

Министерство образования Российской Федерации

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

**Кафедра радиотехники и защиты информации
Кафедра теоретических основ электротехники**

Т.Н. Зайченко

**ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ
УСТРОЙСТВА
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

**Часть I. Преобразователи параметров
электрической энергии**

Учебное пособие

2003

Рецензент: доцент каф. Телевидения и управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, канд. техн. наук **В.А. Шалимов**

Зайченко Т.Н.

Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных средств: Учебное пособие. В 2-х частях. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2003. – Часть 1: Преобразователи параметров электрической энергии – 177 с.

В учебном пособии изложены принципы построения, функционирования и проектирования электропреобразовательных устройств (ЭПУ) радиоэлектронных средств (РЭС).

В первой части пособия рассматриваются ЭПУ, осуществляющие преобразование параметров электрической энергии и являющиеся функциональными узлами источников вторичного электропитания. Приведены основные расчетные соотношения, применяющиеся при проектировании.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучаемых по дистанционным образовательным технологиям по специальности 200700 – «Радиотехника».

© Зайченко Татьяна Николаевна, 2003

© Томский межвузовский центр
дистанционного образования, 2003

ВВЕДЕНИЕ

Под *радиоэлектронным средством (РЭС)* понимается изделие или составные части его, в основу функционирования которых положены принципы радиотехники и электроники.

Существуют четыре уровня разукрупнения РЭС по функциональной сложности: радиоэлектронные системы, комплексы, устройства и функциональные узлы. Нижний иерархический уровень – радиоэлектронный функциональный узел, высший – радиоэлектронная система.

Радиоэлектронный функциональный узел – это РЭС, представляющее собой функционально законченную сборочную единицу, выполненную на несущей конструкции, реализующее функцию преобразования сигнала и не имеющее самостоятельного эксплуатационного применения.

Радиоэлектронное устройство – это РЭС, представляющее собой функционально законченную сборочную единицу, выполненную на несущей конструкции, и реализующее функции передачи, приема и преобразования информации.

Радиоэлектронный комплекс – это РЭС, представляющее собой совокупность функционально связанных радиоэлектронных устройств, обладающее свойством перестроения структуры в целях сохранения работоспособности и предназначенное для решения технических задач.

Радиоэлектронная система – это РЭС, представляющее собой совокупность функционально взаимодействующих автономных радиоэлектронных комплексов и устройств, образующих целостное единство, и обладающее свойством перестроения структуры в целях рационального выбора и использования входящих в нее средств при решении технических задач.

Для нормального функционирования РЭС различного назначения и функциональной сложности необходимо обеспечить их функциональные узлы электрической энергией требуемого качества, а в некоторых видах РЭС – вращение и перемещение отдельных функциональных элементов, формирование и преобразование звуковых колебаний. *Изучение общих для РЭС различного вида устройств, которые не связаны с формированием, усилением и обработкой колебаний радиочастоты, а служат для обеспечения работоспособности функциональных узлов РЭС, решающих радиотехнические задачи*, и составляет *содержание курса «Электропреобразовательные устройства РЭС»*.

Уточним понятие «электропреобразовательные устройства» (ЭПУ) в соответствии с существующими стандартами. Термин «электропреобразовательные устройства» не является стандартизованным. Близким к нему по содержанию является термин «преобразователь электрической энергии».

Преобразователь электрической энергии (ГОСТ 18311–80) – электротехническое изделие (устройство), преобразующее электрическую энергию с одними значениями параметров и (или) показателей качества в электрическую энергию с другими значениями параметров и (или) показателей качества.

Преобразователь электрической энергии (СТ МЭК 50(151)–80) – устройство, обеспечивающее преобразование или передачу энергии, в котором, по крайней мере, одна из форм энергии является электрической.

Определение термина по ГОСТ 18311–80 является более узким и объединяет лишь преобразователи, реализующие функции выпрямления (выпрямители), стабилизации (стабилизаторы), инвертирования (инверторы), преобразования напряжения. Это преобразователи источников вторичного электропитания РЭС.

Определение термина по СТ МЭК 50(151)–80 является более широким. Помимо перечисленных преобразователей, оно включает преобразователи неэлектрической энергии в электрическую и наоборот, в том числе электромашинные и электроакустические преобразователи. Это преобразователи источников первичного электропитания РЭС, систем, обеспечивающих движение элементов РЭС, электроакустических систем.

Материал, изложенный в учебном пособии, соответствует требованиям Государственного образовательного стандарта Российской Федерации и рабочей программе дисциплины «Электропреобразовательные устройства», изучаемой в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) при подготовке инженеров по специальности 200700 – «Радиотехника».

Данное учебное пособие содержит сведения:

- об ЭПУ, предназначенных для преобразования параметров электрической энергии, – функциональных узлах источников вторичного электропитания РЭС;

- об ЭПУ, выполняющих функцию преобразования неэлектрической энергии в электрическую, – источниках первичного электропитания РЭС и принципах построения средств электропитания РЭС;

- об основных эксплуатационных характеристиках источников первичного и вторичного электропитания;

- о принципах построения источников вторичного электропитания РЭС и систем бесперебойного электропитания;

- о преобразователях электрической энергии в механическую – электрических двигателях;

- о преобразователях акустической или механической энергии в электрическую и наоборот – электроакустических преобразователях;

– о методах проектирования средств электропитания, применении принципа электрических аналогий при анализе тепловых, магнитных, механических и акустических цепей.

Студентами, обучающимися по дистанционным технологиям, данная дисциплина изучается в 9 семестре (пятый курс). Учебными планами специальностей предусматривается выполнение двух контрольных работ и сдача экзамена.

Данное пособие является учебным. При изложении материала использовалась учебная литература по электропитанию РЭС, электрическим машинам и электроприводу, а также справочная литература по интегральным микросхемам для источников вторичного электропитания и управления двигателями, ремонту РЭС, список которой приведен в конце пособия. Для расчета устройств электропитания и выбора двигателей РЭА рекомендуется обращаться к специальной литературе.

Автор выражает благодарность профессору кафедры промышленной электроники ТУСУР В.П. Обруснику и инженеру видеозаписи государственной телерадиокомпании «Томск» К.М. Караваеву за помощь в подготовке пособия.

Автор выражает глубокую признательность рецензенту: доценту кафедры телевидения и управления ТУСУР, канд. техн. наук В.А. Шалимову за ценные замечания и рекомендации, которые были учтены автором при доработке рукописи.

ПРОГРАММА ДИСЦИПЛИНЫ «ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА РЭС»

Часть I. ЭПУ параметров электрической энергии

1. Характеристики и нормированные параметры средств электропитания. Основные термины. Характеристики устройств электропитания. Функции и структурные схемы источников вторичного электропитания. Требования, предъявляемые к устройствам электропитания. Нормированные значения напряжений и токов устройств электропитания РЭС. Нормированные значения напряжений и токов систем электроснабжения. Принципы организации электроснабжения РЭС.

2. Электромагнитные элементы средств электропитания. Основные электротехнические законы и конструктивные исполнения электромагнитных элементов. Электромагнитные дроссели, дроссели насыщения, магнитные усилители. Трансформаторы: сетевые, импульсные, широкополосные.

3. Выпрямительные устройства как преобразователи напряжения переменного тока в постоянное. Однофазные и трехфазные выпрямители. Работа выпрямителей на активную, активноемкостную и активноиндуктивную нагрузку. Выпрямители с трансформаторным и бестрансформаторным входом.

4. Стабилизаторы напряжения. Назначение и классификация. Стабилизаторы с непрерывным и импульсным регулированием.

5. Инверторы и преобразователи напряжения. Инверторы как преобразователи постоянного напряжения в переменное. Однофазные и трехфазные инверторы; инверторы с напряжением прямоугольной и гармонической формы. Высокочастотные транзисторные преобразователи напряжения как преобразователи постоянного напряжения в постоянное другой величины.

Часть II. ЭПУ формы электрической энергии и методы проектирования ЭПУ РЭС

6. Преобразователи неэлектрической энергии в электрическую источники первичного электропитания. Химические источники тока: основные показатели, правила выбора и способы соединения химических источников тока. Электромашинные генераторы: принципы действия, схемы включения, основные эксплуатационные характеристики.

7. Преобразователи электрической энергии в механическую. Принципы действия электрических двигателей и способы создания вращающего момента. Коллекторные двигатели постоянного тока, синхронные и асинхронные двигатели, бесконтактные двигатели постоянного тока, шаговые двигатели.

8. Электроакустические преобразователи. Классификация электроакустических преобразователей. Основные характеристики электроакустических преобразователей-приемников и преобразователей-излучателей. Электромагнитные, электродинамические, электростатические, пьезоэлектрические, магнитострикционные электроакустические преобразователи.

9. Защита средств электропитания и потребителей от перегрузок и помех, элементы электробезопасности. Принципы и методы защиты от помех и перегрузок. Схемы защитных заземлений в трехпроводных и четырехпроводных сетях.

10. Методы проектирования ЭПУ РЭС. Этапы, задачи, методы, технологии и средства проектирования ЭПУ РЭС. Применение принципа электрических аналогий при анализе тепловых, магнитных, механических и акустических цепей.

1 ХАРАКТЕРИСТИКИ И НОРМИРОВАННЫЕ ПАРАМЕТРЫ УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

1.1 Общие вопросы электропитания РЭС и задачи курса

Устройства электропитания являются одними из главных узлов любых РЭС – общепромышленного, специального и бытового назначения (РЭС БН). Они определяют все основные параметры и технические характеристики РЭС, их надежность и устойчивую работу в различных климатических условиях. Суммарная мощность, потребляемая в настоящее время всеми устройствами электропитания, очень велика, поэтому создание экономичных, дешевых и надежных устройств электропитания РЭС является исключительно важной задачей. За последние годы устройства электропитания существенно изменились за счет непрерывного стремления уменьшить их массогабаритные показатели, повысить коэффициент полезного действия за счет применения наиболее экономичных схем, использования высокочастотного преобразования энергии постоянного тока, рациональных импульсных методов регулирования, что стало возможным благодаря созданию новых магнитных материалов и полупроводниковых радиокомпонентов.

Источники электропитания как устройства, работающие с критическими токами, наиболее часто выходят из строя. Проверка питающих напряжений, т.е. исправности блока питания, является первым шагом в диагностике любых РЭС. При этом простая замена вышедших из строя элементов на исправные часто приводит к повторению отказа, если не устранена причина его возникновения. Понимание основных принципов, на основе которых работает источник электропитания, позволяет сократить время его ремонта и материальные потери.

Таким образом, для радиоинженера необходимо знание принципов построения средств электропитания, понимание электромагнитных процессов, происходящих в их функциональных узлах и элементах, знание базовых соотношений и владение основными расчетными методиками проектирования. Задачами курса «Электропреобразовательные устройства РЭС» в части изучения средств электропитания РЭС являются:

- изучение общих теоретических вопросов преобразования рода и вида энергии, принципов действия функциональных узлов средств электропитания;
- изучение требований нормативно-технической документации на электропитание;
- изучение инженерных методик проектирования и расчета элементов и функциональных узлов устройств электропитания.

В первой части данного учебного пособия рассматриваются принципы построения ЭПУ параметров электрической энергии, являющихся функцио-

нальными узлами источников вторичного электропитания РЭС, приводятся базовые расчетные соотношения, применяющиеся при их проектировании.

1.2 Основные термины

Рассмотрим основные стандартизованные термины и их определения, относящиеся к электропитанию РЭС (ГОСТ 5237–83).

Для электропитания цепей РЭС необходима электрическая энергия. Устройства, преобразующие различные виды неэлектрической энергии (механической, химической, тепловой, световой, внутриатомного распада) в электрическую, называются *источниками первичного электропитания*. К ним относятся: электромашинные генераторы, химические источники тока (гальванические элементы и аккумуляторы), термоэлектрические генераторы, солнечные и атомные (ядерные) батареи и т.п.

Системы, объединенные общим процессом генерирования и (или) преобразования, передачи и распределения электрической энергии и состоящие из источников и (или) преобразователей электрической энергии, электрических сетей, распределительных устройств, а также устройств, обеспечивающих поддержание ее параметров в заданных пределах, называются *системами электроснабжения*.

В подавляющем большинстве случаев для электропитания цепей РЭС необходима электроэнергия постоянного тока, которая может быть получена двумя способами. Во-первых, от первичного источника электроэнергии либо системы электроснабжения постоянного тока. Во-вторых, путем преобразования электроэнергии переменного тока, полученной от первичного источника электроэнергии либо системы электроснабжения переменного тока. Основными источниками первичного электропитания РЭС являются система электроснабжения переменного тока (сеть промышленной частоты) и химические источники тока. На входе РЭС находят применение однофазные переменные напряжения, являющиеся фазными напряжениями трехфазного напряжения (рис. 1.1). Использование альтернативной сети переменного тока источников электроэнергии позволяет выполнять РЭС переносной, устанавливать ее на подвижных автономных объектах, удаленных от промышленных энергосетей.

Для электропитания цепей РЭС необходима электроэнергия, обладающая определенными количественными показателями. Поэтому для нормальной работы РЭС электроэнергия, вырабатываемая источниками первичного электропитания, должна быть преобразована. Процесс преобразования электрической энергии, полученной от источников первичного электропитания (внешних систем или источников электроснабжения), устройствами, входящими в состав РЭС, и непосредственного обеспечения цепей функциональных устройств данной аппаратуры преобразованной энергией, называется

вторичным электропитанием. Средство вторичного электропитания, обеспечивающее вторичным электропитанием самостоятельные приборы или отдельные цепи комплекса РЭС, называется **источником вторичного электропитания (ИВЭП) (источником электропитания)**. Большое число видов РЭС, разнообразие выполняемых ими функций требуют большого числа разнообразных устройств электропитания. Для электропитания РЭС промышленностью изготавливаются **унифицированные и неунифицированные** устройства электропитания – блоки и модули питания.

ИВЭП состоят из функциональных узлов. **Функциональный узел вторичного электропитания** – это устройство, входящее в состав ИВЭП и выполняющее одну или несколько функций. Функциональный узел в зависимости от назначения может выполнять функции выпрямления (выпрямитель), стабилизации (стабилизатор), усиления, регулирования, коммутации, защиты и др. ИВЭП, в составе которого имеется стабилизатор напряжения или тока, называется **стабилизирующим ИВЭП**.

Стабилизатор, регулирующее устройство которого работает в непрерывном режиме, называется **непрерывным (линейным)**, а в импульсном режиме – **импульсным (ключевым)**.

Постоянное или переменное напряжение на входе аппаратуры, на которое она рассчитана, определяется как **напряжение питания**.

Номинальное напряжение питания – это условное значение напряжения, относительно которого устанавливают допускаемые отклонения. Допускаемые отклонения от номинальных значений напряжений классифицируются на двусторонние симметричные и несимметричные, а также односторон-

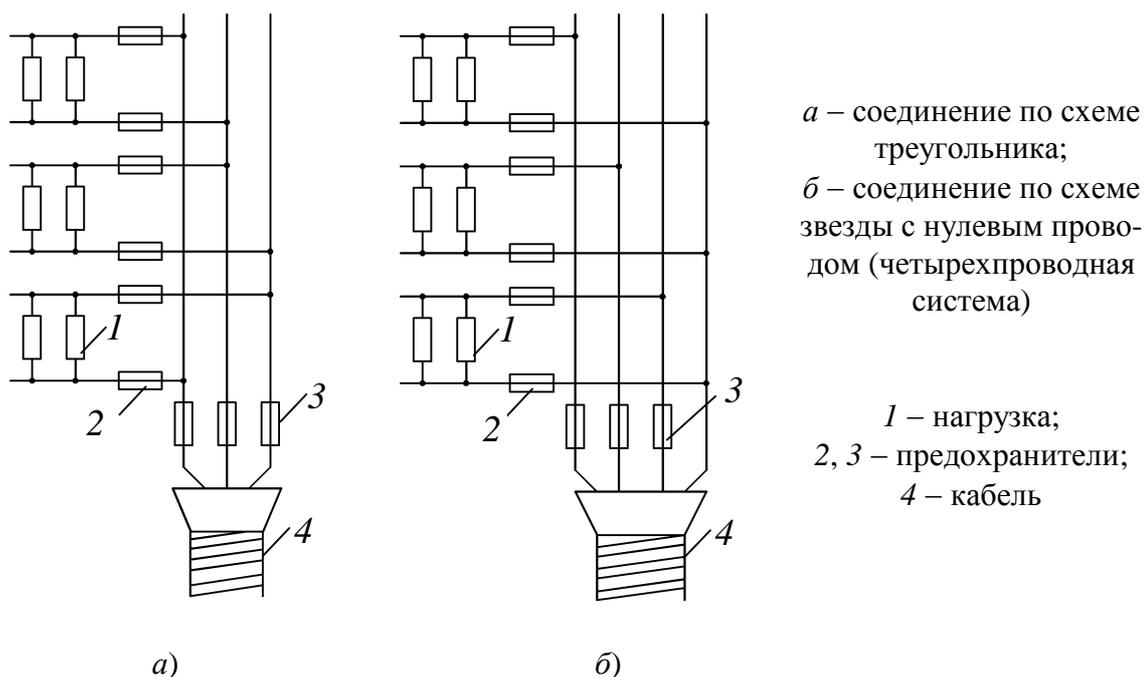


Рис. 1.1 – Способы подключения однофазных нагрузок к трехфазной сети

ние. **Рабочее напряжение питания** – это напряжение, находящееся в пределах допустимых отклонений от номинального напряжения, в которых обеспечивается работа аппаратуры с заданными параметрами.

1.3 Основные характеристики устройств электропитания

Основными параметрами ИВЭП являются [1, 2, 9]:

- напряжение питающей сети и его отклонение от номинального значения;
- частота питающей сети;
- номинальные выходные напряжения и ток нагрузки;
- полная мощность, потребляемая от сети;
- пульсации и коэффициент пульсаций выходного напряжения;
- нестабильность выходного напряжения.

Основной характеристикой источника электропитания, так же как и его отдельного функционального узла, является **внешняя характеристика**, представляющая собой зависимость выходного напряжения от выходного тока:

$$U_{\text{ВЫХ}} = f(I_{\text{ВЫХ}}).$$

В целом внешняя характеристика нелинейна (рис. 1.2).

Источник напряжения поддерживает постоянным напряжение на выходе при изменении тока нагрузки в заданных пределах: $U_{\text{ВЫХ}}(I_{\text{ВЫХ}}) \cong \text{const}$. Источник тока поддерживает постоянным ток нагрузки при изменении напряжения нагрузки: $I_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВЫХ}}) \cong \text{const}$. Номинальные значения напряжения $U_{\text{НОМ}}$ и тока $I_{\text{НОМ}}$ находятся в пределах линейного участка характеристики. Крайние точки характеристики соответствуют режимам холостого хода (ХХ) и короткого замыкания (КЗ).

Изменения выходного напряжения, вызываемые колебаниями тока нагрузки, определяются **внутренним (выходным) сопротивлением** источника электропитания (функционального узла).

При нелинейной внешней характеристике это сопротивление является дифференциальным и определяется в каждой рабочей точке как:

$$R_{\text{ВЫХ}} = - \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}.$$

У источника с положительным выходным сопротивлением при росте тока нагрузки выходное сопротивление уменьша-

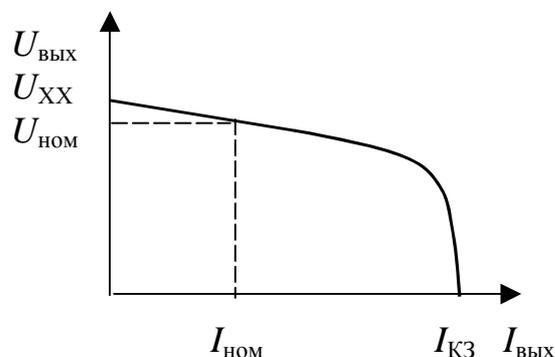


Рис. 1.2 – Внешняя характеристика

ется, поэтому в формуле для $R_{\text{вых}}$ присутствует знак «минус».

Для поддержания на постоянном уровне напряжения при изменении тока нагрузки выходное сопротивление источника напряжения должно быть как можно меньше, а внешняя характеристика – горизонтальной, жесткой. Для поддержания на постоянном уровне тока при изменении напряжения выходное сопротивление источника тока должно быть как можно больше, а внешняя характеристика – вертикальной. Для электропитания цепей РЭС применяются источники напряжения.

Для оценки стабильности выходного напряжения или тока используются понятия *нестабильности* и *коэффициентов нестабильности*. **Нестабильность по напряжению** – это допустимое изменение выходного напряжения при заданных пределах изменения входного напряжения питающей сети и неизменном токе нагрузки. **Нестабильность по току** – это допустимое изменение выходного напряжения при заданных пределах изменения тока нагрузки и неизменном входном напряжении питающей сети. **Температурная нестабильность** – допустимое изменение выходного напряжения при изменении температуры окружающей среды в заданных пределах. Важнейшим параметром ИВЭП является **суммарная нестабильность** выходного напряжения при воздействии всех дестабилизирующих факторов. Для оценки нестабильности применяются **коэффициенты нестабильности**, причем их определяют для каждого из параметров, вызывающих изменения выходной величины. Например, для оценки **нестабильности напряжения** $U_{\text{вых}}$, вызванной колебаниями величины подводимого входного напряжения $U_{\text{вх}}$, используется коэффициент нестабильности по входному напряжению:

$$k_{U_{\text{вх}}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}}.$$

Основными энергетическими показателями источников электропитания и их функциональных узлов являются **коэффициент полезного действия** (КПД) и **удельные массовые и объемные характеристики**. Последние позволяют сравнивать различные по принципу работы источники электропитания по массе и объему, приходящемуся на один ватт мощности, отдаваемой в нагрузку – удельные мощностные характеристики:

$$p_V = \frac{P_{\text{н}}}{V} \text{ [Вт/дм}^3\text{]} \text{ или [Вт/л]}; \quad p_G = \frac{P_{\text{н}}}{G} \text{ [Вт/кг]},$$

или один ватт-час энергии, отдаваемой в нагрузку, если источник должен работать на нагрузку в течение длительного времени:

$$w_V = \frac{W_{\text{н}}}{V} \text{ [Вт}\cdot\text{ч/дм}^3\text{]}; \quad w_G = \frac{W_{\text{н}}}{G} \text{ [Вт}\cdot\text{ч/кг]},$$

где $P_{\text{н}}$ – мощность, отдаваемая в нагрузку; $W_{\text{н}}$ – энергия, отдаваемая в нагрузку за время работы; V , G – масса и объем источника электропитания.

1.4 Основные функции и структурные схемы ИВЭП

ИВЭП РЭС выполняют следующие функции:

- преобразование уровней напряжения переменного тока первичной сети;
- выпрямление переменного тока;
- фильтрация и сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения;
- стабилизация требуемой величины напряжения или тока.

Для этого в состав ИВЭП входят трансформаторы (Т), выпрямители (В), сглаживающие фильтры (Ф) и стабилизаторы (С).

К простейшим ИВЭП относятся нерегулируемые выпрямители, выполненные по структурной схеме, представленной на рис. 1.3, а. В состав нерегулируемых выпрямителей не входит стабилизатор, поэтому они являются нестабилизирующими ИВЭП, а напряжение на их выходе зависит от колебаний питающего напряжения и изменения тока нагрузки.

Если для нормальной работы цепей РЭС необходимо обеспечить более высокую стабильность питающих напряжений и их независимость от колебаний напряжения сети переменного тока и изменения тока нагрузки, то схемы выпрямителей дополняются стабилизаторами (рис. 1.3, б). Достоинствами данных ИВЭП являются схемотехническая простота, высокая надежность и низкая стоимость. Однако достоинства уступают место недостаткам, обусловленным достаточно большой массой силового трансформатора, охлаждающих радиаторов, электролитических конденсаторов. Так, КПД типовых стабилизирующих ИВЭП со стабилизаторами непрерывного типа лежит в пределах 40...55 %, а удельная объемная мощность – 30 Вт/дм³.

В настоящее время широко применяются импульсные ИВЭП – ИВЭП с бестрансформаторным входом и звеном повышенной частоты (рис. 1.4). Как правило, они являются стабилизирующими ИВЭП, причем применяется импульсный стабилизатор напряжения (ИСН). Регулирование и трансформация

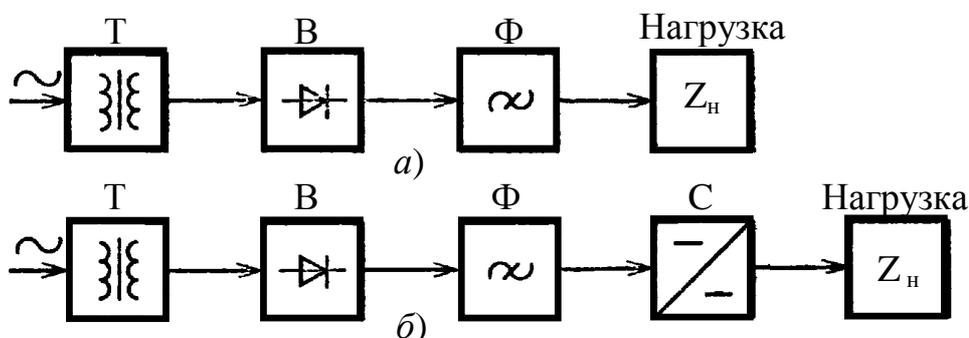


Рис. 1.3 – Основные структурные схемы ИВЭП типа нерегулируемых выпрямителей (а) и стабилизирующих ИВЭП непрерывного типа (б)

напряжения осуществляются на повышенной частоте – частоте преобразования инвертора (10 кГц и выше), при этом изоляция нагрузки от инвертора обеспечивается трансформатором инвертора.

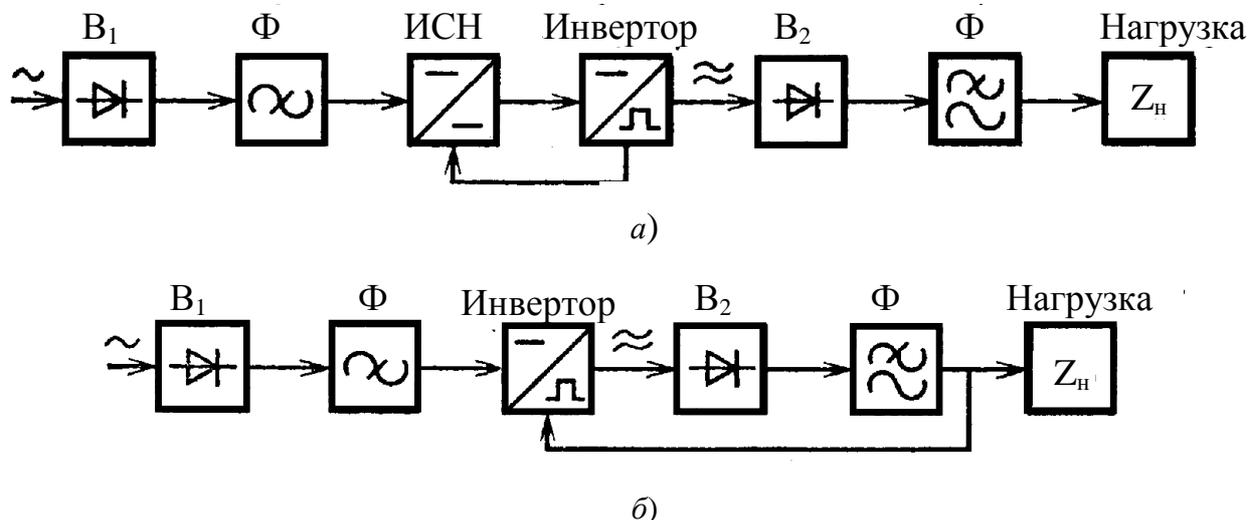


Рис. 1.4 – Основные структурные схемы импульсных ИВЭП с бестрансформаторным входом

Переход на повышенную частоту позволяет уменьшить массу и габариты ИВЭП за счет трансформатора, а использование импульсного регулирования – повысить КПД источника электропитания. Так, КПД типовых импульсных ИВЭП лежит в пределах 60...80 %, а удельная мощность – 140 Вт/дм³.

Следует отметить, что прогресс в области проектирования ИВЭП РЭС идет в направлении повышения частоты преобразования (рис. 1.5), которая для специализированных ИВЭП (например, авиационно-космического класса) в настоящее время достигает 1...20 МГц, КПД – 98 %, а удельная мощность – 1000...6000 Вт/кг (по данным фирм *Bell Labs*, *Interpoint*, *Vicor*, *Power Technology Group*, *MegaModule*).

Системы электропитания по уровню выходной мощности под-

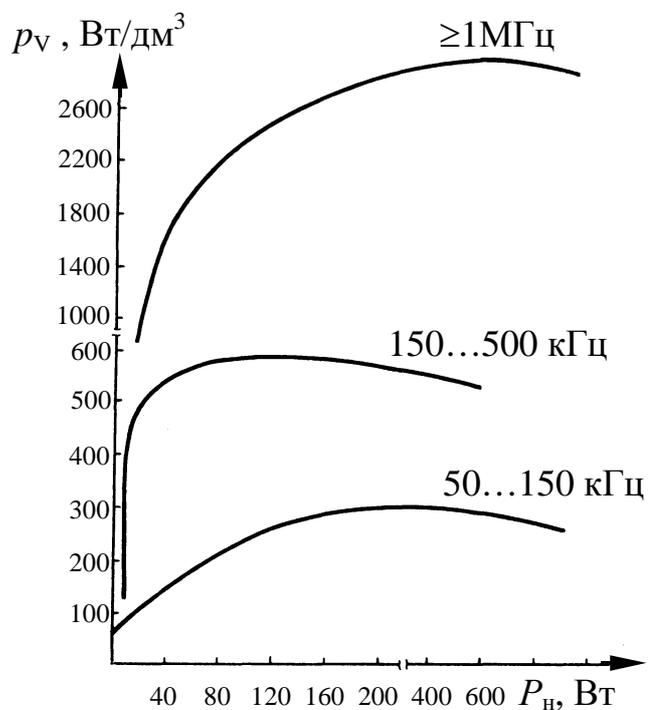


Рис. 1.5 – Зависимость удельной мощности ИВЭП от частоты преобразования

разделяются на три группы:

- системы *малой* мощности – до 200 В·А;
- системы *средней* мощности – до 2000 В·А;
- системы *большой* мощности – свыше 2000 В·А.

Если потребляемая мощность РЭС невелика, то ИВЭП строится по традиционной схеме ИВЭП непрерывного типа: маломощный сетевой трансформатор – выпрямитель – фильтр – стабилизатор непрерывного действия. Однако в настоящее время даже ИВЭП РЭС БН – телевизоров, мониторов, видеомагнитофонов, в соответствии с общепринятой классификацией являющихся маломощными, выполняются импульсными.

В конце 1980-х годов был рассчитан эффект от эксплуатации и производства бытовых телевизоров с блоком питания на базе высокочастотных преобразователей с бестрансформаторным входом. Расчеты показали, что только при эксплуатации **40 млн. шт.** телевизоров с импульсным ИВЭП потребляемая ими мощность снижается на **$1 \div 1,2 \cdot 10^6$ кВт**, а потребность в электротехнической стали и меди, необходимых для производства данного числа телевизоров, уменьшается на **120 ÷ 160 тыс. т**.

Как известно, современная РЭС БН имеет дистанционное управление, позволяющее переводить аппаратуру в дежурный (ждущий) режим. Узлы РЭС БН, обеспечивающие ждущий режим (микросхемы и индикаторы устройства управления), являются маломощными, соответственно источники питания узлов дежурного режима могут быть построены по схеме непрерывного ИВЭП. Однако в глобальном масштабе потери мощности, связанные даже с работой РЭС БН в ждущем режиме, также оказываются существенными. Поэтому требования к уменьшению энергопотребления РЭС БН привели к тому, что и источники электропитания узлов, обеспечивающих дежурный режим, строятся по схеме импульсных ИВЭП.

Выбор функциональной схемы ИВЭП определяется также параметрами напряжения первичной сети. ИВЭП с непрерывным регулированием часто применяются в моделях РЭС, предназначенных для европейского рынка, что объясняется достаточно высокой стабильностью напряжения промышленной сети в странах данного региона. Модели, предназначенные для реализации практически в любой стране и способные устойчиво работать при изменении питающего напряжения от 90...110 до 240...260 В, имеют импульсные блоки питания.

1.5 Требования, предъявляемые к устройствам электропитания

К средствам электропитания РЭС предъявляется совокупность электрических, конструктивных и экономических требований.

Электрические требования

1. Напряжение и ток должны равняться заданным номинальным значениям при высоких КПД и коэффициенте мощности.
2. Нормальная работа РЭС должна обеспечиваться при заданных изменениях напряжения и частоты питающей сети, номинальные значения которых являются стандартными (нормированные значения).
3. Величина пульсаций, наводок питающего напряжения, а также величина помех, создаваемых самим устройством электропитания другим аппаратам, не должна превышать допустимых.
4. Отклонения напряжения и тока в течение гарантийного срока службы устройства электропитания должны быть не более допустимых.

Конструктивные требования

1. Высокая надежность при минимальном весе и габаритах, удобных для компоновки РЭС в целом.
2. Максимальное применение стандартных узлов и деталей и минимальное использование остродефицитных компонентов.
3. Удобство эксплуатации, осмотра и ремонта.
4. Работоспособность при всех заданных климатических условиях и вибростойкость (для передвижных и переносных устройств).
5. Обеспечение заданного времени готовности к работе (после включения) и продолжительность непрерывной работы.

Экономические требования

1. Малые установочные (первоначальные) затраты.
2. Малые эксплуатационные расходы, в частности, небольшая стоимость одного часа работы.
3. Обеспечение заданного срока службы.

Значения выходных напряжений устройств электропитания обусловлены значениями входных напряжений питаемых устройств – модулей, микромодулей, интегральных микросхем, электронно-лучевых трубок, двигателей и т.п., которые устанавливаются требованиями соответствующих нормативно-технических документов. Так например, входные питающие напряжения функциональных узлов (модулей, микромодулей, интегральных микросхем), блоков и устройств РЭС, кроме блоков питания, установлены ГОСТ 18275–72 и ГОСТ 17230–71.

1.6 Нормированные значения напряжений и токов устройств электропитания РЭС

Номинальные значения выходных напряжений постоянного тока установлены рядом:

0,25; 0,4; 0,6;
 1,2; 1,5; 2,4; 3; 4; 4,5; 5 (5,2); 6 (6,3); 9 (10);
 12 (12,6); 15; 20; 24; 27; 30; 40; 48; 60; 80;
 100 (125); 150; 200; 250 (300); 400 (500); 600; 800;
 1000; 1250; 1500; 2000; 2500; 3000; 4000; 5000; 6000; 8000;
 10 000; 12000; 15000; 20000; 25000 В.

Напряжения, указанные в скобках, применять не рекомендуется.

Действующие значения номинальных напряжений переменного тока установлены рядом:

1,2; 2,4; 3,15; 5; 6 (6,3);
 12 (12,6); 15; 24; 27; 36; 40; 60; 80;
 110; (115); 127; 200; 220; 380 В.

Номинальные значения выходных напряжений и частот унифицированных ИВЭП согласно требованиям нормативно-технической документации приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1 – Номинальные значения выходных напряжений и частот унифицированных устройств электропитания

Выходные параметры	Постоянный ток	Переменный ток						
		однофазный			трехфазный			
Напряжение, В	6; 12; 27	40	115	220	40	200	220	380
Частота, Гц	—	400; 1000	400; 1000	50; 400	400; 1000	400; 1000	50; 400; 1000	50

Коэффициент полезного действия унифицированных ИВЭП с выходным напряжением до 1000 В и мощностью до 1 кВт должен быть не менее значений, указанных в табл. 1.2 [11].

Таблица 1.2 – Значения КПД унифицированных устройств электропитания

Выходное напряжение, В	КПД устройств электропитания		
	с непрерывным регулированием	с импульсным регулированием	с многократным преобразованием и регулированием
До 2,4	0,3	0,4	0,35
2,4...6	0,4	0,5	0,45
6...15	0,5	0,7	0,55
Свыше 15	0,6	0,8	0,65

Коэффициент пульсаций выходных напряжений постоянного тока определяется в каждом конкретном случае требованиями создаваемой аппаратуры и задается из следующего ряда:

0,01; 0,02; 0,03; 0,05; 0,1; 0,2; 0,3; 0,5; 1; 2; 3; 5 %.

Нестабильность по напряжению задается в процентах от номинального напряжения из следующего ряда:

0,1; 0,5; 1; 2; 3; 5; 10 %.

Предельные отклонения (как симметричные, так и несимметричные) в процентах от номинальных значений напряжений стабилизирующих ИВЭП и приемников установлены рядом:

0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 3; 5; 10; 15; 20.

Номинальные значения переменного и постоянного тока в амперах по ГОСТ 18275-72 укладываются в ряд:

0,0001; 0,0002; 0,0003; 0,0004; 0,0005; 0,0006; 0,0008;
 0,001; 0,002; 0,003; 0,005; 0,008;
 0,01; 0,012; 0,015; 0,02; 0,025; 0,03; 0,04; 0,05; 0,06; 0,08;
 0,1; 0,12; 0,15; 0,2; 0,25; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,8;
 1; 1,2; 1,5; 2; 2,5; 3; 4; 5; 6; 8;
 10; 12; 15; 20; 25; 30; 40; 50; 60; 80; 100.

Если электрооборудование и приемники электрической энергии имеют несколько режимов работы, то указанные номинальные токи относятся к нормальному и установившемуся режимам. Для остальных режимов работы эти токи являются рекомендуемыми.

1.7 Нормированные значения напряжений и токов систем электроснабжения

В России и странах ближнего зарубежья для производства и распределения электроэнергии принята система трехфазного переменного тока частотой 50 Гц, которая является более экономичной по сравнению с однофазной системой переменного тока. Кроме того, трехфазный ток дает возможность применять в промышленности трехфазные асинхронные двигатели, простые по конструкции, надежные в работе и дешевые в изготовлении.

В целях унификации электрического оборудования номинальные напряжения электрических сетей стандартизированы.

На входе ИВЭП РЭС общепромышленного и бытового назначения устанавливаются регламентированные нормативно-техническими документами номинальные значения напряжения, силы тока и частоты постоянных и переменных напряжений. Номинальные напряжения и допускаемые отклонения для систем электроснабжения, сетей, источников, преобразователей и приемников электрической энергии определены ГОСТ 21128–83. Номинальные значения и допускаемые отклонения постоянных и переменных напряжений для частот по ГОСТ 6697–83 определены рядами по ГОСТ 21128–83. При проектировании ИВЭП РЭС и применении устройств электропитания номинальные напряжения выбираются в основном из табл. 1.3. Здесь для источников и преобразователей указаны межфазные значения трехфазного тока.

Таблица 1.3 – Значения номинальных напряжений

Вид тока	Источники и преобразователи	Сети и приемники
Постоянный:	6; 12; 28,5; 48; 62; 115; 230; 460	6; 12; 27; 48; 60; 110; 220; 440
Переменный		
– однофазный	6; 12; 28,5; 42; 62; 115; 230	6; 12; 27; 40; 60; 110; 220
– трехфазный	42; 62; 230; 400; 690	40; 60; 220; 380; 660

С целью компенсации падения напряжения в электрических сетях номинальное напряжение генераторов принято выше номинального напряжения потребителей электроэнергии. В некоторых случаях, обусловленных требованиями эксплуатации РЭС, используются номинальные напряжения, отличные от указанных в табл. 1.3. Дополнительные номинальные значения напряжения переменного тока применяются в следующих видах оборудования:

генераторы в системах электрооборудования мотоциклов и источников электроэнергии автотракторной техники	12 В
преобразователи, сети и приемники общепромышленного назначения (однофазный ток частотой 50 Гц)	24 В
преобразователи корабельного электрооборудования (однофазный ток частотой 50 и 400 Гц)	26 В
приемники корабельного электрооборудования (однофазный ток частотой 50 и 400 Гц).....	24 В
источники, преобразователи и приемники авиационной техники и летательных аппаратов (трехфазный ток частотой 400 и 1000 Гц)	36 В
сети однофазного и трехфазного тока	42 В
источники и преобразователи авиационной техники и летательных аппаратов (частотой 400 и 1000 Гц)	120 и 208 В
приемники авиационной техники и летательных аппаратов (частотой 400 и 1000 Гц)	115 и 200 В
электрооборудование, источники, преобразователи и приемники (частотой 50 и 200 Гц) старых разработок	36 В
преобразователи старых разработок	133 В
приемники старых разработок	127 В
приемники летательных аппаратов в технически обоснованных случаях по согласованию с заказчиком (однофазный ток частотой 6000 Гц)	200 В
источники электропитания летательных аппаратов в технически обоснованных случаях по согласованию с заказчиком (однофазный ток частотой 6000 Гц)	208 В

Дополнительные номинальные значения напряжения постоянного тока применяются в следующих видах оборудования:

химические источники тока и присоединяемые к ним приемники	2,4; 4,5; 9; 24 В
электрооборудование автомобилей, ранее разработанное оборудование и сети общепромышленного назначения	24 В
автотракторная техника	14; 28 В
преобразователи и приемники летательных аппаратов в технически обоснованных случаях по согласованию с заказчиком	15 В
источники и преобразователи по согласованию с заказчиком	57 В
приемники в технически обоснованных случаях по согласованию с заказчиком	54 В

РЭС, электрокары и электропогрузчики	80 В
корабельные системы электроснабжения с номинальным напряжением 220 В, имеющие в качестве ИВЭП аккумуляторную батарею	175...320 В

Для систем электроснабжения, источников, преобразователей, сетей и приемников электрической энергии установлен ряд допускаемых отклонений напряжений, которые применяются в практической деятельности при разработке. Данный ряд имеет следующие значения: 0,5; 1; 2; 3; 5; 10; 15 % от номинальных.

Для химических источников тока дополнительно применяется отклонение напряжения $\pm 10\%$ от номинального значения.

Для нерегулируемых преобразователей отклонение напряжения $\pm 20\%$ от номинального. Допускаемые отклонения напряжения приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.4 – Допускаемые отклонения напряжения

Тип устройства	Отклонение напряжения, %
Источники и преобразователи	3; 5; 10; 20
Системы электроснабжения, источники, преобразователи, сети и приемники электрической энергии	0,5; 1; 2; 3; 5; 10, 15
Химические источники тока	± 10
Нерегулируемые преобразователи	± 20

Для электрооборудования и приемников электрической энергии, для которых предусмотрено несколько режимов работы, указанные номинальные токи относятся к нормальному и установившемуся режимам работы, для остальных режимов работы эти токи являются рекомендуемыми.

Номинальные значения и допускаемые отклонения частот для систем электроснабжения, источников, преобразователей и непосредственно присоединенных к ним приемников электрической энергии, работающих в установившемся режиме, приведены в табл. 1.5.

С учетом приведенных выше данных переменные напряжения однофазного тока и трехфазного напряжения, на которые проектируется РЭС, предназначенная для работы от сети промышленной частоты, соответствуют следующим значениям:

Таблица 1.5 – Номинальные частоты и их допускаемые отклонения для систем электроснабжения, источников, преобразователей и приемников электрической энергии

Наименование устройств	Номинальное значение частоты, Гц						Допускаемое отклонение, %
	0,1	1	10	400	1000	10000	
Источники электрической энергии	0,1 0,25 0,5	1 2,5 5	10 25 50	400	1000	10000	0,0002; 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2;
Преобразователи и приемники	0,1 0,25 0,5	1 2,5 5	10 12,5 16 50	400	1000 2000 4000 8000	10000	0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 5; 10
Электромеханическое оборудование и бытовой инструмент	100 600	150 800	200 1200	250 1600	300 2400	500 8000	
СТ СЭВ 3687–82 и Публикация МЭК 196–65				750	1500	3000	

Номинальное значение переменного напряжения 220 В

Пределы изменения напряжения:

при питании от электросети общего назначения 187... 242 В

при питании через устройства регулирования 213...227 В

Номинальное значение частоты переменного тока 50 Гц

Пределы изменения частоты 47,5...52,5 Гц

Допустимый коэффициент нелинейных искажений,
не более 10 %

1.8 Принципы организации электроснабжения РЭС

В соответствии с Правилами устройства электроустановок все потребители электрической энергии в зависимости от требований к надежности подачи электрической энергии и бесперебойности электропитания подразделяются на первую, вторую и третью категории. Из состава электроприемников первой категории выделяется особая группа потребителей, предъявляющих повышенные требования к надежности электроснабжения.

К **первой категории** относятся потребители, перерыв в электроснабжении (выход параметров электроэнергии за допустимые пределы) которых представляет опасность для жизни людей или может привести к значительному материальному ущербу, связанному с повреждением оборудования, браком продукции, или длительным расстройством сложного технологического процесса производства. Ко **второй категории** – потребители, перерыв в электроснабжении которых связан с существенным снижением выпуска продукции или простоем людей и механизмов. **Третью категорию** составляют «неответственные» потребители.

Применительно к предприятиям электросвязи, радиовещания и телевидения к **первой категории** относятся потребители, перерыв в электроснабжении которых может привести к перерыву связи и вещания и, как следствие, нарушению передачи важной информации. Такими потребителями являются электроприемники центральных усилительных станций радиотрансляционных узлов, городских и сельских автоматических телефонных станций, районных узлов связи, обслуживаемых и полуобслуживаемых усилительных и регенерационных пунктов, приемнопередающие устройства на станциях внутризональных и многоствольных радиорелейных линий, технологическое оборудование дуплексного приемопередаточного ствола наземных станций спутниковых систем передачи.

В **особую группу** первой категории выделены электроприемники, перерыв в подаче электроэнергии которых может вызвать нарушение важнейших связей особо важных оповещений, а также расстройство сложного технологического процесса, что может создать угрозу жизни людей. К особой группе первой категории относятся технологические приемники и аппаратура аварийного и эвакуационного электроосвещения междугородных телефонных станций, телеграфных станций и узлов, сетевых узлов и узлов автоматической коммутации, обслуживаемых усилительных пунктов кабельных магистралей, районных узлов связи промышленных районов,

Система электроснабжения предприятия электросвязи состоит из **внутренней части**, в которую входят элементы, расположенные в пределах границ предприятия, и **внешней**, представляющей собой линии электропередач от внешней энергосистемы до вводной подстанции предприятия. Обычно связь внешней энергосистемы с системой электроснабжения осуществляется на повышенном напряжении с помощью линии электропередач и трансформаторов.

Для обеспечения электроэнергией аппаратуры и оборудования на предприятии электросвязи предусмотрена так называемая электроустановка. **Электроустановка** – это комплекс энергосооружений, обеспечивающий энергоснабжение, электропитание аппаратуры связи, электроосвещение, а также функционирование ряда устройств, связанных с жизнедеятельностью предприятия как в нормальных, так и в аварийных условиях. В состав элек-

троустановки входят следующие основные виды оборудования:

- устройства внешнего электроснабжения от электрических сетей энергосистем, к которым в зависимости от технических условий на подключение к энергосистеме могут относиться линии электропередач 110, 35, 10 и 6 кВ, трансформаторные подстанции 110 – 35/10 – 6 кВ и 35 – 10/6 – 0,4 кВ, распределительные устройства и распределительные пункты 10 – 6 кВ;
- собственные стационарные и передвижные электростанции (дизель-генераторные станции, турбогенераторы, термоэлектрогенераторы и т.п.);
- распределительные устройства для электропитания потребителей;
- электропитающие установки;
- электродвигатели систем вентиляции и кондиционирования технологических помещений;
- электроосвещение технологических помещений.

Здесь **электропитающая установка** – составная часть электроустановки, предназначенная для преобразования, регулирования и обеспечения подачи напряжений постоянного и переменного тока, необходимых для нормальной работы аппаратуры связи (телевидения, радиовещания и т.п.).

В состав электропитающей установки входят:

- преобразовательные устройства – выпрямители, инверторы, преобразователи постоянного напряжения в постоянное;
- устройства (агрегаты) бесперебойного электропитания постоянного и переменного тока;
- аккумуляторные установки;
- устройства гальванической развязки с питающей сетью;
- устройства стабилизации;
- токораспределительные сети постоянного и переменного тока для подачи напряжения к аппаратуре связи.

Электроснабжение потребителей первой категории должно осуществляться бесперебойно и независимо от работы внешних источников электроэнергии (городской или районной электростанции). Основное электроснабжение осуществляется обычно по двум линиям электропередач от независимых источников электроэнергии. Одна из этих линий является резервной.

В тех случаях, когда основное электроснабжение ненадежно, строят аварийные электростанции, обеспечивающие бесперебойную деятельность электроприемников в случаях выхода из строя основных источников электроэнергии. При отсутствии внешних источников электроэнергии или неэкономичности устройства протяженных и труднообслуживаемых линий электропередач сооружают электростанции, осуществляющие основное и аварийное электроснабжение.

В большинстве случаев на земле применяются тепловые электростанции

с двигателями внутреннего сгорания, в большинстве случаев с дизелями. Это объясняется тем, что дизельные электростанции имеют высокий коэффициент полезного действия (32–36%), обеспечивают быстрый запуск агрегатов, а следовательно, постоянную готовность электростанции к работе и открывают возможности для автоматизации.

Требования к надежности и бесперебойности электропитания аппаратуры устанавливаются соответствующими ведомственными нормами.

Выбор схемы электроснабжения определяется категорией аппаратуры связи по надежности электроснабжения и производится в соответствии со следующими документами:

- «Правилами устройства электроустановок»;
- «Инструкцией по проектированию электроустановок предприятий и сооружений электросвязи, проводного вещания, радиовещания и телевидения»;
- «Правилами технической эксплуатации электроустановок».

Данными нормативными документами устанавливаются:

- количество независимых источников от электрических сетей энергосистем;
- количество электрических агрегатов собственной электростанции;
- количество групп аккумуляторных батарей и запас их емкости.

Состав оборудования электроустановок потребителей, относящихся к различным категориям ответственности, представлен в табл. 1.6.

Таблица 1.6 – Состав оборудования электроустановки

Наименование оборудования	Категория по надежности электроснабжения		
	Особая группа I категории	I категория	II категория
Количество независимых источников электроэнергии	3	2	2
Наличие автоматического включения резерва	+	+	–
Наличие аккумуляторной батареи	+/- в зависимости от оборудования	+/- в зависимости от оборудования	+ в зависимости от оборудования

2 ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В РЭС находят широкое применение различные элементы, принцип действия которых основан на использовании магнитных свойств ферромагнитных материалов – *электромагнитные элементы* (ЭМЭ). В ИВЭП РЭС применяются ЭМЭ, выполняющие функции трансформирования напряжения переменного тока с его увеличением или уменьшением, гальванической развязки электрических цепей, создания индуктивностей, реализуемые трансформаторами и дросселями.

Параметры ЭМЭ оказывают существенное влияние на основные электрические параметры РЭС, надежность и долговечность работы устройств электропитания, а также массогабаритные показатели РЭС. Требования к миниатюризации и оптимизации массогабаритных показателей РЭС привели к тому, что источники электропитания современной РЭС (мониторов, телевизоров) строятся на основе импульсных регуляторов, в которых вместо громоздкого сетевого силового трансформатора используется малогабаритный высокочастотный импульсный трансформатор, по сути дела являющийся дросселем со вторичной обмоткой.

В настоящем разделе рассматриваются основные расчетные соотношения, лежащие в основе методик проектирования ЭМЭ [1–5].

2.1 Конструктивные исполнения и геометрические показатели ЭМЭ

Основными элементами ЭМЭ являются магнитопровод, выполненный из ферромагнитного материала (ФММ), и размещенные на нем «катушки» проводников.

В ИВЭП используются три типа конструкций ЭМЭ: броневая (БК), стержневая (СК) (рис. 2.1) и тороидальная (ТК) (рис. 2.2) [5], каждая из которых реализуется на определенном типе и количестве ферромагнитных сердечников (ФМС).

Линейными размерами сердечника являются его ширина a_c , толщина b_c , высота окна h и ширина окна c (см. рис. 2.1, рис. 2.2).

В состав формул для расчета электромагнитных величин ЭМЭ входят геометрические показатели магнитопровода ЭМЭ, к которым относятся:

- линейные размеры магнитопровода – ширина a , толщина b , высота окна h и ширина окна c ;
- длина средней силовой линии L_c ;
- площади сечений магнитопровода S_c и его окна $S_{ок}$;
- площадь поверхности охлаждения $\Pi_{ос}$;
- объем V_c (табл. 2.1).

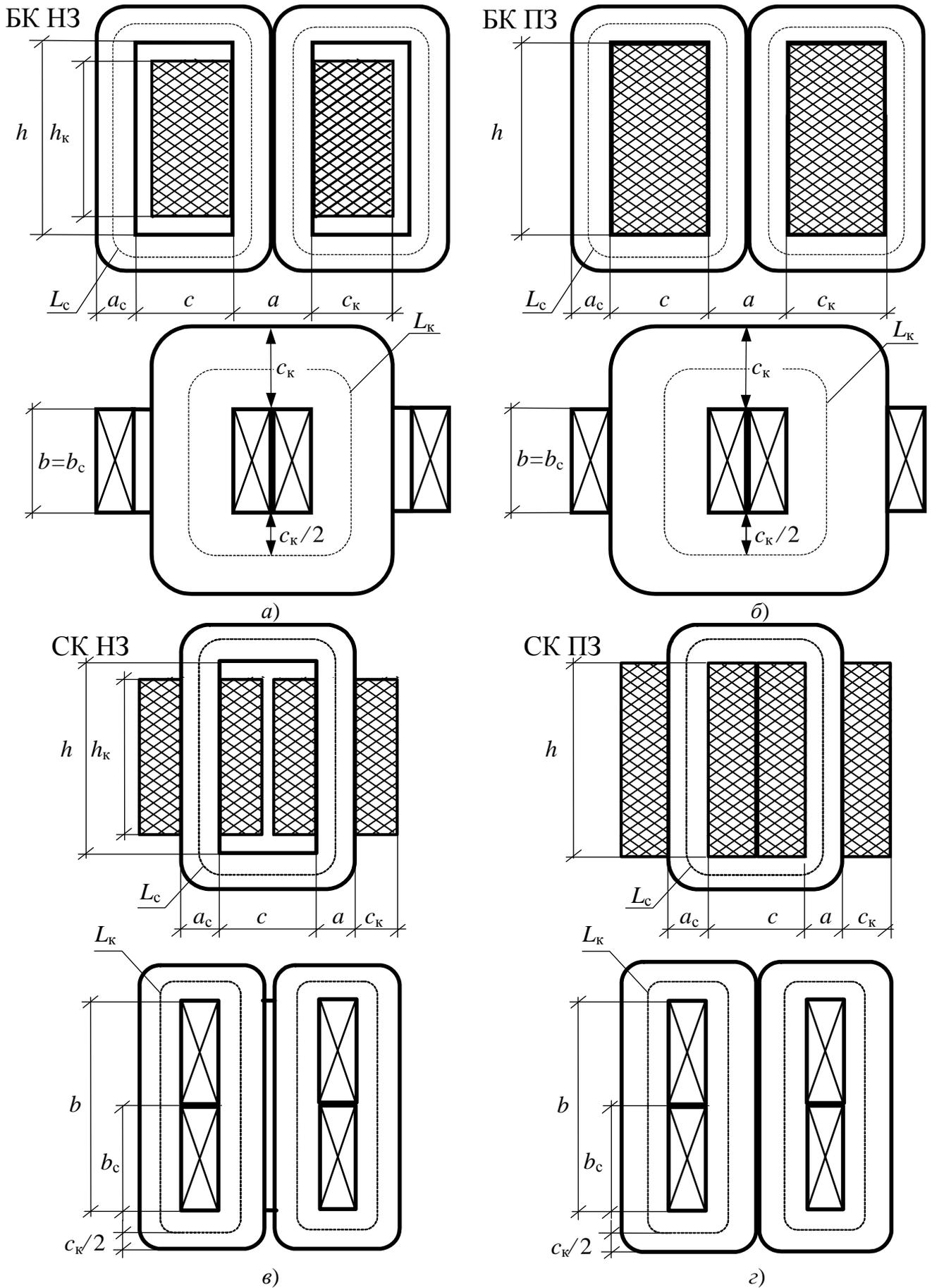


Рис. 2.1 – Броневая (а), (б) и стержневая (в), (г) конструкции ЭМЭ

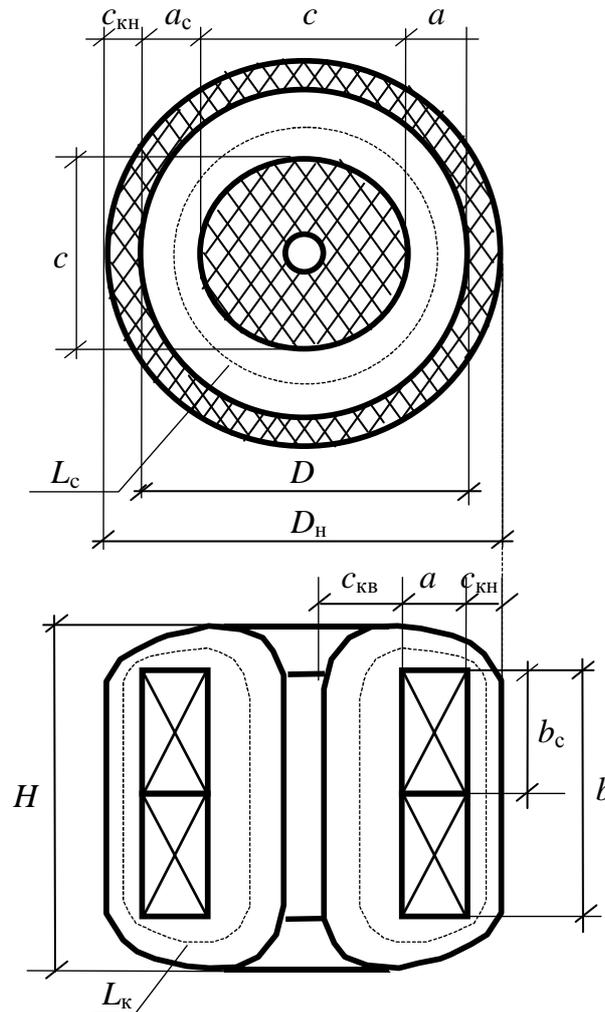


Рис. 2.2 – Торoidalная конструкция ЭМЭ

При этом ширина и толщина магнитопровода определяются размерами той части магнитопровода, где расположена катушка и замыкается основной магнитный поток ЭМЭ. У элементов ТК параметр высота окна отсутствует.

Например, в случае двух сердечников ширина и толщина магнитопровода будут равны:

- $a = 2a_c$, $b = b_c$ для ЭМЭ бронзового типа;
- $a = a_c$; $b = 2b_c$ для ЭМЭ стержневого типа.

Геометрическими показателями катушек являются связанные с параметрами магнитопровода:

- ширина c_k и высота h_k катушки;
- средняя длина витка катушки L_k ;
- площадь поверхности охлаждения катушек $\Pi_{ок}$;
- объем катушек V_k (см. рис. 2.1, рис. 2.2, табл. 2.1).

Таблица 2.1 – Основные геометрические показатели магнитопровода и катушек ЭМЭ

Показатель	Бронева конструкция	Стержневая конструкция	Тороидальная конструкция
<i>Показатели магнитопровода</i>			
Площадь сечения магнитопровода	$S_c = a b$		
Площадь сечения окна	$S_{ок} = c h$		$S_{ок} = \frac{\pi c^2}{4}$
Усредненная длина силовой линии	$L_c = 2h + 2c + \pi a / 2$	$L_c = 2h + 2c + \pi a$	$L_c = \pi (a + c)$
Объем	$V_c = L_c S_c$		
Площадь поверхности охлаждения	$\Pi_{окНЗ} =$ $= 4\left(\frac{a}{2} + b\right)(L_c - h_k);$ $\Pi_{окПЗ} =$ $= 2(a + b)(L_c - h)$	$\Pi_{окНЗ} =$ $= 2(a + b)(L_c - 2h_k);$ $\Pi_{окПЗ} =$ $= 2\left(a + \frac{b}{2}\right)(L_c - 2h)$	0
<i>Показатели катушек</i>			
Средняя длина витка	$L_k = 2a + 2b + 2\pi \frac{c_k}{2}$		
Площадь сечения	$S_k = 2c_k h_k$		$S_k = c_k L_k$
Объем	$V_k = S_k L_k$	$V_k = S_k L_k$	$V_k = S_k L_c$
Площадь поверхности охлаждения	$\Pi_{окНЗ} =$ $= (2c_k + h_k) L_k;$ $\Pi_{окПЗ} =$ $= (2c + h)(L_k - 2b)$	$\Pi_{окНЗ} =$ $= 2(2c_k + h_k) L_k;$ $\Pi_{окПЗ} =$ $= 2(c + h)(L_k - b)$	$\Pi_{ок} = 2 \frac{\pi D_H^2}{4} + \pi D_H H,$ где $D_H = c + 2a + 2c_{кН};$ $H = b + 2c_{кВ};$ $c_{кВ} = 0,4 c; c_{кН} = 0,2 c$

В зависимости от размеров катушки и заполнения ею окна магнитопровода различают конструкции с полным (ПЗ) и неполным (НЗ) заполнением.

