

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ОРЕНБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АГРАРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

**Методические рекомендации для
самостоятельной работы обучающихся по дисциплине**

Б1.В.ДВ.03.01 Силовая электроника

**Направление подготовки (специальность) 35.04.06 Агроинженерия
Профиль образовательной программы Электротехнологии и электрооборудование
в сельском хозяйстве
Форма обучения очная**

СОДЕРЖАНИЕ

1. Организация самостоятельной работы	3
2. Методические рекомендации по самостоятельному изучению вопросов	3
3. Методические рекомендации по подготовке к занятиям	22

1. ОРГАНИЗАЦИЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

1.1. Организационно-методические данные дисциплины

№ п.п.	Наименование темы	Общий объем часов по видам самостоятельной работы				
		подготовка курсового проекта (работы)	подготовка реферата/эссе	индивидуальные домашние задания (ИДЗ)	самостоятельное изучение вопросов (СИВ)	подготовка к занятиям (ПкЗ)
1	2	3	4	5	6	7
	Классификация силовых преобразователей	-	-	-	8	5
	Преобразователи с сетевой коммутацией	-	-	-	7	6
	Преобразователи постоянного напряжения	-	-	-	7	6
	Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники	-	-	-	7	6

2. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО САМОСТОЯТЕЛЬНОМУ ИЗУЧЕНИЮ ВОПРОСОВ

2.1 Системный подход к анализу устройств силовой электроники. Методы расчета энергетических показателей преобразователей.

Изучение основ силовой электроники прежде всего опирается на анализ базовых типов устройств, т. е. на установление свойств устройств в функции их параметров. Классическая методология обучения носит индуктивный характер, предполагая движение от частного к общему, от простого к сложному. Но по мере усложнения изучаемых устройств появляется необходимость проводить однотипное по подходу и эффективное по результату исследование любых сложных устройств заданного назначения. Такой подход к исследованию, интенсивно развиваемый в предшествующие несколько десятилетий, получил название системного подхода, который предполагает:

- 1) установление границ исследуемой системы заданного назначения как целого, т. е. выделение из окружающей ее среды;
- 2) определение целей системы, критериев качества ее функционирования и методов их расчета;
- 3) декомпозиция системы на составные части или подсистемы, которые на более низком уровне иерархии рассматриваются как подсистемы, точно так же, как сама исследуемая система является частью надсистемы;
- 4) изучение системы во всех требуемых целевым назначением аспектах с учетом всех значимых связей как между частями системы одного уровня, так и между различными уровнями.

Классический подход к исследованию основывается на том, что свойства целого (системы) определяются главным образом свойствами составляющих его элементов (подсистем). Системный же подход основывается на другой парадигме: система не

детерминируется однозначно совокупностью элементов и не сводится к ним, а, наоборот, элементы детерминируются целым, в рамках которого они и получают свое функциональное назначение; при этом у системы в целом появляются новые свойства, отсутствующие у ее элементов.

Применительно к изучаемым в курсе устройствам силовой электроники указанные четыре принципа системного подхода заключаются в следующем.

Во-первых, устройство преобразования электрической энергии из одного вида в другой рассматривается не само по себе, а в совокупности с источником питания на входе и нагрузкой (потребителем) на выходе. Эта триада и составляет предмет исследования. Кроме того, выявляются все виды полупроводниковых устройств преобразования электрической энергии в соответствии с их назначением.

Во-вторых, определяется необходимый набор энергетических критериев качества создания и функционирования устройств силовой электроники и рассматриваются существующие методы их расчета.

В-третьих, производится декомпозиция устройств силовой электроники для упрощения анализа на функциональном и структурном уровнях.

В общем случае любое преобразовательное устройство должно реализовать совокупность следующих функциональных операций.

- собственно преобразования рода тока;
- регулирования параметров преобразованной энергии (постоянной составляющей в цепях постоянного тока, первой гармоники или действующего значения в цепях переменного тока);
- согласования уровней напряжения источника питания и нагрузки преобразователя;
- потенциальной изоляции (при необходимости) источника питания и нагрузки;
- электромагнитной совместимости преобразователя с источником питания и нагрузкой.

Первые две операции в устройствах силовой электроники реализуются посредством полупроводниковых управляемых вентилей, следующие две - с помощью трансформатора на входе, внутри или на выходе устройства, а последняя операция - с помощью пассивных (LC) или активных (управляемая генерация напряжения или тока требуемой формы) фильтров.

Структурная декомпозиция устройств силовой электроники в книге выполняется на двух уровнях. На верхнем уровне сложная преобразовательная система разделяется на элементарные базовые ячейки, характеризующиеся однократностью преобразования вида электрической энергии (например, переменный ток - постоянный ток). На нижнем уровне элементарные базовые преобразователи рассматриваются как совокупность трансформатора, вентильного комплекта, фильтров, системы управления.

В-четвертых, системный подход к исследованию устройств силовой электроники в соответствии с целевым назначением курса реализуется здесь главным образом в энергетическом аспекте. При анализе электромагнитных процессов в исследуемых устройствах принятые классы допущений.

1. Все элементы преобразователя - идеальные (без потерь), питающая сеть - источник бесконечной мощности (тоже без потерь внутри источника), нагрузка также идеализирована. Процедура исследования элементарна.

2. Учитываются реальные параметры элементов преобразовательного устройства и питающей сети, нагрузка преобразователя остается идеализированной. Процедура исследования остается простой и аналитической.

3. При третьем уровне анализа все элементы триады (питающая сеть - преобразователь - нагрузка) замещаются моделями с реальными параметрами элементов.

Процедура анализа заметно усложняется, и не всегда возможно обойтись без средств вычислительной техники.

Такой подход позволяет наращивать мощность анализа по мере изложения материала и углубления исследования, обеспечивая в то же время вложенность результатов низких уровней анализа как частных случаев в результаты более высоких уровней. Это, в свою очередь, позволяет проследить влияние учета реальных параметров отдельных элементов системы на характеристики системы.

Вид математической модели вентильного преобразователя существенно определяет выбор метода расчета электромагнитных процессов в нем. Метод расчета, в свою очередь, определяет трудоемкость вычислений и вид полученного результата. Поэтому выбор математических моделей вентиля и преобразователя, а также метода расчета процессов в преобразователе необходимо делать согласованно.

Периодическая коммутация вентиляй в преобразователе (модель вентиля в виде ключа) приводит к двум видам математических моделей преобразователя. Если на входе преобразователя используются модели идеальных источников ЭДС и тока, а внутри вентильного комплекта нет пассивных элементов электрической цепи (сопротивлений, конденсаторов, реакторов), то вентильный преобразователь совместно с входным источником замещается источником напряжения или тока разрывной формы. Тогда процессы в нагрузке описываются дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами и разрывной правой частью. Если на входе или внутри вентильного преобразователя имеются пассивные элементы (например, элементы фильтров), то процессы в нагрузке и во входных цепях преобразователя описываются дифференциальными уравнениями с переменными периодическими (разрывными) коэффициентами. В таком случае анализ процессов в преобразователе существенно усложняется.

Для обеих математических моделей вентильных преобразователей применимы следующие три метода расчета энергетических показателей преобразователей: 1) интегральный; 2) спектральный; 3) прямой.

