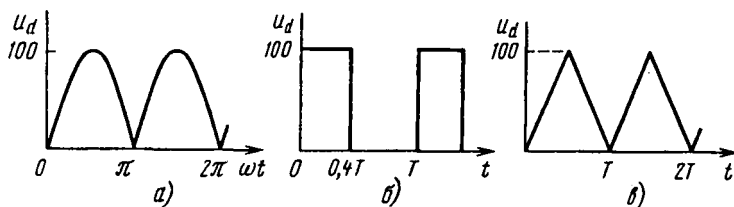


Рис. 4.7. К примеру 4.3

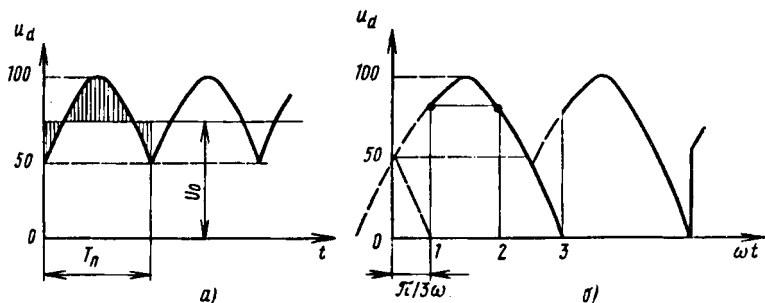


Рис. 4.8. К примеру 4.5

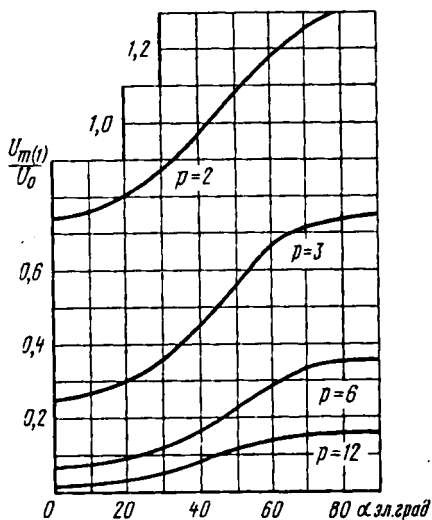


Рис. 4.9. Зависимость относительной амплитуды напряжения первой гармоники пульсаций от угла регулирования многопульсных выпрямителей

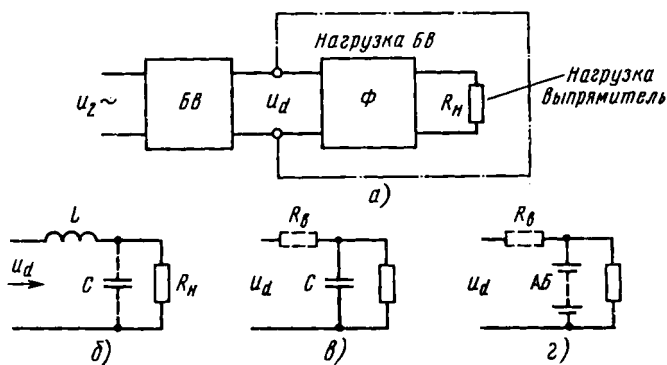
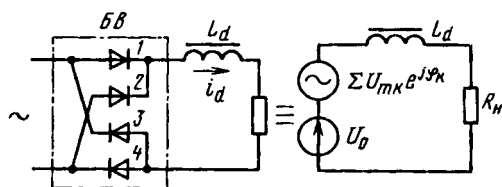


Рис. 4.10. Типы нагрузок выпрямительного блока:

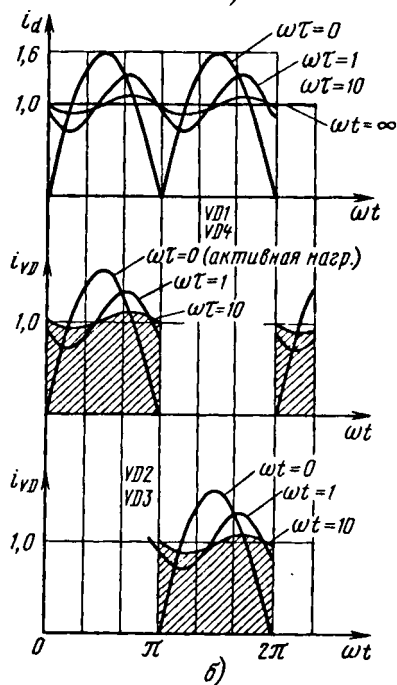
а - структурная схема; б, в - индуктивно-емкостная и активно-емкостная нагрузка; г - нагрузка с противоЭДС

Рис. 4.11. Работа трехфазного выпрямителя на нагрузку с противоЭДС:

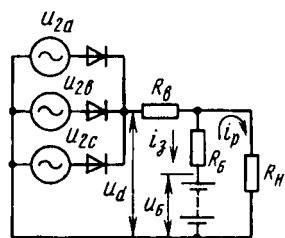
а - схема; б - график



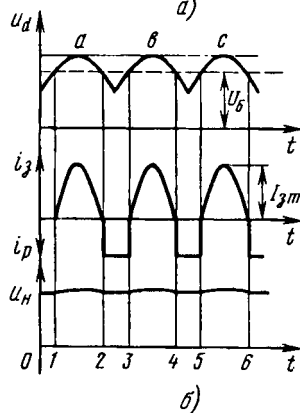
а)



б)



а)



б)

Рис. 4.12. Замена выпрямителя источником пульсирующего напряжения (а) и временные диаграммы токов в цепи при различных значениях фазового параметра ( $\omega\tau$ ) активно-индуктивной нагрузки (б)

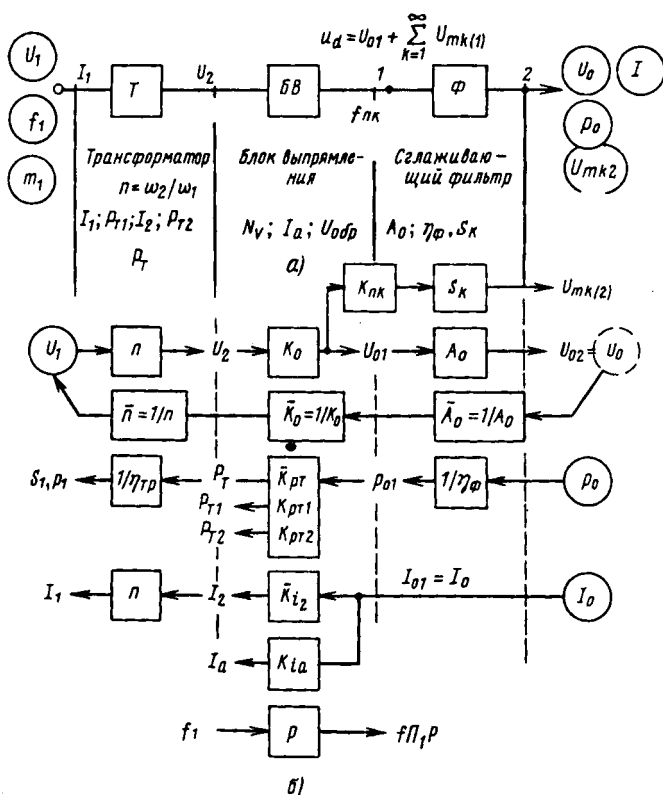


Рис. 4.13. Расчетные коэффициенты выпрямителя и их связь с входными и выходными параметрами блоков (стрелки обозначают "направление" расчета от известного к неизвестному (искомому) параметру)

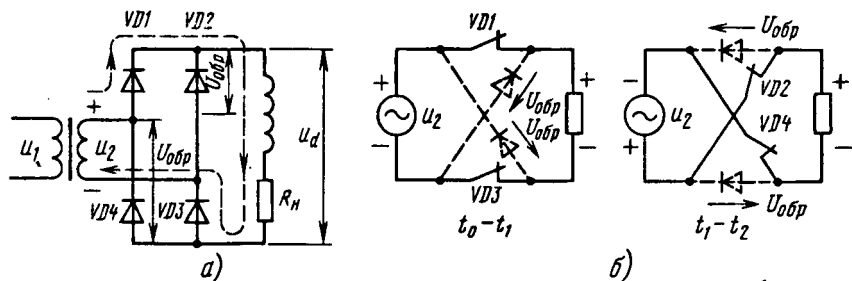


Рис. 4.14. (Начало). Однофазный мостовой выпрямитель (а), схемы его замещения (б) и временные диаграммы работы выпрямителя (в)



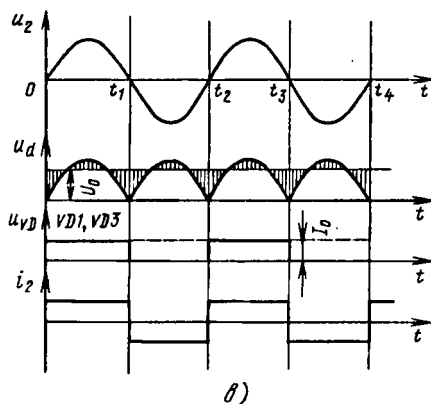


Рис. 4.14. (Окончание). Однофазный мостовой выпрямитель (а), схемы его замещения (б) и временные диаграммы работы выпрямителя (в)

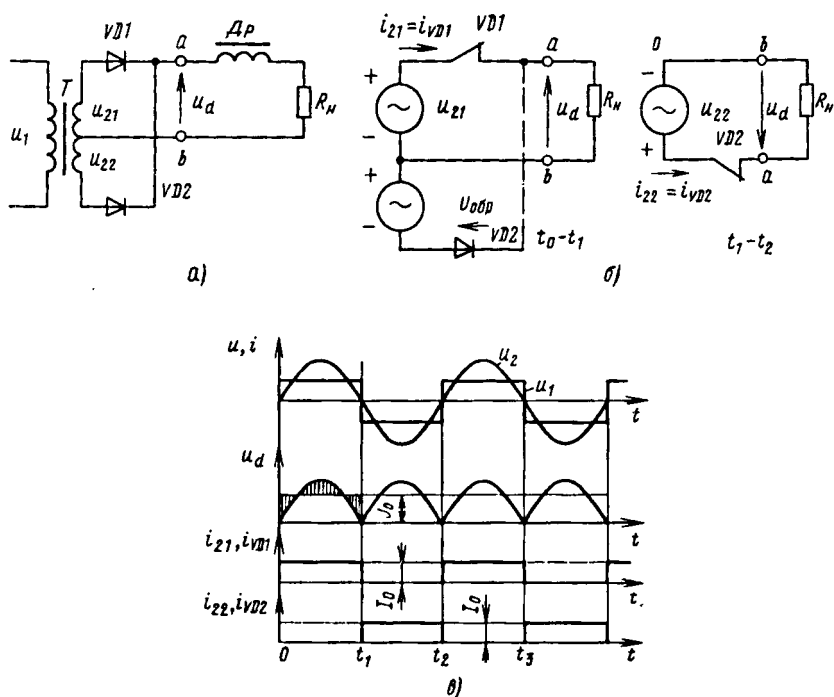


Рис. 4.15. Однофазный выпрямитель со средней точкой трансформатора (а), схемы замещения выпрямителя (б), временные диаграммы работы выпрямителя (в)

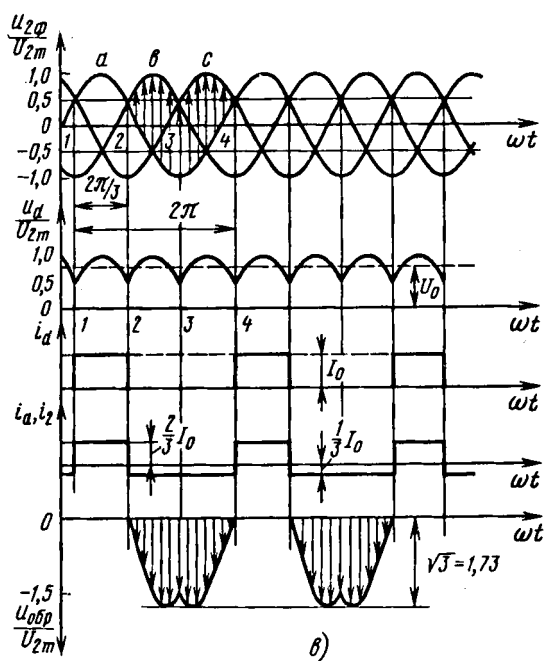
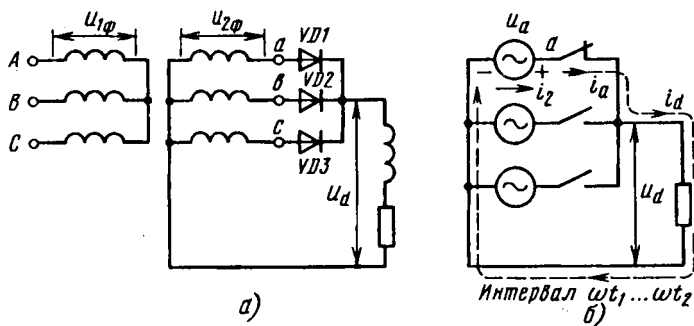


Рис. 4.16. Трехфазный нулевой выпрямитель (а), его схема замещения (б) и временные диаграммы, поясняющие работу выпрямителя (в)

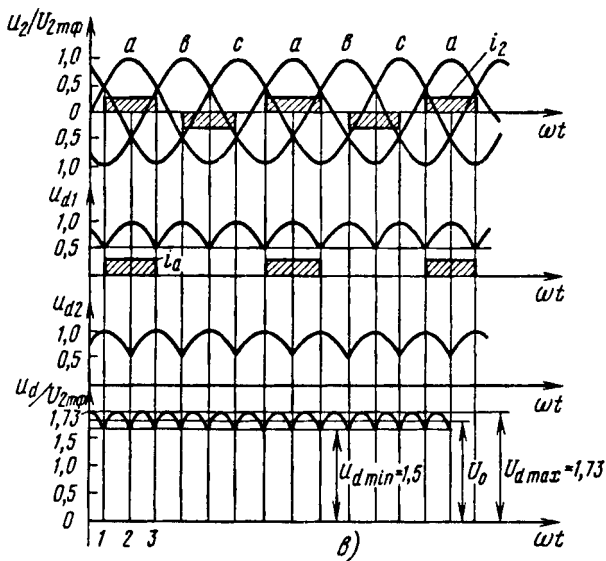
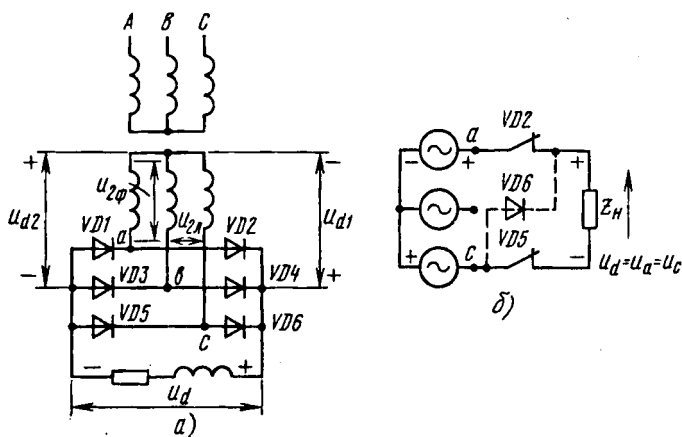


Рис. 4.17. Трехфазный мостовой выпрямитель (а), схема замещения (б) и временные диаграммы работы выпрямителя (в)

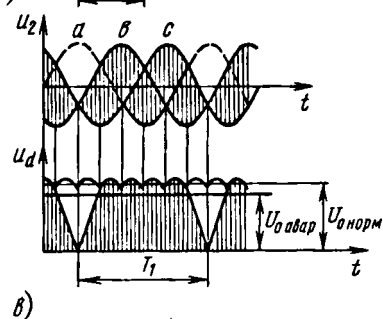
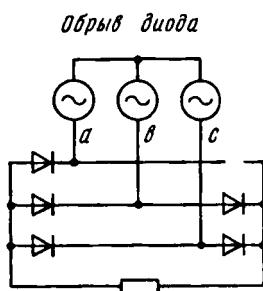
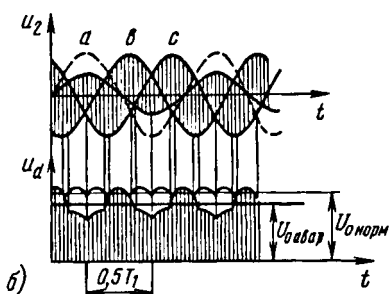
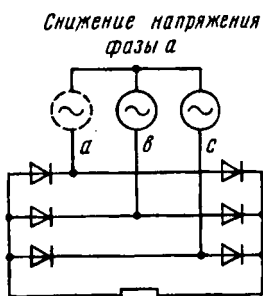
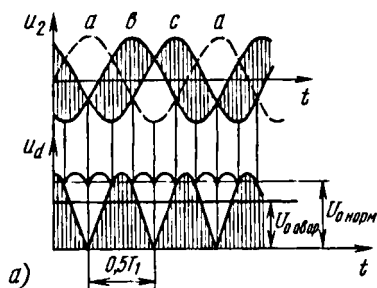
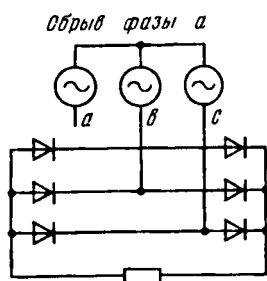


Рис. 4.18. Варианты аномальных режимов работы трехфазного мостового выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие образование выпрямленного напряжения

