

О.З.Попков

ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

*Допущено УМО вузов России по образованию в области
энергетики и электротехники в качестве учебного пособия
для студентов высших учебных заведений, обучающихся
по направлению «Электротехника, электромеханика
и электротехнологии»*

3-е издание, стереотипное



Москва
Издательский дом МЭИ
2010

УДК 621.314 (075.8)
ББК 31.264.5я73
П 576

Рецензенты: доктор технических наук профессор В.П. Феоктистов,
кандидат технических наук профессор В.В. Москаленко

Попков О.З.

П 576 Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для вузов /
О.З. Попков. 3-е изд., стереот. — М. : Издательский дом МЭИ,
2010. — 200 с.: ил.

ISBN 978-5-383-00402-9

Рассмотрены принципы преобразования электрической энергии — выпрямления, инвертирования, преобразования частоты. Проанализированы основные схемы преобразовательных устройств. При изложении материала особое внимание уделено физической стороне принципа работы того или иного устройства, анализу основных характеристик и показателей, подходам к расчету и выбору элементов схемы. В конце каждой главы даны контрольные вопросы и задачи, помогающие усвоить материал и обратить внимание на принципиальные вопросы при анализе работы устройств.

Предлагаемое учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» направления «Электротехника, электромеханика и электротехнологии», а также обучающихся по специальности «Промышленная электроника» по направлению «Электроника и микроэлектроника».

Книга также может быть полезна инженерно-техническим работникам, которые не являются специалистами в области силовой электроники, но связаны с эксплуатацией таких устройств.

УДК 621.314(075.8)
ББК 31.264.5я73

ISBN 978-5-383-00402-9

© Попков О.З., 2005
© ЗАО «Издательский дом МЭИ», 2007

ПРЕДИСЛОВИЕ

Основой настоящего учебного пособия послужил курс лекций по дисциплине «Основы преобразовательной техники», читаемый автором для студентов кафедры промышленной электроники Института радиоэлектроники МЭИ, а также курс лекций «Силовые полупроводниковые преобразователи», который слушают студенты Института электротехники МЭИ.

При работе над учебным пособием использовался опыт преподавания дисциплин по силовой электронике, которые ранее читали основоположники промышленной электроники профессор И.Л. Каганов, профессор В.А. Лабунцов, Ю.С. Забродин, А.Г. Поликарпов, О.Г. Булатов, доценты Н.Н. Богданов, Г.Н. Горбачев, Е.Е. Чаплыгин, а также опыт автора, приобретенный при издании уже вышедших учебных пособий [9—12].

При изложении материала особое внимание уделялось физическим принципам работы того или иного устройства, анализу основных характеристик и показателей и подходам к расчету и выбору элементов схемы. В конце каждой главы приведены контрольные вопросы и задачи, помогающие усвоить материал и обратить внимание на основные принципы работы устройств. Это очень важно, потому что в настоящее время особое внимание уделяется самостоятельной подготовке студентов.

Автор выражает благодарность рецензентам доктору техн. наук, проф. В.П. Феоктистову и канд. техн. наук, проф. В.В. Москаленко.

Замечания и пожелания по учебному пособию следует направлять по адресу : 111250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14, Издательство МЭИ.

Автор

ВВЕДЕНИЕ

Электрическая энергия вырабатывается на электростанциях и передается посредством трехфазной линии электропередачи стандартной частоты и стандартных номиналов напряжений. Для большинства стран, в том числе и России, промышленная частота $f = 50$ Гц, значение напряжения $U = 220$ или 380 В. В некоторых странах (США, Чехия, Словакия и др.) стандартная частота вырабатываемой электроэнергии $f = 60$ Гц. Однако для большого количества потребителей в народном хозяйстве требуется для питания другой вид электроэнергии:

электрическая энергия постоянного тока (для электрического транспорта, электрохимических установок, электропривода постоянного тока, сварочных агрегатов, питания радиоэлектронной аппаратуры, передачи энергии постоянным током и в целом ряде других случаев);

электрическая энергия переменного тока, но не стандартной частоты (постоянной или регулируемой) при первичном источнике переменного напряжения (для электропривода переменного тока, индукционного нагрева и др.);

электрическая энергия переменного тока, постоянного тока или импульсов специальной формы при использовании в качестве первичного источника постоянного напряжения (для энергоснабжения подвижных объектов, устройств гарантированного питания, рекуперации энергии в сеть переменного напряжения и др.).

Приведенные примеры далеко не полностью охватывают ситуации, когда необходимо преобразовывать электрическую энергию одного вида в другой. Примерно 50 % всей электроэнергии, вырабатываемой на электростанциях, преобразуется в другой вид электроэнергии. Как видно, технический прогресс современного общества во многом обусловлен успехами электроники и, в частности, успехами преобразовательной техники.

Принцип работы любого статического преобразователя основан на периодическом включении и выключении электронных ключей (вентилей) в определенной последовательности (по заданному алгоритму). Особое значение имеет принцип запираания электронного

вентиля, который определяется видом питающего напряжения. В ряде случаев включение последующего вентиля преобразователя приводит к автоматическому выключению предыдущего вентиля под действием напряжения питания. Процесс перехода тока от одного вентиля к другому называется *процессом коммутации*. Если источником коммутирующего напряжения служит сеть переменного напряжения, питающая преобразователь, то коммутацию называют *сетевой*, или *естественной*, а такие преобразователи называют преобразователями, *ведомыми сетью*. Если в качестве источника коммутирующего напряжения используется вспомогательный источник питания, то такую коммутацию называют *принудительной*, или *искусственной*. В последнем случае могут быть использованы полностью управляемые вентили.

Глава первая

ОСНОВНЫЕ УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

1.1. Основные виды устройств преобразовательной техники

Основные виды устройств силовой электроники символически изображены на рис. 1.1.

Дадим определения некоторых видов устройств преобразовательной техники.

Выпрямителями называют преобразователи переменного напряжения U_{\sim} в постоянное напряжение $U_{=}$ (рис. 1.1, а).

Инверторами называют преобразователи постоянного напряжения $U_{=}$ в переменное напряжение U_{\sim} (рис. 1.1, б).

Преобразователи частоты — это преобразователи переменного напряжения одной частоты U_{f1} в переменное напряжение другой постоянной или регулируемой частоты U_{f2} (рис. 1.1, в).

Преобразователи числа фаз — это преобразователь m_1 фазного переменного входного напряжения U_{m1} в переменное напряжение U_{m2} с другим числом фаз m_2 (рис. 1.1, г).

Регуляторы (трансформаторы) постоянного напряжения — это статические преобразователи, преобразующие постоянное напряже-

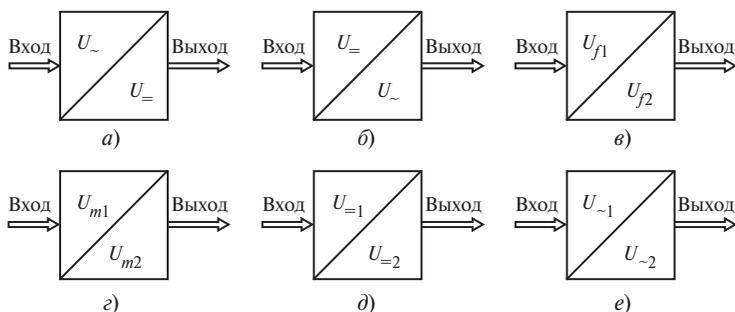


Рис. 1.1

ние одного значения $U_{=1}$ в постоянное напряжение другого значения $U_{=2}$ (рис. 1.1, д).

Регуляторы переменного напряжения — это статические преобразователи, преобразующие переменное напряжение одного значения $U_{\sim 1}$ в переменное напряжение другого значения $U_{\sim 2}$ (рис. 1.1, е).

Существуют и другие виды преобразования электрической энергии: формирование мощных импульсов напряжения для питания лазеров, сигнальных устройств, маяков, получение мощных импульсов электромагнитных полей и др.

Используя названные типы преобразователей, можно решать различные задачи и создавать преобразовательные установки для питания конкретных потребителей.

1.2. Элементная база устройств силовой электроники

Принцип работы любого преобразователя основан на периодическом включении и выключении электрических вентилях. В качестве вентиля может использоваться любой выпускаемый промышленностью прибор, работающий в ключевом режиме. В ключевом режиме на приборе будет выделяться минимальная мощность, что в основном и определяет КПД устройства. В случае идеального ключа на этапе его проводящего состояния падение напряжений на ключе равно нулю. В запертом состоянии отсутствие тока также определяет нулевое значение потери мощности. В настоящее время в качестве электрических вентилях используются полупроводниковые приборы, основные из которых перечислены ниже и представлены на рис. 1.2 (для каждого прибора даны его символическое изображение и типовая вольт-амперная характеристика).

Диоды (рис. 1.2, а). Проводимость диода зависит от полярности приложенного напряжения. Условно диоды разделяют на диоды *малой мощности* (допускаемый средний ток $I_{а доп} \leq 1$ А), *средней мощности* ($I_{а доп} = 1—10$ А) и *большой мощности* ($I_{а доп} \geq 10$ А). По назначению диоды делятся на *низкочастотные* ($f_{доп} \leq 500$ Гц) и *высокочастотные* ($f_{доп} > 500$ Гц). Высокочастотные *диоды Шоттки* имеют время восстановления доли микросекунд.

Однооперационные тиристоры (рис. 1.2, б). Прибор переходит в проводящее состояние при положительном анодном напряжении и наличии управляющего импульса на электроде управления. Выключить однооперационный тиристор по цепи управления невозможно. Для его выключения необходимо поменять полярность анодного

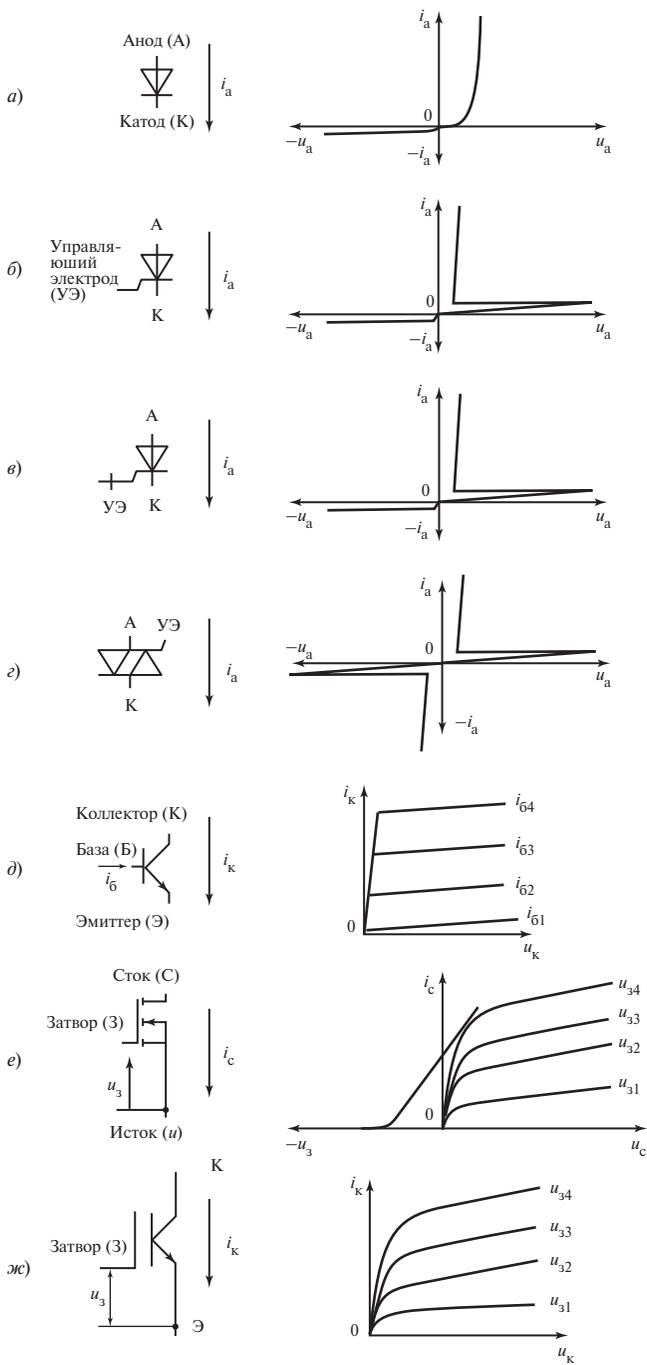


Рис. 1.2

напряжения. Промышленность выпускает тиристоры на допустимые токи тысячи ампер и допустимые напряжения единицы киловольт с временем восстановления управляющих свойств от сотен микросекунд до долей микросекунды.

Двухоперационные тиристоры (на рис. 1.2, *в*). Эти приборы имеют такую же вольт-амперную характеристику, как и однооперационные тиристоры, но их можно (запереть) закрыть по цепи управления.

Запирание осуществляется подачей импульса управления обратной полярности на электрод управления. Однако существующие двухоперационные тиристоры выпускаются промышленностью на значительно меньшие допустимые токи, чем однооперационные тиристоры (единицы и десятки ампер), и меньшие допустимые напряжения. Кроме того, они имеют меньший коэффициент усиления, т.е. для того чтобы выключить двухоперационный тиристор, по цепи управления необходимо пропустить импульс тока, соизмеримый по значению со значением выключаемого тока.

Аналогичные вольт-амперные характеристики имеют фототиристоры и оптронные тиристоры, в которых сигнал управления передается световым лучом.

Симисторы (рис. 1.2, *з*). Эти приборы могут проводить ток в обе стороны, т.е. симистор — это не что иное, как два тиристора, включенных антипараллельно.

Биполярные транзисторы, работающие в ключевом режиме, показаны на рис. 1.2, *д*. В отличие от двухоперационных тиристоров в базовой цепи транзистора необходимо поддерживать сигнал управления на всем этапе проводящего состояния ключа. С помощью биполярного транзистора можно реализовать полностью управляемый ключ.

Полевые транзисторы (рис. 1.2, *е*). Преимущество полевого транзистора перед биполярным транзистором заключается в том, что у полевого транзистора очень большое входное сопротивление, т.е. цепь управления такого прибора практически не потребляет электрической мощности в стационарном режиме, что повышает экономичность преобразователя.

IGBT-транзистор (Insolated Gate Bipolar Transistor — биполярный транзистор с изолированным затвором) (рис. 1.2, *ж*). Это наиболее перспективный тип ключевых управляемых приборов. Он представляет собой комбинацию полевого транзистора по входу и биполярного транзистора по выходу, что позволяет получить электрический ключ на достаточно большие токи при затрате малых мощностей по цепи управления.

Тенденция развития элементной базы направлена на унификацию электронных ключей, уменьшение их установленной мощности, снижение потерь и уменьшение мощности управления. В настоящее время выпускаются интегральные блоки, в состав которых входят не только элементы силового ключа, но и формирователи сигналов управления этими ключами [*драйверы*, или, как их иначе называют, формирователи сигналов управления (ФСУ)]. На рис. 1.3 представлены принципиальные схемы таких ключей с двухсторонней проводимостью в интегральном исполнении. На рис. 1.3, *а* показан одиночный ключ с обратным диодом и формирователем сигнала управления ФСУ. На рис. 1.3, *б* изображена схема полумоста, состоящая из двух аналогичных ключей со своими *ФСУ*.

Такой блок является составной частью большинства устройств преобразовательной техники. Интегральная схема, содержащая три полумоста с драйверами, является основной составной частью преобразователей электрической энергии.

Структурная схема интегрального интеллектуального модуля приведена на рис. 1.4. В состав интегральной схемы помимо модуля силового блока и драйвера входит диагностический блок, который контролирует токи и напряжения на силовых элементах, температуру структуры и вырабатывает сигналы, блокирующие драйвер при возникновении аварийных режимов. Кроме того, интеллектуальный модуль имеет диагностические выводы, по сигналам которых можно судить о причине блокировки сигналов управления силовыми транзисторами.

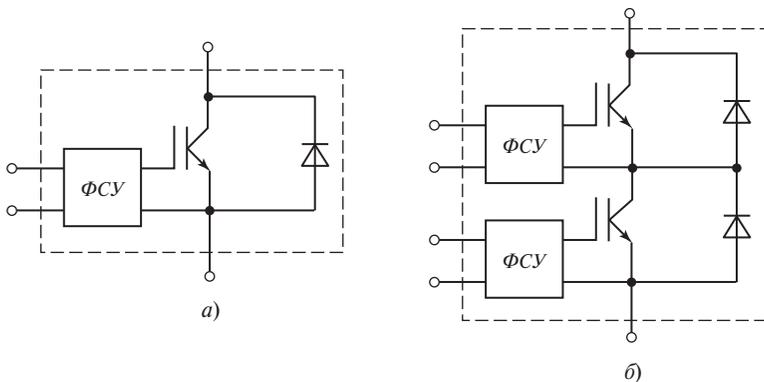


Рис. 1.3

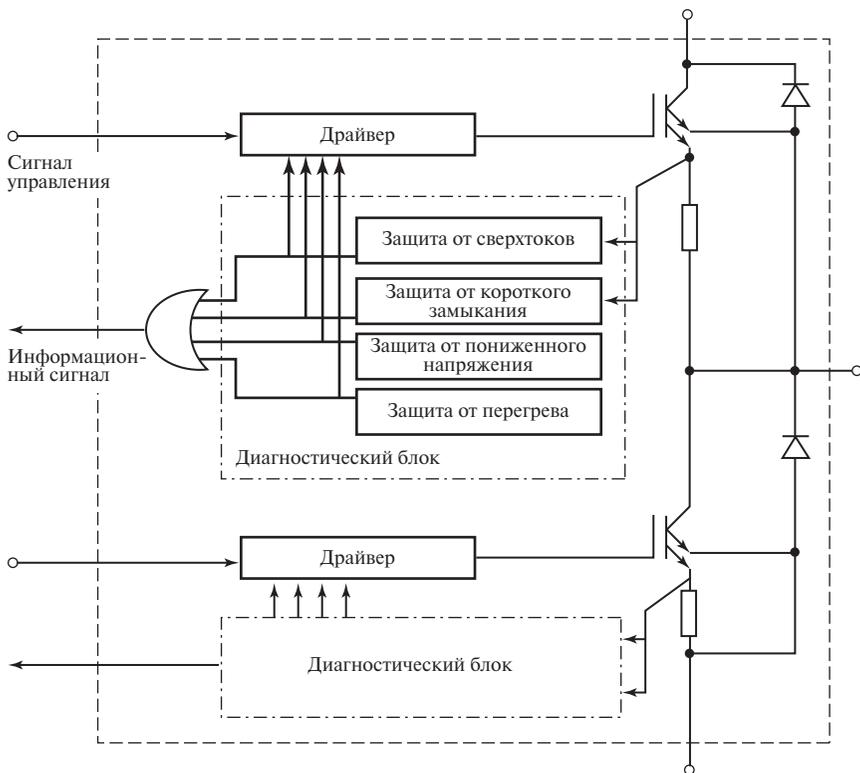


Рис. 1.4

Контрольные вопросы и задачи

- 1.1. Какие существуют основные типы преобразования электрической энергии?
- 1.2. Какова элементная база устройств преобразовательной техники?
- 1.3. Почему в устройствах силовой электроники приборы должны работать в ключевом режиме?

Глава вторая

МАЛОМОЩНЫЕ БЛОКИ ПИТАНИЯ

2.1. Основные блоки выпрямительных установок

Бытовая электронная аппаратура, а также аппаратура, используемая в измерительной технике, системах управления и ряде других устройств, питается от сети переменного напряжения, тогда как отдельные узлы аппаратуры должны питаться постоянным напряжением (питание усилителей, устройств вычислительной техники и др.). На рис. 2.1 приведена структурная схема маломощного источника питания, имеющая следующие элементы:

T — согласующий трансформатор, который служит для согласования действующего значения напряжения U_c и требуемого среднего значения напряжения на нагрузке U_H ;

B — вентильный комплект, служащий для преобразования переменного напряжения в напряжение, имеющее постоянную составляющую;

Φ — фильтр, предназначенный для уменьшения пульсации напряжения на нагрузке до требуемого уровня;

C — стабилизатор напряжения, служащий для стабилизации среднего значения напряжения на нагрузке при колебаниях значения питающего напряжения или при изменении тока нагрузки;

H — нагрузка.