В интегральном методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в эти показатели, выражаются в форме определенных интегралов от соответствующих токов, напряжений и их комбинаций. Это действующие значения токов и напряжений

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

Это активная мощность

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt,$$

реактивные мощности сдвига (при синусоидальной форме напряжения или тока)

$$Q = \frac{1}{\omega T} \int_0^T u \frac{di}{dt} dt = -\frac{1}{\omega T} \int_0^T i \frac{du}{dt} dt,$$

$$Q = -\frac{\omega}{T} \int_0^T u \left(\int i dt \right) dt = \frac{\omega}{T} \int_0^T i \left(\int u dt \right) dt,$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}.$$

Для углубленной характеристики несинусоидальных энерго-процессов можно привлечь еще массу других парциальных составляющих полной мощности, общее выражение для которых в интегральной форме имеет вид:

$$M_j = \frac{C_j}{T} \int_0^T N_j \{u\} L_j \{i\} dt .$$

Для вычисления всех указанных интегралов необходимо знать законы изменения мгновенных значений соответствующих переменных. Они могут быть найдены только из решения дифференциальных уравнений, составленных для электрической цепи, в которой вычисляются энергетические показатели. Это обстоятельство определяет следующие потребительские свойства интегрального метода расчета.

1. Метод универсален, так как дифференциальные уравнения всегда можно решить аналитически или численно.

2. При отсутствии аналитического решения дифференциального уравнения сам метод расчета энергетических показателей становится численным. Это не позволяет провести общее исследование в аналитической форме зависимости энергетических показателей от параметров электрической цепи.

3. При высоком порядке дифференциальных уравнений (выше 2-3) и наличии на периоде множества точек нарушения непрерывности функций, вызванных скачкообразным переключением вентиляй, метод становится очень трудоемким и доступным только для ЭВМ.

В спектральном методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в определение показателей, выражаются в форме бесконечных рядов, которые получаются из рядов Фурье (спектров) соответствующих токов и напряжений. Так, действующие значения напряжений и токов согласно формуле Парсеваля из теории рядов Фурье вычисляются следующим образом:

$$I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2} , \quad U = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2} ,$$

где $I(k)$, $U(k)$ - действующие значения гармоник k -го порядка тока и напряжения. Отсюда активная мощность

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \cos \varphi_{(k)} .$$

Реактивная мощность Боденю (сдвига) при несинусоидальных напряжениях и токах

$$Q_B = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \sin \varphi_{(k)} .$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2} .$$

Для вычисления указанных величин необходимо знать спектры напряжения и тока в электрической цепи. Спектр напряжения находится по известной форме кривой напряжения разложением ее в ряд Фурье. Спектр тока рассчитывается через спектр напряжения и найденные по схеме цепи полные сопротивления по каждой гармонике спектра. Эта процедура определяет потребительские свойства спектрального метода:

1. Метод не требует составления и решения дифференциальных уравнений, что освобождает от соответствующих затрат времени и возможных ошибок.

2. Энергетические показатели представляются выражениями, содержащими бесконечные ряды. Практическое усечение ряда всегда вносит в расчет погрешность, которую оценить нелегко.

3. Параметры цепи входят в каждый член ряда, что затрудняет аналитическое исследование влияния отдельных параметров цепи на каждый энергетический показатель, делая процедуру расчета, по сути, численной.

Прямые методы - методы алгебраизации дифференциальных уравнений. Под прямыми методами расчета энергетических показателей в цепях с несинусоидальными напряжениями и токами понимают методы, не требующие ни нахождения мгновенных значений тока (как в интегральном методе), ни нахождения его спектра (как в спектральном методе). Прямой метод, излагаемый здесь, назван методом алгебраизации дифференциальных уравнений (АДУ), расчетные формулы для энергетических показателей выводятся прямо через коэффициенты дифференциального уравнения и параметры приложенного напряжения. В качестве таких параметров используется набор интегральных коэффициентов гармоник напряжения, полученный расширением определения традиционного коэффициента гармоник напряжения, как показано ниже.

Метод АДУ рассмотрим на примерах расчета цепей первого и второго порядка, к которым сводятся математические модели большинства изучаемых в курсе базовых ячеек преобразователей. При этом сам метод АДУ можно применять для расчета:

- действующего значения несинусоидального тока (метод АДУ1);
- действующего значения высших гармоник тока (метод АДУ 2);
- первой гармоники тока (метод АДУ(1));
- мощностей, создаваемых всей кривой тока (метод АДУМ1), ее высокочастотной составляющей (метод АДУМ2), ее первой гармоникой (метод АДУМ(1)).

2.2 Теория преобразования переменного тока в постоянный при идеальных и с учетом реальных параметров преобразователя.

Основными параметрами выпрямителей являются:

1. Среднее значение выходного напряжения

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}} dt$$

2. Среднее значение выходного тока

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вых}} dt$$

3. Коэффициент пульсаций выходного напряжения (тока) – отношение амплитуды первой гармоники напряжения пульсаций к среднему значению.

Однофазный однополупериодный выпрямитель (однофазный однотактный).

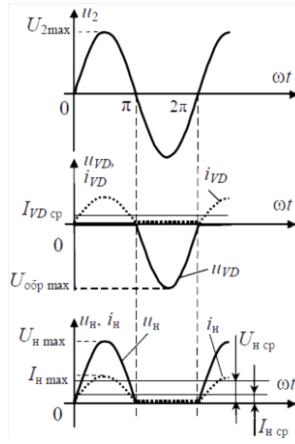


Рис. 1. Схема однофазного однополупериодного выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Рассмотрим работу данной схемы в предположении, что входное напряжение изменяется по закону $u_{ex} = U_m \sin \omega t$. На интервале времени $0 < t < T/2$ ($0 < t < \pi$) полупроводниковый диод VD смешен в прямом направлении и напряжение, а следовательно, и ток в нагрузочном резисторе повторяют форму входного сигнала.

На интервале $T/2 < t < T$ ($\pi < t < 2\pi$) диод VD смешен в обратном направлении и напряжение (ток) в нагрузке равен нулю.

При заданном входном напряжении $u_{ex} = U_m \sin \omega t$ для нечетных полупериодов выпрямленный ток в нагрузочном резисторе i_h будет создавать на нем падение напряжения, среднее значение которого будет равно:

$$U_{h_{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{h_{\text{вых}}} dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_m \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{T\omega} \cos \omega t = \frac{U_m}{\pi}$$

где U_m - амплитуда входного напряжения, или используя известное соотношение, связывающее амплитудное и действующее значения напряжения переменного тока $U = U_m / \sqrt{2}$

$$U_{h_{cp}} = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,45U$$

где U - действующее значение входного напряжения.

По аналогии, предполагая, что амплитуда выпрямленного тока

$$I_m = \frac{U_m}{R_h}$$

для среднего тока в нагрузочном можно записать

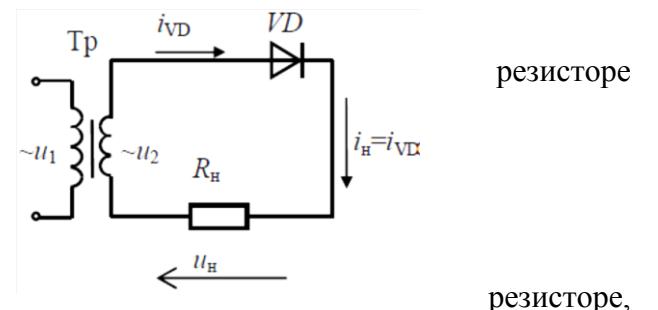
$$I_{h_{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t dt \approx \frac{I_m}{\pi} = 0,318 I_m$$

I_m - амплитуда выпрямленного тока.