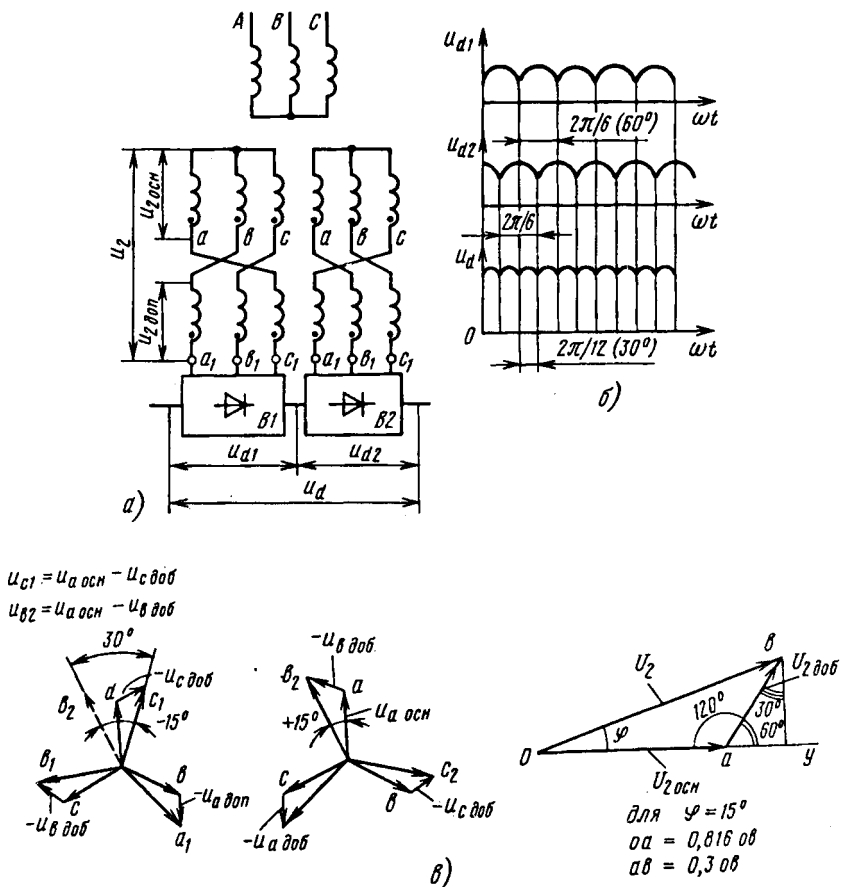


Рис. 4.19. Образование 12-пульсной схемы выпрямления из двух 6-пульсных (трехфазных мостовых) (а), временные диаграммы (б) и иллюстрация к формированию фазового сдвига трехфазных систем напряжения с помощью соединения обмоток по схеме "двойная звезда-зигзаг" (в)

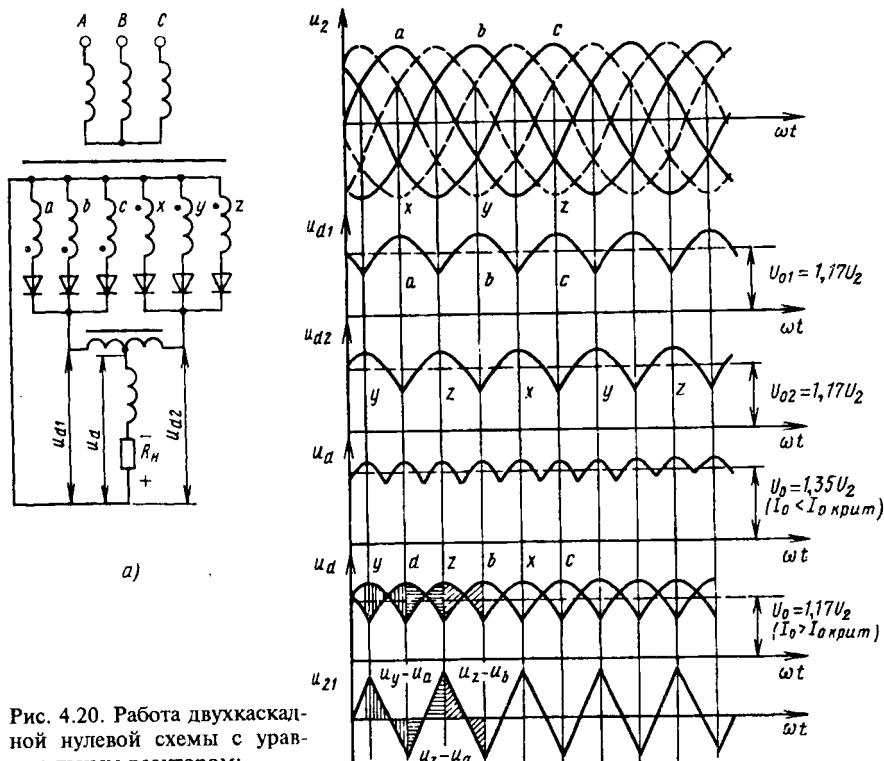


Рис. 4.20. Работа двухкаскадной нулевой схемы с уравнительным реактором:

а - схема; б - временные диаграммы работы выпрямителя;  $u_{d1}$ ,  $u_{d2}$  - выходные напряжения нулевых схем;  $u_d$  - результирующее напряжение;  $u_{21}$  - напряжение уравнительного реактора в послекритическом режиме ( $I_0 > I_{0\text{кр.м}}$ )

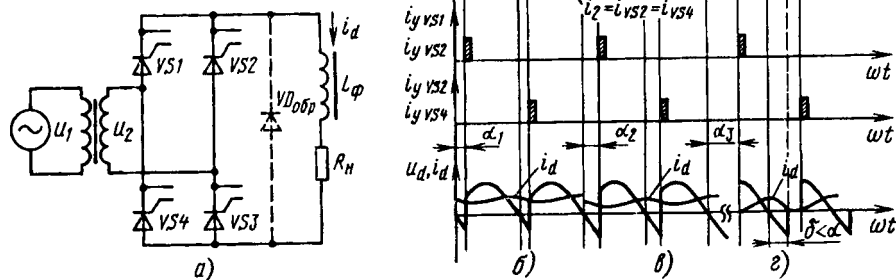


Рис. 4.22. Однофазный мостовой выпрямитель с полным числом управляемых приборов (а) и временные диаграммы работы при вариации угла  $\alpha$  (б, в, г)

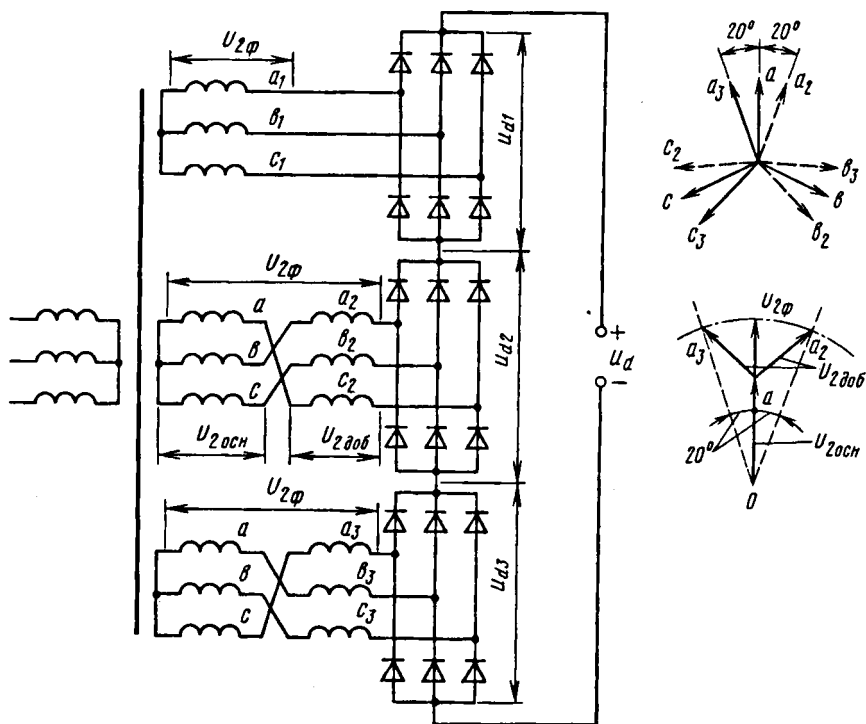


Рис. 4.21. Схема трехкаскадного выпрямителя и векторные диаграммы фазных напряжений

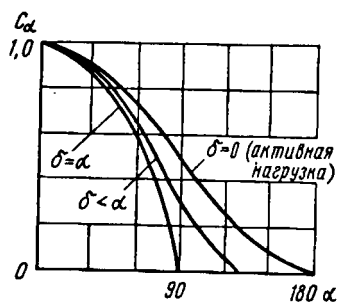


Рис. 4.23. Регулировочные характеристики выпрямителя при различных значениях угла регулирования  $\alpha$  и параметра  $\delta$

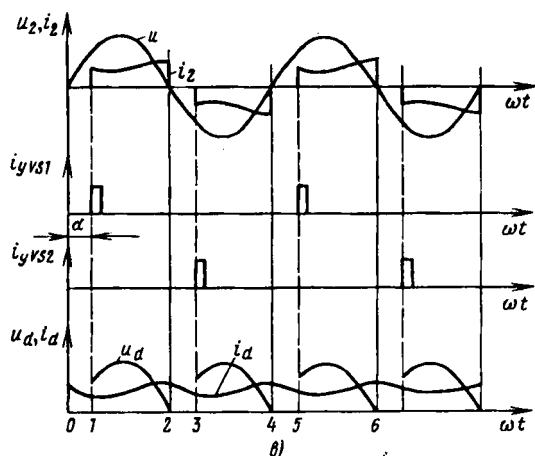
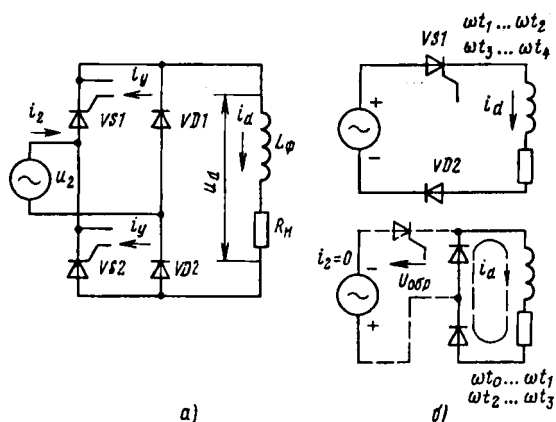


Рис. 4.24. Однофазный мостовой выпрямитель с неполным числом управляемых приборов (а), схемы замещения выпрямителя (б) и временные диаграммы работы (в)

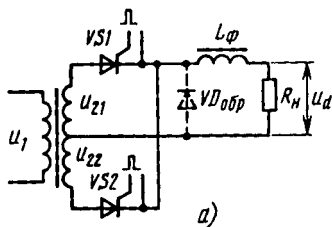


Рис. 4.25. (Начало). Однофазный выпрямитель со средней точкой трансформатора (а) и временные диаграммы работы без включения и с включением обратного диода (б)



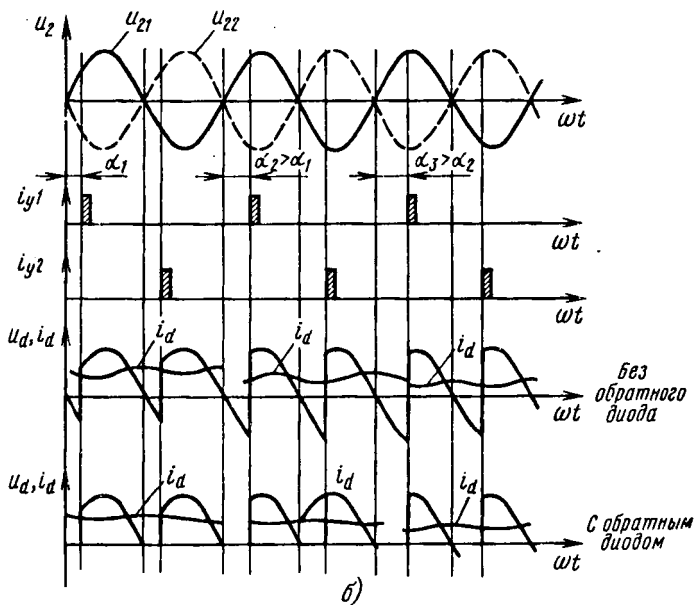


Рис. 4.25. (Окончание). Однофазный выпрямитель со средней точкой трансформатора (а) и временные диаграммы работы без включения и с включением обратного диода (б)

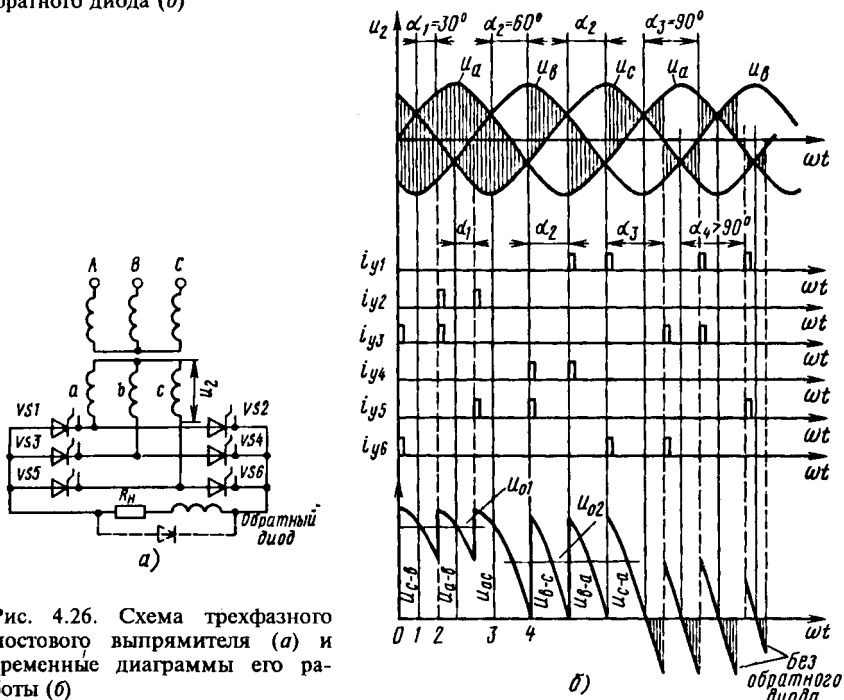


Рис. 4.26. Схема трехфазного мостового выпрямителя (а) и временные диаграммы его работы (б)

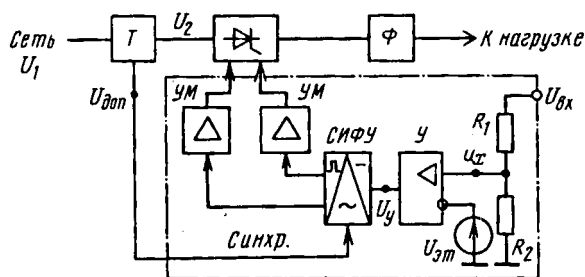


Рис. 4.27. Функциональная схема управления тиристорного выпрямителя

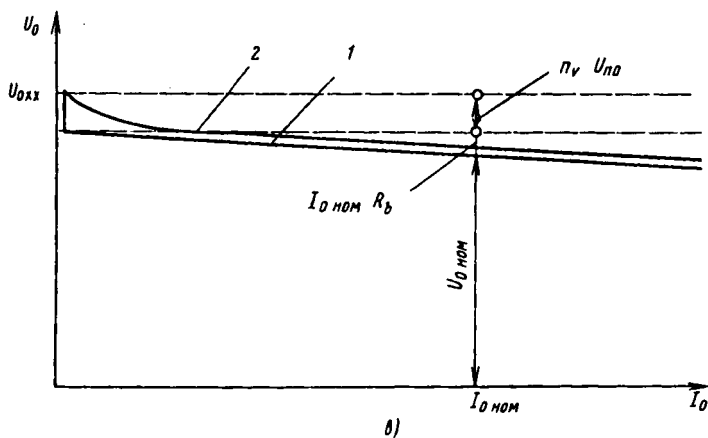
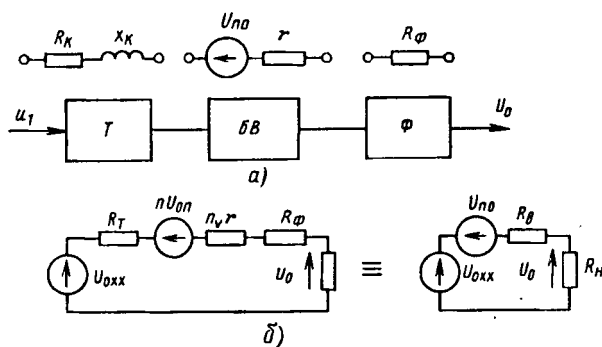


Рис. 4.29. Основные элементы силовой цепи выпрямителя, влияющие на его внешнюю характеристику (а), упрощенная схема замещения силовой цепи (б) и внешние характеристики выпрямителя (в):

1 - при кусочной линеаризации ВАХ полупроводниковых приборов;  
2 - ВАХ реального выпрямителя

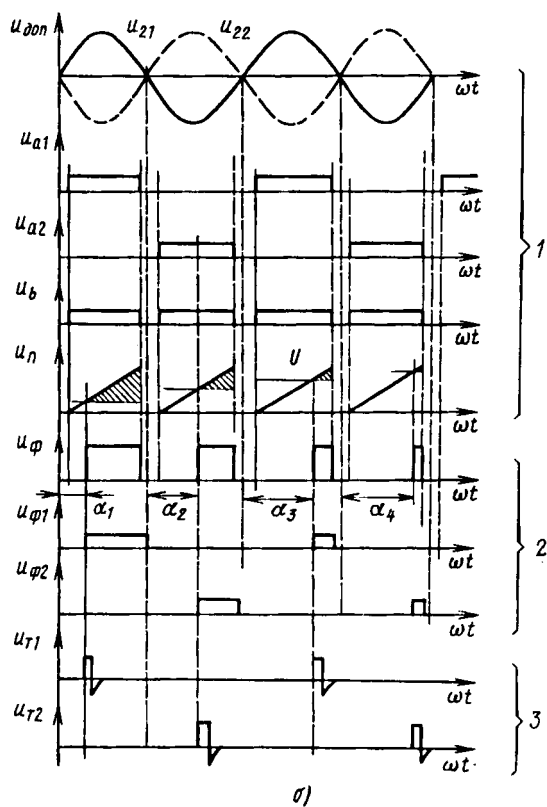
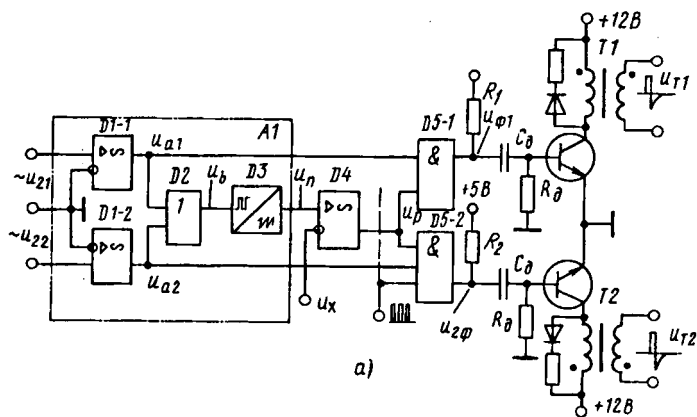


Рис. 4.28. Пример построения схемы управления однофазного выпрямителя (а) и временные диаграммы (б):

1 - формирование пилообразного сигнала синхронизации; 2 - распределение импульсов на два канала; 3 - выходные импульсы