На практике некоторые блоки (кроме вентильного комплекта) могут отсутствовать в зависимости от значения постоянного напряжения на нагрузке и требований к его качеству.

Маломощные выпрямители, как правило, питаются от однофазной сети переменного напряжения 220 В. В качестве выпрями-

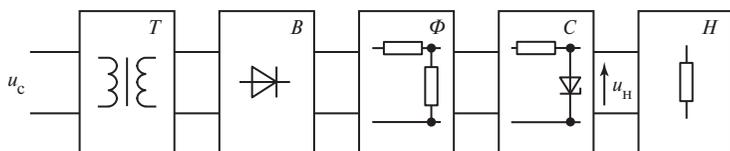


Рис. 2.1

телей используются две основные схемы двухполупериодного выпрямления:

а) двухполупериодный выпрямитель по схеме с нулевым выводом вторичной обмотки трансформатора;

б) однофазная мостовая схема выпрямления.

Проведем анализ работы каждой из названных схем при их работе на активную нагрузку и с различными типами фильтров. При анализе схем сделаем следующие допущения:

клапаны идеальные, т.е. прямое падение напряжения и обратный ток клапанов равны нулю;

трансформатор идеальный, т.е. ток намагничивания, активное сопротивление обмоток трансформатора и индуктивность рассеяния трансформатора равны нулю;

сопротивление подводящих проводов равно нулю.

2.2. Однофазный выпрямитель по схеме с нулевым выводом, работающий на активную нагрузку

Схема выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие ее работу, приведены на рис. 2.2 и 2.3. Трансформатор T , имеющий одну первичную обмотку и две вторичные обмотки, соединенные последовательно, предназначен в этой схеме как для согласования значения питающего напряжения и напряжения на нагрузке, так и для создания средней точки, служащей одним из полюсов напряжения на нагрузке. Очевидно, что ЭДС на вторичных обмотках e_{2a} и e_{2b} относительно нулевой точки будут в противофазе (рис. 2.3, б). В каждый момент времени проводит ток тот диод, потенциал анода которого положителен. Так, для момента времени t_1 (рис. 2.3, б), потенциал фазы a положителен. Значит, ток будет проводить диод

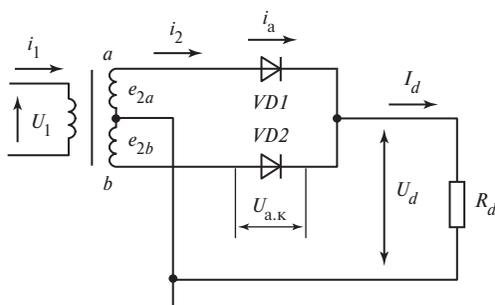


Рис. 2.2

и коэффициентом трансформации трансформатора K_T (так как $i_1 = i_2/K_T$). На принципиальной схеме выпрямителя хорошо видно, что токи вторичных обмоток трансформатора фаз a и b протекают в разные стороны. Значит, индуцируемый в первичную обмотку трансформатора ток также будет разнополярным и имеющим синусоидальную форму (рис. 2.3, a). Изменение напряжения на диоде во времени показано на рис. 2.3, d . Падение напряжения на диоде близко к нулю на интервале проводимости тока. На интервале закрытого состояния диода (например, $VD1$ на интервале $\pi-2\pi$) к диоду $VD1$ прикладывается суммарное напряжение двух обмоток трансформатора ($u_{a,к} = e_{2a} + e_{2b} = 2e_2$) через открытый диод $VD2$.

Учитывая вышеизложенное, можно приступить к расчету рассматриваемой схемы. Рассчитать выпрямитель — это значит определить предельные значения токов и напряжений в различных ветвях и точках схемы и по расчетным значениям выбрать элементы и параметры схемы: диоды, коэффициент трансформации трансформатора, сечение проводов обмоток и мощность трансформатора, от которой зависит сечение магнитопровода. Для выбора диодов необходимо определить среднее значение тока, протекающего через диод, и максимальное значение напряжения, прикладываемое к диоду в закрытом состоянии. Диод перегревается и сторае при превышении током, протекающим через диод, среднего допустимого значения. Диод пробивается при превышении напряжением, прикладываемым к нему, допустимого напряжения.

Для выбора трансформатора необходимо определить коэффициент трансформации $K_T = w_1/w_2 = U_1/U_2 = I_2/I_1$. По действующим значениям токов, протекающих через обмотки трансформатора, рассчитывается диаметр провода обмоток трансформатора (с учетом, что допустимая плотность тока $J = 3-5$ А/мм²).

Типовая мощность трансформатора P_T определяется как сумма мощностей всех обмоток трансформатора:

$$P_T = \frac{\sum_{i=0}^{\infty} P_i}{2}, \quad (2.1)$$

где P_i — мощность каждой обмотки трансформатора.

Значением типовой мощности трансформатора определяется сечение магнитопровода трансформатора. Ориентировочно сечение магнитопровода можно найти по формуле S [см²] = $\sqrt{P_T}$ [Вт] (разные размерности в правой и левой частях формулы объясняются тем, что формула эмпирическая).

Для определения связи между действующим значением напряжения (ЭДС) E_2 на вторичной обмотке трансформатора и средним значением выходного напряжения U_d воспользуемся временной диаграммой рис. 2.3, б):

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{2\sqrt{2} E_2}{\pi} = 0,9 E_2, \quad (2.2)$$

откуда

$$E_2 = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} = 1,11 U_d. \quad (2.3)$$

По известным E_2 и U_1 находится $K_T = U_1/E_2$.

Для выбора вентиля необходимо определить среднее значение тока диода I_a , его максимальное значение $I_{a \max}$ и максимальное значение напряжения на вентиле между анодом и катодом $U_{a.k \max}$.

На временных диаграммах рис. 2.3, з, д хорошо видно, что каждый вентиль проводит ток в течение полупериода ($\lambda = \pi$). Отсюда следует, что среднее значение тока вентиля

$$I_a = I_d/2. \quad (2.4)$$

Максимальное значение тока вентиля

$$I_{a \max} = \frac{U_{d \max}}{R_d} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} = \frac{\sqrt{2} \pi U_d}{2\sqrt{2} R_d} = \frac{\pi I_d}{2}. \quad (2.5)$$

К неработающему диоду, как следует из временной диаграммы рис. 2.3, з, прикладывается сумма напряжений вторичных обмоток трансформатора:

$$U_{a.k \max} = 2 E_{2 \max} = 2\sqrt{2} E_2 = \pi U_d. \quad (2.6)$$

Действующее значение тока одной из вторичных обмоток трансформатора можно определить по формуле

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{2 \max} \sin \vartheta)^2 \, d\vartheta} = I_{2 \max} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\vartheta}{2} + \frac{\sin 2\vartheta}{4} \right) \Big|_0^{\pi}} = \\ &= \frac{I_{2 \max}}{2} = \frac{\pi I_d}{4}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Используя временную диаграмму рис. 2.3, *a* первичного тока, находим действующее значение первичного тока

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{I_{2\max}}{K_T} \sin \vartheta \right)^2 d\vartheta} = \frac{I_{2\max}}{K_T} \sqrt{\frac{1}{\pi} \frac{\pi}{2}} = \frac{\pi I_d}{K_T 2 \sqrt{2}} = \frac{1,11 I_d}{K_T}. \quad (2.8)$$

Типовая мощность трансформатора

$$P_T = \frac{P_1 + 2P_2}{2} = \frac{U_1 I_1 + 2U_2 I_2}{2} = \frac{1,11 U_d K_T \frac{1,11 I_d}{K_T} + 2 \cdot 1,11 U_d \frac{\pi I_d}{4}}{2} = 1,48 P_d. \quad (2.9)$$

Расчет типовой мощности показывает, что расчетная мощность трансформатора в 1,48 раза больше, чем мощность нагрузки. Это объясняется тем, что мощность трансформатора рассчитывалась из действующих значений напряжений и токов обмоток трансформатора, тогда как мощность нагрузки считается как произведение средних значений токов и напряжений без учета мощности высших гармоник, присутствующих в кривых выходного пульсирующего напряжения и тока.

Двухполупериодная схема с нулевым выводом нашла широкое применение для питания электронных устройств небольшой мощности, так как для ее реализации требуется всего два диода.

2.3. Однофазный мостовой выпрямитель, работающий на активную нагрузку

Схема однофазного мостового выпрямителя и диаграммы, поясняющие его работу, показаны на рис. 2.4 и 2.5. Согласующий трансформатор имеет две обмотки (первичную и вторичную), но схема может работать без трансформатора (в отличие от схемы с нулевым

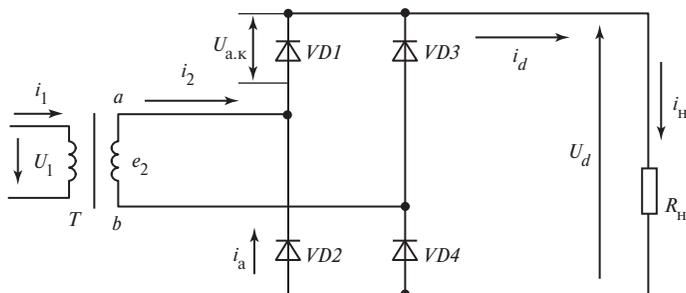


Рис. 2.4

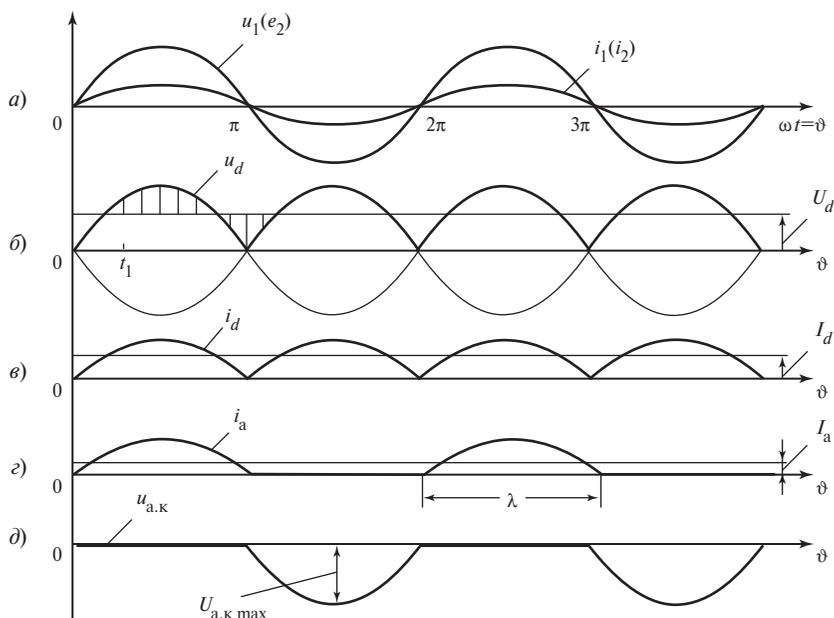


Рис. 2.5

выводом), если соотношение напряжения питания с напряжением на нагрузке устраивает потребителя.

При положительной полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора на интервале $0—\pi$ ток проводят диоды $VD1$ и $VD4$. Падение напряжения на диодах на интервале проводимости близко к нулю, поэтому к нагрузке прикладывается положительная полуволна напряжения вторичной обмотки трансформатора e_2 . Ток протекает от источника к нагрузке по контуру: $a—VD1—R_H—VD4—b—a$. Ток нагрузки повторяет форму напряжения на нагрузке (рис. 2.5, в). На интервале $\pi—2\pi$ напряжение на вторичной обмотке трансформатора изменяет полярность, создаются условия для запираания диодов $VD3$, $VD4$ и условия отпираания диодов $VD2$, $VD2$. Ток протекает по контуру: $b—VD3—R_H—VD2—a—b$. При этом напряжение вторичной обмотки трансформатора e_2 прикладывается к нагрузке с той же полярностью, что и в предыдущем полупериоде. Так как в каждый момент времени определенный вентиль и нагрузка включены последовательно, форма тока вентиля i_a на интервале проводимости повторяет форму тока нагрузки (рис. 2.5, г).

Вторичная обмотка трансформатора в любой временной интервал включена последовательно с определенными вентилями. Учитывая, что каждую половину периода соответствующая пара вентиляей изменяет направление тока вторичной обмотки трансформатора, получаем что ток i_2 будет иметь синусоидальную форму. Ток первичной обмотки трансформатора i_1 связан с током вторичной обмотки трансформатора через коэффициент трансформации: $i_1 = i_2/K_T$. Поэтому ток i_1 тоже будет изменяться по синусоидальному закону (рис. 2.5, а). Временная диаграмма напряжения на одном из вентиляей показана на рис. 2.5, д. При протекании тока через вентиль на интервале $0—\pi$ падение напряжения на диоде близко к нулю.

На интервале $\pi—2\pi$ к запертым диодам прикладывается напряжение вторичной обмотки трансформатора отрицательной полярности через диоды, пропускающие ток. Расчет схемы проводится аналогично расчету схемы с нулевым выводом с учетом формы токов и напряжений в характерных точках рис. 2.5:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{2\sqrt{2} E_2}{\pi} = 0,9 E_2, \quad (2.10)$$

или

$$E_2 = 1,11 U_d. \quad (2.11)$$

Среднее значение тока через диод определим, воспользовавшись временными диаграммами рис. 2.5, в, з:

$$I_a = I_d/2. \quad (2.12)$$

Максимальное значение тока через вентиль

$$I_{a \max} = I_{d \max} = \frac{E_{2\max}}{R_d} = \frac{\sqrt{2} E_{2\max}}{R_d} \frac{\sqrt{2} \pi U_d}{2\sqrt{2} R_d} = \frac{\pi I_d}{2}. \quad (2.13)$$

Максимальное значение напряжения, прикладываемое к вентилю в закрытом состоянии (рис. 2.5, д), находится по формуле

$$U_{a.k \max} = \sqrt{2} E_2 = \frac{\pi U_d}{2}. \quad (2.14)$$

Воспользовавшись рис. 2.5, а, с учетом одинаковых форм первичного и вторичного токов определим их действующие значения I_2 и I_1 :

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{d \max} \sin \vartheta)^2 \, d\vartheta} = I_{d \max} \sqrt{\frac{1}{\pi} \frac{\pi}{2}} = \frac{I_{d \max}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2} R_d} = 1,11 I_d. \quad (2.15)$$

Как отмечалось выше, первичный ток обмотки трансформатора будет отличаться от вторичного только на коэффициент трансформации трансформатора:

$$I_1 = I_2 / K_T = 1,11 I_d / K_T. \quad (2.16)$$

Определим типовую мощность трансформатора

$$\begin{aligned} P_T &= \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2} = \\ &= \frac{K_T 1,11 U_d \frac{1,11 I_d}{K_T} + 1,11 U_d \cdot 1,11 I_d}{2} = 1,23 U_d I_d; \\ P_T &= 1,23 P_d, \end{aligned} \quad (2.17)$$

где $P_d = U_d I_d$.

Ниже для сравнения приведены основные расчетные соотношения для однофазных двухполупериодных схем, работающих на активную нагрузку.

Схема с нулевым выводом		Мостовая схема	
$U_d = 0,9E_2$	$U_{a.k \max} = \pi U_d$	$U_d = 0,9E_2$	$U_{a.k \max} = \pi U_d / 2$
$E_2 = 1,11 U_d$	$I_2 = \pi I_d / 4$	$E_2 = 1,11 U_d$	$I_2 = \pi I_d / (2\sqrt{2})$
$I_a = I_d / 2$	$I_1 = 1,11 I_d / K_T$	$I_a = I_d / 2$	$I_1 = 1,11 I_d / K_T$
$I_{a \max} = \pi I_d / 2$	$P_T = 1,48 P_d$	$I_{a \max} = \pi I_d / 2$	$P_T = 1,23 P_d$

Сравнивая однофазные схемы выпрямления, можно сделать следующие выводы:

в мостовой схеме трансформатор имеет одну вторичную обмотку (в принципе схема может работать без трансформатора) в отличие от схемы с нулевым выводом, в состав которой входят две вторичные обмотки;

сечение магнитопровода трансформатора в мостовой схеме меньше, так как расчетная типовая мощность трансформатора меньше, чем в схеме с нулевым выводом;

в мостовой схеме используются четыре диода, тогда как в схеме с нулевым выводом только два;

ток вторичной обмотки трансформатора в мостовой схеме больше, чем в схеме с нулевым выводом. Поэтому вторичная обмотка должна наматываться более толстым проводом.

В мостовом выпрямителе к вентилям прикладывается в 2 раза меньшее напряжение, чем в схеме с нулевым выводом (при равных напряжениях на нагрузке).

2.4. Внешняя (выходная) характеристика выпрямителя

Внешней характеристикой называют зависимость среднего значения напряжения на нагрузке от среднего значения тока нагрузки. При анализе схем предполагалось, что трансформатор, диоды и подводящие провода были идеальны, т.е. без потерь. На самом деле, на форму и значение выходного напряжения выпрямителей оказывает влияние индуктивность рассеяния трансформатора x_a , активное сопротивление обмоток трансформатора r_T вентилей и подводящих проводов $r_{пр}$.

Анализ показывает, что индуктивность рассеяния трансформатора оказывает ощутимое влияние на работу схемы при больших токах нагрузки, тогда как однофазные схемы, как правило, используются при малых токах нагрузки. Поэтому на значение выходного напряжения маломощных выпрямителей оказывают влияние в основном активные потери.

Эквивалентную схему замещения выпрямителя (рис. 2.6, а) можно представить как источник напряжения $U_{d0} = 0,9E_2$ (для двухполупериодных выпрямителей) с последовательным включением сопротивления потерь $r_{п} = r_T + r_{пр}$ и источника, характеризующего падение напряжения на реальных диодах в проводящем состоянии $n\Delta U_{a.к}$ (рис. 2.6, б), где n — число последовательно включенных диодов, одновременно проводящих ток; $\Delta U_{a.к}$ — падение напряжения на одном диоде.

Из эквивалентной схемы замещения хорошо видно, что

$$U_d = U_{d0} - I_d r_{п} - n\Delta U_{a.к}.$$

Это уравнение описывает внешнюю характеристику выпрямителя, работающего на активную нагрузку.