Действующий ток в нагрузочном равный току диода, определяется выражением

$$i_{VD} = I_h \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{2} = 0,5 I_m$$

Максимальное обратное напряжение на диоде $U_{VD\ o\bar{b}p} = U_m$



резисторе

резисторе,

Коэффициент пульсаций, равный отношению амплитуды низшей (основной) гармоники к среднему значению выпрямленного напряжения, для рассматриваемой схемы

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{n_{cp}}} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

Как видно из последнего выражения, однополупериодное выпрямление имеет низкую эффективность из-за высокой пульсации выпрямленного напряжения, а потому находит ограниченное применение.

Достоинства: простота схемы, имеется один трансформатор и один диод.

Недостатки: большие размеры и вес трансформатора, значительная величина обратного напряжения на диоде, большая величина и низкая частота пульсаций.

Двухтактный выпрямитель со средней (нулевой) точкой трансформатора (однофазный двухполупериодный)

Анализируя временные диаграммы выпрямителя можно сделать вывод, что выходного напряжения выпрямителя улучшить, если ток нагрузки будет полупериода действия выходного наиболее просто добиться, используя две однополупериодного выпрямления, синхронно и противофазно на единую. Реализация данной идеи требует источников первичного напряжения $u'_{ex} = U_m \sin \omega t$ и $u''_{ex} = U_m \sin(\omega t + \pi)$ имеющих общую точку. Полученная таким образом схема называется однофазной двухполупериодной схемой выпрямителя со средней точкой.

Рассмотрим ее работу. Для этого воспользуемся временными диаграммами, приведенными на рис. 2. На интервале времени $0 < t < T/2$ ($0 < t < \pi$) под действием напряжения u'_{ex} диод VD1 смещен в прямом направлении и поэтому ток нагрузки определяется напряжением u'_{ex} . На этом же интервале диод VD2 смещен в обратном направлении и к нему прикладывается сумма напряжений $u_h + u''_{ex}$.

работы однофазного однополупериодного параметры можно существенно протекать в оба напряжения. Этого схемы работающие нагрузку.

использования двух

источников

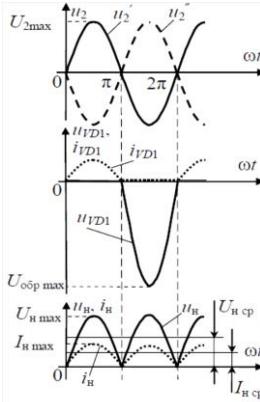


Рис. 2. Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой и временные диаграммы, поясняющие его работу.

В результате этого максимальное обратное напряжение запертого диода $U_{VD_{max}} = 2U_m$.

На интервале времени $T/2 < t < T$ ($\pi < t < 2\pi$) диод VD1 смещен в обратном направлении, а ток нагрузки под действием напряжения u''_{ex} протекает через прямосмещенный диод VD2.

В данном случае средние значения напряжения нагрузки будут в два раза превышать напряжение однофазной однополупериодной схемы:

$$U_{h_{cp}} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,9U$$

$$I_{h_{cp}} = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \approx 0,9I$$

где U_m и I_m - амплитудные значения входного напряжения и тока, а U и I – их действующие значения.

Коэффициент пульсаций

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{h_{cp}}} = \frac{2\pi}{3} = 0,67$$

К основным недостаткам данной схемы следует отнести: необходимость двух источников входного напряжения; высокое значение напряжения, прикладываемого к полупроводниковым диодам при их обратном смещении ($U_{VD_{обp}} = 2U_m$); малое значение среднего напряжения $U_{h_{cp}}$, определяемого амплитудой U_m , в то время как суммарная амплитуда входного напряжения схемы равна $2U_m$.

Достоинства этой схемы выпрямления: за счет малого числа коммутируемых элементов уменьшаются потери в выпрямительном звене, что позволяет использовать схему при высоком токе нагрузки. Существует возможность размещения полупроводников на одном радиаторе без изоляции.

Недостатки схемы: при запирании диода за счет наведения ЭДС с работающей полуобмотки в неработающую происходит удвоение напряжения, прикладываемого к диоду в закрытом состоянии. Это не позволяет использовать схему при высоких уровнях выпрямленного напряжения. Кроме того, на каждом такте участвует в работе только одна из полуобмоток, что ухудшает использование трансформатора. С точки зрения качественных показателей (K_0, K_{π}) данная схема не отличается от однофазной мостовой схемы выпрямления.

Однофазный мостовой выпрямитель.

Данная схема характеризуется высоким коэффициентом использования по мощности трансформатора и поэтому позволяет добиться оптимальных характеристик выпрямителя в большинстве практических случаев. Она содержит трансформатор и четыре диода, два из которых, соединяясь анодами, образуют общий минус выпрямителя, а два другие, соединяясь катодами, образуют общий плюс выпрямителя. В течение каждого полупериода переменного напряжения ток проходит через вторичную обмотку трансформатора и одну пару диодов: VD1, VD3 либо VD2, VD4.

Достоинство данной схемы – повышенная частота пульсаций, низкое обратное напряжение на диодах, возможность работы без трансформатора; недостаток – повышенное падение напряжения на диодах и необходимость применения изолирующих прокладок при установке диодов на один радиатор.

Достоинства однофазного мостового выпрямителя:

- высокое значение коэффициента выпрямления K_0 , малый уровень пульсации напряжения (низкое значение K_{π}) по сравнению с однополупериодной схемой выпрямления.
- по сравнению со схемой «со средней точкой трансформатора» (двуухполупериодной, однофазной) в схеме обеспечивается лучшее использование трансформатора и уровень обратного напряжения имеет меньшее значение.

Недостатки: коммутация двух вентилей в каждый момент времени приводит к увеличению потерь в звене выпрямителя, что нежелательно при больших токах. Наличие двух групп вентилей не позволяет размещать их на одном радиаторе без изоляции.

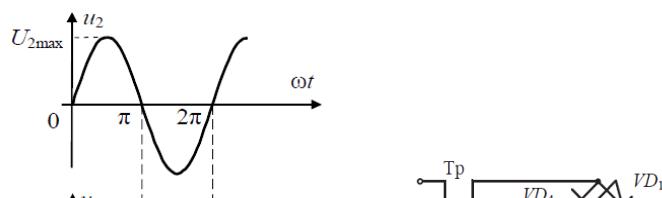


Рис. 3. Схема однофазного мостового выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Основные параметры данной схемы:

$$U_{ncp} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,9U$$

$$I_{ncp} = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \approx 0,9I$$

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{ncp}} = \frac{2\pi}{3} = 0,67$$

Используя рассмотренные выше принципы, можно построить схемы выпрямителей, работающих от трехфазной сети переменного тока. Для получения схемы *трехфазного однополупериодного выпрямителя* необходимо использовать входной источник со схемой соединения «звезда» и три однополупериодных выпрямителя.