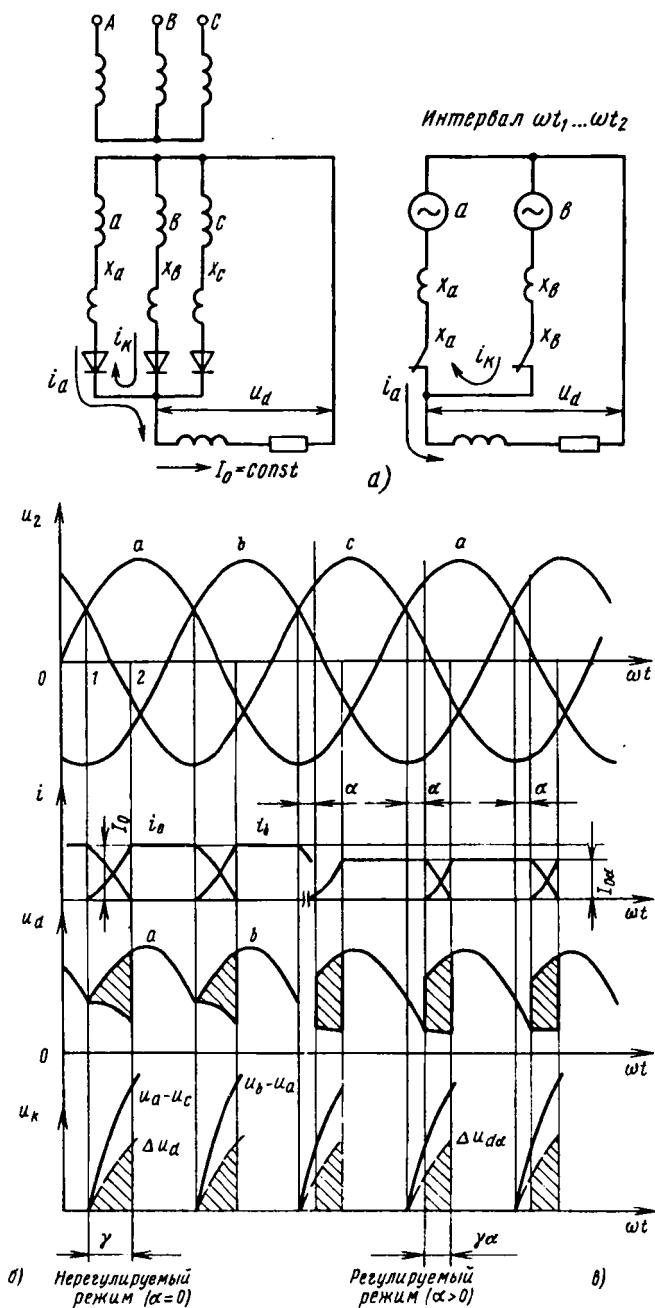


Рис. 4.30. Схема выпрямителя и ее замещение при переключении диодов в фазах  $a, \beta$  (а); временные диаграммы токов и напряжений в неуправляемом (б) и управляемом (в) выпрямителях

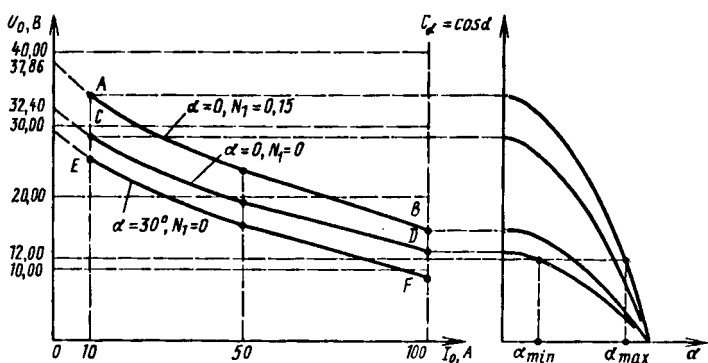


Рис. 4.31. Зависимости  $V_0(I_0)$  и  $\cos \alpha$

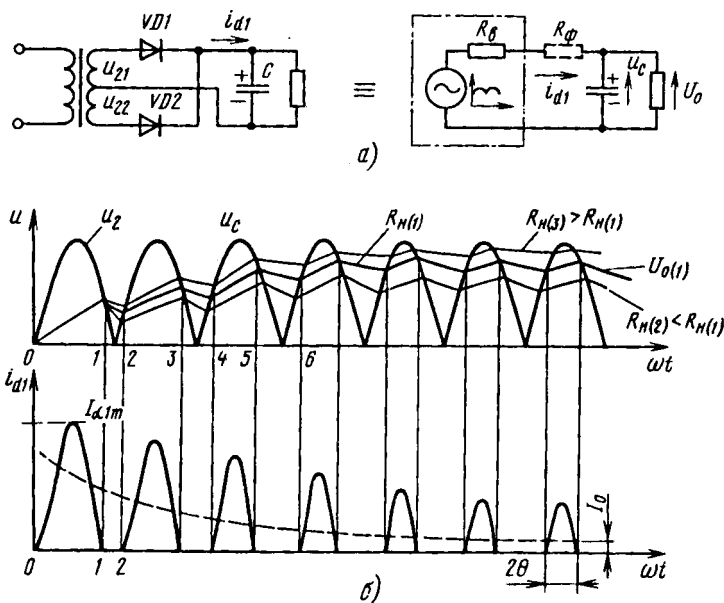
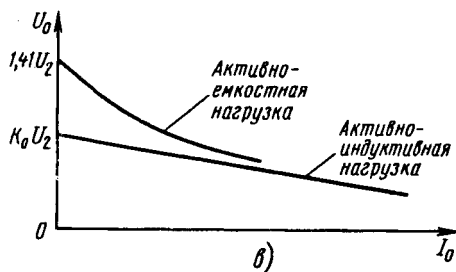


Рис. 4.32. Работа выпрямителя при емкостной реакции нагрузки:

a - пример выпрямителя и его схема замещения; б - временные диаграммы напряжения и тока; в - внешняя характеристика



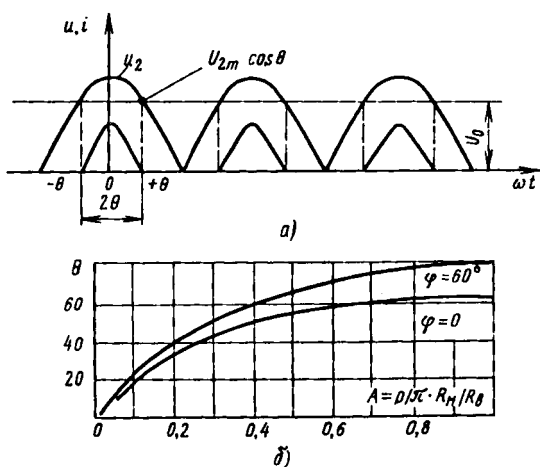


Рис. 4.33. Образование угла отсечки  $\theta$  (а) и его зависимость от расчетного параметра  $A$  (б). Угол  $\varphi$  учитывает влияние индуктивного сопротивления трансформатора

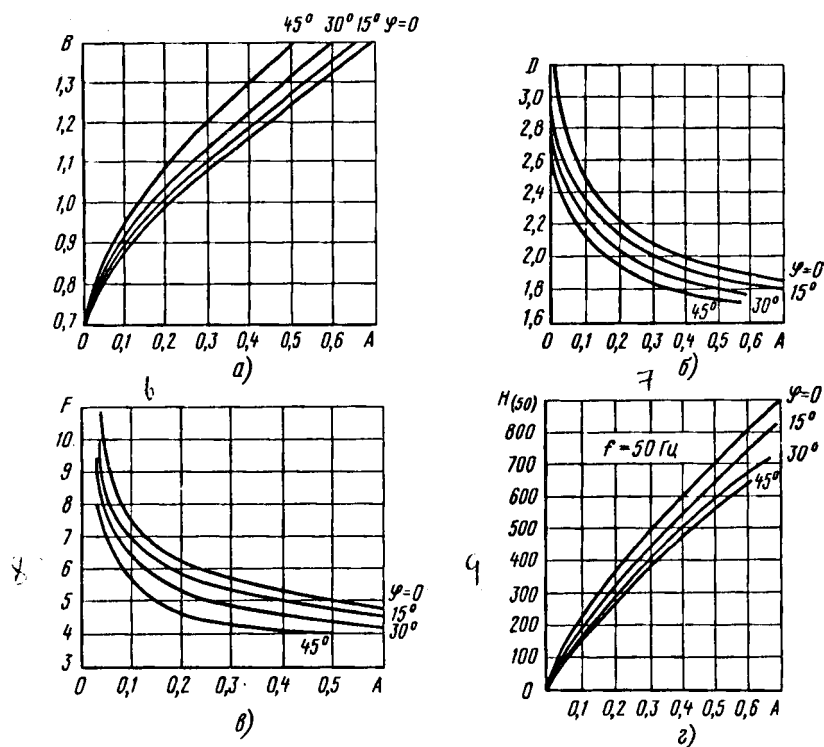


Рис. 4.34. Зависимость расчетных коэффициентов  $B$ ,  $D$ ,  $F$  и  $H$  от параметра  $A$  и угла  $\theta$  (график  $H(A)$  приведен для  $\rho = 2$ ,  $f = 50 \text{ Гц}$ )

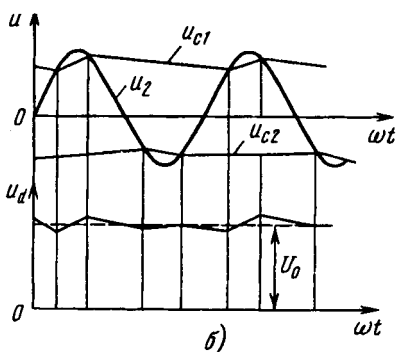
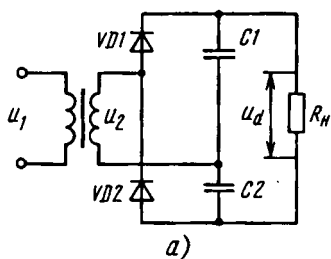


Рис. 4.35. Схема выпрямителя с удвоением напряжения (а) и временные диаграммы, поясняющие принцип действия (б)

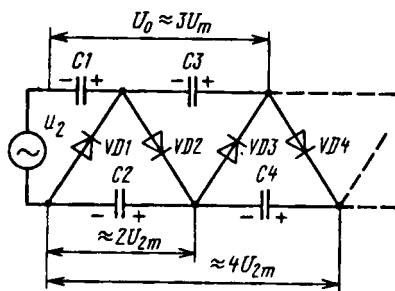


Рис. 4.36. Каскадная схема умножения напряжения

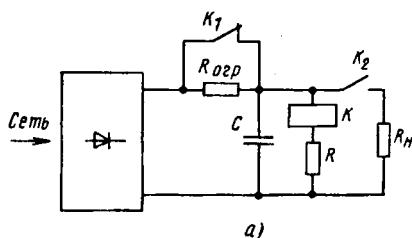
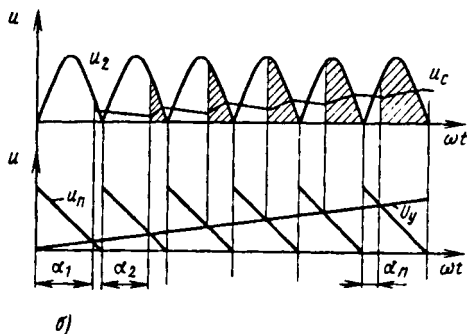
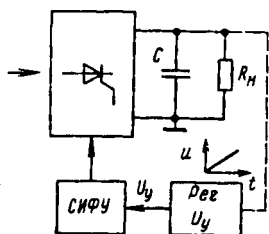


Рис. 4.37. Ограничение тока заряда фильтрового конденсатора с помощью ограничительного резистора (а) и плавного регулирования угла  $\alpha$  (б)



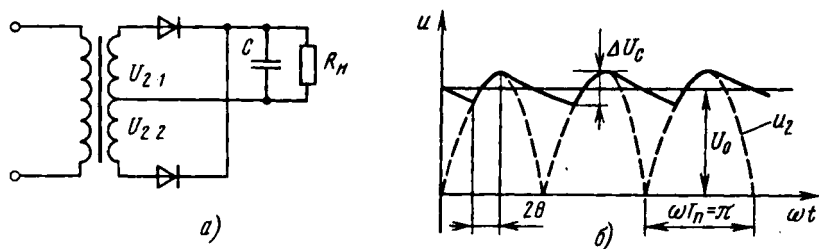


Рис. 4.38. Схема выпрямителя со средней точкой (а) и его временная диаграмма (б)

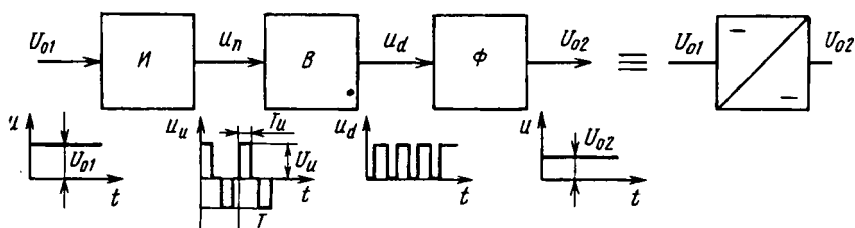


Рис. 4.39. Функциональная схема преобразователя постоянного напряжения с промежуточным высокочастотным инвертором напряжения

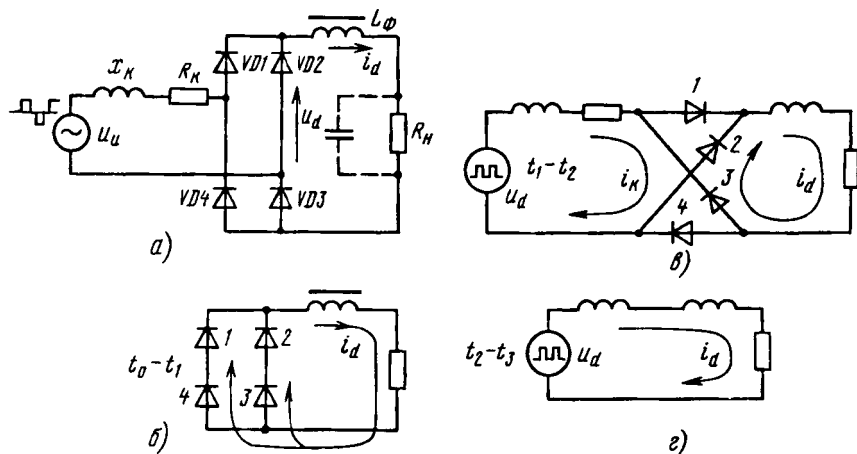


Рис. 4.40. (Начало). Пояснение работы мостового выпрямителя при импульсной форме напряжения питания:

а - схема выпрямителя с учетом активного и реактивного сопротивлений источника; б, в, г - варианты состояния силовой цепи;  
д, е - временные диаграммы напряжения и тока



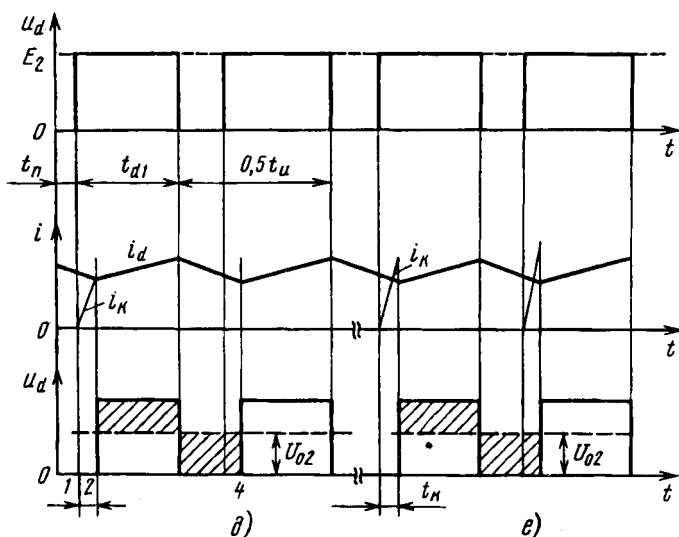


Рис. 4.40. (Окончание). Пояснение работы мостового выпрямителя при импульсной форме напряжения питания:

*a* - схема выпрямителя с учетом активного и реактивного сопротивлений источника; *б, в, г* - варианты состояния силовой цепи; *д, е* - временные диаграммы напряжения и тока

## ГЛАВА 5

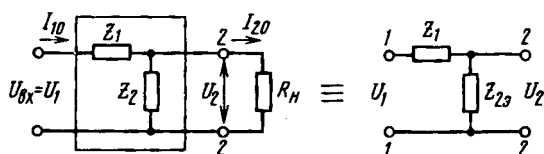


Рис. 5.1. Представление сглаживающего фильтра Г-образным звеном (делителем напряжения)

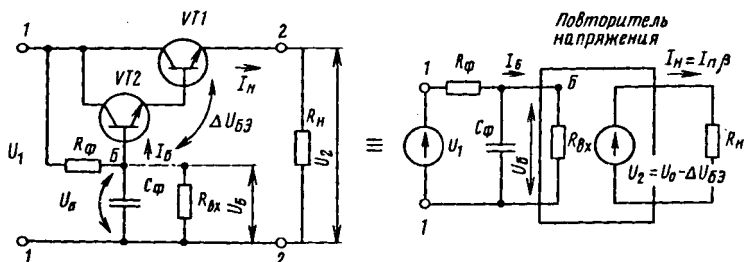


Рис. 5.2. Сглаживающий транзисторный фильтр

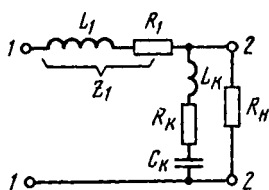


Рис. 5.3. Схема фильтра с последовательным резонансным контуром

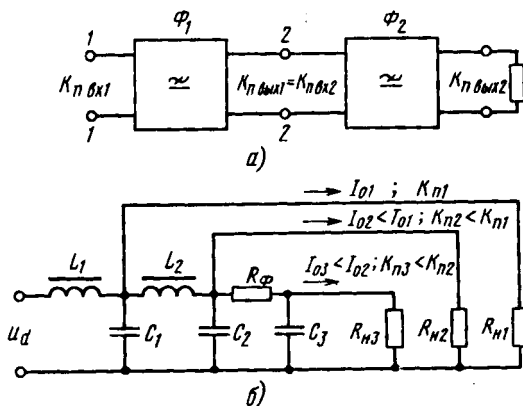


Рис. 5.4. Каскадное соединение фильтров (а) и пример многокаскадного фильтра (б)

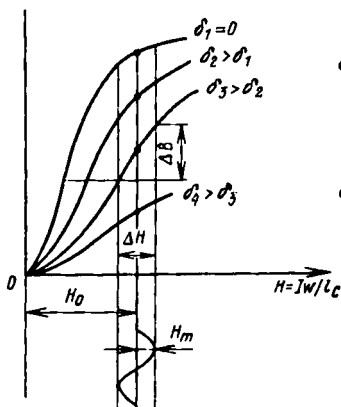


Рис. 5.5. Влияние немагнитного зазора в магнитопроводе на кривые намагничивания (оптимальный зазор соответствует  $\delta_3$ )