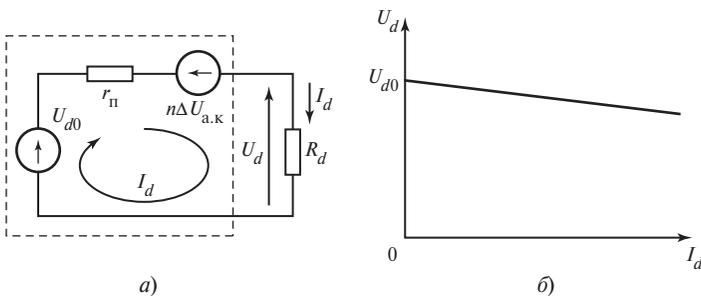


Рис. 2.6

Контрольные вопросы и задачи

- 2.1. Из каких основных функциональных блоков состоит источник питания?
- 2.2. По каким схемам строятся однофазные выпрямители?
- 2.3. По каким предельным параметрам выбираются диоды?
- 2.4. Почему расчетная мощность трансформатора больше мощности нагрузки?
- 2.5. *Задача:* для схемы без потерь (рис. 2.2) определить предельно допустимые параметры диодов (I_a , $I_{a \max}$, $U_{a.k \max}$), если $U_1 = 220$ В, $U_d = 12$ В, $R_H = 24$ Ом.
- 2.6. *Задача:* для условий задачи 2.5 найти необходимый коэффициент трансформации трансформатора K_T и его расчетную мощность P_T .
- 2.7. *Задача:* для условий задачи 2.5 определить токи, протекающие через первичную I_1 и вторичную I_2 обмотки трансформатора.
- 2.8. *Задача:* для условий задачи 2.5 найти сечение магнитопровода S и диаметр провода вторичной обмотки трансформатора d , если допустимая плотность тока $J = 3$ А/мм².
- 2.9. *Задача:* для схемы рис. 2.4 без потерь вычислить предельно допустимые параметры диодов (I_a , $I_{a \max}$, $U_{a.k \max}$), если $U_1 = 220$ В, $U_d = 12$ В, $R_H = 24$ Ом.
- 2.10. *Задача:* для условий задачи 2.9 найти необходимый коэффициент трансформации трансформатора K_T и его расчетную мощность P_T .
- 2.11. *Задача:* для условий задачи 2.9 определить токи, протекающие через первичную I_1 и вторичную I_2 обмотки трансформатора.
- 2.12. *Задача:* вычислить напряжение на нагрузке в схеме рис. 2.4, если $U_1 = 220$ В, $K_T = 10$, $R_H = 40$ Ом, падение напряжения на диоде $\Delta U_{a.k} = 0,7$ В, активное сопротивление первичной обмотки трансформатора $r_1 = 100$ Ом и вторичной $r_2 = 1$ Ом.

Глава третья

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

3.1. Типы сглаживающих фильтров и их расчет

Кривая выходного напряжения выпрямителя всегда имеет пульсирующий характер независимо от схемы выпрямления. Ее можно представить как сумму постоянной и переменной составляющих. Чем меньше амплитуда переменной составляющей, тем меньше пульсация кривой выходного напряжения. Таким образом, качество выпрямленного напряжения можно оценивать по отношению амплитуды переменной составляющей к среднему значению выпрямленного напряжения. Это отношение называют коэффициентом пульсации q :

$$q_n = \frac{U_{n \max}}{U_d}, \quad (3.1)$$

где q_n — коэффициент пульсации n -й гармоники; $U_{n \max}$ — амплитуда n -й гармоники.

Анализ показывает, что наиболее весома первая гармоника пульсирующей составляющей, поэтому при расчетах фильтров за коэффициент пульсации принимают отношение амплитуды первой гармоники $U_{1 \max}$ к среднему значению выпрямленного напряжения.

Известно, что любую периодическую функцию можно разложить в ряд Фурье и представить в виде суммы гармонических составляющих:

$$U_d(\omega t) = U_d + \sum_{n=1}^{\infty} U_{n \max} \sin(n\omega_c t + \vartheta_n),$$

где n — номер гармоники; $\omega_c = 2\pi f_c$ — круговая частота сетевого (питающего) напряжения; $f_c = 50$ Гц; ϑ_n — начальная фаза гармонической составляющей; $U_{n \max}$ — амплитуда гармонической составляющей, которая определяется коэффициентами Фурье

$$U_{n \max} = \frac{1}{\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta \cos n\vartheta \, d\vartheta = \frac{2U_d}{n^2 - 1}. \quad (3.2)$$

Анализ показывает, что гармонический состав выходного напряжения выпрямителя зависит от числа фаз выпрямления m . В кривой выходного напряжения $U_d(\vartheta)$ присутствуют гармоники с номерами $n = km$, где $k = 1, 2, 3, 4, \dots$ — натуральный ряд чисел. Ниже приведены номера гармоник, присутствующих в кривых выходного напряжения m -фазных выпрямителей, по отношению к частоте питающего напряжения:

Число фаз выпрямления	Гармонический состав
$m = 2$	$n = km = 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24, 26, 28, 30, 32, 34, \dots$
$m = 3$	$n = 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30, 33, \dots$
$m = 6$	$n = 6, 12, 18, 24, 30, 36, \dots$
$m = 12$	$n = 12, 24, 36, \dots$
$m = 24$	$n = 24, 48, \dots$

Как видим, с ростом числа фаз выпрямления m сокращается число гармоник в кривой выходного напряжения, причем это сокращение осуществляется за счет наиболее низкочастотных гармонических составляющих в кривой выходного напряжения. Теоретически при $m = \infty$ в кривой выходного напряжения будут отсутствовать высшие гармоники, т.е. выходное напряжение выпрямителя будет идеально сглажено.

Используя приведенные выше соотношения, можно рассчитать коэффициент пульсации кривой выходного напряжения m -фазного выпрямителя по первой гармонике:

$$q_1 = \frac{U_{1\max}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1}. \quad (3.3)$$

Ниже приведены расчетные коэффициенты пульсации q , %, для m -фазных выпрямителей:

m	2	3	6	12	24
q_1 , %	66,7	25	5,7	1,4	0,35

Очевидно, что с ростом числа фаз выпрямления резко уменьшается коэффициент пульсации, что свидетельствует об улучшении качества выпрямленного напряжения.

При питании конкретного потребителя требуемый коэффициент пульсации выпрямленного напряжения должен быть не выше заданного значения (от нескольких процентов до десятых долей процента). Для уменьшения коэффициента пульсаций необходимо снижать амплитуду пульсации выпрямленного напряжения. Обычно в качестве элементов фильтра используются реактивные элементы

(дрросели и конденсаторы), так как их сопротивление зависят от частоты протекающего тока.

Параметры фильтра рассчитываются из условия подавления самой низшей гармоники выходного напряжения выпрямителя. Если совокупность реактивных элементов фильтра эффективно подавляет низкочастотную составляющую выходного напряжения, то высокочастотную составляющую фильтр тем более подавит. Степень эффективности (сглаживания) фильтра характеризуется *коэффициентом сглаживания S*-фильтра.

Под коэффициентом сглаживания понимают отношение коэффициента пульсаций на входе фильтра $q_{\text{вх}}$ к коэффициенту пульсации на выходе фильтра $q_{\text{вых}}$:

$$S = q_{\text{вх}}/q_{\text{вых}}.$$

Сглаживающие фильтры делятся на простые, сложные и резонансные. На рис. 3.1 показаны основные типы сглаживающих фильтров, используемых в устройствах силовой электроники.

Простой индуктивный фильтр (рис. 3.1, а) состоит из дросселя L_{ϕ} , включенного последовательно с сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$. Поскольку активное сопротивление обмотки дросселя r_L много меньше, чем сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$, то постоянная составляющая напряжения на выходе выпрямителя U_d будет равна среднему значению напряжения на нагрузке $U_{\text{н}}$, тогда как переменная составляющая выходного напряжения выпрямителя распределится пропорционально сопротивлениям по переменной составляющей между реактивным сопротивлением дросселя ($X_L = \omega_{\text{п}}L_{\phi}$, где $\omega_{\text{п}}$ — угловая частота колебаний первой гармоники пульсирующего напряжения) и сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$.

Найдем коэффициент сглаживания фильтра по первой гармонике

$$S_1 = \frac{q_{1\text{вх}}}{q_{1\text{вых}}} = \frac{\frac{U_{1\text{макс}d}}{U_d}}{\frac{U_{1\text{макс}н}}{U_{\text{н}}}} = \frac{U_{1\text{макс}d}}{U_{1\text{макс}н}} \frac{I_{1\text{макс}}Z_1}{I_{1\text{макс}}R_{\text{н}}} = \frac{\sqrt{R_{\text{н}}^2 + (m\omega_{\text{с}}L_{\phi})^2}}{R_{\text{н}}}, \quad (3.4)$$

где $U_{1\text{макс}d}$ и $U_{1\text{макс}н}$ — амплитуды пульсаций на входе и выходе фильтра; $I_{1\text{макс}}$ — амплитуда тока первой гармоники; $\omega_{\text{с}} = 2\pi f_{\text{с}}$ — угловая частота напряжения питающей сети; m — число фаз выпрямления.

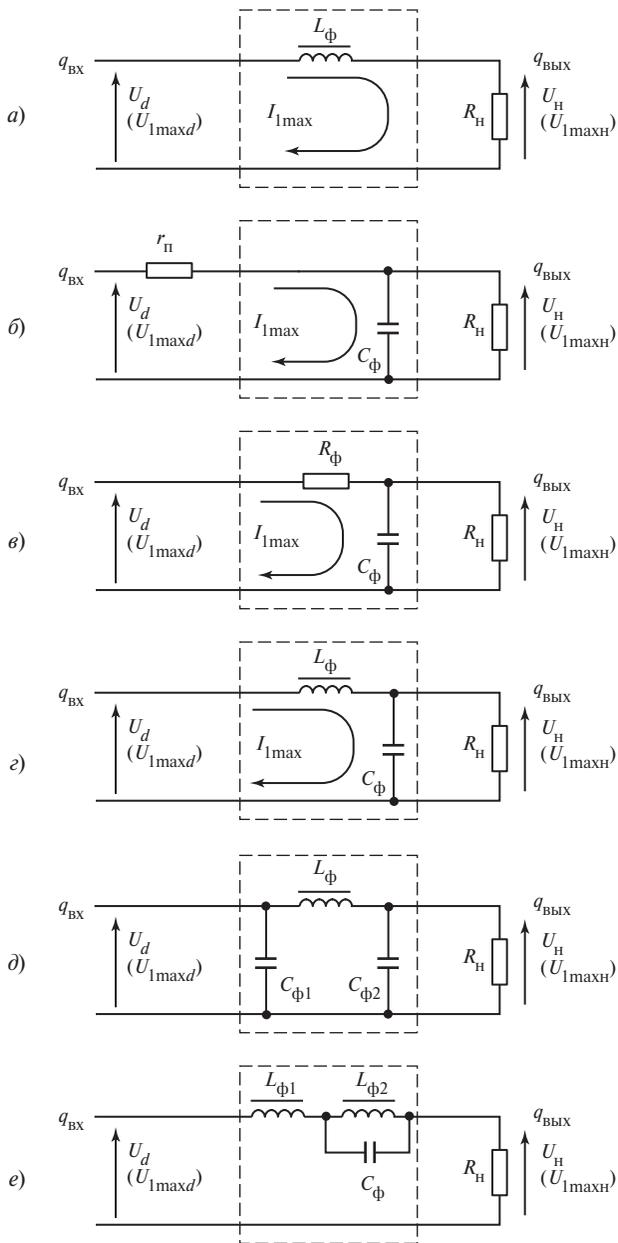


Рис. 3.1

Для получения заданного коэффициента пульсации S_1 необходимо, чтобы индуктивность дросселя фильтра

$$L_\phi = \frac{R_H \sqrt{S_1^2 - 1}}{2\pi m f_c}. \quad (3.5)$$

Как следует из полученного соотношения, индуктивность дросселя пропорциональна сопротивлению нагрузки, поэтому простой индуктивный фильтр целесообразно применять при нагрузках с малым активным сопротивлением (сильноточных).

Г-образный LC-фильтр (рис. 3.1, з). Параметры реактивных элементов фильтра выбираются таким образом, что $X_L \gg X_C \ll R_H$. В этом случае дроссель сглаживает ток нагрузки, а конденсатор шунтирует нагрузку по переменной составляющей. Так как $X_C \ll R_H$, то коэффициент сглаживания фильтра практически не зависит от сопротивления нагрузки.

Как и для простого индуктивного фильтра, постоянная составляющая напряжения на выходе выпрямителя U_d будет равна среднему значению напряжения на нагрузке U_H :

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{q_{1\text{вх}}}{q_{1\text{вых}}} = \frac{\frac{U_{1\text{maxd}}}{U_d}}{\frac{U_{1\text{maxн}}}{U_H}} = \frac{U_{1\text{maxd}}}{U_{1\text{maxн}}} = \frac{I_{1\text{max}} Z_1}{I_{1\text{max}} Z_2} = \\ &= \frac{\dot{X}_L + \dot{X}_C R_H / (\dot{X}_C + R_H)}{\dot{X}_C R_H / (\dot{X}_C + R_H)} \cong \frac{\dot{X}_L + \dot{X}_C}{\dot{X}_C}; \\ S_1 &= \frac{\dot{X}_L}{\dot{X}_C} + 1 \cong \left| \frac{X_L}{X_C} \right| = m^2 \omega_c^2 L_\phi C_\phi, \end{aligned}$$

тогда

$$L_\phi C_\phi = \frac{S_1}{m^2 \omega_c^2}. \quad (3.6)$$

Как следует из полученных соотношений, коэффициент сглаживания фильтра зависит от произведения $L_\phi C_\phi$. Каждый из этих сомножителей можно выбирать с учетом разных условий: оптимальных габаритных размеров, минимальной стоимости компонентов и др. Обычно

индуктивность дросселя L_ϕ выбирают из условия обеспечения непрерывности тока в дросселе. Для этого необходимо, чтобы амплитуда переменной составляющей тока $I_{1\max}$ была меньше минимального среднего значения тока I_d (выходного тока выпрямителя),

$$\text{т.е. } I_{1\max} \leq I_{d\min}; I_{1\max} \cong \frac{U_{1\max} d}{m\omega_c L_\phi} \quad (\text{так как на практике } X_L \gg X_C); I_{d\min} = \frac{U_d}{R_{H\max}}, \text{ откуда } L_\phi \geq \frac{U_{1\max} d R_{H\max}}{U_d m \omega_c} = \frac{q_{\text{вх}} R_{H\max}}{m \omega_c}.$$

Учитывая, что $q_{\text{вх}} = \frac{2}{m^2 - 1}$, получаем

$$L_\phi \geq \frac{2R_{H\max}}{m(m^2 - 1)2\pi f_c} = \frac{R_{H\max}}{m(m^2 - 1)\pi f_c}. \quad (3.7)$$

Используя LC -фильтр, можно получить наибольший коэффициент сглаживания из всех однозвенных фильтров.

Г-образный RC-фильтр (рис. 3.1, в). При использовании RC -фильтра, $U_d \neq U_H$, найдем коэффициент сглаживания такого фильтра

$$S_1 = \frac{q_{1\text{вх}}}{q_{1\text{вых}}} = \frac{\frac{U_{1\max} d}{U_d}}{\frac{U_{1\max} d}{U_H}} = \frac{U_{1\max} d U_H}{U_{1\max} d U_d} = \gamma \frac{I_{1\max} Z_1}{I_{1\max} Z_2} = \gamma \frac{\sqrt{R_\phi^2 + X_C^2}}{X_C}.$$

С учетом того, что $Z_1 = \sqrt{R_\phi^2 + X_C^2}$ и $Z_2 \cong X_C = \frac{1}{m\omega_c C_\phi}$ (так как $X_C \ll R_H$) коэффициент передачи по постоянному току

$$\gamma = U_H / U_d = R_H / (R_\phi + R_H) \text{ или } R_\phi = R_H (1 - \gamma) / \gamma, \text{ тогда } S_1 = \gamma m \omega_c R_\phi C_\phi.$$

Отсюда

$$C_\phi = \frac{S_1}{\gamma m \omega_c R_\phi} = \frac{S_1}{(1 - \gamma) m \omega_c R_H}. \quad (3.8)$$

Значение сопротивления R_ϕ выбирается из условия обеспечения коэффициента передачи по постоянному току $\gamma = 0,75—0,90$.

RC -фильтр используется при нагрузке, имеющей большое активное сопротивление, так как на активном сопротивлении R_ϕ имеет место потеря мощности от постоянной составляющей тока нагрузки.

Простой емкостный фильтр (рис. 3.1, б) содержит конденсатор C_{ϕ} , включенный параллельно сопротивлению нагрузки $R_{\text{н}}$. В чистом виде емкостный фильтр существовать не может, так как ток заряда конденсатора ничем не будет ограничен и диоды выпрямителя будут выходить из строя. Поэтому при работе выпрямителя с простым емкостным фильтром должно учитываться выходное сопротивление выпрямителя, т.е. сопротивление потерь $r_{\text{п}}$, в состав которого входят сопротивления подводящих проводов и активное сопротивление обмоток трансформатора. В маломощных трансформаторах обычно $r_{\text{п}} = (0,04 — 0,06)R_{\text{н}}$. Расчет параметров фильтра можно проводить так же, как и для RC -фильтра.

Если необходимо получить большой коэффициент сглаживания, то используют многозвенные фильтры. Пример такого фильтра показан на рис. 3.1, д. В приведенном примере фильтр представляет собой комбинацию простого емкостного фильтра и LC -фильтра. В этом случае результирующий коэффициент сглаживания S_{Σ} равен произведению коэффициентов сглаживания составляющих звеньев: $S_{\Sigma} = S_1 S_2 S_3 \dots$

Резонансные фильтры (рис. 3.1, е) используются в случаях, когда необходимо подавить определенную гармонику в кривой выходного напряжения.

3.2. Влияние сглаживающих фильтров на работу выпрямителя

Наличие фильтра на выходе выпрямителя влияет на форму, а значит, и на значение токов и напряжений в различных точках схемы.

Включение дросселя на выходе однополупериодного выпрямителя. Принципиальная схема и временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы, показаны на рис. 3.2, а—г. В начале каждого периода схема работает в режиме переходного процесса. В этом случае токи ($i_{\text{н}} = i_{\text{а}} - i_2$) содержат свободную и принужденную составляющие:

$$i_{\text{н}} = i_{\text{а}} = I_{\text{а max}} \sin(\vartheta - \varphi) + I_{\text{а max}} e^{-\frac{R}{\omega L} \vartheta}, \quad (3.9)$$

где $I_{\text{а max}} = \frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{(\omega L)^2 + R_{\text{н}}^2}}$; $\varphi = \text{arctg} \frac{\omega L}{R_{\text{н}}}$.

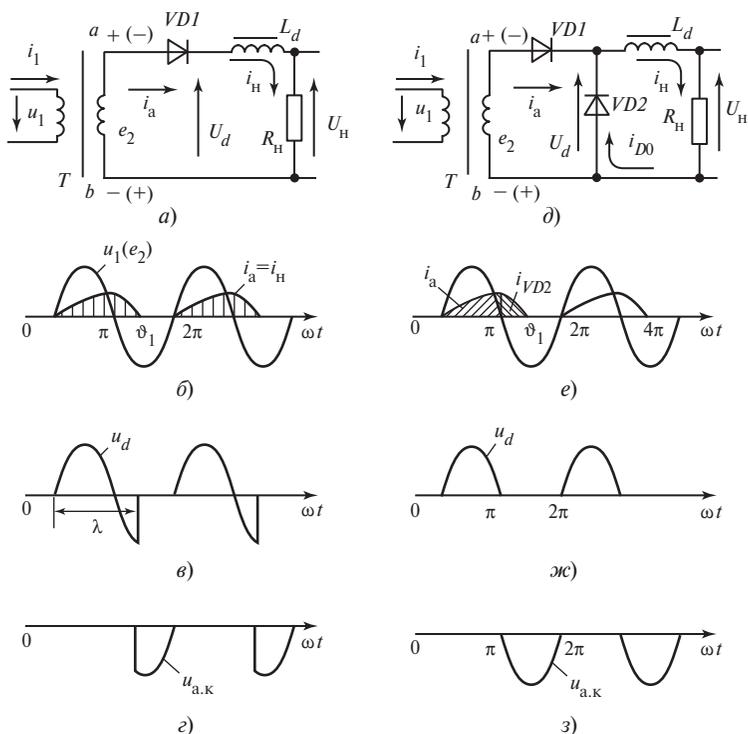


Рис. 3.2

Вентиль пропускает ток на интервале $\lambda > \pi$ (рис. 3.2, б), т.е. при отрицательном напряжении на вторичной обмотке трансформатора. Это объясняется тем, что в индуктивности L на интервале $0-\pi$ запасается электромагнитная энергия. При уменьшении тока нагрузки на индуктивности возникает ЭДС самоиндукции такой полярности, что значение отрицательного потенциала катода вентиля становится больше отрицательного потенциала анода. Диод проводит ток до тех пор, пока ток нагрузки не спадет до нуля, поэтому на выходе выпрямителя напряжение u_d изменяется по закону изменения напряжения на вторичной обмотке трансформатора e_2 (рис. 3.2, в) в течение всего времени проводящего состояния диода, и на входе фильтра появляются участки отрицательного напряжения.