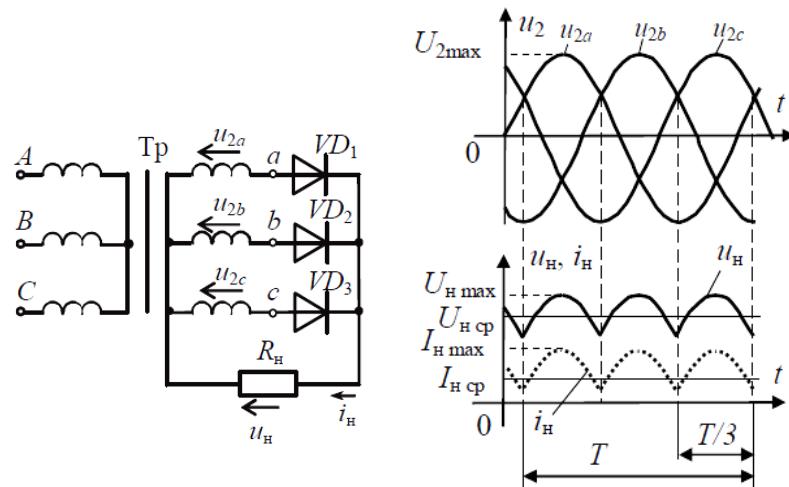


Рис. 4. Схема трехфазного однополупериодного (с нулевой точкой) и временные диаграммы, поясняющие его работу

Анализ временных диаграмм показывает, что в этом случае в течение одного периода изменения входного напряжения последовательно проводят три диода (по $T/3$ каждый). Следовательно, к данной схеме выпрямителя применимы полученные ранее выражения. В соответствии с этим

$$U_{ncp} = \frac{3\sqrt{3}U_{m\phi}}{2\pi} \approx 0,827U_{m\phi}$$

$U_{m\phi}$ - амплитуда фазного напряжения.

Коэффициент пульсаций

$$\varepsilon = \frac{U_{m3}}{U_{h\text{cp}}} = 0,25$$

Максимальное обратное напряжение на каждом диоде равно амплитуде линейного напряжения, т.е.

$$U_{VD\text{обp}} = U_{m\lambda} = \sqrt{3}U_{\phi}$$

Средний ток через диод равен

$$I_{VD\text{cp}} = \frac{I_{h\text{cp}}}{3}$$

К недостаткам этой схемы можно отнести:

- Высокий уровень обратного напряжения (среднее напряжение – фазное, обратное – линейное), что не позволяет использовать данную схему при повышенных уровнях напряжения.
- Ток во вторичной цепи трансформатора протекает в течение одной третьей части периода и имеет одностороннее направление, что увеличивает габаритные размеры трансформатора. Для исключения подмагничивания сердечника необходимо делать запас по намагниченности (уменьшать значение B_m), что приводит к дополнительному увеличению габаритов трансформатора. Иногда в сердечник трансформатора вводят воздушный зазор.
- Более низкие качественные показатели (K_n , K_0) по сравнению с двухполупериодной схемой выпрямления.
- Индуктивность рассеяния трансформатора влияет на форму выпрямленного напряжения, что является ограничением по мощности. При этом снижается уровень выпрямленного напряжения и возрастают пульсации.
- С точки зрения монтажа схемы – исключена возможность соединения вторичной цепи треугольником из - за нулевого вывода.

Достоинствами схемы выпрямления являются:

- более высокие токи нагрузки по сравнению с двухтактной схемой (малые потери из-за того, что в работе участвует один вентиль в любой момент времени).
- с точки зрения монтажа – существует возможность размещения полупроводников на одном радиаторе.

Трехфазный двухполупериодный выпрямитель (схема Ларионова) инвариантен к схеме соединения трехфазного источника входного напряжения («звезда» или «треугольник») и требует для построения шести полупроводниковых диодов. Схема такого выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу приведены на рис. 5.

В схеме Ларионова имеется возможность использовать обе полуволны питающего трехфазного напряжения для обеспечения тока в нагрузке. Поэтому выпрямленное напряжение u_h отличается более высоким качеством, а продолжительность проводящих интервалов для последовательно соединенных диодных пар (VD1 и VD4; VD3 и VD6; VD2 и VD5) составляет $T/6$.

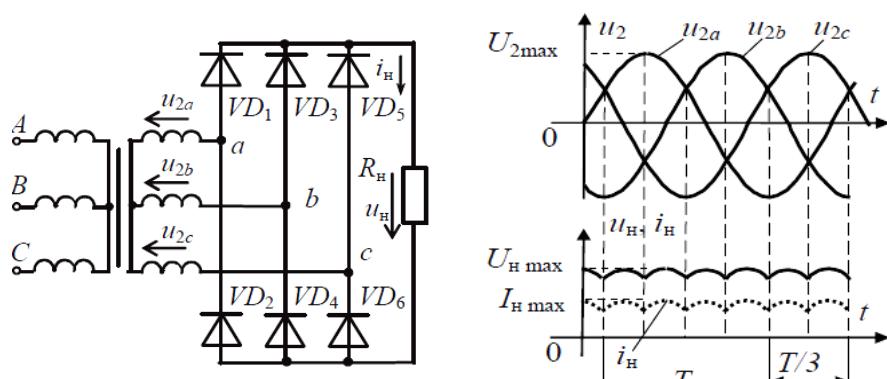


Рис. 5. Схема трехфазного двухполупериодного выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу

Основные параметры

$$U_{h\text{cp}} = \frac{3\sqrt{3}U_{m\phi}}{\pi} \approx 0,955U_{m\phi}$$

$$U_{VD\text{ обр}} = U_{m\phi}$$

$$\varepsilon = \frac{U_{m6}}{U_{h\text{cp}}} = 0,057$$

К недостаткам схемы можно отнести:

- Большое падение напряжения на внутреннем сопротивлении выпрямителя за счет работы двух вентилей, что не позволяет использовать схему при высоких значениях тока нагрузки.

- Наличие двух радиаторов для анодной и катодной групп.

Достоинствами схемы выпрямления являются:

- Высокое значение коэффициента выпрямления и малый уровень обратного напряжения, что позволяет использовать схему при высоких уровнях напряжения.
- Малое значение коэффициента пульсаций по сравнению со схемой с нулевым выводом, что уменьшает габариты сглаживающего фильтра.
- Отсутствие одностороннего намагничивания сердечника трансформатора (ток во вторичной цепи трансформатора – двухполлярный).
- Хорошее использование трансформатора (ток во вторичной цепи трансформатора протекает 2/3 периода), что увеличивает КПД устройства.

Данная схема обладает высоким коэффициентом использования мощности трансформатора, малым значением обратного напряжения на диоде, повышенной частотой пульсаций выпрямленного напряжения. Эта схема применяется в широком диапазоне выходных мощностей и выпрямленных напряжений. Соединение вторичной обмотки трансформатора звездой позволяет избежать появления уравнительных токов при асимметрии фазных напряжений.

2.3 Преобразователи с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы. Преобразователи с использованием резонансных явлений LC-контура. Преобразователи с дозированной передачей энергии в нагрузку.

Основное достоинство ШИП связано с отсутствием в нем каких-либо реактивных элементов (реакторов, конденсаторов), что позволяет выполнять его в едином технологическом процессе в виде твердотельного модуля. Это обусловливает низкие значения удельных массогабаритных показателей (кг/кВА, дм³/кВА) преобразователя. Правда, пока модульное изготовление преобразователей нашло ограниченное применение из-за сравнительно большого (до двух раз) удорожания модулей по сравнению с

выполнением преобразователей из вентильных элементов. Диапазон мощностей ШИП простирается от десятков ватт до десятков киловатт и более при необходимости.

Недостатки ШИП связаны с импульсным характером токов и напряжений вентиляй, что обуславливает:

- высокие требования к динамическим параметрам вентиляй;
- доминирование фактора динамических потерь в вентилях при определении частоты коммутации;
- высокие уровни высокочастотных электромагнитных помех, генерируемых большими скоростями изменения токов и напряжений вентиляй;
- широкополосный спектр преобразованных напряжений и токов на выходе ШИП.