Тип заполнения окна магнитопровода определяет размеры катушек: их ширину и высоту. Размеры катушек связаны с размерами окна магнитопровода:

$$c_k = n_c c, \quad h_k = n_h h,$$

где n_c , n_h – коэффициенты, которые в инженерных расчетах определяются по табл. 2.2 [4].

Таблица 2.2 – Значения коэффициентов n_c , n_h

Тип конструкции	n_c		n_h	
	НЗ	ПЗ	НЗ	ПЗ
Броневая	0,8	1	0,8	1
Стержневая	0,4	0,5	0,8	1
Тороидальная	—	0,3	—	

С геометрическими показателями связаны электромагнитные величины ЭМЭ – магнитная индукция, плотность тока, мощность, а также число витков, температура нагрева, коэффициент полезного действия и т.п.

2.2 Электротехнические законы ЭМЭ

Действие ЭМЭ основано на явлении электромагнитной индукции. Анализ и расчет ЭМЭ производится с использованием закона электромагнитной индукции, закона полного тока, законов Ома и Кирхгофа с учетом магнитных свойств ФММ сердечника [1, 2, 5].

Закон электромагнитной индукции определяет электродвижущую силу (ЭДС) e , возникающую в катушке, как производную от потокосцепления Ψ по времени t :

$$e = - \frac{d\Psi}{dt} \text{ [В]}.$$

Для катушки, имеющей W витков, потокосцепление равно:

$$\Psi = W\Phi = WBS,$$

где Φ – магнитный поток, Вб; B – магнитная индукция, Тл; S – площадь, через которую проходит магнитный поток (для ЭМЭ это площадь сечения магнитного материала магнитопровода), м².

Таким образом, индуцируемая в катушке ЭДС равна:

$$e = - WS \frac{dB}{dt}.$$

Закон полного тока определяет напряженность магнитного поля H как функцию полного тока:

$$\oint_l Hdl = \sum_j i_j,$$

где l – замкнутый контур интегрирования; dl – элемент длины этого контура; $\sum_j i_j$ – полный ток, протекающий через площадь, ограниченную контуром.

Связь напряженности и индукции

$$B \text{ [Тл]} = \mu_a \text{ [Гн/м]} \cdot H \text{ [А/м]} = \\ = \mu \mu_0 \text{ [Гн/м]} \cdot H \text{ [А/м]}$$

определяется магнитными свойствами сердечника, которые представляются семействами сложных кривых, называемых **петлями гистерезиса** (рис. 2.3). Здесь H – напряженность; B – магнитная индукция; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость вещества, μ_0 – магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$); μ – относительная магнитная проницаемость вещества.

Относительные магнитные проницаемости ФММ имеют значения от сотен (начальная магнитная проницаемость электротехнических сталей) до сотен тысяч (максимальная магнитная проницаемость сплавов).

Каждая из кривых семейства соответствует определенному значению амплитуды магнитной индукции B_m . При амплитуде индукции B_s , вызывающей полное насыщение магнитопровода, получается предельная петля гистерезиса. Индукция B_s называется **индукцией насыщения**.

В расчетах ЭМЭ пользуются **основной кривой намагничивания** – линией, соединяющей вершины всех частных петель гистерезиса (кривая 1 на рис. 2.3, а, рис. 2.4), либо **средней кривой намагничивания** – линией, проходящей через средние точки хорд петли гистерезиса, проведенных параллельно оси напряженностей магнитного поля (линия 2 на рис. 2.3, б).

В области I основной кривой намагничивания (рис. 2.4) магнитная проницаемость велика: $\mu_a \gg \mu_0$. Область II является областью приближения к насыщению, магнитная проницаемость снижается. В области насыщения III $\mu_a \approx \mu_0$.

Для создания ЭМЭ применяют магнитомягкие ФММ, которые подразделяются на три группы [1, 2, 5]: **электротехнические стали, сплавы на основе железа** с другими ферромагнитными металлами (никель, кобальт, алюминий) и ферромагнитные мате-

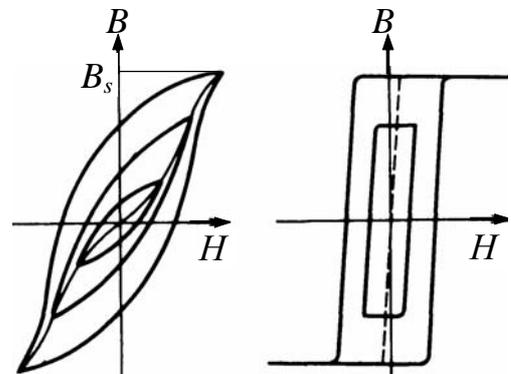


Рис. 2.3 – Семейства кривых намагничивания:
а – электротехнические стали;
б – пермаллой

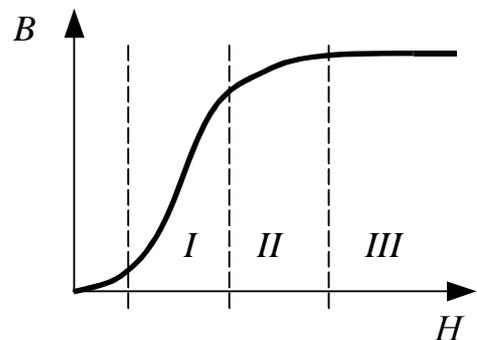


Рис. 2.4 – Основная кривая намагничивания

риалы из окислов железа – **ферриты, оксиферы** и т.п.

Ферроматериалы имеют стандартные обозначения, например:

3410 ÷ 3414 (Э31 ÷ Э48) – электротехнические нетекстурованные стали;

3420 ÷ 3425 (Э310 ÷ Э380) – электротехнические текстурованные стали;

50Н, 80НХС, (73 ÷ 79)НМ – электротехнические сплавы (пермаллой и др.);

2000НМ, 3000НМ, НМС1 и др. – порошковые ферроматериалы (ферриты, оксиферы и др.).

ФММ различаются значениями индукции насыщения, магнитной проницаемостью, потерями и удельным электрическим сопротивлением. Примеры кривых намагничивания некоторых ФММ представлены на рис. 2.5.

Выбор материала сердечника ЭМЭ определяется назначением ЭМЭ, частотой питающего напряжения, требованиями к стоимости ЭМЭ. Вопросы выбора магнитного материала и типа магнитопровода будут рассмотрены в п. 2.7.

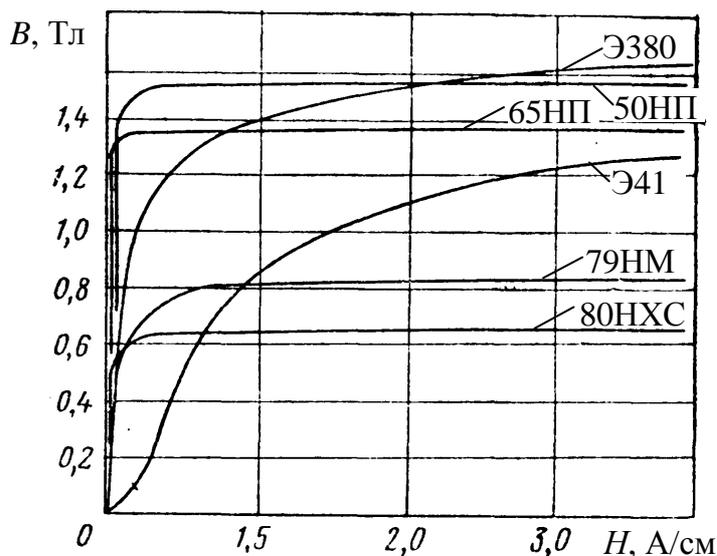


Рис. 2.5 – Кривые намагничивания некоторых материалов

2.3 Катушка с ферромагнитным сердечником

Для анализа электромагнитных процессов в ЭМЭ и вывода основных расчетных соотношений, используемых при их проектировании, необходимо выбрать положительные направления напряжений, ЭДС и токов и составить уравнения в соответствии с рассмотренными в п. 2.2 электротехническими законами.

При питании катушки (рис. 2.6) от источника переменного тока намагнивающей силой катушки iW возбуждается основной магнитный поток Φ и поток рассеяния Φ_σ . При переменном напряжении u , подводимом к катушке, ток i , намагнивающая сила iW , а также оба потока Φ и Φ_σ периодически изменяются по величине и направлению. Магнитными потоками Φ и Φ_σ индуцируются ЭДС самоиндукции e и ЭДС рассеяния e_σ .

С учетом выбранных направлений тока, напряжения и ЭДС:

$$e + e_\sigma = -u + iR;$$

$$e = -W \frac{d\Phi}{dt} = -WS \frac{dB}{dt};$$

$$e_{\sigma} = -W \frac{d\Phi_{\sigma}}{dt},$$

где R – активное сопротивление катушки.

Или приближенно в случае большой добротности катушки ($e \gg iR$) и пренебрегая ЭДС рассеяния ($e \gg e_{\sigma}$):

$$u \approx -e = WS \frac{dB}{dt}. \quad (2.1)$$

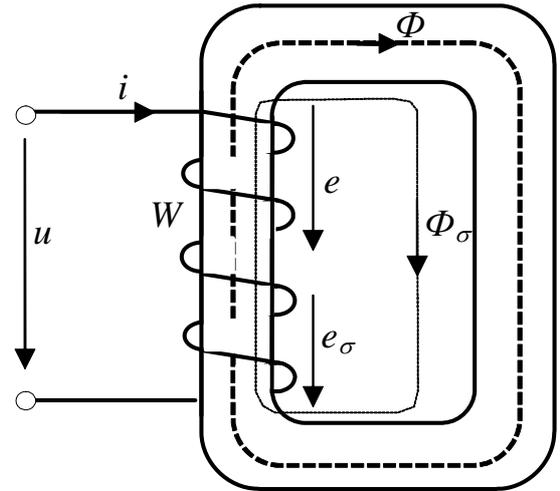


Рис. 2.6 – Катушка с сердечником

Графики напряжения и индукции для наиболее употребительных форм напряжений представлены на рис. 2.7. [1, 2]. Очевидно, что индукция отстает от напряжения на $\pi/2$ (рис. 2.7).

В инженерных расчетах ЭМЭ широко используется связь действующего значения напряжения U с размерами сердечника, частотой питающего напряжения и магнитной индукцией. На основании формулы (2.1) [1, 2]:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int u^2(t) dt} = k_{\Phi} U_{\text{cp}} = k_{\Phi} \frac{1}{T/2} \int_{T/2} u(t) dt = 2k_{\Phi} f \int_{T/2} \left(WS \frac{dB}{dt} \right) dt,$$

где k_{Φ} , U_{cp} , f – коэффициент формы, среднее значение и частота питающего напряжения; S – площадь сечения магнитопровода.

Для переменных напряжений, имеющих отрицательные и положительные полуволны одинаковой амплитуды, изменение индукции в течение отрицательного полупериода напряжения происходит от B_m до $-B_m$, а в течение

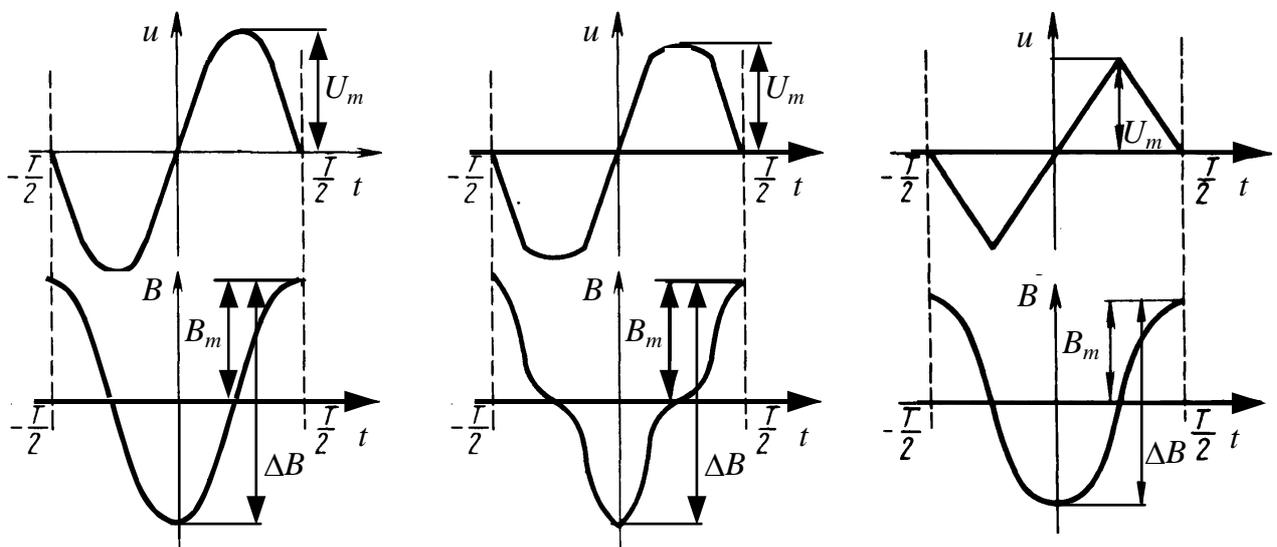


Рис. 2.7 – Графики изменения напряжения и индукции

положительной полуволны напряжения – от $-B_m$ до B_m (рис. 2.7), или на $\Delta B=2B_m$ за половину периода. Поэтому:

$$U = 2k_{\phi} f W S \Delta B \quad (2.2)$$

или

$$U = 4k_{\phi} f W S B_m . \quad (2.3)$$

Формула (2.3) является одной из основных и используется при расчете всех типов ЭМЭ.

Закон изменения магнитной индукции определяет форму тока катушки. Из закона полного тока при выборе контура интегрирования, совпадающего со средней силовой линией магнитопровода L_c , получим:

$$\oint H dl = \sum_j i_j = i(t) W$$

или

$$i(t) = \frac{H(t) L_c}{W} = \frac{B(t) L_c}{W \mu_a(t)}. \quad (2.4)$$

В соответствии с (2.4) ток совпадает по фазе с индукцией, которая отстает от напряжения на $\pi/2$ и имеет индуктивный характер. Закон изменения тока определяется как законом изменения магнитной индукции, так и магнитной проницаемостью сердечника (рис. 2.8). Если $\mu_a(t) = \text{const}$ (участок кривой намагничивания линеен, что имеет место при малых значениях амплитуды напряжения), то форма тока повторяет форму индукции, а если $\mu_a(t) \neq \text{const}$

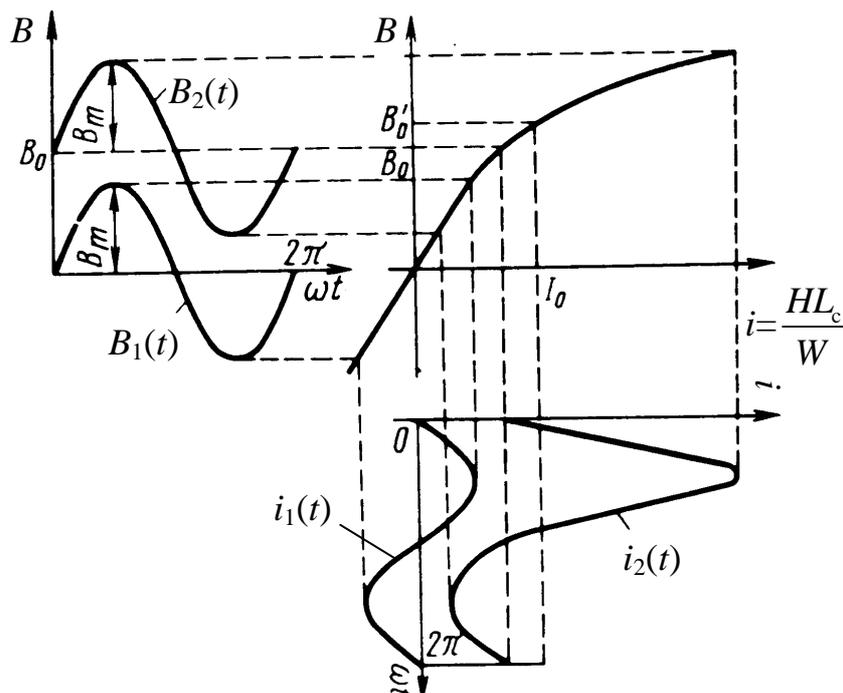


Рис. 2.8 – Построение кривых тока катушки при различных законах изменения индукции

(участок кривой намагничивания нелинеен, амплитуда напряжения велика) – не повторяет ее. При этом чем больше крутизна кривой намагничивания, тем меньше ток (а, следовательно, потребляемая мощность и потери активной мощности в катушке) в области линейного участка. В области насыщения ФМС ток катушки существенно возрастает. Поэтому при проектировании ИВЭП важен правильный расчет электромагнитных и геометрических показателей ЭМЭ, от которых зависит траектория перемещения рабочей точки по кривой намагничивания.

Чем больше изменение магнитной индукции за половину периода ΔB , тем лучше, поскольку увеличение ΔB позволяет уменьшать число витков W и площадь сечения сердечника S (см. (2.2)). Именно поэтому для магнитопроводов импульсных трансформаторов, передающих в нагрузку однополярные импульсы и работающих на частной петле гистерезиса, выгодно использовать ФММ с большим значением B_m и малым значением остаточной индукции B_r (рис. 2.9), обеспечивающими большую величину ΔB :

$$\Delta B = B_m - B_r.$$

Максимальным значениям индукции B_m на кривой намагничивания будут соответствовать максимальные значения напряженности H_m и тока I_m :

$$I_m = \frac{H_m L_c}{W} = \frac{B_m L_c}{W \mu_a(t)}.$$

Для силовых трансформаторов питания $i(t)$ вида (2.4) – это ток холостого хода, поэтому чем меньше H_m и соответствующее значение тока I_m , чем больше крутизна кривой намагничивания, тем лучше.

Для дросселей $i(t)$ – это ток, протекающий в его обмотке. Так как ток дросселей сглаживающих фильтров имеет постоянную составляющую тока I_0 (рис. 2.10), поэтому для дросселей постоянного тока наклон кривой намагничивания ФММ (характеристика 1) приходится снижать (характеристика 2), чтобы обеспечить независимость

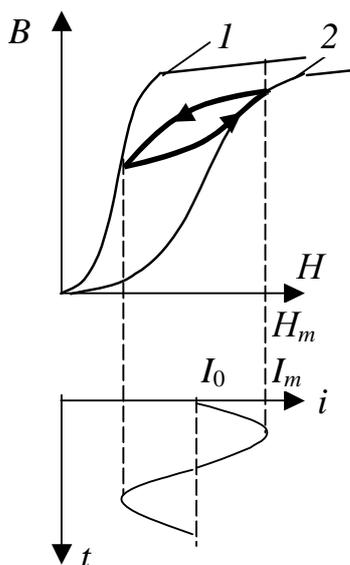


Рис. 2.10 – Траектория перемещения рабочей точки в дросселях постоянного тока

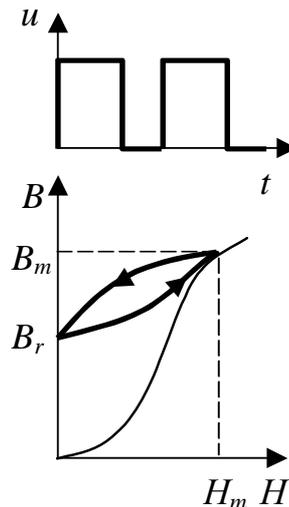


Рис. 2.9 – Траектория перемещения рабочей точки в импульсных трансформаторах

магнитной проницаемости и, следовательно, индуктивности дросселя от тока, протекающего в обмотке (см. п. 2.9).

2.4 Потери мощности в ферромагнитном сердечнике

Магнитный поток, протекая по ФМС, разогревает его. Это связано с активными потерями ΔP_c , которые возникают при перемагничивании ФМС. Существуют два вида потерь в ФМС – потери на гистерезис ΔP_r и потери на вихревые токи $\Delta P_{вт}$ [1, 2]:

$$\Delta P_c = \Delta P_r + \Delta P_{вт}.$$

Потери на гистерезис обусловлены тем, что при перемагничивании часть энергии затрачивается на преодоление молекулярных сил трения ориентированных магнитных полей доменов [1, 2]. Для их преодоления затрачивается энергия сети. Выражается это в виде петли гистерезиса ФММ. У определенного с учетом гистерезиса тока $i(t)$ (кривая 1) нулевые значения сдвинуты в сторону опережения по сравнению с током, найденным по основной кривой намагничивания (кривая 2) (рис. 2.11). Первая гармоника тока запаздывает по отношению к напряжению уже не на 90° , а на меньший угол, то есть в токе содержится активная составляющая и забираемая ею от источника активная мощность покрывает потери на гистерезис.

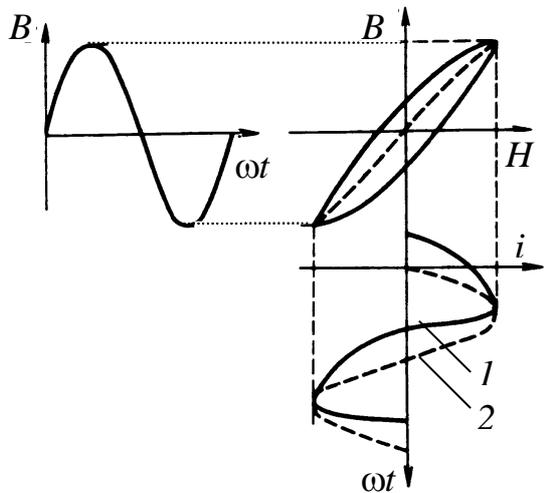


Рис. 2.11 – Ток катушки с ФМС с учетом гистерезиса

Мощность потерь обычно приписывают активной составляющей тока катушки. Таким образом, для возбуждения в катушке с сердечником ЭДС e по ней должен протекать ток $i(t)$, имеющий индуктивную составляющую $i_\mu(t)$, создающую магнитное поле, и активную составляющую $i_a(t)$, покрывающую потери в сердечнике. Токи I_μ , I_a (действующие значения) называют **током намагничивания** и **током потерь**; их геометрическая сумма дает действующее значение тока, протекающего по обмотке катушки.

С учетом (2.1) и (2.4) мощность потерь для катушки с ФМС равна [1, 2]:

$$\begin{aligned} \Delta P_r &= \frac{1}{T} \int_0^T i(t) u(t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{H(t) L_c}{W} \right) \left(WS \frac{dB(t)}{dt} \right) dt = \frac{f G_c S_r}{g_c}, \end{aligned}$$

где f , T – частота и период питающего напряжения; G_c – масса сердечника; g_c – удельный вес (плотность) ФММ; S_r – площадь, ограниченная петлей гистерезиса.

Потери на вихревые токи проявляются как потери, вызванные токами, протекающими по ФМС, обладающим заметной электропроводностью (сталь и ее сплавы) от ЭДС, наводимой в этом сердечнике изменяющимся магнитным потоком [1, 2].

Переменный магнитный поток, проходя по стальному магнитопроводу, возбуждает в нем вторичные вихревые токи. Эти токи разогревают магнитопровод, т.е. вызывают активные потери, а также создают свое вторичное магнитное поле. Результат сложения первичного и вторичного магнитных полей всегда таков, что суммарный магнитный поток вытесняется к краям сплошного магнитопровода. Этот эффект увеличивает магнитное сопротивление магнитопровода, что оценивают уменьшением средней по его сечению магнитной проницаемости. Чтобы избежать нежелательных последствий возникновения вихревых токов, магнитопроводы выполняют наборными из тонких пластин, изолированных электрически друг от друга, или навивают из тонкой ленты, покрытой с одной стороны изолирующей пленкой.

Рассмотрим, какие параметры и как влияют на величину средней за период мощности потерь [1, 2]. Для этого сначала определим потери мощности в одном кольцевом витке витого магнитопровода.

Лист ФММ имеет толщину d и ширину b (рис. 2.12). Выделим в сечении листа контур s , имеющий толщину dx и расположенный на расстоянии x от продольной оси. Если лист, образующий виток, очень тонкий ($d \ll b$), то индукция распределена по его сечению равномерно. Для этого случая действующее значение ЭДС, наведенной в этом контуре магнитным потоком:

$$E_x = 4 k_\phi f 2bx B_m,$$

где $2bx$ – примерное значение площади, охватываемой контуром s .

Сопротивление рассматриваемого контура электрическому току по закону Ома прямо пропорционально его длине, примерно равной $2b$, и обратно пропорционально сечению самого контура $l dx$:

$$r_x = \rho_c \frac{2b}{l dx},$$

где l – длина витка; ρ_c – удельное сопротивление материала листа ФМС.

Элементарные потери в рассматриваемом контуре:

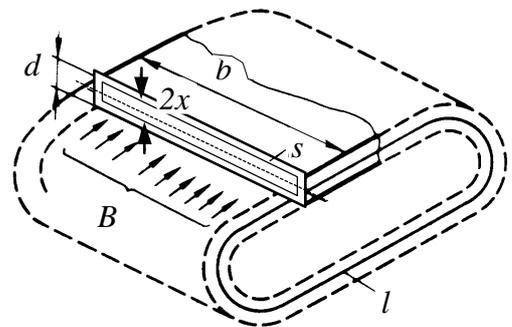


Рис. 2.12 – Кольцевой виток магнитопровода

$$dP_B = \frac{E_x^2}{r_x} = [16 k_\Phi^2 f^2 b^2 4 x^2 B_m^2 / (2b\rho_c)] l dx.$$

Суммарные потери мощности в витке, вызванные вихревыми токами, получим как результат суммирования элементарных потерь по всем контурам s , покрывающим сечение листа. Для этого необходимо проинтегрировать dP_B на интервале изменения x от 0 до $d/2$:

$$\Delta P_{B1} = \int_0^{d/2} dP_B = 4 k_\Phi^2 f^2 B_m^2 V_1 d^2 / (3\rho_c),$$

где $V_1 = bld$ – объем части листа, образующей один виток.

Потери, вызванные вихревыми токами во всем магнитопроводе, есть сумма потерь во всех составляющих его витках:

$$\Delta P_{BT} = 4k_\Phi^2 f^2 B_m^2 G_c d^2 / (3\rho_c g_c),$$

где G_c – масса ФММ сердечника; g_c – плотность ФММ; G_c/g_c – объем, занимаемый ФММ в сердечнике.

Таким образом, потери на вихревые токи пропорциональны квадрату частоты, объему листа, образующего виток, и квадрату толщины листа. По этой причине для уменьшения вихревых потоков магнитопроводы не выполняются сплошными (если они не из ферритов), и чем меньше толщина листа ФММ, тем меньше потери ΔP_{BT} . Магнитопроводы высокочастотных ЭМЭ выполняют из очень тонких листов или из магнитных материалов, имеющих большое сопротивление электрическому току. Наименьшие потери на вихревые токи имеют материалы типа ферритов, образованные спеканием порошков ферромагнитных материалов.

В справочной литературе обычно приводятся суммарные потери, вызванные как гистерезисом, так и вихревыми токами. Эти потери в 1 кг магнитного материала обозначаются ρ_{c0} и называются *удельными потерями*. Они зависят от типа материала и толщины листового материала, амплитуды магнитной индукции B_0 и частоты f_0 , при которых измерялись потери (рис. 2.13).

На практике для оценки потерь в сердечнике пользуются формулой [5]:

$$\Delta P_c = G_c \rho_{c0} \left(\frac{B}{B_0} \right)^\alpha \left(\frac{f}{f_0} \right)^\gamma, \quad (2.5)$$

где ρ_{c0} – удельные потери мощности при индукции B_0 и частоте f_0 , Вт/кг; B , f – рабочие индукция и частота соответственно; α – коэффициент влияния индукции на потери ($\alpha = 1,3 \dots 2,6$); γ – коэффициент влияния частоты на потери ($\gamma = 1,1 \dots 1,6$).

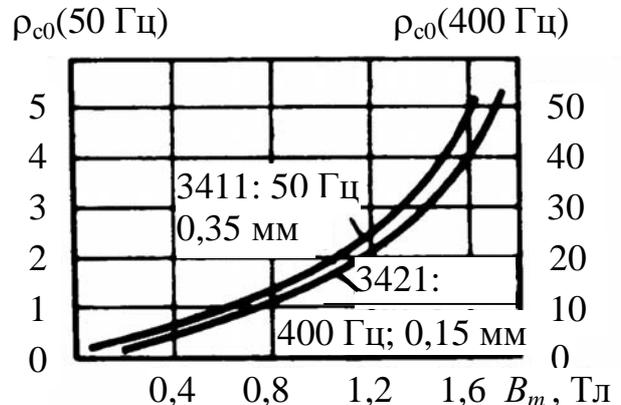


Рис. 2.13 – Графики удельных потерь мощности в сердечнике

Значения коэффициентов α и γ зависят от марки и толщины листовых ферроматериалов и приводятся в справочной литературе.

2.5 Сравнительный анализ магнитных материалов и рекомендации по их выбору

Чем меньше удельные потери мощности при перемагничивании материала магнитопровода, чем выше его индукция насыщения и чем дешевле материал, тем лучше. Однако эти показатели противоречивы, что обусловило наличие различных по свойствам и качеству ферроматериалов [5].

Для уменьшения потерь (см. п. 2.5) магнитные материалы изготавливают в виде металлической ленты либо листов. Магнитопроводы, выполненные из ленты, называют ленточными; из пластин – штампованными. От толщины ленты и пластин ФММ зависят заполнение сечения сердечника активным магнитным материалом и, в свою очередь, электромагнитные параметры и масса ЭМЭ. Для учета заполнения геометрического сечения сердечника магнитным материалом используется коэффициент K_{zc} , равный отношению площади активного материала S к общей площади сечения сердечника S_c :

$$K_{zc} = \frac{S}{S_c} \leq 1.$$

Значения коэффициента K_{zc} для разной толщины материала приведены в табл. 2.3. Для ферритов – ФММ, получаемых путем прессовки и отжига смесей окислов железа с окислами магния, меди, марганца, никеля и других металлов, – $K_{zc} = 1$.

Таблица 2.3 – Коэффициент заполнения сечения магнитопровода активным материалом

Толщина ленты или пластины, мм	0,5 ÷ 0,35	0,2 ÷ 0,15	0,1 ÷ 0,08	0,05	0,02
K_{zc}	0,95	0,9	0,85	0,75	0,62

Масса магнитопровода определяется его объемом V_c , коэффициентом заполнения геометрического сечения сердечника магнитным материалом K_{zc} и плотностью сердечника g_c :

$$G_c = V_c K_{zc} g_c.$$

Справочные данные для основных магнитных материалов приведены в табл. 2.4, 2.5 [5].

Таблица 2.4 – Показатели ферромагнитных материалов сердечников

Материал сердечника	Толщина листа, мм	Коэффициент заполнения $K_{зс}$	Удельный вес, g_k , г/см ³	Индукция насыщения B_s , Тл
Электротехническая сталь 3421–3423	0,2	0,9	7,65	1,6
	0,1	0,85		1,5
	0,05	0,75		
	0,02	0,62		
Сплав 50Н	0,1	0,85	8,2	1,2
	0,05	0,75		1
	0,02	0,62		
Пермаллой 80НХС, 79НМ	0,1	0,85	8,5	1,2
	0,05	0,75		1
	0,02	0,62		
Феррит НМС1		1	5	0,25
Феррит 3000МН1		1	5	0,35

Таблица 2.5 – Удельные потери мощности для типовых ферроматериалов

Базовая частота f_0 , КГц	Толщина материала, мм	Значения $\rho_{со}$ (Вт/кг) при $B_0 = 0,5$ Тл для материалов			
		3411	3422	Сплав 50Н	Пермаллой 80НХ, 73НМ
0,05	0,5	1	–	–	–
0,4	0,35	0,8	0,7	–	–
1	0,1	–	8,5	5	2
	0,05	–	6,5	4	1,6
2,5	0,05	–	26	12	6,4
	0,02	–	25		4,3
10	0,05	–	190	85	42
50	0,05	–	2400	750	600
	0,02	–	1700		270

Примечание: ферриты, оксиферы применяются при частотах более 10 кГц. Их усредненные потери мощности составляют 10 Вт/кг при $B_0 = 0,2$ Тл, $f_0 = 10$ кГц, то есть в 5÷10 раз меньше, чем у пермаллоя.

При выборе материала магнитопровода ЭМЭ прежде всего следует руководствоваться рекомендациями относительно частоты питающего напряжения (тока), приведенными в табл. 2.6 [5].

При этом следует учитывать, что [5]:

- стоимость ленточной электротехнической стали в 1,8–2 раза выше стоимости листовой стали;
- сплавы 50Н, 50 НП, 50 НХС примерно в 2 раза дороже ленточной электротехнической стали;
- сплавы (73–79) НМ, 80НХС (пермаллой) примерно в 3 раза дороже ленточных электротехнических сталей;
- переход к более тонкому листу ленточных материалов удорожает электротехническую сталь на 30–50% и сплавы на 15–20% для каждой ступени утоньшения;
- сплавы (особенно пермаллой) очень чувствительны к механическим воздействиям (механические воздействия приводят к ухудшению их магнитных свойств).

Наиболее дешевыми являются нетекстурованные электротехнические стали, однако в связи с большими потерями мощности при намагничивании они применяются на частотах до 5 кГц.

При частотах более 5 кГц потери мощности в ФММ уменьшают за счет введения в электротехнические стали компонентов из никеля, марганца или графита. Такие ФММ – сплавы – применяются в диапазоне частот от 5 кГц до 20 кГц. Сплавы имеют меньшую по сравнению с электротехническими сталями индукцию насыщения. Однако при частотах 15÷20 кГц потери мощности приводят к необходимости снижать рабочую индукцию ЭМЭ до 0,3 ÷ 0,2 Тл.

При частотах более 20 кГц применяются ФММ из окислов железа – ферриты, оксиферы.

Таблица 2.6 –Рекомендации по выбору магнитного материала в зависимости от частоты

Частота, Гц	Материал	Толщина материала, мм
50	3411 (Э41 – 42)	0,35
400	3414(344)	0,1–0,2
1000	3421 – 3423	0,1; 0,15
2500	3425 (Э350)	0,05; 0,08
	50Н, 33НКМС	0,05
5000	50Н, 80НХС	0,05
	79НМ, 73НМ	0,08; 0,05
10000	(73 – 79) НМ	0,05; 0,02
выше 10000	ферриты	-

2.6 Потери мощности и перегрев ЭМЭ

Потери мощности в катушках ΔP_K пропорциональны квадрату тока обмоток I_i и их сопротивлению R_i и равны:

$$\Delta P_K = \sum_i I_i^2 R_i ,$$

потери мощности в магнитопроводе:

$$\Delta P_c = G_c \rho_{c0} \left(\frac{B}{B_0} \right)^\alpha \left(\frac{f}{f_0} \right)^\gamma .$$

Потери активной мощности в сердечнике и катушках определяют перегрев магнитопровода:

$$\tau_c = \frac{\Delta P_c}{\sigma_c \Pi_{oc}} ;$$

и катушек:

$$\tau_k = \frac{\Delta P_K}{\sigma_k \Pi_{ок}} ,$$

где τ_c , τ_k – температура перегрева над температурой окружающей среды (20°C) сердечника и катушки соответственно, $^\circ\text{C}$; σ_c , σ_k – коэффициенты теплоотдачи, $\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}}$; Π_{oc} , $\Pi_{ок}$ – площади поверхностей охлаждения магнитопровода и катушек соответственно.

Коэффициент теплоотдачи показывает, какая активная мощность рассеивается в окружающую среду с единичной площади поверхности при нагреве на 1°C . На коэффициент теплоотдачи в большой мере влияет способ охлаждения: естественное охлаждение (без обдува воздухом) либо принудительное (при обдуве вентилятором). Для естественного охлаждения принимают $\sigma = 10 \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}}$; для принудительного – $\sigma = 30 \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C}}$.

В инженерных расчетах полагают:

$$\tau_k \approx \tau_c = \tau \text{ и } \sigma_k \approx \sigma_c = \sigma ,$$

тогда суммарные потери мощности в ЭМЭ равны:

$$\Delta P = \Delta P_c + \Delta P_K = \tau_k \sigma_k \Pi_{ок} + \tau_c \sigma_c \Pi_{oc} \approx \tau \sigma \Pi_{ок} \left(1 + \frac{\Pi_{oc}}{\Pi_{ок}} \right) = \tau \sigma \Pi_{ок} (1 + \beta) ,$$

где

$$\beta = \frac{\Pi_{oc}}{\Pi_{ок}} .$$

Более точный результат можно получить по формуле с использованием эмпирического коэффициента [5]:

$$\Delta P = \tau \sigma \Pi_{\text{ок}} \left(1 + \beta \sqrt{\frac{\nu + 0,6}{1 + 1,2\beta\nu}} \right) = \tau \sigma \Pi_{\text{ок}} B,$$

где

$$B = \left(1 + \beta \sqrt{\frac{\nu + 0,6}{1 + 1,2\beta\nu}} \right);$$

$$\nu = \frac{\Delta P_{\text{с}}}{\Delta P_{\text{к}}},$$

где ν – соотношение потерь мощности в магнитопроводе и катушках: $\nu = 1 \dots 1,1$ для стержневой и броневой конструкций; $\nu = 0,8$ для тороидальной.

При естественном охлаждении стандартное значение допустимого перегрева $\tau_{\text{доп}}$ находится в пределах $40 \div 50^\circ\text{C}$. Для принудительного охлаждения допускаются температура перегрева $\tau_{\text{доп}} = 70^\circ\text{C}$ при классе изоляции *A* (с температурой нагрева до 105°C) и $\tau_{\text{доп}} = 80 \div 99^\circ\text{C}$ для изоляции класса *E* (термостойкая).

От правильности расчета ЭМЭ зависят параметры ИВЭП и срок его службы. При проектировании ЭМЭ всегда выполняется расчет его фактического перегрева:

$$\tau = \frac{\Delta P_{\text{с}} + \Delta P_{\text{к}}}{\sigma \Pi_{\text{ок}} B},$$

причем необходимо, чтобы фактический перегрев не превышал заданного допустимого: $\tau \leq \tau_{\text{доп}}$. В противном случае в результате перегрева происходит более быстрое старение изоляции проводников обмотки, и ЭМЭ преждевременно выходит из строя.

Удельно-экономические показатели ЭМЭ (вес, стоимость, объем на единицу мощности) с искусственным охлаждением улучшаются. Во-первых, при обдуве в 3 раза больше среднерасчетное σ . Во-вторых, при обдуве воздухом целесообразно предусмотреть неполное заполнение окна магнитопровода катушками, что увеличивает поверхности охлаждения обмоток и сердечников в 1,5 и более раза (см. п. 2.10, табл. 2.9) [5]. Соответственно увеличится съем тепла, что позволяет увеличить электромагнитные параметры ЭМЭ – плотность тока, индукцию, а следовательно, и мощность (см. п. 2.8). Принудительное охлаждение настолько эффективно, что в корпусах с электронными устройствами часто устанавливают вентиляторы для воздушного обдува. Дополнительные затраты на них всегда оправданы.

2.7 Электромагнитные параметры ЭМЭ

При выборе рабочей индукции B_p и плотности тока j можно воспользоваться рекомендациями, приведенными в специальной литературе [1–3] в таблично-графическом виде. Так например, плотность тока зависит от габаритной мощности ЭМЭ, перегрева и рабочей частоты и определяется по соответствующим графикам (рис. 2.14 [3]).

Однако оптимальным является расчет индукции и плотности тока с учетом допустимых потерь мощности, возможных для ЭМЭ при выбранных конструктивном исполнении и способе охлаждения.

Очевидно, что заданный в начале проектирования допустимый перегрев $\tau_{\text{доп}}$ определит допустимые потери мощности ЭМЭ:

$$\Delta P_{\text{доп}} = \Delta P_{\text{кдоп}} + \nu \Delta P_{\text{сдоп}} = \tau_{\text{доп}} \sigma \Pi_{\text{ок}} \left(1 + \beta \sqrt{\frac{\nu + 0,6}{1 + 1,2\beta\nu}} \right) = \tau_{\text{доп}} \sigma \Pi_{\text{ок}} B.$$

При этом допустимые потери мощности в катушках и магнитопроводе равны:

$$\Delta P_{\text{кдоп}} = \tau_{\text{доп}} \sigma \Pi_{\text{ок}} B_{\text{к}}, \quad (2.6)$$

$$\Delta P_{\text{сдоп}} = \nu \Delta P_{\text{кдоп}}, \quad (2.7)$$

где $B_{\text{к}} = \frac{B}{1 + \nu}$.

Отсюда при среднерасчетном значении $\alpha = 2$ получим **индукцию** [5]:

$$B_p = B_0 \sqrt{\frac{\Delta P_{\text{сдоп}}}{G_c \rho_{\text{с0}} \left(\frac{f}{f_0} \right)^\gamma}}. \quad (2.8)$$

Как известно, ток I связан с плотностью тока j и площадью сечения проводящего материала $S_{\text{пр}}$:

$$I = j S_{\text{пр}}.$$

Плотность тока во всех обмотках ЭМЭ выбирается примерно одинаковой. Сечение проводника I -ой обмотки ЭМЭ $S_{\text{пр}i}$ может быть выражена через площадь сечения этой обмотки в окне магнитопровода $S_{\text{ки}}$:

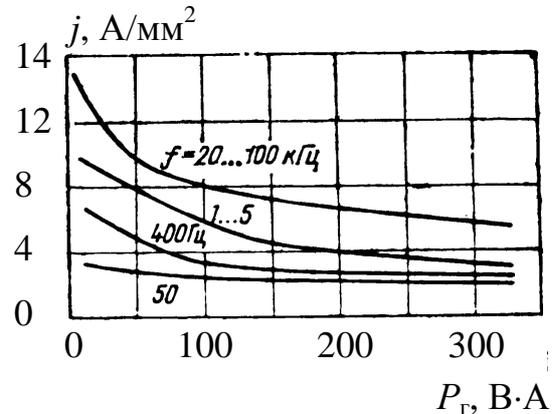


Рис. 2.14 – Зависимости $j = f(P_r)$ при $\tau=50^\circ\text{C}$

$$S_{\text{пр}i} = \frac{S_{\text{к}i} \cdot K_{\text{зк}i}}{W_i}, \quad (2.9)$$

где $K_{\text{зк}i}$ – коэффициент заполнения площади i -ой обмотки сечением проводников без изоляции, $K_{\text{зк}i} < 1$; W_i – число витков i -ой обмотки.

Отсюда, полагая удельное сопротивление обмоточного материала всех обмоток одинаковым $\rho_{\text{к}i} = \rho_{\text{к}}$, получим:

$$\Delta P_{\text{к}} = \sum_i (j S_{\text{пр}i})^2 \left(\rho_{\text{к}i} \frac{l_{\text{пр}i}}{S_{\text{пр}i}} \right) = j^2 \sum_i \rho_{\text{к}i} S_{\text{пр}i} l_{\text{пр}i} = j^2 \rho_{\text{к}} V_{\text{пр}} = j^2 \rho_{\text{к}} V_{\text{к}} K_{\text{зк}};$$

где $V_{\text{пр}}$ – объем проводящего материала; $V_{\text{к}}$ – объем катушек; $K_{\text{зк}}$ – коэффициент заполнения площади сечения катушки чистым сечением проводников без изоляции; $\rho_{\text{к}}$ – удельное сопротивление обмоточного материала.

Отсюда величина допустимой **плотности тока** $j_{\text{доп}}$ на основании допустимых потерь мощности в катушках (2.6) равна:

$$j_{\text{доп}} = \sqrt{\frac{\Delta P_{\text{кдоп}}}{\rho_{\text{к}} V_{\text{к}} K_{\text{зк}}}}. \quad (2.10)$$

Значения коэффициента $K_{\text{зк}}$ приведены в табл. 2.7, показателей материалов обмоток – в табл. 2.8 [5].

Таблица 2.7 – Коэффициент заполнения площади сечения катушки сечением проводников без изоляции $K_{\text{зк}}$

Напряжение обмоток, кВ	до 1	1 ÷ 5	5 ÷ 10	более 10
Круглый провод, в том числе многожильный	0,35	0,25	0,2	0,15
Прямоугольное сечение	0,45	0,32	0,25	0,2
Ленточные сечения	0,7	0,5	–	–

Таблица 2.8 – Показатели материалов обмоток

Материал обмоток	Удельный вес $g_{\text{к}}$, Г/см ³	$\rho_{\text{к}}$, Ом·мм ² ·м при t °С			
		20°С	70°С	90°С	120°С
Медь	8,8	0,0175	0,021	0,0238	0,0245
Алюминий	2,7	0,028	0,034	0,038	0,0392

Лучшим материалом для обмоток считается медь, поскольку она имеет меньшее удельное сопротивление, но она в несколько раз дороже алюминия. Алюминиевые проводники обладают свойствами повышенной окисляемости, менее прочны, чем медные, их трудно припаивать. Из алюминия не делают

проводники малых сечений и диаметров (не позволяет малая механическая прочность).

Для токов до $20 \div 25$ А проводники изготавливаются круглыми с диаметром до 3 мм (сечение 7 мм^2), для токов более 25 А выпускаются проводники с прямоугольным или квадратным сечением (шинка). Для токов высокой частоты, 5 кГц и выше, изготавливают многожильные провода (литцендрат) или из фольги толщиной $0,1 \div 0,2$ мм. В обоих случаях применяют только медь. Малые сечения проводников литцендрата и малая толщина ленты фольги исключают эффект вытеснения тока к поверхности токопровода, то есть не меняется его удельное сопротивление. Сечение одного проводника не должно превышать величину [4]:

$$S_{\text{пф}} \approx 14/f_* [\text{мм}^2],$$

где f_* – рабочая частота в кГц.

Вид изоляции и форма сечения проводников влияют на коэффициент заполнения катушки чистым сечением проводников (см. табл. 2.7) и на массу катушек G_k :

$$G_k = V_k K_{\text{зк}} g_k.$$

Одними из основных электромагнитных показателей ЭМЭ являются мощностные показатели и удельная мощность – мощность на единицу веса ЭМЭ.

Входная мощность ЭМЭ с учетом (2.2) и (2.9) равна:

$$P_1 = U_1 I_1 = (4k_{\text{ф}} f W_1 S B_m) \left(j \frac{S_{\text{к1}} K_{\text{зк1}}}{W_1} \right) = (4k_{\text{ф}} f S B_m) (j n_0 S_{\text{к}} K_{\text{зк}}),$$

где n_0 – коэффициент, показывающий, какую часть катушки занимает первичная обмотка: $n_0 = 0,5$ для трансформатора и дросселя насыщения; $n_0 = 0,75$ для магнитного усилителя и $n_0 = 1$ для дросселя.

С учетом заполнения геометрического сечения магнитопровода магнитным материалом $K_{\text{зс}}$ и заполнения окна магнитопровода сечением проводников без изоляции:

$$K_{\text{ок}} = \frac{S_{\text{к}} K_{\text{зк}}}{S_{\text{ок}}} = \begin{cases} n_c n_h K_{\text{зк}} & \text{для ЭМЭ броневое и стержневого типа;} \\ 0,85 K_{\text{зк}} & \text{для ЭМЭ тороидального типа.} \end{cases}$$

Входная мощность равна:

$$P_1 = 4k_{\text{ф}} n_0 K_{\text{зс}} K_{\text{зк}} S_{\text{с}} S_{\text{к}} j B_m f = 4k_{\text{ф}} n_0 K_{\text{зс}} K_{\text{ок}} S_{\text{с}} S_{\text{ок}} j B_m f. \quad (2.11)$$

Габаритная мощность ЭМЭ определяется как полусумма вольт-ампер всех обмоток и равна [1, 2]:

$$P_{\Gamma} = 2k_{\Phi} K_{\text{зс}} K_{\text{зк}} S_{\text{с}} S_{\text{к}} j B_m f = 2k_{\Phi} K_{\text{зс}} K_{\text{ок}} S_{\text{с}} S_{\text{ок}} j B_m f. \quad (2.12)$$

Формула мощности позволяет спроектировать на одну габаритную мощность трансформаторы с различными сечениями окна и сердечника.

Габаритная мощность ЭМЭ (2.12) пропорциональна произведению площади его окна на площадь сечения магнитопровода. Это свидетельствует о том, что при увеличении линейных размеров ЭМЭ в m раз возможности ЭМЭ по мощности возрастут в m^4 раз, а масса и объем только в m^3 раз. Поэтому удельные массовые и объемные показатели ЭМЭ улучшаются с увеличением габаритной мощности. Именно по этой причине при проектировании ИВЭП отдают предпочтение одному многообмоточному трансформатору перед несколькими двухобмоточными [1, 2].

Зависимость габаритной мощности (2.12) от частоты показывает, что при повышении частоты тока сети общая масса ЭМЭ, питающих нагрузки заданной мощности, снижается (за счет возможности уменьшения $S_{\text{с}}$ и $S_{\text{ок}}$). Именно поэтому современные ИВЭП строятся со звеном повышенной частоты, что позволяет уменьшить габариты как трансформатора, так и дросселя сглаживающего фильтра.

Следует отметить, что с ростом частоты приходится снижать амплитуду магнитной индукции B_m , поскольку материалы, предназначенные для работы на повышенных частотах (см. табл. 2.6), имеют меньшую индукцию насыщения (см. табл. 2.4), и с ростом частоты возрастают потери в магнитопроводе (см. табл. 2.5, формула (2.5)). Необходимость снижения B_m несколько уменьшает эффект, даваемый повышением частоты.

Коэффициент полезного действия ЭМЭ есть отношение активной мощности, отдаваемой в нагрузку, к активной потребляемой мощности:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P},$$

где $\Delta P = \Delta P_{\text{с}} + \Delta P_{\text{к}}$ – суммарные потери мощности ЭМЭ в магнитопроводе и в обмотках.

Оценка возможностей магнитопровода

Часто в инженерной практике приходится решать задачи оценки максимальной габаритной мощности, обеспечиваемой магнитопроводом.

Исходными данными для расчета являются:

- тип конструкции трансформатора и количество сердечников, на которых она реализуется; размеры сердечника;
- тип заполнения окна магнитопровода обмоточным материалом – полное, неполное;

– показатели материала сердечника: коэффициент заполнения $K_{зс}$; удельный вес (плотность) g_c удельные потери мощности в магнитопроводе $\rho_{с0}$ при индукции B_0 и частоте f_0 ;

– показатели материала катушек: коэффициент заполнения катушек обмоточным материалом $K_{зк}$; удельный вес (плотность) g_k ; удельное сопротивление ρ_k ;

– условия работы: рабочая частота f ; допустимый перегрев τ (относительно температуры $20\text{ }^\circ\text{C}$);

– условия охлаждения – естественное или с обдувом.

Расчет габаритной мощности осуществляется по выражению (2.12), в котором плотность тока и индукция рассчитываются из условий допустимого нагрева. Для решения поставленной задачи необходимо последовательно рассчитать:

– геометрические показатели магнитопровода и катушек (см. табл. 2.1);

– допустимые потери мощности в катушках (формула (2.6)) и магнитопроводе (формула (2.7)) ;

– по величине допустимых потерь мощности в катушках – допустимую плотность тока (формула (2.10));

– по величине допустимых потерь мощности в магнитопроводе – рабочую индукцию (формула (2.8)); следует обратить внимание, что получившаяся величина магнитной индукции не должна быть больше индукции насыщения.

– максимальную входную мощность (формула (2.11)).

2.8 Дроссели электромагнитные и магнитные усилители

Дроссель электромагнитный (рис. 2.15) – это индуктивность, обеспечиваемая ампервитками обмотки, расположенной на ФМС [5]. Основным параметром дросселя является его индуктивность L .



Рис. 2.15 – Дроссель

В зависимости от характера приложенного напряжения различаются низкочастотные дроссели (включаются в электрическую цепь последовательно с нагрузкой для устранения (подавления) или ограничения переменной составляющей тока той или иной частоты) и дроссели переменного тока, используемые в цепях переменного тока как индуктивное сопротивление.

Реактивное сопротивление дросселя X_L связано с частотой тока f и индуктивностью L соотношением:

$$X_L = \omega L = 2\pi f L ,$$

где ω – циклическая частота, рад/с.

В магнитопроводе дросселя часто делают немагнитный зазор, гарантирующий малую зависимость индуктивности дросселя от тока в его обмотке при $B > B_s$, где B_s – индукция насыщения. Обычно воздушный зазор имеет ширину $\delta = 0,5 \div 5$ мм [5].

Индуктивность дросселя. Закон полного тока для дросселя с ФМС с немагнитным зазором имеет вид:

$$iW \approx HL_c + H_\delta \delta,$$

где $H = \frac{B}{\mu_a}$ – напряженность магнитного поля в ФМС; $H_\delta = \frac{B}{\mu_0}$ – напряженность магнитного поля в зазоре; δ – ширина зазора.

Подставляя ток дросселя

$$i = \frac{HL_c + H_\delta \delta}{W}$$

в формулу индуктивности, получим (при $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$)

$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{\Phi W}{i} = \frac{BSW^2}{HL_c + H_\delta \delta} = \frac{BSW^2}{\frac{B}{\mu_a} L_c + \frac{B}{\mu_0} \delta} \approx \frac{S_c K_{зс} W^2}{\frac{L_c}{\mu_a} + 0,8 \cdot 10^6 \delta}. \quad (2.13)$$

Величина индуктивности не зависит от величины тока и его вида (переменный или постоянный). Она определяется геометрическими показателями магнитопровода, числом витков обмотки и магнитной проницаемостью ФММ. Магнитная проницаемость в области линейного участка кривой намагничивания является величиной постоянной и приводится в справочниках для ФММ.

Из (2.13) очевидно, что уменьшение индуктивности достигается путем уменьшения числа витков, причем при этом экономится обмоточный материал, а увеличение – за счет увеличения числа витков и уменьшения толщины зазора.

Следует обратить внимание, что для каждого дросселя, предназначенного для работы при определенных токах, существует фиксированное допустимое число витков, которое может быть размещено в окне магнитопровода:

$$W_{\text{доп}} = \frac{S_k K_{зк}}{S_{\text{пр}}} = \frac{S_k K_{зк}}{\frac{I}{j}} = \frac{S_{\text{ок}} K_{\text{ок}}}{\frac{I}{j}}.$$

При увеличении амплитуды подводи-

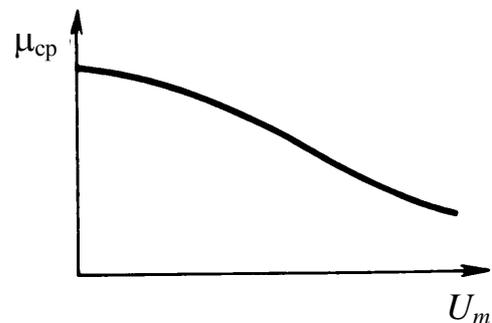


Рис. 2.16 – Зависимость средней за период магнитной проницаемости от амплитуды напряжения

мого напряжения (см. рис. 2.8) уменьшаются средняя за период магнитная проницаемость $\mu_{\text{ср}}$ (рис. 2.16) и соответственно индуктивность дросселя, равная:

$$L = \frac{\mu_{\text{ср}} W^2 S}{L_c}.$$

Возможность управления средней за период магнитной проницаемостью и соответственно индуктивностью дросселя посредством изменения величины постоянного подмагничивания нашла применение на практике. Данный эффект лежит в основе принципа действия дросселей с насыщающимся магнитопроводом (дросселей насыщения) и магнитных усилителей.

Дроссель насыщения, в отличие от обычного дросселя, имеет обмотки управления, подключаемые к источнику напряжения постоянного тока [1, 2, 5] (рис. 2.17, а). Магнитодвижущая сила, создаваемая обмотками управления за счет постоянных токов, подмагничивает магнитопровод, изменяя магнитную проницаемость и тем самым индуктивность дросселя. Магнитопроводы дросселей насыщения не выполняются с магнитными зазорами, чтобы не уменьшать максимально возможную индуктивность без подмагничивания. Для дросселя насыщения, пока постоянная составляющая индукции меньше индукции насыщения, выполняется основной закон магнитного усилителя:

$$I_{\text{ср}} W_1 = I_y W_y,$$

где W_1, W_y – число витков рабочей обмотки дросселя и обмотки управления; $I_{\text{ср}}, I_y$ – средние значения токов обмоток W_1, W_y .

То есть, ток рабочей обмотки зависит только от величины тока в цепи обмотки управления. Дроссель насыщения является регулятором тока и имеет внешние характеристики регулируемого источника тока (рис. 2.17, б).

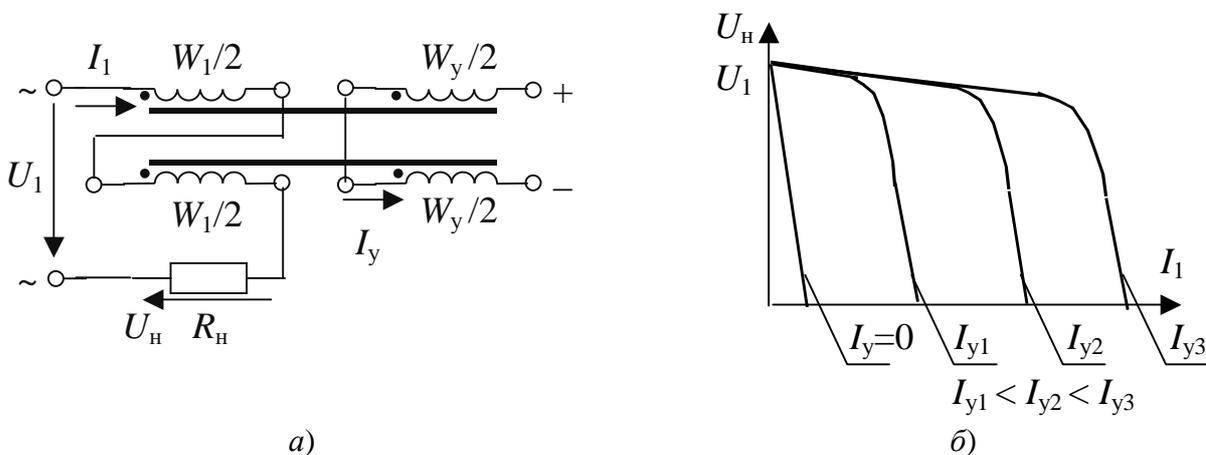


Рис. 2.17 – Принципиальная схема (а) и семейство внешних характеристик (б) дросселя насыщения

Отличие *магнитного усилителя* от дросселя насыщения состоит в наличии положительной обратной связи по току (рис. 2.18, а). Магнитный усилитель является регулятором напряжения (рис. 2.18, б) [5].