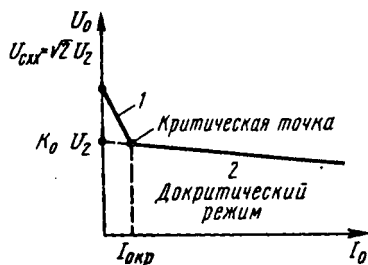
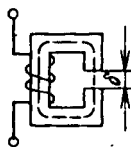


Рис. 5.6. Внешняя характеристика выпрямителя с индуктивно-емкостным фильтром

Рис. 5.7. Переходный процесс в идеализированном выпрямителе при отключении нагрузки:

а - схема замещения выпрямителя;  
б - диаграммы изменения напряжения и тока во времени и в координатах  $[u, i]$

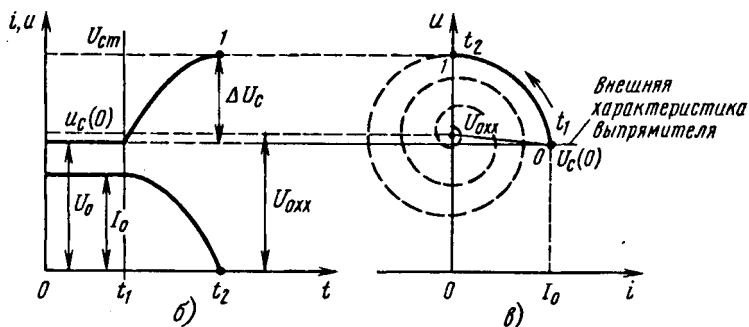
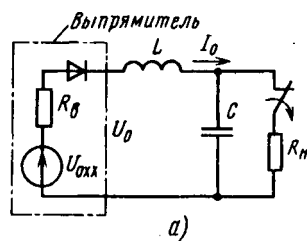
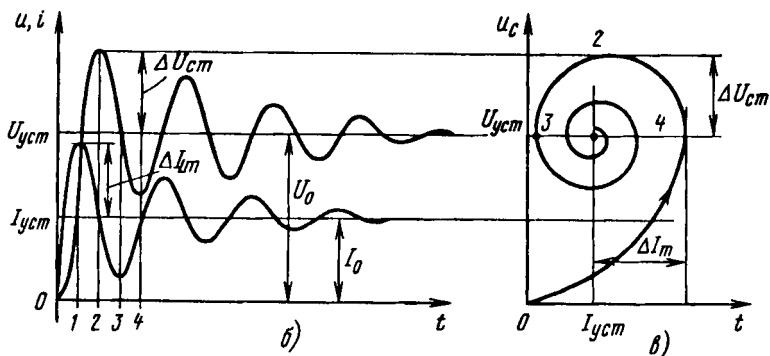
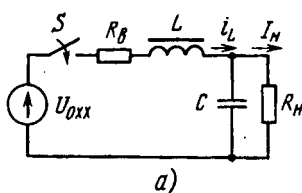


Рис. 5.8. Переходный процесс в выпрямителе при включении выпрямителя:

а - схема замещения выпрямителя; б, в - диаграммы переходного процесса



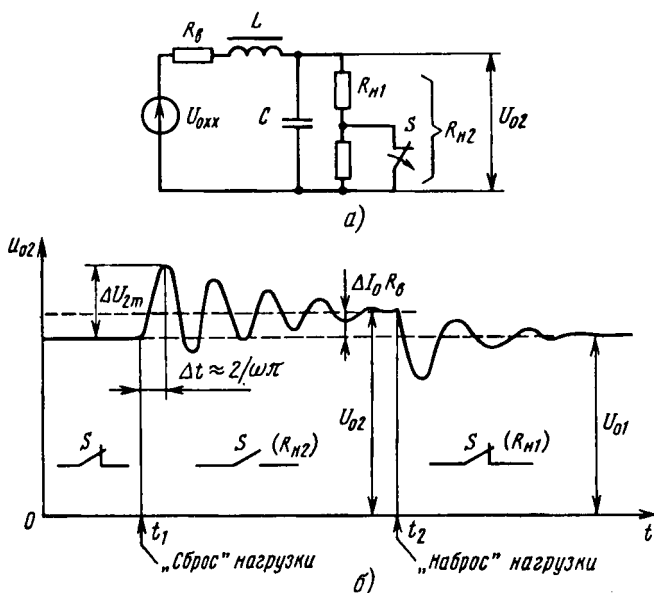


Рис. 5.9. Переходный процесс в источнике электропитания при переключении (коммутации) нагрузки:

а - схема замещения; б - диаграммы переходного процесса

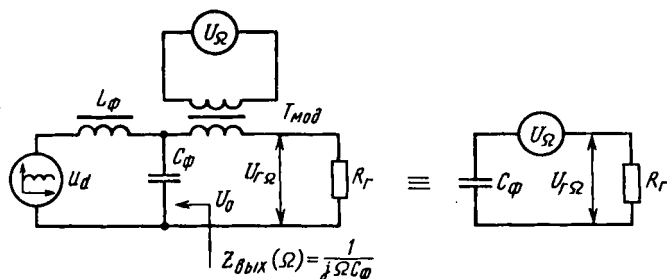


Рис. 5.10. К вопросу об оценке частотных искажений, вносимых фильтром

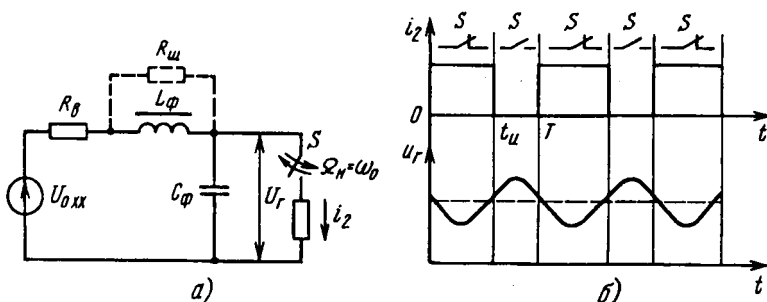


Рис. 5.11. Изменение напряжения на емкости фильтра при импульсной манипуляции

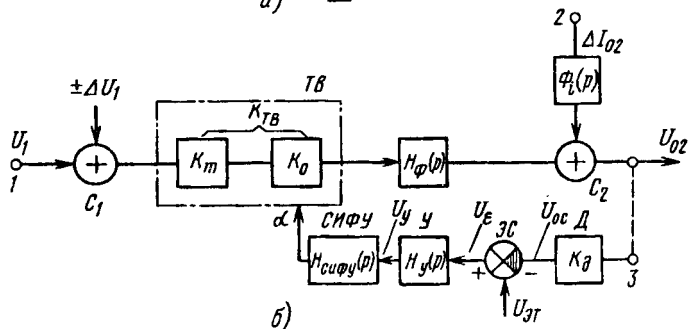
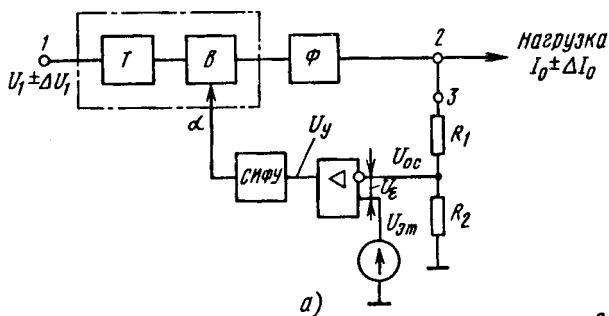


Рис. 5.12. Функциональная схема выпрямителя с отрицательной обратной связью по напряжению (а) и представление выпрямителя набором типовых динамических звеньев (б)

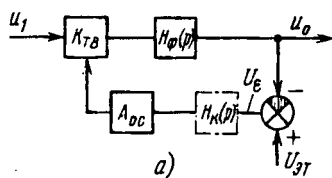
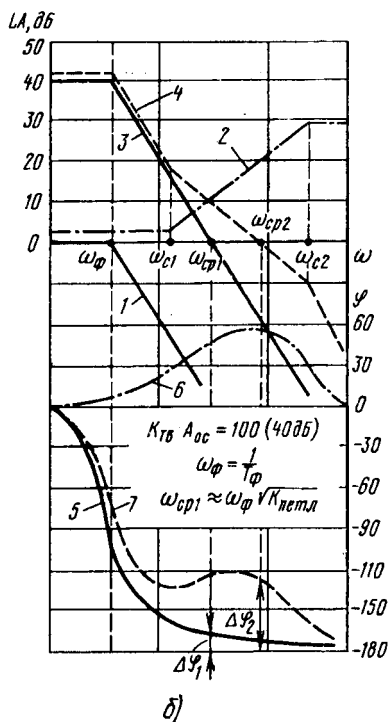


Рис. 5.13. Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики выпрямителя:

а - функциональная схема;  
б - АЧХ и ФЧХ выпрямителя и его звеньев; 1, 5 - фильтры; 2, 6 - корректирующего звена; 3 - АЧХ звена КТВ и фильтра; 4, 7 - АЧХ и ФЧХ "разомкнутого" выпрямителя



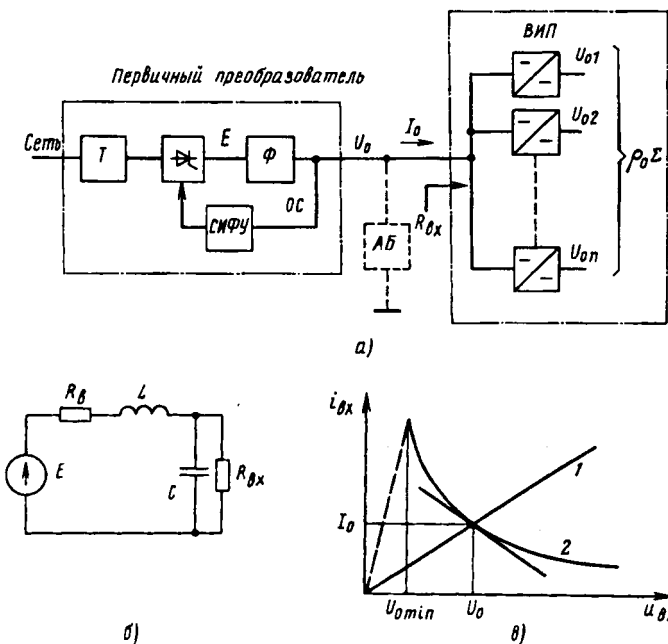


Рис. 5.14. Пример образования двухкаскадной схемы электропитания аппаратуры (а), схема замещения первого каскада без АБ (б) и ВАХ входной цепи вторичных источников питания (ВИП) (в)

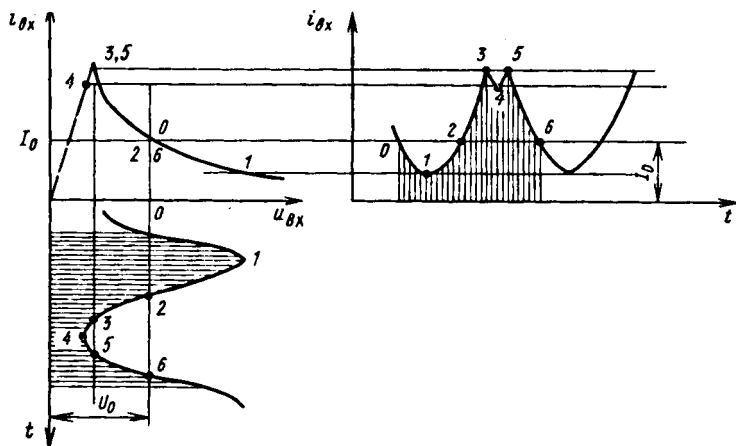


Рис. 5.15. Образование колебаний в каскадной системе питания (цифрами указаны координаты рабочей точки на характеристике  $i_{0x} = f(u_{0x})$ )

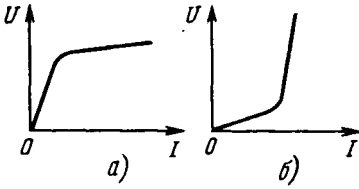


Рис. 6.1. Вольт-амперные характеристики нелинейных элементов

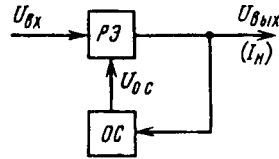


Рис. 6.2. Структурная схема стабилизатора напряжения компенсационного типа

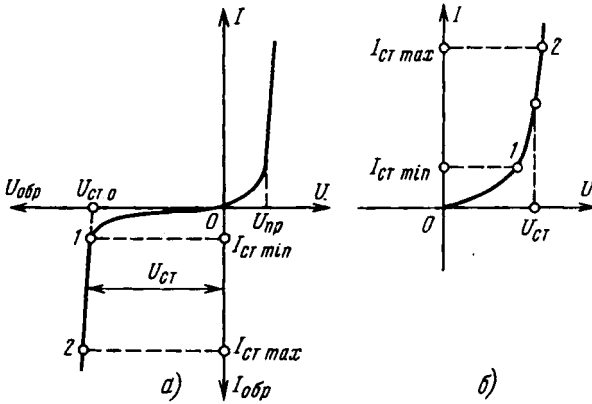


Рис. 6.3. Вольт-амперные характеристики стабилитрона (а) и стабистора (б)

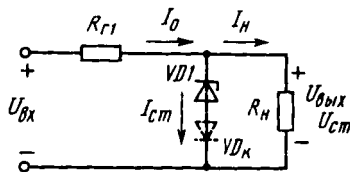


Рис. 6.4. Схема однокаскадного параметрического стабилизатора

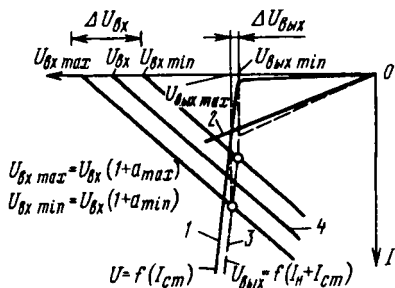


Рис. 6.5. Графическая иллюстрация работы однокаскадного параметрического стабилизатора

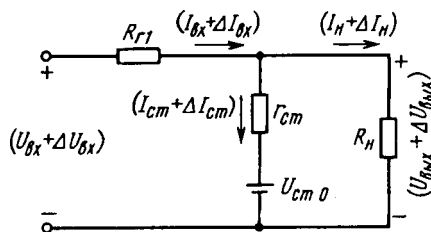


Рис. 6.6. Эквивалентная схема параметрического стабилизатора

Рис. 6.7. Двухкаскадный параметрический стабилизатор

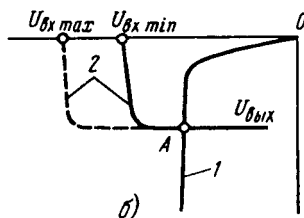
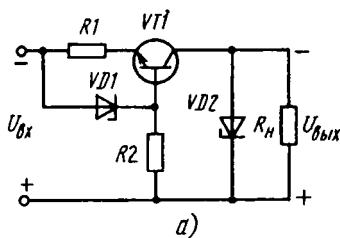
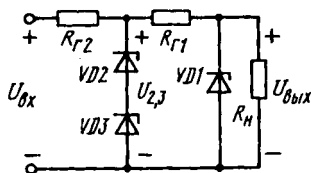


Рис. 6.8. Включение стабилизатора тока вместо балластного резистора (а) и диаграмма, поясняющая эффект стабилизации (б)

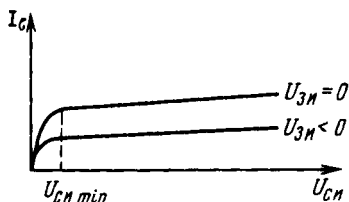


Рис. 6.9. Выходные характеристики полевого транзистора

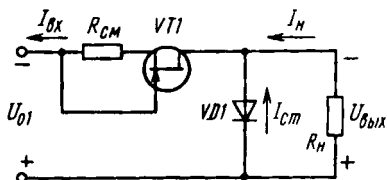


Рис. 6.10. Параметрический стабилизатор напряжения с полевым транзистором в качестве токостабилизирующего двухполюсника



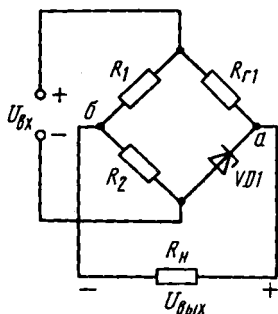


Рис. 6.11. Параметрический стабилизатор мостового типа

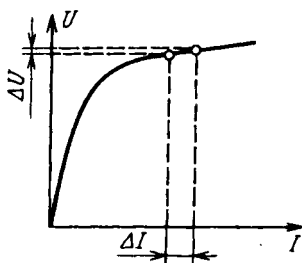


Рис. 6.12. Вольт-амперная характеристика реактора (дросселя) с насыщающимся магнитопроводом

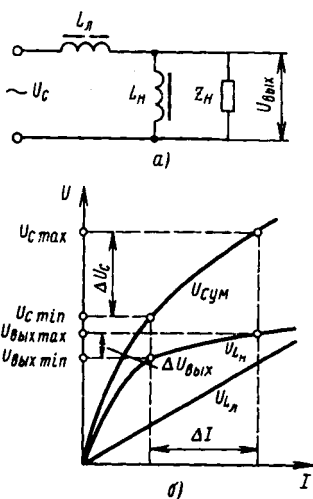


Рис. 6.13. Простейшая схема параметрического стабилизатора переменного напряжения (а), ВАХ стабилизатора (б)

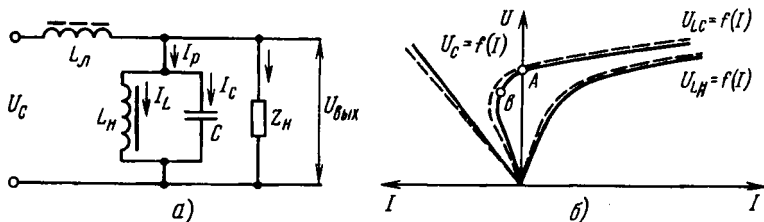


Рис. 6.14. Феррорезонансный стабилизатор напряжения (а) и ВАХ, поясняющие нелинейность ВАХ резонансного контура (б)