Длительность протекания тока λ зависит от соотношения активной и реактивной составляющих нагрузки. В этом случае среднее значение напряжения на выходе выпрямителя

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\lambda \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2} E_2 (1 - \cos \lambda)}{2\pi}. \quad (3.10)$$

При активной нагрузке форма тока i_n повторяет форму питающего напряжения и длительность протекания тока через диод $\lambda = \pi$. В этом случае напряжение на нагрузке не имеет отрицательных участков и равно максимальному значению

$$U_n = \sqrt{2} E_2 / \pi. \quad (3.11)$$

Итак, при активно-индуктивной нагрузке длительность протекания тока через вентиль $\lambda > \pi$ и ток протекает при отрицательном напряжении на обмотке трансформатора.

В результате этого:

на нагрузке возникают временные интервалы, в которых напряжение имеет отрицательный знак, что приводит к уменьшению среднего значения U_n (рис. 3.2, в);

в кривой напряжения на вентиле (рис. 3.2, г) наблюдается скачок обратного напряжения. При протекании прямого тока в базе диода накапливается заряд, при скачке обратного напряжения возникает импульс обратного тока через диод. Это приводит к появлению перенапряжений на индуктивностях схемы, что может привести к выходу из строя диодов.

Эффективным способом исключения вышеназванных явлений является включение обратного (нулевого) диода (рис. 3.2, д). На интервале $0—\pi$ ток нагрузки протекает через диод $VD1$, диод $VD2$ находится под обратным напряжением и ток не проводит. При $\vartheta > \pi$ диод $VD1$ запирается, ЭДС самоиндукции дросселя создает условия для отпираания диода $VD2$ и энергия, накопленная в катушке индуктивности, отдается в нагрузку (рис. 3.2, е). В этом случае напряжение на выходе выпрямителя не имеет отрицательных участков, т.е. на выходе выпрямителя будет такое же значение напряжения, как и при активной нагрузке, а также на вентиле не будет бросков обратного напряжения (рис. 3.2, ж, з).

Расчет выпрямителя с L - и LC - фильтрами. Расчет элементов фильтров был приведен в § 3.1. При расчете выпрямителя необходимо учитывать, что катушка индуктивности, подключенная непосредственно к выходу выпрямителя (рис. 3.3), сглаживает выходной ток выпрямителя I_d (рис. 3.4, в).

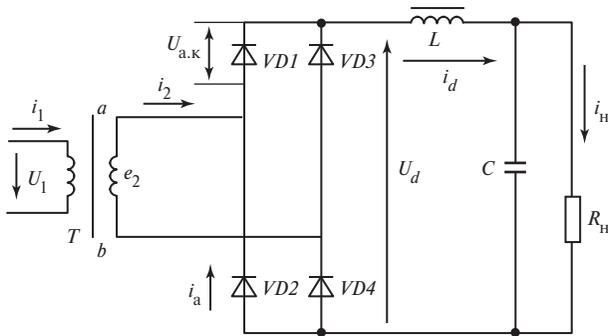


Рис. 3.3

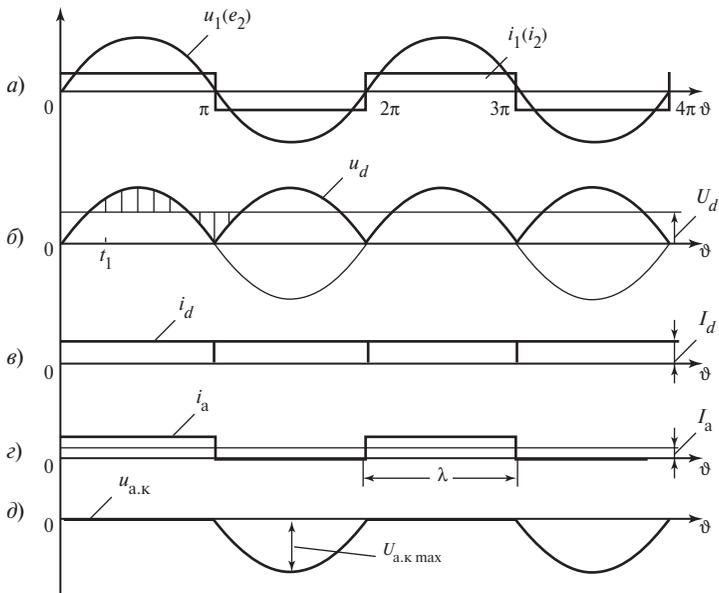


Рис. 3.4

Длительность проводящего состояния вентилей $\lambda = \pi$, как и при активной нагрузке (рис. 3.4, з). Коммутация токов (переход тока с одного вентиля на другой) происходит под действием напряжения $e_2(\vartheta)$ в моменты $\pi, 2\pi, 3\pi, \dots$, поэтому напряжение на выходе выпрямителя U_d остается таким же, как и при активной нагрузке ($U_d = 0,9E_2$ или $E_2 = 1,11U_d$).

Соотношения для определения среднего значения тока нагрузки и среднего значения тока диодов, а также максимальное значение напряжения на вентиле остаются такими же, как и при активной нагрузке ($I_a = I_d/2$, $U_{a,max} = \pi U_d/2$).

Ток вторичной обмотки трансформатора имеет форму, близкую к прямоугольной, так как выходной ток выпрямителя протекает через вторичную обмотку трансформатора и соответствующие вентили и повторяет его на интервалах проводимости вентилей. На каждой половине периода диоды изменяют направление тока нагрузки, протекающего через вторичную обмотку трансформатора. Ток первичной обмотки трансформатора повторяет форму тока вторичной обмотки и отличается по значению с учетом коэффициента трансформации K_T .

Используя временные диаграммы (рис. 3.4, а), находим действующие значения токов вторичной и первичной обмоток трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\vartheta} = I_d; \quad (3.12)$$

$$I_1 = \frac{I_2}{K_T} = \frac{I_d}{K_T}. \quad (3.13)$$

Типовая мощность трансформатора для однофазного мостового выпрямителя определяется из соотношения

$$P_T = \frac{U_1 I_1 + E_2 I_2}{2} = \frac{1,11 U_d K_T \frac{I_d}{K_T} + 1,11 U_d I_d}{2} = 1,11 U_d I_d = 1,11 P_d. \quad (3.14)$$

Ниже приведены основные расчетные соотношения для однофазных двухполупериодных схем, работающих с L - или LC -фильтрами:

Схема с нулевым выводом		Мостовая схема	
$U_d = 0,9E_2$	$U_{a,max} = \pi U_d$	$U_d = 0,9E_2$	$U_{a,max} = \pi U_d/2$
$E_2 = 1,11U_d$	$I_2 = I_d/\sqrt{2}$	$E_2 = 1,11U_d$	$I_2 = I_d$
$I_a = I_d/2$	$I_1 = I_d/K_T$	$I_a = I_d/2$	$I_1 = I_d/K_T$
$I_{a,max} = I_d$	$P_T = 1,34P_d$	$I_{a,max} = I_d$	$P_T = 1,11P_d$

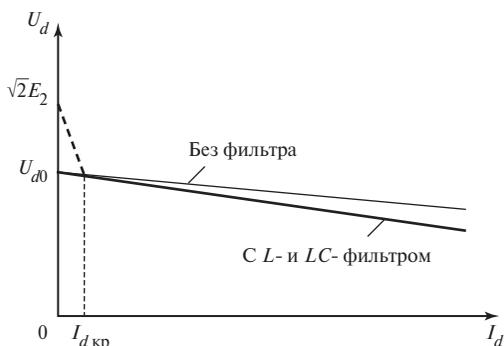


Рис. 3.5

В эквивалентной схеме замещения выпрямителя без фильтра (см. рис. 2.6, а) к сопротивлению потерь $r_{\text{п}} = r_{\text{тр}} + r_{\text{пр}} + r_L$ добавится активное сопротивление обмоток дросселя.

Анализируя выражение $U_d = U_{d0} - I_d r_{\text{п}} - n\Delta U_{\text{а.к}}$, делаем вывод, что при включении дросселя на выход выпрямителя внешняя характеристика выпрямителя имеет такой же вид, как и при активной нагрузке, но спад ее круче из-за появления дополнительных активных потерь в дросселе (рис. 3.5).

Если на выходе выпрямителя включен LC-фильтр, то на начальном участке при $I_d < I_{d\text{кр}}$ ($I_{d\text{кр}}$ — некоторое критическое значение тока) выходное напряжение резко возрастает и при $I_d = 0$ конденсатор фильтра заряжается до максимального значения напряжения питания: $U_d = \sqrt{2}E_2$.

При $I_d > I_{d\text{кр}}$ ток нагрузки имеет непрерывный характер (рис. 3.6, б) и форма напряжения на выходе выпрямителя имеет вид, представленный на рис. 3.6, а. Реально выходной ток выпрямителя имеет пульсирующий характер с амплитудой пульсации первой гармоники $I_{\text{max}(1)}$ (рис. 3.6, в).

На этой же диаграмме показан граничный режим при $I_d = I_{d\text{кр}}$, когда значение амплитуды первой гармоники равно среднему значению выходного тока I_d . При $I_d < I_{d\text{кр}}$ в кривой выходного тока возникают паузы, наступает режим разрывного тока, длительность протекания тока через вентиль $\lambda < \pi$. На интервале проводящего состояния одного из вентилях форма напряжения на нагрузке определяется формой напряжения на вторичной обмотке трансформатора. На интервале паузы в токе ни один из вентилях ток не проводит, а значит, значение и форма напряжения на нагрузке определяются напряжением на конденсаторе.

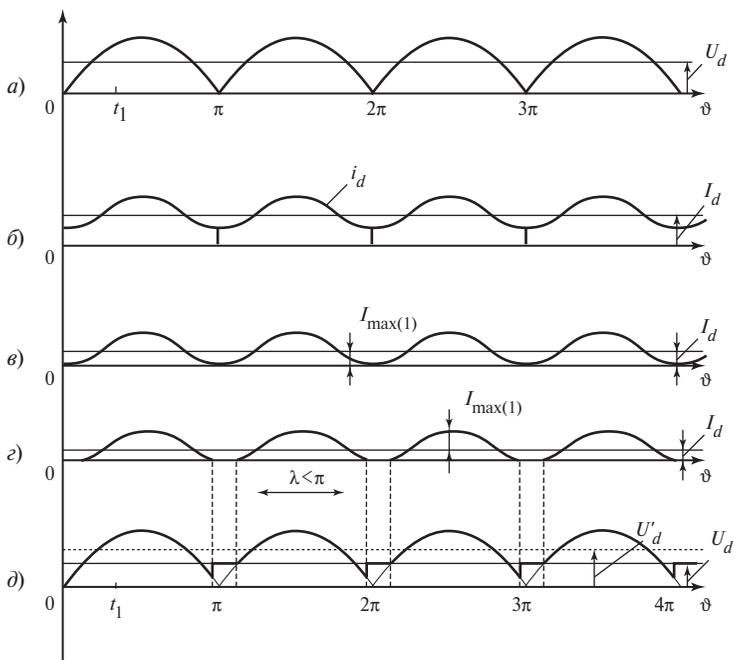


Рис. 3.6

Изменение мгновенного значения напряжения на выходе выпрямителя при $I_d < I_{d\text{кр}}$ показано на рис. 3.6, д. В этом случае линия среднего значения напряжения U'_d будет находиться выше (пунктирная линия на рис. 3.6, д). По мере уменьшения тока нагрузки увеличивается напряжение U'_d , а значит, будет возрастать напряжение на конденсаторе. В пределе он может зарядиться до амплитудного значения напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Режим работы выпрямителя с LC -фильтром при $I_d < I_{d\text{кр}}$ нежелателен, так как напряжение на нагрузке сильно зависит от потребляемого тока. Для исключения этого режима на выходе фильтра включают балластное сопротивление, чтобы даже при $R_{\text{н}} = \infty$ от выпрямителя отбирался ток $I_d > I_{d\text{кр}}$.

Работа выпрямителя на противоЭДС. Такой режим возникает при работе выпрямителя:

- на двигатель постоянного тока;
- аккумуляторную батарею;
- емкостный фильтр.

Разность мгновенных значений $e_2 - E_d$ (заштрихованные площадки рис. 3.8, б) «ложится» на внутреннее активное сопротивление потерь $r_{\pi} = r'_{\tau 1} + r_{\tau 2} + r_{\text{пр}} + r_{VD}$ (сопротивление обмоток трансформатора, сопротивление проводов и внутреннее сопротивление вентиляей) и на добавочный резистор, который включают в цепь нагрузки для ограничения тока вентиляей:

$$i_a = (e_2 - E_d)/r_{\pi}. \quad (3.15)$$

Очевидно, что длительность проводящего состояния вентиля $\lambda = 2\theta < \pi$ (рис. 3.8, б), где θ — угол отсечки, определяемый равенством мгновенного значения напряжения на вторичной обмотке трансформатора и напряжения источника постоянного напряжения. Амплитуда тока, протекающего через диод

$$I_{a \max} = \frac{\sqrt{2}E_2 - E_d}{r_{\pi}}. \quad (3.16)$$

Из приведенного выражения следует, что амплитуда тока диода ограничивается только относительно маленькими сопротивлениями потерь. Каждый вентиль проводит половину тока нагрузки, поэтому среднее значение тока диодов:

$$I_a = I_{\pi}/2. \quad (3.17)$$

Среднее значение тока источника постоянного напряжения

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a d\vartheta. \quad (3.18)$$

Ток вторичной полуобмотки трансформатора протекает только на интервалах проводимости одного из вентиляей, его действующее значение определяется по формуле

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a^2 d\vartheta}. \quad (3.19)$$

В первичную обмотку трансформатора трансформируется ток вторичных полуобмоток. Эти токи через вторичные полуобмотки протекают в разные стороны, поэтому ток первичной обмотки имеет форму разнонаправленных импульсов (рис. 3.8, а) и определяется по формуле

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} \left(\frac{i_a}{K_T}\right)^2 d\vartheta}. \quad (3.20)$$

Осциллограмма напряжения на диоде показана на рис. 3.8, в. Как видно на осциллограмме, на интервале проводимости диода в цепи другой полуобмотки на закрытом диоде напряжение изменяется по закону $2e_2$ и его максимальное значение записывается в виде

$$U_{a.к \max} = 2\sqrt{2}E_2. \quad (3.21)$$

На интервале закрытого состояния двух диодов к каждому диоду прикладывается напряжение e_2 .

Итак, при работе выпрямителя на противоЭДС (без катушки индуктивности в цепи нагрузки) имеются следующие особенности:

ток, протекающий через диоды и обмотки трансформатора, имеет импульсный характер с резким увеличением амплитуды этих токов и уменьшением длительности его протекания;

к диодам прикладывается обратное напряжение на гораздо больших временных интервалах, чем при работе выпрямителя с другими видами нагрузок.

Работа выпрямителя с емкостным фильтром. Процессы, происходящие в выпрямителе с емкостным фильтром или при использовании сложного фильтра, первым элементом которого служит конденсатор, аналогичны процессам в выпрямителе, работающем на противоЭДС. Проанализируем работу схемы на примере однофазного выпрямителя по схеме с нулевым выводом (рис. 3.9).

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 3.10.

На схеме (рис. 3.9) в выходной цепи выпрямителя имеется резистор с сопротивлением потерь r_{Π} , которое включает в себя сопротивления обмоток трансформатора, подводящих проводов и внутреннее сопротивление вентилей. Составной частью этого сопротивления может быть и сопротивление специально включенного фильтра R_{Φ} .

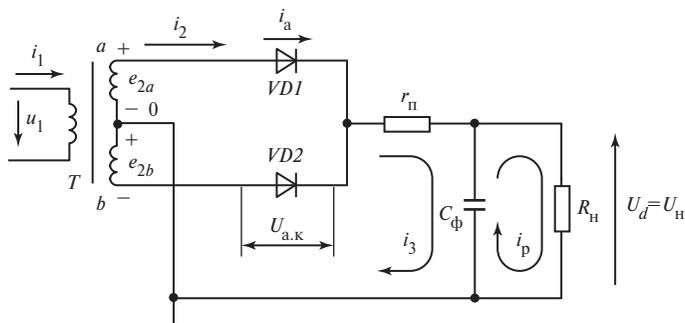


Рис. 3.9

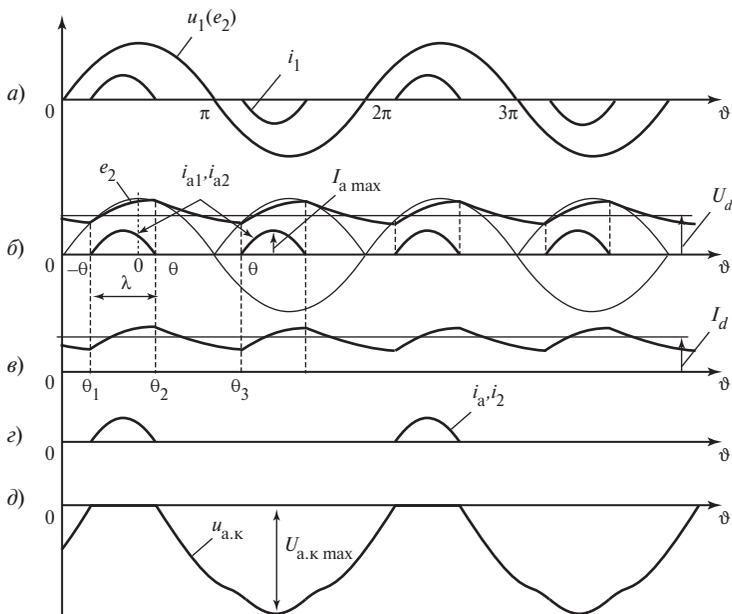


Рис. 3.10

Процесс заряда конденсатора происходит достаточно быстро, так как значение сопротивления потерь, входящего в контур заряда, мало [обычно $r_{\text{п}} = (0,04 — 0,06)R_{\text{н}}$]. Поэтому закон изменения напряжения на нагрузке и на конденсаторе фильтра близок к закону изменения напряжения на вторичной обмотке трансформатора. На этапе $\vartheta_2 — \vartheta_3$ мгновенные значения ЭДС на вторичных обмотках трансформатора e_{2a} и e_{2b} меньше, чем напряжение на конденсаторе.

Следовательно, напряжение между анодом и катодом $U_{\text{а.к}}$ обоих диодов отрицательно и они заперты. Конденсатор фильтра разряжается через сопротивление нагрузки с постоянной времени разряда конденсатора $\tau_{\text{р}} = R_{\text{н}}C_{\text{ф}}$. Контур токов заряда и разряда конденсатора показаны на рис. 3.9. Так как $R_{\text{н}} \gg r_{\text{п}}$, то $\tau_{\text{р}} \gg \tau_3$ (где τ_3 — время заряда конденсатора), т.е. конденсатор разряжается гораздо медленнее, чем заряжается. В момент ϑ_3 напряжение на второй полуобмотке трансформатора e_{2b} становится выше, чем напряжение на конденсаторе, диод $VD2$ открывается и процесс подзаряда конденсатора повторяется. Это приводит к сглаживанию кривой напряжения (рис. 3.10, б) и тока нагрузки (рис. 3.10, в).