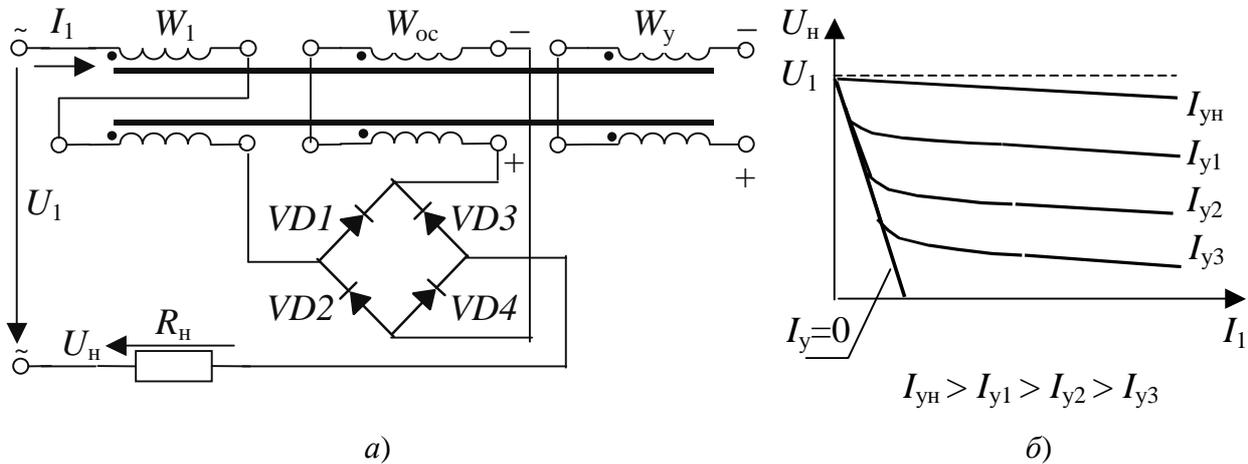


Рис. 2.18 – Принципиальная схема (а) и семейство внешних характеристик (б) магнитного усилителя

2.9 Трансформаторы

Трансформатор – это статическое электромагнитное устройство, имеющее две или более индуктивно связанные обмотки и предназначенное для преобразования посредством явления электромагнитной индукции одной (первичной) *системы переменного тока* в другую (вторичную) *систему переменного тока*.

Трансформатор состоит из магнитопровода и расположенных на нем обмоток. Обмотка, присоединяемая к источнику электрической энергии, называется *первичной*; обмотки, которые подключаются к потребителям, – *вторичными*. Приложенное к первичной обмотке напряжение **обязательно должно быть переменным**.

Если первичное напряжение меньше вторичного, то трансформатор называется *повышающим*, если первичное напряжение больше вторичного, то *понижающим*. В ИВЭП РЭС мощностью до 1 кВт находят применение *однофазные* трансформаторы напряжения. В системах электропитания РЭС мощностью свыше 1 кВт используются *трехфазные* трансформаторы. Трансформатор, имеющий несколько вторичных обмоток, называется *многообмоточным*. Как первичная, так и вторичные обмотки могут иметь **вывод нулевой (средней) точки**.

2.9.1 Принцип действия трансформатора напряжения

Приложенное к первичной обмотке переменное напряжение при разомкнутых вторичных обмотках индуцирует в магнитопроводе магнитный поток $\Phi_{10}=\Phi$, являющийся причиной возникновения ЭДС самоиндукции e_1 в первичной обмотке и ЭДС взаимоиндукции e_{2i} во вторичных обмотках. На холостом ходу в первичной обмотке протекает ток i_{10} , который называется током холостого хода. Ток холостого хода создает магнитный поток Φ_{10} . Ток холостого хода I_{10} мал и составляет несколько процентов от номинального тока первичной обмотки $I_{1н}$, когда трансформатор работает под нагрузкой. Не весь индуцируемый обмотками поток замыкается по магнитопроводу, часть его $\Phi_{1\sigma}$ проходит за пределами магнитопровода. Этот поток называется потоком рассеяния. Поток рассеяния индуцирует в обмотке ЭДС рассеяния $e_{1\sigma}$:

$$e_{1\sigma} = - W_1 \frac{d\Phi_{1\sigma}}{dt} = - L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt},$$

где $L_{\sigma 1}$ – индуктивность рассеяния первичной обмотки.

В соответствии с выбранными направлениями напряжений, ЭДС и токов (рис. 2.19) уравнение цепи первичной обмотки, так же как и для катушки с ФМС, рассмотренной в п. 2.3, имеет вид:

$$u_1 = - e_1 - e_{1\sigma} + i_1 R_1$$

или

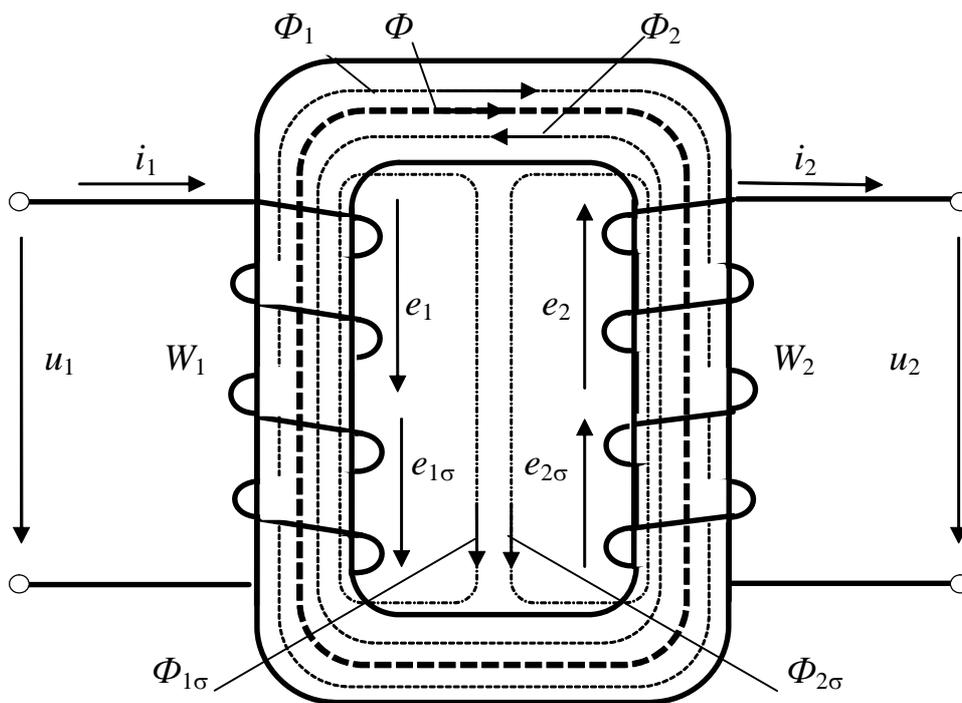


Рис. 2.19 – Однофазный двухобмоточный трансформатор

$$u_1 + e_1 \approx u_1 - W_1 \frac{d\Phi}{dt} = 0.$$

где R_1 – активное сопротивление первичной обмотки.

Очевидно, что полученное выше соотношение (2.3) выполняется и для трансформатора:

$$U_1 = 4k_{\Phi} W S B_m f.$$

Во всех вторичных обмотках потоком Φ наводятся ЭДС:

$$e_{2i} = -W_{2i} \frac{d\Phi}{dt}$$

с одинаковым количеством вольт на виток:

$$\frac{e_{21}}{W_{21}} = \frac{e_{22}}{W_{22}} = \dots = \frac{e_{2i}}{W_{2i}} = \frac{e_1}{W_1}.$$

Поскольку $u_1 \approx -e_1$, то мгновенные e_{2i} и действующие E_{2i} значения ЭДС вторичных обмоток:

$$e_{2i} = e_1 \frac{W_{2i}}{W_1} \approx -u_1 \frac{W_{2i}}{W_1} = -\frac{u_1}{K_{\tau i}};$$

$$E_{2i} = U_1 \frac{W_{2i}}{W_1} = \frac{U_1}{K_{\tau i}}, \quad (2.14)$$

где $K_{\tau i} = \frac{W_1}{W_{2i}}$ – коэффициент трансформации i -ой вторичной обмотки.

При замыкании вторичных обмоток трансформатора на нагрузку в соответствующих обмотках появляется ток, и ампервитки $i_{2i}W_{2i}$ всех вторичных обмоток создают магнитный поток Φ_2 и потоки рассеяния $\Phi_{2\sigma i}$ вторичных обмоток. Потоки рассеяния $\Phi_{2\sigma i}$ индуцируют в обмотках ЭДС рассеяния $e_{2\sigma i}$. Особенность работы трансформатора состоит в том, что результирующий магнитный поток является неизменным:

$$\Phi_{10} = \Phi_1 - \sum \Phi_{2i} = \text{const при } U_1 = \text{const},$$

что соответствует равенству магнитодвижущих сил (МДС) трансформатора на холостом ходу и под нагрузкой. Данное свойство трансформатора может быть представлено в виде уравнения МДС:

$$i_{10} W_1 = i_1 W_1 - i_{21} W_{21} - i_{22} W_{22} - \dots - i_{2i} W_{2i} - \dots$$

Таким образом, ток вторичных обмоток трансформируется в первичную обмотку, и ток первичной обмотки становится равным:

$$i_1 = i_{10} + i_{21} \frac{W_{21}}{W_1} + i_{22} \frac{W_{22}}{W_1} + \dots + i_{2i} \frac{W_{2i}}{W_1} + \dots = i_{10} + \sum \frac{i_{2i}}{K_{\tau i}}.$$

Очевидно, что ток первичной обмотки трансформатора, работающего под нагрузкой, больше тока холостого хода.

Напряжение на нагрузках вторичных обмоток равно:

$$u_{2i} = e_{2i} + e_{2\sigma i} - i_{2i} R_{2i},$$

где R_{2i} – активные сопротивления вторичных обмоток; $e_{2\sigma i}$ – ЭДС рассеяния.

2.9.2 Основные расчетные соотношения для двухобмоточного трансформатора

Для указанных на рис. 2.19 направлений токов, напряжений и ЭДС уравнения двухобмоточного трансформатора (рис. 2.20) имеют вид:

$$u_1 = -e_1 - e_{1\sigma} + i_1 R_1;$$

$$u_2 = e_2 + e_{2\sigma} - i_2 R_2,$$

$$e_1 = -W_1 \frac{d\Phi}{dt};$$

$$e_2 = -W_2 \frac{d\Phi}{dt};$$

$$e_{1\sigma} = -W_1 \frac{d\Phi_{1\sigma}}{dt} = -L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt};$$

$$e_{2\sigma} = -W_2 \frac{d\Phi_{2\sigma}}{dt} = -L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt};$$

$$i_{10} W_1 = i_1 W_1 - i_2 W_2,$$

где R_1, R_2 – активные сопротивления обмоток; $e_{1\sigma}, e_{2\sigma}$ – ЭДС, наводимые в соответствующих обмотках потоками рассеяния $\Phi_{1\sigma}, \Phi_{2\sigma}$; i_{10} – ток холостого хода; $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$ – индуктивности рассеяния обмоток.

Так как ток холостого хода трансформатора мал, то:

$$K_T = \frac{W_1}{W_2} = \frac{U_1}{U_{2XX}} = \frac{I_2}{I_1}.$$

Полная мощность P_1 , подводимая к первичной обмотке трансформатора:

$$P_1 = U_1 I_1 = (4 k_\Phi n_0 W_1 S B_m f) I_1;$$

полная мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_2 = U_2 I_2.$$

Габаритная мощность ЭМЭ определяется как полусумма габаритных мощностей всех его обмоток:

$$P_r = 0,5 (P_1 + P_2).$$

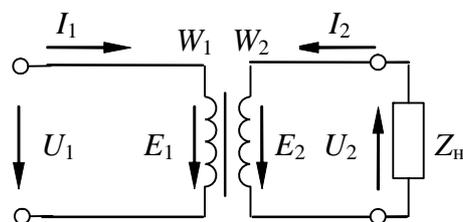


Рис. 2.20 – Двухобмоточный трансформатор

КПД трансформатора есть отношение активной мощности, отдаваемой вторичной обмоткой в нагрузку, к активной мощности, подводимой к первичной обмотке:

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi}{U_2 I_2 \cos \varphi + \Delta P_c + \Delta P_k} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi}{U_2 I_2 \cos \varphi + \Delta P_c + I_2^2 R_{\text{тр}}},$$

где $\cos \varphi$ – коэффициент мощности; $R_{\text{тр}} = R_2 + \frac{1}{K_T^2} R_1$ – сопротивление трансформатора, приведенное к его вторичной цепи.

КПД трансформаторов зависит от мощности и частоты и находится в пределах $\eta = 0,65 \div 0,98$ [3].

При I_2 , равном нулю либо бесконечности, КПД становится равным нулю, а при некотором значении $I_2 = I_{2m}$ достигает максимума (рис. 2.21). Условие максимума КПД имеет вид (приравниваем нулю производную η по I_2):

$$\Delta P_c = I_{2m}^2 R_{\text{тр}}.$$

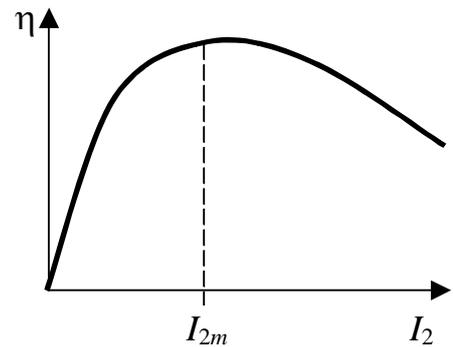


Рис. 2.21 – КПД трансформатора

Таким образом, при равенстве потерь в магнитопроводе и в обмотках $\Delta P_c = \Delta P_k$ КПД трансформатора достигает максимума. Этот максимум неявно выражен, поэтому не всегда целесообразно стремиться выполнить это условие. Это обстоятельство и определяет часто выбор магнитопровода и обмоток трансформатора.

2.9.3 Схема замещения трансформатора

При расчете параметров трансформатора и узлов ИВЭП применяется схема замещения трансформатора, которая получается путем замены схемы реального трансформатора с электромагнитной связью между обмотками схемой некоторого фиктивного, или приведенного, трансформатора с электрической связью между обмотками. Приведение может осуществляться как к первичной обмотке, так и ко вторичной. При этом параметры одной из обмоток (сопротивления, индуктивности, ток, напряжение) отличаются от реальных и называются приведенными, на схеме они обозначаются штрихами. Приведенный трансформатор соответствует реальному по энергетическим показателям.

Для двухобмоточного трансформатора (рис. 2.19), условное изображение которого представлено на (рис. 2.20), схема замещения с приведением вторичной обмотки к первичной изображена на рис. 2.22.

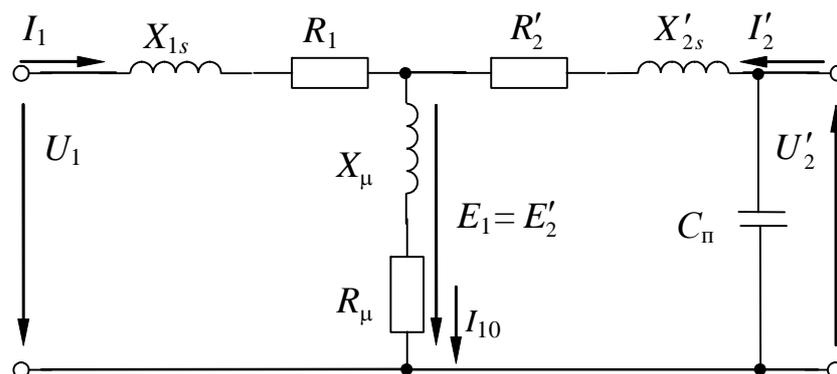


Рис. 2.22 – Схема замещения трансформатора

Параметрами схемы замещения трансформатора являются:

R_1 – активное сопротивление первичной обмотки;

R'_2 – активное сопротивление вторичной обмотки, приведенное к первичной обмотке;

X_{1s} – индуктивное сопротивление первичной обмотки;

X'_{2s} – индуктивное сопротивление вторичной обмотки, приведенное к первичной обмотке;

X_μ – индуктивное сопротивление току намагничивания I_{10} ;

R_μ – активное сопротивление току намагничивания I_{10} (активное сопротивление от потерь в стали);

C_π – собственная (проходная) емкость обмоток.

Для перехода от реальных величин к приведенным и наоборот следует воспользоваться формулами:

$$U'_2 = U_2 K_T; \quad I'_2 = \frac{I_2}{K_T}; \quad R'_2 = R_2 K_T^2; \quad Z'_H = Z_H K_T^2;$$

$$L'_2 = L_2 K_T^2; \quad X'_{L2} = X_{L2} K_T^2; \quad C'_2 = \frac{C_2}{K_T^2}; \quad X'_{c2} = X_{c2} K_T^2.$$

Здесь C_2 , L_2 – величина емкости и индуктивности в цепи вторичной обмотки.

Все параметры схемы замещения определяются экспериментально либо расчетно [5]:

$$R_1 = \frac{\rho_{к1} L_{к1}}{S_{п1}} W_1; \quad R_2 = \frac{\rho_{к2} L_{к2}}{S_{п2}} W_2;$$

$$X_{1s} \approx X'_{2s} = 0,5 X_s, \quad L_{1s} \approx L'_{2s} = 0,5 L_s,$$

$$X_{1s} = 2\pi f L_{1s}; \quad X_{2s} = 2\pi f L_{2s}; \quad X_s = 2\pi f L_s.$$

где $X_s = X_{1s} + X'_{2s}$ – суммарное индуктивное сопротивление рассеяния;
 $L_s = L_{1s} + L'_{2s}$ – суммарная индуктивность рассеяния; f – частота;

$$L_s = \frac{\mu_0 c_k L_k}{3h_k}.$$

На основании реально существующих для напряжения U_1 величин R_0 , X_0 определяют R_μ , X_μ (рис. 2.23). Здесь [5]:

$$R_0 = \frac{U_1^2}{\Delta P_c},$$

где ΔP_c рассчитывают по (2.7);

$$X_0 = 2\pi f L_0; \quad L_0 = \frac{S_c K_{zc} W^2}{\frac{L_c}{\mu_a} + 0,8 \cdot 10^6 \delta},$$

где δ – технологический зазор;

$$R_\mu = R_0 \frac{X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}; \quad X_\mu = X_0 \frac{R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}.$$

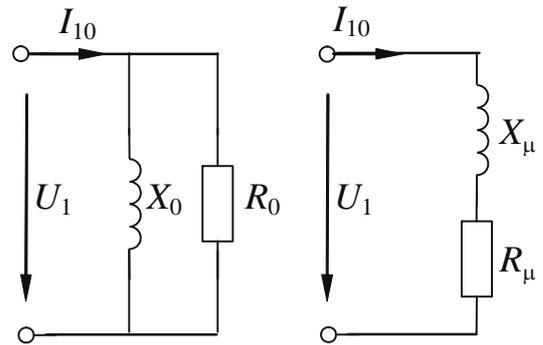


Рис. 2.23 – Преобразование X_0 , R_0 к X_μ , R_μ

Для ЭМЭ выполняются соотношения:

$$R_\mu \gg (R_1 + R_2'); \quad X_\mu \gg X_s,$$

где $X_s = X_{1s} + X'_{2s}$ – суммарное индуктивное сопротивление рассеяния.

Из схемы замещения токи холостого хода I_{xx} и короткого замыкания $I_{кз}$ приближенно равны:

$$I_{xx} = \frac{U_1}{Z_{xx}} \approx \frac{U_1}{\sqrt{X_\mu^2 + R_\mu^2}};$$

$$I_{кз} = \frac{U_1}{Z_{кз}} \approx \frac{U_1}{\sqrt{X_s^2 + (R_1 + R_2')^2}}.$$

Напряжение U_2 при заданном токе нагрузки I_H равно:

$$U_2 = \frac{U'_2}{K_T} \approx \frac{0,95}{K_T} (U_1 - I_H Z_{кз}),$$

а коэффициент полезного действия:

$$\eta \approx \frac{(I'_2)^2 R'_H}{(I'_2)^2 R'_H + (I'_2)^2 (R_1 + R'_2)},$$

где $\cos \varphi$ – коэффициент мощности;

$$R_H = Z_H \cos \varphi; X_H = Z_H \sin \varphi; Z_H = \frac{U_H}{I_H}.$$

2.9.4 Приближенный электрический расчет трансформатора по габаритной мощности

Расчет трансформатора состоит из трех этапов:

- электрический расчет числа витков и электромагнитных величин;
- конструктивный расчет – расчет конструкции и геометрических показателей;
- тепловой расчет – расчет потерь мощности и перегрева.

При приближенном расчете трансформатора по габаритной мощности базовой является формула мощности, которая связывает параметры магнитопровода с проходящей через ЭМЭ мощность. Исходными данными при расчете трансформатора являются: электрическая схема трансформатора, напряжение питающей сети U_1 , напряжение вторичных обмоток U_{2i} , токи вторичных обмоток I_{2i} , частота тока питающей сети f , условия работы.

Последовательность электрического расчета состоит из следующих этапов.

1. Расчет габаритной мощности вторичных обмоток P_2 .
2. Определение КПД (по таблицам [3]) и расчет габаритной мощности:

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta \cos \varphi}.$$

КПД зависит от P_2 и частоты [3]; коэффициент мощности принимается равным $\cos \varphi = 0,95$ [5].

3. Выбор конструкции и материала магнитопровода.

4. Выбор индукции, плотности тока, обмоточного материала и определение произведения $(S_c S_{ок})$:

$$(S_c S_{ок}) = \frac{P_1}{4k_\phi n_0 K_{зс} K_{ок} j B_m f}.$$

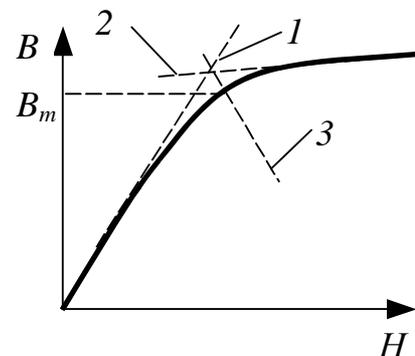


Рис. 2.24 – Основная кривая намагничивания

При этом рабочее значение магнитной индукции выбирается «на колене» кривой намагничивания, которое может быть получено путем несложных построений на пересечении с кривой намагничивания биссектрисы 3 угла, образованного касательными 1 и 2 к кривой намагничивания (рис. 2.24).

5. Выбор типоразмера магнитопровода.

6. Расчет числа витков обмоток.

Из (2.3) следует:

$$W_1 = \frac{U_1}{4k_\phi S_c K_{zc} B_m f}.$$

Из (2.14) с учетом $E_2 \approx U_2$ и принимая $E_2 \approx 1,05U_2$ получим:

$$W_2 = W_1 \frac{1,05U_2}{U_1}.$$

Данная методика расчета является многоитерационной: катушка может не поместиться в окне магнитопровода или, наоборот, окно слабо заполнено катушкой; температура нагрева выше допустимой либо слишком занижена. При неудовлетворительных результатах выбирается магнитопровод с другими размерами и расчеты повторяются. Лучшие результаты дает методика оптимального проектирования ЭМЭ, изложенная в учебном пособии В.П. Обрусника [5], в которой рабочая индукция и плотность тока рассчитываются на основании допустимых потерь (см. п.2.7).

2.9.5 Однофазные многообмоточные трансформаторы

Многообмоточные трансформаторы широко применяют в радио- и телевизионных приемниках, усилителях и другой аппаратуре, требующей для электропитания несколько различных переменных напряжений. Многообмоточный трансформатор имеет одну первичную и несколько вторичных обмоток, рассчитанных на разные напряжения. Мощность первичной обмотки определяется исходя из суммарной мощности вторичных обмоток.

На рис. 2.25 представлена принципиальная схема многообмоточного трансформатора. Первичная обмотка данного трансформатора разделена на две части, каждая из которых имеет выходы $1, 3$ и $2, 4$, что позволяет включить трансформатор в сеть с напряжением 127 или 220 В. При включении в сеть на напряжение 127 В клеммы 1 и 2 , а также 3 и 4 соединяют

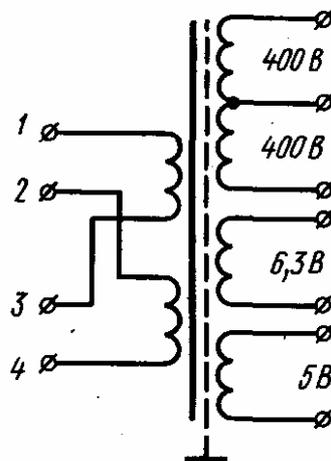


Рис. 2.25 – Принципиальная схема силового многообмоточного трансформатора

попарно. При этом обе части обмотки оказываются включенными параллельно. Если же в сети напряжение 220 В, соединяют клеммы 2 и 3, при этом части обмотки оказываются соединенными последовательно. Для ослабления помех, проникающих из сети во вторичные обмотки трансформатора, между первичной и вторичными обмотками помещают экранирующую обмотку, один конец которой заземлен. Один многообмоточный трансформатор заменяет несколько двухобмоточных, при этом он дешевле и легче последних.

Отечественная промышленность выпускает большое количество различных понижающих трансформаторов малой мощности, предназначенных для питания пониженным напряжением электрических цепей управления и сигнализации, выпрямительных установок и т. п.

Выводы обмоток трансформаторов принято обозначать следующим образом:

- начало и конец первичной обмотки – A ;
- конец первичной обмотки – X ;
- начало вторичной обмотки – a ;
- конец вторичной обмотки – a, x .

При условии намотки первичной и вторичной обмоток в одном направлении и одноименной маркировке выводов этих обмоток ЭДС обмоток совпадают по фазе (рис. 2.26, *а*).

Очевидно, если направление намотки вторичной обмотки изменить или же переставить обозначения ее выводов (рис. 2.26, *б*), то фазовый сдвиг ЭДС первичной и вторичной обмоток составит 180° .

Для обозначения одноименных зажимов обычно пользуются символом «точка» (\bullet) (рис. 2.26, *в*, *г*).

Временные диаграммы напряжений однофазных двухобмоточных трансформаторов, применяющихся в выпрямительных устройствах источников вторичного электропитания РЭС, приведены на рис. 2.27.

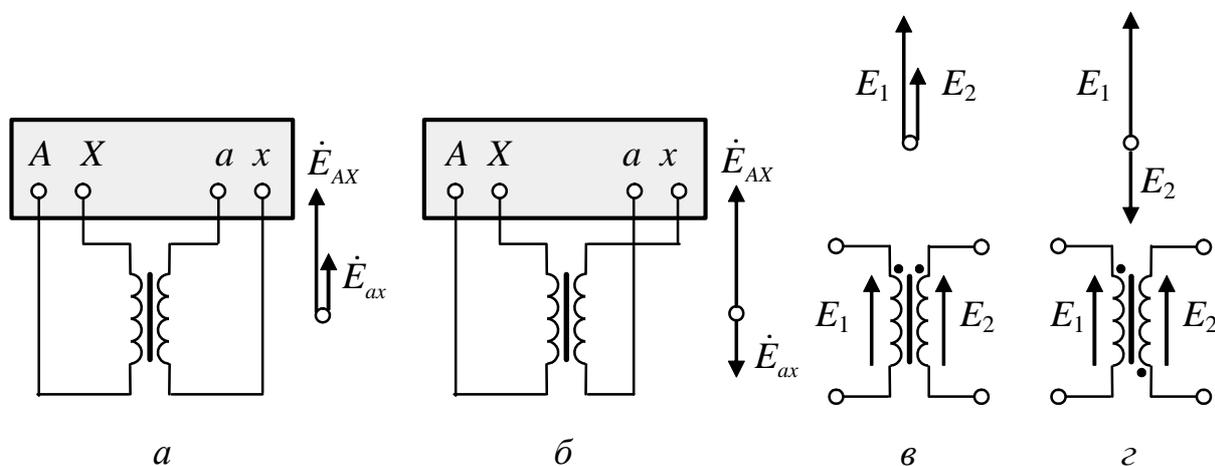


Рис. 2.26 – Схемы соединения и обозначения обмоток однофазного трансформатора

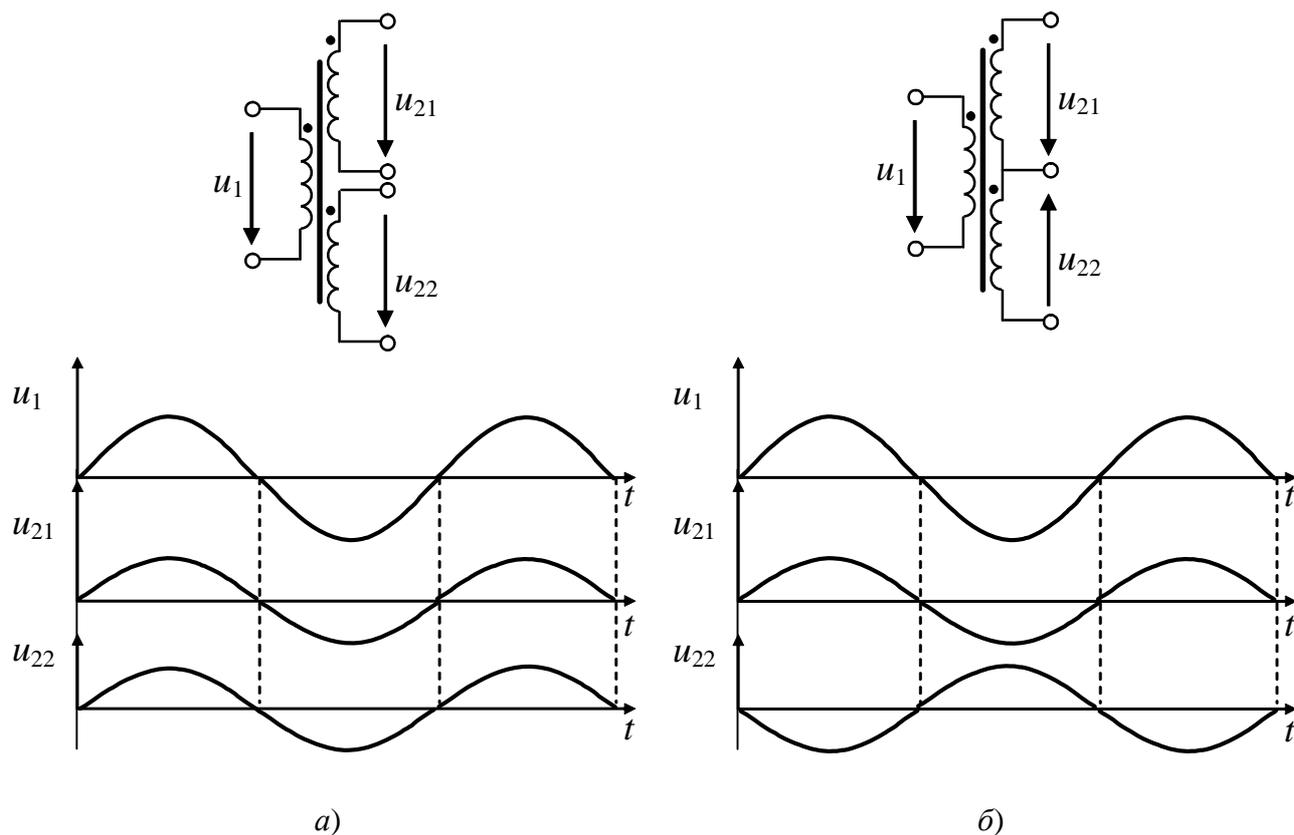


Рис. 2.27 – Однофазные трансформаторы и временные диаграммы напряжений:
 а – двухобмоточный;
 б – двухобмоточный с выводом нулевой точки вторичной обмотки

2.9.6 Трехфазные трансформаторы

Трансформирование трехфазного тока можно осуществить тремя однофазными трансформаторами, соединенными в *трансформаторную группу* (рис. 2.28, а). Однако чаще для этой цели применяют трехфазные трансформаторы (рис. 2.28, б), состоящие из *трехстержневого магнитопровода*, на

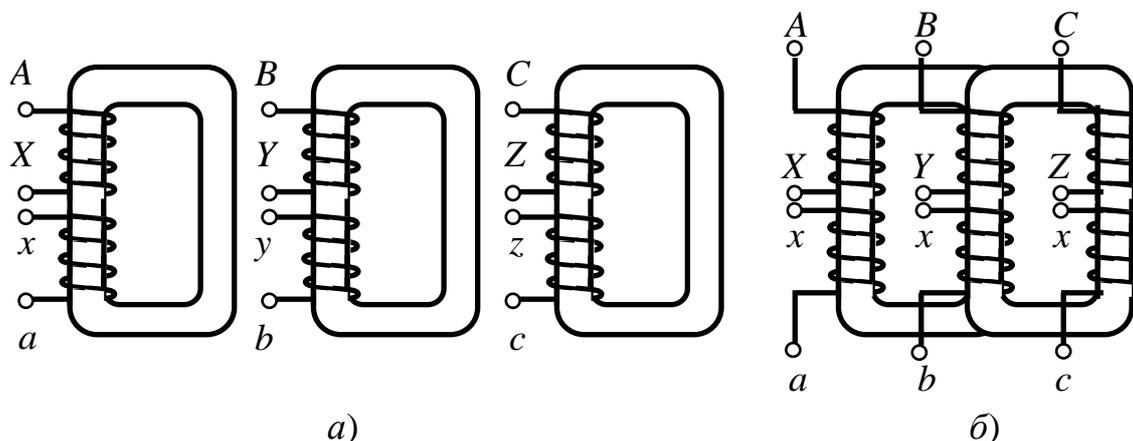


Рис. 2.28 – Трансформаторная группа (а) и трехфазный трехстержневой трансформатор (б)

каждом стержне которого располагают первичную и вторичную обмотки одной фазы.

Уравнения напряжений и токов, а также расчетные формулы можно применять для одной фазы трехфазного трансформатора.

Выводы обмоток трансформаторов принято обозначать следующим образом:

- начала первичных обмоток – A, B, C ;
- концы первичных обмоток – X, Y, Z ;
- начала вторичных обмоток – a, b, c ;
- концы вторичных обмоток – x, y, z ;
- нулевой вывод (нейтраль) – 0 .

Обмотки трехфазных трансформаторов могут быть соединены по следующим схемам (табл. 2.9):

- звезда (Y);
- звезда с нулевым выводом (Y_0);
- шестифазная звезда ();
- треугольник (Δ);
- зигзаг с нулевым выводом (.

Схемы соединения обмоток обозначают дробью, указывая в числителе схему соединения первичных обмоток, а в знаменателе – вторичных обмоток.

Соединение звезда. При соединении обмоток в звезду линейное напряжение $U_{л}$ больше фазного: $U_{л} = \sqrt{3} U_{ф}$.

При соединении вторичных обмоток трехфазного трансформатора в звезду вывод нулевой точки обычно располагают на клеммной панели, что дает возможность получить на выходе трансформатора не только линейное, но и фазное напряжение.

Соединение треугольник. При соединении обмоток в треугольник $U_{л} = U_{ф}$.

В трехфазном трансформаторе отношение линейных напряжений (коэффициент трансформации линейных напряжений) определяется не только отношением числа витков обмоток каждой фазы, но и схемой их соединения:

Схемы соединения обмоток	Y/Y	Δ/Y	Δ/Δ	Y/Δ
Коэффициент трансформации линейных напряжений	$\frac{W_1}{W_2}$	$\frac{W_1}{\sqrt{3}W_2}$	$\frac{W_1}{W_2}$	$\frac{\sqrt{3}W_1}{W_2}$

Соединение в зигзаг применяют только в трансформаторах специального назначения, например в трансформаторах выпрямительных устройств.

Таблица 2.9 – Основные схемы соединения обмоток и векторные диаграммы ЭДС трехфазного трансформатора

Звезда	Звезда с нулевым выводом	Треугольник	Зигзаг	Шестифазная звезда

Для выполнения соединения каждую фазу вторичной обмотки делят на две части, располагая их на разных стержнях. Указанные части обмоток соединяют так, чтобы конец одной части фазной обмотки был присоединен к концу другой части этой же обмотки, расположенной на другом стержне. Если части обмоток, располагаемые на разных стержнях и соединяемые последовательно, одинаковы, то зигзаг называют **равноплечным**, если эти части неодинаковы, то **неравноплечным**.

При соединении в зигзаг ЭДС отдельных частей обмоток геометрически вычитаются. Соединение вторичных обмоток по схеме зигзаг позволяет получить практически любой угол сдвига фаз между ЭДС первичных и вторич-

ных обмоток. Это достигается разделением обмоток на части с различным соотношением витков в частях.

2.10 Сравнительный анализ конструктивных исполнений ЭМЭ

Формула для габаритной мощности (2.14) позволяет спроектировать на одну габаритную мощность трансформаторы с различными сечениями окна и магнитопровода. В трансформатор с большим окном и тонким магнитопроводом нужно заложить относительно много меди, а в трансформатор с малым окном и большим сердечником – относительно много стали. Наиболее удачными получаются трансформаторы с примерно равными площадями магнитопровода и окна. Среди других, обладающих той же габаритной мощностью, они имеют более высокий КПД [1, 2]. Имеющееся в настоящее время большое разнообразие конструкций ЭМЭ является результатом попыток разработчиков найти варианты исполнений ЭМЭ, обеспечивающие в заданных условиях применения наилучшие удельно-экономические и требуемые электротехнические показатели, а также технологичность изготовления [5].

Наибольший перечень *положительных* показателей имеют *броневые* конструкции [5]. Простые, технологичные, применимые для любой мощности, изготавливаются из любого ферромагнитного и обмоточного материала. Компактные по размерам, имеют наименьший вес и стоимость на единицу габаритной мощности, малые потери мощности в обмотках и т.д. На броневых конструкциях выполняются все виды ЭМЭ по назначению, особенно хороши они для электромагнитных дросселей с зазором в магнитопроводе и для магнитных усилителей. Единственным *недостатком* броневых ЭМЭ по отношению к другим исполнениям является их более высокие значения индуктивностей от рассеяния магнитного потока и собственной электрической емкости обмоток.

Наибольший перечень *отрицательных* показателей имеют *тороидальные* конструкции [5]. Они очень нетехнологичны для изготовления, магнитопровод может быть выполнен только из ленточного материала или может быть прессованным из феррита, имеют малую поверхность охлаждения (через часть поверхности обмоток, которыми полностью закрыт магнитопровод), имеют против других конструкций наихудшие показатели по весу и стоимости на единицу габаритной мощности. Однако тороиды имеют незначительное рассеяние магнитного потока, максимальную магнитную проницаемость и минимальные потери мощности в магнитопроводе (объясняется отсутствием каких-либо зазоров на пути силовых линий). Там, где эти показатели являются центральными, обязательно применяют тороидальные ЭМЭ, несмотря на присущие им недостатки. В основном это цепи управления электронных устройств. Наиболее распространены тороидальные ЭМЭ при мощ-

ности от долей до десятков ватт, реже на сотни ватт и крайне редко используются на мощностях, измеряемые киловаттами. В основном это трансформаторы импульсов напряжения или тока, форма которых на выходе не должна искажаться, особенно при высоких частотах. Совершенно нерационально использовать тороид для дросселей с зазором в магнитопроводе, поскольку нет смысла распиливать сердечник (особенно ленточный), со всеми проблемами последующего склеивания и обеспечения механической прочности.

Стержневые конструкции ЭМЭ уступают на 15–25% броневым по технико-экономическим показателям, но имеют в 4 и более раза меньшее рассеяние магнитного потока. Они достаточно технологичны в изготовлении, выполняются на всех известных материалах для магнитопровода и обмоток и на любую габаритную мощность. Применение их обусловлено преимуществом перед броневыми конструкциями по меньшей индуктивности обмоток от рассеяния потоков и меньшей проходной емкости [5].

После выбора конструкции в технической литературе можно рассчитать оптимальные параметры геометрических размеров магнитопровода, обеспечивающие либо минимум веса ЭМЭ, либо минимум стоимости на единицу мощности, либо компромиссный вариант. Значения этих параметров для последнего случая приведены в табл. 2.10 [5].

Таблица 2.10 – Компромиссная геометрия ЭМЭ

Тип конструктивного исполнения	Геометрический параметр							
	$\frac{c}{a}$	$\frac{b}{a}$	$\frac{h}{a}$	$\frac{S_{ок}}{S_c}$	Заполнение окна	$\frac{\Pi_{ок}}{\Pi_{ок}}$	N_c	N_k
Броневое	1	2,5	2,5	1	НЗ	2,3	9,2	3,6
					ПЗ	1,9	5	2,3
Стержневое	1	2,5	2,5	1	НЗ	0,9	4,25	5,6
					ПЗ	0,55	2,3	5
Тороидальное	1	3,2	–	1	ПЗ	0	10,6	10,6

Примечание. В таблице принято обозначение:

$$N_c = \frac{\Pi_{ок}}{L_c \sqrt{S_c}}; \quad N_k = \frac{\Pi_{ок}}{L_k \sqrt{S_c}}.$$

2.11 Широкополосные трансформаторы

В тех случаях, когда необходимо согласовать в широкой полосе частот источник колебаний с его нагрузкой, применяют трансформатор, называемый согласующим. Качество передачи мощности оценивается коэффициентом

передачи. Согласующий трансформатор должен иметь модуль коэффициента передачи, близкий к единице в требуемой полосе частот.

Коэффициент передачи определяется на основании схем замещения трансформатора (см. рис. 2.22). Источник колебаний представлен источником ЭДС $E_{\text{и}}$ и сопротивлением потерь $R_{\text{и}}$.

В области *средних частот* можно пренебречь индуктивностями рассеяния трансформатора, проходной емкостью и сопротивлением потерь мощности в магнитопроводе (рис. 2.29, а). В данном случае коэффициент передачи равен:

$$K_{\text{сп}} = \frac{R'_{\text{н}}}{R_{\text{и}} + R_1 + R'_2 + R'_{\text{н}}}.$$

Чтобы коэффициент передачи был близок к единице, необходимы малое сопротивление источника и малые потери мощности в сопротивлениях обмоток. Если сопротивление источника сделать малым не удастся, то для передачи наибольшей мощности в нагрузку прибегают к согласованию нагрузки и выходного сопротивления источника. При этом коэффициент трансформации

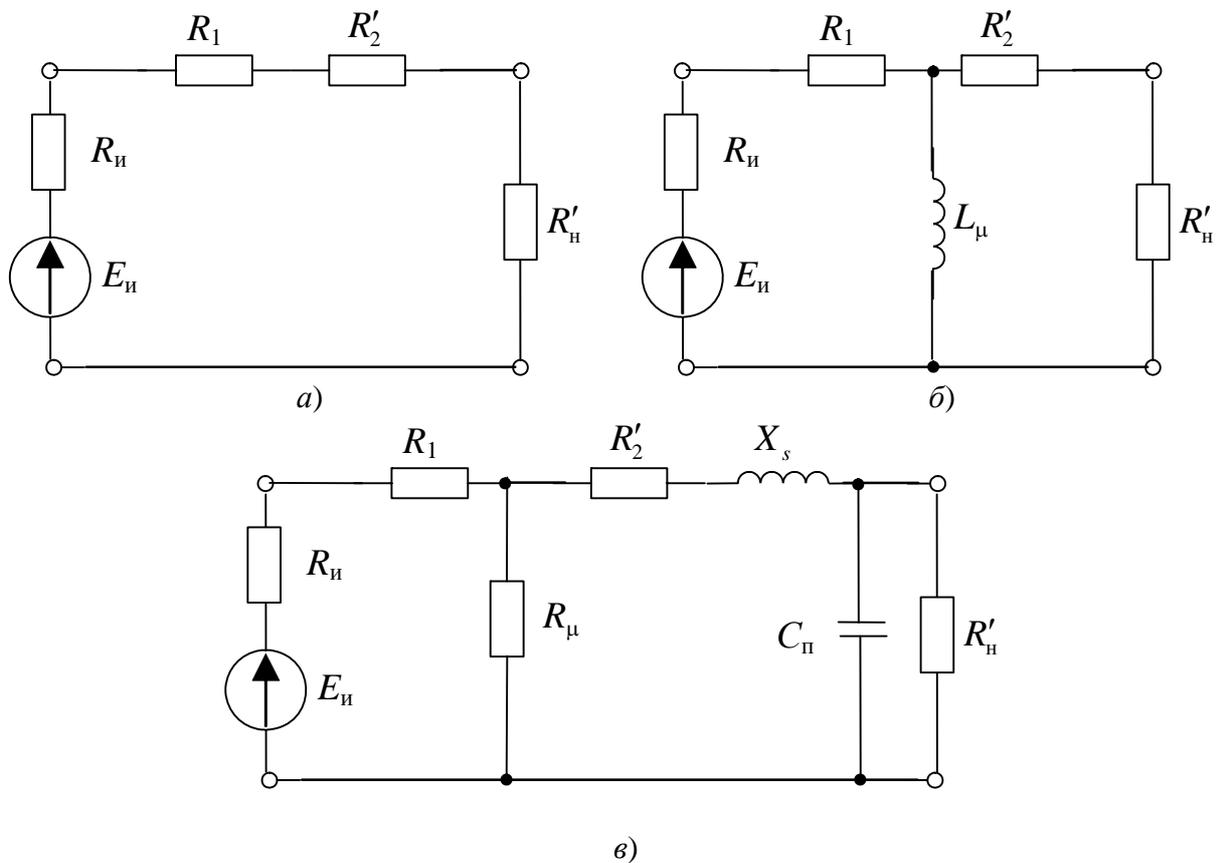


Рис. 2.29 – Эквивалентные схемы замещения системы источник колебаний – трансформатор – нагрузка: на средних (а), низких (б) и высоких (в) частотах

$$K_{\tau} = \sqrt{R_{\mu} / R_{\text{н}}}.$$

Коэффициент передачи на *низкой частоте* (рис. 2.29, б) снижается из-за влияния индуктивности намагничивания трансформатора :

$$K_{\text{н}}(j\omega) = \frac{\omega L_{\mu} e^{-j\varphi_{\text{н}}}}{\sqrt{R_{\text{н}}^2 + (\omega L_{\mu})^2}} = \frac{\omega T_{\mu} e^{-j\varphi_{\text{н}}}}{\sqrt{1 + (\omega T_{\mu})^2}},$$

где $T_{\mu} = L_{\mu} / R_{\text{н}}$ – постоянная времени в области низких частот.

Для получения значений модуля коэффициента передачи, близких к единице, требуется увеличивать постоянную времени T_{μ} , что достигается как увеличением индуктивности L_{μ} , так и уменьшением сопротивления источника.

В области *верхних частот* можно пренебречь индуктивностью намагничивания, но учесть индуктивность рассеяния, проходную емкость и сопротивление потерь мощности в магнитопроводе (рис. 2.29, в). В зависимости от соотношения между параметрами трансформатора на верхних частотах возможен как спад, так и рост частотной характеристики $K_{\text{в}}(j\omega)$.

Подбирая конструкцию трансформатора, добиваются, чтобы в требуемой полосе частот $\omega_{\text{н}} \dots \omega_{\text{в}}$ коэффициент передачи был равномерен (рис. 2.30).

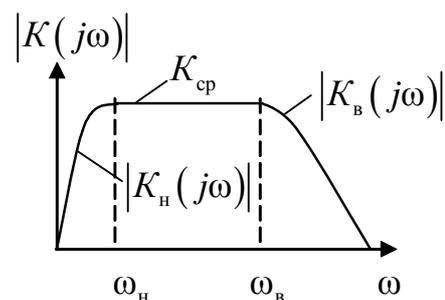


Рис. 2.30 – Частотная характеристика $|K(j\omega)|$

3 ВЫПРЯМИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

3.1 Общие сведения о выпрямителях

Выпрямитель – это устройство, преобразующее переменное напряжение (гармонической или импульсной формы) в постоянное [1–3].

В состав выпрямителя в общем случае входят (рис. 3.1):

- вентильный комплект, состоящий из полупроводниковых неуправляемых (диодов) либо управляемых (тиристоров) вентилях, обеспечивающих однонаправленное протекание тока от источника переменного напряжения в цепь нагрузки за счет нелинейности их вольт-амперной характеристики (ВАХ);
- трансформатор для согласования входного и выходного напряжений, а также гальванической развязки нагрузки от первичной сети;
- выходной сглаживающий фильтр, предназначенный для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения.

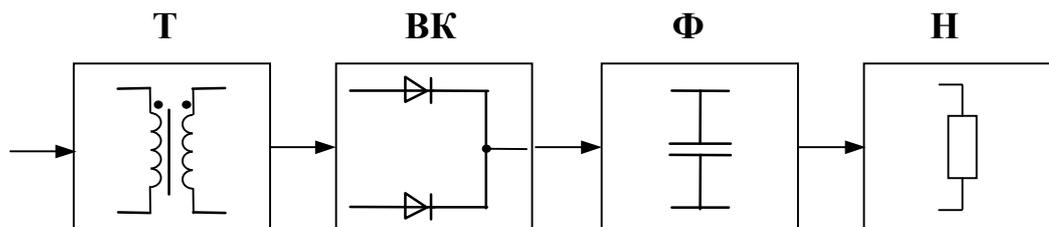


Рис. 3.1 – Обобщенная схема выпрямителя

В зависимости от фазности первичной сети различают схемы выпрямления *однофазного* и *трехфазного питания*. Трехфазное подключение нагрузок и трехфазные выпрямители используются при средних (от 1 до 100 кВт) и больших (выше 100 кВт) мощностях нагрузок. Для электропитания маломощных потребителей (до 1 кВт) используются однофазная сеть и однофазные выпрямители.

В зависимости от того, сколько полувольт за период переменного входного напряжения проводит (выпрямляет) выпрямитель, различают *однотактные (однополупериодные)* и *двухтактные (двухполупериодные)* схемы выпрямления. В ИВЭП РЭС находят применение как однополупериодные, так и двухполупериодные выпрямители.

Обязательным элементом выпрямителей является вентильный комплект, а трансформатор и фильтр могут отсутствовать. Так, в ИВЭП современной РЭС используются сетевые выпрямители с бестрансформаторным входом, а многофазные схемы выпрямления обеспечивают достаточно хорошее качество выпрямленного напряжения и без фильтра.

Выпрямители могут позволять изменять величину постоянного напряжения на нагрузке. Такие выпрямители называются *управляемыми (регулируемыми)*. Выпрямители, не позволяющие изменять выходное напряжение, называются *неуправляемыми (нерегулируемыми)*. В ИВЭП РЭС применяются оба типа выпрямителей.

Для получения достаточно высоких выпрямленных напряжений при малых токах нагрузки применяются схемы выпрямления *с умножением напряжения*.

3.2 Основные параметры диодов

Выпрямительные свойства диодов характеризуется рядом параметров, к которым относятся как предельные эксплуатационные, так и средние (номинальные) параметры [1–3 (рис. 3.2)]:

– $U_{пр.ср}$ – среднее прямое напряжение (падение напряжения на внутреннем сопротивлении диода) при токе $I_{пр.ср}$,

т.е. в открытом состоянии диода (определяет КПД выпрямителя: чем меньше $U_{пр.ср}$, тем ниже потери и выше КПД), В;

– $I_{пр.ср.мах}$ – максимально допустимый средний прямой ток (определяется рассеиваемой мощностью), А;

– $U_{проб}$ – пробивное напряжение (напряжение, при котором происходит пробой диода и нарушаются его вентиляльные свойства), В;

– $U_{обр.и мах}$ – максимально допустимое обратное напряжение, которое диод данного типа может выдержать, не подвергаясь опасности пробоя, В;

– $I_{обр.и мах}$ – обратный ток при обратном напряжении $U_{обр.и мах}$, А;

– $r_{диф} = \frac{\Delta U_{пр}}{\Delta I_{пр}}$ – дифференциальное (внутреннее) сопротивление, Ом –

отношение приращения напряжения диода к приращению тока в нем при заданном режиме по току в прямом направлении (определяется по формуле:

$$r_{диф} = \frac{U_{пр.ср}}{3I_{пр.ср}});$$

– $r_{дин}$ – динамическое сопротивление, определяемое наклоном прямой, аппроксимирующей прямую ветвь ВАХ, Ом;

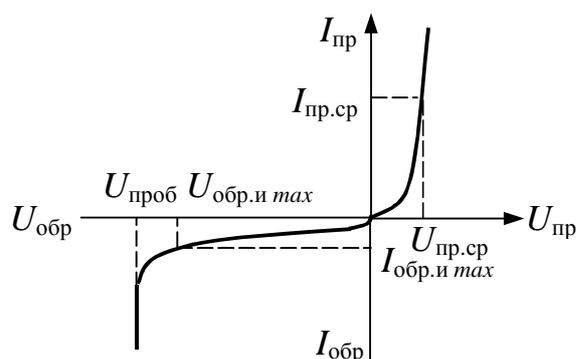


Рис. 3.2 – ВАХ диода

– $t_{\text{вос. обр}}$ – время обратного восстановления диода (характеризует инерционные свойства импульсных и высокочастотных диодов и важен для ИВЭП с высокочастотным преобразованием энергии), с.

Выбор типа диода производится по справочнику, при этом определяющими являются параметры $I_{\text{пр.ср.мах}}$ и $U_{\text{обр.и мах}}$, которые должны превышать соответствующие параметры выбранной схемы выпрямления. У подобранного указанным путем диода одновременно определяется $U_{\text{пр.ср}}$. Предпочтительными при этом являются диоды, у которых $U_{\text{пр.ср}}$ имеет меньшее значение.

При отсутствии диодов, соответствующих критериям $I_{\text{пр.ср.мах}}$ и $U_{\text{обр.и мах}}$, можно использовать имеющиеся, применив их параллельное или последовательное соединение.

3.3 Основные характеристики выпрямителей

Основными характеристиками выпрямителей, определяющими их эксплуатационные свойства, являются [1, 2]:

– средние значения выпрямленного напряжения U_0 и тока I_0 (рис. 3.3);

– мощность по постоянному току:

$$P_0 = U_0 I_0;$$

– действующие U_1 , I_1 и максимальные U_{1m} , I_{1m} значения напряжения и тока питающей сети, частота питающей сети f_c ;

– частота пульсаций выпрямленного напряжения $f_{\text{п}}$;

– коэффициент пульсаций – отношение амплитуды основной (первой) гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения U_{01m} к

среднему значению выпрямленного напряжения: $k_{\text{п}} = \frac{U_{01m}}{U_0}$;

– коэффициент сглаживания – отношение коэффициентов пульсаций на выходе вентильного комплекта (входе фильтра) к коэффициенту пульсаций

на выходе выпрямителя (выходе фильтра): $k_c = \frac{k'_{\text{п}}}{k_{\text{п}}}$;

– m – число фаз выпрямленного напряжения;

– внешняя характеристика – зависимость выходного напряжения от тока нагрузки $U_0 = f(I_0)$.

Режимы работы и параметры элементов выпрямительной схемы зависят от типа схемы выпрямления и характера нагрузки. При выборе вентилей принимаются во внимание следующие величины:

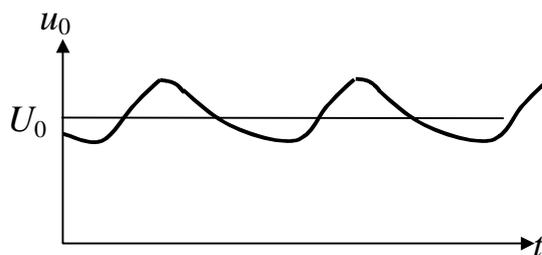


Рис. 3.3 – Выпрямленное напряжение $u_0(t)$ и его среднее значение U_0

- средний ток через клапан I_a ;
- действующее значение тока I_B ;
- максимальный ток через клапан I_{am} ;
- максимальное значение обратного напряжения, прикладываемого к клапану $U_{обр.т}$ (см. рис. 3.2).

При выборе и расчете трансформатора определяются:

- число вторичных обмоток m_2 ;
- действующие значения напряжения U_1 , U_{2i} и тока I_1 , I_{2i} первичной и вторичных обмоток;
- коэффициент трансформации $K_{Ti} = U_1 / U_{2i}$;
- полная мощность первичной обмотки $P_1 = U_1 I_1$;
- полная мощность вторичных обмоток $P_{2i} = U_{2i} I_{2i}$;
- габаритная мощность трансформатора P_T ;

Сравнение выпрямительных схем проводится:

- по величине коэффициента пульсаций, поскольку он определяет качество выпрямленного напряжения;
- по величине действующих значений напряжения и тока вторичной обмотки и габаритной мощности трансформатора, поскольку от них зависят количество и сечение витков обмоток трансформатора, а следовательно, массогабаритные показатели ИВЭП в целом;
- по величине обратного напряжения прикладываемого к клапану, поскольку данные величины определяют совокупность требований, предъявляемых к клапанам.

Показателями эффективности выпрямительных схем являются коэффициенты использования [1, 2]:

- вторичных обмоток трансформатора по току:

$$a_i = I_2 / (I_0 / m_2);$$

- вторичных обмоток трансформатора по напряжению (коэффициент фазной ЭДС):

$$a_E = U_2 / U_0;$$

- вторичных обмоток трансформатора по мощности:

$$a_T = P_T / P_0 ;$$

- клапанов по току:

$$D = I_B / (I_0 / m).$$

При этом значения коэффициентов D , a_i , a_T всегда больше единицы, а величина a_E может быть как больше, так и меньше единицы.

Инженерные методики проектирования выпрямителей базируются на основных расчетных соотношениях, связывающих приведенные выше величины и зависящих от характера нагрузки и типа выпрямительной схемы.

3.4 Работа выпрямителя на активную нагрузку

Полный анализ схем выпрямления с учетом характера нагрузки достаточно сложен, поэтому целесообразно сначала рассмотреть идеализированные схемы выпрямления, работающие на активную нагрузку. При выводе расчетных соотношений приняты допущения: вентили идеальные (т.е. будем пренебрегать их прямым падением напряжения и обратным током), а трансформатор не имеет потерь.

3.4.1 Однофазный однополупериодный выпрямитель

Рассмотрим работу однополупериодной однофазной схемы выпрямления при работе на активную нагрузку R_H (рис. 3.4) [1, 2]. В течение положительной полуволны напряжения вторичной обмотки к вентилю (диоду) приложено положительное напряжение и диод беспрепятственно пропускает ток. При этом падение напряжения на нем равно нулю, а напряжение на нагрузке равно вторичному напряжению. При наступлении второй половины периода, когда вторичное напряжение изменяет свой знак, диод закрыт и не пропускает ток. Поэтому напряжение на нагрузке отсутствует, а к диоду приложено обратное напряжение.

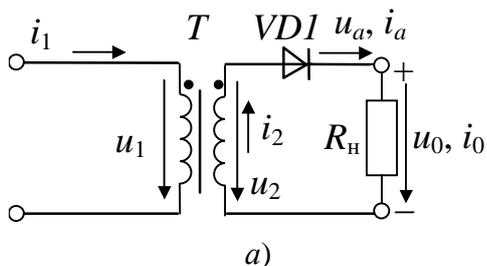
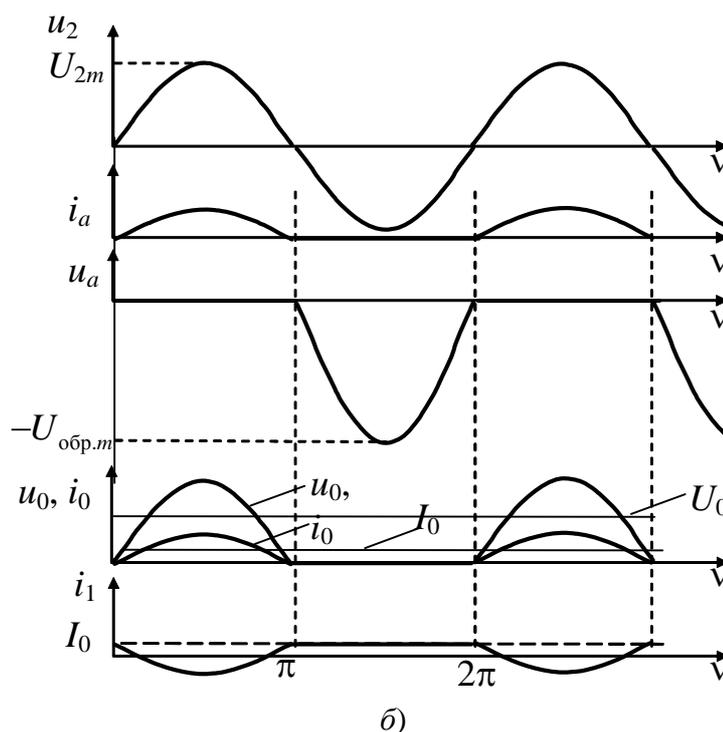


Рис. 3.4 – Однофазная однополупериодная схема выпрямления (а) и характерные временные диаграммы токов и напряжений (б)



Пусть напряжение вторичной обмотки трансформатора изменяется по синусоидальному закону:

$$u_2(v) = U_{2m} \sin v,$$

где $v = \omega_c t$ – фазовый угол; ω_c – круговая частота питающего (сетевого) напряжения, t – время.