Все ШИП имеют коэффициент преобразования по напряжению, регулируемый в диапазоне 0...1. В то же время для стабилизации среднего значения выходного напряжения ШИП на уровне или выше его номинального среднего значения необходим преобразователь с коэффициентом преобразования по напряжению более единицы. Такой преобразователь напряжения можно получить, если обеспечить раздельные во времени процесс накопления энергии в реактивном элементе входной цепи (например, индуктивности) и процесс передачи этой энергии в реактивный элемент выходной цепи (например, емкость). Управление коэффициентом передачи достигается изменением соотношения между длительностью этих двух процессов, а частота их повторения будет определять (образно пропорционально) значения параметров указанных реактивных элементов.

Схема повышающего преобразователя, созданного на базе такой концепции, показана на рис. 1, а. Диаграммы токов и напряжений элементов схемы при конечной величине индуктивности нагрузки и емкости фильтрового конденсатора приведены на рис. 1, б.

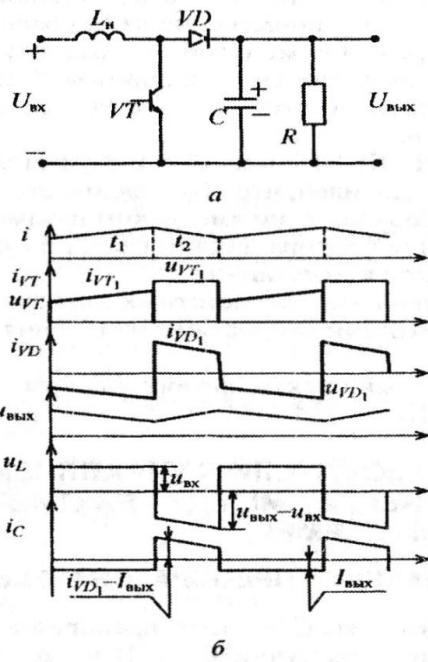


Рис. 1

При включенном транзисторе VT_1 на интервале времени t_1 в накопительном реакторе L нарастает ток и запасается энергия, отбираемая от источника входного напряжения U_{Bx} . Нагрузка R при этом получает энергию от накопительного конденсатора C , имеющего определенный заряд. При включенном транзисторе VT_1 на интервале времени t_2 ток реактора L через диод VD протекает на выход преобразователя в нагрузку R и в конденсатор C , подзаряжая его и этим восполняя потерю энергии на интервале t_1 .

Идеальные элементы преобразователя. Начиная анализ новых преобразователей, как и прежде, с их идеализации, будем считать, что все вентили - идеальные ключи,

пульсации выходного напряжения преобразователя и его входного тока пренебрежимо малы по сравнению со средними значениями (постоянными составляющими) этих переменных. Для этого необходимо выбрать соответствующие значения элементов L и C при определенной частоте коммутации f_m .

Рассматривая фрагмент схемы преобразователя из транзистора VT и диода VD как вентильный комплект из ключей с коммутационными функциями Ψ_1 и Ψ_2 , причем $\Psi_1 + \Psi_2$ (рис. 2), получаем дифференциальные уравнения преобразователя с учетом уравнений вентильного комплекта:

$$i_{\text{вых.к}} = \Psi_2 i_{\text{вх.к}}, \quad u_{\text{вх.к}} = \Psi_2 u_{\text{вых.к}}$$

$$L \frac{di_{\text{вх}}}{dt} = u_{\text{вх}} - u_{\text{вх.к}} = u_{\text{вх}} - \Psi_2 u_{\text{вых}},$$

$$C \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{u_{\text{вых}}}{R} = i_{\text{вых.к}} = \Psi_2 i_{\text{вх}}.$$

Для расчета преобразователя по гладкой составляющей (здесь по постоянной составляющей) заменим мгновенные коммутационные функции их постоянными составляющими (средними значениями) $\Psi_2 = 1 - \Psi_1$:

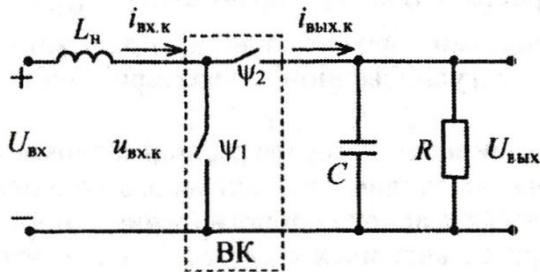


Рис. 2

$$\Psi_1 = \frac{t_1}{T_r} = \frac{T_r - t_2}{T_r} = 1 - \Psi_2,$$

а все производные переменных приравняем нулю.

Рассмотренные выше широтно-импульсные преобразователи отличаются тем, что токи в вентилях и напряжения на них в моменты включения и выключения изменяются скачком. Подобные формы токов и напряжений присущи и вентилям преобразователей с управляемым обменом энергией между реактивными элементами схемы, где это управление также достигнуто за счет широтно-импульсного регулирования. Но скачки токов и напряжений есть идеализация реальных динамических процессов в вентилях, при которых на вентилях сохраняются высокие значения напряжения при высоких значениях тока. Это вызывает большие потери активной мощности в процессах включения и выключения вентиляй, что диктует необходимость ограничивать верхнюю частоту переключения вентиляй на уровне килогерц в мощных преобразователях и на уровне десятков килогерц в маломощных.

Известно, что ток в индуктивности не может изменяться скачком, как и напряжение на емкости. Поэтому очевидны преимущества совместного использования с ключом реактора и конденсатора, включенных соответствующим образом, как показано на рис. 9, и называемых *резонансным ключом*. Из них образуется резонансный контур, собственная частота которого определит скорости изменения напряжения и тока ключа и, главное, разнесет во времени максимумы тока и напряжения ключа, что резко уменьшит потери при переключении ключа. Это позволяет поднять, как правило, на один-два порядка предельную частоту коммутации вентиляй. Нужно только учесть, что коэффициент формы у синусоидальной полуволны тока больше, чем у прямоугольного импульса тока. В результате при одном и том же среднем значении тока, являющемся полезной составляющей в преобразователях постоянного напряжения, большее

действующее значение импульсов тока вентиляй будет вызывать увеличение составляющей потерь в элементах цепи от такого тока.

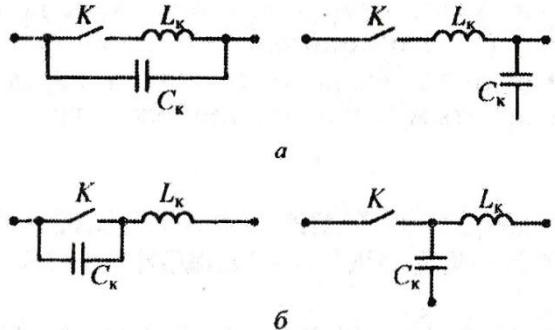


Рис. 3

Схемы ключей, представленные на рис. 3, а, обеспечивают включение и выключение вентиляй при нулевом токе, а схемы на рис. 3, б - включение и выключение вентиляй при нулевом напряжении. Двухполюсные схемы резонансных ключей на рис. 9 (слева) прямо заменяют ключи в широтно-импульсных преобразователях постоянного напряжения. Трехполюсные схемы резонансных ключей на рис. 3 (справа) заменяют ключи в ШИП так, что их третий полюс (с емкостью) попадает на общую шину питания или выхода.

Таким образом, в соответствии с двумя типами резонансных ключей различают два типа широтно-импульсных преобразователей:

- квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом токе;
- квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом напряжении.

Схема названного преобразователя изображена на рис. 10, а диаграммы токов и напряжений его элементов представлены на рис. 10. При первоначальном рассмотрении не принимаем во внимание диоды VD_1 и VD_2 .