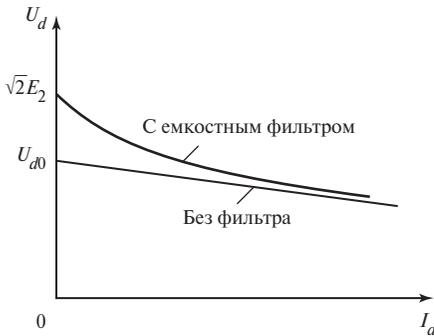


Рис. 3.11

саци возрастают, а среднее значение выходного напряжения падает. Отсюда следует, что емкостный фильтр эффективен только при нагрузках с высоким активным сопротивлением. При небольших R_H требуется существенно увеличивать емкость фильтра для получения заданного коэффициента пульсаций на нагрузке. Выходная характеристика выпрямителя с емкостным фильтром показана на рис. 3.11.

Как видно из временных диаграмм (3.10, б, в), токи диодов и токи вторичных обмоток трансформатора протекают только на интервале заряда конденсатора и ограничены только маленьким сопротивлением потерь. Поэтому эти токи имеют импульсный характер с достаточно большой амплитудой

$$I_{a \max} = (\sqrt{2}E_2 - u_H) / r_H. \quad (3.22)$$

При малых пульсациях кривой выходного напряжения мгновенное значение равно среднему значению $u_H = U_H$, тогда

$$I_{a \max} = (\sqrt{2}E_2 - U_H) / r_H. \quad (3.23)$$

Мгновенное значение тока вентилей на этапе заряда конденсатора

$$i_a = (e_2 - U_H) / r_H. \quad (3.24)$$

Каждый вентиль проводит половину тока нагрузки, поэтому среднее значение тока вентилей

$$I_a = I_H / 2. \quad (3.25)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора (рис. 3.10, в)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\vartheta_1}^{+\vartheta_2} i_a^2 d\vartheta}. \quad (3.26)$$

При работе выпрямителя в режимах, близких к режиму холостого хода, как видно на рис. 3.10, б, конденсатор разряжается очень медленно и среднее значение напряжения близко к амплитуде напряжения на вторичной обмотке трансформатора: $U_H = \sqrt{2}E_2$.

По мере увеличения тока нагрузки постоянная времени разряда τ_p уменьшается, пуль-

В первичную обмотку трансформируется ток вторичных полуобмоток. Эти токи наводят в магнитопроводе разнонаправленные потоки. Поэтому ток первичной обмотки имеет форму разнополярных импульсов (рис. 3.10, *a*) и определяется зависимостью

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\vartheta_1}^{+\vartheta_2} \left(\frac{i_a}{K_T}\right)^2 d\vartheta}. \quad (3.27)$$

Осциллограмма напряжения на диоде показана на рис. 3.10, *д*. Как видно на осциллограмме, на интервале проводимости диода в цепи другой полуобмотки на закрытом диоде напряжение изменяется по закону $2e_2$ и его максимальное значение

$$U_{a.k \max} = 2\sqrt{2}E_2. \quad (3.28)$$

На интервалах закрытого состояния двух диодов к каждому диоду прикладывается напряжение e_2 .

3.3. Схема выпрямления с умножением напряжения

При необходимости питать нагрузку высоким напряжением (единицы, десятки или даже сотни киловольт) существенно возрастают габаритные размеры, масса и стоимость согласующего трансформатора, так как нужно увеличивать изоляцию обмоток трансформатора. Для слаботочных нагрузок (рентгеновские трубки, анодные цепи электронно-лучевых трубок и др.) лучше использовать схемы выпрямления с умножением.

Схемы умножения строятся по принципу цепочек. Последовательно включенная цепочка конденсаторов разделена диодами. Каждый из последовательно включенных конденсаторов заряжается через диоды от вторичной обмотки трансформатора и последовательно с ней включенного ранее заряженного конденсатора. Существуют различные модификации схем выпрямления с умножением напряжения. Рассмотрим одну из них.

Схема, приведенная на рис. 3.12, работает следующим образом. Конденсатор $C1$ будет заряжаться по контуру i_{C1} , когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора будет иметь полярность, показанную без скобок. Очевидно, что конденсатор $C1$ зарядится до напряжения $\sqrt{2}E_2$.

Конденсатор $C2$ будет заряжаться по контуру i_{C2} , когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора изменит полярность (на схеме знаки показаны в скобках). Очевидно, что конденсатор $C2$

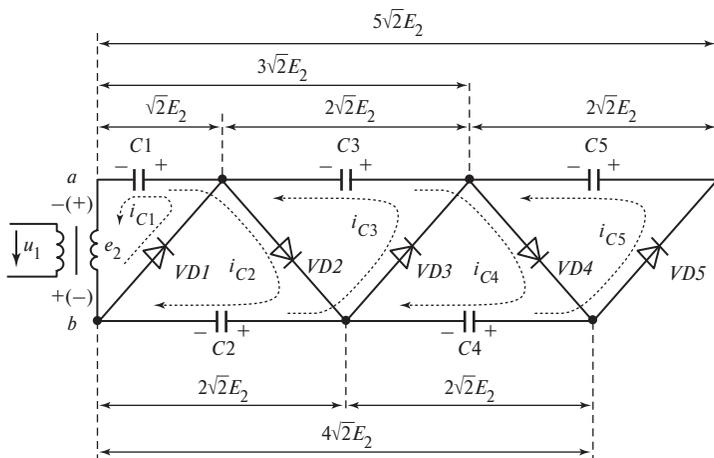


Рис. 3.12

будет заряжаться до напряжения $2\sqrt{2}E_2$, так как он будет заряжаться под действием суммы напряжений на вторичной обмотке трансформатора и напряжения на конденсаторе $C1$.

В следующий полупериод будет подзаряжаться конденсатор $C1$ и заряжаться конденсатор $C3$ по контуру i_{c3} , под действием напряжений e_2 , u_{c2} и u_{c1} с учетом полярности:

$$U_{c3} = \sqrt{2}E_2 + U_{c2} - U_{c1} = \sqrt{2}E_2 + 2\sqrt{2}E_2 - \sqrt{2}E_2 = 2\sqrt{2}E_2. \quad (3.29)$$

Легко проверить, что каждый последующий конденсатор будет заряжаться с полярностью, показанной на схеме, до напряжения $2\sqrt{2}E_2$. Если нагрузку подключить к соответствующим точкам схемы, то на нагрузке можно получить следующие номиналы напряжений: $\sqrt{2}E_2$, $2\sqrt{2}E_2$, $3\sqrt{2}E_2$, $4\sqrt{2}E_2$, ..., $n\sqrt{2}E_2$, где n количество последовательно включенных ячеек.

На схеме видно, что при открытом состоянии одного из диодов к соседнему закрытому диоду будет прикладываться напряжение, определяемое напряжением на подключенном к нему конденсаторе, т.е. $U_{a.k \max} \leq 2\sqrt{2}E_2$ (за исключением диода $VD1$, к которому приложено в закрытом состоянии напряжение $U_{a.k \max} \leq \sqrt{2}E_2$).

В установившемся режиме среднее значение напряжения на нагрузке (на конденсаторах) остается постоянным. Потерю заряда на этапе разряда конденсатора на нагрузку компенсируют токи n

диодов, подключенных к n последовательно включенным конденсаторам, параллельным нагрузке. Значит, среднее значение токов каждого из диодов I_a в n раз меньше среднего значения тока нагрузки I_n :

$$I_a = I_n / n.$$

Значение емкости рассчитывается из тех же соображений, что и при расчете емкостного фильтра: постоянная времени разряда конденсаторов $\tau_p = R_n C_{\text{общ}}$, участвующих в формировании выходного напряжения должна быть как минимум на порядок больше, чем период пульсации выходного напряжения. Учитывая, что $1/C_{\text{общ}} = 1/C_1 + 1/C_2 + \dots + 1/C_n$, а период пульсации T_n в 2 раза меньше, чем период питающего напряжения сети T_c , и частота сетевого напряжения $f_c = 50$ Гц, можно записать $\tau_p = R_n C_{\text{общ}} \geq 10 T_n = 10/(2f_c)$, отсюда $C_{\text{общ}} = 0,1/R_n$.

Если все емкости, участвующие в формировании выходного напряжения одинаковы, то $C_{\text{общ}} = C_n/n$, мкФ, или окончательно

$$C_1 = C_2 = C_n = (n \cdot 0,1/R_n)10^6.$$

Внешние характеристики умножителей напряжения — крутопадающие. Чем больше коэффициент умножения, тем на меньший ток используется схема. Реальные значения токов нагрузки лежат в пределах, не превышающих десятки миллиампер.

Контрольные вопросы и задачи

- 3.1. Что такое коэффициент пульсации?
- 3.2. Какими параметрами определяется качество напряжения на выходе выпрямителя и на нагрузке. От чего зависит коэффициент пульсации выходного напряжения выпрямителя без фильтра?
- 3.3. Какие типы фильтров используются в выпрямителях?
- 3.4. Что такое коэффициент сглаживания?
- 3.5. *Задача:* чему равен коэффициент пульсации сетевого напряжения?
- 3.6. *Задача:* определить необходимые коэффициенты сглаживания фильтров S_1 и S_2 , стоящих на выходе однофазного мостового выпрямителя ($m = 2$) и трехфазного мостового выпрямителя ($m = 6$), чтобы на нагрузке в обоих случаях коэффициент пульсации $q = 1\%$.
- 3.7. *Задача:* простой индуктивный фильтр на выходе однофазного мостового выпрямителя должен обеспечить коэффициент пульсации на нагрузке не более 1% , если $U_n = 12$ В, $R_n = 60$ — 120 Ом. Определить необходимые значения индуктивности L и частоты пульсации напряжения на нагрузке.
- 3.8. *Задача:* на выходе фильтра нулевого однофазного неуправляемого выпрямителя при $U_n = 26$ В коэффициент пульсаций $q_n = 0,01$, $R_n = 100$ Ом. Найти индуктивность реактора LC -фильтра, если $C = 1000$ мкФ.

- 3.9. *Задача:* на выходе мостового однофазного неуправляемого выпрямителя включен LC -фильтр. Определить, при каком максимальном значении $R_{\text{н}}$ начинается режим прерывистого тока, если $L = 185,5$ мГн.
- 3.10. *Задача:* на выходе однофазного мостового неуправляемого выпрямителя включен RC -фильтр. Определить необходимое значение емкости C фильтра, обеспечивающего $q_{\text{н}} = 1\%$, если потеря напряжения при сопротивлении $R_{\text{ф}} = 200$ Ом составляет 10% напряжения на нагрузке.
- 3.11. *Задача:* на выходе мостового однофазного неуправляемого выпрямителя включен LC -фильтр. Ток нагрузки изменяется в пределах $0,1$ — 1 А. Определить значения L и C из условия работы выпрямителя в непрерывном режиме во всем диапазоне изменения тока нагрузки при $q_{\text{н}} = 1\%$ и $U_{\text{н}} = 26$ В.
- 3.12. Как различные типы фильтров влияют на работу выпрямителя?
- 3.13. Что такое внешняя характеристика выпрямителя и как наличие различных фильтров влияет на ее ход?
- 3.14. *Задача:* однофазный выпрямитель работает в режиме зарядки аккумулятора (см. рис. 3.7). Определить необходимое значение сопротивления $r_{\text{п}}$, чтобы максимальное значение тока нагрузки не превышало 6 А. Определить угол отсечки θ и параметры вентиляей $I_{\text{а}}$, $I_{\text{а max}}$ и $U_{\text{а.к max}}$, которые должны быть, если $E_2 = 17,02$ В.
- 3.15. Почему при использовании емкостного фильтра значение напряжения и пульсации на нагрузке зависят от значения ее сопротивления?
- 3.16. Какую форму имеет ток, потребляемый из сети, при работе выпрямителя с емкостным фильтром.
- 3.17. Может ли работать выпрямитель с емкостным фильтром, если сопротивление потерь $r_{\text{п}} = 0$?
- 3.18. Для схемы рис. 3.9, работающей в режиме, близком к режиму холостого хода, определить значение напряжения на нагрузке и максимальное значение напряжения, прикладываемого к диоду, если $U_1 = 220$ В; $K_{\text{Т}} = 22$.
- 3.19. Для умножителя напряжения (см. рис. 3.12) определить максимально возможное напряжение на нагрузке, параметры диодов $I_{\text{а}}$ и $U_{\text{а.к max}}$, которые должны быть, если $U_1 = 220$ В; $K_{\text{Т}} = 0,5$; $R_{\text{н}} = 62,2$ кОм.

Глава четвертая

МНОГОФАЗНЫЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

4.1. Трехфазная схема выпрямления с нулевым выводом обмотки трансформатора

Многофазные схемы выпрямления питаются от сети трехфазного переменного напряжения и принимаются в основном в установках средней и большой мощности. Многофазные схемы позволяют решить следующие задачи:

- снизить пульсации выпрямленного напряжения;
- улучшить гармонический состав потребляемого из сети тока;
- уменьшить типовую (расчетную) мощность трансформатора.

Обычно в качестве фильтра в выпрямителях большой мощности используется простой индуктивный фильтр, так как при увеличении частоты пульсации выходного напряжения даже при небольших индуктивностях реактора в цепи нагрузки можно получить заданные коэффициенты пульсации. При анализе многофазных схем так же, как и при анализе однофазных схем, будем считать вентили и трансформатор идеальными (без потерь).

Принципиальная схема выпрямителя приведена на рис. 4.1.

Первичные обмотки трансформатора могут быть соединены как в звезду, так и в треугольник. Вторичные обмотки соединяются только в звезду, так как общая точка вторичной обмотки служит

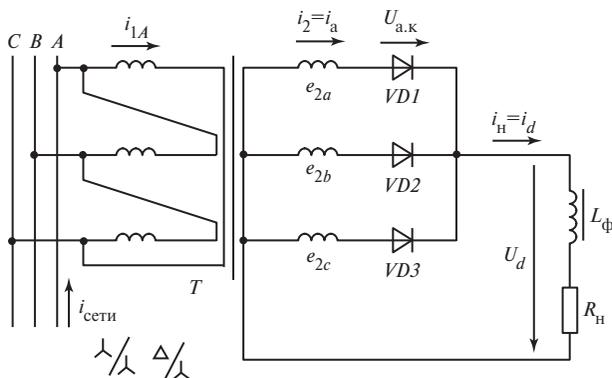


Рис. 4.1

одним из полюсов цепи постоянного тока. К свободным концам вторичных обмоток подключаются вентили, катоды которых (или аноды) соединены и служат другим полюсом выходного напряжения.

Направление включения вентилей определяет полярность выходного напряжения. Выше было показано, что коэффициент пульсации выходного напряжения выпрямителя $q = 2/(m^2 - 1)$. Тогда в трехфазном выпрямителе при $m = 3$ $q = 0,25$. В этом случае даже при небольших индуктивностях, имеющихся в цепи нагрузки, ток нагрузки будет очень хорошо сглажен.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, даны на рис. 4.2. Так, на рис. 4.2, а изображена система трехфазных синусои-

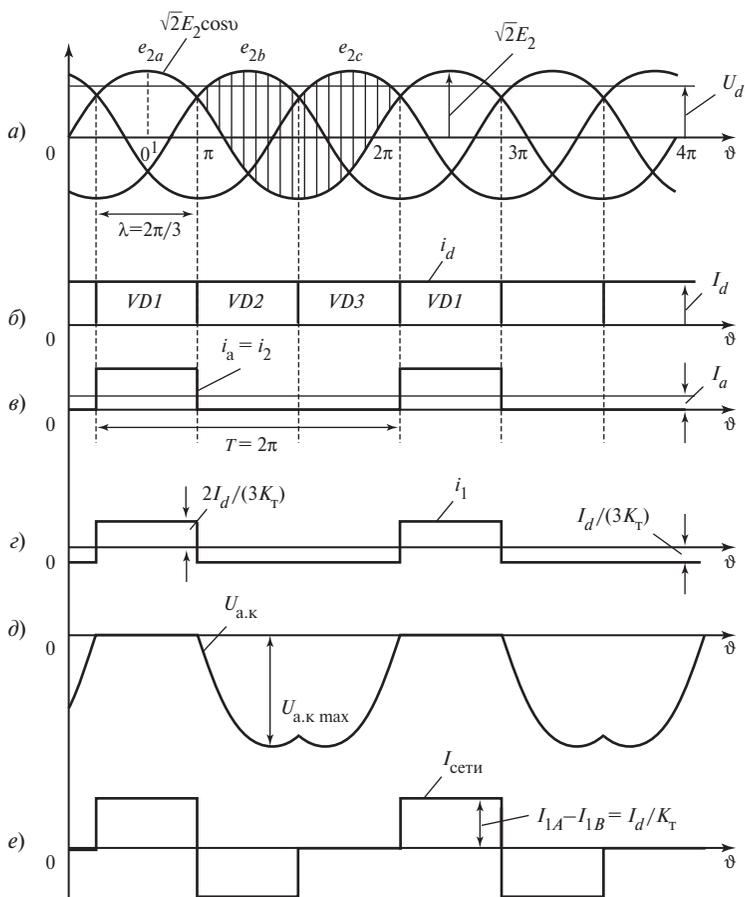


Рис. 4.2

дальных напряжений вторичных обмоток трансформатора, сдвинутых одна относительно другой на угол $2\pi/3$ (или на 120°). Вентили проводят ток поочередно, подключая нагрузку к соответствующей фазе вторичных обмоток трансформатора. Поэтому кривая выходного напряжения выпрямителя u_d состоит из отрезков синусоидальных напряжений e_2 соответствующих фаз. Точки пересечения фазных напряжений называются точками естественного отпирания вентилей. В эти моменты времени ток переходит с одного вентиля на другой. Действительно, правее точки естественного отпирания вентилей две фазы имеют положительное напряжение. Вентиль, подключенный к фазе с большим потенциалом, начинает пропускать ток. Напряжение между анодом и катодом проводящего вентиля близко к нулю, и вентиль, ранее пропускавший ток, запирается, так как на его катод попадает потенциал с более высоким положительным значением через открытый диод проводящей фазы.

При наличии катушки индуктивности в цепи нагрузки ток нагрузки получается сглаженным (рис. 4.2, б).

Таким образом, длительность проводящего состояния каждого вентиля $\lambda = 2\pi/3$, что составляет треть периода питающего напряжения, а частота пульсаций выпрямленного напряжения в 3 раза больше частоты питающего напряжения. Для нахождения среднего значения напряжения на выходе выпрямителя U_d за начало отсчета примем точку $0'$ (рис. 4.2, а):

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} = \frac{3\sqrt{6}E_2}{2\pi} = 1,17E_2, \quad (4.1)$$

где E_2 — действующее значение фазной ЭДС вторичной обмотки трансформатора; $\vartheta = \omega t$; $E_{2 \max} = \sqrt{2}E_2$.

Определив E_2 , рассчитаем необходимый коэффициент трансформации трансформатора $K_T = U_1/E_2$, где U_1 — действующее значение напряжения на первичной обмотке трансформатора.

Для выбора вентилей необходимо найти среднее значение тока диодов I_a и амплитудное значение напряжения на диодах в запертом состоянии $U_{a \max}$. Осциллограммы тока и напряжения на диоде показаны на рис. 4.2, в, д. Используя их, получаем:

$$I_a = \frac{1}{2\pi} = \int_0^{2\pi/3} I_d \, d\vartheta = \frac{I_d}{3}; \quad (4.2)$$

$$I_{a \max} = I_d. \quad (4.3)$$

Напряжение на вентиле зависит от разности потенциалов между анодом и катодом. Например, для диода VDI изменение потенциала анода определяется изменением напряжения фазы e_{2a} по синусоидальному закону, а потенциал всех катодов — изменением потенциала нагрузки, соединенной с общей точкой катодов. Область разности этих потенциалов на рис. 4.2, *a* заштрихована. Таким образом, в открытом состоянии напряжение на вентиле близко к нулю. В закрытом состоянии к вентилю прикладывается разность фазных напряжений (или линейное напряжение). Тогда максимальное значение напряжения на диоде $U_{a.k \max}$ равно максимальному значению линейного напряжения на вторичных обмотках трансформатора:

$$U_{a.k \max} = \sqrt{3} \sqrt{2} E_2 = \frac{\sqrt{6} 2\pi U_d}{3\sqrt{6}} = 2,09 U_d. \quad (4.4)$$

Естественно, что форма тока, протекающего через вентиль и обмотку трансформатора, будет одинаковой, но для выбора сечения провода вторичной обмотки необходимо определить действующее значение этого тока

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_d^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{2\pi}{3}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (4.5)$$

Форма тока в первичной обмотке трансформатора, соединенной по схеме в треугольник, показана на рис. 4.2, *z*. Этот ток будет по форме повторять ток вторичной обмотки трансформатора (с учетом коэффициента трансформации трансформатора), но он не может иметь постоянную составляющую, так как трансформатор не может трансформировать постоянный ток. Тогда для мгновенных значений фазных токов первичной обмотки трансформатора, соединенной в треугольник, справедливы соотношения:

$$i_{1A} = (i_{2a} - I_d/3)/K_T;$$

$$i_{1B} = (i_{2b} - I_d/3)/K_T;$$

$$i_{1C} = (i_{2c} - I_d/3)/K_T,$$

где i_{2a} , i_{2b} , i_{2c} — токи соответствующих фаз вторичных обмоток трансформатора.