Временные диаграммы тока и напряжения представлены на рис. 3.4. Очевидно, что:

$$u_0(v) = u_2(v) \text{ и } i_a(v) = i_0(v) = i_2(v) \text{ на интервале } [0, \pi].$$

Среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке находится путем интегрирования за период:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_0(v) dv = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} u_2(v) dv = \frac{U_{2m}}{2\pi} (-\cos v) \Big|_0^{\pi} = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi}.$$

Иначе:

$$U_0 = 0,45U_2;$$

$$U_2 = \frac{\pi U_0}{\sqrt{2}} = 2,22U_0; \quad (3.1)$$

$$U_{2m} = \pi U_0. \quad (3.2)$$

Обратное напряжение, прикладываемое к вентилю, равно:

$$u_{\text{обр}}(v) = u_2(v) \text{ на интервале } [\pi, 2\pi],$$

а его максимальное значение равно максимальному значению вторичного напряжения и с учетом (3.2):

$$U_{\text{обр.м}} = U_{2m} = \pi U_0.$$

Так как

$$i_2(v) = I_{2m} \sin v \text{ на интервале } [0, \pi],$$

то среднее значение тока нагрузки равно:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2(v) dv = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{2m} \sin(v) dv = \frac{I_{2m}}{2\pi} (-\cos v) \Big|_0^{\pi} = \frac{I_{2m}}{\pi}.$$

Поскольку ток нагрузки несинусоидальный, то

$$I_0 \neq \frac{I_2 \sqrt{2}}{\pi}.$$

Средние значения токов вентиля и нагрузки равны:

$$I_a = I_0 = \frac{U_0}{R_H}.$$

Максимальные значения токов вентиля, нагрузки и трансформатора равны:

$$I_{am} = I_{0m} = I_{2m} = \frac{U_{2m}}{R_H} = \pi \frac{U_0}{R_H} = \pi I_0.$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора по определению есть:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_2^2(v) dv} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\int_0^\pi I_{2m}^2 \sin^2 v dv} = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\int_0^\pi \sin^2 v dv}.$$

Так как:

$$\int \sin^2 v dv = \frac{v}{2} - \frac{1}{4} \sin 2v,$$

то

$$\int_0^\pi \sin^2 v dv = \left(\frac{v}{2} - \frac{1}{4} \sin 2v \right) \Big|_0^\pi = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\pi = \frac{\pi}{2}$$

и

$$I_2 = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi I_0}{2}. \quad (3.3)$$

В первичную обмотку трансформатора трансформируется только переменная составляющая тока вторичной обмотки:

$$i_1(v) = \frac{1}{K_T} i_{2\sim}(v) = \frac{1}{K_T} (i_2(v) - I_0).$$

Временная диаграмма тока первичной обмотки $i_1(v)$ представлена на рис. 3.4, б.

Действующее значение тока первичной обмотки определяется через действующее значение переменной составляющей всех гармоник тока вторичной обмотки:

$$I_1 = \frac{1}{K_T} I_{2\sim}.$$

Как известно, действующее значение несинусоидального тока равно корню квадратному из суммы квадратов постоянной составляющей и действующих значений всех гармоник:

$$I_2 = \sqrt{I_0^2 + I_{2\sim}^2}.$$

Поэтому с учетом (3.3):

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\nu} = \frac{1}{K_T} \sqrt{I_2^2 - I_0^2} = \frac{1,21}{K_T} I_0. \quad (3.4)$$

Полная мощность вторичной обмотки трансформатора с учетом (3.1) и (3.3) равна:

$$P_2 = U_2 I_2 = 2,22 U_0 \left(\frac{\pi I_0}{2} \right) = 3,49 P_0.$$

Полная мощность первичной обмотки трансформатора с учетом (3.1) и (3.4) равна:

$$P_1 = U_1 I_1 = (K_T U_2) I_1 = (K_T 2,22 U_0) \left(\frac{1,21}{K_T} I_0 \right) = 2,69 P_0,$$

а габаритная мощность трансформатора:

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{3,49 P_0 + 2,69 P_0}{2} = 3,09 P_0.$$

В заключение необходимо отметить, что постоянная составляющая выпрямленного тока I_0 , протекая по вторичной обмотке трансформатора, создает **вынужденное подмагничивание** его магнитопровода. В результате магнитопровод реального трансформатора (кривая намагничивания которого имеет форму петли гистерезиса) работает в условиях насыщения, которые приводят:

- к росту намагничивающего тока;
- росту потерь в сердечнике;
- нагреву первичной обмотки;
- росту реактивной мощности, потребляемой трансформатором от сети, и уменьшению коэффициента мощности.

С учетом вынужденного подмагничивания:

$$I_1 = \frac{1,5 \dots 1,6}{K_T} I_0; \quad P_1 = (4 \dots 5) P_0; \quad P_T \approx 4 P_0.$$

Уменьшить и даже устранить явление вынужденного подмагничивания можно в схемах выпрямления, в которых отсутствует постоянная составляющая тока вторичных обмоток трансформатора – двухполупериодном выпрямителе с выводом нулевой точки вторичной обмотки трансформатора и мостовом.

3.4.2 Однофазный двухполупериодный выпрямитель с выводом нулевой точки

Схема выпрямителя с выводом нулевой точки и диаграммы токов и напряжений, поясняющих работу схемы, приведены на рис. 3.5.

На интервале времени от $v=0$ до $v=\pi$ вывод вторичной обмотки трансформатора, помеченный точкой, положителен по отношению к средней точке. Диод $VD1$ открыт, и к сопротивлению нагрузки приложено фазовое напряжение. К диоду $VD2$ на этом интервале приложено обратное напряжение, и он закрыт. В следующий полупериод полярность напряжения на обмотках трансформатора меняется на противоположную, проводящим становится диод $VD2$, а диод $VD1$ закрывается.

С учетом того, что кривая выпрямленного напряжения и тока состоит из двух полувольт, среднее значение выпрямленного напряжения по определению равно:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_0(v) dv = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_2(v) dv = \frac{U_{2m}}{\pi} (-\cos v) \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,9U_2$$

или

$$U_2 = 1,11U_0; \quad (3.5)$$

средние значения тока вентиляей:

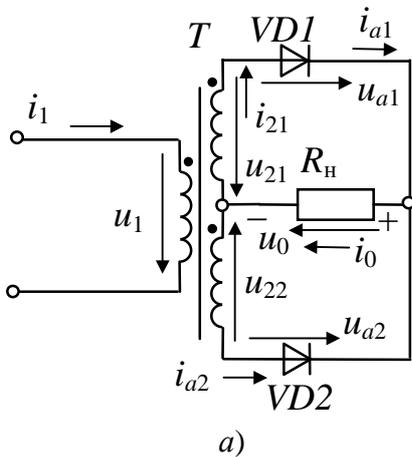
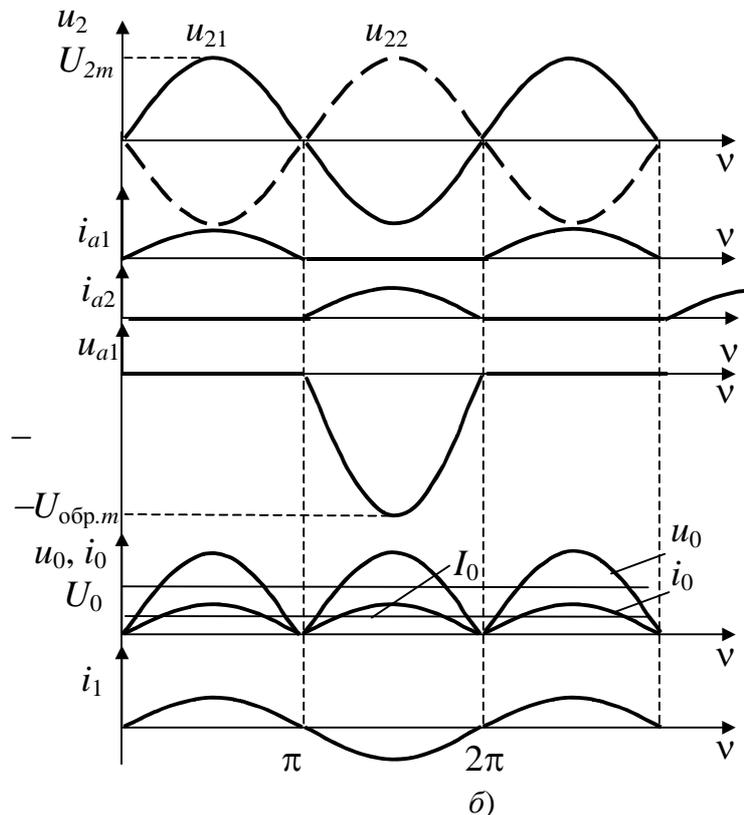


Рис. 3.5 – Двухполупериодная схема выпрямления с выводом нулевой точки вторичной обмотки трансформатора (а) и характерные временные диаграммы токов и напряжений (б)



$$I_a = I_{a1} = I_{a2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{a1}(v) dv = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_2(v) dv = \frac{I_{2m}}{\pi} (-\cos v) \Big|_0^{\pi} = \frac{I_{2m}}{\pi};$$

среднее значение выпрямленного тока:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_0(v) dv = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_2(v) dv = \frac{I_{2m}}{\pi} (-\cos v) \Big|_0^{\pi} = \frac{2I_{2m}}{\pi} = 2I_a;$$

$$I_2 = I_{21} = I_{22} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_{21}^2(v) dv} = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\int_0^{\pi} \sin^2 v dv} = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi I_0}{4}. \quad (3.6)$$

В первичную обмотку трансформатора трансформируется только переменная составляющая тока вторичной обмотки:

$$\begin{aligned} i_1(v) &= \frac{1}{K_T} (i_{21\sim}(v) - i_{22\sim}(v)) = \\ &= \frac{1}{K_T} ((i_{21\sim}(v) - I_0) - (i_{22\sim}(v) - I_0)) = \frac{1}{K_T} (i_{21}(v) - i_{22}(v)). \end{aligned}$$

При этом импульс тока i_1 за период напряжения сети имеет два импульса такой же формы, как импульсы тока вторичных обмоток i_{21} и i_{22} , но протекающие в различные стороны (см. рис. 3.5). Следует отметить, что в результате встречного направления МДС вторичных полуобмоток отсутствует вынужденное намагничивание магнитопровода трансформатора.

Действующее значение тока первичной обмотки:

$$I_1 = \frac{1}{K_T} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_{21}(v) - i_{22}(v))^2 dv} = \frac{1}{K_T} \sqrt{2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_{21}^2(v) dv} = \frac{1}{K_T} I_2 \sqrt{2} = \frac{\pi I_0}{2\sqrt{2}K_T}$$

или

$$I_1 = \frac{1,11}{K_T} I_0. \quad (3.7)$$

Мощности обмоток и трансформатора с учетом (3.4), (3.6) и (3.7) равны:

$$P_2 = 2U_2 I_2 = 2,22U_0 \left(\frac{\pi I_0}{4} \right) = 1,74P_0;$$

$$P_1 = U_1 I_1 = (K_T U_2) I_1 = (K_T 1,11 U_0) \left(\frac{1,11}{K_T} I_0 \right) = 1,23P_0;$$

$$P_r = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,48P_0.$$

Максимальное значение обратного напряжения остается таким же, как и в однополупериодной схеме выпрямления:

$$U_{\text{обр.м}} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = \pi U_0.$$

3.4.3 Однофазный мостовой выпрямитель

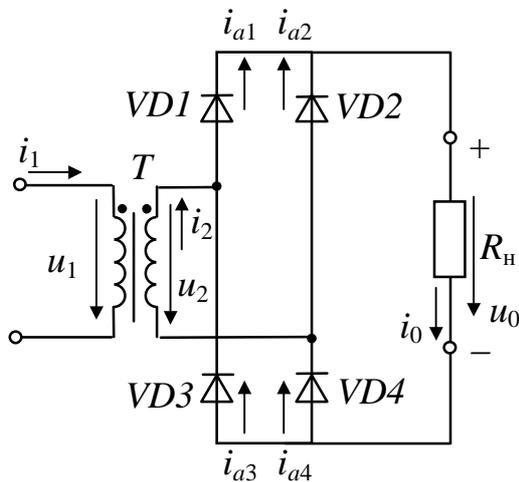
Схема мостового выпрямителя и диаграммы, поясняющие ее работу, приведены на рис. 3.6. Аналогичным образом могут быть получены расчетные соотношения для мостовой схемы выпрямления. Так же как и в двухполупериодной схеме:

$$U_0 = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,9U_2 \text{ и } U_2 = 1,11U_0;$$

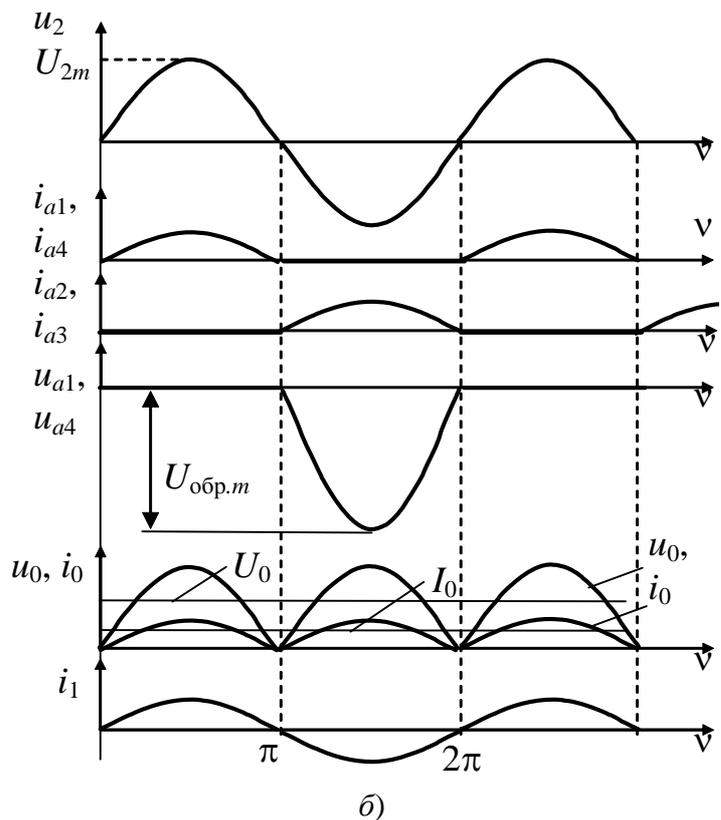
$$I_a = \frac{I_0}{2} \text{ и } I_0 = 2I_a;$$

$$I_1 = \frac{1}{K_r} \frac{\pi I_0}{2\sqrt{2}}.$$

Максимальное значение обратного напряжения равно:



а)



б)

Рис. 3.6 – Однофазная мостовая схема выпрямления (а) и характерные временные диаграммы токов и напряжений (б)

$$U_{\text{обр.м}} = U_{2m} = \frac{\pi U_0}{2} = 1,57U_0.$$

Расчетная мощность трансформатора равна расчетной мощности первичной и вторичной обмоток:

$$P_T = P_1 = P_2 = U_2 I_2 = (1,11U_0)(1,11I_0) = 1,23P_0.$$

3.4.4 Трехфазные схемы выпрямления

Трехфазные схемы выпрямления отличаются способом соединения обмоток трансформатора: в треугольник, звезду, в зигзаг (для вторичных обмоток).

Трехфазная однополупериодная схема выпрямления содержит трехфазный трансформатор и три диода. Первичные обмотки трансформатора могут быть соединены звездой или треугольником, вторичные обмотки соединяются только звездой с выводом нулевой точки. Нагрузка включается между точкой соединения диодов и нулевым выводом.

На рис. 3.7 представлена трехфазная однополупериодная схема выпрямления, первичные и вторичные обмотки трансформатора которой соединены

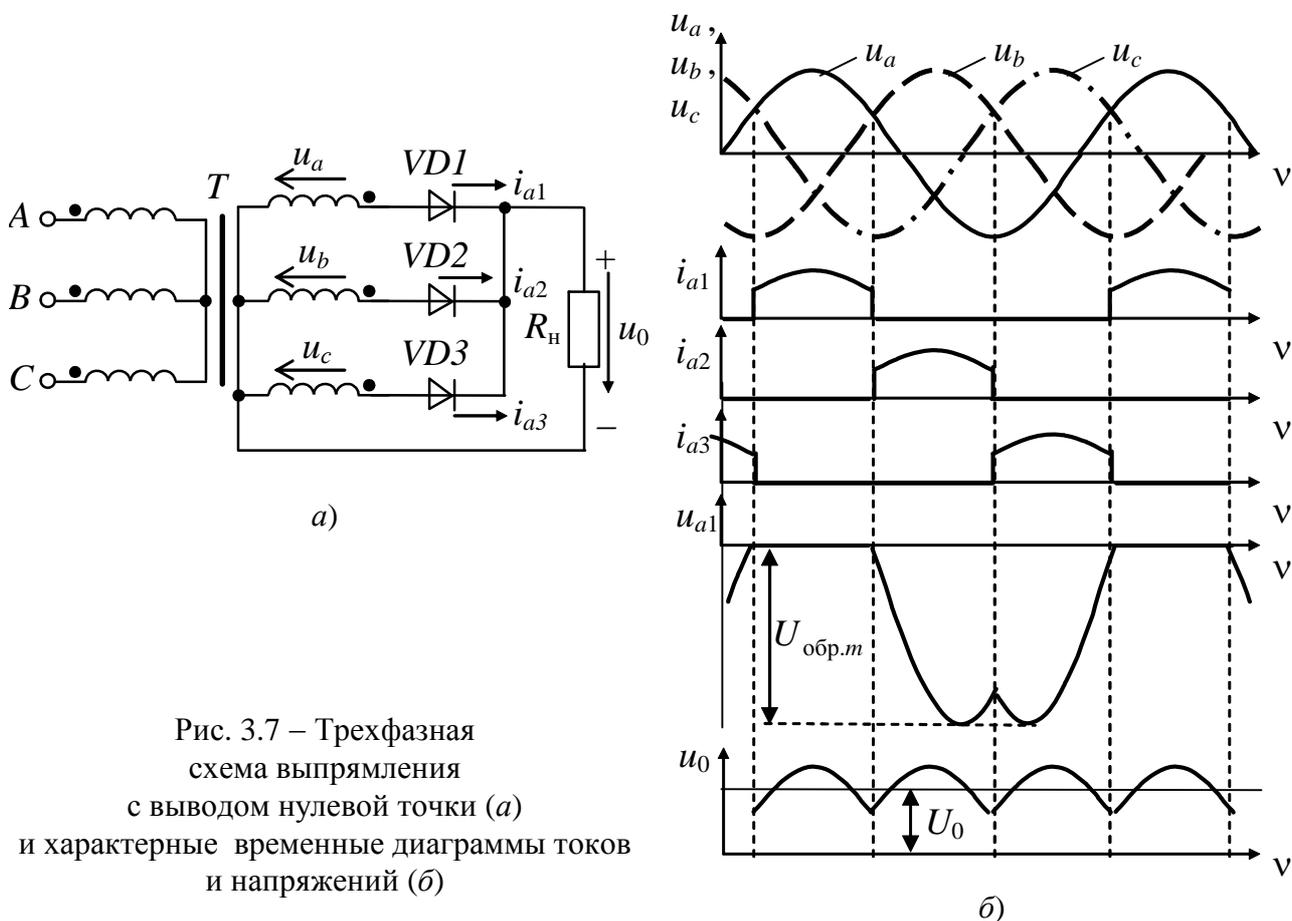


Рис. 3.7 – Трехфазная схема выпрямления с выводом нулевой точки (а) и характерные временные диаграммы токов и напряжений (б)

по схеме звезда – звезда. В данном выпрямителе в любой момент времени открыт (проводит ток) тот диод, анод которого находится под наибольшим положительным потенциалом. Аноды двух других диодов будут иметь меньший потенциал и будут закрыты, поскольку потенциал открытого диода окажется для них запирающим. Подробно работу схемы выпрямления иллюстрируют временные диаграммы токов и напряжений, представленные на рис. 3.7.

В трехфазных однополупериодных схемах выпрямления, обмотки трансформатора которых соединены в звезду либо треугольник, так же как и в однофазных однополупериодных выпрямителях, присутствует вынужденное подмагничивание трансформатора.

Устранить подмагничивание трансформатора можно, если вторичные обмотки трансформатора соединить в зигзаг, поскольку в данном случае на одном фазовом стержне размещаются части вторичных обмоток фаз с разными направлениями протекания токов.

Трехфазная мостовая схема Ларионова. Данная схема состоит из двух трехфазных выпрямителей, питающихся от одних и тех же вторичных обмоток трансформатора, работающих на общую нагрузку (рис. 3.8). Обмотки трансформатора могут соединяться звездой и треугольником.

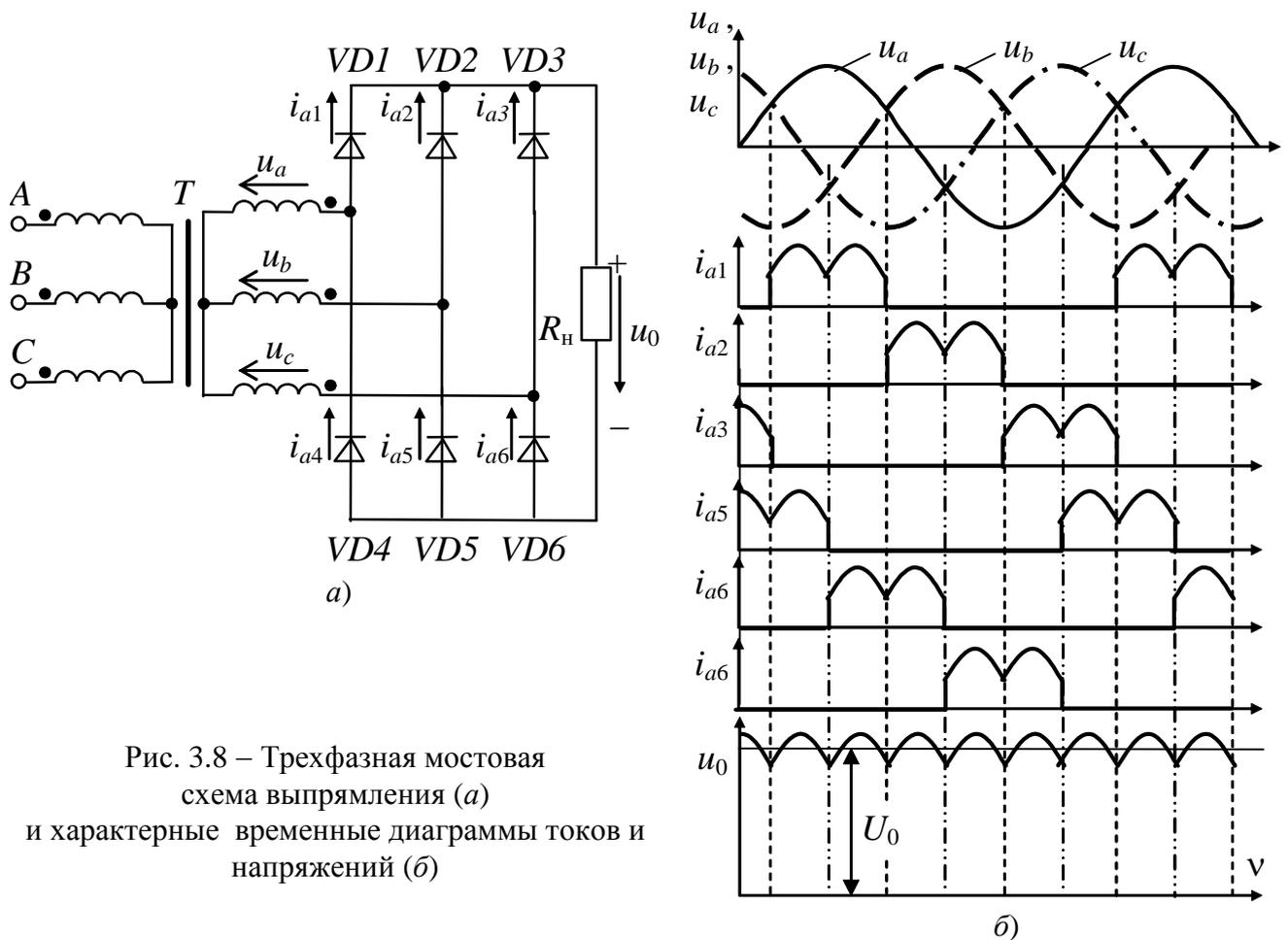


Рис. 3.8 – Трехфазная мостовая схема выпрямления (а) и характерные временные диаграммы токов и напряжений (б)

Диоды $VD1$, $VD2$, $VD3$, соединенные катодами, образуют катодную группу и относятся к первому выпрямителю. Диоды $VD4$, $VD5$, $VD6$, соединенные анодами, образуют анодную группу и относятся ко второму выпрямителю.

Диод катодной группы $VD1$, $VD2$, $VD3$ проводит ток только в тот промежуток времени, когда потенциал его анода положительный и наибольший. Диоды анодной группы открываются отрицательным и наибольшим (по абсолютной величине) потенциалом катода. Таким образом, в выпрямителе одновременно открыты два диода: один – из катодной группы, а другой – из анодной. Поскольку на нагрузку работают две последовательно соединенные фазовые обмотки трансформатора, то график выпрямленного напряжения представляет собой сумму огибающих фазовых напряжений работающих обмоток трансформатора. Более подробно работу данной схемы выпрямления иллюстрируют временные диаграммы токов и напряжений, представленные на рис. 3.8.

3.4.5 Сравнительный анализ выпрямительных схем, работающих на активную нагрузку

Для проведения сравнительного анализа выпрямительных схем, работающих на активную нагрузку, расчетные соотношения для основных однофазных и трехфазных схем представим в виде таблицы (табл. 3.1).

Очевидно, что как из однофазных, так и из трехфазных схем наилучшие показатели имеют однополупериодные схемы выпрямления, а наилучшие – мостовые, что и обусловило преимущественное применение последних в средствах электропитания РЭС.

Мостовая схема выпрямления:

- имеет наименьшее значение отношения $\frac{U_2}{U_0}$, что позволяет обеспечить

заданную величину выпрямленного напряжения за счет меньшего напряжения вторичной обмотки и уменьшить число ее витков;

- имеет наименьшее значение отношения $\frac{U_{\text{обр.м}}}{U_0}$, что делает менее же-

сткими требования, предъявляемые к вентилям по величине допустимого обратного напряжения;

- не имеет вынужденного подмагничивания трансформатора;
- имеет лучшее использование трансформатора по мощности и соответственно меньший вес и габариты трансформатора;
- имеет более простой по конструктивному исполнению трансформатор без вывода нулевой точки вторичной обмотки.

Таблица 3.1 – Основные показатели схем выпрямления

	$\frac{U_2}{U_0}$	$\frac{I_2}{I_0}$	$\frac{I_a}{I_0}$	$\frac{I_{am}}{I_0}$	$\frac{U_{обр.м}}{U_0}$	$\frac{P_1}{P_0}$	$\frac{P_2}{P_0}$	$\frac{P_T}{P_0}$	$\frac{f_{п}}{f_c}$	$k_{п}$
<i>Однофазные схемы выпрямления</i>										
Однополу- периодная	2,22	1,57	1	3,14	3,14	2,69	3,49	3,09	1	1,57
С нулевой точкой	2,22	0,785	0,5	1,57	3,14	1,23	1,74	1,48	2	0,67
Мостовая	1,11	1,11	0,5	1,57	1,57	1,23	1,23	1,23	2	0,67
<i>Трехфазные схемы выпрямления</i>										
Однополу- периодная	0,85	0,58	0,33	1,21	2,09	1,21	1,48	1,35	3	0,25
Мостовая Y–Y, Δ–Y	0,43	0,82	0,33	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	6	0,06
Мостовая Y–Δ, Δ–Δ	0,74	0,47	0,33	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	6	0,06

В реальных условиях выпрямители практически не работают на чисто активную нагрузку. На практике нагрузка выпрямителей имеет смешанный характер:

- во-первых, сама нагрузка содержит элементы с емкостью, индуктивностью (в том числе обмотки электрических двигателей) и внешней ЭДС;
- во-вторых, для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения между схемой выпрямления и нагрузкой включаются сглаживающие фильтры, содержащие емкости и индуктивности.

В зависимости от первого элемента фильтра различают нагрузку выпрямителя емкостного характера (емкостный и П-образный фильтры) и индуктивного (Г-образный фильтр) характера. Характер процессов и основные расчетные соотношения для выпрямительных схем, работающих на нагрузку емкостного и индуктивного характера, будут отличаться.

3.5 Работа выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией

Работой выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией называется такой режим, при котором параллельно нагрузке включен конденсатор, что имеет

место при использовании конденсатора в качестве первого элемента сглаживающего фильтра (рис. 3.9). При работе выпрямителя на нагрузку, шунтированную конденсатором, реакция нагрузки на выпрямитель будет определяться емкостью конденсатора, сопротивление которого переменному току много меньше сопротивления нагрузки.

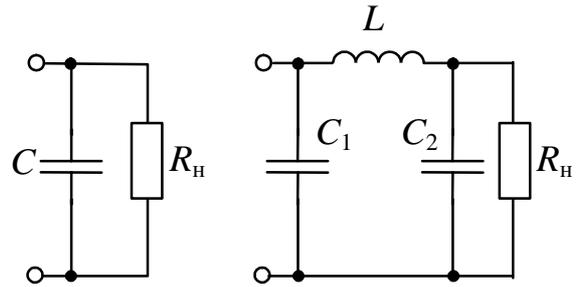


Рис. 3.9 – Примеры нагрузки выпрямителя емкостного характера

3.5.1 Работа выпрямителя с трансформаторным входом на нагрузку с емкостной реакцией

Принцип действия однофазной мостовой схемы выпрямления

На рис. 3.10 приведены однофазная мостовая схема выпрямления, работающая на нагрузку емкостного характера, и графики напряжений и токов в схеме *в установившемся режиме*. Здесь $R_{вн} = n_b r_{диф} + R_r$ – внутреннее сопротивление фазы; $r_{диф}$ – дифференциальное сопротивление вентиля в прямом направлении; n_b – число вентиля в фазе выпрямления; R_r – активное сопротивление трансформатора, приведенное к фазе вторичной обмотки.

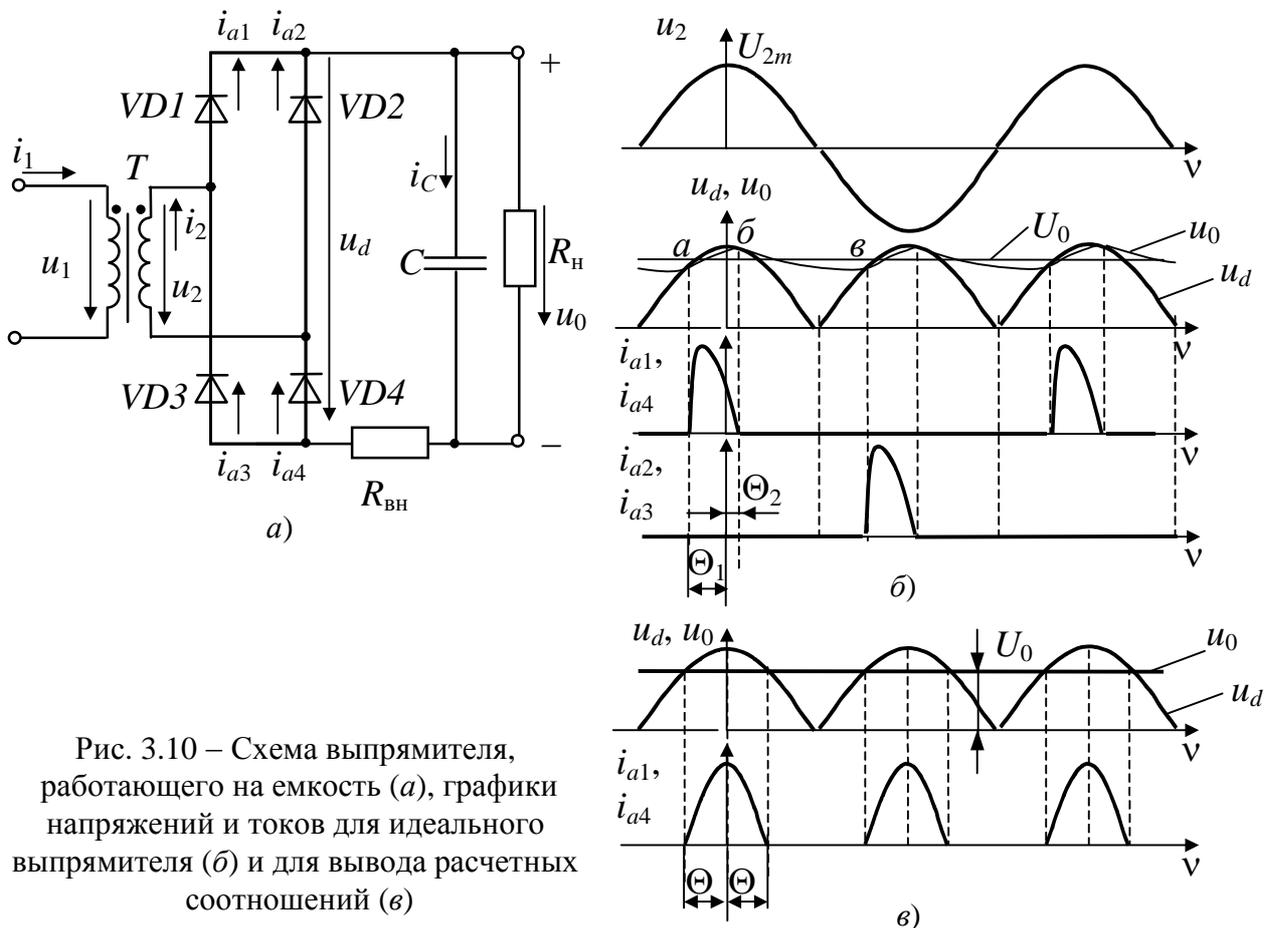


Рис. 3.10 – Схема выпрямителя, работающего на емкость (а), графики напряжений и токов для идеального выпрямителя (б) и для вывода расчетных соотношений (в)

Ток в вентилях протекает в часть периода, когда напряжение в фазе вторичной обмотки больше выпрямленного: $u_2 > u_0$ при $\Theta_1 < \omega t < \Theta_2$, где Θ_1 , Θ_2 – углы включения и выключения вентиляей соответственно.

В интервале времени, когда $u_2 < u_0$ (участок $b - в$ и аналогичные), все диоды закрыты, поскольку катоды диодов обладают более высоким потенциалом, чем аноды, потенциал которых определяется значением напряжения u_2 . Поэтому конденсатор C разряжается через сопротивление нагрузки R_n . При этом ток нагрузки равен току разряда конденсатора, а напряжение на конденсаторе уменьшается по экспоненциальному закону. Кривая выпрямленного напряжения на участке $b - в$ представляет собой отрезок экспоненты, соответствующей напряжению на конденсаторе. Скорость разряда зависит от постоянной времени цепи разряда конденсатора:

$$\tau_p \approx R_n C.$$

Когда $u_2 > u_0$, то открыта одна из пар диодов и через них протекает ток, который одновременно заряжает конденсатор и питает сопротивление нагрузки. Напряжение на конденсаторе увеличивается по экспоненциальному закону, причем скорость его нарастания зависит от постоянной времени заряда конденсатора:

$$\tau_3 \approx R_{вн} C.$$

В общем случае каждая фаза вторичной обмотки работает один раз за период в течение его части, характеризуемой углом отсечки θ и меньшей $1/m$ части периода ($2\theta < 2\pi/m$).

Увеличение нагрузки выпрямителя вызывает понижение среднего значения выпрямленного напряжения U_0 , так как разряд конденсатора будет происходить быстрее (отрезок $b - в$ кривой u_0 пройдет ниже). При этом увеличатся амплитуда пульсации выпрямленного напряжения U_{0m1} , длительность работы фазы (угол отсечки θ) и амплитуда тока через ventиль.

Увеличение емкости конденсатора приведет к повышению выпрямленного напряжения (отрезок $b - в$ кривой u_0 пройдет выше), уменьшит амплитуду пульсации напряжения и длительность работы фазы (угол отсечки θ) и увеличит амплитуду тока через ventиль. При этом также увеличится действующее значение тока через ventиль при неизменном среднем значении (нагрузка неизменна), что может вызвать недопустимый нагрев вентиля и выход его из строя, если емкость конденсатора будет значительно увеличена.

Поэтому важное значение при сервисе и проектировании ИВЭП РЭС имеет понимание электромагнитных процессов в выпрямительных схемах и знание основных расчетных соотношений.

Основные расчетные соотношения

При расчете выпрямителя, работающего на емкостную реакцию нагрузки, наиболее широко используется графоаналитический метод. Упрощающими допущениями этого метода являются следующие:

1. Выпрямленное напряжение, равное напряжению на обкладках конденсатора ($u_0 = u_C = U_0 = \text{const}$), принимается неизменным во времени (рис. 3.10, в). Это упрощение соответствует работе выпрямителя на источник энергии с постоянной ЭДС. Поэтому рассматриваемый метод расчета может быть использован при расчете выпрямителя на противоЭДС.

2. Трансформатор обладает только активным сопротивлением R_T , а индуктивное сопротивление рассеяния равно нулю. Так как на емкостную нагрузку на практике работают в основном выпрямители малых мощностей, то индуктивные сопротивления обмоток трансформаторов значительно меньше их активных сопротивлений и ими можно пренебречь.

3. Прямое дифференциальное сопротивление вентиля $r_{\text{диф}}$ принимается неизменным, а обратное – бесконечно большим.

4. Кривая напряжения питающей сети считается неискаженной синусоидой, и все элементы схемы выпрямителя строго симметричны.

Графики напряжений и токов в установившемся режиме для рассматриваемой мостовой схемы выпрямления при принятых допущениях приведены на рис. 3.10, в. Здесь $\Theta_1 = \Theta_2 = \Theta$ – угол отсечки. Все параметры выпрямителя зависят от угла отсечки Θ .

Так, среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_0 = U_{2m} \cos \Theta = U_2 \sqrt{2} \cos \Theta.$$

Отсюда:

$$U_2 = \frac{U_0}{\sqrt{2} \cos \Theta} = U_0 B(\Theta), \quad (3.8)$$

где

$$B(\Theta) = \frac{1}{\sqrt{2} \cos \Theta} = \frac{U_2}{U_0} = a_E - \text{коэффициент фазной ЭДС.}$$

Ток в вентиле протекает в часть периода, когда напряжение в фазе вторичной обмотки больше выпрямленного $u_2 > U_0$, и равен:

$$i_a = \frac{u_2(v) - U_0}{R_{\text{вн}}} = \frac{U_2 \sqrt{2} \cos v - U_2 \sqrt{2} \cos \Theta}{R_{\text{вн}}} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{R_{\text{вн}}} (\cos v - \cos \Theta). \quad (3.9)$$

При расчете сопротивления фазы выпрямления $R_{\text{вн}}$ сопротивление вентилей в прямом направлении определяется по справочным данным – среднему прямому напряжению $U_{\text{пр.ср}}$ при прямом токе $I_{\text{пр.ср}}$ (см. п. 3.2).

Ориентировочное значение (при выпрямленных токах более 20 мА) активного сопротивления обмоток трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке, подсчитывается по формуле:

$$R_r = K_r \frac{U_d}{I_0 f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{\xi f_c B_m}{U_0 I_0}},$$

где K_r – коэффициент, зависящий от схемы выпрямления (табл. 3.2); B_m – максимальная магнитная индукция в магнитопроводе; ξ – коэффициент, учитывающий число катушек обмоток одной фазы (число стержней трансформатора, на которых расположены обмотки) (табл. 3.3).

Таблица 3.2 – Значения параметров K_r , K_L

Тип схемы выпрямления	K_r	K_L
Однополупериодная	2,3	$4,1 \cdot 10^{-3}$
Со средней точкой	4,7	$4,3 \cdot 10^{-3}$
Мостовая	3,5	$5,0 \cdot 10^{-3}$
Удвоения напряжения	0,9	$1,25 \cdot 10^{-3}$

Таблица 3.3 – Значения параметра ξ

Тип магнитопровода	ξ
Броневого однофазный	1
Стержневой однофазный	2

Индуктивность рассеяния обмоток трансформатора:

$$L_s = K_L \frac{s U_0}{(p-1)^2 I_0 f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{U_0 I_0}{s f_c B_m}},$$

где K_L – коэффициент, зависящий от схемы выпрямления (см. табл. 3.2); p – число чередующихся секций: $p = 2$ – если обмотки наматываются отдельно; $p = 3$ – если одна из обмоток окружена другой.

Максимальное напряжение на закрытом вентиле $U_{\text{обр.м}}$ определяется максимальным значением напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора U_{2m} :

$$U_{\text{обр.м}} = U_{2m} = \frac{U_0}{\cos \Theta} = U_0 \sqrt{2} B(\Theta) = 1,41 U_0 B(\Theta).$$

Среднее значение тока нагрузки с учетом (3.9) и того, что вклад в ток нагрузки дают вентили двух фаз выпрямления:

$$I_0 = 2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} i_a(v) dv = \frac{1}{\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} \frac{U_2 \sqrt{2} (\cos v - \cos \Theta)}{R_{\text{BH}}} dv =$$

$$= \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi R_{\text{BH}}} (\sin v - v \cos v) \Big|_{-\Theta}^{\Theta} = \frac{U_d}{\sqrt{2} \cos \Theta} \frac{2\sqrt{2}}{\pi R_{\text{BH}}} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta) = \frac{2U_0}{\pi R_{\text{BH}}} (\text{tg } \Theta - \Theta).$$

Таким образом:

$$I_0 = \frac{2U_0}{\pi R_{\text{BH}}} A(\Theta), \quad (3.10)$$

где $A(\Theta) = \text{tg } \Theta - \Theta$ – *функция угла отсечки*.

Максимальное значение тока вентиля получается при $v = 0$ и с учетом подстановки $\frac{U_0}{R_{\text{BH}}}$ из (3.10) равно:

$$I_{\text{am}} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{R_{\text{BH}}} (1 - \cos \Theta) = \frac{U_0 (1 - \cos \Theta)}{\cos \Theta R_{\text{BH}}} = \frac{\pi I_0 (1 - \cos \Theta)}{2A(\Theta) \cos \Theta} = \frac{I_0}{2} F(\Theta),$$

где

$$F(\Theta) = \pi \frac{1 - \cos \Theta}{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta} \quad \text{– коэффициент максимального тока.}$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} \left(\frac{U_{2m}}{R_{\text{BH}}} (\cos v - \cos \Theta) \right)^2 dv} =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\Theta} \left(\frac{U_{2m}}{R_{\text{BH}}} (\cos v - \cos \Theta) \right)^2 dv} = \frac{U_{2m}}{R_{\text{BH}}} \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos v - \cos \Theta)^2 dv}.$$

При этом:

$$\int_0^{\Theta} (\cos v - \cos \Theta)^2 dv = \int_0^{\Theta} (\cos^2 v - 2 \cos v \cos \Theta + \cos^2 \Theta) dv =$$

$$= \left(\left(\frac{v}{2} + \frac{1}{4} \sin 2v \right) - 2 \cos \Theta \sin v + v \cos^2 \Theta \right) \Big|_0^{\Theta} =$$

$$= \frac{\Theta}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\Theta - 2 \cos \Theta \sin \Theta + \Theta \cos^2 \Theta;$$

$$\cos \Theta \sin \Theta = \frac{1}{2} \sin 2\Theta; \quad \cos^2 \Theta = \frac{1 + \cos 2\Theta}{2}.$$

Тогда окончательно:

$$\int_0^{\Theta} (\cos v - \cos \Theta)^2 dv = \frac{\Theta}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\Theta - \sin 2\Theta + \Theta \frac{1 + \cos 2\Theta}{2} =$$

$$= \Theta(1 + 0,5 \cos 2\Theta) - 0,75 \sin 2\Theta.$$

После подстановок в выражение для тока U_{2m} из (3.8) и $\frac{U_0}{R_{\text{BH}}}$ из (3.10) получим:

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{U_{2m}}{R_{\text{BH}}} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sqrt{\Theta(1 + 0,5 \cos 2\Theta) - 0,75 \sin 2\Theta} = \\ &= \frac{\sqrt{2}U_0}{R_{\text{BH}}} \frac{1}{\sqrt{2 \cos \Theta}} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sqrt{\Theta(1 + 0,5 \cos 2\Theta) - 0,75 \sin 2\Theta} = \\ &= \frac{\pi I_0}{2A(\Theta)} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\sqrt{\Theta(1 + 0,5 \cos 2\Theta) - 0,75 \sin 2\Theta}}{\cos \Theta} = \frac{I_0 D(\Theta)}{\sqrt{2}} = 0,707 I_0 D(\Theta), \end{aligned}$$

где

$$D(\Theta) = \frac{\sqrt{\pi[\Theta(1 + 0,5 \cos 2\Theta) - 0,75 \sin 2\Theta]}}{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}$$

коэффициент использования вентиля и вторичных обмоток трансформатора по току.

Аналогично функцией угла отсечки $H(\Theta)$ является коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонической составляющей:

$$k_{\text{пл}} = \frac{H(\Theta)}{f_c R_{\text{BH}} C}.$$

При расчете выпрямителя значение коэффициента пульсации задано. Определив по графикам H , можно найти емкость конденсатора, необходимую для получения заданного коэффициента пульсации:

$$C = \frac{H(\Theta)}{f_c R_{\text{BH}} k_{\text{пл}}} \text{ [мкФ]}.$$

Расчетная мощность трансформатора равна расчетной мощности первичной и вторичной обмоток:

$$P_T = P_1 = P_2 = U_2 I_2 = (U_0 B(\Theta))(0,707 I_0 D(\Theta)) = 0,707 B(\Theta) D(\Theta) P_0.$$

Полученные результаты можно обобщить на случай выпрямительных схем с произвольным числом фаз выпрямления m . Выражение (3.8) справедливо для всех однофазных схем.

В общем случае для m -фазной схемы выпрямления:

$$\begin{aligned} I_0 &= m I_a ; \\ I_0 &= \frac{m U_0}{\pi R_{\text{BH}}} A(\Theta), \end{aligned}$$

и $A(\Theta)$ определяется параметрами выпрямленного напряжения, числом фаз и сопротивлением фазы выпрямления:

$$A(\Theta) = \frac{\pi R_{\text{вн}}}{m} \frac{I_0}{U_0} = \frac{\pi R_{\text{вн}}}{m R_{\text{н}}}.$$

Таким образом, все величины, характеризующие работу выпрямителя, зависят от угла отсечки θ , поэтому они также зависят от расчетного параметра A , являющегося функцией угла отсечки θ . На рис. 3.11 приведены зависимости коэффициентов B, D, F, H от параметра A .

Следует отметить, что с позиций оптимального использования трансформатора оптимальными считаются углы отсечки $\theta = 35 \div 45^\circ$, которым соответствуют значения функции $A(\theta) = 0,1 \div 0,25$.

Таким образом, в выпрямительных схемах, работающих на емкостную нагрузку, все базовые величины (токи, напряжения и мощности обмоток трансформатора, ток вентиля и т.п.) связаны с исходными (U_0, I_0, m) через коэффициенты B, D, F, H (табл. 3.4). При расчете выпрямителей применяется графо-аналитический метод, в котором используются данные коэффициенты [1–3].

Таблица 3.4 – Основные показатели однофазных схем выпрямления с трансформаторным входом при работе на активно-емкостную нагрузку

	Однополу- периодная	С нулевой точ- кой	Мостовая
U_2 / U_0	B	B	B
$U_{\text{обр.м}} / U_0$	$2,82B$	$2,82B$	$1,41B$
I_a / I_0	1	$0,5$	$0,5$
$I_{\text{ам}} / I_0$	F	$0,5F$	$0,5F$
$I_{\text{ам}} / I_0$	D	$0,5D$	D
I_2 / I_0	D	$0,5D$	$0,707D$
$I_1 W_1 / I_0 W_2$	$\sqrt{D^2 - 1}$	$0,707D$	$0,707D$
P_2 / P_0	BD	BD	$0,707BD$
P_1 / P_0	$B\sqrt{D^2 - 1}$	$0,707BD$	$0,707BD$
P_T / P_0	$0,5BD + \sqrt{D^2 - 1}$	$0,85BD$	$0,707BD$
$k_{\text{пл}}$	$H / fR_{\text{вн}} C$	$H / fR_{\text{вн}} C$	$H / fR_{\text{вн}} C$
$f_{\text{п}} / f_{\text{с}}$	1	2	2
$R_{\text{вн}}$	$r_{\text{диф}} + R_T$	$r_{\text{диф}} + R_T$	$2 r_{\text{диф}} + R_T$

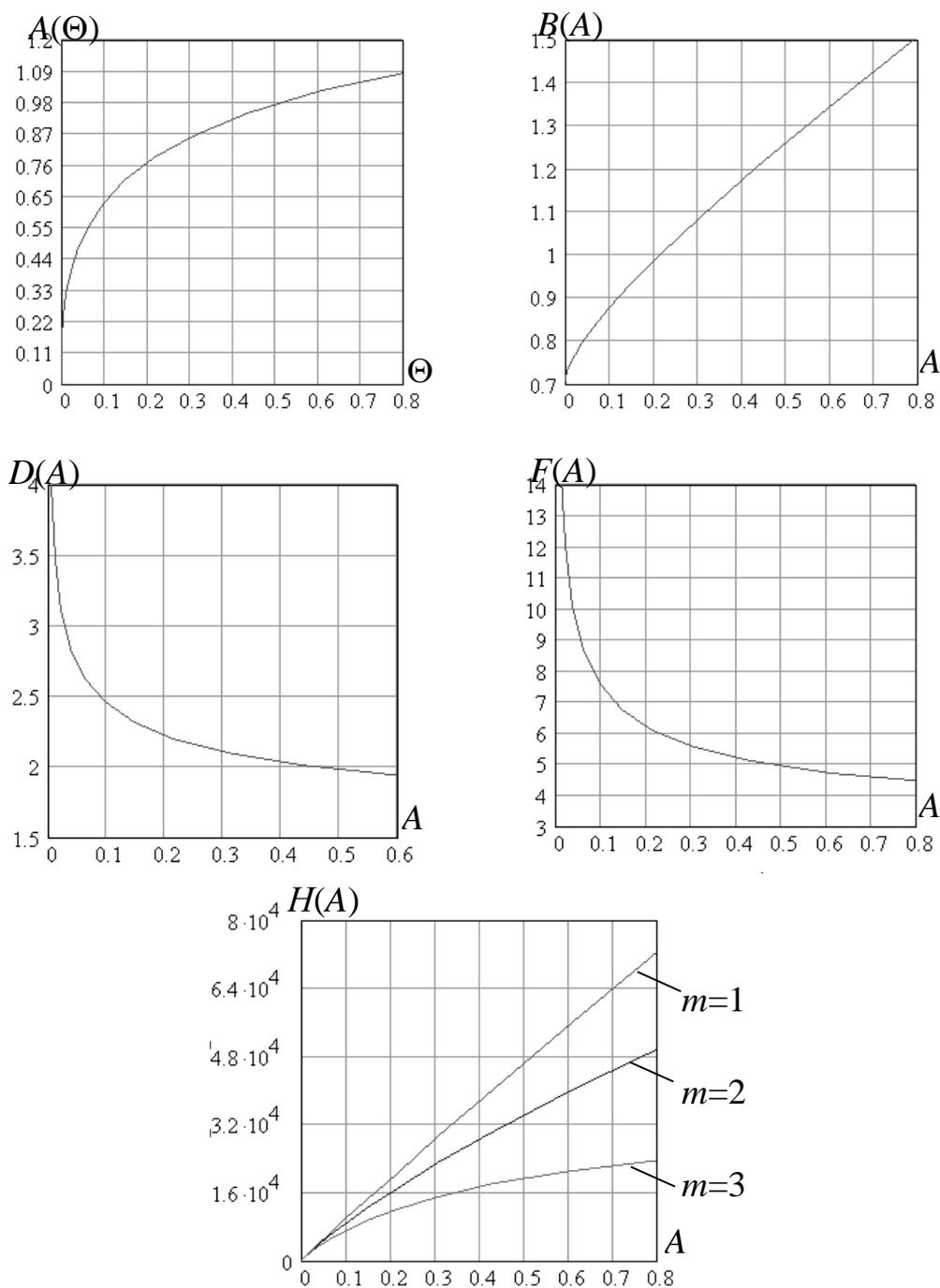


Рис. 3.11 – Функция $A(\Theta)$ и зависимости коэффициентов B, D, F, H от параметра A

Внешняя характеристика выпрямителя

Внешняя характеристика выпрямителя $U_0=f(I_0)$ при $U_1=\text{const}$ позволяет определить: изменение выпрямленного напряжения ΔU_0 , вызванное изменением тока нагрузки; напряжение холостого хода $U_{0\text{ХХ}}$, ток короткого замыкания $I_{0\text{КЗ}}$ и внутреннее сопротивление выпрямителя R_0 .

Так как:

$$U_0/U_{2m}=\cos\theta \text{ и } I_0R_{\text{вн}}/mU_{2m}=A\cos\theta/\pi,$$

то зависимость $\cos\theta=f(\gamma_0)$, где $\gamma_0=A\cos\theta/\pi$ в определенном масштабе представляет собой внешнюю характеристику выпрямителя [1–3].

На рис. 3.12, *a* приведена обобщенная внешняя характеристика выпрямителя. Для построения реальной внешней характеристики (рис. 3.12, *б*) необходимо ординаты кривой на рис. 3.12, *a* умножить на U_{2m} , а ее абсциссы – на $mU_{2m}/R_{\text{вн}}$.

При холостом ходе:

$$I_0 = 0 \text{ и } U_{0\text{ХХ}} = U_{2m}.$$

При коротком замыкании:

$$U_0 = 0 \text{ и } I_{0\text{КЗ}} = mU_{2m}/R_{\text{вн}}.$$

Изменение выпрямленного напряжения при изменении тока нагрузки от нуля до номинального $\Delta U_0 = U_{0\text{ХХ}} - U_0$ определяет внутреннее сопротивление выпрямителя:

$$R_0 = \Delta U_0 / \Delta I_0.$$

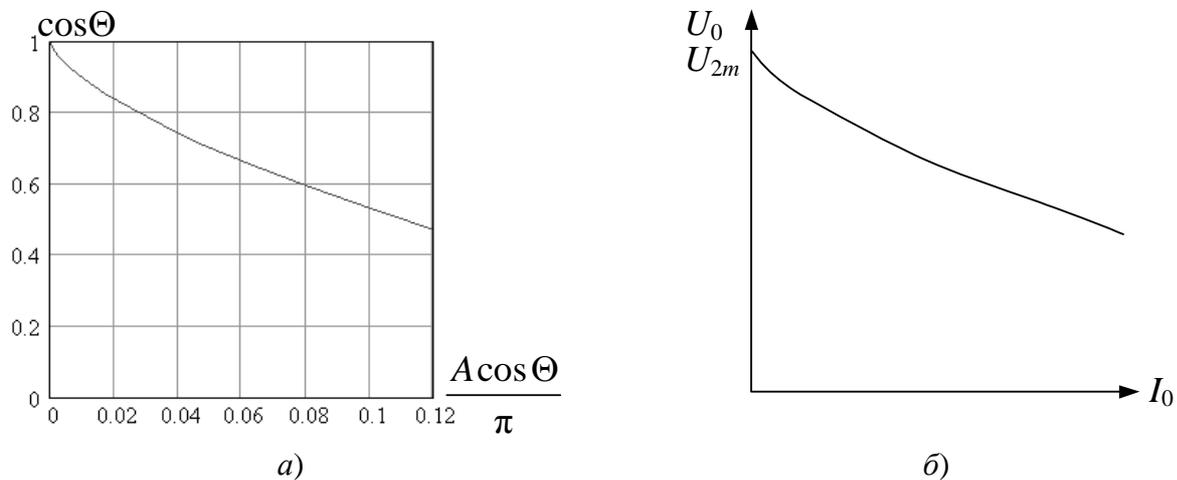


Рис. 3.12 – Обобщенная (*a*) и реальная (*б*) характеристики выпрямителя с трансформаторным входом, работающего на емкостную нагрузку

Вид внешней характеристики свидетельствует о большой величине внутреннего сопротивления, сильной зависимости выходного напряжения от тока нагрузки и низкой стабильности выпрямительной схемы.

По принципу выпрямителя с емкостным фильтром построены имеющиеся в настоящее время в продаже сетевые адаптеры РЭС БН. Заявленные изготовителями значения выходных напряжений обеспечиваются при значительно меньших, чем указано в документации, токах, а пульсации напряжения

слишком велики. Как было показано выше, это естественно для ИВЭП, построенных по принципу нерегулируемого выпрямителя. Увеличение нагрузки выпрямителя (увеличение тока нагрузки) вызывает понижение среднего значения выпрямленного напряжения U_0 , так как разряд конденсатора будет происходить быстрее. Угол отсечки Θ и параметр A увеличатся (см. рис. 3.12, график $A(\Theta)$). При этом также увеличится амплитуда пульсации выпрямленного напряжения (см. рис. 3.12, график $H(A)$).

Коэффициент полезного действия

Коэффициент полезного действия выпрямителя

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + \Delta P_T + \Delta P_B},$$

где ΔP_T – потери в трансформаторе (см. главу 2); ΔP_B – потери в вентилях. Потери в вентилях равны:

$$\Delta P_B = n_B I_a U_{\text{пр.ср}};$$

где I_a – средний выпрямленный ток вентиля; $U_{\text{пр.ср}}$ – прямое падение напряжения на вентиле.

3.5.2 Работа выпрямителя с бестрансформаторным входом на нагрузку с емкостной реакцией

Выпрямители с бестрансформаторным входом применяются как сетевые выпрямители импульсных источников электропитания РЭС БН – телевизионных приемников, компьютеров, мониторов.

В выпрямителях с бестрансформаторным входом токи вентиля не ограничены сопротивлениями фаз, поскольку индуктивное и активное сопротивления сети переменного тока малы, вследствие чего отсутствует их ограничивающее воздействие на ток.

В случае работы выпрямителя на емкостную нагрузку напряжение на обкладках конденсатора равно напряжению на нагрузке $u_c(v) = u_0(v)$. В идеальном выпрямителе сопротивления вентиля равны нулю. В этом случае:

$$u_c(t) = u_0(t) = u_1(t) = U_{1m} \cos \omega_c t,$$

где ω_c – угловая частота тока питающей сети.

При выводе расчетных соотношений принимается допущение о постоянстве тока нагрузки: $i_0(t) = I_0 = \text{const}$.

При открытом вентиле выпрямленное напряжение представляется отрезком синусоиды (отрезок $a - б$) ЭДС вторичной обмотки (рис. 3.13) и ток диода i_a равен сумме токов заряда конденсатора i_c и нагрузки i_0 :

$$i_a = i_0 + i_c = I_0 + C \frac{du_c}{dt} = I_0 - \omega_c C U_{1m} \sin \omega_c t.$$

Момент, когда ток i_a достигает нуля, можно определить как:

$$\sin \varphi = \frac{I_0}{\omega_c C U_1 \sqrt{2}}.$$

При закрытом вентиле, согласно принятому допущению о постоянстве тока нагрузки, напряжение на конденсаторе спадает линейно.

Величины угла отпирания вентиля Θ_0 и угла φ , определяющего момент окончания импульса тока, связаны нелинейной зависимостью [1, 2].