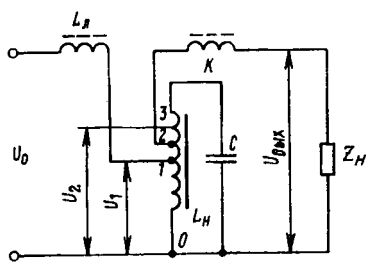


Рис. 6.15. Принципиальная схема промышленного феррорезонансного стабилизатора

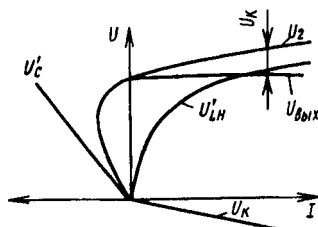


Рис. 6.16. Эффект влияния компенсирующей обмотки стабилизатора

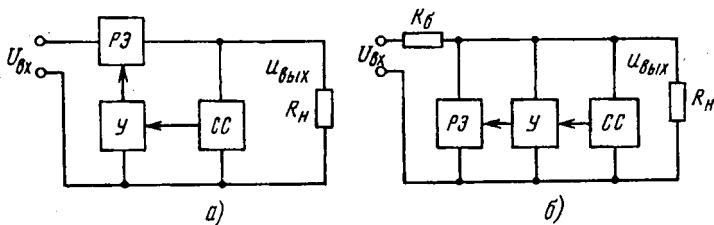


Рис. 6.17. Структурные схемы стабилизаторов постоянного напряжения компенсационного типа:

а - с последовательным включением РЭ; б - с параллельным включением РЭ

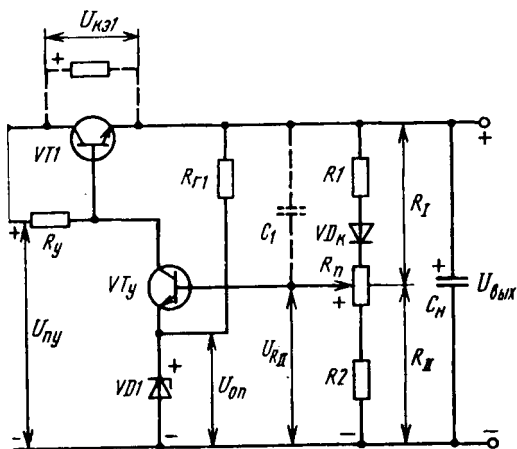


Рис. 6.18. Пример схемы стабилизатора последовательного типа

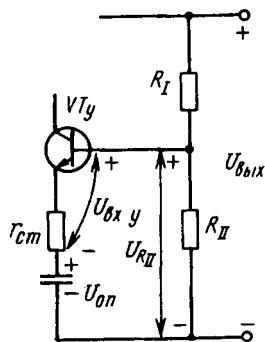


Рис. 6.19. Схема, поясняющая работу усилителя постоянного тока стабилизатора

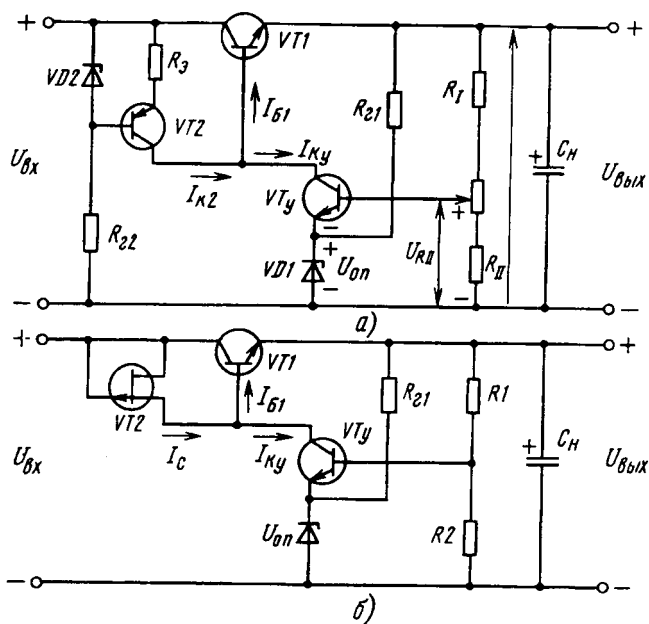


Рис. 6.20. Варианты построения стабилизаторов напряжения с токостабилизирующим двухполюсником в цепи управления регулирующего транзистора

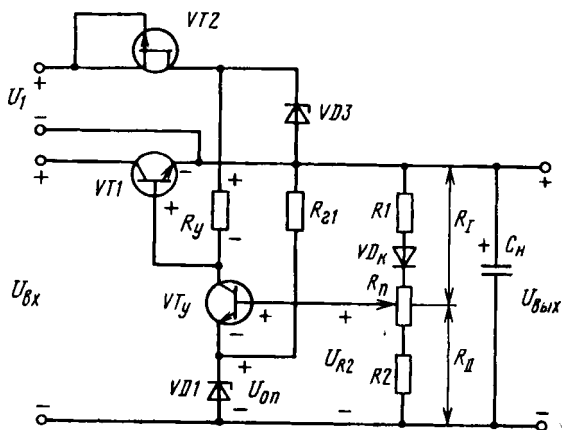


Рис. 6.21. Улучшенная схема стабилизатора с питанием токостабилизирующего двухполюсника ( $VT_2$ ) от дополнительного источника

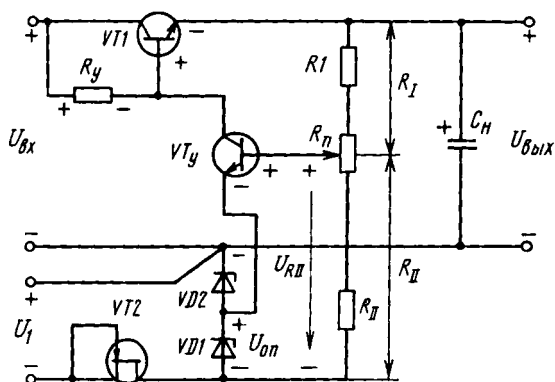


Рис. 6.22. Пример схемы стабилизатора с широким диапазоном изменения выходного напряжения

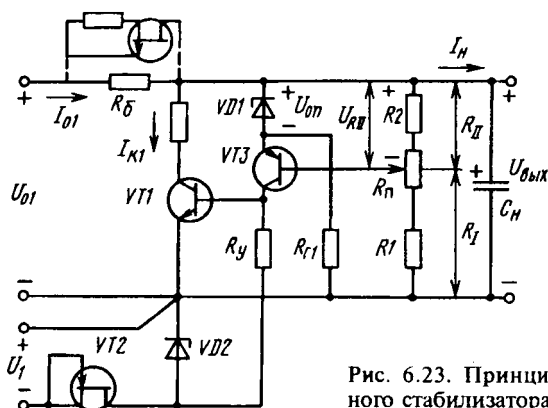


Рис. 6.23. Принципиальная схема компенсационного стабилизатора параллельного типа

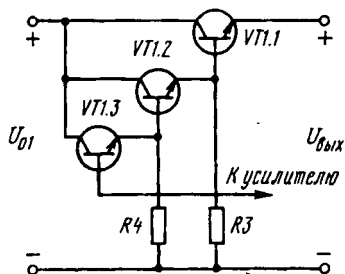


Рис. 6.24. Регулирующий элемент мощного стабилизатора, выполненный по схеме составного транзистора

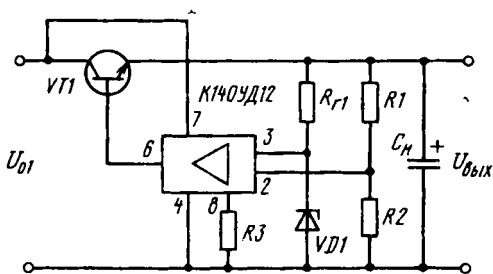


Рис. 6.25. Схема компенсационного стабилизатора с операционным усилителем в цепи обратной связи

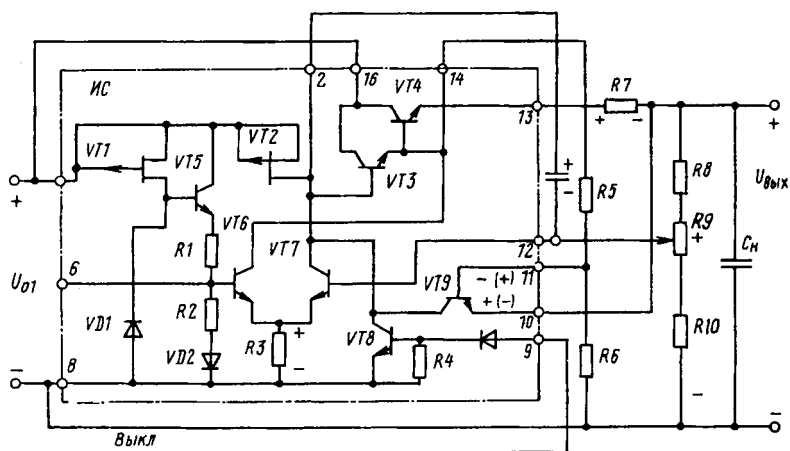


Рис. 6.26. Стабилизатор напряжения на базе микросхемы К142ЕН1(2)

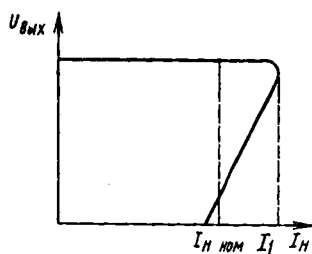


Рис. 6.27. Вольт-амперная характеристика стабилизатора с защитой по току

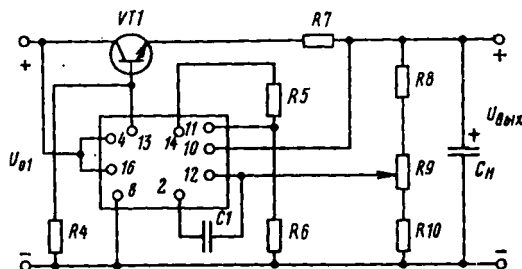


Рис. 6.28. Умощнение стабилизатора напряжения, выполненного на микросхеме К142ЕН1(2)



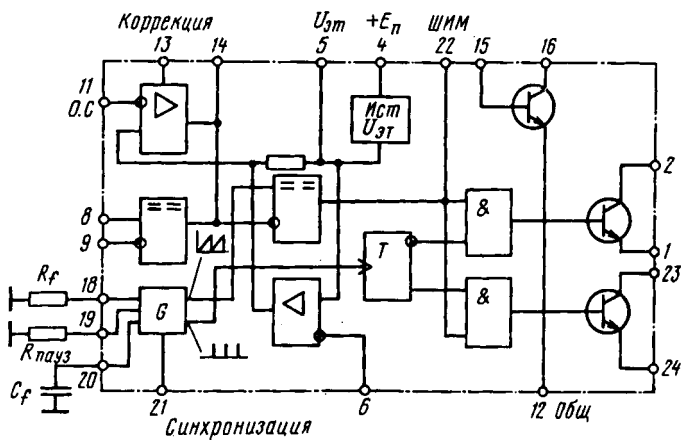


Рис. 6.30. Структурная схема управляющей микросхемы К1114ЕУ1

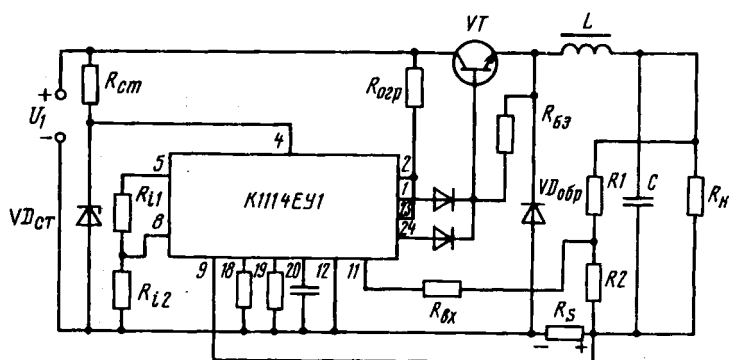


Рис. 6.31. Пример построения импульсного стабилизатора с применением управляющей схемы К1114ЕУ1

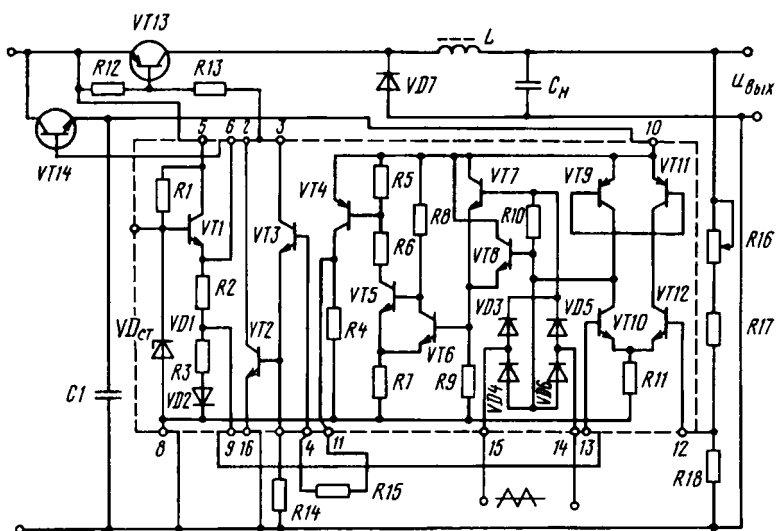


Рис. 6.32. Схема стабилизатора напряжения на базе управляющей микросхемы K142EP11

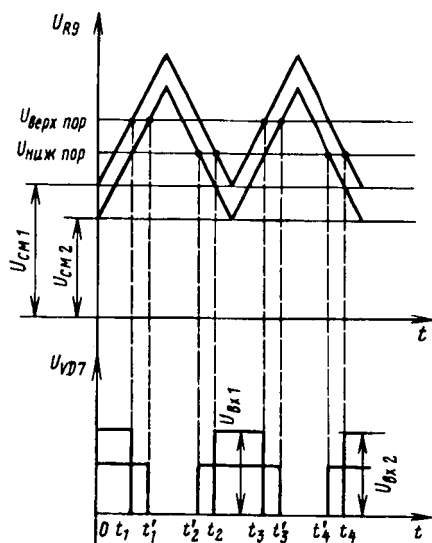


Рис. 6.33. Временные диаграммы работы стабилизатора со схемой K142EP11 в режиме ШИМ

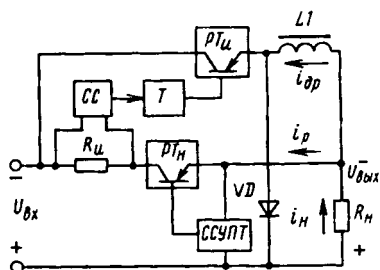


Рис. 6.34. Структурная схема непрерывно-импульсного стабилизатора



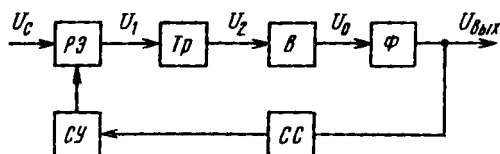


Рис. 6.35. Структурная схема стабилизатора постоянного напряжения с РЭ в цепи переменного тока

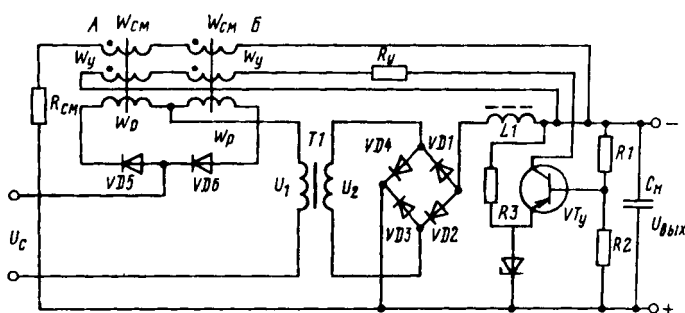


Рис. 6.36. Применение магнитного усилителя в качестве регулятора напряжения

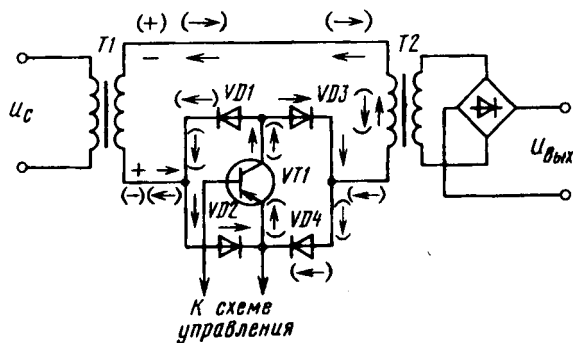


Рис. 6.37. Схема транзисторного регулятора напряжения в цепи переменного тока

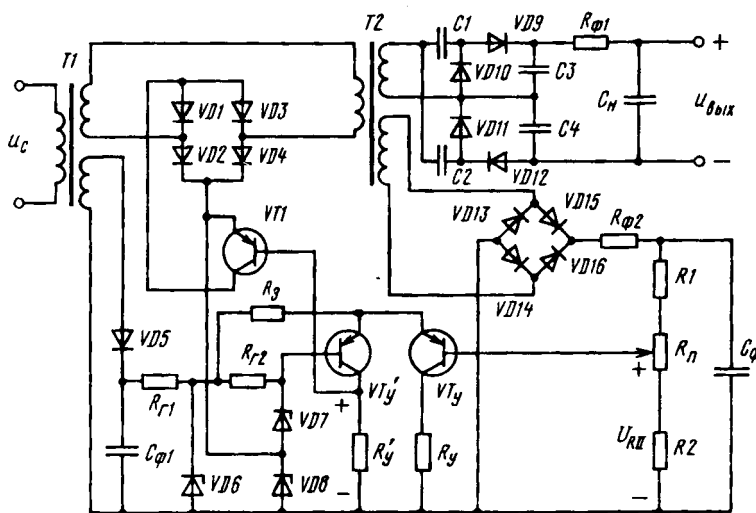


Рис. 6.38. Пример схемы высоковольтного стабилизатора напряжения с транзисторным регулятором в цепи переменного тока

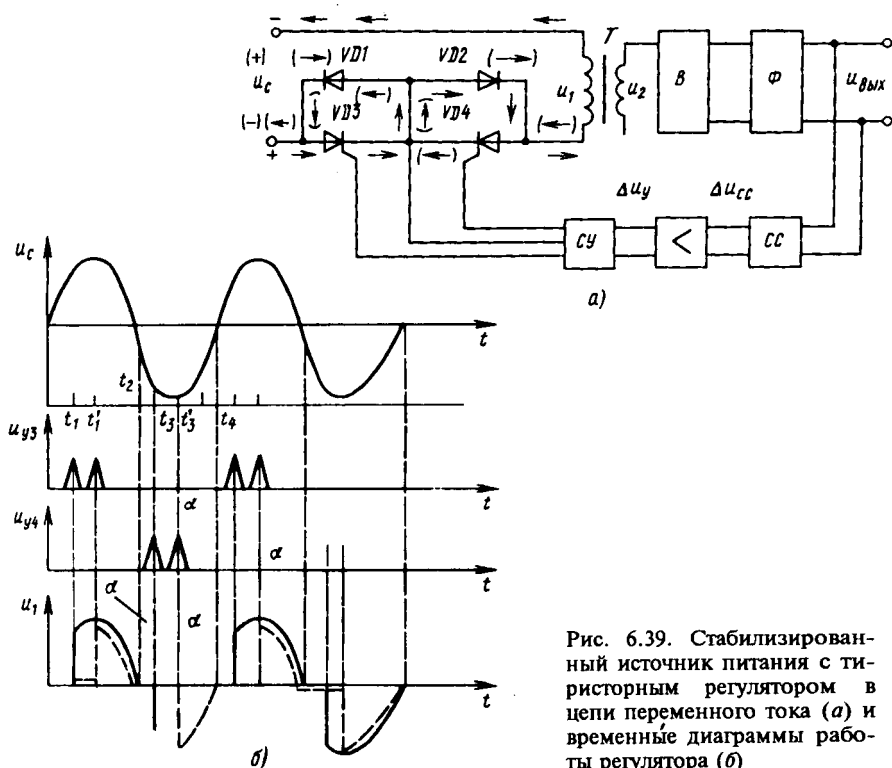


Рис. 6.39. Стабилизированный источник питания с тиристорным регулятором в цепи переменного тока (а) и временные диаграммы работы регулятора (б)