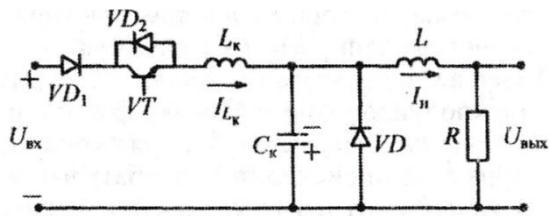


Рис.4

Период электромагнитных процессов T_T в преобразователе состоит из четырех интервалов (1, 2, 3, 4), соответствующих разным структурам (схемам замещения) преобразователя.

1. На первом интервале $t_0 t_1$ начинает нарастать ток в транзисторе VT , включенном в момент времени t_0 . Если считать ток нагрузки I_h , идеально сглаженным, то ток диода VD , пропускающий до момента t весь ток нагрузки, начнет спадать. В момент времени t_1 токи транзистора VT и нагрузки I_h сравняются и диод VD обесточится.

2. Второй интервал $t_1 t_2$ характеризуется протеканием колебательной полуволны тока индуктивности L_k колебательного контура $L_k C_k$. К концу интервала ток спадет до нуля и транзистор VT обесточится, а ток емкости C_k дорастет до тока нагрузки при этом напряжение на емкости будет близко к максимальному, в пределе равному значению двойного напряжения входного источника.

3. На третьем интервале $t_2 t_3$ цепь нагрузки LR питается от заряженного конденсатора, пытаясь перезарядить его током нагрузки I_h .

4. Четвертый интервал начинается в момент t_3 разряда конденсатора до нулевого напряжения, когда открывается диод VD , через который протекает ток нагрузки,

а напряжение на нагрузке равно нулю. В момент времени U приходит новый отпирающий импульс на транзистор VT и процессы повторяются.

Из временных диаграмм, представленных на рис. 11, видны две особенности рассмотренного квазирезонансного преобразователя при однополупериодном режиме его работы.

Во-первых, импульс управления транзистором должен быть не короче интервала времени $t_0 t_2$ и оптимально - равен ему. Во-вторых, на интервале $t_2 t_2'$ на коллекторе транзистора VT появляется прямое напряжение, которое откроет $p-n$ -переход коллектор-база транзистора VT , что недопустимо. Чтобы исключить появление прямого напряжения на транзисторе VT , необходимо или включить диод VD_1 последовательно с ним, или шунтировать транзистор встречно-параллельным диодом VD_2 (при использовании вместо транзистора запираемого тиристора эти меры не потребуются). В случае использования диода VD_2 приходим к так называемому двухполупериодному режиму работы резонансного ключа. В этом случае на интервале $t_2 t_3$ разряд конденсатора колебательного контура $L_k C_k$ происходит в колебательном режиме через этот диод независимо от нагрузки, как следует из временных диаграмм на рис. 4, построенных для двухполупериодного режима его работы.

Математическую модель квазирезонансного преобразователя в виде единой системы дифференциальных уравнений на такте T_m можно получить, если ввести в рассмотрение четыре коммутационные функции для четырех рассмотренных выше интервалов.

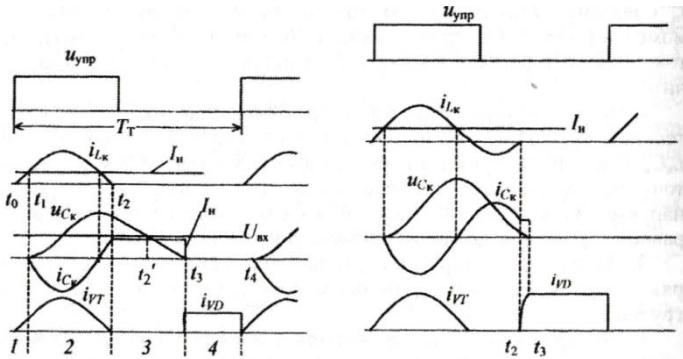


Рис. 5

Но поскольку времена смены интервалов определяются здесь из решения трансцендентных уравнений, общее решение для регулировочных и внешних характеристик преобразователя может быть получено только численным путем. Показано, что регулировочная характеристика при двухполупериодном режиме работы квазирезонансного преобразователя совпадает с линейной регулировочной характеристикой широтно-импульсного преобразователя. При однополупериодном режиме работы получаем семейство регулировочных характеристик, зависящих от величины нагрузки, которые идут выше регулировочной характеристики для двухполупериодного режима.

Аналогичная картина наблюдается и с внешними характеристиками квазирезонансного преобразователя. При однополупериодном резонансном ключе разряд конденсатора на интервале $t_2 t_3$ происходит при протекании тока нагрузки. С его уменьшением длительность интервала разряда $t_2 t_3$ увеличивается, а среднее значение напряжения на выходе преобразователя соответственно растет. Если конденсатор не разрядится до нуля к моменту t_4 очередного открытия транзистора, рассмотренный режим работы преобразователя изменится. Это ограничивает минимальные значения тока нагрузки.

2.4 Выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности за счет изменения силовой схемы. Составные выпрямители с промежуточным звеном высокой частоты. Выпрямители с коррекцией входного коэффициента мощности.

Включение в сеть переменного тока нелинейных нагрузок, например, светильников с газоразрядными лампами, управляемых электродвигателей, источников электропитания с емкостным фильтром и т.д. приводит к тому, что потребляемый этими устройствами ток имеет импульсный характер с высоким процентом содержания высоких гармоник, из-за которых могут возникать проблемы электромагнитной совместимости при работе различного оборудования. Коэффициент мощности при этом не превышает 0,7.

Стандартом VDE0712 были введены требования к потребителям электрической энергии по гармоническим составляющим потребляемого тока и коэффициенту мощности. Стоит отметить, что нормы распространялись только на осветительное оборудование мощностью более 25 Вт. В 1982 году европейским стандартом IEC555 были введены более жесткие ограничения, и действие стандарта распространялось также и на системы электропитания мощностью более 165 Вт. В настоящее время стандарт МЭК IEC 1000-3-2 определяет нормы по гармоническим составляющим потребляемого тока и коэффициенту мощности для систем электропитания мощностью более 50 Вт и всех типов осветительного оборудования. Постепенное ужесточение требований к потребителям электрической энергии вызвало необходимость принятия специальных мер и подтолкнуло разработчиков оборудования к проработке различных вариантов схем, обеспечивающих повышение коэффициента мощности. В 80-х годах прошлого века за рубежом активно начали использоваться микросхемы разных фирм производителей, которые позволили создать простые корректоры коэффициента мощности для выпрямительных устройств и электронных балластов. В Советском Союзе, а позднее и в Российской Федерации подобных ограничений к потребителям электроэнергии не вводилось. Возможно, по этой причине, вопросам повышения коэффициента мощности не уделялось достаточного внимания в технической литературе, а элементная база для схем коррекции, например микросхемы управления, уступали зарубежным аналогам. В последние годы ситуация несколько изменилась, во многом благодаря наличию импортных электронных компонентов, применение которых позволяет создавать схемы активных корректоров надежных в работе и недорогих по стоимости.

Как правило, на входе источника питания или электронного балласта установлен мостовой выпрямитель и фильтрующий конденсатор. Как видно на рис. 1в, ток из сети потребляется во время t_1-t_2 , когда выпрямленное напряжение сети превышает напряжение на конденсаторе. Коэффициент мощности (отношение активной составляющей мощности к полной мощности) для схемы, представленной на рис. 1а, находится в пределах 0,5-0,7 и зависит от величины ёмкости конденсатора и сопротивления нагрузки. Увеличение мощности нагрузки приводит к возрастанию пульсации на конденсаторе фильтра, которая для электролитических конденсаторов не должна превышать допустимых значений, как правило, несколько вольт.