Среднее значение выпрямленного напряжения можно определить через его минимальное $U_{c \min} = U_2 \sqrt{2} \cos \Theta_0$ и максимальное $U_{c \max} = U_2 \sqrt{2}$ значения:

$$U_d = \frac{U_{c \min} + U_{c \max}}{2} = \frac{U_2 \sqrt{2} (1 + \cos \Theta_0)}{2}.$$

Для выпрямителей с бестрансформаторным входом [1]: постоянная составляющая выпрямленного напряжения:

$$U_0 = U_1 \frac{1}{B_0(\Theta_0)};$$

действующее значение тока вентиля:

$$I_B = \frac{I_0}{m} D_0(\Theta_0, m);$$

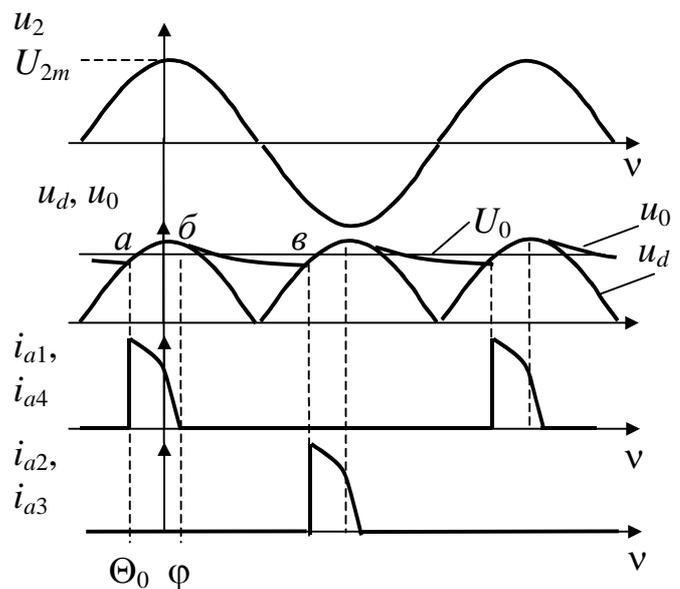
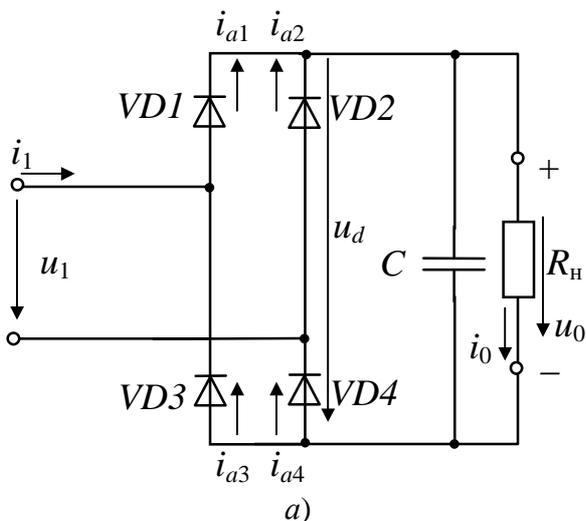


Рис. 3.13 – Схема (а) и графики напряжений и токов (б) для идеального выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку

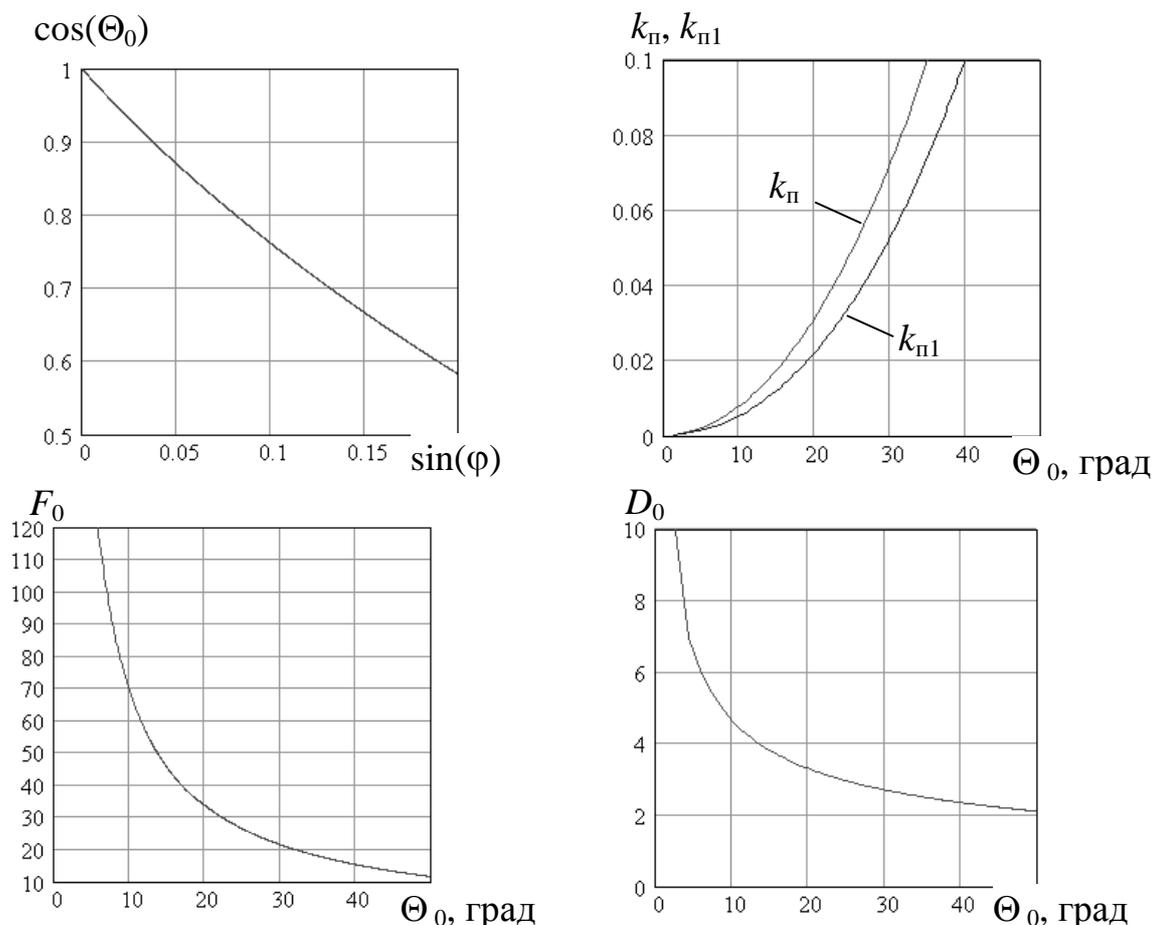


Рис. 3.14 – Функция $A(\Theta)$ и зависимости коэффициентов B, D, F, H от параметра A для $m=2$

максимальное значение тока вентиля:

$$I_{am} = \frac{I_0}{m} F_0(\Theta_0, m).$$

Графики функций $\cos \Theta_0(\varphi)$, $D_0(\Theta_0)$, $F_0(\Theta_0)$, $k_\pi(\Theta_0)$, $k_{\pi 1}(\Theta_0)$ для числа фаз схемы выпрямления $m = 2$ приведены на рис. 3.14.

Следует обратить внимание на то, что в выпрямительных схемах с бестрансформаторным входом по сравнению с выпрямителями, в которых используется трансформатор, максимальное и действующее значения токов вентиля при малых углах отпирания имеют существенно большие значения. Поэтому важное место имеет правильный расчет выпрямителя и выбор вентиля с учетом предельных эксплуатационных данных (максимальных значений прямого тока и обратного напряжения).

3.5.3 Сравнительный анализ выпрямительных схем, работающих на емкостную нагрузку

Достоинством выпрямителей, работающих на нагрузку с емкостной реакцией, по сравнению с выпрямителями, работающими на активную нагрузку, является меньший коэффициент пульсаций.

К недостаткам выпрямителей, работающих на нагрузку с емкостной реакцией, относятся:

- большая амплитуда тока диода, особенно в схемах с бестрансформаторным входом (см. п. 3.4.2) и при переходных процессах (включении ИВЭП);
- увеличение габаритной мощности трансформатора (сравнить табл. 3.1 и табл. 3.4);
- значительное обратное напряжение на диоде;
- резко выраженная зависимость значения выпрямленного напряжения от тока нагрузки, которая ослабляется при увеличении емкости конденсатора (см. рис. 3.12).

Для уменьшения стартового тока заряда конденсатора и соответственно тока диодов используются различные схемные решения. Для предохранения диодного моста сетевых выпрямителей от чрезмерных перегрузок на входе выпрямительного моста включают резисторы либо термисторы. При этом термистор в момент включения имеет сопротивление десятки Ом, а после нагрева его сопротивление падает до нескольких Ом.

Наилучшие показатели из однофазных схем по-прежнему имеет мостовая схема выпрямления (см. табл. 3.4). Все соотношения, приведенные в таблице, могут быть получены путем несложных преобразований, выполненных в п. 3.4.1 для мостовой схемы. Поясним соотношения для обратного напряжения на диоде, которое в мостовой схеме в два раза меньше.

В мостовой схеме $U_{обр\ m} = U_{2m}$. В однополупериодной схеме и выпрямителе с выводом нулевой точки обратное напряжение на закрытом вентиле $u_{обр}$ складывается из напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора u_2 и напряжения конденсатора u_C :

$$u_{обр} = u_2 + u_C.$$

Так же как и в выпрямителях с активной нагрузкой, $u_{обр}(t)$ меняется по закону, близкому к косинусоидальному. Максимальное значение напряжения $U_{обр\ m}$ определяется максимальными значениями напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора U_{2m} и напряжения конденсатора U_{Cm} :

$$U_{обр\ m} = U_{2m} + U_{Cm}.$$

Наибольшее из возможных значение напряжения заряда конденсатора (при токе нагрузки равно нулю, когда конденсатор не разряжается) равно

амплитуде ЭДС вторичной обмотки трансформатора $u_{Cm} = U_{2m}$. Если емкость конденсатора достаточно велика, что соответствует большому значению постоянной времени цепи разряда конденсатора τ_p и минимальным пульсациям, то напряжение на зажимах конденсатора меняется незначительно и близко к амплитудному значению U_{2m} :

$$U_{Cm} \approx U_{2m} .$$

Поэтому в однополупериодной схеме и схеме с выводом нулевой точки $U_{обрт} \approx 2U_{2m}$, что в два раза выше, чем в мостовой схеме выпрямления.

3.6 Схемы выпрямителей с умножением напряжения

Схемы с умножением напряжения применяются для получения достаточно высоких выпрямленных напряжений при малых токах нагрузки, а также в качестве регулируемых выпрямителей, позволяющих поддерживать выпрямленное напряжение в заданных пределах при изменении напряжения питающей сети от 100 до 242 В. В РЭС схемы умножения применяют для питания электронно-лучевых трубок телевизионной аппаратуры.

Принцип действия выпрямителей, работающих с умножением напряжения, сводится к тому, что на нагрузку разряжаются несколько последовательно включенных конденсаторов, каждый из которых заряжается через трансформатор и схему выпрямления до сравнительно небольших напряжений.

Таким образом, *схемы выпрямления с умножением напряжения представляют собой схемы выпрямителей с емкостной реакцией нагрузки и обладают всеми их свойствами.*

3.6.1 Однофазная мостовая схема с удвоением напряжения

Однофазная мостовая схема с удвоением напряжения (рис. 3.15, а) состоит как бы из двух однополупериодных выпрямителей, питающихся от одной и той же обмотки трансформатора и работающих на общую нагрузку R_n . Первый выпрямитель состоит из диода $VD1$ и конденсатора C_1 , второй – из диода $VD2$ и конденсатора C_2 . Нагрузка R_n включена параллельно двум последовательно соединенным конденсаторам C_1 и C_2 . В целях упрощения анализа работы схемы рассмотрим физические процессы, протекающие в каждом из выпрямителей в отдельности.

На рис. 3.15, б пунктиром показано напряжение на вторичной обмотке трансформатора u_2 . Работа данной схемы, как и всех вышеописанных, рассматривается при условии, что процессы заряда и разряда конденсаторов C_1 и C_2 установившиеся, т.е. к моменту t_0 (верхний график) эти конденсаторы будут заряжены соответственно до U_{C10} и U_{C20} .

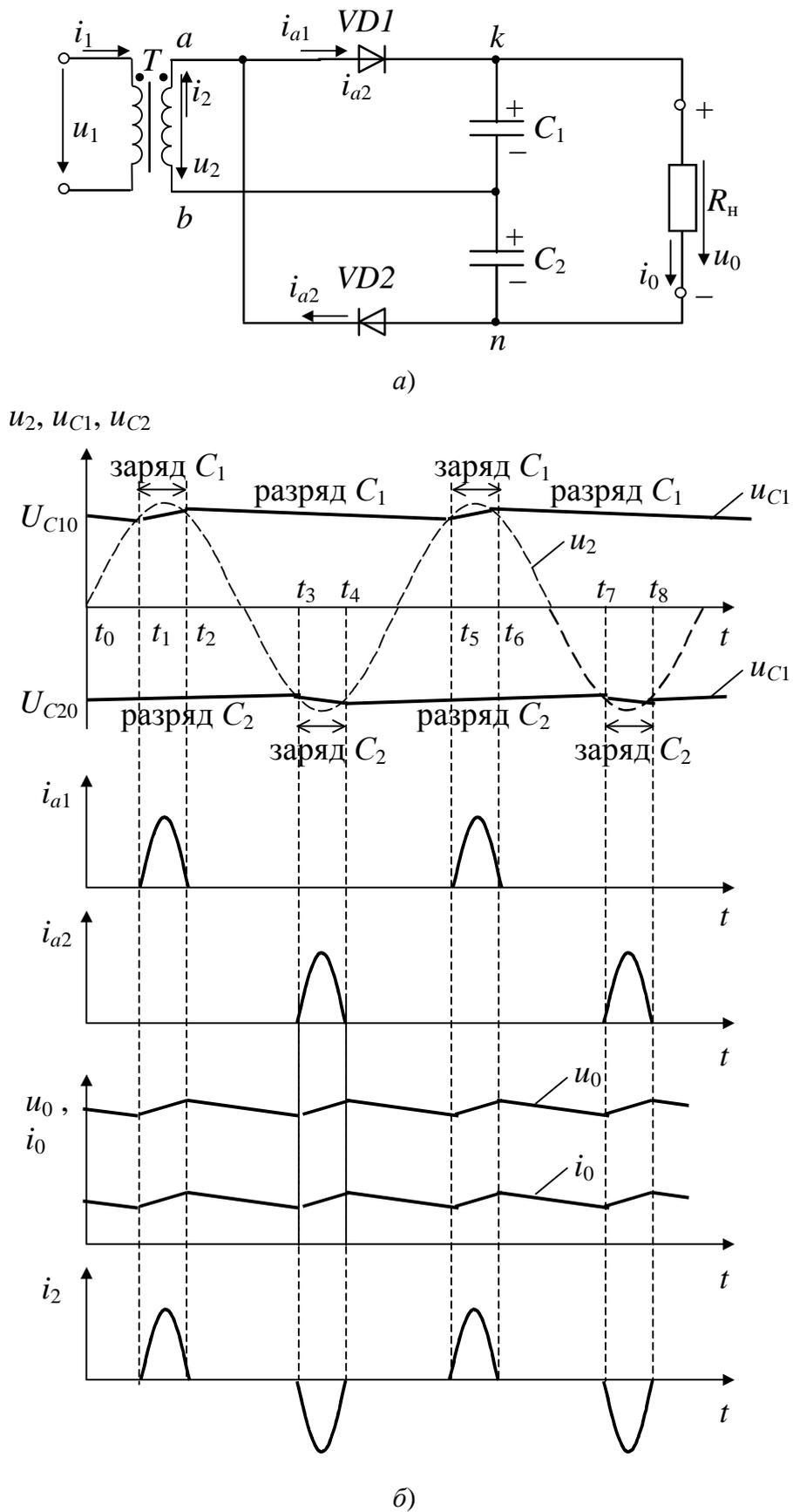


Рис. 3.15 – Мостовая схема удвоения напряжения (а),
диаграммы напряжения и тока в схеме (б)

Как видно из рис. 3.15, б, в интервале времени t_0-t_1 потенциал точки a (анод диода $VD1$) оказывается ниже потенциала точки k (катод $VD1$ и положительная обкладка C_1). Поэтому диод $VD1$ закрыт и конденсатор C_1 разряжается на нагрузку.

В интервале времени t_1-t_2 потенциал анода $VD1$ становится выше потенциала его катода, следовательно, диод $VD1$ открывается, и через открытый диод $VD1$ конденсатор заряжается до $U_{C1m} \cong U_{2m}$.

В интервале времени t_1-t_3 диод $VD1$ и конденсатор C_1 работают так же, как и в промежутке t_0-t_1 .

В интервале времени t_0-t_3 потенциал точки a (катод $VD2$) оказывается ниже потенциала точки n (анод диода $VD2$ и одновременно отрицательная обкладка конденсатора C_2). Следовательно, диод $VD2$ закрыт, и конденсатор C_2 разряжается на нагрузку.

В интервале времени t_3-t_4 потенциал точки a (катод диода $VD2$) становится ниже потенциала анода диода $VD2$. Поэтому диод $VD2$ открывается, и через открытый диод $VD2$ конденсатор C_2 заряжается до $U_{C2m} \cong U_{2m}$. В интервале t_4-t_7 диод $VD2$ и конденсатор C_2 работают так же, как и в промежутке t_0-t_3 .

Таким образом, как видно из рис. 3.15, б, в интервалах времени t_0-t_1 , t_2-t_3 , t_4-t_5 , t_6-t_7 оба конденсатора C_1 и C_2 разряжаются на нагрузку. Поскольку в упомянутых промежутках времени оба диода закрыты, то данная схема в этом случае может быть представлена в виде двух последовательно соединенных конденсаторов с подключенной к ним нагрузкой (рис. 3.16). Согласно рис. 3.16, напряжение на выходе выпрямителя определяется суммой напряжений:

$$U_0 = U_{C1} + U_{C2} \cong 2U_{2m} .$$

Обратное напряжение на диоде равно сумме амплитудного значения напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора и напряжения на конденсаторе, т.е.

$$U_{обрм} = U_{2m} + U_{Cm} \cong 2U_{2m} .$$

Из рис. 3.15, б видно, что частота пульсации выпрямленного напряжения в однофазной мостовой схеме с удвоением напряжения вдвое больше частоты сети, а выпрямленный ток является двухполупериодным.

Основным преимуществом однофазной мостовой схемы удвоения является возможность получить вдвое большее напряжение при одном и том же значении напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора. Су-

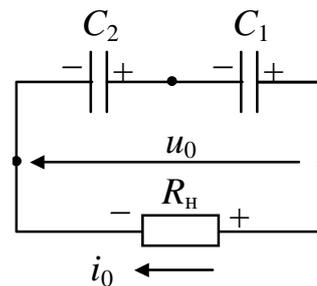


Рис. 3.16 – К определению напряжения на нагрузке в схеме удвоения напряжения

ществленным недостатком схемы удвоения является большое внутреннее сопротивление, так как два входящих в схему выпрямителя соединены между собой последовательно.

Для схемы удвоения напряжения расчетные соотношения для основных величин имеют вид:

$$\begin{aligned}
 I_a = I_0; \quad I_{am} = I_0 F \quad (I_{am} \approx 7I_0); \quad m = 1; \\
 R_{вн} = r_{диф} + R_T \quad \text{— как в однополупериодной;} \\
 P_T = 1,5P_0; \quad U_{обрт} = 1,41BU_0; \quad U_{обрт} \approx 1,5BU_0 \quad \text{— как в мостовой;} \\
 U_2 = BU_0/2; \quad I_2 = DI_0\sqrt{2}; \quad K_C = 0,9; \quad K_L = 1,25 \cdot 10^{-3}.
 \end{aligned}$$

3.6.2. Однофазные несимметричные схемы умножения напряжения

Однофазная несимметричная схема удвоения напряжения (рис. 3.17) содержит трансформатор, два диода $VD1$ и $VD2$, два конденсатора C_1 и C_2 и нагрузку R_H , которая включена параллельно C_2 . Схема представляет собой два однофазных однополупериодных выпрямителя, один из которых состоит из диода $VD1$ и конденсатора C_1 , а другой – из диода $VD2$ и конденсаторов C_1 и C_2 . Как и в однополупериодном выпрямителе с емкостной реакцией нагрузки, диоды схемы $VD1$ и $VD2$ работают с отсечкой тока, причем открываются они в разные полупериоды напряжения u_2 , а время работы диодов меньше $T/2$, где $T=1/f_c$ – период напряжения сети.

Во время одного полупериода, когда потенциал точки a отрицательный, а точки b – положительный, открывается диод $VD1$, и током этого диода конденсатор C_1 заряжается до напряжения

$$U_{C1m} \approx U_{2m}.$$

Во время полупериода, когда потенциал точки a положительный, а точки b – отрицательный, диод $VD1$ закрыт, а к диоду $VD2$ будет приложено отпирающее напряжение, равное сумме напряжений вторичной обмотки U_2 и конденсатора C_1 . При этом через открытый диод $VD2$ конденсатор C_2 заряжается до максимального значения:

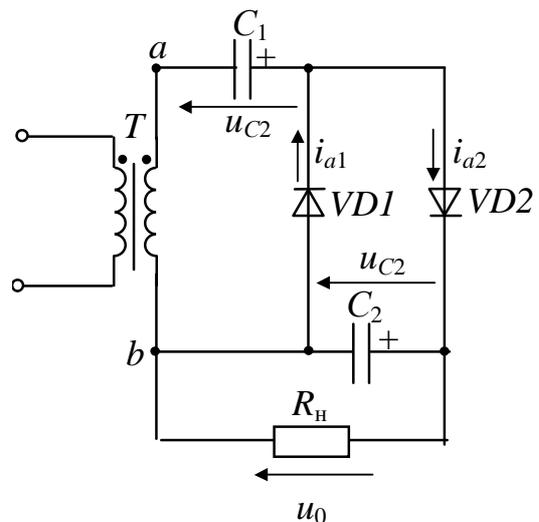


Рис. 3.17 – Несимметричная схема удвоения напряжения

$$U_{C2m} = U_{2m} + U_{C1m} \approx 2U_{2m}.$$

Когда диод $VD2$ закрыт, конденсатор C_2 разряжается через сопротивление нагрузки R_n , при этом напряжение на нагрузке равно напряжению на конденсаторе C_2 и будет близко к $2U_{2m}$.

Таким образом, в режиме холостого хода ($R_n = \infty$) напряжение на выходе выпрямителя (на нагрузке) равно удвоенной амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора ($2U_{2m}$).

Заряд и разряд конденсатора C_2 происходят за один период напряжения сети, и поэтому частота пульсации выпрямленного напряжения на нагрузке равна частоте сети.

Обратное напряжение на диоде $VD1$ складывается из напряжения на вторичной обмотке трансформатора и на конденсаторе C_1 , и максимальное значение его будет равно:

$$U_{обр1} = U_{2m} + U_{C1m} \cong 2U_{2m}.$$

Обратное напряжение на диоде $VD2$ определяется напряжением на конденсаторе C_2 :

$$U_{обр2} = U_{C2m} = 2U_{2m} = U_{обр1}.$$

Поэтому оба диода выбираются на одинаковое обратное напряжение. Основным недостатком схемы является то, что основная частота пульсации выпрямленного напряжения равна частоте сети.

Для увеличения кратности выпрямленного напряжения увеличивают число диодов и конденсаторов, включая их аналогично схеме рис. 3.15.

На рис. 3.18 показана **схема умножения напряжения**, где в целях получения **различной кратности** умножения напряжения предусмотрены соответствующие варианты подключения нагрузки к схеме (показаны пунктиром), а именно: присоединяя нагрузку к точкам b , v и z схемы, получим умножение напряжения соответственно в 2, 3 и 4 раза.

В данной схеме все конденсаторы с нечетными номерами (C_1, C_3) заряжаются в один полупериод напряжения u_2 , а с четными номерами (C_2, C_4) – в другой полупериод. Чем выше кратность умножения напряжения, тем большими будут пульсации выпрямленного напряжения при одинаковой емкости конденсаторов, так как для зарядного и разрядного токов они включены последовательно.

Недостатки таких выпрямителей аналогичны недостаткам однополупериодного однофазного выпрямителя с емкостной нагрузкой. Кроме того, они обладают увеличенным внутренним сопротивлением из-за последовательного включения диодов.

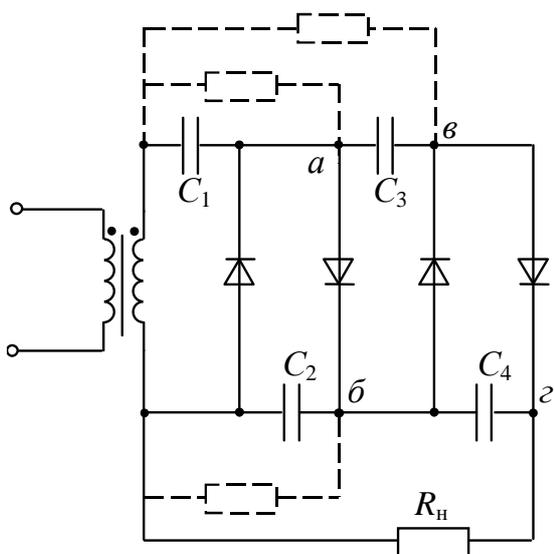


Рис. 3.18 – Несимметричная схема умножения напряжения

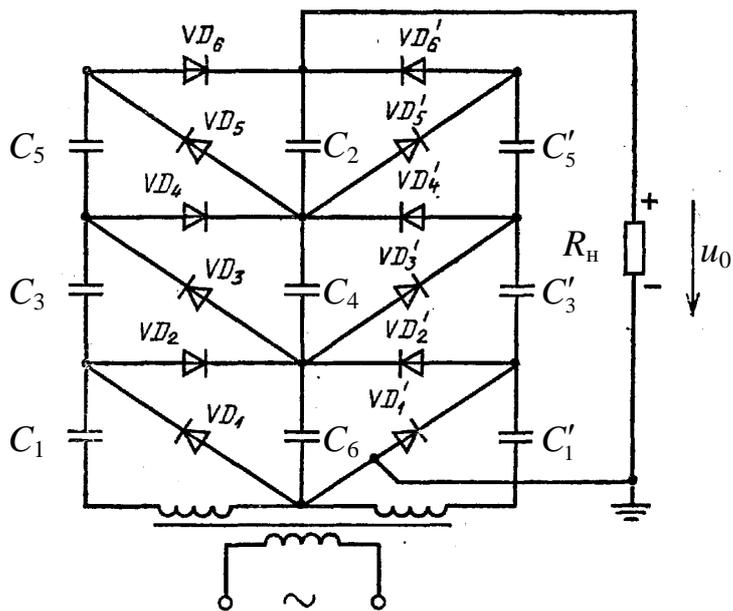


Рис. 3.19 – Симметричная схема умножения напряжения

3.6.3 Двухфазные симметричные схемы умножения напряжения

Двухфазные симметричные схемы умножения можно получить соединением нескольких несимметричных схем.

На рис. 3.19 показана двухфазная схема выпрямления с умножением напряжения в 6 раз.

Конденсаторы с нечетными номерами ($C_1, C_3, C_5, C'_1, C'_3, C'_5$) заряжаются токами соответствующих диодов один раз в период напряжения вторичной обмотки, конденсаторы с четными номерами (C_2, C_4, C_6) – дважды, поэтому частота пульсации выпрямленного напряжения в 2 раза больше частоты сети. Следует заметить, что в симметричных выпрямителях необходим трансформатор с выводом средней точки вторичной обмотки.

3.7 Регулируемые выпрямители ИВЭП

Способы регулирования напряжения

Регулировка выходного напряжения выпрямителя может осуществляться различными способами: на стороне переменного тока, на стороне постоянного тока и путем управления вентилями [1, 2].

Регулируемый трансформатор или автотрансформатор, включенный в схему выпрямителя, дает возможность изменять амплитуду переменного на-

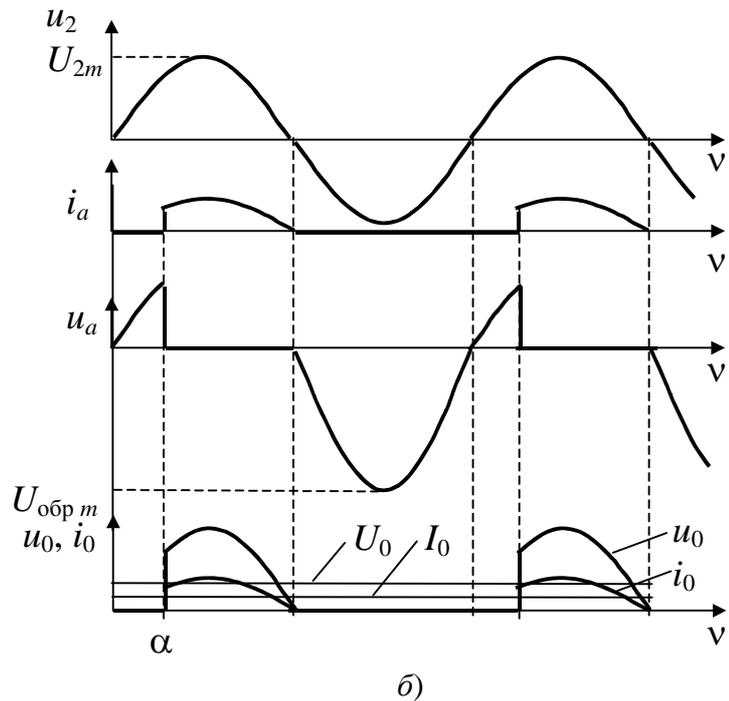
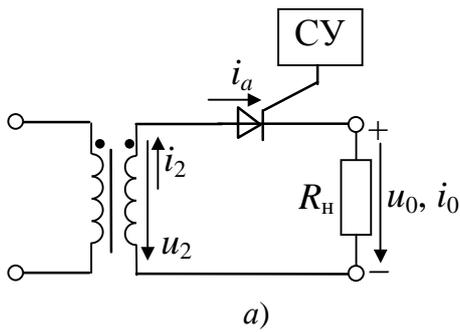


Рис. 3.20 – Однополупериодный управляемый выпрямитель (а) и характерные временные диаграммы токов и напряжений (б)

пряжения, подводимого к вентилям, и тем самым установить желаемое выпрямленное напряжение. Эта задача может быть решена и с помощью магнитного усилителя. Однако ЭМЭ весьма громоздки и имеют малую надежность (из-за наличия переключаемых или скользящих контактов).

Регулировка постоянного напряжения на нагрузке, достигаемая делителем напряжения или реостатом, включенным между выходом выпрямителя и нагрузкой, связана с большими потерями мощности.

Свободным от этих недостатков является третий метод, основанный на управлении вентилями выпрямителя. В качестве управляемых вентилях применяются тиристоры либо симисторы, моментом включения которых можно управлять.

Принцип действия управляемого выпрямителя иллюстрирует схема и временные диаграммы простейшего однополупериодного выпрямителя на тиристоре (рис. 3.20, а), которые не требуют дополнительных пояснений. Включение тиристора осуществляется путем подачи на управляющий электрод импульса тока от схемы управления (СУ) в момент $\omega t = \alpha$. Угол α называется углом включения.

Среднее значение выпрямленного напряжения равно:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_0(v) dv = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin(v) dv = \frac{U_{2m}}{2\pi} (-\cos v) \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Таким образом, меняя угол включения тиристора, можно регулировать величину выходного напряжения на нагрузке.

Примеры схем регулируемых выпрямителей ИВЭП РЭС

Схемы регулируемых выпрямителей ИВЭП РЭС БН приведены на рис. 3.21 и 3.22. Построены они по принципу удвоителя напряжения (см. рис. 3.14, а), у которого в качестве одного из вентилях используется управляемый элемент (тиристор или симистор). Это позволяет поддерживать выпрямленное напряжение в заданных пределах, требуемых для нормальной работы основного преобразователя ИВЭП при изменении напряжения питающей сети от 100 до 242 В.

Таким образом, становится возможным использовать один и тот же источник питания в странах с разными стандартами питающей сети без каких-либо изменений или переключений.

В схеме *удвоителя напряжения с тиристорным регулированием*, приведенной на рис. 3.21, один из вентилях управляемый. При напряжении сети 220 В он заперт, и схема вырождается в обычный однополупериодный выпрямитель. В этом случае:

$$U_0 = U_{C1} \cong U_c \sqrt{2}.$$

При входном напряжении 110 В тиристор VD2 отпирается вначале каждого отрицательного по схеме полупериода, в результате чего конденсатор C_2 заряжается до напряжения

$$U_{C2} \cong U_c \sqrt{2}.$$

Таким образом, выпрямленное напряжение:

$$U_0 = U_{C1} + U_{C2} \cong 2\sqrt{2}U_c.$$

Схема управления позволяет изменять момент включения тиристора в зависимости от величины напряжения питающей сети, чем обеспечивается поддержание величины U_0 около 300 В при изменении напряжения сети в пределах от 110 В до 220 В.

Схема *выпрямителя с симисторным регулированием* (рис. 3.22) при запертом симисторе вырождается в обычный мостовой выпрямитель, работающий на емкостную нагрузку. Эквивалентная емкость нагрузки $C_{\text{ЭКВ}}$ при этом равна:

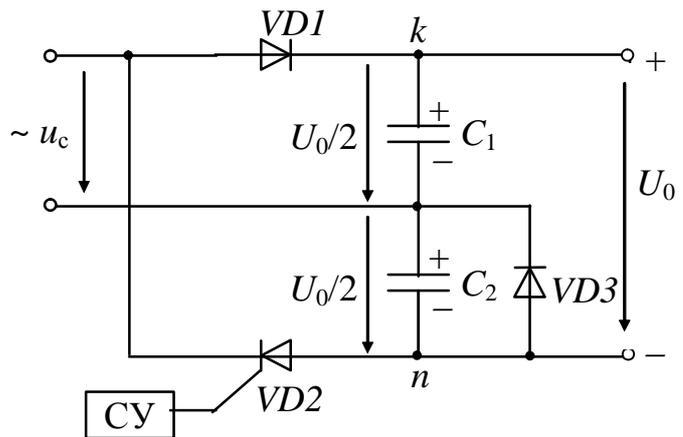


Рис. 3.21 – Удвоитель напряжения с тиристорным регулированием

$$C_{\text{экв}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Напряжения на конденсаторах фильтра C_1 и C_2 , при равенстве их емкостей, будут одинаковы и равны $U_0/2$.

При полностью открытом тиристоре схема вырождается в мостовой удвоитель (см. рис. 3.15, а, рис. 3.21). Два из четырех диодов моста при этом заперты и не работают. Схема управления позволяет коммутировать тиристор в нужный момент, чтобы отработать изменение напряжения питающей сети. Это позволяет поддерживать напряжение U_0 в заданных пределах (около 300 В).

При выходе из строя симистора (пробое) или отказе схемы управления возможна ситуация, когда при наибольшем U_c выпрямитель будет работать, как удвоитель. Напряжение U_0 при этом возрастет до 600 В, что неминуемо вызовет неисправности в питаемых от выпрямителя устройствах. Поэтому такая схема снабжается защитой от возможного перенапряжения. Схема выпрямления с защитой от перенапряжения будет рассмотрена в п. 10.1.3.

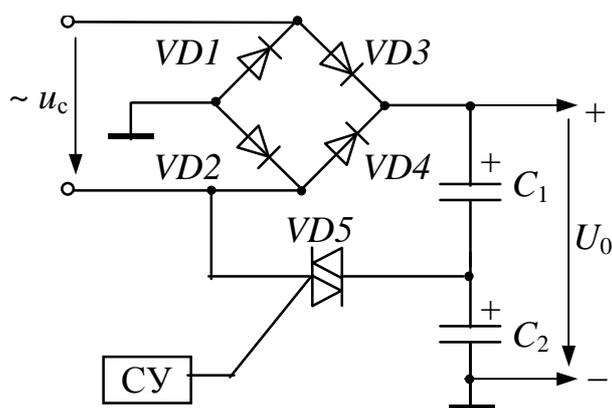


Рис. 3.22 – Удвоитель напряжения с симисторным регулированием

3.8 Работа выпрямителя на нагрузку с индуктивной реакцией

Примерами индуктивных нагрузок являются обмотки электромеханических устройств, а также любые электроприемники, питаемые через фильтр, входным элементом которого служит дроссель (рис. 3.24).

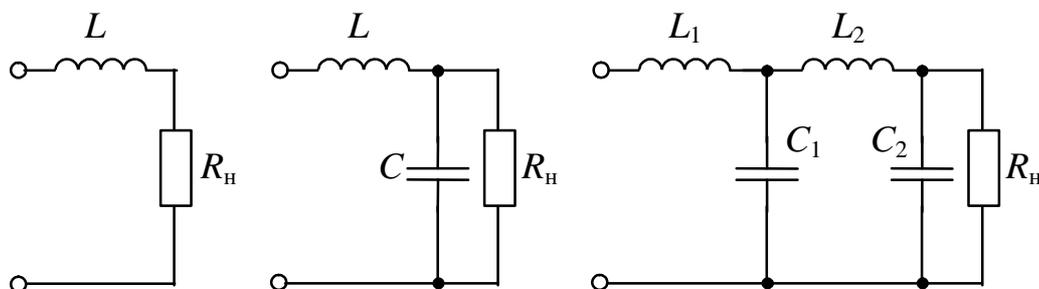


Рис. 3.24 – Примеры нагрузки выпрямителя индуктивного характера

Работу выпрямителя рассмотрим на примере однофазной мостовой схемы выпрямления.

На рис. 3.25, *а* приведена однофазная мостовая схема выпрямления при нагрузке, начинающейся с индуктивного элемента. Показатели выпрямителя и режим работы элементов схемы зависят от параметров сглаживающего *LC*-фильтра. Если запас энергии в дросселе достаточен для того, чтобы подпитывать нагрузку током в течение интервала времени, во время которого мгновенная мощность в сети переменного тока будет меньше мощности, потребляемой нагрузкой, то ток дросселя будет непрерывным. При этом открыты два вентиля вентильного комплекта. При малом запасе энергии в дросселе ток дросселя получается разрывным, пульсирующим. В те моменты, когда он равен нулю, все вентили выпрямителя заперты, а поступление мощности в нагрузку происходит благодаря конденсатору фильтра *C*.

Сглаживающий фильтр выпрямителя всегда рассчитывается так, чтобы обеспечивался режим непрерывного тока дросселя. Для этого индуктивность дросселя должна превышать некоторое значение, называемое критическим. В данном учебном пособии рассматриваются процессы в выпрямительной схеме, работающей в режиме непрерывного тока дросселя.

В качестве допущений принимаются:

- идеальность трансформатора – трансформатор не имеет индуктивности рассеяния и активного сопротивления обмоток;
- идеальность вентиля – вентили не имеют внутреннего сопротивления и порога выпрямления.

Пусть напряжение вторичной обмотки трансформатора меняется по косинусоидальному закону (рис. 3.25, *б*). Выпрямленное напряжение имеет период $T/2$, и внутри каждого периода также меняется по косинусоидальному закону.

Ток дросселя i_L определяется напряжением на нем. Напряжение, приложенное к дросселю, равно разности выпрямленного напряжения и напряжения на нагрузке:

$$u_L = u_d - u_0.$$

В качестве допущения примем, что емкость конденсатора фильтра настолько велика, а пульсации напряжения на нем столь малы, что напряжение на нагрузке можно считать постоянным:

$$u_0 = U_0. \quad (3.11)$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения определяется путем разложения в ряд Фурье:

$$U_0 = \frac{2}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} U_{2m} \cos \omega t d\omega t = U_{2m} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2}.$$

Ток дросселя i_L растет, если приложенное к нему напряжение положительно $u_L > 0$ (участок $a - б$ и аналогичные), и падает, если приложенное напряжение отрицательно $u_L < 0$ (участок $б - в$ и аналогичные) (см. рис. 3.25, б). Закон изменения тока дросселя можно определить, проинтегрировав напряжение на нем:

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{\omega L} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} (u_d - U_0) d\omega t + I_0 = \frac{1}{\omega L} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} U_{2m} \left(\cos \omega t - \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \right) d\omega t + I_0 = \\ &= \frac{U_{2m}}{\omega L} \left(\sin \omega t - \omega t \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \right) + I_0, \end{aligned}$$

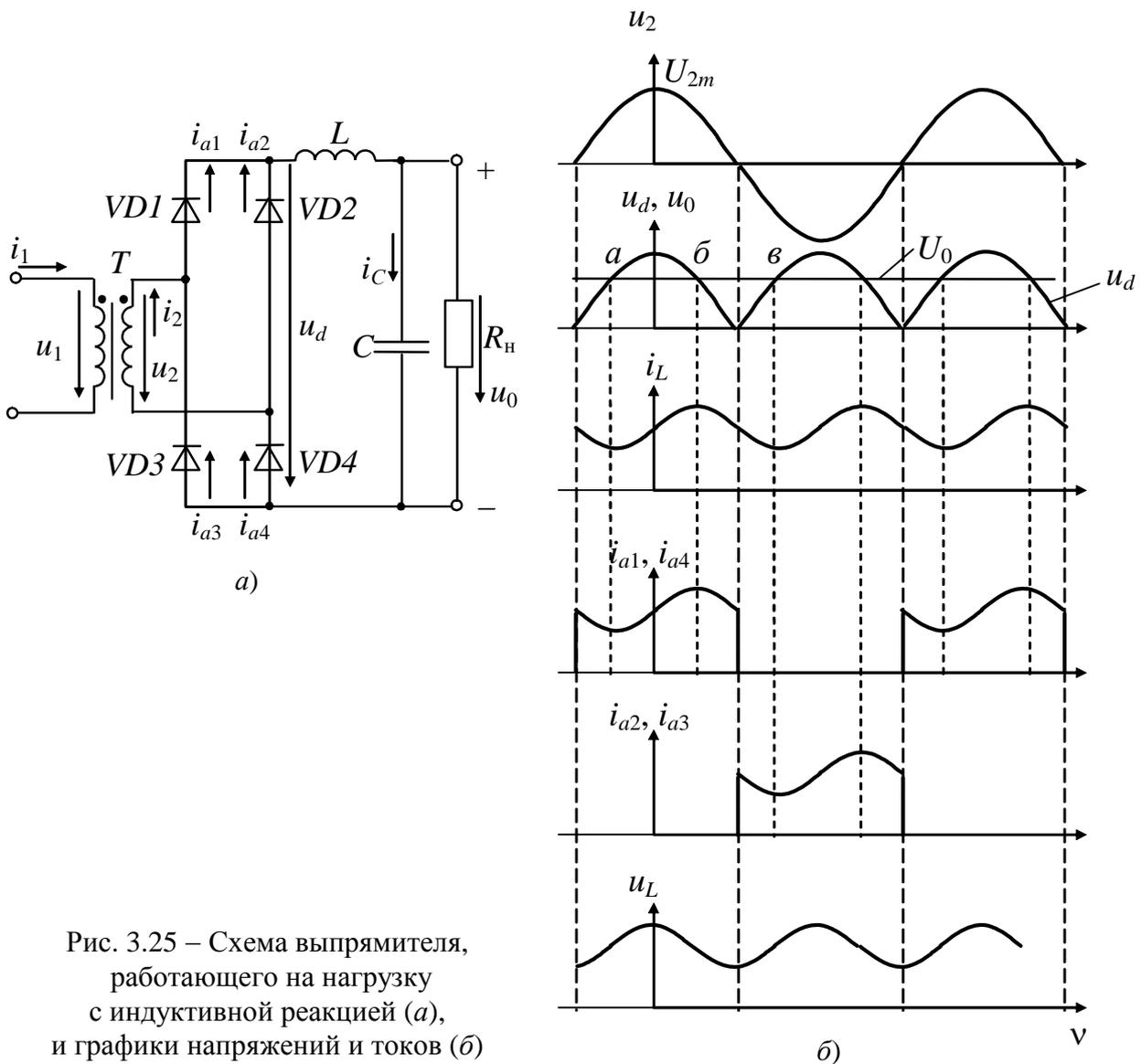


Рис. 3.25 – Схема выпрямителя, работающего на нагрузку с индуктивной реакцией (а), и графики напряжений и токов (б)

где I_0 – постоянная составляющая тока дросселя:

$$I_0 = \frac{U_{2m}}{R_H} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2}.$$

Ток дросселя i_L распределяется между фазами выпрямления, что приводит к прохождению его поочередно через пару соответствующих вентилях (см. рис. 3.25, б). Поэтому ток вентиля имеет форму импульса длительностью $T/2$.

Форма напряжения на нагрузке определяется на основании закона изменения напряжения на конденсаторе сглаживающего фильтра. При сделанном выше допущении (3.11) относительно постоянства выходного напряжения все переменные составляющие выпрямленного тока $i_{0\sim}$ проходят через этот конденсатор. Поэтому:

$$i_{0\sim} = i_L - I_0;$$

$$\begin{aligned} u_C = u_0 &= \frac{1}{\omega C} \int (i_L - I_0) d\omega t + U_0 = \frac{U_{2m}}{\omega^2 LC} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left(\sin \omega t - \omega t \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \right) d\omega t + U_0 = \\ &= \frac{U_{2m}}{\omega^2 LC} \left(-\cos \omega t - \frac{\omega^2 t^2}{2} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \right) + U_0. \end{aligned}$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения равен:

$$k_{\text{п}} = \frac{\Delta u_C}{2U_0} = \frac{u_C(\pi/2) - u_C(0)}{2U_0} = \frac{1}{\omega^2 LC} \frac{\left(1 - \cos \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \sin \frac{\pi}{2} \right)}{2 \left(\frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \right)}.$$

В общем случае для произвольного числа фаз:

$$k_{\text{п}} = \frac{\Delta(m)}{\omega^2 LC}, \text{ где } \Delta(m) = \frac{\left(1 - \cos \frac{\pi}{m} - \frac{\pi}{m} \sin \frac{\pi}{m} \right)}{2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}};$$

$$\frac{U_2}{U_0} = B(m), \text{ где } B(m) = \left[\sqrt{2} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right]^{-1}.$$

Используя закон изменения тока дросселя, можно определить значение критической индуктивности, при которой минимум тока равен нулю.

Максимум и минимум тока достигаются при углах, соответствующих нулю напряжения на дросселе (рис. 3.26), т.е. при

$$\omega t_1 = \arccos \left[\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right].$$

Тогда минимум тока дросселя равен:

$$\frac{U_{2m}}{\omega L_{кр}} \left(\sin \omega t_1 - \omega t_1 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right) + \frac{U_{2m}}{R_H} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} = 0.$$

Отсюда:

$$R_H \left(\sin \omega t_1 - \omega t_1 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right) + \omega L_{кр} \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} = 0$$

или

$$\omega L_{кр} = x(m) R_H, \text{ где } x(m) = \frac{\frac{\pi}{m} \sin \omega t_1}{\sin \frac{\pi}{m}} - \omega t_1.$$

Таким образом, все приведенные коэффициенты являются функциями только числа фаз выпрямительной схемы:

m	k_{π}	B	x
2	0,169	1,11	0,332
3	0,0284	0,855	0,083
6	0,00162	0,74	0,01

Расчет выпрямительных схем проводится с использованием приведенных выше коэффициентов [3].

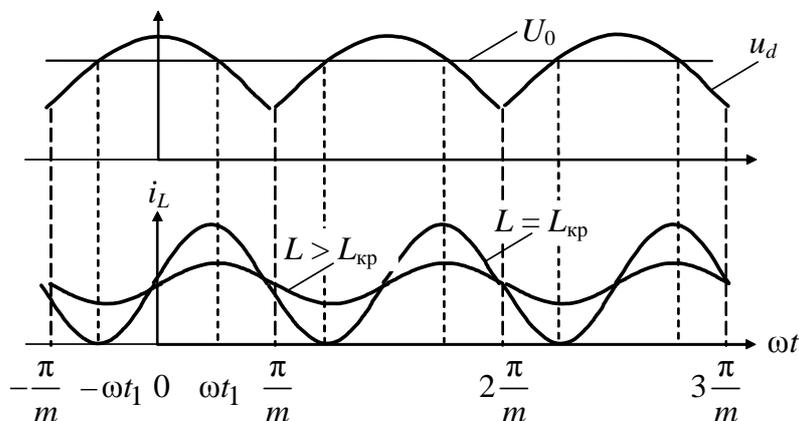


Рис. 3.26 – Временные диаграммы для случая произвольного числа фаз схемы выпрямления m

4 СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Колебания питающих напряжений, изменения потребляемой мощности, колебания частоты тока сети, температуры окружающей среды, уровня ионизирующих излучений, уровня давления вызывают изменение напряжения (тока) потребителя. Основными дестабилизирующими факторами в РЭС являются изменения питающих напряжений и потребляемой мощности. Изменения питающих напряжений возникают из-за нестабильности напряжений питающей сети промышленной частоты 50 Гц. Колебания напряжений промышленной сети переменного тока могут достигать 10...15 % от номинального значения. При питании устройств от маломощных энергетических сетей или от автономных источников колебания напряжения могут достигать 15...20 %, а иногда и более. Изменение тока потребления 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.

Устройства, автоматически поддерживающие напряжение (ток) на стороне потребителя с заданной степенью точности, называются **стабилизаторами напряжения (тока)**. Стабилизаторы обеспечивают постоянство выходных параметров (напряжения или тока) при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

4.1 Классификация стабилизаторов

В зависимости от принципа действия стабилизаторы подразделяются на **параметрические** и **компенсационные**.

Очевидно, что самый простой способ поддержания на постоянном уровне напряжения на нагрузке заключается в параллельном включении с ней регулирующего элемента, имеющего ВАХ типа 1 (рис. 4.1). При этом $U_n = \text{const}$, если ток регулирующего элемента $I_p \geq I_{pmin}$ [3].

Последовательное включение нагрузки и элемента с ВАХ типа 2 обеспечивает стабилизацию тока нагрузки $I_n = \text{const}$.

На данном свойстве нелинейных элементов основан принцип работы параметрических стабилизаторов.

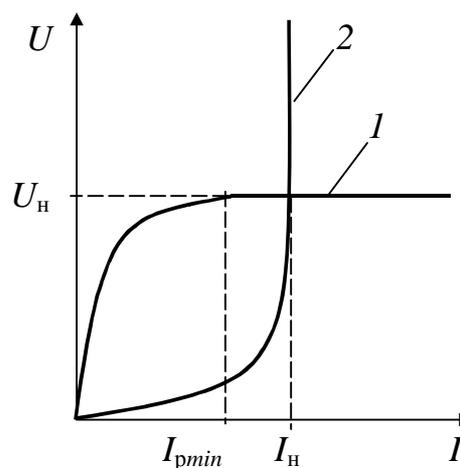


Рис. 4.1 – ВАХ нелинейных элементов для стабилизации:
1 – напряжения; 2 – тока

Параметрический стабилизатор напряжения (тока) вторичного электропитания – это стабилизатор напряжения (тока), в котором отсутствует цепь обратной связи и стабилизация осуществляется за счет использования нелинейных элементов, входящих в его состав.

Компенсационный стабилизатор напряжения (тока) вторичного электропитания – это стабилизатор напряжения (тока), в котором стабилизация осуществляется за счет воздействия изменения выходного напряжения (тока) на его регулирующее устройство через цепь обратной связи.

В параметрических стабилизаторах используются нелинейные элементы, и стабилизация напряжения (тока) осуществляется в результате нелинейности их ВАХ (см. рис. 4.1). Для стабилизации переменного напряжения используются ЭМЭ – **дроссели насыщения** (см. п. 2.9). Для стабилизации постоянного напряжения находят широкое применение кремниевые стабилитроны и стабилитроны. В стабилизаторах тока используются полевые и биполярные транзисторы.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой систему автоматического регулирования, содержащую регулирующий элемент и цепь отрицательной обратной связи (ООС). Эффект стабилизации в данных устройствах достигается изменением параметров регулирующего элемента при воздействии на него сигнала обратной связи. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи является функцией выходного напряжения, а в компенсационных стабилизаторах тока – функцией выходного тока.

В зависимости от вида регулирования стабилизаторы подразделяются на непрерывные, импульсные и непрерывно-импульсные.

Непрерывный стабилизатор напряжения (тока) – это стабилизатор напряжения (тока), регулирующее устройство которого работает в непрерывном режиме. **Импульсный стабилизатор напряжения (тока)** – это стабилизатор напряжения (тока), регулирующее устройство которого работает в импульсном режиме.

По способу включения регулирующего элемента (РЭ) относительно нагрузки стабилизаторы делятся на последовательные и параллельные (рис. 4.2).

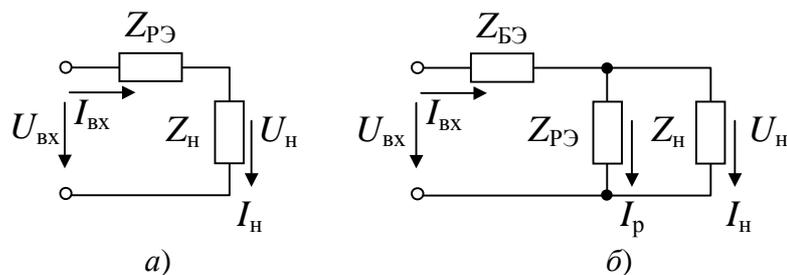


Рис. 4.2 – Последовательный (а) и параллельный (б) стабилизаторы

Последовательный стабилизатор напряжения (тока) – это стабилизатор напряжения (тока), регулирующее устройство которого включено последовательно с нагрузкой. **Параллельный стабилизатор напряжения (тока)** – это стабилизатор напряжения (тока), регулирующее устройство которого включено параллельно нагрузке. Помимо регулирующего элемента, в состав параллельного стабилизатора входит балластный элемент (БЭ), который включается последовательно с нагрузкой.

4.2 Основные параметры стабилизаторов

Основными параметрами стабилизаторов постоянного напряжения являются [3]:

1. **Номинальные значения** входного $U_{\text{вх}}$ и выходного $U_{\text{н}}$ напряжений стабилизатора, тока стабилизатора $I_{\text{н}}$.

2. **Коэффициент стабилизации по входному напряжению** – отношение относительных приращений напряжения на входе и выходе стабилизатора при неизменном токе нагрузки:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}}}{\frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}}} \text{ при } I_{\text{н}} = \text{const},$$

где $\Delta U_{\text{вх}}$, $\Delta U_{\text{н}}$ – приращения входного и выходного напряжений.

3. **Диапазон допустимых изменений** входного и выходного напряжения и тока стабилизатора, при которых коэффициент стабилизации не выходит за пределы заданного значения:

$$U_{\text{вхmax}} \div U_{\text{вхmin}} ; U_{\text{нmax}} \div U_{\text{нmin}} ; I_{\text{нmax}} \div I_{\text{нmin}} .$$

4. **Внутреннее сопротивление стабилизатора** – отношение приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{н}}$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_{\text{н}}$ при неизменном входном напряжении ($U_{\text{вх}} = \text{const}$):

$$r_i = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{н}}} \text{ при } U_{\text{вх}} = \text{const}.$$

В стабилизаторах напряжения внутреннее сопротивление может достигать тысячных долей ома. При этом $r_i < 0$.

5. **Температурный коэффициент стабилизатора** – отношение приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{н}}$ к приращению температуры окружающей среды ΔT_c , при неизменном входном напряжении $U_{\text{вх}}$ и токе нагрузки $I_{\text{н}}$:

$$\gamma = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta T_{\text{с}}} \text{ при } U_{\text{вх}} = \text{const}, I_{\text{н}} = \text{const}.$$

Основными параметрами стабилизаторов постоянного тока являются [3]:

1. **Номинальные значения** входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и тока стабилизатора $I_{\text{н}}$.

2. **Коэффициент стабилизации стабилизатора тока по входному напряжению** – отношение относительных приращений напряжения на входе и выходе стабилизатора:

$$K_{\text{ст}U} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}}}{\frac{\Delta I_{\text{н}}}{I_{\text{н}}}} \text{ при } R_{\text{н}} = \text{const},$$

где $I_{\text{н}}$, $\Delta I_{\text{н}}$ – ток и приращение тока в нагрузке.

3. **Коэффициент стабилизации при изменении сопротивления нагрузки:**

$$K_{\text{ст}R_{\text{н}}} = \frac{\frac{\Delta R_{\text{н}}}{R_{\text{н}}}}{\frac{\Delta I_{\text{н}}}{I_{\text{н}}}} = \frac{r_i}{R_{\text{н}}} \text{ при } U_{\text{вх}} = \text{const},$$

где $R_{\text{н}}$, $\Delta R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки и приращение сопротивления нагрузки при постоянном входном напряжении; r_i – внутреннее сопротивление стабилизатора.

4. **Температурный коэффициент стабилизатора:**

$$\gamma = \frac{\Delta I_{\text{н}}}{\Delta T_{\text{с}}}.$$

Помимо параметров, характеризующих качество стабилизации, все стабилизаторы оцениваются энергетическими и объемно-массовыми показателями. Основными энергетическими параметрами являются:

– **КПД** η – отношение активной мощности, отдаваемой в нагрузку, к активной мощности, потребляемой от сети;

– **коэффициент мощности** $\cos\varphi$ – отношение активной мощности к полной мощности, потребляемой от сети переменного тока.

КПД является важным показателем, обуславливающим применение стабилизатора. Так, КПД последовательного стабилизатора (см. рис. 4.2, а) равен:

$$\eta_{\text{посл}} = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н}}}{U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{вх}}},$$

а параллельного (см. рис. 4.2, б):

$$\eta_{\text{пар}} = \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н}}}{U_{\text{вх}} (I_{\text{н}} + I_{\text{р}})}.$$

То есть $\eta_{\text{пар}} < \eta_{\text{посл}}$, и потому параллельные стабилизаторы применяются в основном в маломощных цепях местной стабилизации.

4.3 Параметрические стабилизаторы напряжения

4.3.1 Параметры стабилитронов

В качестве нелинейных регулирующих элементов параметрических стабилизаторов постоянного напряжения наиболее часто используются кремниевые стабилитроны. В отличие от обычных диодов, кремниевые стабилитроны работают на обратной ветви ВАХ в области пробоя, и незначительное увеличение напряжения вызывает существенное увеличение тока через стабилитрон. Однако «пробой» перехода не приведет к повреждению стабилитрона, если ток не превышает предельно допустимого значения.

На рис. 4.3 представлена ВАХ кремниевого стабилитрона. Область 1 – 2 характеристики является рабочей. Кремниевые стабилитроны характеризуются следующими параметрами [3]:

– $U_{\text{ст ном}}$ – номинальное напряжение стабилизации при номинальном токе стабилитрона, В;

– $U_{\text{ст min}} \dots U_{\text{ст max}}$ – напряжение стабилизации, В;

– $\Delta U_{\text{ст}}$ – разброс напряжения стабилизации от номинального значения при заданных токе стабилитрона и температуре окружающей среды, В;

– $I_{\text{ст min}}$ – минимально допустимый ток стабилизации, характеризующий начало рабочего участка, А;

– $I_{\text{ст max}}$ – максимально допустимый ток стабилизации, при котором мощность, рассеиваемая на стабилитроне, не превышает максимально допустимого значения, А;

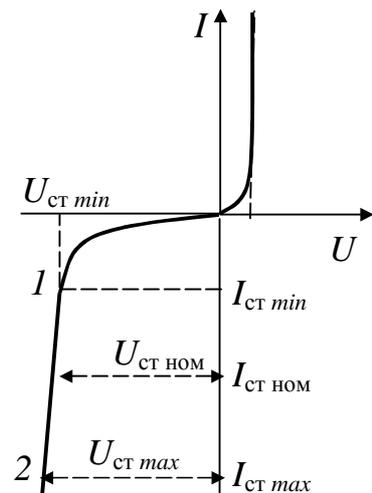


Рис. 4.3 – ВАХ стабилитрона

– $r_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{\Delta I_{\text{ст}}}$ – дифференциальное сопротивление, определяемое как от-

ношение приращения напряжения стабилизации к приращению тока через стабилитрон, Ом;

– P_{max} – максимально допустимая мощность, рассеиваемая стабилитроном, при которой температура p - n -перехода не превышает предельно допустимого значения, Вт;

– $\alpha_{\text{ст}}$ – средний температурный коэффициент напряжения стабилизации, определяемый отношением изменения напряжения стабилизации в процентах к абсолютному изменению температуры, $\frac{\%}{^{\circ}\text{C}}$.

Промышленность выпускает стабилитроны на напряжения от единиц до сотен вольт в корпусном и бескорпусном исполнении на различные мощности от сотен милливатт до нескольких ватт.

При изменении температуры окружающей среды параметры кремниевых стабилитронов изменяются. При повышении температуры увеличивается напряжение стабилизации, поэтому температурный коэффициент напряжения (ТКН) стабилизатора положителен. Включение последовательно со стабилитроном элементов с отрицательным ТКН (p - n -переходы в прямом направлении – полупроводниковые диоды или стабилитроны, включаемые в прямом направлении) позволяет уменьшить влияние температуры на коэффициент стабилизации.