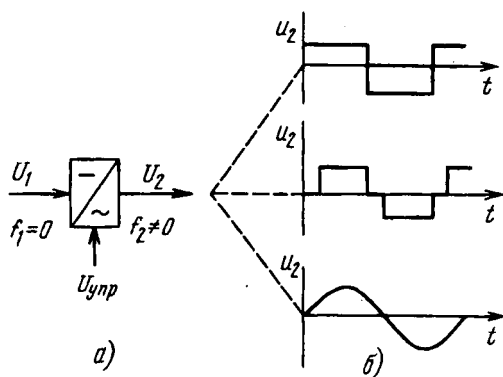


Рис. 7.1. Обозначение преобразователя постоянного напряжения в переменное (инвертора) (а) и возможные формы выходного напряжения (б)

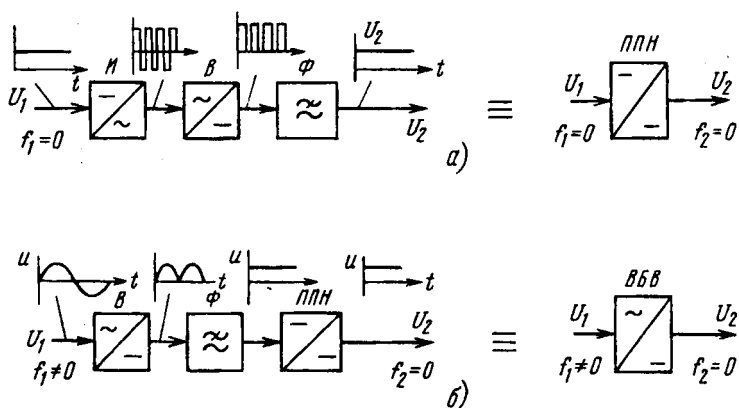


Рис. 7.2. Применение инвертора в преобразовательных устройствах



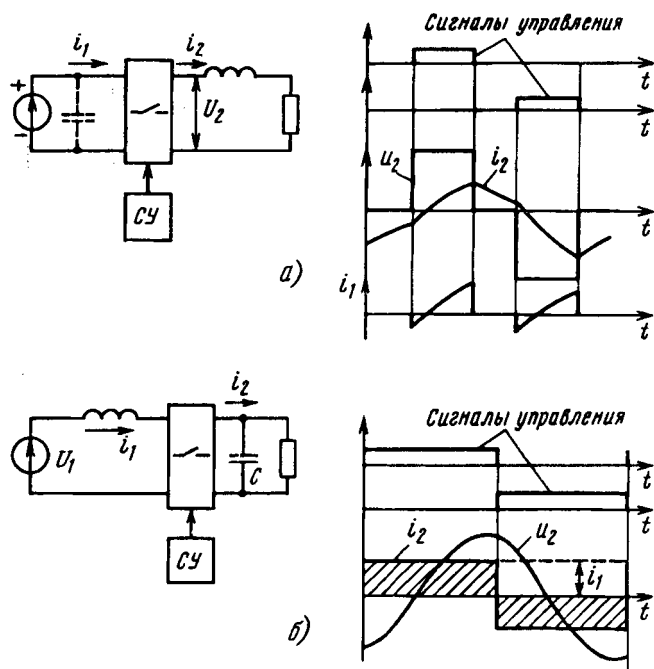


Рис. 7.5. Иллюстрация различий между инвертором напряжения (а) и инвертором тока (б)

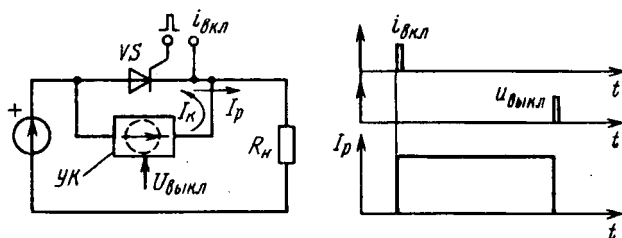


Рис. 7.6. Дополнение тиристора устройством коммутации (УК) с целью получения полной управляемости тиристорного ключа

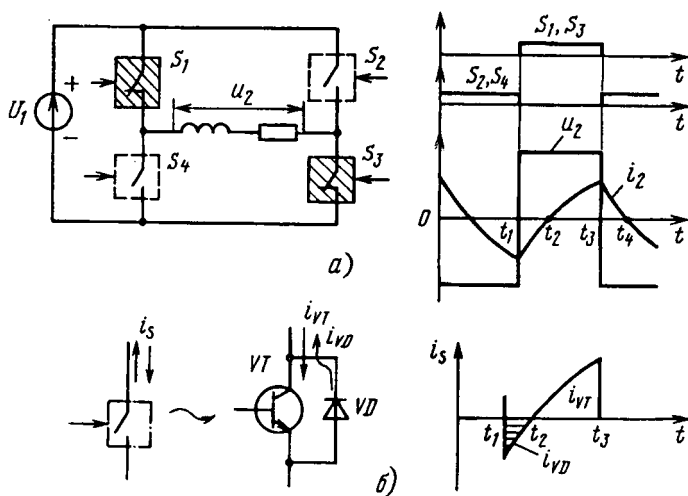


Рис. 7.7. Образование волны напряжения и тока в инверторе напряжения и пример организации ключа с двухсторонней проводимостью тока

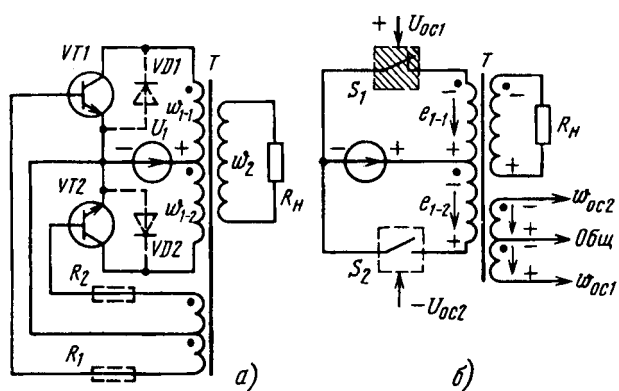


Рис. 7.8. Двухтактный инвертор с самовозбуждением (а) и состояние схемы при открытом транзисторе (б)

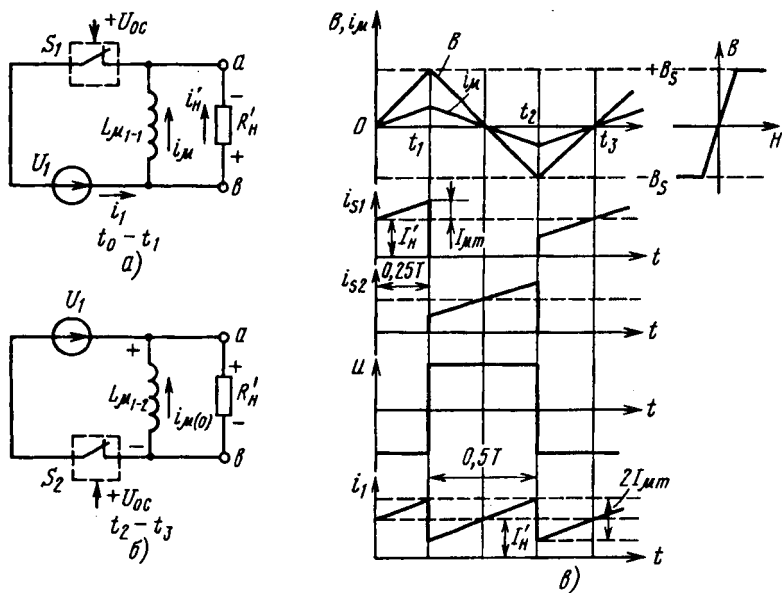


Рис. 7.9. Схемы замещения инвертора (а, б) и временные диаграммы его работы (в)

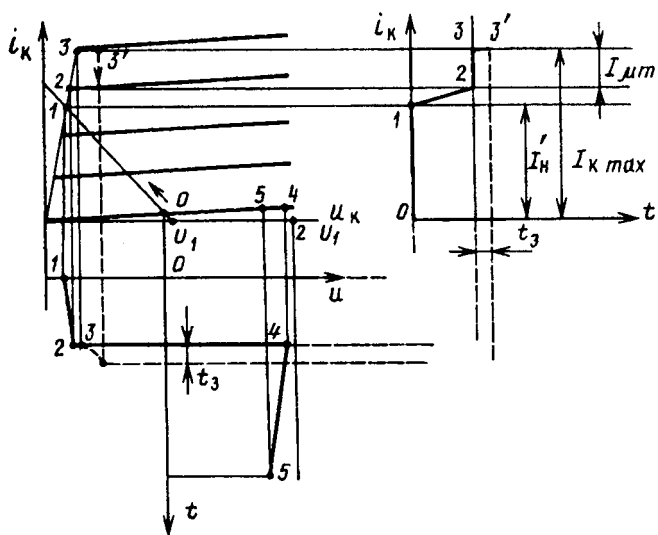


Рис. 7.10. Траектория движения рабочей точки транзисторного ключа

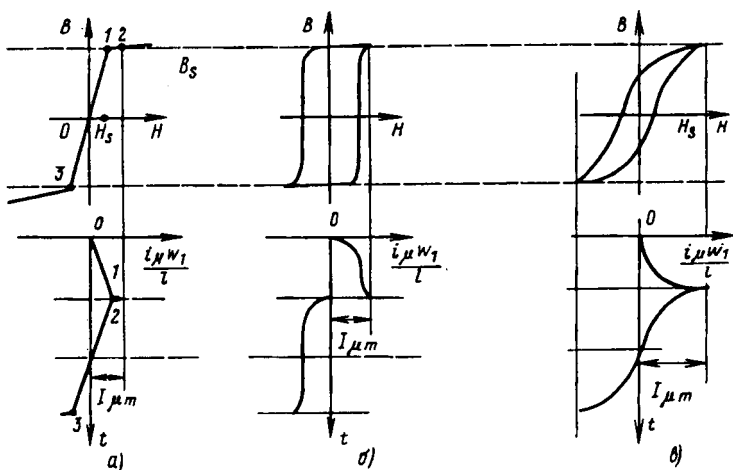


Рис. 7.11. Диаграммы тока намагничивания при различных характеристиках перемещения магнитопровода трансформатора

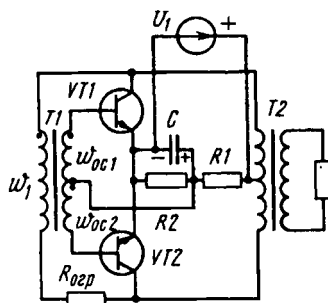


Рис. 7.12. Двухтактный инвертор напряжения с дополнительным коммутирующим трансформатором

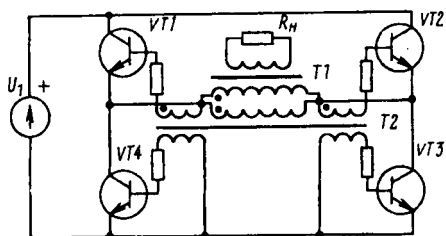


Рис. 7.13. Схема мостового инвертора



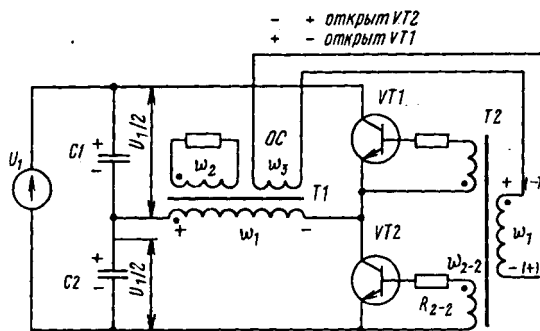


Рис. 7.14. Схема мостового инвертора с дополнительным коммутирующим трансформатором

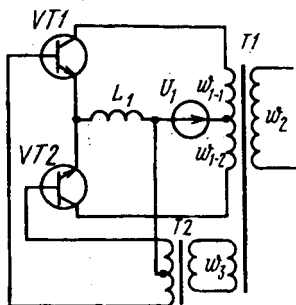


Рис. 7.15. Включение индуктивности в цепь ключей для снижения "всплесков" тока при переключении транзисторов

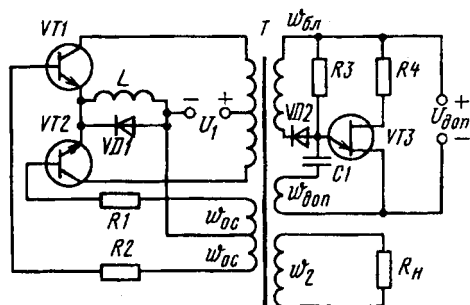


Рис. 7.16. Инвертор с самовозбуждением и дополнительной стартовой цепью

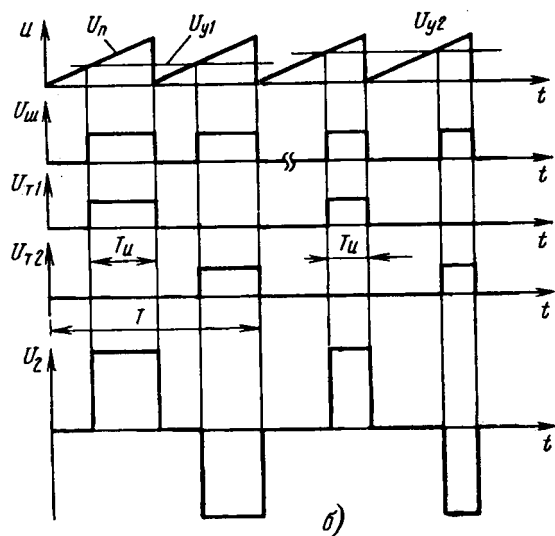
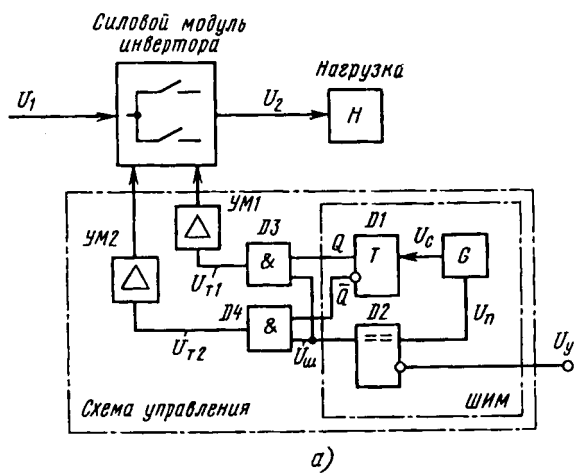


Рис. 7.17. Структурная схема инвертора с внешним возбуждением (а) и временная диаграмма работы инвертора (б)

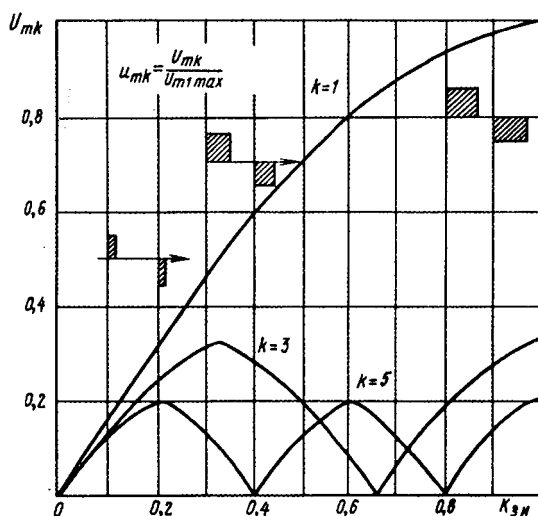


Рис. 7.18. Зависимость относительной амплитуды гармоник инвертора от величины коэффициента заполнения импульсов

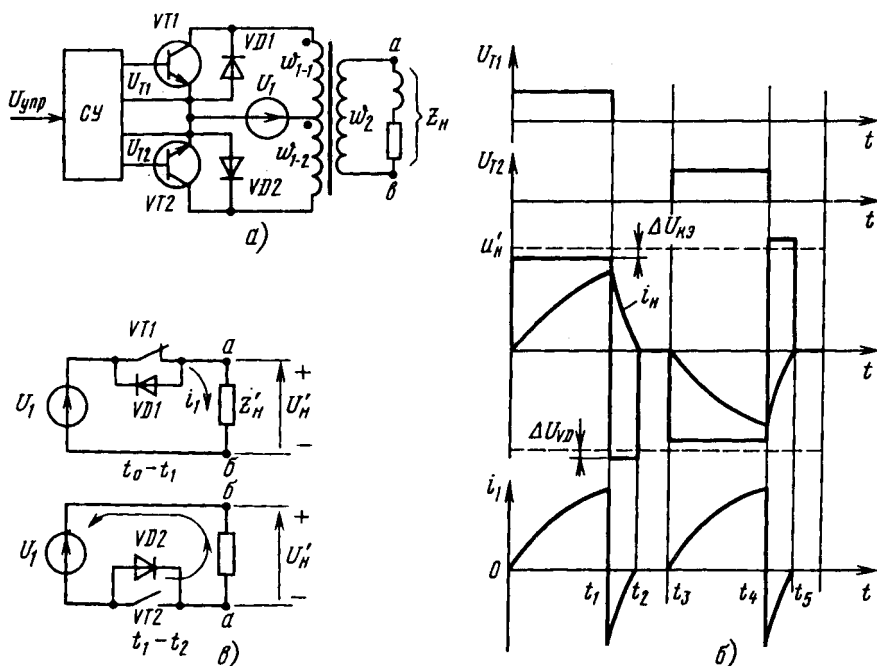


Рис. 7.19. Двухтактный инвертор с активно-индуктивной нагрузкой (а), временные диаграммы (б) и частные структуры контура силовой цепи (в)