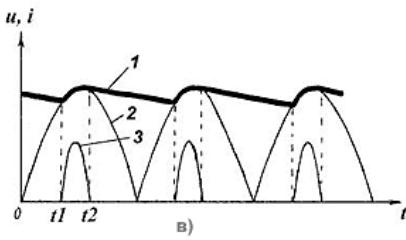


Рис.1 Однофазный выпрямитель со сглаживающей емкостью (а),

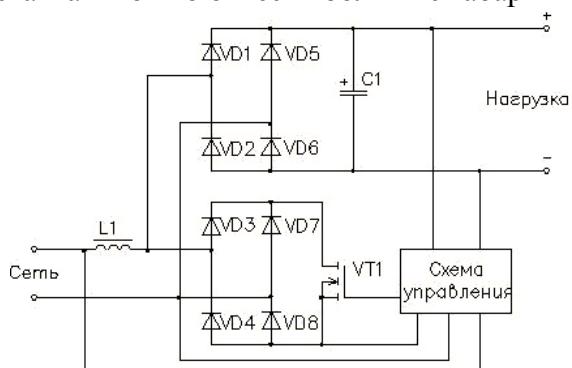
с L-C фильтром (б); форма напряжения и тока (в):

1 напряжение на емкости, 2 выпрямленное напряжение, 3 ток нагрузки.

Использование LC-фильтра для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения, как показано на рис. 1б, можно назвать методом пассивной коррекции коэффициента мощности. Форма входного тока зависит от величины индуктивности дросселя и ёмкости конденсатора фильтра. Так как частота питающей сети 50Гц элементы фильтра будут иметь большие размеры, что ухудшает массо-габаритные показатели устройства. Коэффициент мощности при этом находится в пределах 0,7-0,85. Необходимо заметить, что применение индуктивности приводит к перенапряжениям, возникающим на выходной ёмкости и на дросселе фильтра при скачкообразных изменениях тока нагрузки.

Методы активной коррекции коэффициента мощности можно условно разделить по частоте преобразования на низкочастотный и на высокочастотный.

На рис. 2а представлена схема низкочастотного корректора коэффициента мощности (ККМ), работающего на частоте 100Гц. Принцип работы заключается в следующем. При положительной полуволне в момент перехода сетевого напряжения через ноль открывается на 1-2 мс транзистор VT1, ток протекает через обмотку дросселя и диоды VD3, VD8. При выключении транзистора VT1 энергия, накопленная в дросселе, передается в конденсатор фильтра и нагрузку через диоды VD1, VD6. При отрицательной полуволне процесс повторяется, только токи проходят через другие пары диодов. В качестве нагрузки подключается DC-DC преобразователь, который обеспечивает нужное напряжение. В результате применения низкочастотного корректора форма тока потребляемого из сети имеет псевдосинусоидальный характер с низкими гармоническими составляющими (рис. 2б), коэффициент мощности при полной нагрузке от 0,96 до 0,98. Достоинствами представленной схемы являются низкие потери, возможность использования низкочастотных компонентов, обладающих высокой надежностью и низкой стоимостью. К недостаткам можно отнести большие габариты и массу.



а)

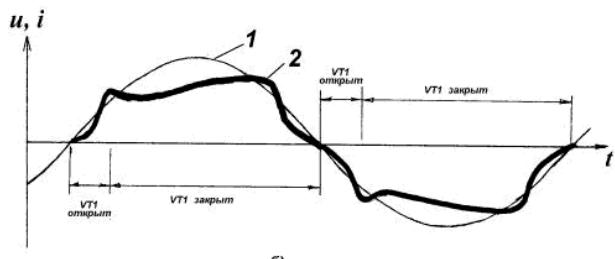


Рис.2. Низкочастотный ККМ (а), форма напряжения и тока (б):
1 напряжение сети, 2 ток, потребляемый из сети.

Для уменьшения размеров элементов фильтра необходимо увеличить частоту преобразования. В большинстве случаев буферные устройства, включенные между сетевым выпрямителем и выходным преобразователем, работающие на частоте от 20 до 100кГц и формирующие синусоидальный входной ток, выполнены по схеме повышающего преобразователя, представленной на рисунке 3а. Необходимо заметить, что в технической литературе приводились примеры разных вариантов включения дросселя и силовых ключей, некоторые из которых представлены на рис. 3 а-г.

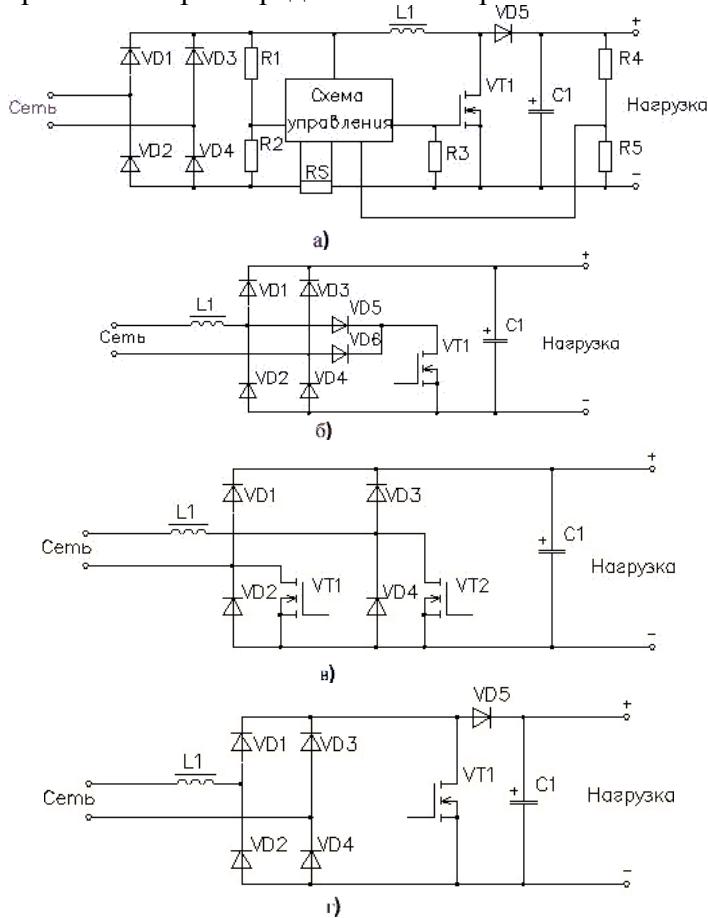


Рис.3 Варианты схемного исполнения высокочастотных ККМ.

Схема на рис.3а классический вариант высокочастотного ККМ на основе повышающего преобразователя, с дросселем L1, включенным после выпрямителя.

Схемы на рис.3 б-г содержат дроссель L1, включенный в цепь переменного тока 50 Гц до выпрямителя. Схема на рис.3б является разновидностью схемы на рис.2а и отличается не только высокочастотным способом управления, но и совмещенными силовыми диодами выпрямителей цепей нагрузки и силового транзистора ККМ. Схема на рис.3в отличается от схемы 3б меньшим количеством силовых диодов за счет использования двух силовых транзисторов ККМ, поочередно работающих на каждом

полупериоде сетевого напряжения. Схема на рис.3г аналог по алгоритму работы схеме 3а, однако имеет дроссель, вынесенный в цепь переменного тока.