4.3.2 Однокаскадный параметрический стабилизатор постоянного напряжения

На рис 4.4 представлена схема однокаскадного параметрического стабилизатора. Она состоит из гасящего (балластного) резистора R_{Γ} , включенного последовательно с потребителем $R_{\text{н}}$, и стабилитрона VDI , включенного параллельно потребителю. Принцип работы стабилизатора заключается в следующем. При увеличении напряжения на входе стабилизатора $U_{\text{вх}}$ ток через стабилитрон $I_{\text{ст}}$ резко возрастает, что приводит к увеличению падения напряжения на гасящем резисторе. Приращение напряжения на гасящем резисторе примерно равно приращению напряжения на входе стабилизатора, так что напряжение на выходе

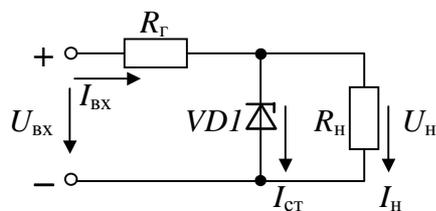


Рис. 4.4 – Параллельный параметрический стабилизатор постоянного напряжения

стабилизатора U_H при этом изменяется незначительно.

Для схемы рис. 4.4 с учетом $r_{cm} \approx 0$:

$$\Delta U_{BX} = \Delta I_{BX} R_\Gamma + \Delta I_{BX} r_{CT} \approx \Delta I_{BX} R_\Gamma;$$

$$\Delta U_H = \Delta I_{BX} \frac{r_{CT} R_H}{r_{CT} + R_H} \approx \Delta I_{BX} r_{CT}.$$

Поэтому:

$$K_{CT} = \frac{\frac{\Delta U_{BX}}{U_{BX}}}{\frac{\Delta U_H}{U_H}} = \frac{U_H R_\Gamma}{U_{BX} r_{CT}}. \quad (4.1)$$

Коэффициент стабилизации зависит от R_Γ и r_{CT} , и его росту способствует увеличение R_Γ и уменьшение r_{CT} . Однако коэффициент стабилизации не может увеличиваться безгранично, так как при увеличении R_Γ необходимо повышать входное напряжение U_{BX} .

При выборе стабилизатора необходимо учесть, что рабочая точка стабилизатора при всех колебаниях тока нагрузки и входного напряжения не должна выходить за пределы участка стабилизации стабилизатора, т.е. должны выполняться условия:

$$I_{CT\ max} \leq I_{BX\ max} - I_{H\ min} = \frac{U_{BX\ max} - U_{CT\ min}}{R_\Gamma} - I_{H\ min}; \quad (4.2)$$

$$I_{CT\ min} \leq I_{BX\ min} - I_{H\ max} = \frac{U_{BX\ min} - U_{CT\ max}}{R_\Gamma} - I_{H\ max}, \quad (4.3)$$

где $I_{H\ max}$, $I_{H\ min}$, $I_{CT\ max}$, $I_{CT\ min}$ – максимальный и минимальный токи нагрузки и стабилизатора соответственно.

При этом сопротивление гасящего резистора из (4.3) равно:

$$R_\Gamma = \frac{U_{BX\ min} - U_{CT\ max}}{I_{CT\ min} + I_{H\ max}}. \quad (4.4)$$

Обычно сопротивление R_Γ таково, что падение напряжения на нем составляет $(0,5...3)U_H$; при этом КПД не превышает 20...30%, а коэффициент стабилизации лежит в пределах 20...50.

Для выбранного стабилизатора при известном токе нагрузки коэффициент стабилизации не может быть больше максимального значения $K_{CT\ max}$. С учетом изменения входного напряжения от $U_{BX}(1 - a_{min})$ до $U_{BX}(1 + a_{max})$ выражение для коэффициента стабилизации можно представить в виде:

$$K_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{н}} R_{\Gamma}}{U_{\text{вх}} r_{\text{ст}}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{вх}}} \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{н}}}{(I_{\text{ст min}} + I_{\text{н max}}) r_{\text{ст}}} = \frac{U_{\text{н}}}{(I_{\text{н max}} + I_{\text{ст min}}) r_{\text{ст}}} \left((1 - a_{\text{min}}) - \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{вх}}} \right) =$$

$$= K_{\text{ст max}} \left(1 - \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{вх}} (1 - a_{\text{min}})} \right),$$

где a_{max} , a_{min} – относительное отклонение напряжения сети в сторону повышения и понижения; $K_{\text{ст max}}$ – максимально возможный коэффициент стабилизации:

$$K_{\text{ст max}} = \frac{U_{\text{н}} (1 - a_{\text{min}})}{(I_{\text{н max}} + I_{\text{ст min}}) r_{\text{ст}}}. \quad (4.5)$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора определяется дифференциальным сопротивлением стабилитрона:

$$r_i = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{н}}} \approx -r_{\text{ст}},$$

так как при $\Delta U_{\text{вх}} = 0$:

$$\Delta U_{\text{н}} = \Delta I_{\text{н}} \frac{r_{\text{ст}} R_{\Gamma}}{r_{\text{ст}} + R_{\Gamma}} \approx \Delta I_{\text{н}} r_{\text{ст}}.$$

Изменение окружающей температуры приводит к изменению выходного напряжения стабилизатора. Температурный коэффициент стабилизатора γ зависит от температурного коэффициента напряжения стабилитрона и равен:

$$\gamma = 10 \alpha_{\text{ст}} U_{\text{ст}} \text{ [мВ/}^\circ\text{C]}. \quad (4.6)$$

Одним из недостатков параметрического стабилизатора, построенного по схеме 4.4, является малая нагрузочная способность, которую можно повысить за счет применения транзистора (усилителя тока) (рис. 4.5).

Для получения напряжения большего, чем допускают параметры одного стабилитрона, используется их последовательное соединение, а для повышения коэффициента стабилизации – последовательное соединение каскадов.

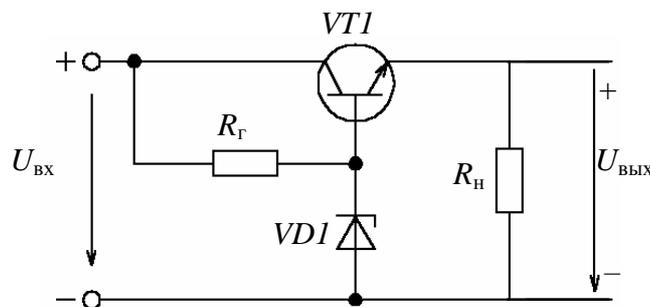


Рис. 4.5 – Параметрический стабилизатор с повышенной нагрузочной способностью

4.3.3 Двухкаскадный параметрический стабилизатор постоянного напряжения

На рис. 4.6 представлена схема двухкаскадного параметрического стабилизатора.

Выходной каскад стабилизатора, состоящий из стабилитрона $VD1$ и гасящего резистора R_{r1} , питается от предварительного стабилизатора, выполненного на стабилитроне $VD2$ и резисторе R_{r2} . Коэффициент стабилизации такой схемы равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов:

$$K_{ст} = K_{ст1} K_{ст2} = \frac{U_H R_{r1} R_{r2}}{U_{вх} r_{ст1} r_{ст2}},$$

где $r_{ст1}$, $r_{ст2}$ – дифференциальные сопротивления стабилитронов.

Внутреннее сопротивление схемы приближенно равно дифференциальному сопротивлению стабилитрона $VD1$, однако потери мощности выше, чем у однокаскадного стабилизатора, а КПД – ниже.

Применяя многокаскадные схемы, можно значительно повышать коэффициент стабилизации, однако стабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки остается такой же, что и в однокаскадных схемах.

4.3.4 Стабилизаторы тока

Параметрические стабилизаторы постоянного тока строятся на базе нелинейных элементов, ток которых мало зависит от напряжения, приложенного к ним. Таким элементом может быть полевой или биполярный транзистор.

Выходные и входная характеристики полевого транзистора приведены на рис. 4.7. Такие выходные характеристики имеют полевые транзисторы с $p-n$ -переходом и МОП-транзисторы обедненного типа. Из характеристик видно, что если напряжение затвор-исток неизменно, то и ток стока полевого транзистора изменяется незначительно при изменении напряжения сток-исток.

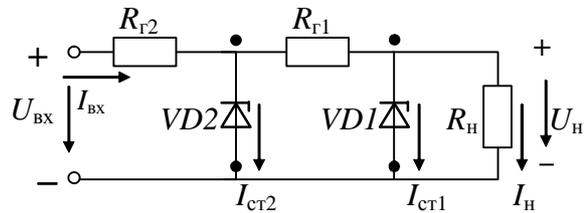


Рис. 4.6 – Двухкаскадный параллельный параметрический стабилизатор постоянного напряжения

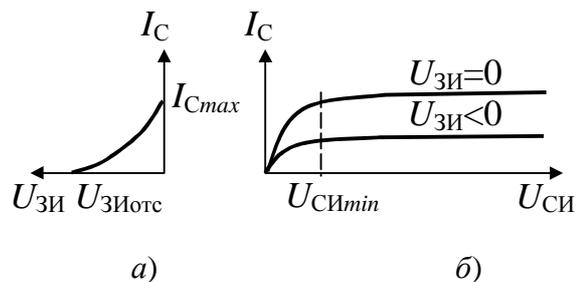


Рис. 4.7 – Входная (а) и выходные (б) характеристики полевого транзистора

Широкое распространение получила схема параметрического стабилизатора тока на полевом транзисторе, когда затвор и исток закорочены $U_{ЗИ} = 0$ (рис. 4.8). Полевой транзистор включен последовательно с сопротивлением нагрузки. Значение тока нагрузки $I_H = I_C$ определяется выбором сопротивления резистора R_{CM} . Максимальное значение тока $I_{Hmax} = I_{Cmax}$ при $R_{CM} = 0$.

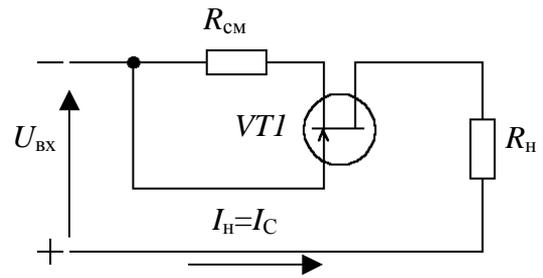


Рис. 4.8 – Схема параметрического стабилизатора тока на полевом транзисторе

Стабилизаторы тока с полевым и биполярным транзисторами применяют вместо гасящего резистора R_f в параметрических стабилизаторах напряжения (рис. 4.9). Это дает возможность обеспечить получение высокого коэффициента стабилизации при относительно высоком КПД. Внутреннее сопротивление схем равно дифференциальному сопротивлению стабилитрона.

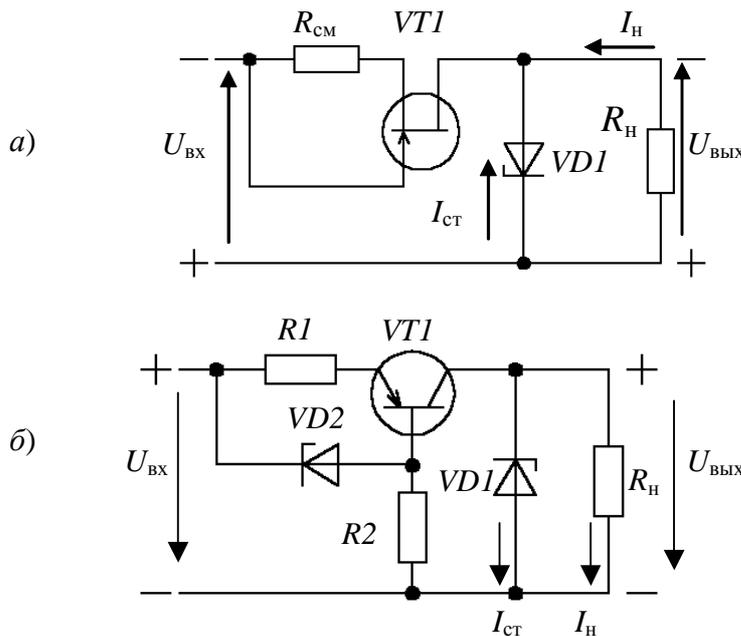


Рис. 4.9 – Схемы параметрических стабилизаторов постоянного напряжения:

а – с применением полевого транзистора;

б – с применением биполярного транзистора

4.3.5 Проектирование параметрических стабилизаторов

Методики расчета стабилизаторов подробно изложены в [1–3]. В данном учебном пособии приводится алгоритм расчета однокаскадного параметрического стабилизатора.

Исходными данными для проектирования параметрических стабилизаторов являются: номинальное напряжение сети U_1 ; частота тока сети f_c ; относительные отклонения напряжения сети в сторону повышения a_{max} и пони-

жения a_{min} ; номинальное значение выходного напряжения U_H ; максимальный $I_{H\ max}$ и минимальный $I_{H\ min}$ токи нагрузки; коэффициент стабилизации $K_{ст}$; внутреннее сопротивление r_i ; предельные значения температуры окружающей среды $T_{c\ min}$, $T_{c\ max}$; температурный коэффициент стабилизатора γ .

1. На основании U_H и γ из справочника выбирается стабилизатор, у которого:

$$U_{ст\ min} < U_H < U_{ст\ max},$$

и на основании выражения (4.5):

$$\alpha_{ст} \leq \frac{\gamma}{10U_{ст}}$$

или

$$\Sigma \alpha_{ст} \leq \frac{\gamma}{10U_{ст}},$$

если стабилизаторы включены последовательно.

Записываются ток стабилизации $I_{ст\ min} \dots I_{ст\ max}$ и дифференциальное сопротивление $r_{ст}$.

2. Уточняется выходное значение напряжения стабилизатора:

$$U_H = (U_{ст\ min} + U_{ст\ max}) / 2.$$

3. Выбирается $I_{ст\ min}$, большее минимального тока через стабилизатор, и определяется максимальное значение коэффициента стабилизации $K_{ст\ max}$ (выражение (4.5)). Необходимо выполнение условия:

$$K_{ст\ max} > K_{ст}.$$

Если данное условие не выполняется, то в соответствии с (4.5) можно попытаться выбрать другой стабилизатор либо принимается решение о применении двухкаскадного стабилизатора (см. рис. 4.7) или одной из схем на транзисторах (см. рис. 4.9, рис. 4.10).

4. Задается относительная амплитуда переменной составляющей входного напряжения a_{\sim} , равная коэффициенту пульсаций на входе стабилизатора (ориентировочно $a_{\sim} = 0,02 \dots 0,05$), и определяются номинальное, минимальное и максимальные значения входного напряжения стабилизатора:

$$U_{вх} = \frac{K_{ст\ max}}{(1 - a_{min} - a_{\sim})} \left(1 - \frac{K_{ст}}{K_{ст\ max}} \right);$$

$$U_{вх\ min} = U_{вх} (1 - a_{min} - a_{\sim});$$

$$U_{вх\ max} = U_{вх} (1 + a_{max} + a_{\sim}).$$

5. Вычисляется сопротивление гасящего резистора (выражение (4.4)):

$$R_{\Gamma} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст max}}}{I_{\text{ст min}} + I_{\text{н max}}}.$$

6. Определяются максимальное и минимальное значения токов через стабилитрон по выражениям (4.2), (4.3):

$$I_{\text{ст max}} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{ст min}}}{R_{\Gamma}} - I_{\text{н min}};$$

$$I_{\text{ст min}} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст max}}}{R_{\Gamma}} - I_{\text{н max}}.$$

Значение $I_{\text{ст max}}$ должно быть меньше предельного тока стабилитрона, указанного в справочнике.

7. Определяется максимальная мощность, рассеиваемая стабилитроном:

$$P_{VD \text{ max}} = I_{\text{ст max}} U_{\text{ст max}}.$$

Значение мощности $P_{VD \text{ max}}$ не должно превышать предельную мощность, указанную в справочнике для выбранного типа стабилитрона при максимальной температуре окружающей среды.

8. Рассчитываются переменная составляющей выходного напряжения и внутреннее сопротивление стабилизатора:

$$U_{\text{нм}} = a U_{\text{н}} / K_{\text{ст}};$$

$$r_i = -r_{\text{ст}}.$$

В случае использования в качестве стабилитрона VDI нескольких последовательно соединенных приборов r_i представляет собой сумму дифференциальных сопротивлений всех стабилитронов.

9. Определяется КПД:

$$\eta = \frac{I_{\text{н max}} U_{\text{н}}}{U_{\text{вх}} \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{н}}}{R_{\Gamma}}}.$$

10. Определяется максимальный ток, потребляемый стабилизатором от выпрямителя:

$$I_{\text{вх max}} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{ст min}}}{R_{\Gamma}}.$$

11. При питании стабилизатора от сети переменного тока на основании полученных результатов далее рассчитывается выпрямитель (см. гл. 2, 3).

Исходными данными при расчете выпрямителя являются:

- напряжение и частота тока сети U_1, f_c ;
- относительные допуски на изменение напряжения сети a_{max}, a_{min} ;
- номинальное напряжение выпрямителя $U_0 = U_{вх}$;
- относительная пульсация на выходе выпрямителя a_{\sim} ;
- максимальный ток, потребляемый стабилизатором от выпрямителя $I_{0\ max} = I_{вх\ max}$.

4.4 Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием

4.4.1 Структурные схемы компенсационных стабилизаторов

Непрерывные компенсационные стабилизаторы напряжения являются наиболее распространенными в настоящее время устройствами источников вторичного электропитания. Широко применяются стабилизаторы на дискретных элементах и в интегральном исполнении. Эти стабилизаторы представляют собой систему автоматического регулирования, содержащую регулирующий элемент и цепь отрицательной обратной связи. Стабилизация напряжения осуществляется изменением параметров регулирующего элемента при воздействии на него сигнала обратной связи.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой автоматические регуляторы, в которых выходная величина измеряется и сравнивается с некоторым эталонным значением. Разностный сигнал после усиления воздействует на регулирующий элемент схемы так, чтобы устранять появляющуюся разность. При этом не важно, за счет чего появилась эта разность: за счет нестабильности входной величины либо изменения потребления энергии.

В зависимости от способа включения регулирующего элемента относительно нагрузки стабилизаторы подразделяются на *последовательные* и *параллельные*. В стабилизаторах первого типа регулирующий элемент включен последовательно с нагрузкой, в стабилизаторах второго типа – параллельно. Структурные схемы стабилизаторов с непрерывным регулированием показаны на рис. 4.10.

В схеме на рис. 4.10, а изменение входного напряжения или тока нагрузки вызывает в первый момент изменение напряжения на выходе схемы. Измерительный элемент ИЭ сравнивает выходное напряжение с опорным, в результате чего на его выходе выделяется сигнал рассогласования. Сигнал рассогласования усиливается усилителем У и воздействует на регулирующий

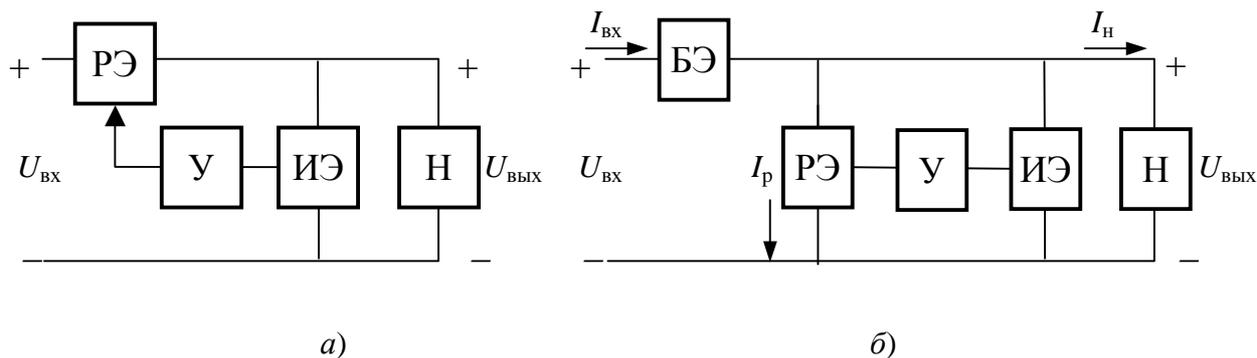


Рис. 4.10 – Структурные схемы стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием:

а – с последовательным включением регулирующего элемента;

б – с параллельным включением регулирующего элемента

элемент РЭ. Напряжение на РЭ изменяется и компенсирует изменения выходного напряжения с определенной степенью точности.

На рис. 4.10, б представлена схема параллельного стабилизатора с непрерывным регулированием. Регулирующий элемент включен параллельно нагрузке. При изменении входного напряжения в первый момент напряжение на выходе схемы $U_{ВЫХ}$ изменяется. На выходе ИЭ появляется сигнал рассогласования между выходным напряжением и опорным. Сигнал рассогласования усиливается усилителем У и поступает на вход РЭ. Изменение сигнала на входе РЭ приводит к изменению его тока I_p , что, в свою очередь, вызывает изменение тока $I_{ВХ}$, потребляемого схемой от источника питания. Изменение входного тока $I_{ВХ}$ приводит к изменению падения напряжения на балластном элементе БЭ, в результате чего выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению.

Изменение тока нагрузки I_H вызывает противоположное по знаку и равное по значению изменение тока через РЭ. Таким образом, при изменении тока нагрузки ток, потребляемый стабилизатором от источника электропитания, не изменяется.

Как в последовательных, так и в параллельных стабилизаторах регулирующий элемент может быть включен в цепь переменного тока.

Широкое применение стабилизаторов с непрерывным регулированием объясняется их высокими качественными показателями и хорошей электромагнитной совместимостью с радиоэлектронной аппаратурой. Их основным недостатком является относительно низкий КПД, уменьшающийся с понижением уровней выходных напряжений.

4.4.2 Транзисторный компенсационный стабилизатор последовательного типа

Принцип работы стабилизатора

На рис. 4.11 представлена схема транзисторного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента. Регулирующий элемент выполнен на транзисторе $VT1$. Измерительный элемент состоит из сравнивающего делителя, выполненного на резисторах $R1$, R_{II} , $R2$, и источника опорного напряжения. Источник опорного напряжения представляет собой параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне $VD1$ и резисторе R_{r1} . Он питается от выходного напряжения стабилизатора. Усилитель в схеме состоит из транзистора VT_y и резистора R_y .

Принцип действия схемы заключается в следующем. При изменении входного напряжения $U_{вх}$, например увеличении, в первый момент увеличивается выходное напряжение $U_{вых}$, что приводит к увеличению напряжения U_{RII} на нижнем плече делителя.

Напряжение U_{RII} сравнивается с опорным напряжением стабилитрона $VD1 - U_{оп}$. Увеличение напряжения U_{RII} приводит к увеличению положительного потенциала на базе транзистора VT_y по отношению к его эмиттеру. Увеличиваются токи базы и коллектора транзистора VT_y , и уменьшается положительный потенциал на базе регулирующего транзистора $VT1$ относительно его эмиттера.

Ток базы транзистора $VT1$ уменьшается, что приводит к увеличению его напряжения коллектор-эмиттер. Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до первоначального значения с определенной степенью точности.

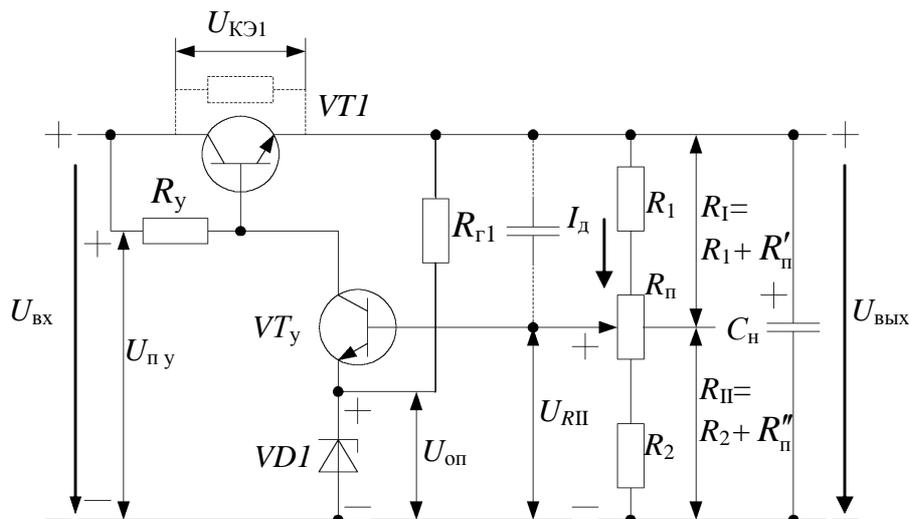


Рис. 4.11 – Схема стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего транзистора

В случае изменения тока нагрузки, например увеличения, выходное напряжение в первый момент уменьшается из-за увеличения падения напряжения коллектор-эмиттер транзистора VT_1 . Это вызывает уменьшение напряжения U_{R_1} на нижнем плече делителя. Уменьшаются положительный потенциал базы транзистора VT_2 , его базовый и коллекторный токи. Ток базы транзистора VT_1 увеличивается, и уменьшается напряжение коллектор-эмиттер регулирующего транзистора $U_{КЭ1}$. Выходное напряжение увеличивается до первоначального значения.

Напряжение на нагрузке может быть записано как

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_{\text{оп}} + U_{\text{ЭБ}} + I_{\text{д}}(R_1 + R'_1) \approx U_{\text{оп}} + I_{\text{д}}(R_1 + R'_1) = \\ &= U_{\text{оп}} + \left(I_{\text{Б}} + \frac{U_{\text{оп}}}{R_2 + R''_2} \right) (R_1 + R'_1) \approx U_{\text{оп}} \left(1 + \frac{R_1 + R'_1}{R_2 + R''_2} \right). \end{aligned}$$

Таким образом, потенциометром R_1 может осуществляться *плавная регулировка* выходного напряжения в схеме. При перемещении движка потенциометра в направлении плюсовой шины стабилизатора увеличивается напряжение U_{R_1} , что приводит к увеличению тока базы и коллектора транзистора VT_2 . Ток базы транзистора VT_1 уменьшается, увеличивается напряжение $U_{КЭ1}$, и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается. При перемещении движка потенциометра в другом направлении напряжение на выходе стабилизатора увеличивается.

Помимо уменьшения конечных приращений входного напряжения, схема транзисторного стабилизатора на рис. 4.11 обладает свойствами фильтра, т.е. уменьшает переменную составляющую входного напряжения. Коэффициент сглаживания стабилизатора $K_{\text{сг}}$ равен приблизительно коэффициенту стабилизации $K_{\text{сг}} \approx K_{\text{ст}}$.

Для увеличения коэффициента сглаживания стабилизатора параллельно верхнему плечу делителя включается конденсатор C_1 , сопротивление которого 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 возрастает.

Емкость C_1 ослабляет выбросы выходного напряжения стабилизатора при импульсном изменении тока нагрузки. Значение C_1 мало влияет на пульсацию выходного напряжения, так как внутреннее сопротивление стабилизатора значительно меньше сопротивления емкости для переменной составляющей.

Следует отметить, что регулирующий транзистор стабилизатора работает в тяжелых условиях: именно в нем гасится избыток мощности источника по отношению к мощности, потребляемой нагрузкой. Поэтому *силовой*

транзистор должен устанавливаться на теплоотвод, что в конечном счете обуславливает габариты и массу стабилизатора.

Согласование транзисторов по току

При больших токах нагрузки ток базы регулирующего транзистора может достигать больших значений, и в таких случаях требуется согласование по току мощного регулирующего транзистора с маломощным усилителем постоянного тока.

Для этого в большинстве случаев регулирующей элемент выполняется по схеме составного транзистора – **схеме Дарлингтона** (рис. 4.12) и состоит из трех транзисторов $VT11$, $VT12$, $VT13$.

Резисторы $R2$, $R3$ обеспечивают режим по току транзисторов $VT12$, $VT13$ с целью исключения выхода их рабочей точки из активной области. При регулировке выходного напряжения стабилизатора в широких пределах резисторы $R2$, $R3$ целесообразно заменить стабилизаторами тока.

В настоящее время промышленность выпускает составные транзисторы, выполненные в одном корпусе (например, КТ834А).

Коэффициент стабилизации стабилизатора

Важнейшими качественными показателями стабилизатора, определяющими точность его работы в установившемся режиме, являются коэффициент стабилизации и внутреннее сопротивление. Для определения указанных параметров схемы найдем приращение (ошибку) выходного напряжения стабилизатора. Из схемы на рис. 4.11 при $\Delta I_{K1} \approx \Delta I_n$ получим:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{вых}} &= \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_{K1} r_{K1} + K_1 (\Delta U_{\text{БЭ1}}) \approx \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_n r_{K1} + K_1 \Delta U_{\text{БЭ1}} \approx \\ &\approx \Delta U_{\text{вх}} - \Delta I_n r_{K1} + K_1 (\Delta U_{\text{КЭу}} - \Delta U_n); \\ \Delta U_{\text{КЭу}} &= \Delta U_{\text{вх}} r_{\text{Ку}} / (R_y + r_{\text{Ку}}) - K_y \Delta U_{\text{вху}}, \end{aligned}$$

где r_{K1} – сопротивление коллектора транзистора $VT1$ в схеме с общим эмиттером; K_1 – коэффициент усиления транзистора $VT1$ по напряжению; $\Delta U_{\text{БЭ1}}$ – приращение напряжения база-эмиттер транзистора $VT1$; $r_{\text{Ку}}$, K_y – сопротивление коллектора и коэффициент усиления по напряжению транзистора VT_y в

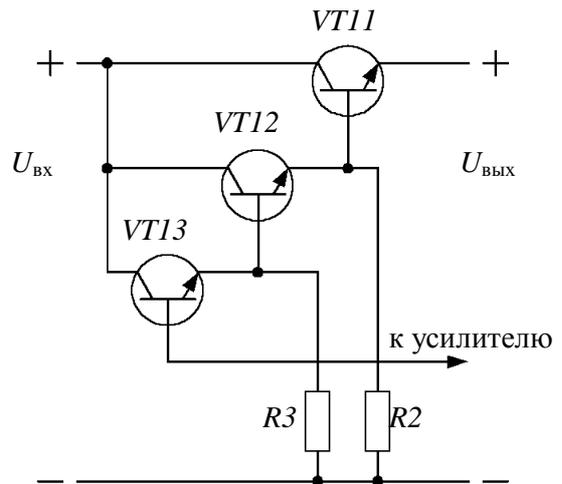


Рис. 4.12 – Схема включения составного транзистора

схеме с общим эмиттером; $\Delta U_{\text{вх } y}$ – приращение напряжения на входе усилителя постоянного тока.

Коэффициент усиления по напряжению регулирующего транзистора равен:

$$K_1 = \Delta U_{\text{КЭ1}} / \Delta U_{\text{БЭ1}} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta U_{\text{БЭ1}} = h_{21 \text{ Э1}} r_{\text{К1}} / R_{\text{вх1}},$$

где $h_{21 \text{ Э1}}$ – статистический коэффициент передачи тока транзистора $VT1$; $R_{\text{вх1}}$ – входное сопротивление регулирующего транзистора.

Приращение напряжения на входе усилителя $\Delta U_{\text{вх } y}$ можно определить как:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{вх } y} &= \Delta U_{\text{РП}} - \Delta U_{\text{оп}} = \Delta U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{II}} R_{\text{вх } y}}{(R_{\text{I}} + R_{\text{II}}) \left[R_{\text{вх } y} + \frac{R_{\text{I}} R_{\text{II}}}{R_{\text{I}} + R_{\text{II}}} \right]} - \Delta U_{\text{оп}} \frac{R_{\text{вх } y}}{R_{\text{вх } y} + \frac{R_{\text{I}} R_{\text{II}}}{R_{\text{I}} + R_{\text{II}}}} = \\ &= \Delta U_{\text{вх}} \alpha \alpha' - \Delta U_{\text{оп}} \alpha', \end{aligned}$$

где $R_{\text{вх } y}$ – входное сопротивление усилителя постоянного тока; α – коэффициент передачи делителя; α' – коэффициент, учитывающий влияние входного сопротивления усилителя на коэффициент передачи делителя;

$$\alpha = R_{\text{II}} / (R_{\text{I}} + R_{\text{II}});$$

$$\alpha' = R_{\text{вх } y} / [R_{\text{вх } y} + R_{\text{I}} R_{\text{II}} / (R_{\text{I}} + R_{\text{II}})].$$

Отсюда:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{вх}} &= \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1} + \frac{\Delta U_{\text{п } y} r_{\text{К}y} K_1}{(r_{\text{К}y} + R_y)(1 + K_1 K_y)(1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1)} + \\ &+ \frac{\Delta U_{\text{оп}} \alpha K_1 K_y}{1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1} + \frac{\Delta I_{\text{н}} r_{\text{К1}}}{1 + K_1 K_y \alpha \alpha' + K_1}, \end{aligned}$$

и так как $K_1 K_y \alpha \alpha' \gg (1 + K_1)$, то:

$$\Delta U_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{K_1 K_y \alpha \alpha'} + \frac{\Delta U_{\text{п } y} r_{\text{К}y}}{(r_{\text{К}y} + R_y) K_y \alpha \alpha'} + \frac{\Delta U_{\text{оп}}}{\alpha} + \frac{\Delta I_{\text{н}} r_{\text{К1}}}{K_1 K_y \alpha \alpha'}. \quad (4.7)$$

Таким образом, ошибка выходного напряжения зависит от приращений входного напряжения, напряжения питания усилителя, опорного напряжения и тока нагрузки.

На ошибку стабилизатора $\Delta U_{\text{вх}}$ **наибольшее влияние** оказывают **изменения опорного напряжения и напряжения питания усилителя** постоянного тока.

Из (4.7) можно определить качественные показатели схемы. Считая $\Delta I_H=0$; $\Delta U_{оп}=0$; $\Delta U_{п.у}=\Delta U_{вх}$, из (4.7) найдем выражение для коэффициента стабилизации схемы:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} \bigg/ \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}} = \frac{K_1 K_y \alpha \alpha' (r_{Ky} + R_y) U_{вых}}{(r_{Ky} + R_y + r_{Ky} K_1) U_{вх}}. \quad (4.8)$$

Так как $r_{Ky} K_1 \gg (r_{Ky} + R_y)$, то:

$$K_{ст} \approx \frac{K_1 K_y \alpha \alpha' (r_{Ky} + R_y) U_{вых}}{r_{Ky} U_{вх}}.$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора

Приравнявая в (4.7) $\Delta U_{вх}$, $\Delta U_{п.у}$, $\Delta U_{оп}$ нулю, найдем внутреннее сопротивление стабилизатора:

$$r_i = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_H} = -\frac{r_{K1}}{K_1 K_y \alpha \alpha'} = -\frac{R_{вх1}}{h_{21Э1} K_y \alpha \alpha'} = \frac{1}{S_1 K_y \alpha \alpha'},$$

где S_1 – крутизна транзистора $VT1$.

Способы уменьшения ошибки и повышения коэффициента стабилизации стабилизатора

В наибольшей мере на постоянстве выходного напряжения сказывается стабильность опорного напряжения.

Как видно из (4.7), при $\Delta U_{вх}=0$; $\Delta U_{п.у}=0$; $\Delta I_H=0$:

$$\Delta U_{вых} = \Delta U_{оп} / \alpha.$$

Так как коэффициент передачи делителя всегда меньше единицы, то ***изменение выходного напряжения больше изменения опорного напряжения***. Поэтому параметрический стабилизатор ($VD1$, R_{y1}), являющийся источником опорного напряжения, питается от выходного стабилизированного напряжения (см. рис. 4.11).

Изменение окружающей температуры приводит к изменению опорного напряжения, которое зависит от температурного коэффициента стабилитрона. Если температурный коэффициент стабилитрона 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**. Термокомпенсирующим элементом является **диод** или стабилитрон, 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, а напряжение $U_{\text{РП}}$ увеличивается, что приводит к снижению выходного напряжения, т.е. изменения выходного напряжения, связанные с изменением напряжения стабилитрона, противоположны по знаку изменениям выходного напряжения, связанным с изменением напряжения на компенсирующем диоде. Такая температурная компенсация возможна, если температурный коэффициент стабилитрона положительный. В случае, если температурный коэффициент стабилитрона отрицательный, в одно из плеч делителя включается термозависимое сопротивление, которое и обеспечивает температурную компенсацию.

Изменение напряжения питания усилителя в значительной степени сказывается также на стабильности выходного напряжения. Поэтому рассмотренная схема стабилизатора имеет относительно низкий коэффициент стабилизации, так как усилитель питается от нестабилизированного входного напряжения.

Из (4.7) видно, что ошибку стабилизатора можно уменьшить, увеличив сопротивление коллекторной нагрузки усилителя постоянного тока или улучшив стабильность его напряжения питания ($\Delta U_{\text{п.у}}=0$).

С целью уменьшения ошибки в схеме на рис. 4.13, а вместо резистора R_y в коллекторную цепь транзистора VT_y включен стабилизатор тока, состоящий из транзистора VT_2 , резисторов R_3 , R_{r2} и стабилитрона VD_2 . Напряжение на стабилитроне VD_2 изменяется незначительно при изменении входного напряжения. Напряжение на сопротивлении R_3 также изменяется незначительно, так как оно приблизительно равно напряжению на стабилитроне VD_2 . Вследствие постоянства напряжения на со-

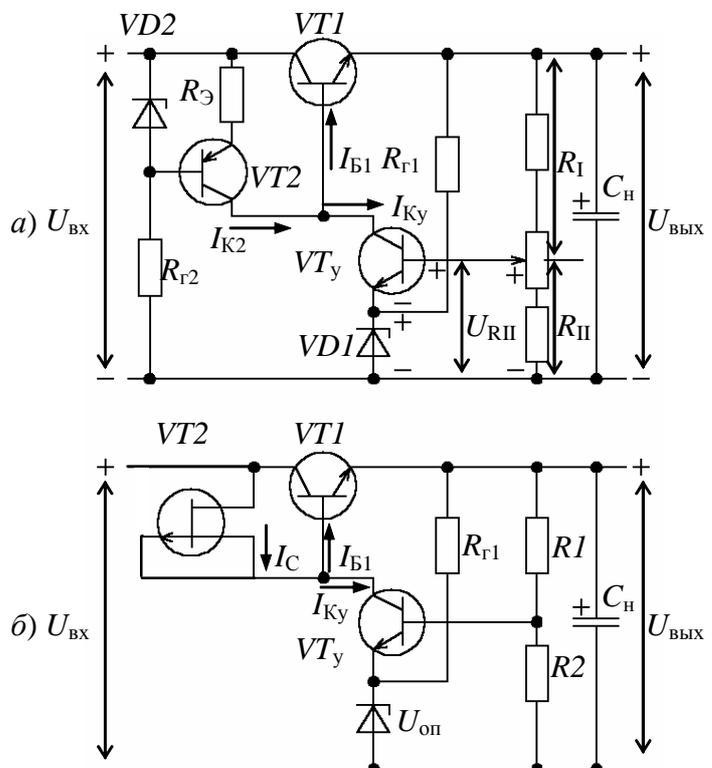


Рис. 4.13 – Схемы со стабилизаторами тока на транзисторах:
а – биполярном; б – полевом

противлении $R_{Э}$ 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 резистора $R_{y\text{ экв}}$ с очень большим сопротивлением.

В качестве стабилизатора тока в коллекторной цепи транзистора VT_y можно использовать полевой транзистор (рис. 4.13, б).

В схеме на рис. 4.14 усилитель постоянного тока питается от дополнительного источника, в качестве которого 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_{RII} . Потенциал базы транзистора VT_y по отношению к эмиттеру становится 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 $VT1$, т.е. $U_{Ry} = U_{VD3} - U_{BE1}$. 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 постоянной величиной. Вследствие постоянства напряжения U_{Ry} сумму токов $I_{Ry} = I_{Ky} + I_{B1}$, протекающих через сопротивление R_y , можно считать также постоянной величиной.

Увеличение тока I_{Ky} вызывает уменьшение тока базы I_{B1} транзистора $VT1$, так как $I_{Ry} = \text{const}$.

Уменьшение тока базы I_{B1} приводит к увеличению напряжения эмиттер-коллектор транзистора $VT1$, и выходное напряжение стабилизатора уменьшается до своего первоначального значения.

Стабилизация напряжения питания усилителя постоянного тока дает возможность уменьшить ошибку выходного напряжения.

Коэффициенты стабилизации и сглаживания пульсации увеличиваются.

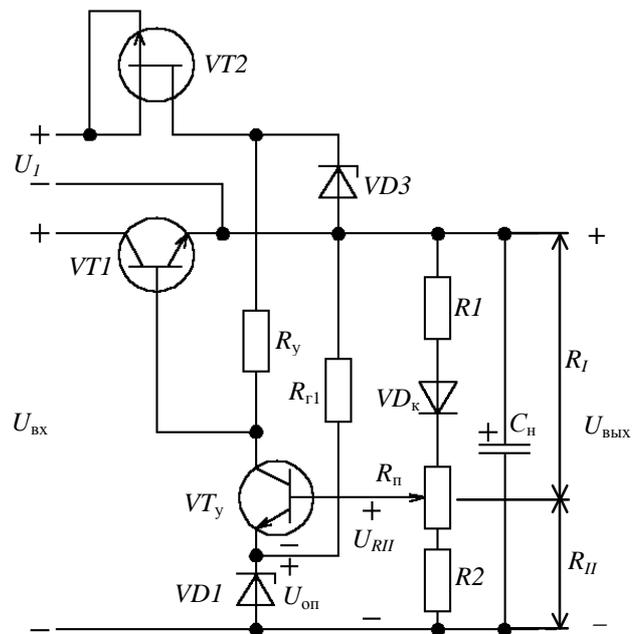


Рис. 4.14 – Схема стабилизатора с питанием усилителя от дополнительного источника

Из (4.8), приравнявая $\Delta U_{\text{п у}}$, $\Delta I_{\text{н}}$, $\Delta U_{\text{оп}}$ нулю, находим коэффициент стабилизации для этой схемы:

$$K_{\text{ст}} = K_1 K_y \alpha \alpha' U_{\text{в ы х}} / U_{\text{в х}} .$$

Сравнивая схемы на рис. 4.11, 4.13, 4.14, необходимо отметить, что наибольший коэффициент стабилизации имеет схема с дополнительным стабилизированным источником питания. Внутреннее сопротивление всех схем приблизительно одинаково.

Источник опорного напряжения включен в цепь эмиттера усилительного транзистора и питается от выходного напряжения стабилизатора. Напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT_y равно разности ($U_{\text{в ы х}} - U_{\text{оп}}$). Следовательно, 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 ($U_{\text{в ы х}} < U_{\text{оп}}$) и в случае, если требуется широкая регулировка выходного напряжения, применяются специальные схемные решения [3].

Стабилизатор на низкие выходные напряжения

В схеме стабилизатора на низкие выходные напряжения (рис. 4.15) источником опорного напряжения является стабилитрон $VD1$. Сравнивающий делитель $R1R_2$ питается от суммарного напряжения $U_{\text{в ы х}} + U_{\text{оп}} + U_{VD2}$. При измерении выходного напряжения изменяются напряжение U_{R1} на нижнем плече делителя, 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 входное напряжение возвращается к своему первоначальному значению.

Так как ошибка стабилизатора $\Delta U_{\text{в ы х}}$ в значительной степени зависит от стабильности опорного напряжения, в схеме применяется параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне $VD1$ и полевом транзисторе $VT2$.

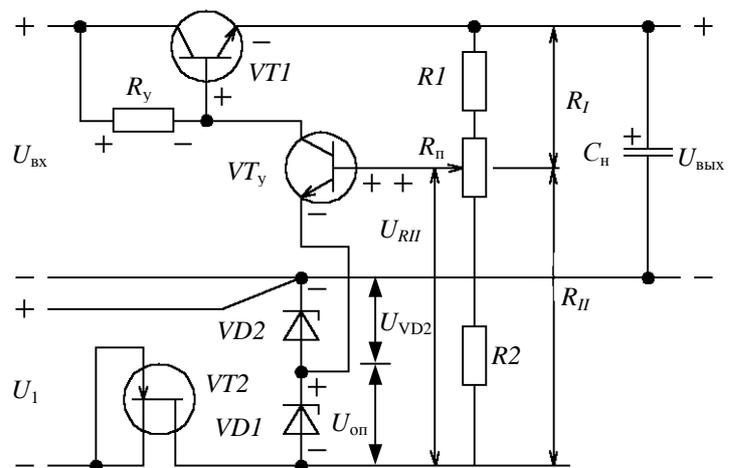


Рис. 4.15 – Схема стабилизатора на низкие выходные напряжения

4.4.3 Транзисторный компенсационный стабилизатор параллельного типа

Схема параллельного стабилизатора изображена на рис. 4.16. Стабилизатор состоит из регулирующего транзистора $VT1$, гасящего резистора $R_{г1}$; усилителя постоянного тока VT_y и R_y ; источника опорного напряжения $VD1$ и $R_{г1}$; делителя напряжения $R1$ $R_{п}$ $R2$ и выходной емкости C_H .

Выходное напряжение стабилизатора $U_{\text{ВЫХ}}$ равно разности напряжений входного и на балластном резисторе:

$$U_{\text{ВЫХ}} = (U_{\text{ВХ}} - U_{R_{г1}}).$$

Входной ток, протекающий через балластный резистор, равен:

$$I_{\text{ВХ}} = I_{K1} + I_H,$$

где I_{K1} – ток коллектора регулирующего транзистора; I_H – ток нагрузки.

При изменении входного напряжения, например увеличении, в первый момент увеличивается напряжение на выходе, которое приводит к увеличению напряжения $U_{R_{п}}$, увеличиваются отрицательный потенциал на базе транзистора VT_y и его базовый и коллекторный токи.

Увеличение коллекторного тока транзистора VT_y приводит к увеличению напряжения на резисторе R_y , увеличиваются положительный потенциал на базе регулирующего транзистора $VT1$ и его базовый и коллекторный токи. Увеличение коллекторного тока транзистора $VT1$ приводит к увеличению тока $I_{R_{г1}}$ и напряжения $U_{R_{г1}}$ 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 как при изменении входного напряжения. Приращение тока нагрузки вызывает равное по значению и противоположное по знаку приращение тока коллектора регулирующего транзистора $VT1$. В ре-

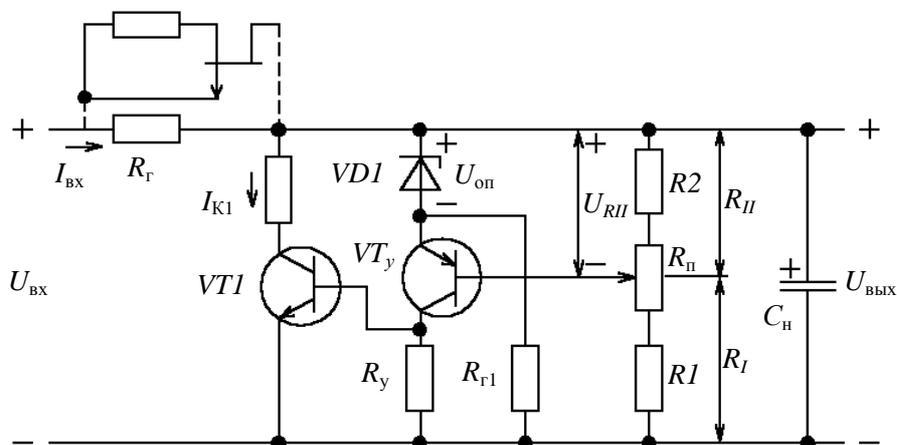


Рис. 4.16 – Схема стабилизатора параллельного типа

зультате при постоянном входном напряжении ток стабилизатора изменяется незначительно.

С целью повышения КПД резистор R_r можно заменить стабилизатором тока, что обеспечит постоянство входного тока при изменении $U_{вх}$.

Регулировка выходного напряжения в схеме, так же как в последовательных стабилизаторах, осуществляется потенциометром $R_{п}$, включенным в цепь делителя.

Параметры схемы (коэффициент стабилизации, внутреннее сопротивление) можно определить из следующих выражений:

$$K_{ст} = \frac{R_r K_y \alpha \alpha' S_1 U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_r U_{вых}}{r_i U_{вх}};$$

$$r_i = -\frac{1}{S_1 K_y \alpha \alpha'}$$

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.

4.4.4 Компенсационные стабилизаторы непрерывного типа в интегральном исполнении

Усилитель постоянного тока может быть реализован на дискретных элементах либо на операционном усилителе. Схема стабилизатора с применением операционного усилителя дана на рис. 4.17.

В ИВЭП РЭС находят широкое применение стабилизаторы с непрерывным регулированием в интегральном исполнении.

Большая рассеиваемая мощность и связанные с этим трудности совмещения на одном кристалле мощного транзистора и схемы линейного стабилизатора составляют основную проблему проектирования и производства интегральных стабилизато-

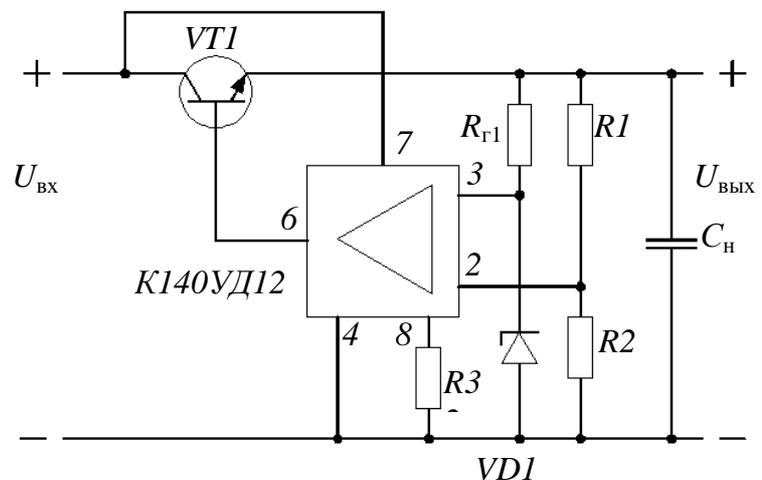


Рис. 4.17 – Схема стабилизатора с операционным усилителем

ров непрерывного типа. Пока эта проблема не решена – токи нагрузки интегрального стабилизатора невелики.

Первый интегральный стабилизатор непрерывного типа $\mu A723$ был разработан фирмой *FairChild* в 1967 г. Он является аналогом приборов (К)142ЕН1/2, (КР)142ЕН1/2, 142ЕН14, выпускаемых в России и странах ближнего зарубежья. Позднее этой же фирме удалось также решить задачу совмещения на одном кристалле мощного транзистора и схемы линейного стабилизатора. Дальнейший прогресс в конструкции и технологии, замена регулирующего транзистора $n-p-n$ -типа на транзистор $p-n-p$ -типа позволили уменьшить прямое падение напряжения на стабилизаторе и рассеиваемую мощность и создать линейные стабилизаторы в интегральном исполнении на большие токи нагрузки до нескольких А (стабилизаторы LT1083–LT1086 фирмы *Linear Technology* рассчитаны на токи до 7,5 А). Дальнейшее улучшение характеристик непрерывных стабилизаторов связано с использованием полевых транзисторов.

Предприятиями России и стран СНГ выпускается ряд интегральных микросхем серии К142ЕН на различные выходные напряжения, токи нагрузки и мощности. Широко применяются стабилизаторы типа К142ЕН1 (А, Б), К142ЕН2(А, Б). Стабилизаторы данного типа могут обеспечить выходные напряжения 3...30 В. Максимальная рассеиваемая мощность этими микросхемами без теплоотвода составляет 0,7 Вт при температуре окружающей среды 50° С. Указанные типы интегральных стабилизаторов требуют включения ряда дискретных элементов.

На рис. 4.18 приведена схема стабилизатора с использованием микросхем типа К142ЕН1,2 (микросхема обведена штриховой 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 ($U_{оп} = 2,4$ 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 работы интегрального стабилизатора необходимо подключить к схеме делитель обратной связи $R8$ $R9$ R_n , выходную емкость C_n и резисторы

схемы защиты $R5 - R7$. Переменным резистором R_{Π} осуществляется регулировка выходного напряжения в схеме.

Для защиты стабилизатора от короткого замыкания и перегрузок в схему включен транзистор $VT9$. Предусмотрена возможность включения стабилизатора внешним сигналом. Для этой цели в схему включен транзистор $VT8$.

Принцип действия защиты стабилизатора от короткого замыкания и перегрузок основан на запираии 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 коротком замыкании возрастает напряжение на резисторе $R7$. Как только напряжение на резисторе $R7$ превысит напряжение на резисторе $R5$, потенциал базы транзистора $VT9$ станет положительным по отношению к его эмиттеру – транзистор $VT9$ 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, ток нагрузки, при котором происходит срабатывание, зависит от сопротивления резистора $R7$. Чем меньше сопротивление резистора $R7$, тем при больших токах нагрузки срабатывает схема защиты.

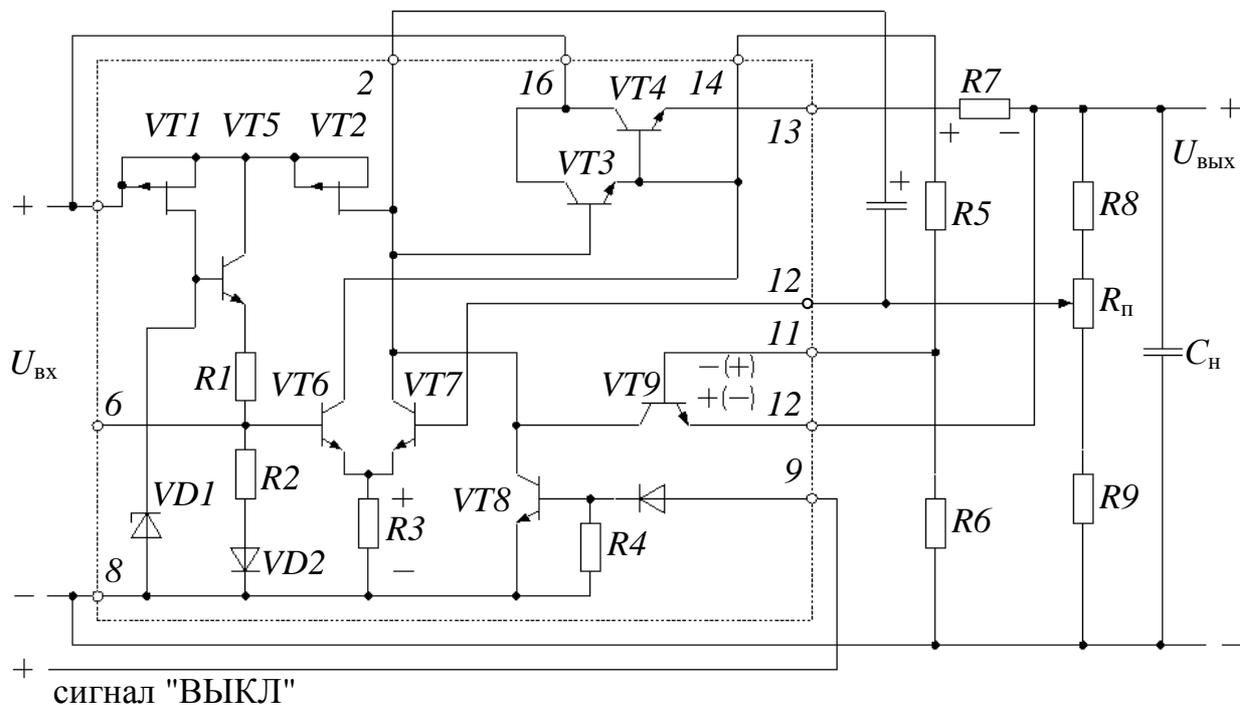


Рис. 4.18 – Интегральный стабилизатор с использованием микросхем типа К142ЕН1,2

На рис. 4.19 изображена зависимость выходного напряжения от тока нагрузки стабилизатора. Схема работает в режиме стабилизации напряжения до значения тока нагрузки $I_n = I_{n \max}$. При токах нагрузки, превышающих значение $I_{n \max}$, начинает работать схема защиты, и стабилизатор переходит в режим ограничения тока.

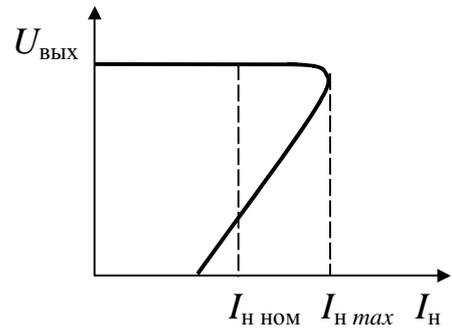


Рис. 4.19 – Внешняя характеристика интегрального стабилизатора

Для дистанционного выключения стабилизатора на базу транзистора $VT8$ (вывод 9) подается внешний положительный сигнал.

Транзистор $VT8$ открывается, запирается составной регулирующий транзистор ($VT3$ и $VT4$), и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до нуля.

Интегральные стабилизаторы типа К142ЕН3, К142ЕН4 обеспечивают выходные напряжения в диапазоне 3...30 В. Максимально допустимый ток составляет 1 А. Максимальная мощность микросхемы без теплопровода составляет 1,4 Вт при $T_c = 50^\circ\text{C}$. Типовая схема включения стабилизаторов приведена на рис. 4.20.

Интегральные стабилизаторы типа К142ЕН5А и К142ЕН5Б обеспечивают фиксированные значения выходных напряжений 5 и 6 В соответственно. Максимально допустимый ток нагрузки – 3 А. Максимально допустимая рассеиваемая мощность для этих схем без применения дополнительного теплоотвода составляет 1,2 Вт (при $T_c = 50^\circ\text{C}$). Схема включения стабилизаторов приведена на рис. 4.21.

Интегральные стабилизаторы типа К142ЕН6 дают возможность получить двухполярное выходное напряжение в диапазоне $\pm(5...25)$ В. Максимальный ток нагрузки 0,2 А.

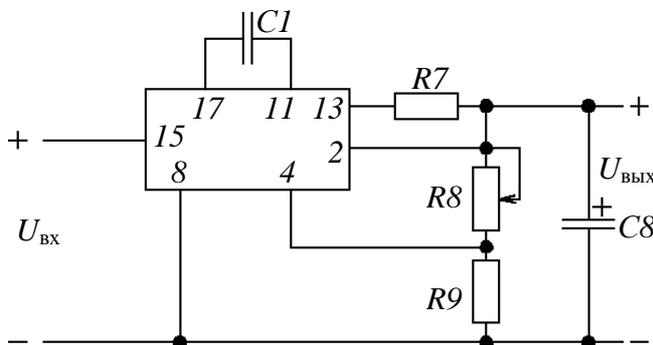


Рис. 4.20 – Схема включения интегральных стабилизаторов типа К142ЕН3, 4

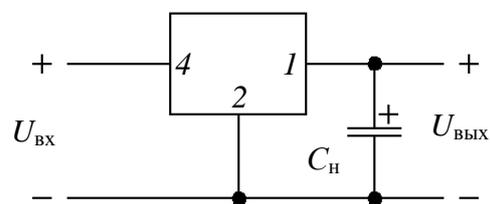


Рис. 4.21 – Схема включения интегральных стабилизаторов типа К142ЕН5А

Основные параметры стабилизаторов серии К142ЕН приведены в табл. 4.1 [3]. Параметры выпускаемых компенсационных стабилизаторов непрерывного типа представлены в справочной литературе [21].