Используя временную диаграмму рис. 4.2, ε и мгновенные значения фазных токов, находим:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{2I_d}{3K_T} \right)^2 d\vartheta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{2\pi} \left(-\frac{I_d}{3K_T} \right)^2 d\vartheta \right]} = \frac{I_d}{K_T} \frac{\sqrt{2}}{3}. \quad (4.6)$$

Очевидно, что ток в сети $i_{\text{сети}}$ (например, в линии A , рис. 4.2, e) может быть получен как разность соответствующих токов первичных обмоток трансформатора ($i_{\text{сети}} = i_{1A} - i_{1B}$). Действующее значение этого тока рассчитывается по формуле

$$I_{\text{сети}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{I_d}{K_T} \right)^2 d\vartheta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{2\pi} \left(-\frac{I_d}{K_T} \right)^2 d\vartheta \right]} = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{2}{3}}. \quad (4.7)$$

Типовая мощность трансформатора

$$P_T = \frac{3U_1 I_1 + 3E_2 I_2}{2} = \frac{3K_T \frac{2\pi U_d}{3\sqrt{6}} \frac{I_d}{K_T} \frac{\sqrt{2}}{3} + 3 \frac{2\pi U_d}{3\sqrt{6}} \frac{I_d}{\sqrt{3}}}{2} = 1,35U_d I_d = 1,35P_d. \quad (4.8)$$

Ниже приведены основные расчетные соотношения трехфазного выпрямителя по схеме с нулевым выводом:

Схема с нулевым выводом	
$U_d = 1,17E_2$	$U_{\text{а.к. max}} = 2,09U_d$
$E_2 = 0,855U_d$	$I_2 = I_d / \sqrt{3}$
$I_a = I_d / 3$	$I_1 = I_d \sqrt{2} / (3K_T)$
$I_{\text{а max}} = I_d$	$P_T = 1,35P_d$

При соединении первичных обмоток трансформатора в звезду (рис. 4.3) токи первичных обмоток трансформатора не могут протекать независимо один от другого, как это было при соединении первичных обмоток в треугольник.

Токораспределение в первичных обмотках трансформатора определяется из уравнений магнитодвижущих сил (МДС) для контуров

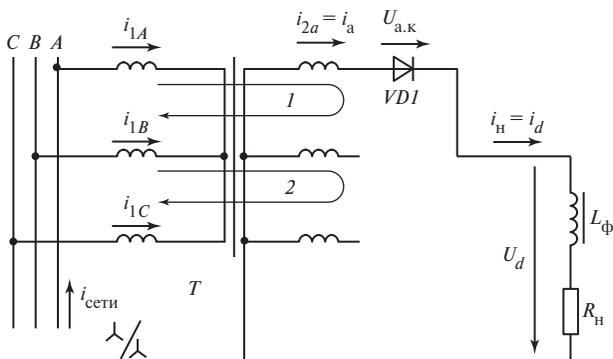


Рис. 4.3

1 и 2 на схеме рис. 4.3 для момента времени, когда ток проводит вентиль фазы e_{2a} :

$$\begin{aligned} i_{1A}w_1 + i_{2a}w_2 - i_{1B}w_1 &= 0; \\ i_{1A}w_1 - i_{1C}w_1 &= 0; \\ i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} &= 0, \end{aligned}$$

где w_1 и w_2 — число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Решая совместно записанные равенства, получаем:

$$\begin{aligned} i_{1A} &= \frac{2}{3K_T} i_{2a}, \\ i_{1B} = i_{1C} &= -\frac{1}{3K_T} i_{2a}, \end{aligned}$$

где $K_T = w_1/w_2$. Отсюда следует что с учетом коэффициента трансформации трансформатора через первичную обмотку фазы, в которой вторичная обмотка пропускает ток, протекает $2/3$ мгновенного значения тока нагрузки. В это же время две другие фазы пропускают по $1/3$ тока нагрузки в обратную сторону. По форме и значению этот ток будет таким же, как и при соединении первичных обмоток трансформатора в треугольник.

Поток вынужденного подмагничивания в выпрямительных схемах. При работе трансформатора на линейную нагрузку МДС первичной и вторичной обмоток трансформатора взаимно уравновешиваются: $I_1w_1 = I_2w_2$.

Рассмотрим работу трансформатора в трехфазной нулевой схеме. На рис. 4.4 изображены временные диаграммы МДС вторичных (рис. 4.4, а, з, ж) и первичных обмоток трансформатора всех трех фаз (рис. 4.4, б, д, з), а также разность МДС в первичных и вторич-

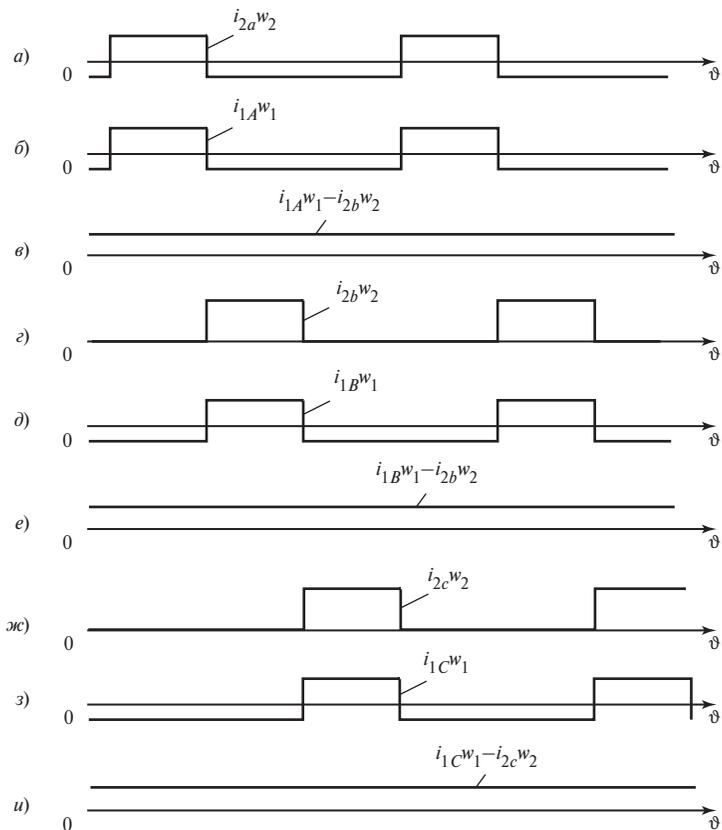


Рис. 4.4

ных обмоток каждой фазы (рис. 4.4, в, е, и). Через вторичную обмотку трансформатора каждой фазы протекает ток, имеющий постоянную составляющую, равную $I_d/3$. В первичную обмотку трансформатора эта постоянная составляющая тока трансформироваться не может.

Следовательно, в каждом стержне магнитопровода трансформатора существует нескомпенсированная однонаправленная постоянная МДС равная

$$i_1 w_1 - i_2 w_2 = \frac{I_w}{3}.$$

Это постоянная МДС смещает точку покоя на кривой намагничивания сердечника в сторону насыщения магнитопровода, что увеличивает намагничивающий ток и может привести к насыщению сердечника магнитопровода, а значит, к сгоранию трансформатора. Наличие постоянной МДС является одним из существенных недос-

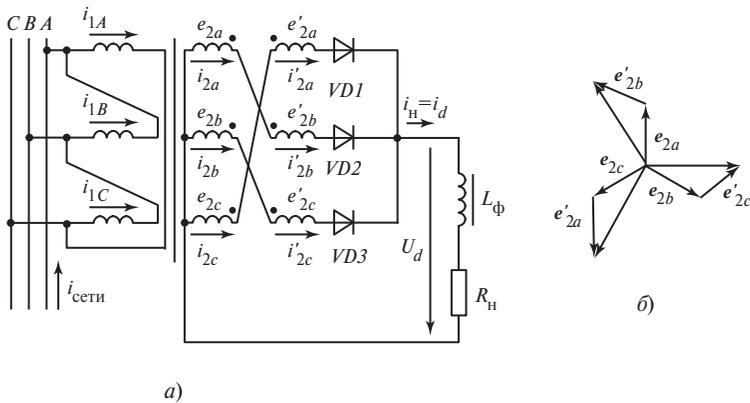


Рис. 4.5

татков трехфазной схемы выпрямления с нулевым выводом, ограничивающим ее применение в установках большой мощности.

Для исключения потока вынужденного намагничивания вторичную обмотку трансформатора в каждой фазе разбивают на две секции и соединяют, как показано на рис. 4.5, а, по схеме зигзаг. Первичная обмотка трансформатора может быть включена как в звезду, так и в треугольник (как показано на схеме). Начало первой секции вторичной обмотки (на схеме отмечено точкой) фазы e_{2a} соединено с началом второй секции вторичной обмотки фазы e'_{2b} . Начало первой секции вторичной обмотки фазы e_{2b} соединено с началом второй секции вторичной обмотки фазы e'_{2c} . Начало первой секции вторичной обмотки фазы e_{2c} соединено с началом второй секции вторичной обмотки фазы e'_{2a} . Система трехфазных напряжений, подводимых к вентилям, формируется как сумма напряжений двух секций вторичных обмоток, принадлежащих разным фазам. Векторная диаграмма системы вторичных напряжений трансформатора показана на рис. 4.5, б. Так же как и в обычной схеме, каждый диод проводит ток на интервале $2\pi/3$, но ток протекает одновременно через две вторичные обмотки, принадлежащие разным фазам.

На временных диаграммах (рис. 4.6, а) показан выпрямленный ток нагрузки I_d и отмечены временные интервалы, на которых проходит ток через ту или иную вторичную обмотку трансформатора.

Так как на каждом стержне магнитопровода расположены две вторичные обмотки, включенные таким образом, что при протекании тока через них возникает разнонаправленный магнитный поток,

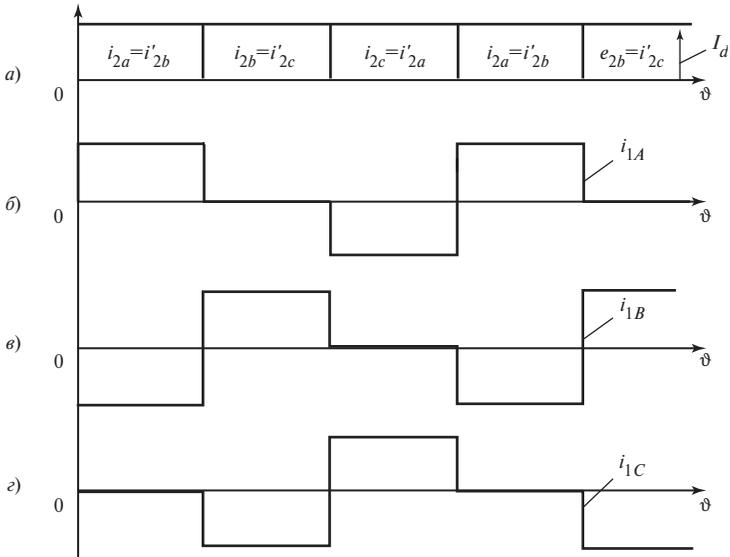


Рис. 4.6

то постоянная составляющая потока в каждом стержне магнитопровода трансформатора (поток вынужденного намагничивания) будет отсутствовать. На рис. 4.6, б—г показаны токи первичных обмоток трансформатора i_{1A} , i_{1B} , i_{1C} . Эти токи трансформируются из вторичных обмоток, принадлежащих одному из стержней, с учетом их направления. Несмотря на то что конструкция трансформатора несколько усложняется, в целом он получается легче, так как нет необходимости увеличивать сечение магнитопровода трансформатора, как в случае, когда поток постоянного намагничивания присутствует.

Очевидно, что при расчете коэффициента трансформации трансформатора необходимо учитывать, что к нагрузке в каждый момент времени прикладывается геометрическая сумма напряжений, индуцируемых на обмотках, принадлежащих разным фазам.

4.2. Шестифазная схема выпрямления с выводом нулевой точки обмотки трансформатора

Анализируемая схема представлена на рис. 4.7, а. На каждом стержне трехфазного трансформатора имеется по одной первичной и две вторичные обмотки. Первичные обмотки могут быть соединены как в звезду, так и в треугольник. Вторичные обмотки образуют шестифазную звезду.

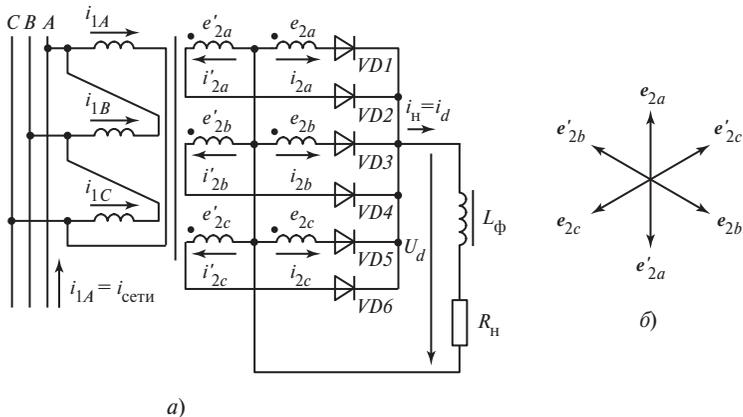


Рис. 4.7

Векторная диаграмма системы шестифазных напряжений, образованная вторичными обмотками трансформатора, показана на рис. 4.7, б. Векторы каждой фазы вторичных напряжений сдвинуты на электрический угол 60° . Нулевая точка звезды образует отрицательный полюс цепи нагрузки. Положительным полюсом служит общая точка катодов диодов. Ток проводит тот вентиль, значение положительного потенциала анода которого выше. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 4.8. Если в цепь нагрузки включен сглаживающий дроссель, то ток нагрузки I_d будет сглажен (рис. 4.8, б) и через каждый вентиль будет проходить ток в течение шестой доли периода $\lambda = 2\pi/6$ (рис. 4.8, в). Тогда среднее значение тока каждого вентиля будет в 6 раз меньше тока нагрузки:

$$I_a = I_d/6. \quad (4.9)$$

При закрытом состоянии вентиля к нему прикладывается межфазное напряжение через проводящий диод (рис. 4.8, з).

Очевидно, что максимальное напряжение будет прикладываться к закрытому вентилю, когда ток проводит вентиль, подключенный к обмотке трансформатора, находящейся на том же стержне (напряжение которой находится в противофазе):

$$U_{a.k \max} = 2\sqrt{2}E_2 = 2,09U_d. \quad (4.10)$$

Как следует из временной диаграммы (рис. 4.8, а), к нагрузке через открытый диод прикладывается фазное напряжение в течение шестой доли периода.

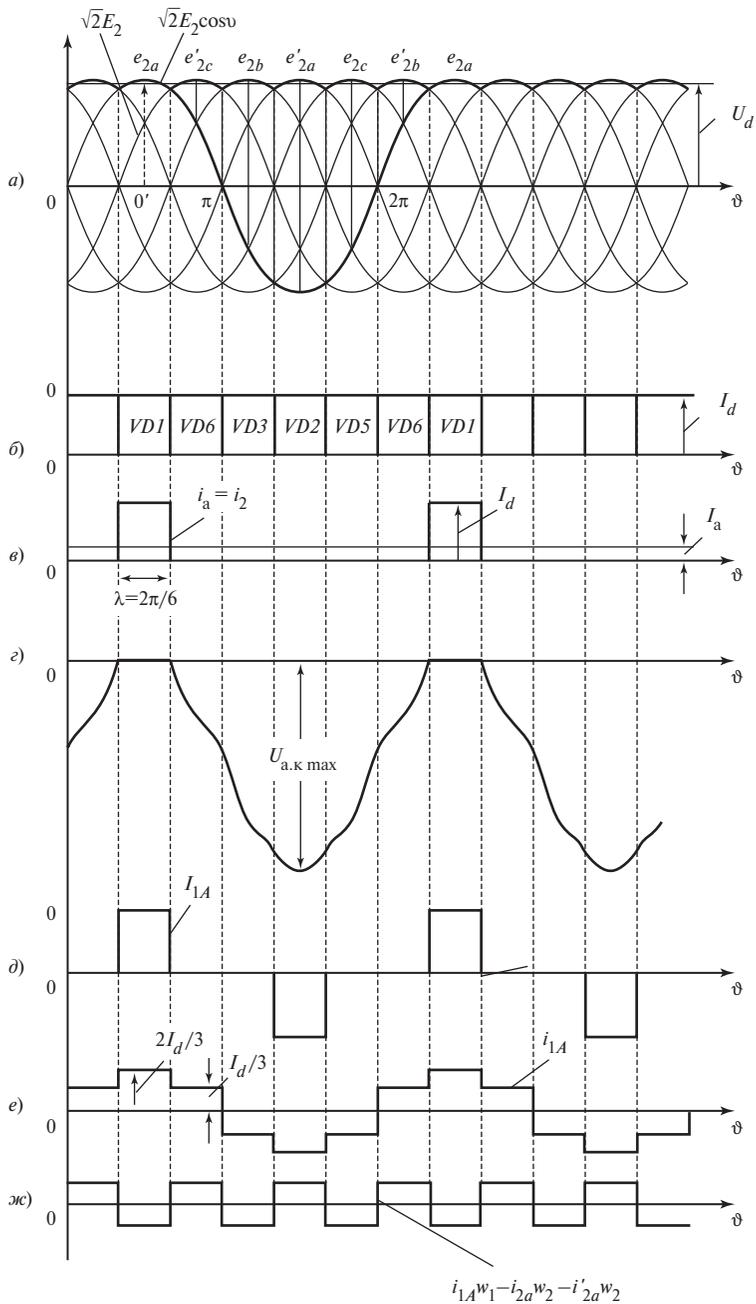


Рис. 4.8

Значит, выходное напряжение будет иметь шестикратные пульсации и его среднее значение можно вычислить по формуле

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{6}}{\pi/6} = 1,35E_2. \quad (4.11)$$

Коэффициент пульсации напряжения на нагрузке по первой гармонике определяется соотношением $q_1 = U_{1\max}/U_d = 2/(m^2 - 1) = 2/35 = 5,7\%$. Временная диаграмма тока вторичной обмотки трансформатора такая же, как и диаграмма тока вентиляей, так как диоды включены последовательно с вторичными обмотками трансформатора (рис. 4.8, в). Тогда действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора рассчитывается по формуле

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 \, d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{6}}. \quad (4.12)$$

Первичная обмотка трансформатора в анализируемой схеме может быть соединена как в звезду, так и в треугольник. Если первичная обмотка включена в треугольник, то ток в этой обмотке может протекать независимо от тока первичных обмоток других фаз, так как каждая обмотка подключена к межфазному (линейному) напряжению сети. Вторичный ток обмоток, находящихся на одном стержне, трансформируется в первичную обмотку с учетом коэффициента трансформации трансформатора. Если на вторичной стороне имеются две обмотки, которые создают магнитный поток, направленный в разные стороны, то первичный ток будет иметь форму, показанную на рис. 4.8, д и постоянный поток подмагничивания будет отсутствовать. Действующее значение тока первичной обмотки определяется выражением

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{I_d^2}{K_T} \, d\vartheta} = \frac{I_d}{K_T \sqrt{3}}. \quad (4.13)$$

При анализе трехфазной схемы с нулевым выводом и соединении первичной обмотки трансформатора в звезду было показано, что в первичной обмотке одной из фаз ток не может протекать независимо от первичных токов других фаз. Токораспределение подчиняется следующему соотношению:

$$i_{1A} = \frac{2}{3K_T} i_{2a};$$

$$i_{1B} = i_{1C} = -\frac{1}{3K_T} i_{2a}.$$

Так как мгновенное значение тока вторичной обмотки равно току нагрузки I_d , то

$$i_{1A} = \frac{2}{3K_T} I_d;$$

$$i_{1B} = i_{1C} = -\frac{1}{3K_T} I_d.$$

Используя приведенные соотношения, на рис. 4.8, *е* строим осциллограмму тока одной из первичных обмоток трансформатора.