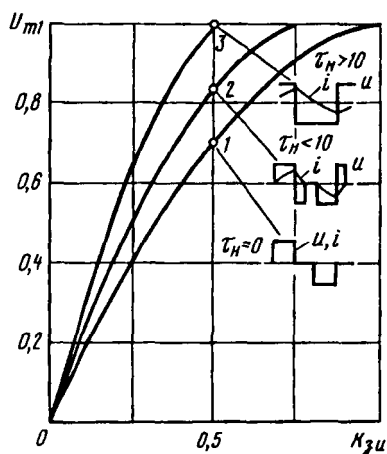


Рис. 7.20. Зависимости амплитуды первой гармоники от коэффициента заполнения при различных значениях постоянной времени нагрузки

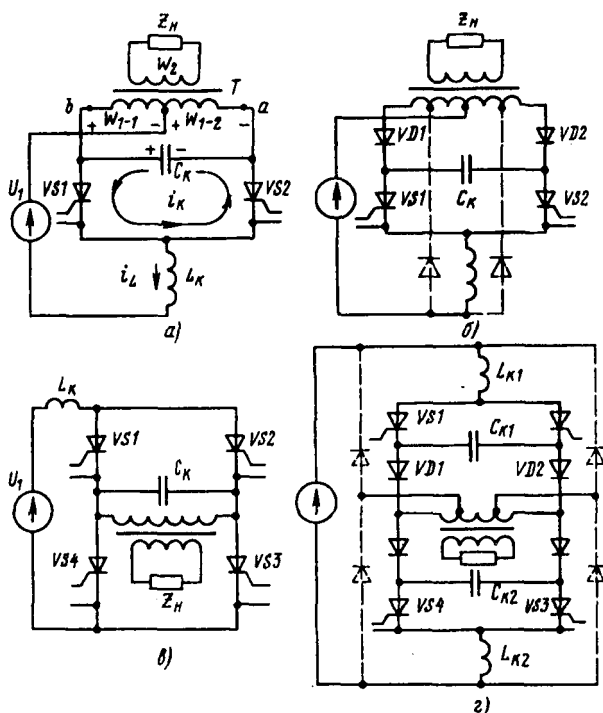


Рис. 7.22. Варианты построения тиристорных инверторов:

а - со средней точкой трансформатора; б - со средней точкой и отсекающими диодами; в, г - соответственно мостовые схемы без отсекающих и с отсекающими диодами

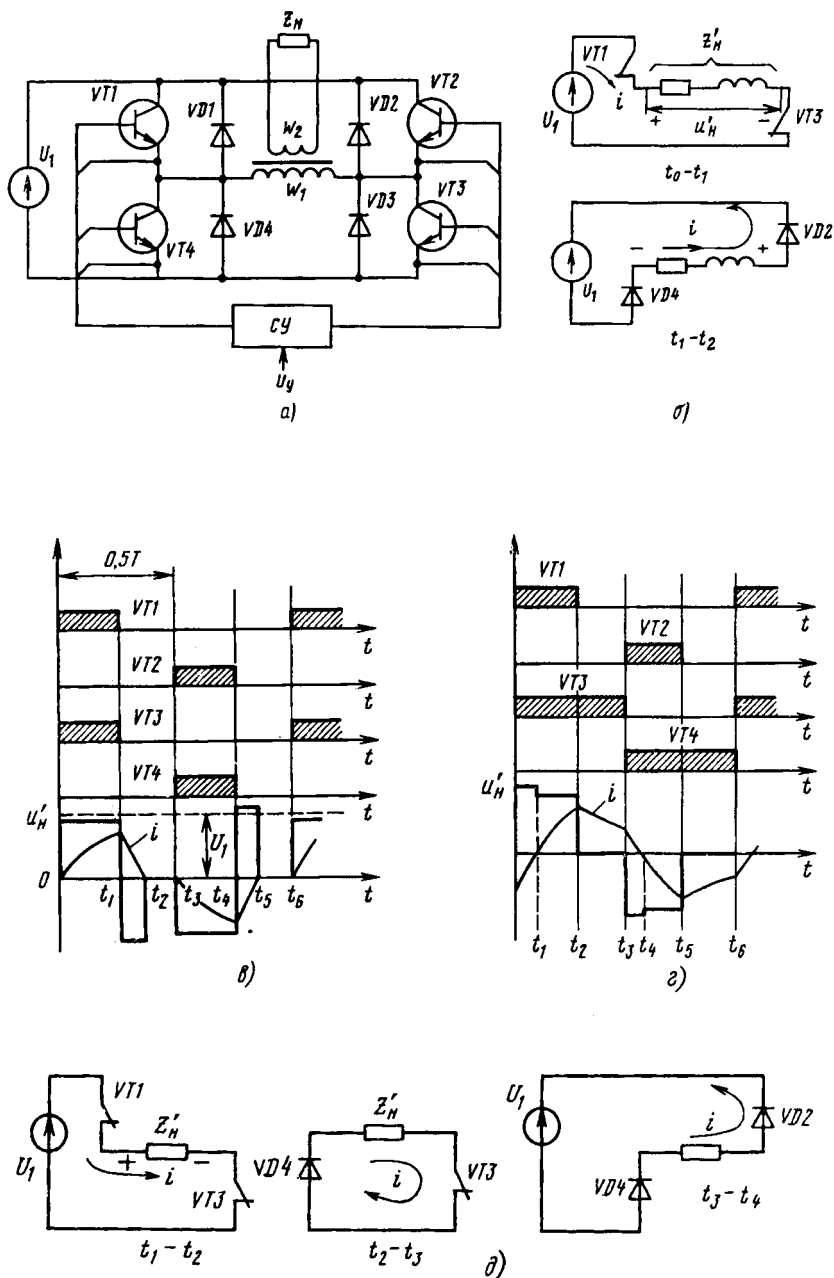


Рис. 7.21. Мостовой инвертор напряжения (а), временные диаграммы работы при двух способах управления ключами (б, в) и частные структуры силовой цепи на различных интервалах времени (б, г)

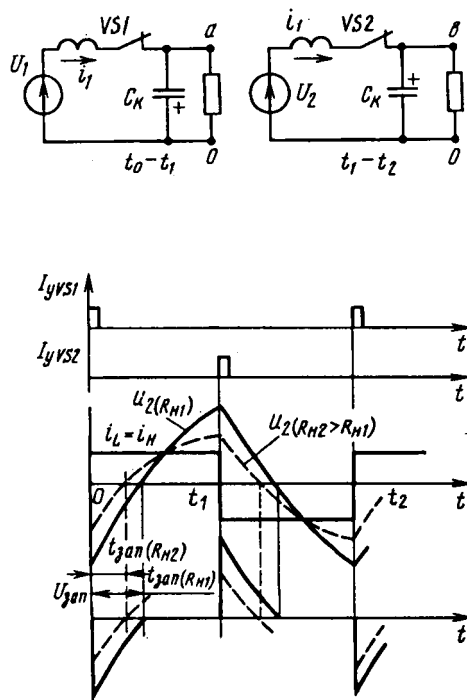


Рис. 7.23. Иллюстрация зависимости напряжения и времени записи  $t_{зан}$  от величины сопротивления нагрузки

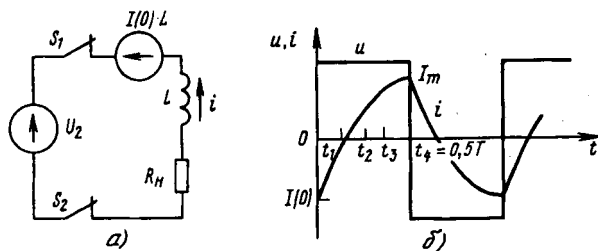


Рис. 7.24. Схема замещения инвертора (а) и временная диаграмма (б)

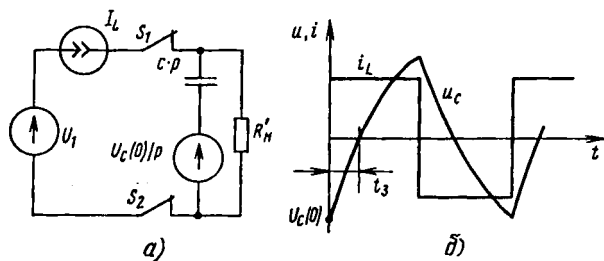


Рис. 7.25. Операторная схема замещения инвертора (а) и временная диаграмма (б)

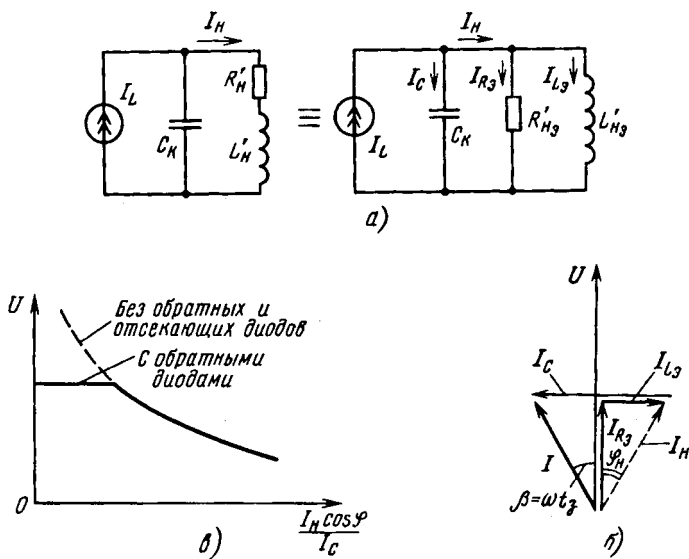


Рис. 7.26. Влияние отсекающих диодов на рабочие характеристики тиристорного инвертора

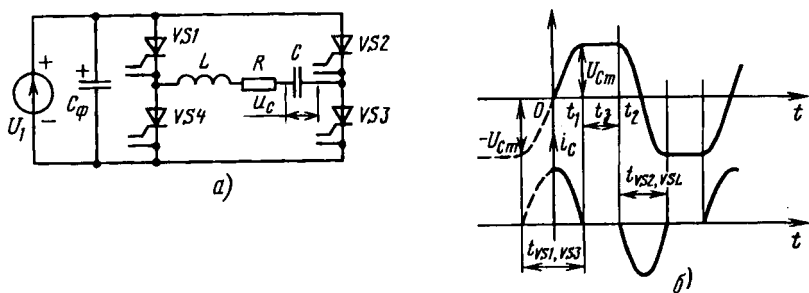


Рис. 7.27. Тиристорный инвертор напряжения резонансного типа (а) и временные диаграммы работы инвертора (б)

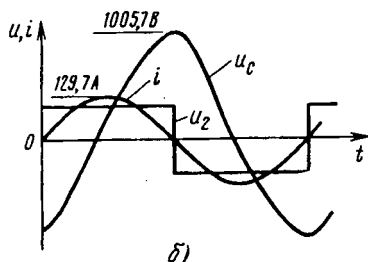
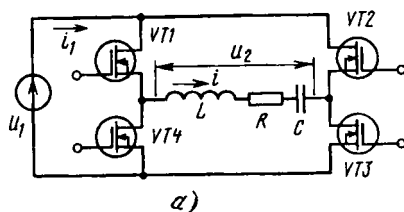


Рис. 7.28. Схема инвертора напряжения (а) и диаграммы напряжения и тока (б)



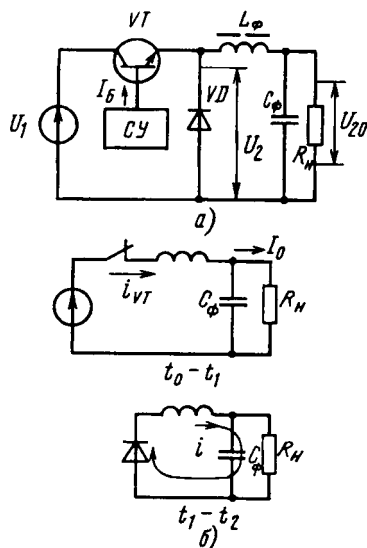


Рис. 7.29. Преобразователь постоянного напряжения понижающего типа (а) и состояния силовой цепи преобразователя (б)

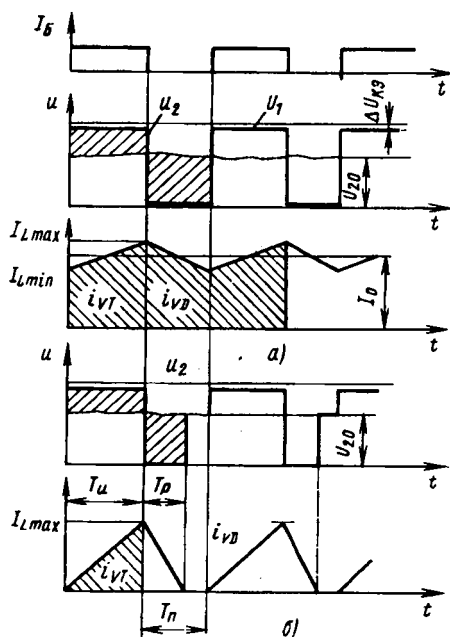


Рис. 7.30. Временные диаграммы работы преобразователя в режиме непрерывного (а) и прерывистого (б) токов фильтрового реактора

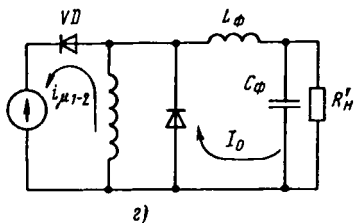
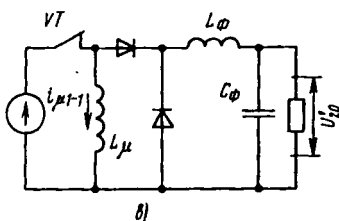
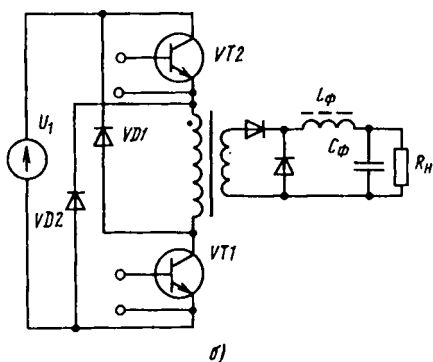
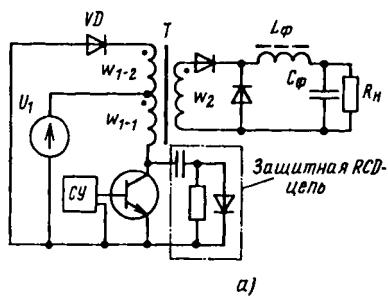


Рис. 7.31. Схема ППН с одноктактным инвертором и передачей энергии в нагрузку на прямом такте:

а - ППН с дополнительной обмоткой размагничивания; б - мостовой ППН; в, г - схемы замещения ППН при замкнутом и разомкнутом ключе

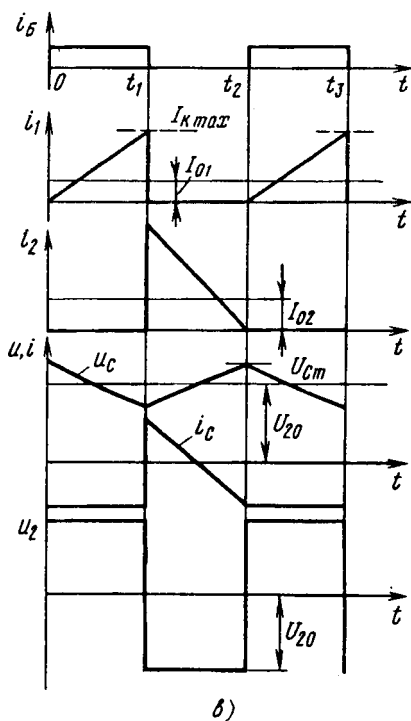
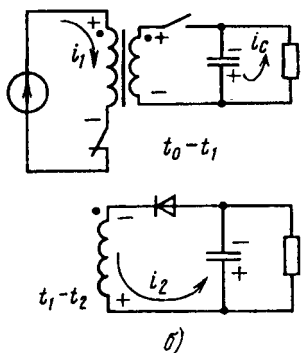
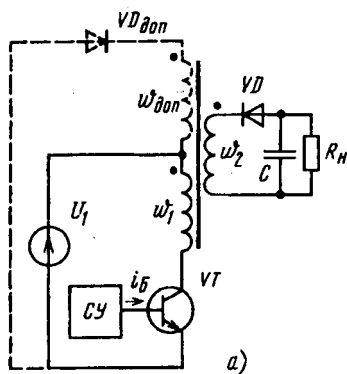


Рис. 7.32. ППН с однотоковым инвертором и передачей энергии на втором такте (а); схемы замещения ППН при замкнутом и разомкнутом ключе (б) и временные диаграммы работы для граничного случая (в)

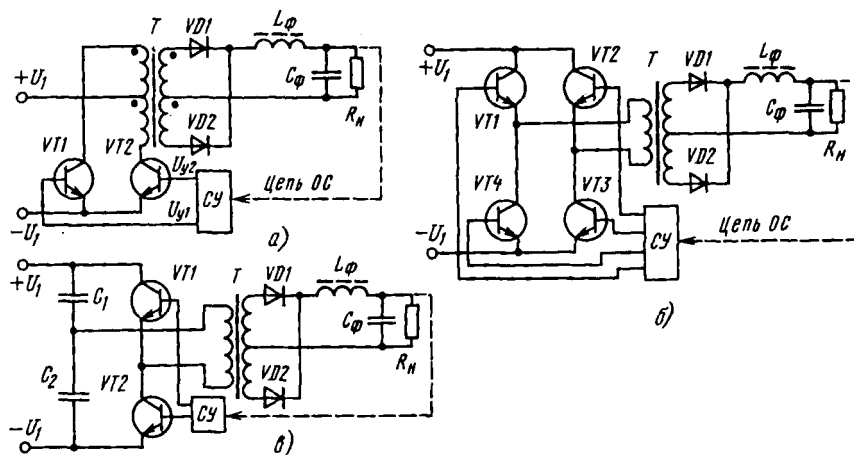


Рис. 7.33. Варианты построения ППН на базе двухтактных инверторов напряжения:

а - инвертор со средней точкой трансформатора; б - мостовой инвертор; в - полумостовой инвертор

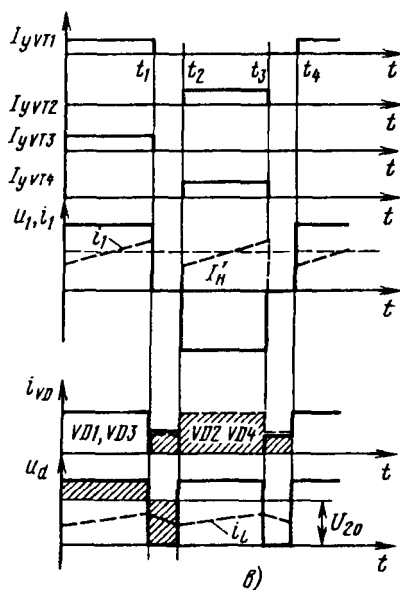
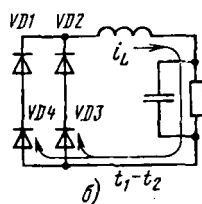
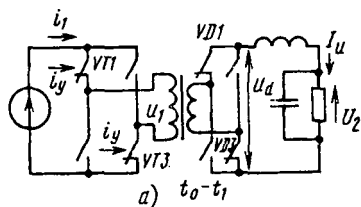