При определении качественных параметров интегральных стабилизаторов коэффициент стабилизации, внутреннее сопротивление и температурный коэффициент напряжения можно выразить через коэффициенты K_U , K_I , $\alpha_{U_{\text{ВЫХ}}}$ (см. табл. 4.1):

$$K_{\text{СТ}} = 100/K_U U_{\text{ВХ}};$$

$$r_i = -K_U U_{\text{Н}}/100 I_{\text{Н max}};$$

$$\gamma = 10 \alpha_{U_{\text{ВЫХ}}} U_{\text{ВЫХ}}.$$

Таблица 4.1 – Параметры интегральных стабилизаторов напряжения серии К142ЕН

Стабилизатор	$I_{\text{Н max}}$, А	$U_{\text{ВХ max}}$, В	$U_{\text{ВЫХ}}$, В	K_U , %/В	K_I , %	$\alpha_{U_{\text{ВЫХ}}}$, %/°С	$U_{\text{КЭр min}}$, В	$P_{\text{К' max}}$, Вт	$P_{\text{К max}}$, Вт	$R_{\text{ТС}}$, °С/В
К142ЕН1	0,15	40	3...12	<u>0,3</u>	0,5	0,01	4/2,5	0,8	0,7	140
К142ЕН2			9... 30	0,03						
К142ЕН1Б	0,15	40	3...12	<u>0,1</u>	0,2	0,01	4/2,5	0,8	0,7	110
К142ЕН2Б			9...30	0,01						
К142ЕН3	1	45	3...30	0,05	0,5	0,01	3/4	4	1,4	50
К142ЕН4										
К142ЕН5А	3	35	5±1%	0,05	3	0,02	2,5	10	1,2	60
К142ЕН5Б			6±1%							
К142ЕН6	0,4	40	±5...±25	0,005	0,02	0,01	2,5	4	1,4	50

Примечание. В таблице приняты обозначения:

$K_U = \Delta U_{\text{ВЫХ}} 100 / \Delta U_{\text{ВХ}} U_{\text{ВЫХ}}$ – изменения выходного напряжения (данные над чертой соответствуют подключению схемы управления к отдельному источнику);

$K_I = \Delta U_{\text{ВЫХ}} 100 / U_{\text{ВЫХ}}$ – изменение выходного напряжения, вызванное изменением тока нагрузки;

$\alpha_{U_{\text{ВЫХ}}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} 100 / U_{\text{ВЫХ}} \Delta T_c$ – изменение выходного напряжения, вызванное изменением температуры окружающей среды;

$U_{\text{КЭр min}}$ – минимальное напряжение на регулирующем элементе (над чертой значение напряжения при подключении схемы управления и регулирующего элемента к одному источнику питания, под чертой – при их раздельном питании);

$P_{\text{К' max}}$ и $P_{\text{К max}}$ – максимальные рассеиваемые мощности с теплоотводом и без теплоотвода соответственно;

$R_{\text{ТС}}$ – тепловое сопротивление кристалл – окружающая среда.

Если схемы интегральных стабилизаторов не могут обеспечить необходимый ток нагрузки, допускается подключение внешнего регулирующего транзистора.

На рис. 4.22 приведена схема включения интегрального стабилизатора К142ЕН1, 2 с дополнительным транзистором.

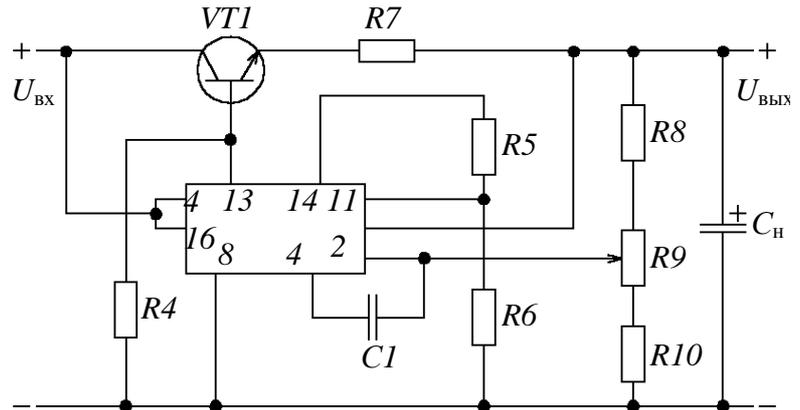


Рис. 4.22 – Схема включения стабилизаторов типа К142ЕН1, 2 с дополнительным транзистором

4.5 Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с импульсным регулированием

4.5.1 Принцип работы и структурная схема импульсного стабилизатора

Рассмотренные выше стабилизаторы работают в непрерывном режиме, т.е. регулирующий элемент (транзистор) под действием обратной связи непрерывно изменяет свое внутреннее сопротивление и при этом на нем непрерывно выделяется мощность, которая в общем балансе мощностей является наиболее значительной. Поэтому КПД этих стабилизаторов не превышает 40–60 %. Намного больше КПД (до 95%) у импульсных или ключевых стабилизаторов напряжения (ИСН), регулирующий элемент которых представляет собой периодически замыкаемый и размыкаемый транзисторный ключ (рис. 4.23, а), а стабилизация напряжения достигается управлением длительностью

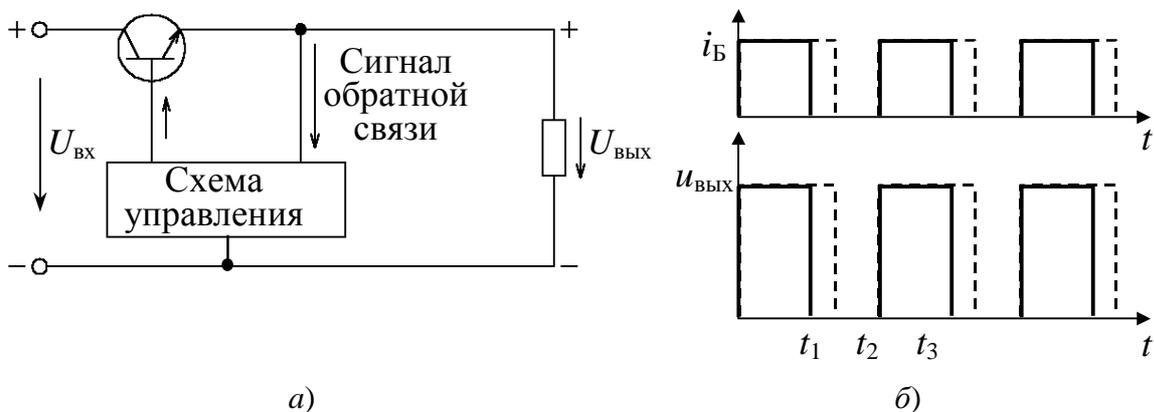


Рис. 4.23 – Работа транзистора в ключевом режиме:

а – схема включения транзистора;

б – диаграммы базового тока и выходного напряжения в схеме

импульсов, подаваемых на регулирующий транзистор. При изменении длительности управляющих импульсов соответственно меняется длительность импульсов выходного напряжения (рис. 4.23, б), что определяет изменение среднего значения напряжения на нагрузке. Если в схему управления ввести сигнал обратной связи, пропорциональный отклонению среднего значения напряжения на нагрузке от заданного, то схема позволит осуществлять стабилизацию выходного напряжения.

Если источник постоянного тока подключен к нагрузке с помощью периодически замыкаемого и размыкаемого ключа, как показано на рис. 4.23, а, то среднее значение напряжения на нагрузке составит:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{t_H} i_H(t) R_H dt,$$

где t_H – длительность импульса замкнутого состояния ключа; T – период коммутации; $i_H(t)$ – текущее значение тока нагрузки.

Поскольку выходное напряжение в данном случае имеет форму импульсов (см. рис. 4.23, б), то, в отличие от стабилизаторов непрерывного действия, в ИСН необходим сглаживающий фильтр.

В режиме переключения рабочая точка транзистора большую часть периода коммутации находится в двух состояниях: насыщения (транзистор открыт) и отсечки (транзистор закрыт), что соответствует кривым 1 и 2 характеристики транзистора в ключевом режиме (рис. 4.24). Рабочими участками характеристики являются наклонный участок кривой 1 и пологий участок кривой 2; область между ними называют активной областью работы транзистора. Важно заметить, что и в состоянии насыщения и в состоянии отсечки мощность, выделяемая в транзисторе, мала, так как либо напряжение, либо ток транзистора весьма невелики, зону же активной мощности рабочая точка транзистора проходит с высокой скоростью только в моменты переключения, при этом значение средней (за период коммутации) мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, намного меньше, чем при его работе в непрерывном режиме. Поэтому ИСН имеют более высокий КПД и лучшие массогабаритные характеристики по сравнению со стабилизаторами с непрерывным регулированием напряжения.

Структурная схема ИСН приведена на рис. 4.25. Стабилизатор включает в себя регулирующий элемент и сглаживающий фильтр, а также схему управления, состоящую из схемы сравнения, усилителя и преобразователя.

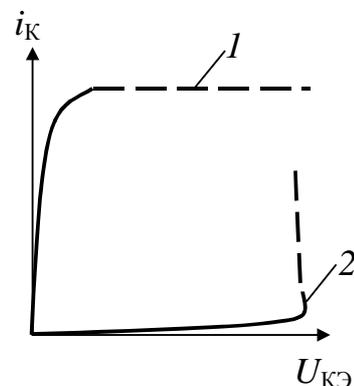


Рис. 4.24 – Характеристики транзистора в ключевом режиме



Рис. 4.25 – Структурная схема импульсного стабилизатора напряжения

Схема сравнения и усилительный элемент подобны соответствующим элементам компенсационных стабилизаторов непрерывного действия, а в качестве преобразователя в данных схемах используются генераторы импульсов, мультивибраторы, триггеры, параметры импульсов которых изменяются в зависимости от постоянного сигнала, поступающего с усилителя.

По способу включения регулирующего транзистора и дросселя ИСН можно подразделить на *последовательные* и *параллельные*. Рассмотрим варианты соединения элементов силовой части ИСН.

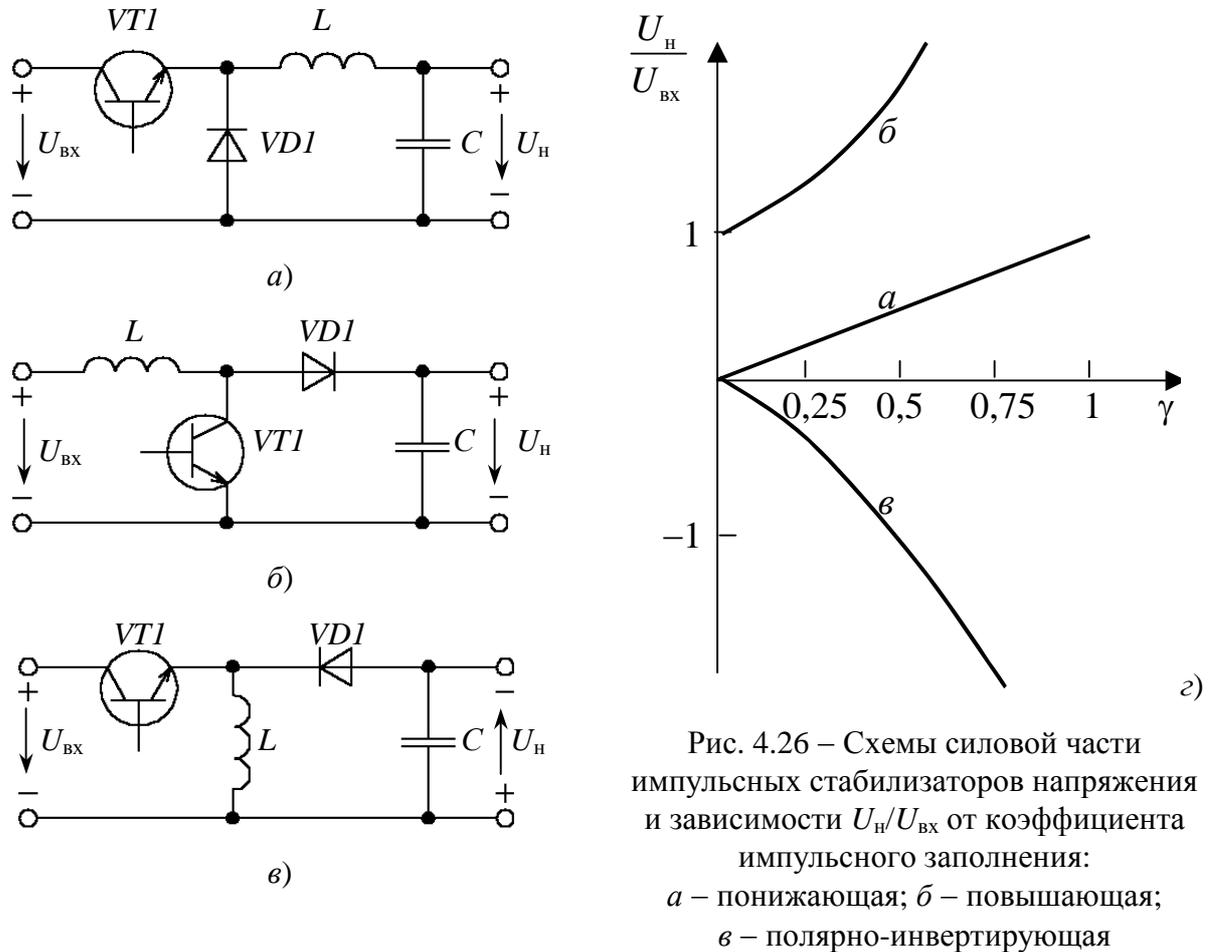
4.5.2 Основные схемы силовой части импульсных стабилизаторов

Три варианта соединения силовых элементов представлены на рис. 4.26 [3]. Схема на рис. 4.26, *а* позволяет получить на выходе напряжение меньше напряжения на входе. Схема на рис. 4.26, *б* дает возможность повысить напряжение и получить на выходе напряжение больше напряжения на входе. Схема на рис. 4.26, *в* позволяет получить на выходе напряжение больше или меньше напряжения на входе, при этом выходное напряжение инвертируется. На рис. 4.26, *г* представлены зависимости напряжения на нагрузке для трех указанных схем от коэффициента заполнения импульсов $\gamma = t_{и}/T$, где $t_{и}/T$ – относительная длительность импульса. Следует заметить, что напряжение на нагрузке в данном случае дано также в относительных единицах $U_{н}/U_{вх}$, последнее соотношение определяется как коэффициент передачи постоянного напряжения от входа схемы к нагрузке.

Известны различные варианты построения силовых цепей транзисторных ИСН, однако все они могут быть сведены к приведенным на рис. 4.26.

Схема с последовательным включением транзистора и дросселя

Схема с последовательным включением транзистора и дросселя приведена на рис. 4.26, *а*. Рассмотрим энергетические процессы, протекающие в схеме при переключении регулирующего транзистора $VТ1$ и коммутирующе-



го диода VDI . На рис. 4.27 представлены временные диаграммы токов и напряжений для схемы в установившемся режиме для **режима непрерывного тока дросселя** (если к концу разомкнутого состояния транзистора ток дросселя не успевает снизиться до нуля).

В интервале времени, когда регулирующий транзистор открыт и находится в режиме насыщения, его коллекторный ток возрастает. В этом интервале времени коммутирующий диод закрыт и находится под обратным напряжением, равным напряжению на входе, ток диода равен нулю.

В интервале открытого состояния регулирующего транзистора напряжение на обмотке дросселя равно разности входного и выходного напряжений, и в дросселе накапливается энергия.

При запираии регулирующего транзистора в дросселе наводится ЭДС самоиндукции, в результате чего открывается коммутирующий диод VDI . Исходя из постоянства тока в дросселе, ток диода в момент его включения равен току коллектора регулирующего транзистора в момент его запираия.

В интервале времени, когда регулирующий транзистор закрыт, а коммутирующий диод открыт, энергия, накопленная в дросселе во время открытого состояния регулирующего транзистора, расходуется на поддержание тока нагрузки стабилизатора. Ток дросселя уменьшается и равен току коммутирующего диода. Напряжение коллектор-эмиттер регулирующего транзистора максимально и равно входному напряжению стабилизатора.

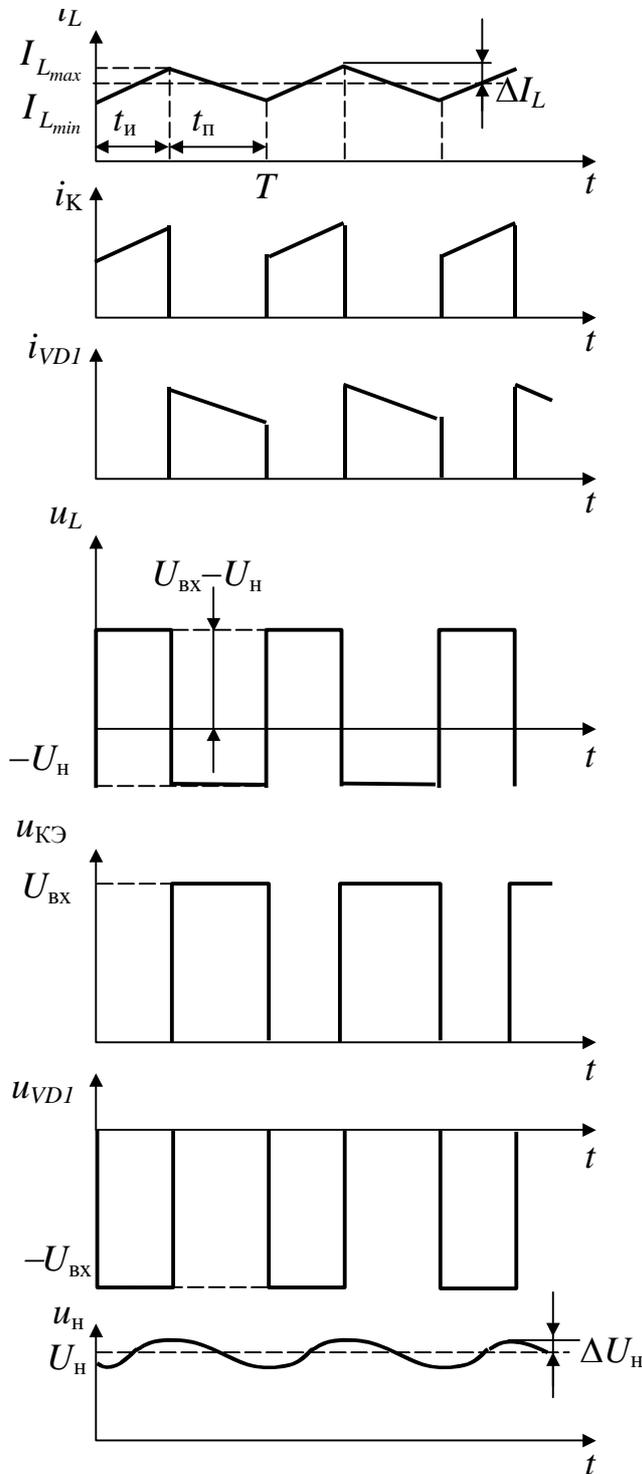


Рис. 4.27 – Временные диаграммы для схемы 4.26, а

Напряжение коллектор-эмиттер регулирующего транзистора максимально и равно входному напряжению стабилизатора.

Схема с последовательным включением транзистора и дросселя позволяет получить на нагрузке напряжение, равное или меньшее напряжения питания.

Действительно, в установившемся режиме пульсация тока дросселя на интервалах замкнутого ΔI_{L_3} и разомкнутого ΔI_{L_p} состояний ключа постоянна:

$$\Delta I_{L_3} = \Delta I_{L_p} = \frac{1}{L} u_L \Delta t = \text{const},$$

где u_L – напряжение на дросселе.

Пренебрегая пульсацией напряжения на конденсаторе, которая в реальных схемах достаточно мала, при закрытом ключе напряжение, приложенное к дросселю, равно:

$$u_L = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{Н}},$$

а при открытом:

$$u_L = -U_{\text{Н}}.$$

Поэтому в установившемся режиме:

$$(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{Н}})t_{\text{и}} = U_{\text{Н}}t_{\text{п}}.$$

Окончательно среднее зна-

чение напряжения на нагрузке равно:

$$U_H = U_{BX} \frac{t_H}{T} = U_{BX} \gamma. \quad (4.9)$$

Ток дросселя меняется по линейному закону [7]:

$$i_L = I_{L_{min}} + \frac{U_{BX} - U_H}{L} t \text{ на интервале нарастания тока;}$$

$$i_L = I_{L_{max}} - \frac{U_H}{L} t \text{ на интервале уменьшения тока,}$$

где $I_{L_{min}}$, $I_{L_{max}}$ – токи дросселя в момент включения и выключения регулируемого транзистора соответственно.

Пульсация тока дросселя:

$$\Delta I_L = \frac{\left(I_{L_{min}} + \frac{U_{BX} - U_H}{L} t_H \right) - I_{L_{min}}}{2} = \frac{U_{BX} - U_H}{2L} t_H = \frac{U_{BX} (1 - \gamma) \gamma}{2Lf}. \quad (4.10)$$

В режиме непрерывного тока дросселя пульсация тока в дросселе должна быть меньше среднего значения тока нагрузки $\Delta I_L < I_H$. При этом индуктивность дросселя должна быть больше критической, которая может быть определена из условия:

$$L > L_{кр} = \frac{U_{BX} (1 - \gamma_{min}) \gamma_{min}}{2I_{Hmax} f}, \quad (4.11)$$

где $\gamma_{min} = \frac{U_H}{U_{BXmax}}$.

В установившемся режиме пульсация напряжения на конденсаторе равна:

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} i_C \Delta t = \text{const}.$$

Поскольку ток нагрузки является постоянным, то переменная составляющая тока дросселя протекает через конденсатор, поэтому пульсация напряжения на конденсаторе определяется пульсацией тока дросселя. За половину периода пульсация составляет $2\Delta U_H$, и она создается током, поступающим в конденсатор, среднее значение которого равно $\Delta I_L / 2$, поэтому:

$$\frac{\Delta I_L}{2} \frac{T}{2} = 2\Delta U_H C.$$

Отсюда с учетом (4.10) пульсация выходного напряжения равна:

$$\Delta U_{\text{H}} = \frac{\Delta I_{\text{L}} T}{8C} = \frac{U_{\text{ВХ}}(1-\gamma)\gamma}{2Lf} \frac{T}{8C} = \frac{U_{\text{H}}(1-\gamma)T^2}{16LC}. \quad (4.12)$$

Таким образом, выходное напряжение, пульсация выходного напряжения и частота коммутации ключевого транзистора определяют параметры сглаживающего фильтра – произведение LC :

$$LC = \frac{U_{\text{H}}(1-\gamma)}{\Delta U_{\text{H}} 16f^2}, \quad (4.13)$$

где величина индуктивности должна выбираться с учетом (4.11).

Для выбора конденсатора необходимо знать величину действующего тока I_{C} . Поскольку переменная составляющая тока дросселя протекает только через конденсатор, то с учетом (4.10):

$$\Delta I_{\text{L}} = \Delta I_{\text{C}} = \frac{U_{\text{ВХ}}(1-\gamma)\gamma}{2Lf}.$$

Максимальное значение произведения $\gamma(1-\gamma)$ равно 0,5. Следовательно, максимальное значение тока конденсатора:

$$I_{\text{Cm}} = \frac{\Delta I_{\text{C}}}{2} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{8Lf},$$

а его действующее значение в $\sqrt{3}$ раз меньше амплитудного:

$$I_{\text{C}} = \frac{I_{\text{Cm}}}{\sqrt{3}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{8\sqrt{3}Lf}. \quad (4.14)$$

Выражения (4.9)–(4.14) являются базовыми для расчета стабилизатора понижающего типа [3, 7].

Схема с параллельным включением транзистора и последовательным включением дросселя

Схема с параллельным включением транзистора и последовательным включением дросселя была приведена на рис. 4.26, б.

Для данной схемы в интервале, когда регулирующий транзистор открыт, ток дросселя возрастает. Коммутирующий диод закрыт и находится под обратным напряжением, равным напряжению на выходе стабилизатора. Напряжение на обмотке дросселя равно входному, и в дросселе накапливается

энергия. Конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки. При запертии регулирующего транзистора в обмотке дросселя наводится ЭДС самоиндукции, которая суммируется со входным напряжением стабилизатора. В интервале закрытого состояния регулирующего транзистора под действием суммы входного напряжения и ЭДС самоиндукции обмотки дросселя открыт коммутирующий диод, и выходная емкость стабилизатора заряжается. Напряжение на закрытом транзисторе равно выходному напряжению стабилизатора.

Схема с параллельным включением транзистора и последовательным включением дросселя позволяет получить напряжение, равное или большее напряжения питания.

Для данной схемы при закрытом ключе:

$$u_L = U_{\text{вх}},$$

а при открытом:

$$u_L = U_{\text{н}} - U_{\text{вх}}.$$

Поэтому в установившемся режиме:

$$(U_{\text{н}} - U_{\text{вх}})t_{\text{п}} = U_{\text{вх}}t_{\text{н}}.$$

Окончательно среднее значение напряжения на нагрузке равно:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{вх}} \frac{t_{\text{н}} + t_{\text{п}}}{t_{\text{п}}} = U_{\text{вх}} \frac{1}{\frac{t_{\text{п}}}{T}} = U_{\text{вх}} \frac{1}{1 - \gamma}.$$

Так же как и для стабилизатора понижающего типа, могут быть получены основные расчетные выражения, аналогичные (4.10) – (4.14). Здесь данные соотношения не приводятся, поскольку ИВЭП РЭС строятся на базе стабилизаторов понижающего типа.

Схема с последовательным включением транзистора и параллельным включением дросселя

Схема с последовательным включением транзистора и параллельным включением дросселя была приведена на рис. 4.26, в.

В данной схеме в интервале открытого состояния регулирующего транзистора к обмотке дросселя прикладывается входное напряжение, через дроссель протекает ток, и в нем накапливается энергия. Коммутирующий диод за-

крыт и находится под обратным напряжением. При запираии регулирующего транзистора в обмотке дросселя наводится ЭДС самоиндукции, под действием которой открывается коммутирующий диод. Энергия, накопленная в дросселе, передается в нагрузку, выходная емкость стабилизатора заряжается. Полярность напряжения на выходе стабилизатора соответствует полярности ЭДС, наведенной в обмотке дросселя, и противоположна полярности входного напряжения. По этой причине данный стабилизатор называется *полярно-инвертирующим*.

Схема с последовательным включением транзистора и параллельным включением дросселя позволяет получить напряжение, большее или меньшее напряжения питания, при этом напряжение на выходе стабилизатора инвертируется.

Здесь:

$$U_{\text{вх}} t_{\text{и}} = U_{\text{н}} t_{\text{п}}.$$

Окончательно среднее значение напряжения на нагрузке равно:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{вх}} \frac{t_{\text{и}}}{t_{\text{п}}} = U_{\text{вх}} \frac{t_{\text{и}}}{T - t_{\text{и}}} = U_{\text{вх}} \frac{\gamma}{1 - \gamma}.$$

Работа силовой части стабилизатора обеспечивается схемой импульсного управления, которая позволяет реализовать различные способы регулирования выходного напряжения.

4.5.3 Способы регулирования импульсных стабилизаторов

Импульсные стабилизаторы по способу регулирования подразделяются на стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) и стабилизаторы релейные или двухпозиционные.

В *стабилизаторах с ШИМ* в качестве импульсного элемента используется генератор, время импульса или паузы которого изменяются в зависимости от постоянного сигнала, поступающего на вход импульсного элемента с выхода схемы сравнения.

Принцип действия стабилизатора с ШИМ заключается в следующем: постоянное напряжение от выпрямителя или от аккумуляторной батареи подается на регулирующий транзистор, а затем через фильтр на выход стабилизатора. Выходное напряжение стабилизатора сравнивается с опорным напряжением, а затем сигнал разности подается на вход устройства, преобразующего сигнал постоянного тока в импульсы определенной длительности, причем последняя изменяется пропорционально сигналу разности между опорным и измеряемым напряжением. С устройства, преобразующего постоянный

ток в импульсы, сигнал поступает на регулирующий транзистор; последний периодически переключается, и среднее значение напряжения на выходе фильтра зависит от соотношения между временем нахождения транзистора в открытом и закрытом состоянии (от ширины импульса – отсюда название данного вида модуляции), причем частота следования импульсов при ШИМ постоянна. При изменении напряжения на выходе стабилизатора изменяется сигнал постоянного тока, а следовательно, и ширина (длительность) импульса (при постоянном периоде); в результате среднее значение выходного напряжения возвращается к первоначальному значению.

В *стабилизаторах с ЧИМ* при изменении сигнала на выходе импульсного элемента изменяется длительность паузы, а длительность импульса остается неизменной, причем, в отличие от стабилизаторов с ШИМ, в данных стабилизаторах частота переключения регулирующего транзистора зависит от изменения тока нагрузки и выходного напряжения, а значит, является изменяющейся, непостоянной величиной – отсюда и название данного вида модуляции. Принцип действия таких стабилизаторов аналогичен принципу действия стабилизаторов с ШИМ. Изменение выходного напряжения стабилизатора вызывает изменение паузы, что приводит к изменению частоты импульсов, и среднее значение выходного напряжения остается неизменным.

Принцип действия *релейных или двухпозиционных стабилизаторов* несколько отличается от принципа действия стабилизаторов с ШИМ. В релейных стабилизаторах в качестве импульсного элемента применяется триггер, который, в свою очередь, управляет регулирующим транзистором. При подаче постоянного напряжения на вход стабилизатора в первый момент регулирующий транзистор открыт и напряжение на выходе стабилизатора увеличивается, при этом соответственно растет сигнал на выходе схемы сравнения. При определенном значении выходного напряжения сигнал на выходе схемы сравнения достигает значения, при котором триггер срабатывает, закрывая при этом регулирующий транзистор. Напряжение на выходе стабилизатора начинает уменьшаться, что вызывает уменьшение сигнала на выходе схемы сравнения. При определенном значении сигнала на выходе схемы сравнения триггер вновь срабатывает, открывает регулирующий транзистор, и напряжение на выходе стабилизатора начинает увеличиваться; оно будет расти до тех пор, пока триггер вновь не закроет регулирующий транзистор, и, таким образом, процесс повторяется.

Изменение входного напряжения или тока нагрузки стабилизатора приведет к изменению времени открытого состояния регулирующего транзистора и к изменению частоты его переключений, а среднее значение выходного напряжения будет поддерживаться (с определенной степенью точности) не-

изменным. Таким образом, как и в стабилизаторах с ЧИМ, в релейных стабилизаторах частота переключений регулирующего транзистора непостоянна.

Работу импульсного стабилизатора с ШИМ иллюстрирует рис. 4.28 [7].

Здесь напряжение обратной связи U_{OC} снимается с делителя выходного напряжения $R1 R2 R3$. Делитель, как обычно, используется для согласования уровней выходного напряжения стабилизатора и напряжений, используемых в системе управления.

С помощью усилителя $DA1$ производится сравнение U_{OC} с задающим напряжением U_3 и усиление разностного сигнала, то есть формируется усиленный сигнал ошибки $U_{ош}$:

$$U_{ош} = (U_3 - U_{OC})k_{DA1},$$

где k_{DA1} – коэффициент усиления усилителя $DA1$.

Напряжение $U_{ош}$ с помощью компаратора $DA2$ сравнивается с развертывающим напряжением U_p , частота которого и определяет частоту работы стабилизатора.

На выходе компаратора формируются импульсы напряжения u_k (условно уровень логической единицы либо уровень логического нуля). Для согласования выходного сигнала компаратора с силовым транзистором VT используется инвертирующий усилитель мощности $У$. Выходные сигналы этого усилителя u_y (условно также уровни логической единицы либо логического нуля) управляют работой силового транзистора VT . В результате ко входу фильтра будет прикладываться напряжение u , повторяющее по форме u_y , но с амплитудой, равной входному напряжению $U_{вх}$.

Предполагая, что фильтр имеет достаточно большой коэффициент сглаживания, на нагрузке R_H получим практически непупльсирующее напряжение $U_{вых} = \gamma U_{вх}$.

Временные диаграммы напряжений в схеме для установившегося режима работы при номинальном значении входного напряжения представлены на временном интервале I диаграммы рис. 4.28, б.

Допустим, что в рассматриваемой системе произошло возмущение: входное напряжение скачком увеличилось до $U_{вх1}$ (интервал II рис. 4.28, б). Вследствие увеличения $U_{вх}$ увеличится $U_{вых}$, пропорционально увеличится U_{OC} и уменьшится $U_{ош}$, увеличится длительность сигнала u_k , уменьшится длительность сигнала U_y . В результате выходное напряжение (по окончании переходного процесса) примет значение $U_{вых1} = \gamma_1 U_{вх1}$, $\gamma_1 < \gamma$, возвратясь после начального повышения при возникновении возмущения примерно к исходному значению $U_{вых}$.

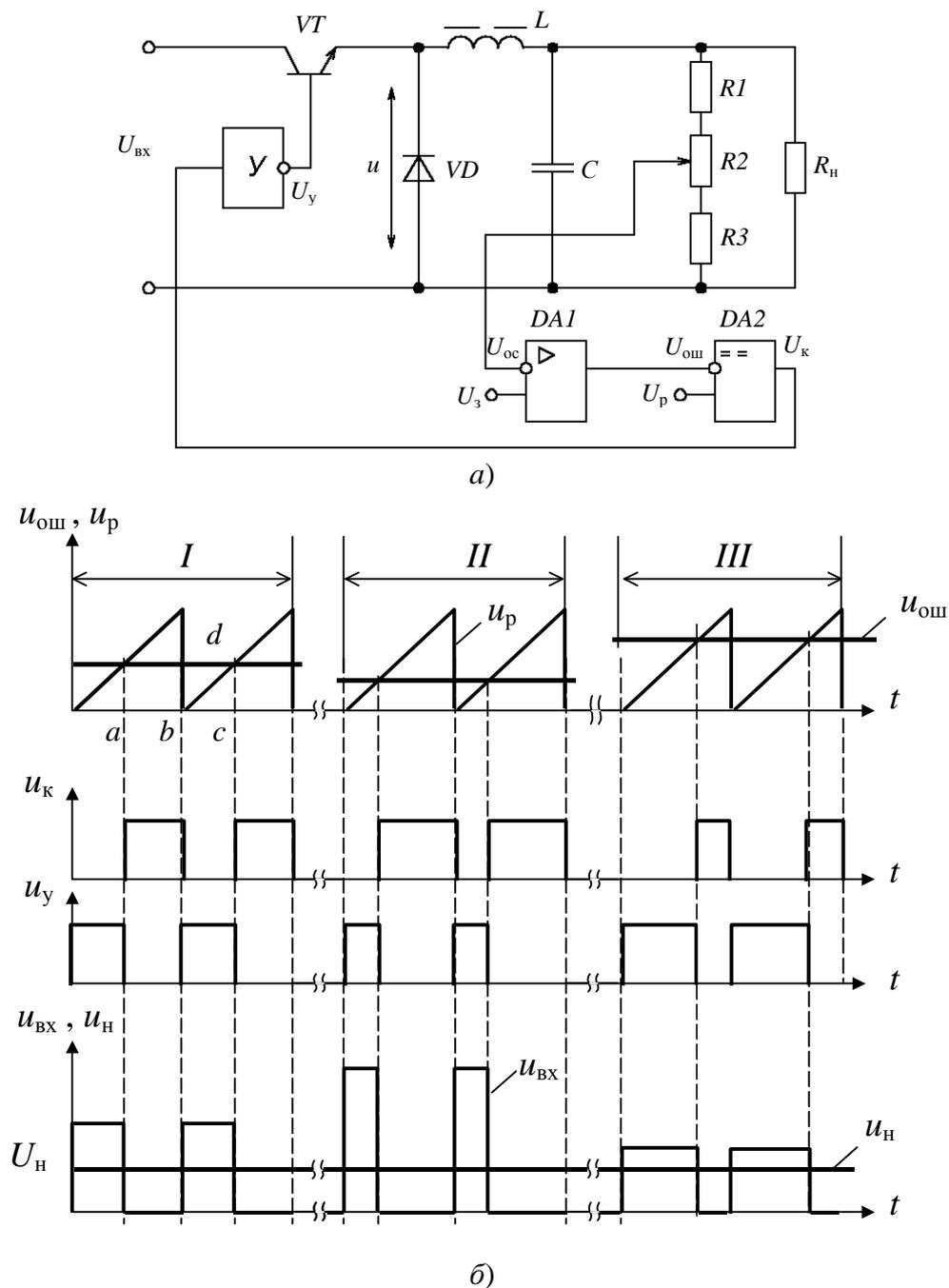


Рис. 4.28 – Функциональная схема (а) и диаграммы функционирования (б) импульсного стабилизатора с ШИМ

При уменьшении входного напряжения, например, до значения $U_{\text{вх}2}$ (интервал III), все величины изменяются в противоположную сторону, в результате выходное напряжение принимает значение $U_{\text{вых}2} = \gamma_2 U_{\text{вх}2}$, $\gamma_2 > \gamma$.

4.6 Сравнительный анализ стабилизаторов ИВЭП

Главным достоинством простейших параметрических стабилизаторов является простота схемных решений, а главными недостатками – небольшой коэффициент стабилизации, малая нагрузочная способность и низкий КПД. При этом нагрузочная способность параметрических стабилизаторов может быть повышена за счет применения транзистора (усилителя тока). Область применения параметрических стабилизаторов – питание нагрузок малой мощности и создание опорного напряжения в компенсационных стабилизаторах.

Основным типом стабилизаторов ИВЭП являются компенсационные стабилизаторы. В табл. 4.2 приведены параметры линейных и импульсных ИВЭП, иллюстрирующие, в том числе, показатели линейных и импульсных стабилизаторов.

Высокие коэффициенты стабилизации и плавное регулирование напряжения обеспечивают линейные стабилизаторы компенсационного типа, однако рассеиваемая ими мощность велика, а КПД недостаточно высок. Причем стабилизаторы параллельного типа применяют значительно реже, чем последовательного по причине более высоких потерь мощности и меньшего КПД.

Импульсные стабилизаторы экономичны, имеют высокий КПД и лучшие удельные показатели, однако проигрывают непрерывным по стабильности и пульсациям напряжения.

Отличие импульсных стабилизаторов с ШИМ, ЧИМ и релейных заключается в следующем:

Таблица 4.2 – Параметры линейных и импульсных ИВЭП

Параметр, единица измерения	Значение параметра ИВЭП	
	линейных	импульсных
Нестабильность по сети, %	0,02–0,05	0,05–0,01
Нестабильность по нагрузке, %	0,02–0,1	0,1–1
Пульсации выходного напряжения, мВ	0,5–2 (эффективное)	25–100 (размах)
Интервал изменения напряжений сети, %	±10	±20
КПД, %	40–55	60–80
Удельная объемная мощность, Вт/дм ³	30	140
Время восстановления выходного напряжения, мкс	50	300
Время поддержания $U_{\text{вых}}$ при «провале» сети, мкс	2	32

– в стабилизаторах с ШИМ частота переключения регулирующего транзистора постоянна, в стабилизаторах с ЧИМ и релейных частота зависит от изменения тока нагрузки и выходного напряжения;

– пульсация выходного напряжения в стабилизаторах с ШИМ и ЧИМ принципиально может быть равна нулю (практически не превышает $\pm 0,1 - 1\%$), так как импульсный элемент управляется постоянной составляющей сигнала схемы сравнения; пульсация на выходе релейных стабилизаторов принципиально не может быть равна нулю, так как периодическое переключение триггера возможно только при периодическом изменении выходного напряжения.

Основным недостатком релейных стабилизаторов и стабилизаторов с ЧИМ, ограничивающим область их применения, является зависимость частоты от входного напряжения и тока нагрузки. Большой коэффициент пульсации выходного напряжения (до $\pm 10 - 20\%$) также является недостатком импульсных стабилизаторов (по сравнению со стабилизаторами непрерывного действия). Одним из основных недостатков стабилизаторов с ШИМ и ЧИМ, по сравнению с релейным, является их меньшее быстродействие.

В ИВЭП находят применение как простейшие стабилизаторы, состоящие из одного – двух компонентов, так и сложные, включающие в себя десятки транзисторов и диодов. В настоящее время более двадцати крупных фирм-изготовителей занимаются производством интегральных микросхем как для линейных, так и для импульсных источников питания, в том числе:

- источников опорного напряжения;
- стабилизаторов фиксированного и регулируемого напряжения;
- стабилизаторов положительного и отрицательного напряжения;
- двуполярных (почти не выпускаются) и многоканальных (для электропитания микропроцессорных устройств в автомобилях) стабилизаторов;
- схем управления импульсными стабилизаторами и т.п.

Для подробного знакомства с характеристиками и способами включения интегральных стабилизаторов необходимо обратиться к справочной литературе.

Вопросы расчета стабилизаторов подробно изложены в учебном пособии [3].

5 ИНВЕРТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Значения напряжений и токов, необходимые для электропитания цепей РЭС, могут быть самыми разными. Сформировать напряжения питания можно различными способами путем регулирования напряжения на стороне постоянного и переменного тока (см. гл. 4). Однако наиболее эффективным способом формирования напряжений в ИВЭП является использование высокочастотных полупроводниковых транзисторных преобразователей и инверторов, осуществляющих преобразование постоянного напряжения в постоянное либо переменное.

Преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного называется *инвертированием*. Устройства, осуществляющие такое преобразование, называются *инверторами*. В ИВЭП используются высокочастотные транзисторные инверторы.

Под *полупроводниковыми преобразователями* постоянного напряжения понимаются преобразователи электроэнергии, осуществляющие изменение постоянного напряжения, т.е. устройства, которые преобразуют постоянное напряжение одного номинала в постоянное напряжение другого номинала. При этом в соответствии с ГОСТ 23414–79 не допускается использование для обозначения данного вида преобразователей понятий «конвертор» и «трансформатор постоянного тока».

5.1 Инверторы напряжения

5.1.1 Принцип действия и классификация инверторов

Принцип действия инвертора поясняют функциональная схема и временные диаграммы, приведенные на рис. 5.1

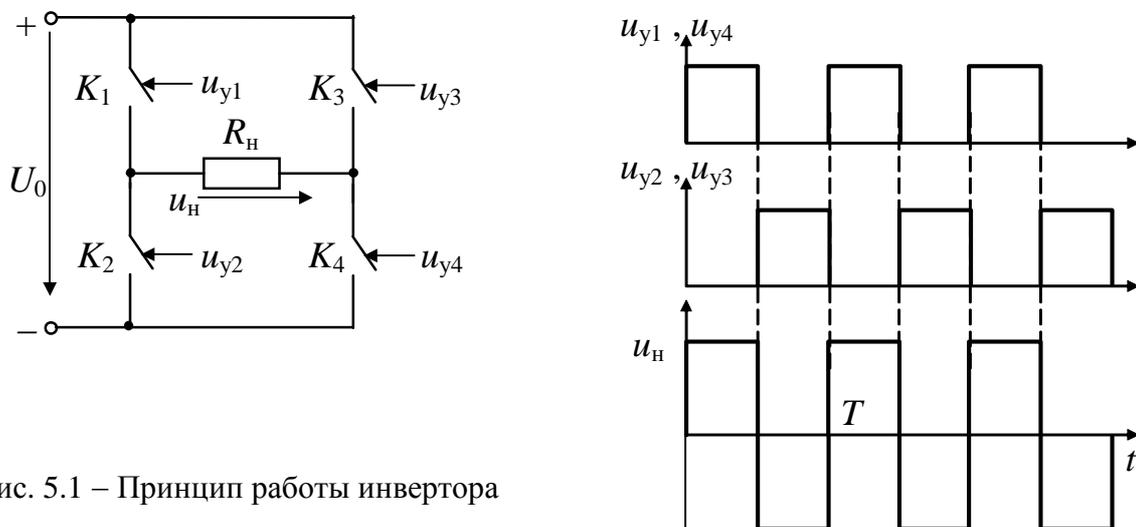


Рис. 5.1 – Принцип работы инвертора

Здесь энергия постоянного тока превращается в энергию прямоугольных импульсов с помощью ключей K_1-K_4 . Попарное переключение ключей обеспечивает смену полярности напряжения каждые полпериода. В качестве ключей в общем случае могут использоваться транзисторы в ИВЭП мало-мощной РЭС, тиристоры и силовые интеллектуальные модули в мощных средствах электропитания. При этом ключ работает на повышенной частоте, а, как указывалось выше (см. гл. 2), повышение частоты преобразования дает возможность уменьшить массу, габаритные размеры ЭМЭ и тем самым улучшить удельные показатели ИВЭП.

По типу преобразуемой величины инверторы делятся на инверторы **напряжения** и инверторы **тока**.

По числу выходных цепей переменного тока инверторы делятся на **одноканальные** (имеющие один выход) и **многоканальные** (обладающие двумя и более выходами переменного тока).

По числу фаз выходных напряжений инверторы делятся на **однофазные**, **двухфазные** и **трехфазные**.

Преимущественные области практического применения инверторов следующие:

- однофазных – преобразователи постоянного напряжения, в которых нагрузка подключается к инвертору через выпрямитель, и однофазные электромеханические устройства;

- двухфазных и трехфазных – электромеханические устройства (электропитание электродвигателей, датчиков и т.п.).

По форме выходного напряжения высокочастотные транзисторные инверторы подразделяются на инверторы с **выходным напряжением прямоугольной формы** и инверторы с **выходным напряжением синусоидальной формы**.

По способу управления силовыми транзисторами инверторы делятся на инверторы с **внешним возбуждением** и инверторы с **самовозбуждением**. В инверторах с внешним возбуждением управление силовыми транзисторами осуществляется от внешнего задающего генератора, а значение и стабильность частоты выходного напряжения определяются выходными параметрами этого генератора. Инверторы с самовозбуждением представляют собой автогенераторные устройства, работающие в режиме устойчивых автоколебаний (в первую очередь это относится к однофазным транзисторным инверторам с выходным напряжением прямоугольной формы). Для инверторов с самовозбуждением значение и стабильность частоты выходного напряжения определяются значением и стабильностью питающего напряжения, а также параметрами самих автогенераторов.

По возможности изменения величины выходного напряжения инверторы подразделяются на **нерегулируемые** и **регулируемые**.

По наличию или отсутствию силового трансформатора транзисторные инверторы подразделяются на инверторы с *трансформаторным* и *бестрансформаторным* выходами.

Инверторы с бестрансформаторным выходом выполняются по мостовым (см. рис. 5.1) и полумостовым схемам – однофазной или трехфазной, а их нагрузка включается непосредственно в диагональ мостовой схемы. Такие инверторы используются для питания электродвигателей и электромагнитных механизмов, когда не требуется электрическая изоляция цепи нагрузки инвертора от источника электроэнергии, а уровень напряжения на нагрузке согласован с напряжением питания инвертора.

Трансформатор инверторов с трансформаторным выходом (рис. 5.2) обеспечивает на выходе инвертора ряд требуемых напряжений переменного тока различного уровня при электрической изоляции выходных цепей друг от друга и от питающей сети постоянного тока. Инверторы с трансформаторным выходом являются одним из центральных узлов средств вторичного электропитания.

Инверторы выполняют в ИВЭП следующие функции:

- получение на выходе требуемого количества выходных напряжений переменного тока;

- обеспечение заданных параметров каждого из выходных напряжений (уровня, формы, частоты);

- электрическую изоляцию каждой выходной цепи друг от друга и от питающей сети постоянного тока;

- регулирование выходных напряжений в соответствии с законом изменения маломощного управляющего сигнала.

ИВЭП РЭС строятся на базе транзисторных преобразователей напряжения.

5.1.2 Однофазный мостовой инвертор напряжения с трансформаторным выходом и выходным напряжением прямоугольной формы

Принцип действия инвертора поясняют принципиальная схема и временные диаграммы токов и напряжений, приведенные на рис. 5.3. Управляющие импульсы $u_{VT} > 0$ являются отпирающими для транзисторов, а $u_{VT} < 0$ – запирающими.

Отличительной особенностью схемы мостового инвертора напряжения с

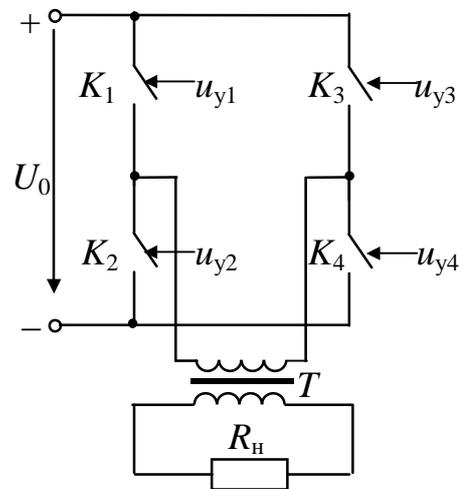


Рис. 5.2 – Инвертор с трансформаторным выходом

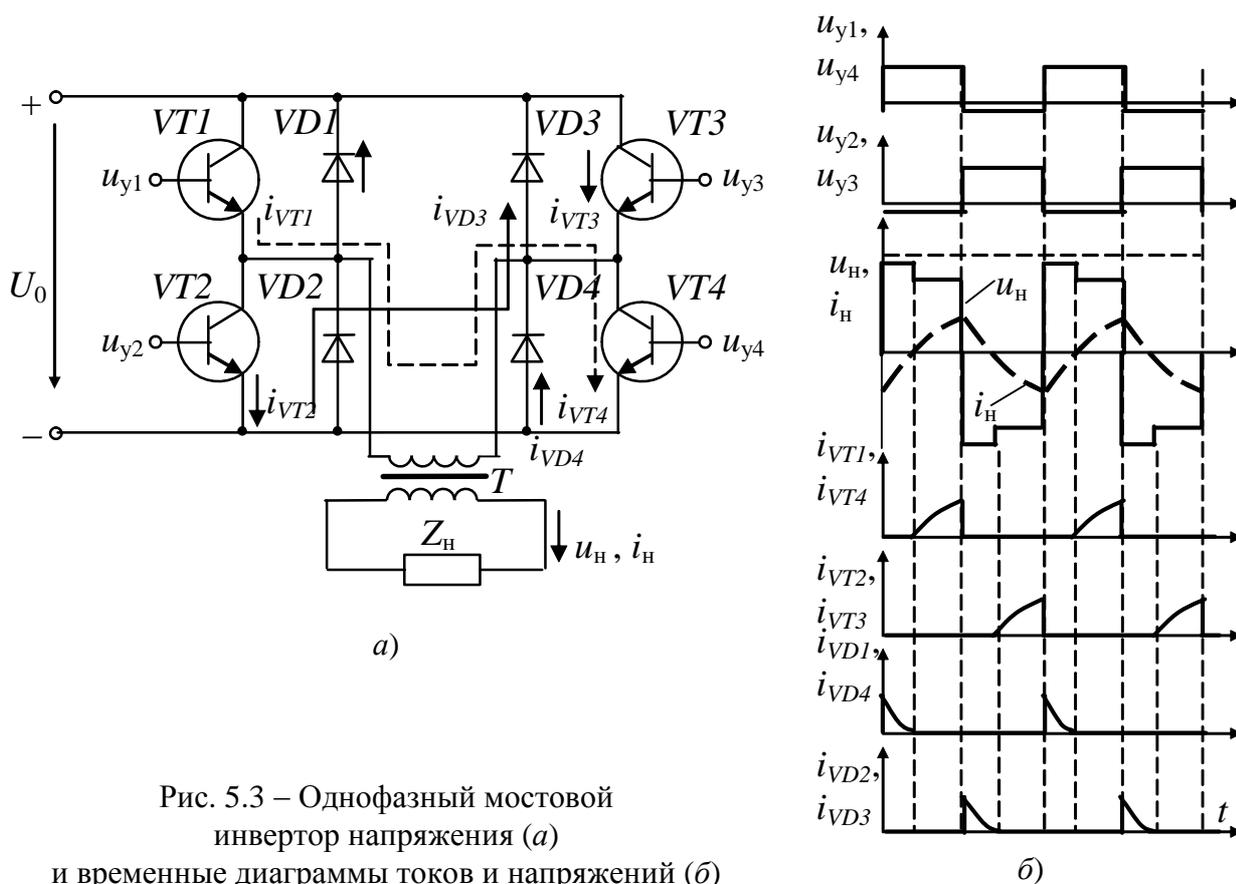


Рис. 5.3 – Однофазный мостовой инвертор напряжения (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б)

трансформаторным выходом от схемы, представленной на рис. 5.1 и поясняющей принцип работы инвертора, является наличие так называемых **обратных** или **рекуперационных** диодов $VD1, \dots, VD4$. Поскольку при активно-индуктивной нагрузке в момент закрытия транзисторов, например, $VT1, VT4$, ток через первичную обмотку трансформатора резко прекратиться не может, то непосредственно после закрытия транзисторов $VT1, VT4$ реактивный ток начинает протекать через диоды $VD2, VD3$ и нагрузку в источник электропитания в направлении, обратном его полярности. После спада реактивного тока до нуля ток начинает протекать в прямом направлении через транзисторы $VT2, VT3$.

5.1.3 Однофазный мостовой инвертор напряжения с выходным напряжением гармонической формы систем бесперебойного электропитания

Однофазный мостовой инвертор напряжения с выходным напряжением гармонической формы получил широкое распространение в системах электроснабжения автономных объектов и в системах бесперебойного электропитания потребителей, относящихся к первой категории ответственности согласно требованиями к надежности и бесперебойности их электропитания.

Формирование выходного напряжения гармонической формы может быть обеспечено тремя способами:

- применением выходных фильтров – самый простой способ, но фильтр имеет большие массу и габариты;

- формированием напряжения прямоугольно-ступенчатой формы (рис. 5.4, а);

- широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения инвертора по синусоидальному либо трапецеидальному закону (рис. 5.4, б).

В настоящее время наиболее приемлемым вариантом построения преобразователя для систем бесперебойного электропитания является инвертор с ШИМ и выходным сглаживающим фильтром. В инверторе с ШИМ выходное напряжение инвертора состоит из пакета импульсов с амплитудой, равной напряжению питания, и длительностью, изменяющейся в полупериоде по закону ШИМ.

На рис. 5.5 представлена схема и однофазного мостового инвертора напряжения с питанием от аккумуляторной батареи, выходным сглаживающим

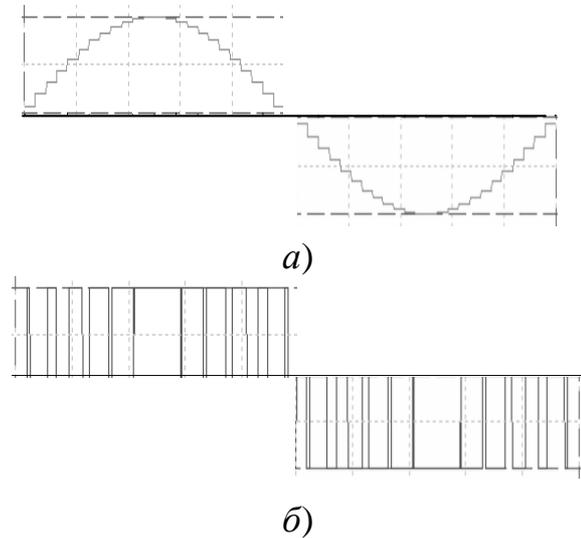


Рис. 5.4 – Напряжение ступенчатой формы (а) и ШИМ-формы (б)

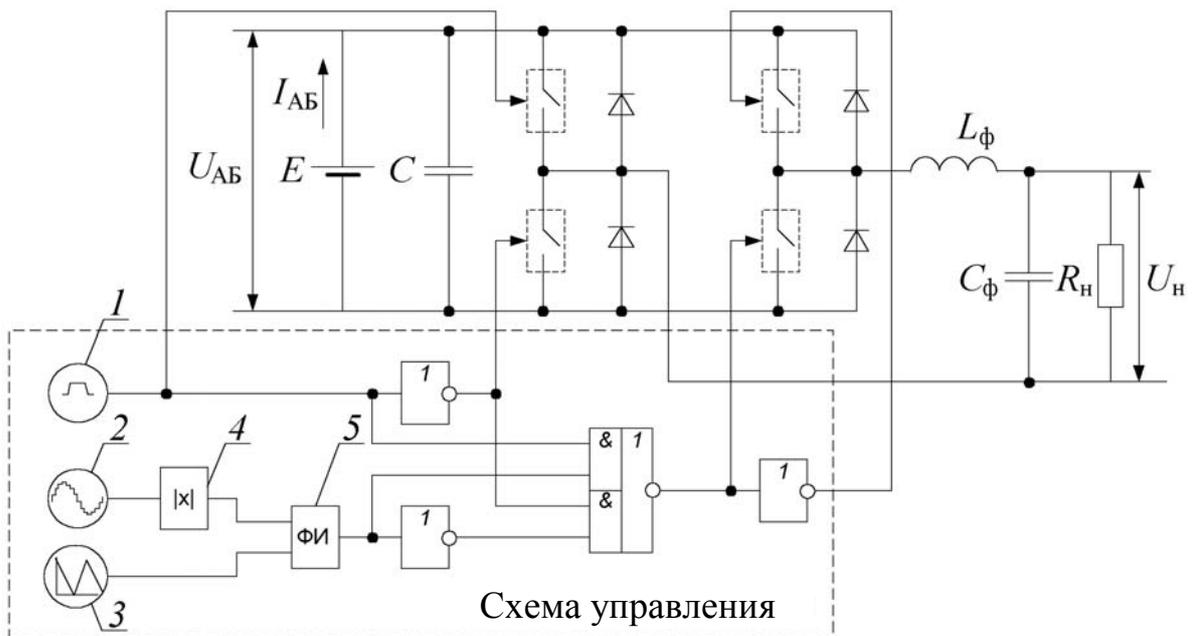


Рис. 5.5 – Однофазный мостовой инвертор с выходным напряжением гармонической формы

LC-фильтром и входным емкостным фильтром (компенсирующим конденсатором C). Схема управления ключами инвертора, реализующая закон однополярной ШИМ, представлена функциональной схемой, в которой используются:

- источник сигнала прямоугольной формы 1;
- источник модулирующего квазисинусоидального сигнала 2;
- источник сигнала несущей частоты пилообразной формы 3;
- компонент определения модуля 4;
- формирователь импульсов 5;
- элементы НЕ, 2И–ИЛИ–НЕ.

Временная диаграмма, представленная на рис. 5.6, иллюстрирует формирование сигналов управления ключами инвертора.

На рис. 5.7 приведены результаты моделирования включения инвертора – временные диаграммы напряжения U_{AB} и тока I_{AB} аккумуляторной батареи и напряжения на нагрузке U_n .