На рис. 4.8, *ж* приведена временная диаграмма разности МДС, принадлежащих обмоткам, находящимся на одном из стержней магнитопровода: $i_{1A}w_1 - i_{2a}w_2 - i'_{2a}w_2$. Для простоты анализа можно считать, что все обмотки имеют одинаковое число витков. Если построить подобные диаграммы для других фаз, то они будут иметь точно такой же вид. А это значит, что при соединении первичной обмотки трансформатора в звезду, в магнитопроводе трансформатора возникает переменный поток вынужденного намагничивания, имеющий тройную частоту по отношению к частоте питающего напряжения. Магнитные потоки вынужденного намагничивания замыкаются частично по магнитопроводу, частично по воздуху и металлической арматуре трансформатора. В этом случае магнитопровод трансформатора перемагничивается с тройной частотой, растут потери в стали магнитопровода и арматуры, вызывая их нагрев. Расчетная мощность трансформатора определяется из следующего соотношения:

$$P_T = \frac{3P_1 + 6P_2}{2} = \frac{3K_T \frac{I_d}{\sqrt{3}} \frac{U_d}{1,35K_T} + 6 \frac{I_d}{\sqrt{6}} \frac{U_d}{1,35}}{2} = 1,28P_d. \quad (4.14)$$

Основные расчетные соотношения шестифазного выпрямителя по схеме с нулевым выводом приведены ниже

Шестифазная схема с нулевым выводом	
$U_d = 1,35E_2$	$U_{a.k \max} = 2,09U_d$
$E_2 = 0,64U_d$	$I_2 = I_d/\sqrt{6}$
$I_a = I_d/6$	$I_1 = I_d/\sqrt{6}$
$I_{a \max} = I_d$	$P_T = 1,55P_d$

Повышенная расчетная мощность трансформатора, плохое использование вентилей (большая амплитуда тока при малой длительности проводящего состояния), наличие пульсирующего потока вынужденного намагничивания при соединении первичной обмотки трансформатора в звезду ограничивают практическое использование этой схемы.

4.3. Трехфазная мостовая схема выпрямления (схема Ларионова)

Принципиальная схема и временные диаграммы, поясняющие ее работу, показаны на рис. 4.9 и 4.10. Первичные и вторичные обмотки трансформатора могут быть соединены в любой комбинации: в треугольник или звезду. Принципиально схема может работать и без трансформатора.

Вентили разбиты на две группы:

катодная группа, у которой соединены катоды ($VD1, VD3, VD5$);

анодная группа, у которой соединены аноды ($VD2, VD4, VD6$).

Общие точки вентилей двух групп соединены с источником питания (в рассматриваемой схеме с вторичными обмотками трансформатора).

В каждый момент времени ток будет проводить тот вентиль, потенциал анода которого будет максимальным (в катодной группе) или потенциал катода которого будет минимальным (в анодной группе). Поэтому мгновенное значение напряжения на выходе выпрямителя определяется значением линейного напряжения фаз, подключенных к нагрузке в данный момент времени через открытые вентили. На временной диаграмме рис. 4.10, *a* показана очередность проводящего состояния вентилей.

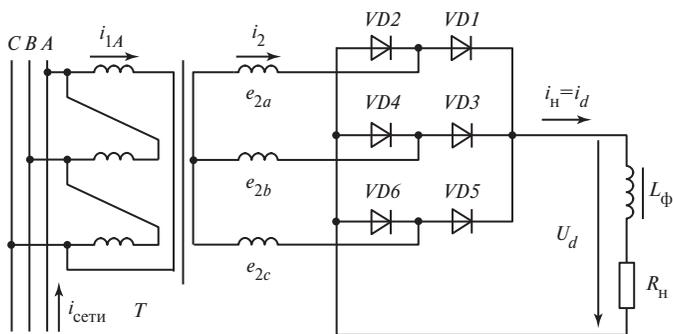


Рис. 4.9

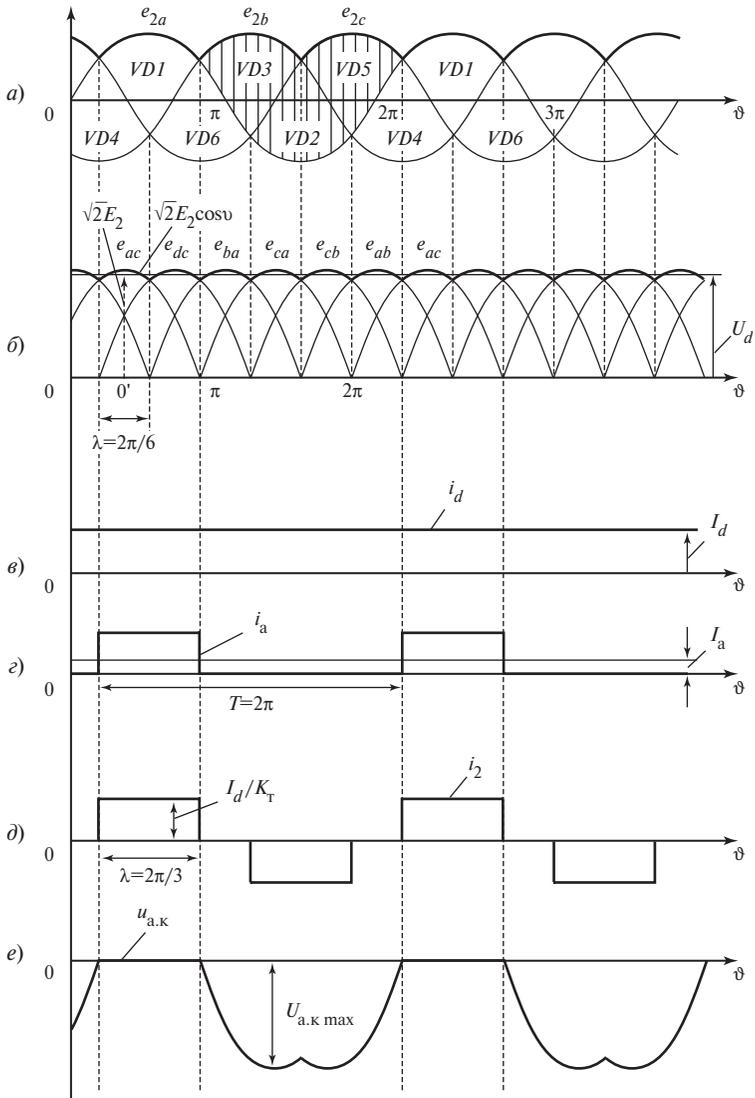


Рис. 4.10

В каждый момент времени ток проводят два вентиля, соединяющих две различные фазы (ab , ac , bc , ba , ca и т.д.). Из временных диаграмм рис. 4.10, б следует, что среднее значение напряжения на выходе выпрямителя

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}\sqrt{3}E_2 \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_2 = 2,34E_2. \quad (4.15)$$

При шестикратной пульсации выходного напряжения $q = 2/35 = 5,7\%$, даже при небольшой индуктивности в цепи нагрузки ток в нагрузке получается хорошо сглаженным (рис. 4.10, в). При этом ток вентиля протекает третью часть периода питающего напряжения с амплитудой, равной I_d (рис. 4.10, з). Тогда среднее значение тока вентиля определится соотношением

$$I_a = I_d/3. \quad (4.16)$$

К закрытому вентилю всегда будет прикладываться линейное напряжение. Например, если ток проводит вентиль $VD1$, то к катоду закрытого вентиля $VD3$ будет прикладываться положительный потенциал фазы a_{2a} более высокого значения через открытый диод $VD1$, т.е. линейное напряжение U_{ab} (рис. 4.10, е). Тогда

$$U_{a.k \max} = \sqrt{2}\sqrt{3}E_2 = 1,045U_d. \quad (4.17)$$

К каждой фазе вторичной обмотки трансформатора подсоединено два вентиля, определяющих разностороннее прохождение тока через вторичную, а значит, и первичную обмотки трансформатора (рис. 4.10, д). Отсутствие постоянной составляющей тока во вторичной обмотке трансформатора объясняет отсутствие постоянного потока намагничивания в магнитопроводе.

Используя временные диаграммы токов i_2 и i_1 , находим действующее значение этих токов (рис. 4.10, д):

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} 2 \int_0^{2\pi/3} I_d^2 \, d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad (4.18)$$

$$I_1 = \frac{I_2}{K_T} = \frac{1}{K_T} I_d \sqrt{\frac{2}{3}}. \quad (4.19)$$

Расчетная мощность трансформатора вычисляется по формуле

$$P_{\tau} = \frac{3U_1I_1 + 3E_2I_2}{2} = \frac{3K_{\tau} \frac{U_d}{2,34} \frac{1}{K_{\tau}} I_d \sqrt{\frac{2}{3}} + 3 \frac{U_d}{2,34} I_d \sqrt{\frac{2}{3}}}{2} = 1,045P_d. \quad (4.20)$$

Ниже приведены основные расчетные соотношения для трехфазной мостовой схемы Ларионова:

Трехфазная мостовая схема Ларионова	
$U_d = 2,34E_2$	$U_{a.k \max} = 1,045U_d$
$E_2 = 0,43U_d$	$I_2 = I_d \sqrt{2/3}$
$I_a = I_d/3$	$I_1 = I_d \sqrt{2/3} / K_{\tau}$
$I_{a \max} = I_d$	$P_{\tau} = 1,045P_d$

Сравнивая рассматриваемую схему с трехфазной схемой с нулевым выводом, видим следующие преимущества:

лучшее использование трансформатора, так как его типовая мощность меньше;

отсутствие потока вынужденного намагничивания;

наличие возможности работы схемы без трансформатора.

Все это предопределяет использование схемы в установках средней и большой мощности.

4.4. Эквивалентные многофазные схемы

4.4.1. Принцип построения эквивалентных многофазных схем

Повышение кратности пульсации схемы по выходному напряжению возможно путем включения последовательно или параллельно двух выпрямительных блоков. Напряжения питания этих блоков, а значит, и мгновенные значения их выходного напряжения должны иметь определенный фазовый сдвиг ψ . Например, при использовании двух трехфазных выпрямителей ($m = 3$) период пульсации выходного напряжения T равен $2\pi/3$ или электрическому углу 120° (рис. 4.11, а, б).

Если питающие напряжения этих двух выпрямителей сдвинуть одно относительно другого на угол $\psi = T/2 = \pi/3$, то в результате сложения выходных напряжений (что получается при последовательном включении двух выпрямительных блоков) частота пульсаций напряжения на нагрузке увеличивается в 2 раза (рис. 4.11, в).

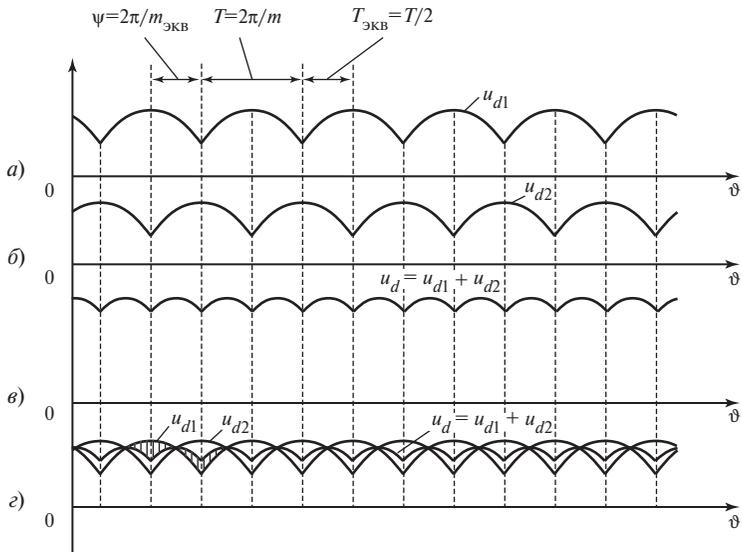


Рис. 4.11

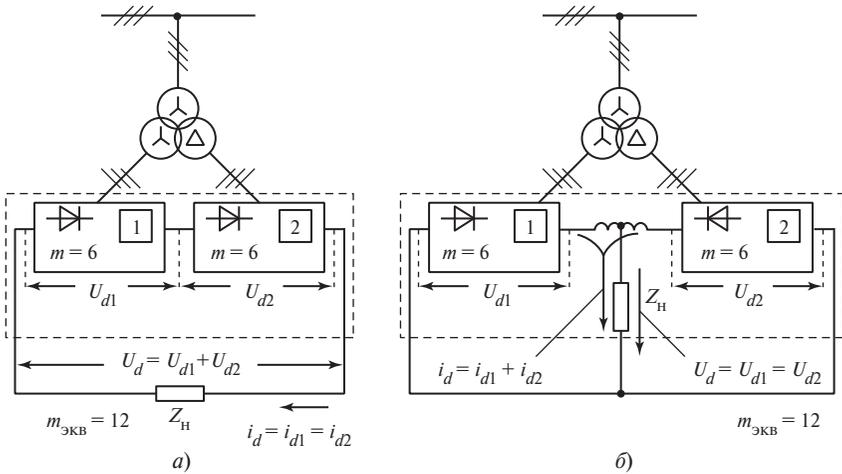


Рис. 4.12

Эквивалентная двенадцатифазная схема выпрямления показана на рис. 4.12. На схеме трехфазные линии электропередачи и трехфазные соединения внутри схемы для простоты показаны в виде одной трижды перечеркнутой линии. Два шестифазных выпрямителя ($m = 6$), собранных по трехфазной мостовой схеме, по выходу включены последо-

вательно и работают на общую нагрузку. Для повышения частоты пульсации выходного напряжения в 2 раза т.е. для получения $m_{\text{экв}} = 12$ эти выпрямительные блоки должны работать с фазовым сдвигом $\psi = 2\pi/12$. Необходимый фазовый сдвиг может быть получен при использовании трансформатора с двумя группами вторичных обмоток, каждая из которых питает исходную схему с шестикратной пульсацией (шестипульсную) (рис. 4.12, а).

Если одну из групп вторичных обмоток трансформатора соединить в звезду, а вторую — в треугольник, то между их трехфазными системами напряжений (линейным и фазным напряжением) будет существовать фазовый сдвиг на электрический угол 30° . Мгновенные значения выходных напряжений двух выпрямительных блоков будут иметь такой же фазовый сдвиг. Таким образом, на выходе последовательно включенных выпрямительных блоков напряжение будет пульсировать с удвоенной частотой, т.е. мы получаем эквивалентную двенадцатифазную схему ($m_{\text{экв}} = 12$). Кроме того, при последовательном (по отношению к нагрузке) включении выпрямительных блоков выходное напряжение повышается в 2 раза при неизменном допустимом напряжении на вентилях.

При параллельном включении составляющих выпрямительных блоков (рис. 4.12, б) допустимый ток в нагрузке повышается в 2 раза при неизменном допустимом токе вентилях одного выпрямительного блока. Однако при соединении параллельно двух выпрямительных блоков, питающихся напряжениями, имеющими фазовый сдвиг, мгновенные значения выходных напряжений каждого выпрямительного блока будут отличаться (см. рис. 4.11, з), что вызовет появление ничем не ограниченных уравнильных токов между выпрямителями. Поэтому при параллельном включении выпрямителей между ними необходимо ставить уравнильный реактор (катушку индуктивности с выводом средней точки, в которую подключается один из полюсов нагрузки). Для постоянной составляющей тока реактор не имеет никакого сопротивления, тогда как для переменной составляющей уравнильного тока индуктивное сопротивление реактора станет ограничителем.

При расчете эквивалентных многофазных схем необходимо учитывать следующее обстоятельство: для получения симметричной кривой выходного напряжения напряжения питания выпрямителей должны быть одинаковыми. Поэтому число витков вторичных обмоток трансформатора, соединенных в звезду должно быть в $\sqrt{3}$ раз меньше, чем число витков в обмотках, соединенных в треугольник.

На рис. 4.13 показана эквивалентная двадцатичетырехфазная схема, состоящая из двух эквивалентных двенадцатифазных схем, рассмотренных выше. Между двенадцатифазными блоками необходимо создать фазовый сдвиг на угол $\psi = 2\pi/m_{\text{экв}} = 360/24 = 15^\circ$.

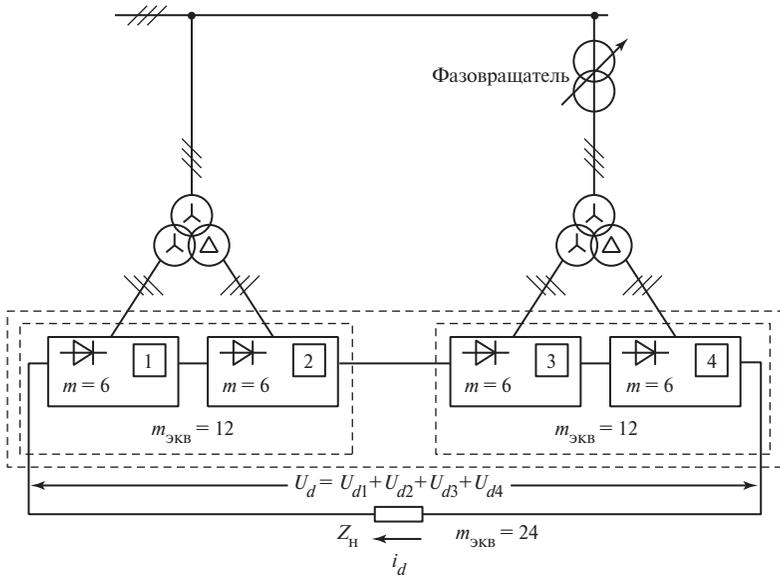


Рис. 4.13

4.4.2. Способы реализации фазового сдвига между системами трехфазных напряжений при построении эквивалентных многофазных схем

Использование статического фазовращателя. Статический фазовращатель представляет собой электрическую машину с заторможенным ротором. Положение ротора относительно статора может изменяться с помощью механической системы. К трехфазным обмоткам статора подводится трехфазное напряжение. В обмотки ротора трансформируется трехфазное напряжение, фазовый сдвиг которого определяется пространственным положением ротора относительно статора. Изменяя положение ротора относительно статора, можно получить необходимый фазовый сдвиг между системами трехфазных напряжений.

Соединение обмоток трансформатора по схеме зигзаг. Принципиальная схема и векторная диаграмма, поясняющая ее работу приведены на рис. 4.14.