Рис. 7.34. Формирование выходного напряжения и тока ППН с мостовым инвертором и выпрямителем: схемы замещения инвертора при замкнутых ключах  $VT1, VT3$  (а) и разомкнутых ключах (б); временные диаграммы работы ППН (в)

Рис. 7.35. Временные диаграммы работы реального ППН

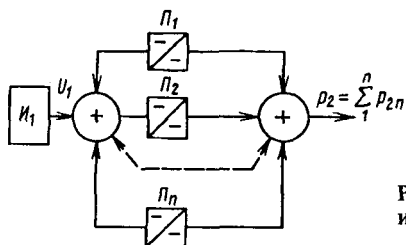
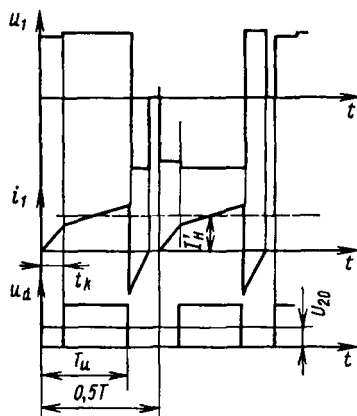
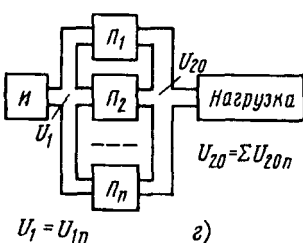
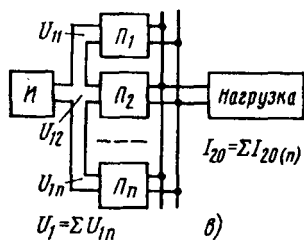
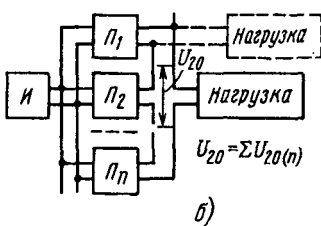
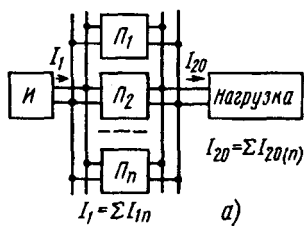


Рис. 7.36. Принцип построения группового источника питания



7.37. Варианты группового включения маломощных источников

## ГЛАВА 8

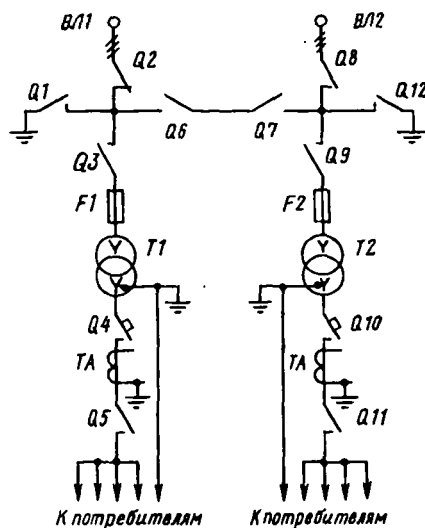


Рис. 8.1. Схема организации понижающей подстанции для питания ответственных потребителей

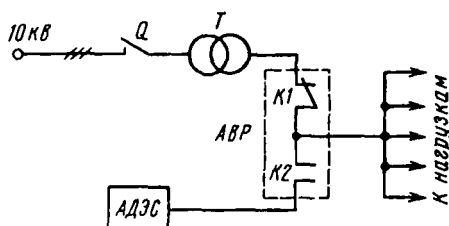


Рис. 8.3. Пример схемы электроснабжения с применением АВР

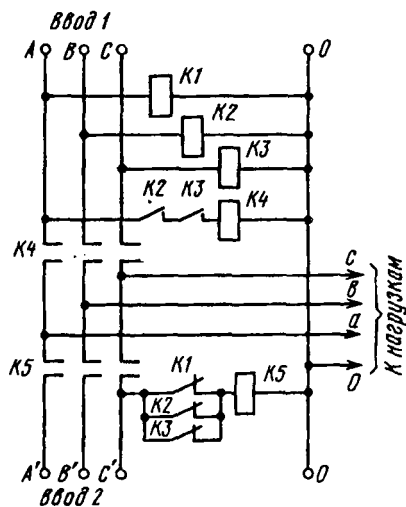


Рис. 8.4. Пример схемы АВР на основе электромеханических устройств

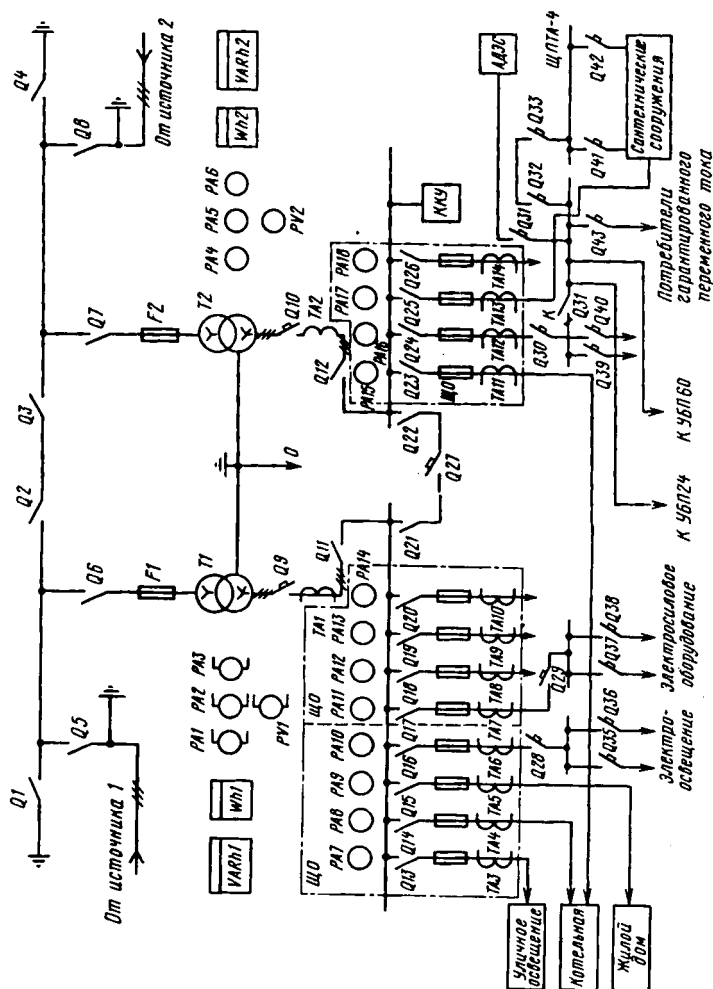


Рис. 8.2. Схема электропитания переменным током ОУП междугородной связи

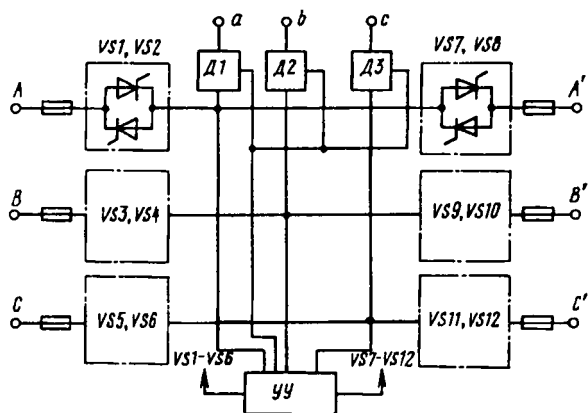


Рис. 8.5. Схема полупроводникового АВР с естественной коммутацией тока

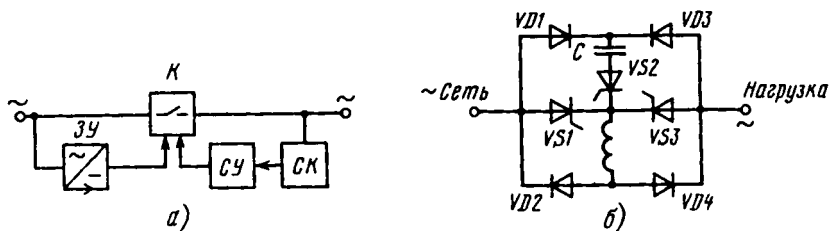


Рис. 8.6. Структурная схема АВР с искусственной коммутацией тока (а) и пример реализации силового ключа АВР (б)



## ПРИЛОЖЕНИЯ

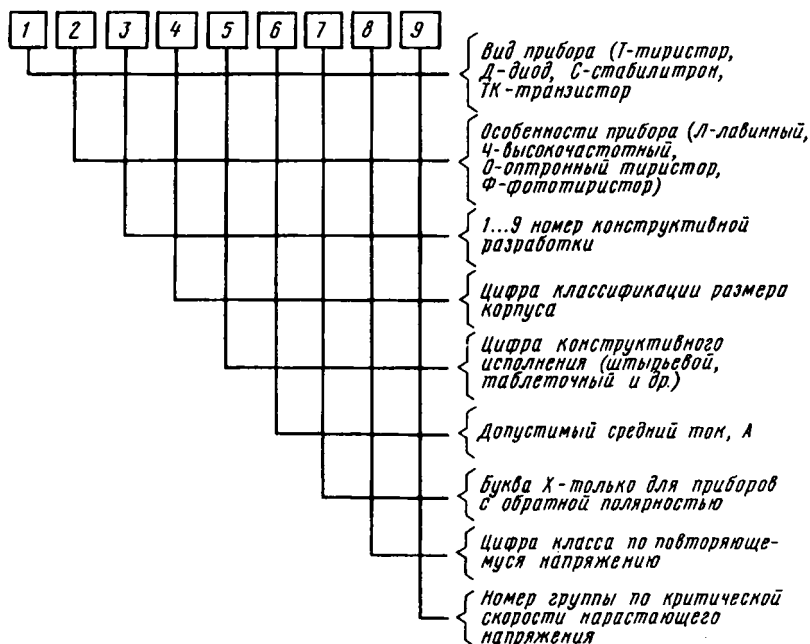


Рис. П.1.1. Схема буквенно-цифровой системы обозначений

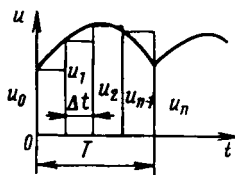


Рис. П.2.1. К определению формулы прямоугольника

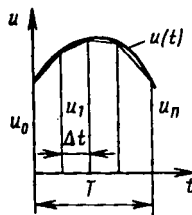


Рис. П.2.2. К определению формулы трапеций

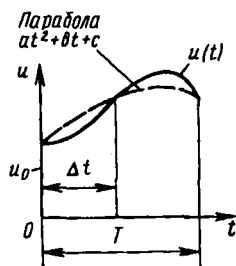


Рис. П.2.3. К определению формулы парабол

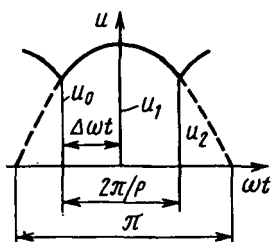


Рис. П.2.4. Иллюстрация к методу Фурье

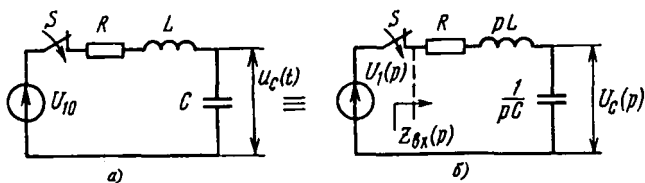


Рис. П.4.1. Электрическая цепь (а) и ее операторный эквивалент (б) при нулевых начальных условиях

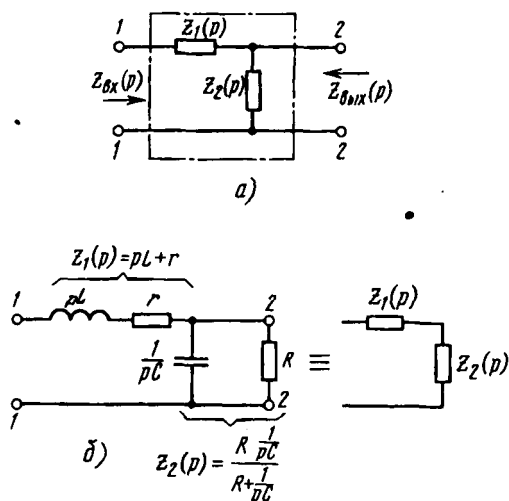


Рис. П.4.2. Представление цепи Г-образным звеном с характеризующими параметрами  $z_1$  и  $z_2$

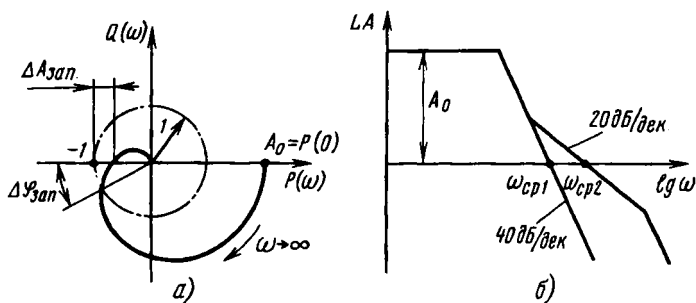


Рис. П.5.1. Отображение АФЧХ на комплексной плоскости (а) в виде логарифмических характеристик (б)

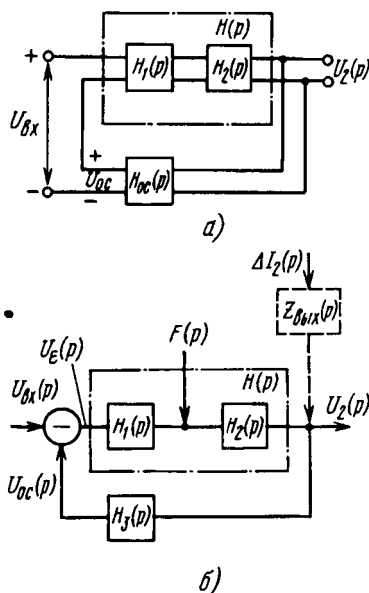


Рис. П.5.2. Последовательно-параллельное соединение звеньев (а) и функциональная схема устройства с отрицательной ОС (б)

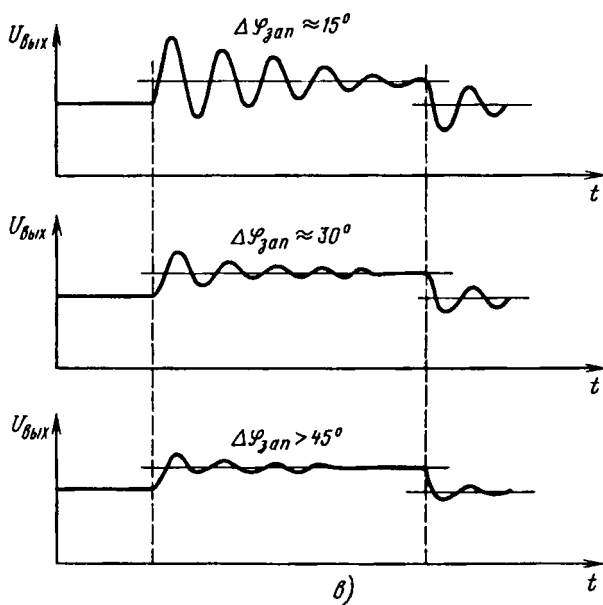
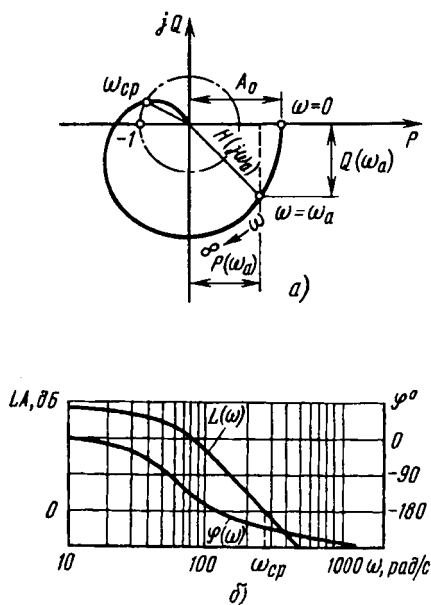


Рис. П.5.3. АФЧХ устойчивой схемы (а, б); в - примеры диаграмм выходного напряжения при возмущении по выходу и различных значениях запаса устойчивости по фазе

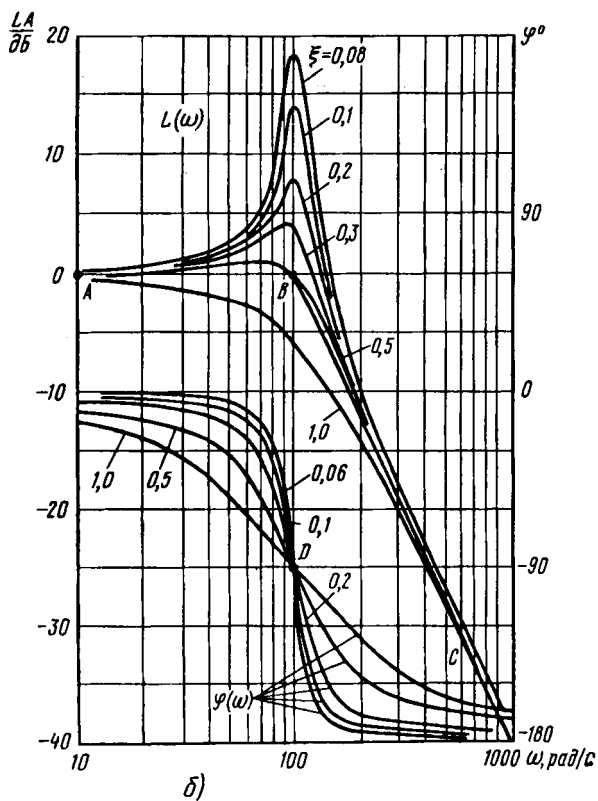
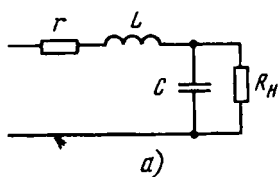


Рис. П.5.4. Схема замещения выпрямителя эквивалентным фильтром (а) и его АФЧХ при малых возмущениях по выходу (б)