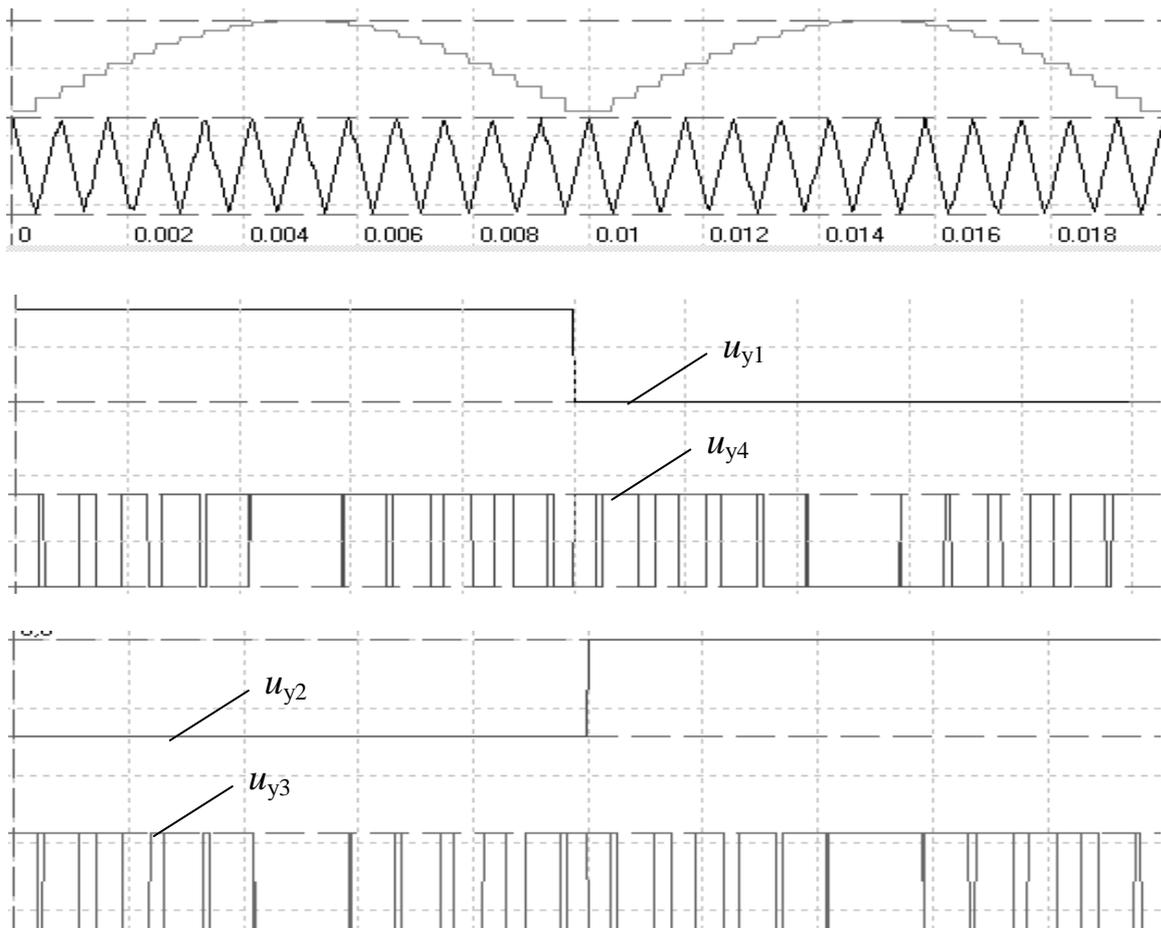


Рис. 5.6 – Временные диаграммы сигналов управления ключами однофазного мостового инвертора с ШИМ

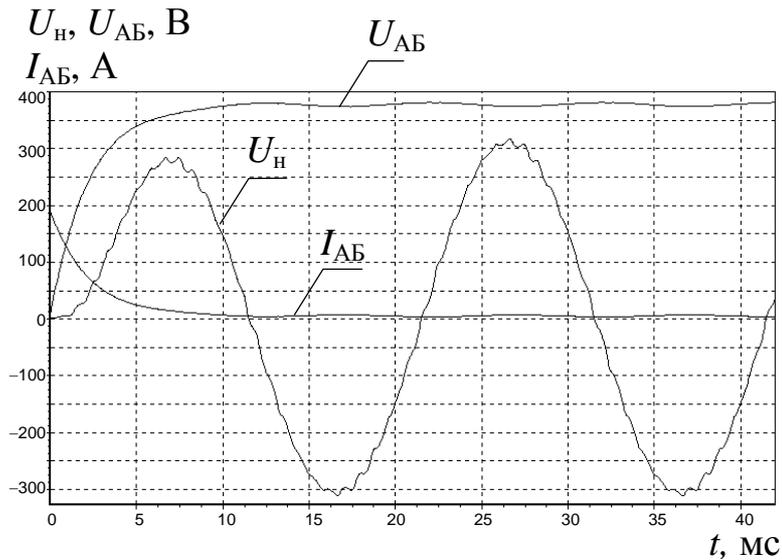


Рис. 5.7 – Временные диаграммы напряжения U_{AB} и тока I_{AB} аккумуляторной батареи, напряжения на нагрузке U_H однофазного мостового инвертора с ШИМ

5.1.4 Трехфазный мостовой инвертор с выходным напряжением прямоугольно-ступенчатой формы

Трехфазные инверторы напряжения используются для электропитания трехфазных потребителей. Инверторы с выходным напряжением прямоугольно-ступенчатой формы применяются для электропитания трехфазных двигателей переменного тока; инверторы с выходным напряжением гармонической формы – в системах электроснабжения и бесперебойного электропитания.

На рис. 5.8 приведена схема транзисторного трехфазного мостового инвертора напряжения. Инвертор состоит из трех одинаковых стоек, включающих в себя по два транзистора и два обратных диода. Как и в случае одно-

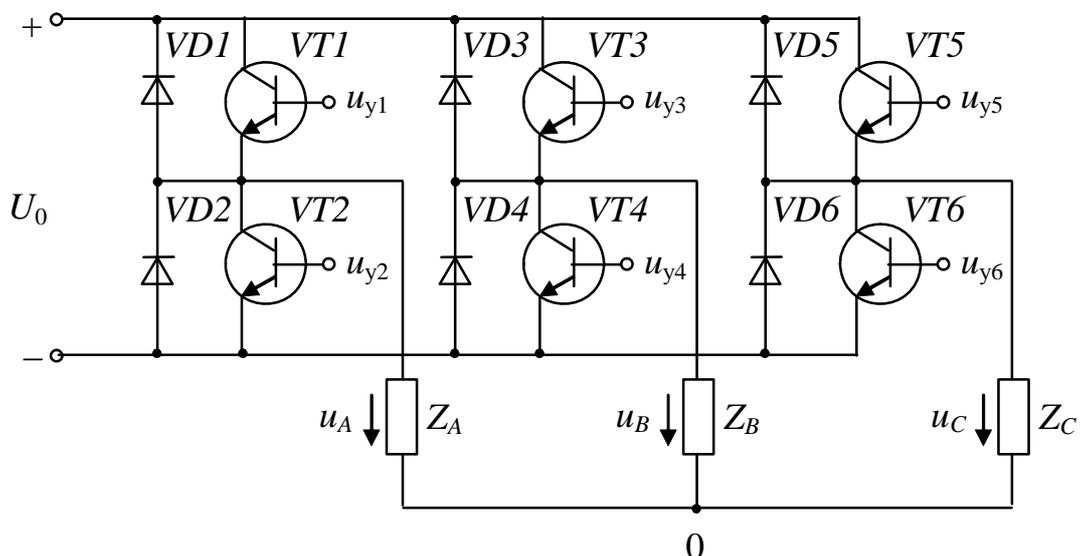


Рис. 5.8 – Трехфазный мостовой инвертор напряжения

фазного инвертора, открыт один из транзисторов стойки. Работа стоек во времени сдвинута на 120 градусов. Каждый ключ открыт в течение половины периода или 180 градусов, поэтому данный инвертор называется инвертором со 180-градусным управлением. Временные диаграммы напряжений, иллюстрирующие работу трехфазного инвертора, представлены на рис. 5.9. В качестве допущения принято равным нулю падение напряжения на открытых диодах и транзисторах.

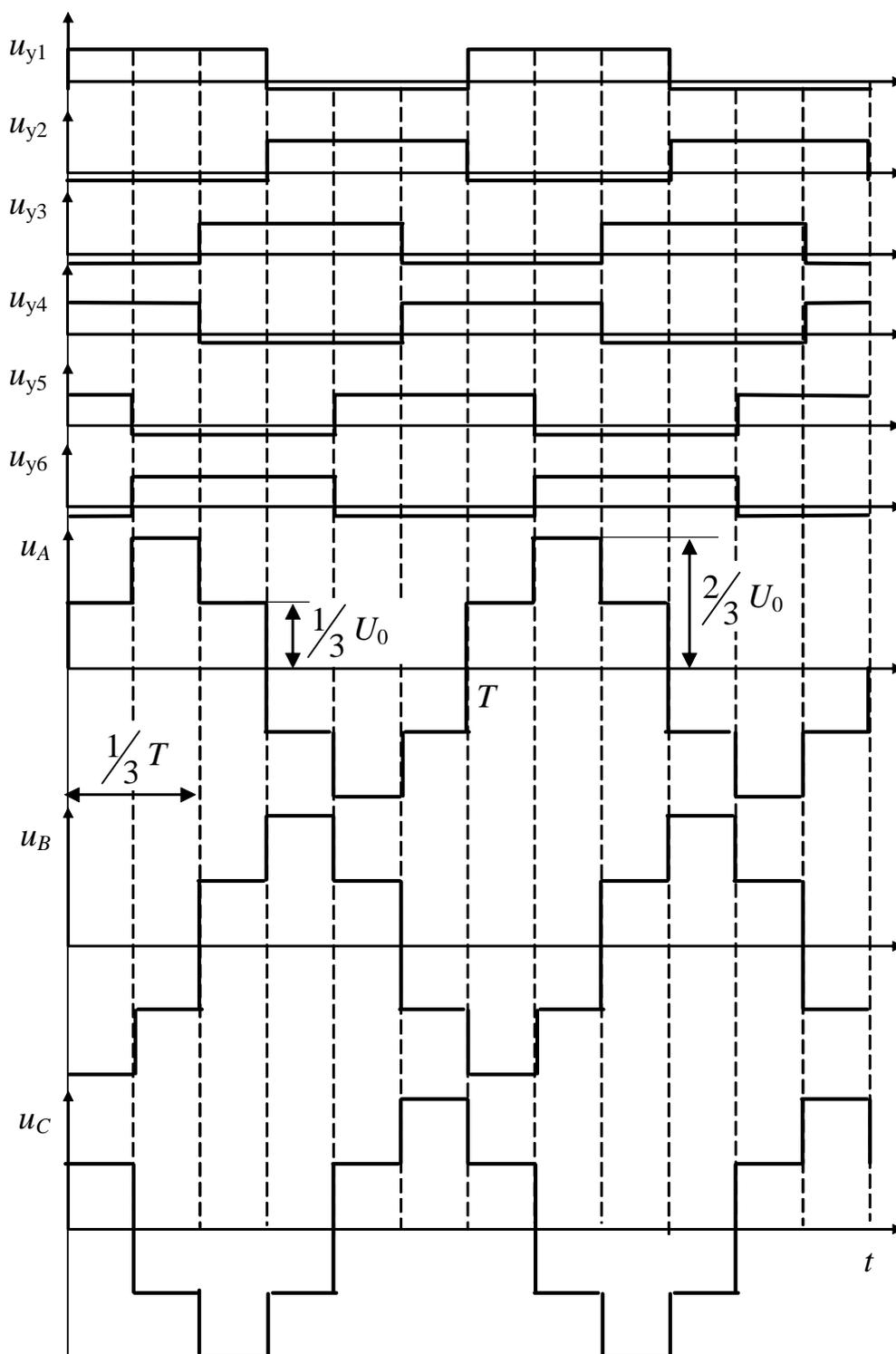


Рис. 5.9 – Диаграммы работы трехфазного мостового инвертора напряжения

5.2 Высокочастотные транзисторные преобразователи ИВЭП

Как указывалось выше, инверторы являются составной частью ИВЭП, в которых нагрузка подключается к инвертору через выпрямитель.

Схемы выпрямления обеспечивают передачу в нагрузку за один период переменного напряжения одного либо двух импульсов тока и потому называются однократными и двухкратными (см. гл. 3). Для однофазных схем это соответственно однополупериодный выпрямитель и выпрямители с выводом нулевой точки и мостовой. Аналогично различают *однократные* и *двухкратные преобразователи* – преобразователи, передающие в нагрузку за один период переменного напряжения соответственно один либо два импульса тока. ИВЭП РЭС строятся на базе однократных транзисторных преобразователей напряжения (ОПН). Следует отметить, что в случае выпрямления переменного напряжения прямоугольной формы пульсации выпрямленного напряжения существенно меньше пульсаций в выпрямителях напряжения гармонической формы, вследствие чего упрощается сглаживающий фильтр выпрямителя.

В схемах преобразования постоянного напряжения одного номинала в постоянное напряжение другого номинала, реализованных на базе инверторов, энергия постоянного тока преобразуется в энергию переменного тока в инверторе и обратно в выпрямителе, т.е. осуществляется *двойное преобразование энергии*.

Преобразователи, которые выполняют функцию преобразования напряжения при *однократном преобразовании энергии* называются *непосредственными*. Ими являются уже рассмотренные в главе 4 импульсные стабилизаторы напряжения.

5.2.1 Основные силовые схемы однократных преобразователей напряжения и их принцип действия

По принципу действия силовой схемы ОПН могут быть условно разбиты на две группы:

- ОПН с обратным включением выпрямительного диода;
- ОПН с прямым включением диода.

Принципиальное различие между обеими группами ОПН заключается в способе передачи энергии от источника питания в нагрузку.

ОПН с обратным включением выпрямительного диода (обратноходовый преобразователь)

У ОПН с обратным включением выпрямительного диода (рис. 5.10, а) открытому состоянию силового ключа (силового транзистора) соответствует закрытое состояние выпрямительного диода.

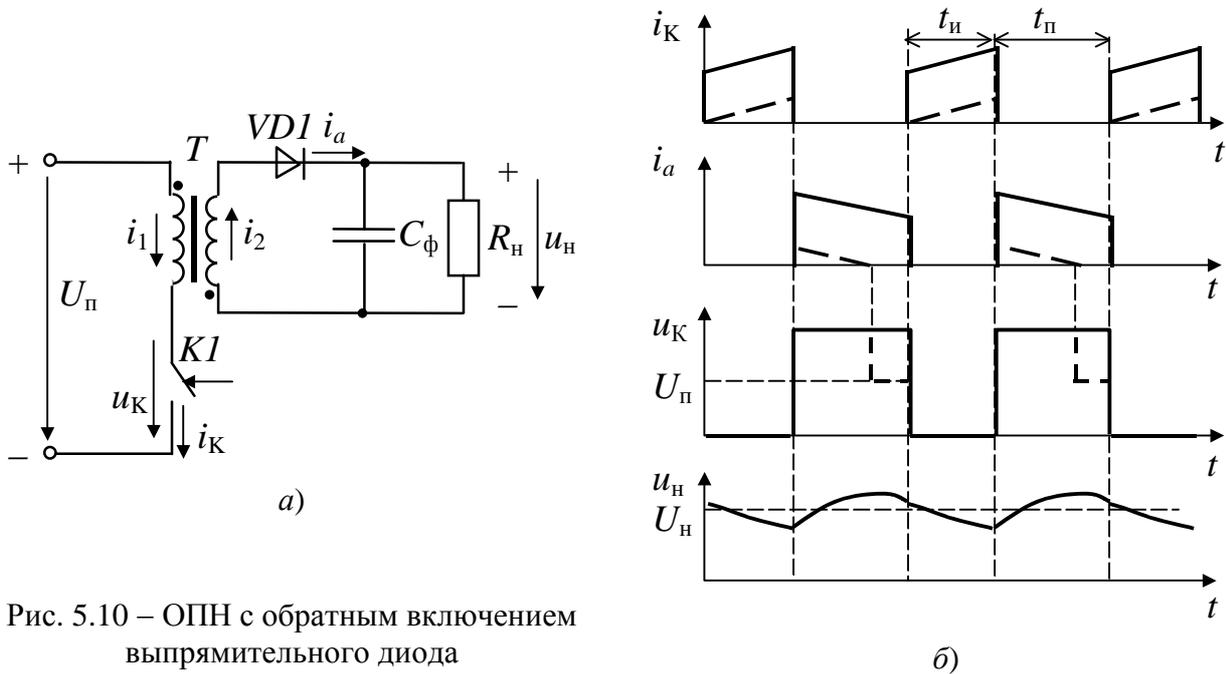


Рис. 5.10 – ОПН с обратным включением выпрямительного диода

Точками на схеме указаны начала обмоток трансформатора, которым соответствует одинаковая полярность ЭДС.

Когда ключ открыт, ток в первичной обмотке трансформатора линейно увеличивается, а забираемая от источника энергия накапливается в индуктивности намагничивания силового трансформатора T .

Когда ключ закрывается, магнитный поток в сердечнике трансформатора начинает уменьшаться, и это вызывает протекание тока в цепи вторичной обмотки. Энергия поступает в нагрузку и конденсатор фильтра. Таким образом, ток i_1 протекает во время включенного состояния ключа, а ток i_2 – во время выключенного и поддерживает напряжение на конденсаторе.

ОПН с обратным включением выпрямительного диода иначе называют **обратноходовым преобразователем**.

Временные диаграммы токов и напряжений ОПН с обратным включением выпрямительного диода представлены на рис. 5.10, б).

Очевидно, что при работе ОПН возможны два режима работы – режим непрерывного тока в индуктивности намагничивания силового трансформатора (сплошные линии на рис. 5.10, б) и режим прерывистого тока в той же индуктивности (штриховые линии на рис. 5.10, б).

Граница режимов непрерывного и прерывистого тока определяется равенством:

$$L > L_{кр} = \frac{U_\Pi^2 \gamma^2}{2I_H U_H},$$

где L – индуктивность намагничивания силового трансформатора, приведенная к первичной обмотке.

При его выполнении имеет место режим непрерывного тока, при нарушении – режим прерывистого тока. Режим непрерывного тока обеспечивает стабилизацию выходного напряжения, а также более жесткую внешнюю характеристику преобразователя.

Использование ОПН в режиме прерывистого тока дает возможность получать высокие выходные напряжения (сотни – тысячи вольт) при сравнительно малых коэффициентах трансформации силового трансформатора.

Следует обратить внимание, что напряжение, прикладываемое к ключу (напряжение коллектор-эмиттер силового транзистора) в закрытом состоянии равно

$$U_K = U_n(1 + \gamma)$$

и может регулироваться изменением соотношения между длительностями открытого и закрытого состояний транзистора.

Основная схема, по которой выполнены многие маломощные импульсные ИВЭП, – это обратногоходовый преобразователь, в котором регулирование выходного напряжения осуществляется посредством ШИМ либо ЧИМ.

В обратногоходовом преобразователе длительность включенного состояния ключа больше длительности выключенного состояния для того, чтобы большее количество энергии было запасено в трансформаторе и передано в нагрузку. В отличие от обычного трансформатора питания, использующегося в выпрямителе, трансформатор обратногоходового преобразователя накапливает в себе существенную энергию. Трансформатор обратногоходового преобразователя фактически является дросселем со вторичной обмоткой.

ОПН с прямым включением выпрямительного диода (прямоходовой преобразователь)

ОПН с прямым включением диода (рис. 5.11, а), или ***прямоходовой*** преобразователь, является другой популярной схемой преобразователей импульсных ИВЭП.

ОПН с прямым включением диода характеризуются непосредственной передачей электрической энергии от первичного источника в нагрузку в режиме открытого состояния одновременно обоих полупроводниковых приборов – силового ключа $K1$ и выпрямительного диода $VD1$; в момент их одновременного закрывания передача энергии в нагрузку прекращается. В соответствии со включением обмоток трансформатора, указанным точками, когда ключ открыт, во вторичной обмотке появляется ЭДС такой полярности, что ток течет через диод в катушку индуктивности. Когда ключ закрывается, ток в дросселе не может измениться мгновенно и продолжает течь через диод

$VD2$. Возвратный диод $VD3$ обеспечивает возврат энергии, накопленной в индуктивности намагничивания силового трансформатора, в источник питания.

Для возвращения магнитного состояния магнитопровода трансформатора в исходное состояние необходимо выполнение условия:

$$t_n \frac{W_{12}}{W_{11}} \leq t_n,$$

где W_{11} , W_{12} – числа витков секций первичной обмотки (см. рис. 5.11, а).

Временные диаграммы прямоходового преобразователя представлены на рис. 5.11, б.

Амплитуда тока через возвратный диод равна:

$$I_{a3m} = \frac{U_n t_n}{L_{11}} \frac{W_{11}}{W_{12}},$$

где L_{11} – индуктивность намагничивания трансформатора, приведенная к секции W_{11} .

Ток через возвратный диод $VD3$ может быть уменьшен за счет увеличения числа витков W_{12} , однако это приводит к увеличению длительности интервала, в течение которого накопленная в трансформаторе энергия возвращается в источник питания.

Основным недостатком схем ОПН является постоянное подмагничивание магнитопровода, обусловленное тем, что ток по первичной обмотке трансформатора течет только в одном направлении. Постоянное подмагничивание ухудшает условия передачи мощности из первичной обмотки трансформатора во вторичную, и поэтому ОПН ис-

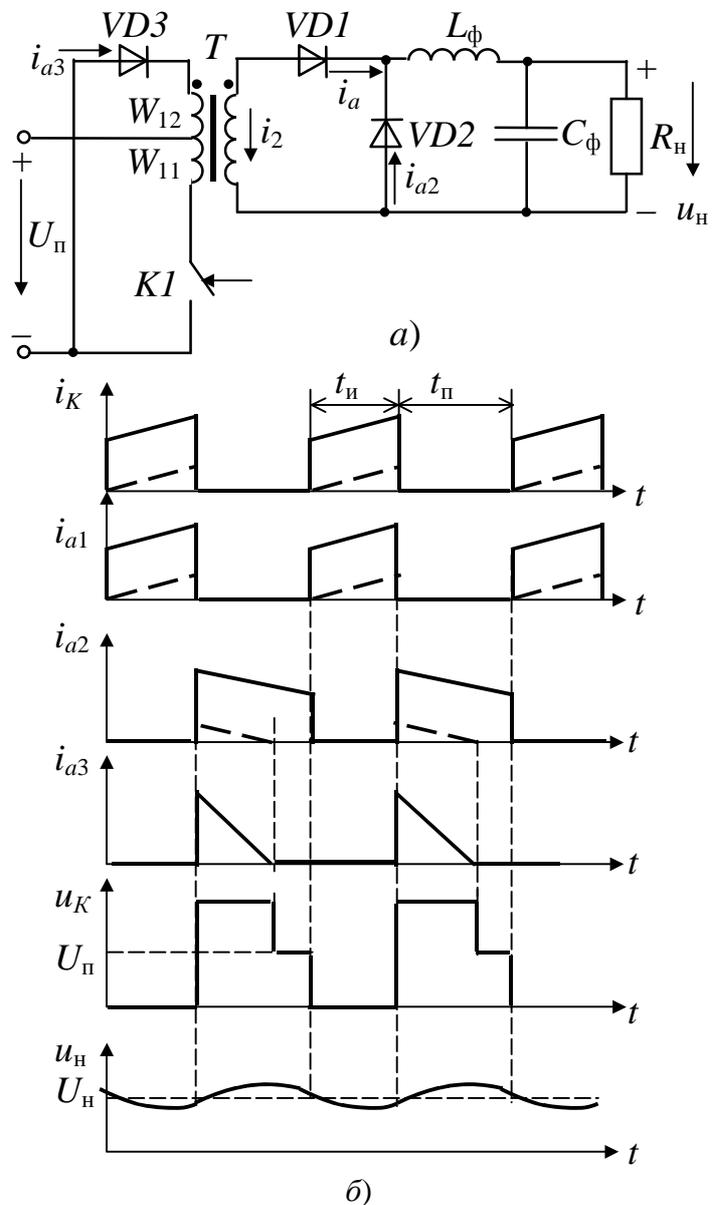


Рис. 5.11 – ОПН с прямым включением выпрямительного диода

пользуют при малых мощностях (несколько ватт), когда невысокий КПД не является определяющим фактором.

Этот недостаток отсутствует в двухтактных схемах автогенераторов, которые позволяют не только увеличить КПД преобразователя, но и получить импульсы напряжения, по форме более близкие к прямоугольной, что упрощает сглаживающий фильтр и обеспечивает большее постоянство выпрямленного напряжения. В этих схемах используются схемы выпрямления, в которых отсутствует постоянное вынужденное подмагничивание магнитопровода (двухфазная двухполупериодная с выводом средней точки и однофазная мостовая).

Для размагничивания магнитопровода силового трансформатора в ОПН и возвращения его в исходное состояние могут быть использованы различные схемотехнические решения, например:

- специальные размагничивающие обмотки, которые через возвратный диод $VD3$ подключаются параллельно входу ОПН (рис. 5.12, а);
- накопление энергии в конденсаторе $C1$ (рис. 5.12, б) и другие.

Схемы прямоходового и обратного преобразователей подобны, но имеются и **фундаментальные различия** в принципах их работы.

Прямоходовой преобразователь накапливает энергию не в трансформаторе, а в выходном дросселе; его силовой трансформатор T используется по своему традиционному назначению и должен характеризоваться минимальной энергией, накапливаемой в его индуктивности намагничивания.

Прямоходовой преобразователь имеет большую продолжительность включенного состояния ключа относительно выключенного состояния, более высокое среднее напряжение во вторичной обмотке и более высокий выходной ток нагрузки.

Поскольку ток от элемента, сохраняющего энергию, течет во время обе-

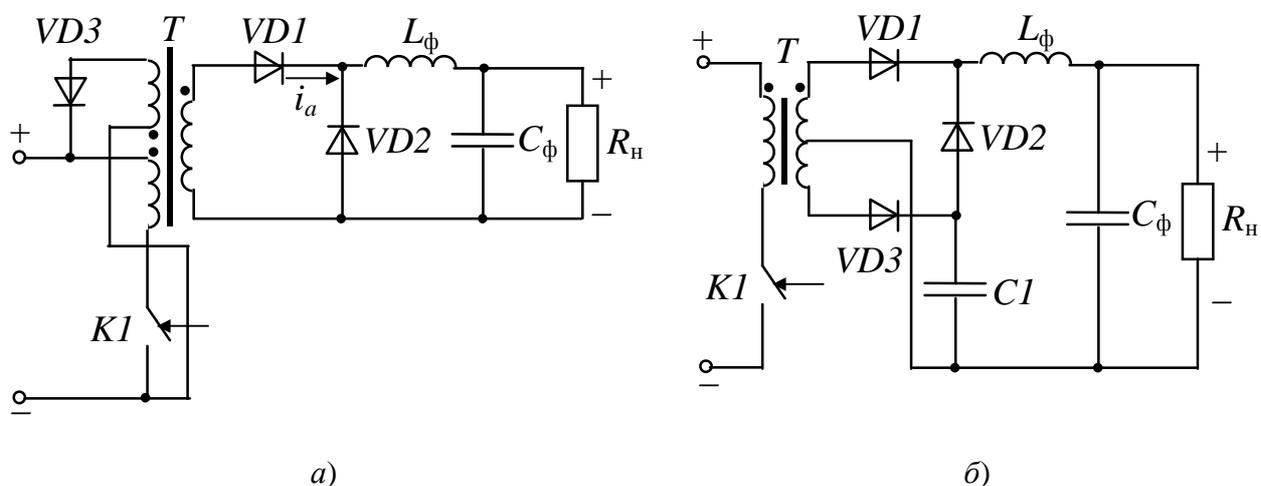


Рис. 5.12 – Схемы ОПН с размагничиванием магнитопровода

их половин цикла переключения, то прямоходовой преобразователь имеет более низкое напряжение пульсаций при тех же самых выходных параметрах.

5.2.2 Преобразователи напряжения с самовозбуждением

По способу формирования управляющих сигналов ОПН, как и другие типы полупроводниковых преобразователей, можно разделить на две группы: ОПН *с самовозбуждением* и ОПН *с внешним возбуждением*.

В преобразователях первой группы управляющие сигналы, воздействующие на цепь базы мощного транзистора, формируются *самой схемой ОПН*, которая работает в режиме автоколебаний.

В преобразователях второй группы управляющие сигналы формируются *внешним задающим генератором*.

Преобразователи с самовозбуждением выполняются на мощности до нескольких десятков ватт. В радиоустройствах они нашли применение как маломощные автономные источники электропитания и как задающие генераторы мощных преобразователей. Их целесообразно применять при высоком значении выходного напряжения U_n и малых токах, в частности, для питания высоковольтного анода в электронно-лучевых трубках.

Простейшая схема ОПН с самовозбуждением приведена на рис. 5.13. В коллекторную цепь транзистора включена первичная обмотка трансформатора W_K , в эмиттерно-базовую цепь – обмотка обратной связи W_B . Поскольку обмотки W_K и W_B размещаются на одном магнитопроводе, то существующая между ними магнитная связь и порядок подключения концов обмоток обеспечивают в итоге положительную обратную связь в автогенераторе.

При подключении источника постоянного тока U_n в цепи коллектора транзистора VT и в обмотке W_K начинает протекать ток, который вызывает нарастающий магнитный поток в магнитопроводе импульсного трансформатора. Этот поток, воздействуя на обмотку обратной связи W_B , наводит в ней ЭДС самоиндукции, причем обмотка W_B включается относительно обмотки W_K таким образом, чтобы ЭДС, наведенная в ней, еще больше открыла транзистор (для $p-n-p$ -транзистора на базе относительно эмиттера создается дополнительное отрицательное напряжение). Когда магнитный поток достигнет насыщения, исчезнут ЭДС и токи в обмотках, появится противо-ЭДС, запирающая транзистор, и процесс начнет-

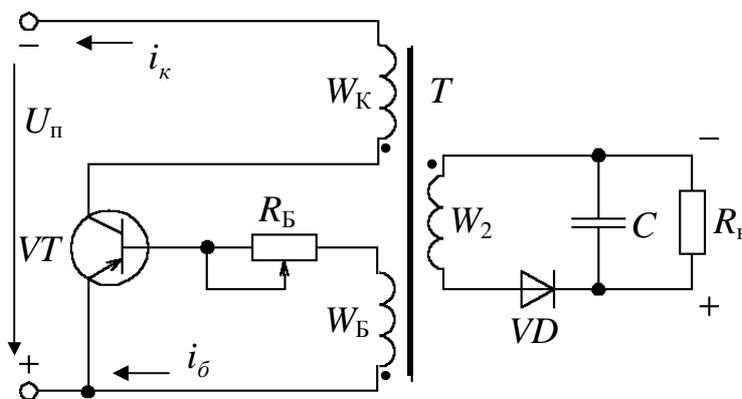


Рис. 5.13 – ОПН с самовозбуждением

ся сначала. Необходимо отметить, что при открытом транзисторе VT вследствие небольшого значения его внутреннего сопротивления весьма небольшим будет падение напряжения на нем, даже при токе, равном току насыщения. Поэтому в этом случае практически все входное напряжение $U_{\text{п}}$ приложено к первичной коллекторной обмотке трансформатора $W_{\text{к}}$.

В результате периодического включения транзистора по первичной обмотке трансформатора $W_{\text{к}}$ потечет ток, импульсы которого будут иметь почти прямоугольную форму. Во вторичную обмотку трансформатора W_2 трансформируются увеличенные по амплитуде импульсы той же формы, частоты следования и полярности; эти импульсы используются для получения выпрямленного напряжения с помощью однополупериодного выпрямителя. Резистор $R_{\text{б}}$ в базе транзистора ограничивает ток базы, так как после возбуждения колебаний создается смещение, сдвигающее рабочую точку транзистора в область меньших токов.

Наиболее часто автогенераторные каскады преобразователей реализуют по принципу работы блокинг-генератора (см. рис. 5.13). Упрощенная схема подобного устройства приведена на рис. 5.14, *а*.

При подаче напряжения питания через $R_{\text{см}}$ начинает протекать небольшой ток базы ключевого каскада KK . Это приводит к появлению тока коллектор-эмиттер KK и возникновению ЭДС во вторичных обмотках и обмотке ПОС импульсного трансформатора $ИТ$. ЭДС обмотки ПОС имеет полярность, показанную на рис. 5.14, *а*, поэтому начинается заряд конденсатора $C_{\text{св}}$ по цепи:

$$(+)\text{U}_{\text{ПОС}} - R_{\text{св}} - C_{\text{св}} - (\text{Б-Э})\text{KK} - (-)\text{U}_{\text{ПОС}} .$$

Ключ KK быстро открывается до насыщения.

Ток базы KK и зарядки $C_{\text{св}}$ ограничивается резистором $R_{\text{св}}$. Конденсатор $C_{\text{св}}$ заряжается в указанной на схеме полярности.

Когда $C_{\text{св}}$ зарядится, и ток базы ключа KK уменьшится настолько, что начнет уменьшаться ток коллектор-эмиттер, полярность ЭДС обмотки ПОС изменится на противоположную. При этом к базе ключа KK оказывается приложенным запирающее напряжение, представляющее собой сумму ЭДС обмотки ПОС и напряжения заряженного $C_{\text{св}}$.

Транзистор KK быстро запирается до отсечки коллекторного тока. В таком состоянии он будет находиться до того момента, пока за счет перезарядки не уменьшится напряжение конденсатора $C_{\text{св}}$, снова изменится полярность ЭДС, и начнет протекать ток заряда $C_{\text{св}}$ через переход база-эмиттер KK . Блокинг-процесс повторится.

Управление количеством запасенной в трансформаторе энергии, а значит, и величиной выходных напряжений, чаще всего осуществляется способами, показанными на рис. 5.14, *б* и рис. 5.14, *в*.

Организация режимов записания

В случае **записания за счет напряжения заряженного $C_{св}$** (см. рис. 5.14, б) схема управления в нужный момент (во время заряда $C_{св}$, но до начала запирающего за счет собственного блокинг-процесса) подключает «плюс» заряженного $C_{св}$ на корпус через ключ управления $KУ$. При этом к базе транзистора $КК$ оказывается приложенное обратное напряжение, и он запирается раньше завершения полупериода собственных колебаний.

Управляя моментом замыкания ключа $KУ$, можно изменять ширину базового импульса, отпирающего транзистор $КК$, т.е. время протекания тока от источника питания через первичную обмотку $ИТ$ и коллектор-эмиттер $КК$. Таким образом схема управления позволяет регулировать выходное напряжение.

В случае с **записанием за счет работы цепи ПОС** (см. рис. 5.14, в) схема управления с помощью ключа $KУ$ шунтирует переход база-эмиттер транзистора $КК$, уменьшая ток базы $КК$, протекающий за счет зарядки $C_{св}$. Это приводит к уменьшению тока коллектора $КК$ и изменению полярности ЭДС. Знаки ЭДС в цепи ПОС при этом будут соответствовать приведенным на рис. 5.14, в.

Заряд $C_{св}$ в этот момент прекратится, а просуммировавшиеся напряжения цепи ПОС и $C_{св}$ окажутся приложенными к переходу база-эмиттер $КК$ в обратной полярности.

Схема управления в данном случае выполняет те же функции, что и в предыдущем.

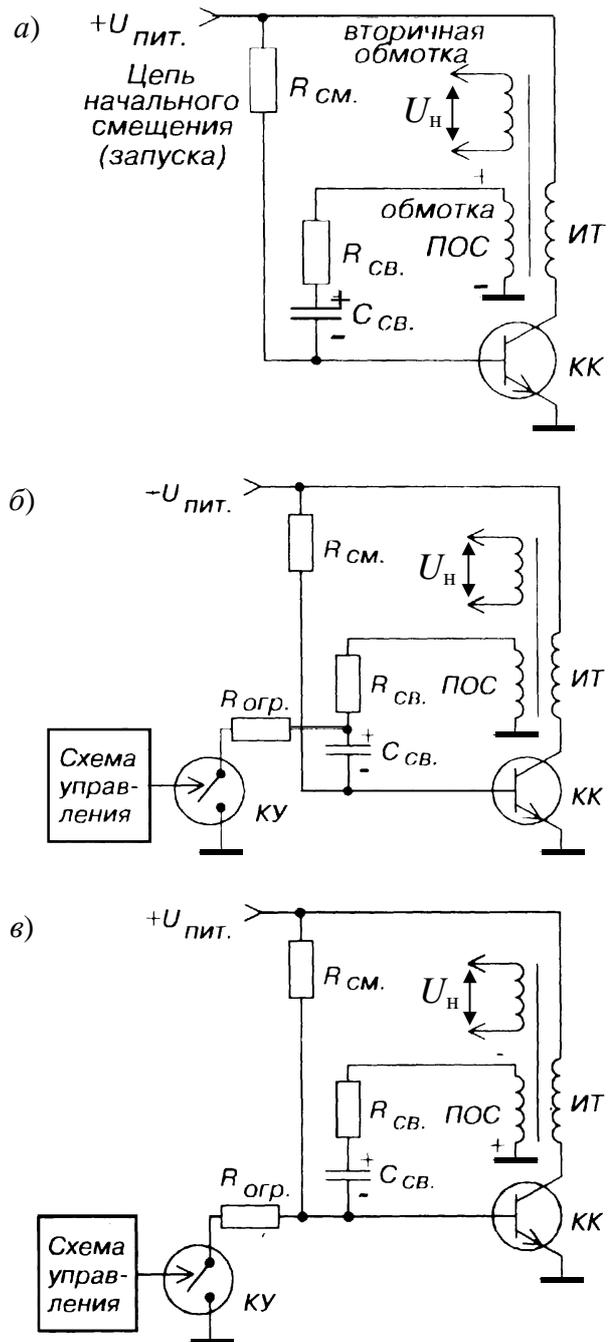


Рис. 5.14 – Упрощенные схемы преобразователей на базе блокинг-генератора

Поскольку токи в цепи базы транзистора $КК$ не так уж велики, ограничивающий резистор $R_{св}$ может отсутствовать, а его функции могут выполнять другие элементы (например, внутреннее сопротивление открытого ключа $КУ$).

Так как базовый ток ключевого каскада $КК$ зависит от количества энергии, накопленной трансформатором $ИТ$, блокинг-генератор не боится коротких замыканий во вторичных цепях. Если максимальный ток через транзистор $КК$ ограничен безопасной величиной, то короткое замыкание приводит только к пропаданию автогенерации.

Достаточно часто встречаются импульсные преобразователи с трансформаторной ПОС, в которых режим запирания выходного каскада обеспечивается *специальным измерительным узлом*, контролирующим величину импульсного тока или напряжения. Упрощенные схемы подобных устройств приведены на рис. 5.15. Запуск этих автогенераторов, как и на предыдущей схеме, осуществляется за счет тока начального смещения через $R_{см}$.

На схеме (рис. 5.15, *а*) изображен автогенератор с токовым управлением, в котором длительность отпирающего импульса определяется величиной тока коллектор-эмиттер через ключ $КК$. Так как после отпирания $КК$ ток через этот транзистор линейно нарастает, пропорционально его величине нарастает и падение напряжения на датчике тока $R_{изм}$. В момент, когда это напряжение превысит напряжение отпирания измерительного узла ($ИУ$), транзистор $ИУ$ открывается и шунтирует переход база-эмиттер $КК$. Ток в цепи коллектора $КК$ начнет уменьшаться, полярность ПОС изменится на противоположную («плюсом» на общий провод), и произойдет быстрое запираение $КК$.

На рис. 5.15, *б* измерительный узел следит за величиной напряжения отпирающего импульса, который поступает с обмотки ПОС через диод $VD_{откр}$ и цепь ПОС $C_{св}$ $R_{св}$, а также ограничивающий базовый ток резистор $R_{огр}$ на ба-

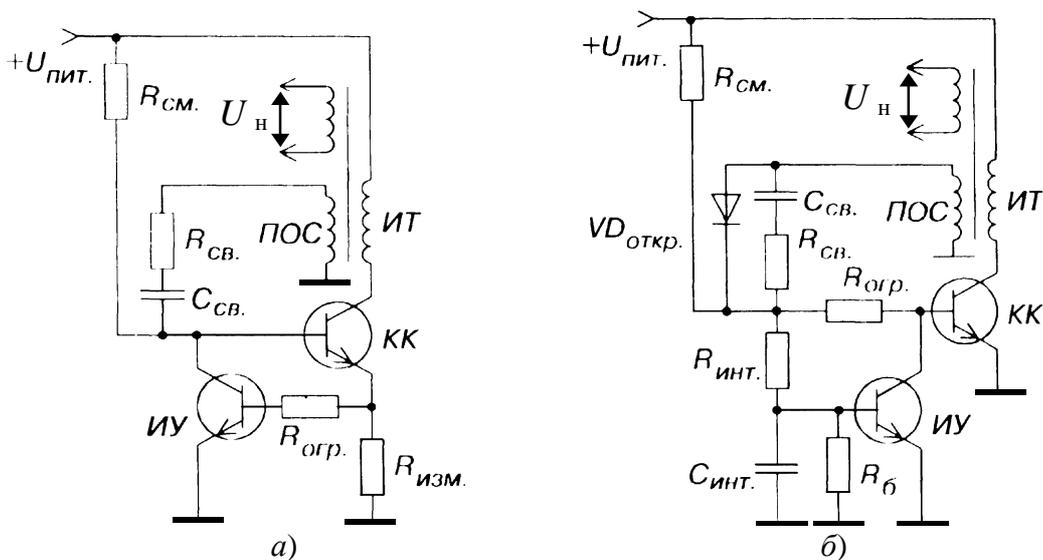


Рис. 5.15 – Схемы автогенераторов с узлом запирания

зу KK . Диод $VD_{откр}$ обеспечивает постоянство отпирающего базового тока KK , шунтируя цепь $C_{св} R_{св}$ в прямом направлении.

Положительный импульс отпирающего напряжения интегрируется цепью $R_{инт} C_{инт}$ и превращается в линейно нарастающее напряжение. В момент, когда это напряжение превысит напряжение отпирания измерительного узла $ИУ$, транзистор $ИУ$ откроется, и произойдет процесс запираания KK , аналогичный описанному в предыдущем случае.

5.2.3 Преобразователи напряжения с внешним возбуждением

В полупроводниковых преобразователях с внешним возбуждением (с задающим генератором) (рис. 5.16) ключевой каскад KK используется просто как коммутирующий ключ, пропускающий или прерывающий ток через первичную обмотку импульсного трансформатора $ИТ$. Все функции запуска, формирования и регулировки ширины отпирающих импульсов управления, защиты и стабилизации берет на себя схема управления.

В схему управления обычно входят задающий генератор (чаще всего, RC -типа или блокинг-генератор), широтно-импульсный модулятор, цепи запуска, стабилизации (цепи обратных связей) и защиты. В ИВЭП телевизионных приемников для уменьшения помех на изображении работу задающего генератора синхронизируют со строчной разверткой, для чего на схему управления поступают строчные импульсы обратного хода (СИОХ).

Питание схемы управления может осуществляться как от вспомогательного источника, так и от основного выпрямителя.

Наиболее распространенной является схема, в которой цепь запуска $R_{зап}$ обеспечивает небольшой начальный ток питания, достаточный для работы преобразователя в режиме пониженной мощности. После появления напряжения во вторичных обмотках происходит «подпитка» схемы управления за счет выпрямленного напряжения от вспомогательного выпрямителя $VD_{ос}$, $C_{ф}$, что позволяет преобразователю выйти на номинальный рабочий режим. Выходное напряжение выпрямителя $VD_{ос}$, $C_{ф}$ может использоваться схемой управления также в качестве напряжения обратной связи для работы узла стабилизации выходного напряжения. Для этого его величина сравнивается с величиной напряжения опорного источника, имеющегося в схеме управления, и сигнал ошибки управляет ШИМ-модулятором.

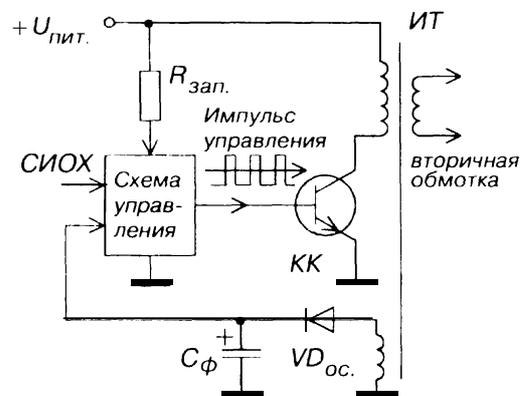


Рис. 5.16 – Упрощенная схема преобразователя с задающим генератором

Рассмотренные схемы преобразователей применяются при построении ИВЭП главного питания и источников питания дежурного режима РЭС.

5.3 Классификация импульсных ИВЭП

ИВЭП с импульсным регулированием, построенные на базе полупроводниковых высокочастотных преобразователей, называются *импульсными*, а с непрерывным регулированием – *линейными*. Сравнительный анализ их характеристик был приведен в главе 4 (см. табл. 4.2) в связи с рассмотрением вопроса импульсного регулирования для стабилизации напряжения.

Основными схемными решениями, которые применяются для обеспечения *главного питания* РЭС в рабочем режиме, являются импульсные ИВЭП на базе:

- импульсных трансформаторных преобразователей, в которых силовой каскад работает в режиме автогенерации и имеют трансформаторную ПОС; почти все напряжения питания создаются вторичными обмотками трансформатора преобразователя;

- импульсных трансформаторных преобразователей, в которых силовой каскад – ведомый; имеют отдельный задающий генератор, либо используют в качестве задающего генератор строчной развертки (в телевизионной аппаратуре); формируют почти все требуемые напряжения питания.

- непосредственных преобразователей (импульсных стабилизаторов), которые формируют и стабилизируют напряжение главного питания из выпрямленного сетевого напряжения.

В случае, когда в качестве источника питания *дежурного режима* используется импульсный источник, он обычно представляет собой маломощный блокинг-генератор.

Следует отметить, что, так как импульсные стабилизаторы не создают гальванической развязки от сетевого напряжения, многие из элементов схемы РЭС могут оказаться «под фазой» сетевого напряжения.

Семейство импульсных источников электропитания весьма разнообразно. Упрощенная их классификация приведена на рис. 5.17.

По способу передачи энергии от источника к потребителю ИВЭП, как и преобразователи напряжения, делятся на две большие группы: *прямоходовые* (*forward*) и *обратноходовые* (*flyback*).

По соотношению входного и выходного напряжений ИВЭП делятся на *повышающие* (*step-up*) и *понижающие* (*step-down*); по соотношению полярностей входного и выходного напряжений – на *неинвертирующие* и *инвертирующие* (см. п. 4.5.2). По схемотехническим решениям существует деление преобразователей на *двухтактные* (*push-pull*) и *однотактные*; *полумостовые* (*half-bridge*) и *полномостовые* (*full-bridge*).

В настоящее время фирмами-изготовителями выпускается широкий

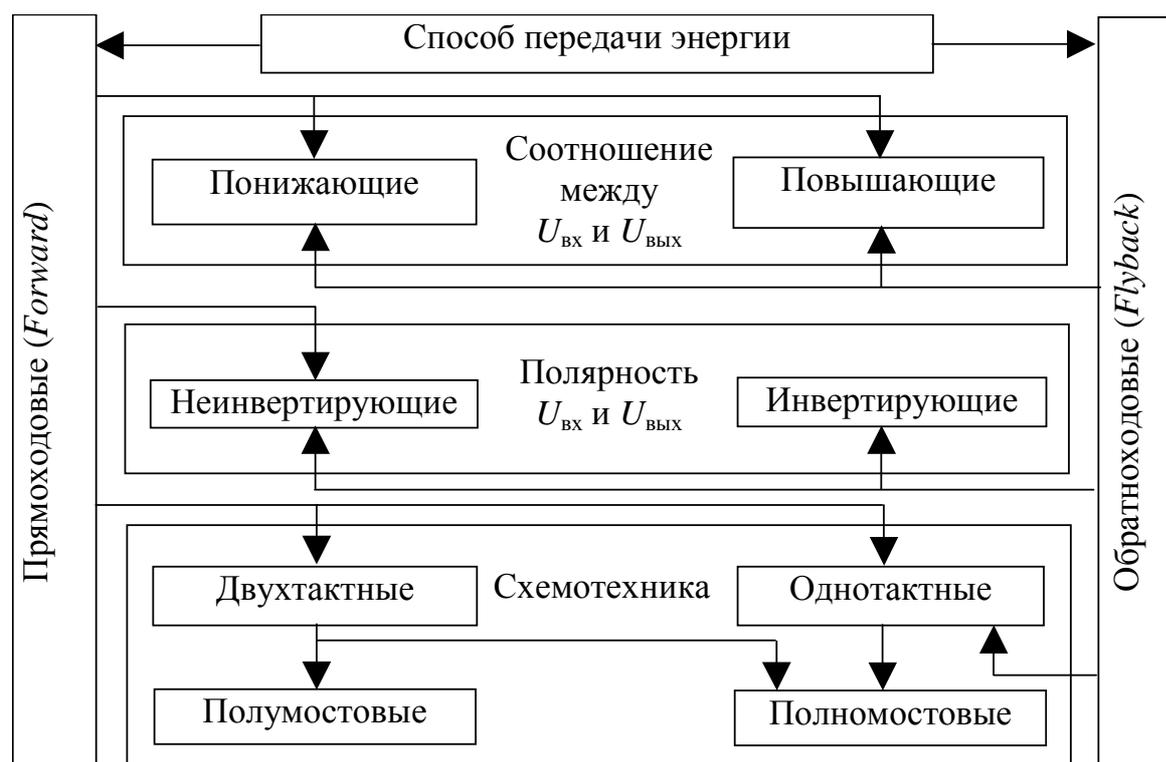


Рис. 5.17 – Классификация импульсных ИВЭП

спектр интегральных микросхем для импульсных ИВЭП произвольного типа.

Последние достижения в области производства ИВЭП связаны с повышением частоты преобразования, что позволяет уменьшить размеры не только ЭМЭ (см. гл. 2), но и конденсаторов. Использование более высоких частот переключения имеет и ряд проблем, связанных с паразитными элементами радиокомпонентов и потерями при переключении, в том числе за счет потерь в силовом транзисторе, за счет индуктивности рассеяния трансформатора и емкости ключа.

Так, энергия из первичной обмотки трансформатора никогда не может быть передана во вторичную обмотку без потерь, т.е. имеется индуктивность рассеяния (включается последовательно с идеальным трансформатором). Когда транзистор закрыт, энергия, представляющая собой ток этой индуктивности, должна быть рассеяна обычно в специальной схеме подавителя. Эта энергия нагревает резистор схемы подавителя и тратится впустую. Естественно, что с ростом частоты эти потери растут.

Паразитная емкость ключа эквивалентна шунтирующему транзистор конденсатору. Когда транзистор закрыт, эта емкость заряжена и содержит энергию. Когда транзистор открыт, эта энергия рассеивается на сопротивлении открытого ключа. Эти потери также увеличиваются с увеличением частоты.

Один из путей, с помощью которого можно избежать увеличения некоторых потерь на высоких частотах – использование резонансного преобразователя, являющегося модификацией прямоходового.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АД	– асинхронный двигатель
БДПТ	– бесконтактный двигатель постоянного тока
ВАХ	– вольт-амперная характеристика
ГПТ	– генератор постоянного тока
ДПТ	– двигатель постоянного тока
ДПТ НВ	– ДПТ с независимым возбуждением
ЕМХ	– естественная механическая характеристика
ИМХ	– искусственная механическая характеристика
ИВЭП	– источник вторичного электропитания
КПД	– коэффициент полезного действия
МДС	– магнитодвижущая сила
МХ	– механическая характеристика
ОВ	– обмотка возбуждения
ООС	– отрицательная обратная связь
ОПН	– одноконтный преобразователь напряжения
ПОС	– положительная обратная связь
РЭА	– радиоэлектронная аппаратура
РЭС	– радиоэлектронное средство
РЭС БН	– радиоэлектронное средство бытового назначения
СД	– синхронный двигатель
ФММ	– ферромагнитный материал
ФМС	– ферромагнитный сердечник
ФП	– функциональное проектирование
ХИТ	– химический источник тока
ШД	– шаговый двигатель
ШИМ	– широтно-импульсная модуляция
ЭАП	– электроакустический преобразователь
ЭДС	– электродвижущая сила
ЭМЭ	– электромагнитный элемент
ЭПУ	– электропреобразовательное устройство

ЛИТЕРАТУРА

Основная литература

1. Иванов-Цыганов А.И. Электропреобразовательные устройства РЭС: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1991. – 272 с.
2. Иванов-Цыганов А.И. Электротехнические устройства радиосистем: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1979. – 304 с.
3. Китаев В.Е., Бокуняев А.А., Колканов М.Ф. Расчет источников электропитания устройств связи: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1993. – 232 с.
4. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: «Три Л», 2000. – 400 с.

Дополнительная литература

5. Обрусник В.П. Магнитные элементы электронных устройств.: Учеб. пособие. – Томск: Томс. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 1999. – 108 с.
6. Обрусник В.П. Электрические машины.: Учеб. пособие. – Томск: Томский межвуз. центр дистанц. образ., 1999. – 165 с.
7. Коновалов Б.И. Преобразовательная техника. В 2-х частях. – Томск: ТУСУР, 1996. – Часть 2: Транзисторные преобразовательные системы. – 84 с.

Вспомогательная литература

8. Кацман М.М. Электрические машины: Учеб. для учащихся электротехн. спец. техникумов. – М.: Высш. шк., 1990. – 463 с.
9. Бальян Р.Х., Обрусник В.П. Оптимальное проектирование силовых высокочастотных ферромагнитных устройств. – Томск: Изд-во ТГУ, 1987. – 165 с.
10. Грумбина А.Б. Электрические машины и источники питания радиоэлектронных устройств: Учеб. для техникумов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 368 с.
11. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю.И. Драбович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
12. Сидоров И.Н., Биннатов М.Ф., Васильев Е.А. Устройства электропитания бытовой РЭА: Справочник. – М.: Радио и связь, 1991. – 472 с.
13. Москаленко В.В. Электрический привод. – М.: Энергоиздат, 1991. – 430 с.

14. Хрущев В.В. Электрические машины систем автоматики: Учеб для вузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ие, 1985. – 368 с.
15. Игнатович В.Г., Митюхин А.И. Регулировка и ремонт бытовой радиоэлектронной аппаратуры: Учеб. пособие. – Минск: Выш. шк., 1992. – 367 с.
16. Фомичев Ю.И., Лукин Н.В. Источники питания современных телевизоров. Серия «Зарубежная электроника». – Спб.: Изд-во ДЕАН, 1997. – 128 с.
17. Гедзберг Ю.М. Блоки питания отечественных и зарубежных телевизоров: Справочное пособие. – М.: Радио и связь, 1996. – 144 с.
18. Родин А.В., Тюнин Н.А., Воронов М.А. Ремонт мониторов. Серия «Ремонт». – М.: Изд-во СОЛОН, 1997. – Вып. 12. – 287 с.
19. Авраменко Ю.Ф. Схемотехника проигрывателей компакт-дисков. Серия «Зарубежная электроника», 1999. – Спб.: Изд-во ДЕАН, 1999. – Вып. 8. – 128 с.
20. Колесниченко О.В., Шишигин И.В., Обрученков В.А. Интегральные микросхемы зарубежной бытовой видеоаппаратуры. Справочное пособие. – Спб.: Лань.– 1995. – 272 с.
21. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение. – М.: ДОДЭКА. 1996. – 288 с.
22. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М.: ДОДЭКА. 1996. – 224 с.
23. Энциклопедия ремонта. Выпуск 14. Микросхемы для управления электродвигателями. Выпуск 2. – М.: ДОДЭКА, 2000. – 288 с.
24. Клушин Г.М. Состояние и тенденции развития полупроводниковых источников питания кинотехники // Техника кино и телевидения, 1992, № 10.– С. 39–44.
25. Бирюков С.А. Устройства на микросхемах. Цифровые измерительные приборы, источники питания, любительские конструкции.– М.: Солон–Р, 1999. – 192 с.
26. Миловзоров В.П. Электромагнитные устройства автоматики. – М.: Высш. шк., 1974. – 416 с.
27. Воробьев И.М. Оборудование и эксплуатация радиостанций. Учеб. пособие для профтехучилищ.– М.: Связь, 1997.– 360 с.
28. Иванов В.К. Оборудование радиотелевизионных передающих станций: Учеб. пособие для техникумов связи. – М.: Радио и связь, 1981.– 240 с.
29. Касаткин А.С. Основы электротехники. Учеб. пособие. – М.: Высш. шк., 1975. – 304 с.
30. ГОСТ 23413–79. Средства вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Термины и определения.

31. ГОСТ 13109–87. Электрическая энергия. Требования к качеству электрической энергии в электрических сетях общего пользования.

32. ГОСТ 5237–83. Аппаратура электросвязи. Напряжения питания и методы измерений.

33. ГОСТ 23414–79. Преобразователи энергии полупроводниковые. Термины и определения.

34. Правила устройства электроустановок / Минэнерго СССР.– М.: Энергоатомиздат, 1986.– 648 с.

35. ВСН 332–93. Инструкция по проектированию электроустановок предприятий и сооружений электросвязи, проводного вещания, радиовещания и телевидения.

36. Правила технической эксплуатации первичных сетей взаимоуязанной сети связи Российской Федерации. – М.: Госкомсвязи России, 1998. – Кн. 6. Правила технической эксплуатации электроустановок предприятий первичных сетей. – 45 с.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
ПРОГРАММА КУРСА «ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА»	6
1 ХАРАКТЕРИСТИКИ И НОРМИРОВАННЫЕ ПАРАМЕТРЫ УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ	8
1.1 Общие вопросы электропитания РЭА и задачи курса	8
1.2 Основные термины	9
1.3 Основные характеристики устройств электропитания	11
1.4 Основные функции и структурные схемы ИВЭП	13
1.5 Требования, предъявляемые к устройствам электропитания	15
1.6 Нормированные значения напряжений и токов устройств электропитания РЭА	17
1.7 Нормированные значения напряжений и токов систем электроснабжения	19
1.8 Принципы организации электроснабжения	22
2 ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИВЭП	26
2.1 Конструктивные исполнения и геометрические показатели ЭМЭ	26
2.2 Электротехнические законы ЭМЭ	30
2.3 Катушка с ферромагнитным сердечником	32
2.4 Потери мощности в ферромагнитном сердечнике	36
2.5 Сравнительный анализ магнитных материалов и рекомендации по их выбору	39
2.6 Потери мощности и перегрев ЭМЭ	42
2.7 Электромагнитные параметры ЭМЭ	44
2.8 Дроссели электромагнитные	48
2.9 Трансформаторы	51
2.9.1 Принцип действия трансформатора напряжения	52
2.9.2 Основные расчетные соотношения для двухобмоточного трансформатора	54
2.9.3 Схема замещения трансформатора	55
2.9.4 Приближенный электрический расчет трансформатора по габаритной мощности	58
2.9.5 Однофазные многообмоточные трансформаторы	59
2.9.6 Трехфазные трансформаторы	61
2.10 Сравнительный анализ конструктивных исполнений ЭМЭ	64
2.11 Широкополосные трансформаторы	65

3	ВЫПРЯМИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ	68
3.1	Общие сведения о выпрямителях	68
3.2	Основные параметры диодов	69
3.3	Основные характеристики выпрямителей	70
3.4	Работа выпрямителя на активную нагрузку	72
3.4.1	Однофазный однополупериодный выпрямитель	72
3.4.2	Однофазный двухполупериодный выпрямитель с выводом нулевой точки	76
3.4.3	Однофазный мостовой выпрямитель	78
3.4.4	Трехфазные схемы выпрямления	79
3.4.5	Сравнительный анализ выпрямительных схем, работающих на активную нагрузку	81
3.5	Работа выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией	82
3.5.1	Работа выпрямителя с трансформаторным входом на нагрузку с емкостной реакцией	83
3.5.2	Работа выпрямителя с бестрансформаторным входом на нагрузку с емкостной реакцией	92
3.5.3	Сравнительный анализ выпрямительных схем, работающих на емкостную нагрузку	95
3.6	Схемы выпрямителей с умножением напряжения	96
3.6.1	Однофазная мостовая схема с удвоением напряжения ..	96
3.6.2	Однофазные несимметричные схемы умножения напряжения	99
3.6.3	Двухфазные симметричные схемы умножения напряжения	101
3.7	Регулируемые выпрямители ИВЭП	101
3.8	Работа выпрямителя на нагрузку с индуктивной реакцией	104
4	СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА	109
4.1	Классификация стабилизаторов	109
4.2	Основные параметры стабилизаторов	111
4.3	Параметрические стабилизаторы напряжения	113
4.3.1	Параметры стабилитронов	113
4.3.2	Однокаскадный параметрический стабилизатор постоянного напряжения	114
4.3.3	Двухкаскадный параметрический стабилизатор постоянного напряжения	117
4.3.4	Стабилизаторы тока	117
4.3.5	Проектирование параметрических стабилизаторов	118
4.4	Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием	121
4.4.1	Структурные схемы компенсационных стабилизаторов	121

4.4.2	Транзисторный компенсационный стабилизатор последовательного типа	123
4.4.3	Транзисторный компенсационный стабилизатор параллельного типа	131
4.4.4	Компенсационные стабилизаторы непрерывного типа в интегральном исполнении	132
4.5	Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с импульсным регулированием	137
4.5.1	Принцип работы и структурная схема импульсного стабилизатора	137
4.5.2	Основные схемы силовой части импульсных стабилизаторов	139
4.5.3	Способы регулирования импульсных стабилизаторов ...	145
4.6	Сравнительный анализ стабилизаторов	149
5	ИНВЕРТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ	151
5.1	Инверторы напряжения	151
5.1.1	Принцип действия и классификация инверторов	151
5.1.2	Однофазный мостовой инвертор напряжения с трансформаторным выходом и выходным напряжением прямоугольной формы	153
5.1.3	Однофазный мостовой инвертор напряжения с выходным напряжением гармонической формы систем бесперебойного электропитания	154
5.1.4	Трехфазный мостовой инвертор с выходным напряжением прямоугольно-ступенчатой формы	157
5.2	Высокочастотные транзисторные преобразователи ИВЭП	159
5.2.1	Основные силовые схемы одноктактных преобразователей напряжения и их принцип действия .	159
5.2.2	Преобразователи напряжения с самовозбуждением	164
5.2.3	Преобразователи напряжения с внешним возбуждением	168
5.3	Классификация импульсных ИВЭП	169
	СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ	171
	ЛИТЕРАТУРА	172