Методы управления силовыми транзисторами в представленных схемах могут быть различными. Например, для формирования кривой входного тока можно использовать датчик тока дросселя и датчик выпрямленного сетевого напряжения. Силовой транзистор открывается при нуле тока дросселя, а закрывается при равенстве выходных сигналов датчика тока и датчика напряжения. Форма тока в каждом цикле (рис.4а) имеет треугольную форму, а его среднее значение пропорционально среднему выпрямленному напряжению. Частота переключения силового транзистора в данном случае изменяется в зависимости от тока нагрузки и сетевого напряжения, что делает невозможным синхронизацию работы корректора коэффициента мощности (ККМ) и DC-DC преобразователя, подключенного на его выходе.

Для устранения зависимости выходного напряжения от тока нагрузки в схему вводят узел умножителя сигналов с датчиков входного и выходного напряжения. Рассмотренный метод управления транзисторами ключа может быть довольно просто реализован с помощью существующих контроллеров, например TDA4862. Данная микросхема довольно широко применялась для коррекции коэффициента мощности в схемах электронных балластов и блоках питания мощностью до 100 Вт.

В настоящее время существует большое семейство микросхем управления для построения схем корректоров, работающих на постоянной частоте. Для формирования кривой входного тока в этом случае используется более сложная структура. Форма тока, потребляемая из сети, представлена на рис. 4б.

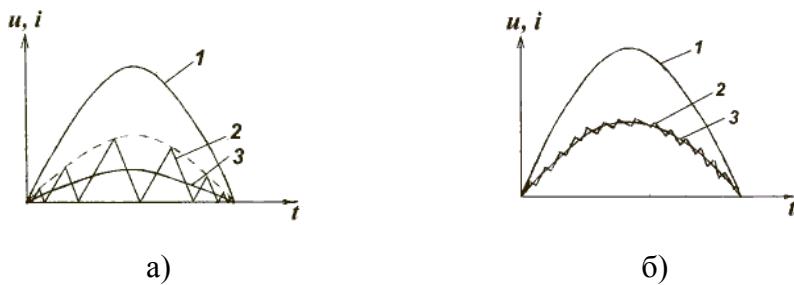


Рис.4 Формы напряжения и тока в высокочастотных ККМ:
 а) с переменной частотой коммутации, б) с постоянной частотой коммутации.

В структурах однофазных источников бесперебойного питания переменного тока (UPS) широкое применение нашла полумостовая схема инвертора, содержащая в качестве одного из плечей два последовательно включенных конденсатора. Напряжение на каждом конденсаторе поддерживается стабильным в пределах ± 400 В за счет высокочастотного ШИМ управления силового транзистора ККМ с постоянной частотой коммутации 10...20 Гц.

На рис.5 приведены схемы высокочастотных ККМ с дифференциальным выходом. Схема на рис.5а содержит один дроссель L1 и один силовой транзистор VT1 и используется в UPS с двойным преобразованием энергии мощностью до 2 3 кВА.

При мощностях более 3 кВА в качестве ККМ используются два однотактные повышающие преобразователи (бустеры) на силовых транзисторах VT1, VT2 (рис.5б). Транзисторы управляются высокочастотными ШИМ сигналами независимо, каждый в соответствующий полупериод сетевого напряжения. Такая схема содержит два дросселя L1, L2, однако за счет снижения количества силовых диодов снижаются потери мощности в ККМ.

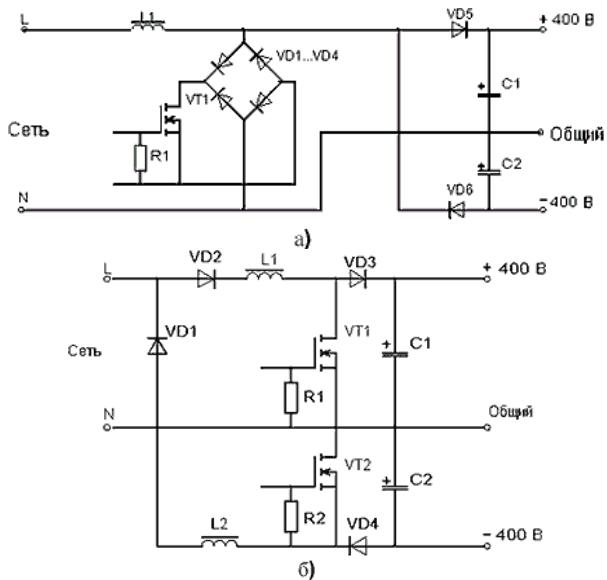


Рис. 5 ККМ с дифференциальным выходом:
с одним дросселием (а), с двумя дросселями (б).

Многие фирмы (Micro Linear, UNITRODE и другие) выпускают руководства по применению, включающие методики для расчета схем корректоров коэффициента мощности для конкретных микросхем, рекомендации по выбору компонентов и особенностям их использования. На российском рынке появляются новые контроллеры, позволяющие создавать более надежные и дешевые источники питания с высоким коэффициентом мощности. В качестве примера можно привести микросхемы, объединяющие в одном корпусе корректор и ШИМ-контроллер для получения законченного источника питания, микросхемы, управляющие силовыми транзисторами корректора и обеспечивающие "мягкое" переключение последних, что позволяет увеличить частоту преобразования до сотен килогерц. Более подробный обзор существующих контроллеров заслуживает отдельного рассмотрения.

3. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПОДГОТОВКЕ К ЗАНЯТИЯМ

3.1 Практическое занятие №1 (ПЗ-1): Динамические характеристики силовых диодов.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.2 Практическое занятие №2 (ПЗ-2): Динамические режимы работы силовых транзисторов.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.3 Практическое занятие №3 (ПЗ-3): Тенденции развития силовых полупроводниковых приборов.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.4 Практическое занятие №4 (ПЗ-4): Методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.5 Практическое занятие №5 (ПЗ-5): Компьютерные программы математического моделирования и анализа устройств силовой электроники.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.6 Практическое занятие №6 (ПЗ-6): Двухфазный выпрямитель однофазного тока.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.7 Практическое занятие №7 (ПЗ-7): Выпрямитель однофазного тока по мостовой схеме.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.8 Практическое занятие №8 (ПЗ-8): Выпрямитель трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора треугольник-звезда с нулевым выводом.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.9 Практическое занятие №9 (ПЗ-9): Выпрямитель трехфазного тока по мостовой схеме.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы

представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.10 Практическое занятие №10 (ПЗ-10): Повышающие и повышающе-понижающие регуляторы.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.11 Практическое занятие №11 (ПЗ-11): Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с полным управлением и циклическим методом формирования кривой выходного напряжения.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.12 Практическое занятие №12 (ПЗ-12): Непосредственные преобразователи частоты с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.13 Практическое занятие №13 (ПЗ-13): Многоканальная синхронная разомкнутая система управления «вертикального» типа.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.14 Практическое занятие №14 (ПЗ-14): Одноканальная асинхронная система управления непрерывного слежения.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.15 Практическое занятие №15 (ПЗ-15): Системы управления с регулированием компонентов обобщенного вектора напряжения (тока).

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.

3.16 Практическое занятие №16 (ПЗ-16): Системы управления с элементами искусственного интеллекта.

При подготовке к практическому занятию подробно ознакомиться с материалом лекции по данной теме, проработать материал по основной и, при необходимости, по дополнительной литературе. При рассмотрении вопроса уяснить принцип работы представленного типа силовых приборов и устройств на их основе, основные параметры и характеристики. Быть готовым ответить на вопросы преподавателя.