Очевидно, что векторная диаграмма напряжений e_A, e_B, e_C будет совпадать с векторной диаграммой напряжений e_{2a}, e_{2b}, e_{2c} и фазовый сдвиг между фазными напряжениями соответствующих фаз будет отсутствовать. Каждая фаза суммарного вторичного напряжения получается как сумма векторов напряжений соседних фаз. Изме-

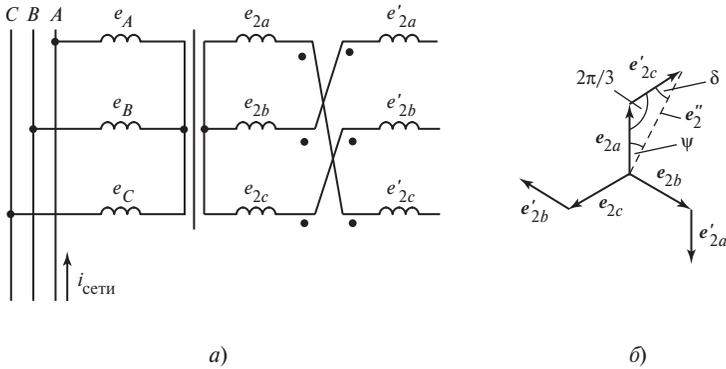


Рис. 4.14

няя число витков в одной из секций вторичных обмоток трансформатора, можно изменять угол ψ между системой трехфазных напряжений на первичной обмотке трансформатора и системой суммарных трехфазных напряжений вторичных обмоток трансформатора.

Рассмотрим треугольник на векторной диаграмме рис. 4.14, б, сторонами которого являются векторы напряжений e_{2a} и e_{2b} , угол

$$\delta = \pi - \frac{2\pi}{3} - \psi.$$

Учитывая, что каждый вектор равен амплитудному значению напряжения на соответствующей обмотке трансформатора ($\sqrt{2}E_2$ и $\sqrt{2}E'_2$), имеем $\sqrt{2}E_2 \sin \psi = \sqrt{2}E'_2 \sin \delta$, отсюда

$$\frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{2}E'_2} = \frac{\sin \delta}{\sin \psi} = \frac{\sin(\pi/3 - \psi)}{\sin \psi} = \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} \psi - 1}{2}. \quad (4.21)$$

Полученная формула дает возможность найти соотношение напряжений и коэффициентов трансформации (соотношение числа витков секций вторичных обмоток) трансформатора для получения необходимого угла сдвига ψ между первичным и общим вторичным напряжением фазосдвигающего трансформатора.

Суммарное напряжение вторичной обмотки трансформатора

$$\sqrt{2}E''_2 = \sqrt{2}E_2 \cos \psi + \sqrt{2}E'_2 \cos \delta = \sqrt{2}E_2 \cos \psi + \sqrt{2}E'_2 \cos(\pi/3 - \psi).$$

Отсюда получаем

$$\begin{aligned} E''_2 &= \frac{\sqrt{2}[E_2 \cos \psi + E_2 \sin \psi \cos(\pi/3 - \psi)]}{\sqrt{2} \sin(\pi/3 - \psi)} = \\ &= E_2[\cos \psi + \sin \psi \operatorname{ctg}(\pi/3 - \psi)]. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Если фазосмещатель должен изменять только фазу между первичным и вторичным напряжением без изменения его значения, то $U_1 = E_2'$ и

$$K_T = \frac{U_1}{E_2''} = \frac{1}{\cos\psi + \sin\psi \operatorname{ctg}(\pi/3 - \psi)}. \quad (4.23)$$

Соединение обмоток трансформатора по схеме открытого треугольника. Схема соединений обмоток трансформатора и векторная диаграмма, поясняющая работу схемы, приведены на рис. 4.15.

Как видно на схеме, вторичные обмотки трансформатора имеют отпайки в точках a' , b' и c' . Эти части вторичных обмоток соединены таким образом, что образуют малый треугольник с амплитудой напряжения $\sqrt{2}E_2'$, тогда как амплитуда напряжения на всей вторичной обмотке равна $\sqrt{2}E_2$. Необходимый угол $\psi = 2\pi/m_{\text{экв}}$ для построения эквивалентной многофазной схемы образуется между линейными напряжениями первичных (например, U_{AB}) и линейными напряжениями вторичных (E_{ab}) обмоток трансформатора.

Из геометрических построений на векторной диаграмме рис. 4.15, б следует:

$$\begin{aligned} \varphi &= \theta - \psi = \pi/6 - \psi, \\ \delta &= \pi - 2\pi/3 - \varphi = \pi/6 + \psi. \end{aligned}$$

Найдем необходимый коэффициент отпайки для получения заданного угла ψ :

$$K_{\text{опт}} = \frac{\sqrt{2}E_2'}{\sqrt{2}E_2} = \frac{b'a'}{b'a} = \frac{b'a - a'a}{b'a} = \frac{b'a - b'b}{b'a} = 1 - \frac{b'b}{b'a}.$$

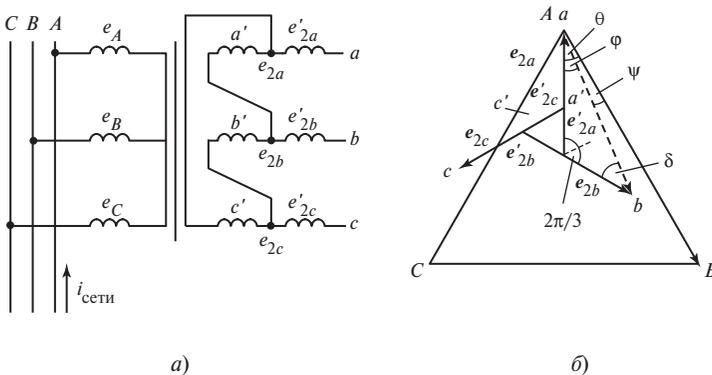


Рис. 4.15

Учитывая, что

$$b'a \sin \varphi = b'b \sin \delta \quad \text{или} \quad b'a \sin(\pi/6 - \psi) = b'b \sin(\pi/6 + \psi),$$

окончательно получаем

$$K_{\text{отп}} = 1 - \frac{\sin(\pi/6 - \psi)}{\sin(\pi/6 + \psi)}. \quad (4.24)$$

Если $\psi = 0$, то $K_{\text{отп}} = 0$. Если $\psi = \pi/6$, то $K_{\text{отп}} = 1$.

Найдем значение вектора выходного линейного напряжения

$$\begin{aligned} \sqrt{2}E_{ab} &= (b'a) \cos \varphi + (b'b) \cos \delta = (b'a) \cos \varphi + (c'b - c'b') \cos \delta = \\ &= (b'a) \cos \varphi + (b'a - b'a K_{\text{отп}}) \cos \delta = \\ &= \sqrt{2}E_2 [\cos(\pi/6 - \psi) + (1 - K_{\text{отп}}) \cos(\pi/6 + \psi)]. \end{aligned}$$

Отсюда

$$K_T = \frac{U_1}{E_2} = \frac{U_1}{E_{ab}} [\cos(\pi/6 - \psi) + (1 - K_{\text{отп}}) \cos(\pi/6 + \psi)]. \quad (4.25)$$

Из полученного выражения видно, что при $\psi = 0$ $K_{\text{отп}} = 0$, тогда

$$K_T = \frac{U_1}{E_2} = \frac{U_1}{E_{ab}/\sqrt{3}}.$$

Таким образом, при реализации фазового сдвига в эквивалентных многофазных схемах с помощью схемы открытого треугольника значение угла сдвига ψ определяется выбором необходимого коэффициента отпайки $K_{\text{отп}}$, тогда как равенство напряжений питания выпрямительных блоков достигается с помощью выбора необходимого коэффициента трансформации K_T .

4.5. Выпрямитель по схеме две обратные звезды с уравнительным реактором

Рассматриваемая схема является эквивалентной шестифазной схемой. Схема состоит из двух трехфазных схем с нулевым выводом, включенных параллельно через уравнительный реактор и работающих на общую нагрузку (рис. 4.16).

Необходимый фазовый сдвиг $\psi = 2\pi/m_{\text{эКВ}} = 2\pi/6$ между двумя трехфазными системами напряжений получается за счет размещения на одном магнитопроводе двух секций трехфазных обмоток, включенных встречно.

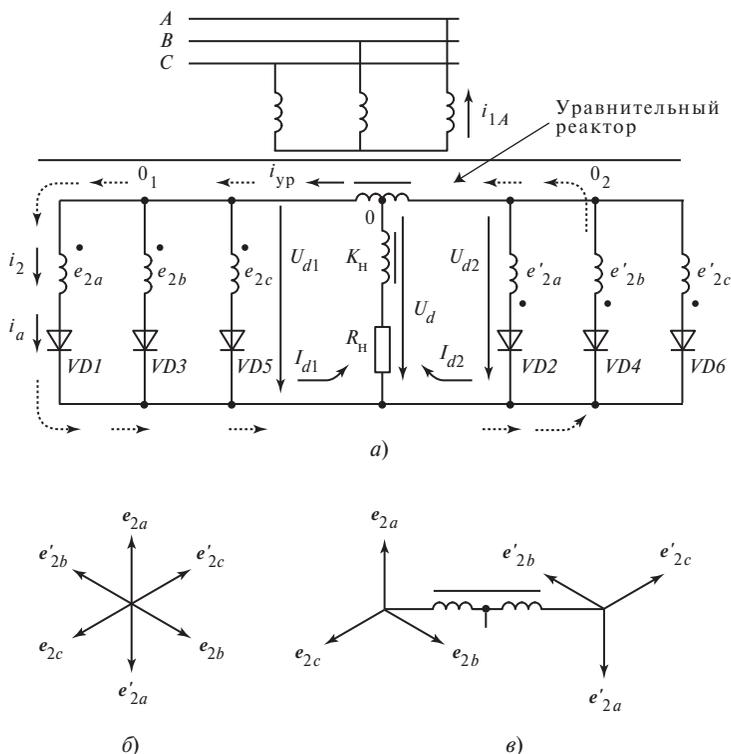


Рис. 4.16

Таким образом, при подключении вентилей к каждой группе трехфазных обмоток, получаем две схемы трехфазных выпрямителей с одинаковым средним значением выходного напряжения, но мгновенные значения выходного напряжения обеих групп будут сдвинуты на угол $\psi = 60^\circ$ (рис. 4.17, а). Два трехфазных выпрямителя работают параллельно на общую нагрузку. Разность мгновенных значений выходных напряжений каждой схемы прикладывается к уравнительному реактору (УР), представляющему собой реактор с выводом средней точки. Он включается между нулевыми точками 0_1 и 0_2 двух групп обмоток трансформатора (см. рис. 4.16, а) или между общими точками групп вентилей каждого выпрямителя. Этот вывод служит одним из полюсов выходного напряжения выпрямителя. Общая точка диодов становится другим полюсом выходного напряжения (как показано на схеме рис. 4.16, а). Такое включение реактора позволяет двум трехфазным выпрямителям работать параллельно.

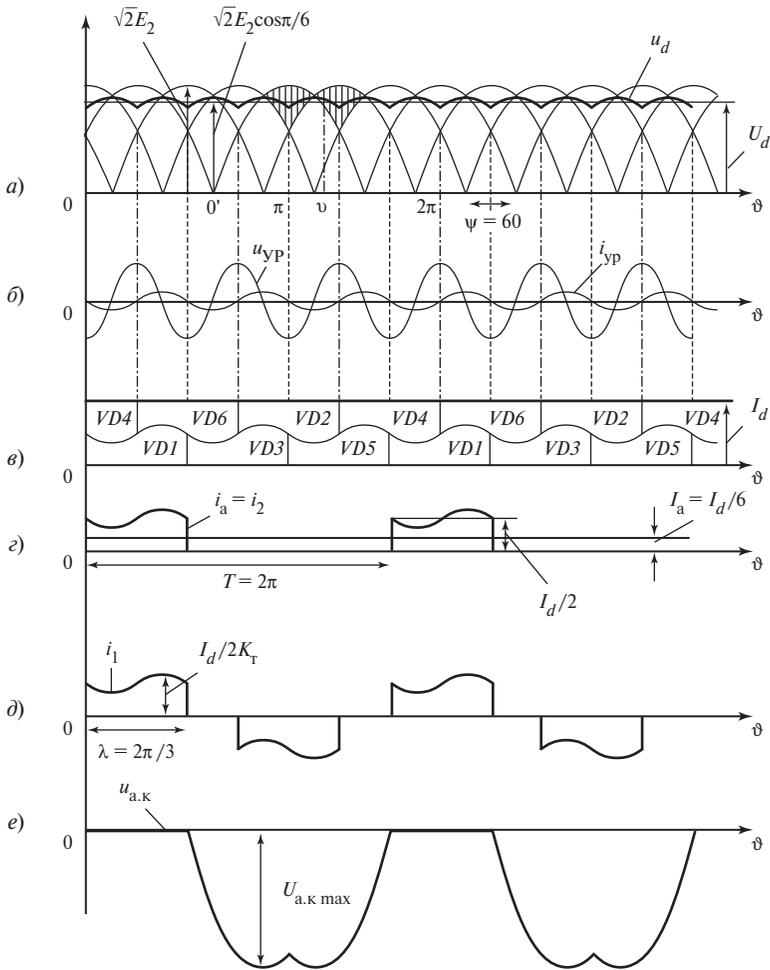


Рис. 4.17

Если реактор убрать и соединить точки 0_1 и 0_2 , то схема превратится в шестифазную схему с нулевым выводом, рассмотренную ранее. Поэтому при работе выпрямителя в режиме, близком к режиму холостого хода, выходное напряжение определяется зависимостью $U_d = 1,35E_2$. По мере роста тока нагрузки и тока УР дроссель заставляет работать оба выпрямителя параллельно. Векторные диаграммы фазных напряжений без УР и с УР показаны на рис. 4.16, б и в.

Очевидно, что к УР будет прикладываться разность мгновенных значений напряжений U_{d1} и U_{d2} (заштрихованные ординаты, показанные на рис. 4.17, а). В этом случае мгновенное значение выходного напряжения u_d будет формироваться как разность мгновенных значений фазных напряжений и мгновенных значений напряжений на полуобмотке реактора. Так, для момента времени, соответствующего ϑ_1 , мгновенное значение напряжения на реакторе $u_{yp} = e_{2c} - e'_{2a}$.

Тогда на полуобмотке реактора $u_{yp}/2 = (e_{2c} - e'_{2a})/2$. Мгновенное значение напряжения на нагрузке для момента времени, соответствующего ϑ_1 , $u_d = e_{2c} - (e_{2c} - e'_{2a})/2 = (e_{2c} + e'_{2a})/2$.

Изменение мгновенного значения напряжения на нагрузке u_d показано на рис. 4.17, а жирной кривой.

Из временной диаграммы видно, что напряжение на нагрузке пульсирует с шестикратной частотой по отношению к частоте сетевого напряжения.

Среднее значение выходного напряжения

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \sqrt{2}E_2 \cos \frac{\pi}{6} \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{6\sqrt{6}}{4\pi} E_2 = 1,17E_2, \quad (4.26)$$

где $\sqrt{2}E_2 \cos \frac{\pi}{6}$ — максимальное значение напряжения на нагрузке.

В результате получаем такое же соотношение, как и для трехфазной схемы с нулевым выводом.

Среднее значение тока нагрузки является суммой средних значений токов каждой составляющей схемы: $I_d = I_{d1} + I_{d2}$, но каждый вентиль трехфазной схемы проводит ток в течение третьей части периода. Тогда среднее значение тока каждого вентиля

$$I_a = \frac{I_d}{3 \cdot 2} = \frac{I_d}{6}. \quad (4.27)$$

Временные диаграммы тока нагрузки i_d , выходных токов каждого из выпрямителей i_{d1} и i_{d2} , а также ток одного из вентилях i_a показаны на рис. 4.17, в, г.

Максимальное значение напряжения на диоде $U_{a.k \max}$, как уже определялось при анализе трехфазного выпрямителя по схеме с нулевым выводом, равно максимальному значению линейного напряжения на вторичных обмотках трансформатора:

$$U_{a.k \max} = \sqrt{3} \sqrt{2} E_2 = \frac{\sqrt{6} \cdot 2\pi U_d}{3\sqrt{6}} = 2,09 U_d. \quad (4.28)$$

Изменение напряжения на уравнительном реакторе $u_{ур}$ и переменная составляющая тока (уравнительного тока $i_{ур}$) показаны на рис. 4.17, б.

Как отмечалось выше, напряжение на УР является разностью мгновенных значений фазных напряжений (заштрихованные участки на рис. 4.17, а). Это напряжение изменяется по синусоидальному закону с трехкратной частотой по отношению к питающему напряжению. Из временных диаграмм следует

$$U_{ур \max} = \sqrt{2} E_2 - \sqrt{2} E_2 \sin 30^\circ = 0,5 \sqrt{2} E_2. \quad (4.29)$$

Под действием этого напряжения протекает уравнительный ток, значение которого ограничено индуктивным сопротивлением реактора (на схеме контур этого тока показан стрелками). В контур этого тока не входит нагрузка. Уравнительный ток отстает от напряжения на реакторе на угол $\pi/2$ и его амплитуда

$$I_{ур \max} = U_{ур \max} / X_{ур} = 0,5 \sqrt{2} E_2 / (6\pi f_c L_{ур}), \quad (4.30)$$

где f_c — частота питающего (сетевого) напряжения; $X_{ур}$ — индуктивное сопротивление УР; $L_{ур}$ — индуктивность реактора.

Этот ток накладывается на ток вентиля, значение которого определяется током нагрузки, он будет пульсировать на интервале проводимости вентиля даже при идеальном сглаживании тока нагрузки (рис. 4.17, з): $i_a = 0,5 I_d + i_{ур}$.

В первичную обмотку трансформатора трансформируется ток, протекающий через вторичные обмотки, находящиеся на одном и том же стержне магнитопровода. В результате ток вторичной обмотки трансформатора повторяет форму тока вентиля (рис. 4.17, з), тогда как импульс первичного тока состоит из двуполярных импульсов

с длительностью каждого из них, равной $2\pi/3$ (рис. 4.17, д). Используя временные диаграммы рис. 4.17, з, д, е, получаем:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{I_d}{2}\right)^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}}; \quad (4.31)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} 2 \int_0^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{I_d}{2K_T}\right)^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{K_T\sqrt{6}}; \quad (4.32)$$

$$P_T = \frac{3U_1I_1 + 6E_2I_2}{2} = \frac{3U_dK_T \frac{I_d}{K_T\sqrt{6}} + 6 \frac{U_d}{1,17} \frac{I_d}{2\sqrt{3}}}{2} = 1,26U_dI_d = 1,26P_d. \quad (4.33)$$

Расчеты показывают, что типовая мощность УР $P_{УР} = 0,071P_d$. Уравнительный реактор обычно располагается в одном кожухе с сетевым трансформатором, поэтому типовая мощность сетевого трансформатора совместно с типовой мощностью УР будет равна

$$P_T = (1,26 + 0,071)P_d.$$

Ниже приведены основные расчетные соотношения шестифазного выпрямителя по схеме две обратные звезды с уравнительным реактором:

Две обратные звезды с уравнительным реактором	
$U_d = 1,17E_2$	$U_{a.k \max} = 2,09U_d$
$E_2 = 0,85U_d$	$I_2 = I_d/(2\sqrt{3})$
$I_a = I_d/6$	$I_1 = (I_d\sqrt{6})/K_T$
$I_{a \max} = I_d/2$	$P_T = 1,33P_d$

Сравнивая рассматриваемую схему с трехфазной схемой с нулевым выводом, можно отметить следующие особенности:

выходное напряжение имеет шестикратные пульсации, тогда как каждая из составляющих схем работает в трехфазном режиме с длительностью проводящего состояния вентилей $\lambda = 120^\circ$;

хорошо используются вентили, так как они проводят ток в течение $1/3$ периода;

хорошо используется трансформатор, так как его типовая мощность близка к единице;

в трансформаторе отсутствует поток вынужденного намагничивания при любом способе соединения первичных обмоток, так как всегда одновременно токи проводят два вентиля, принадлежащие разным фазам, а токи вторичных обмоток, находящиеся на одном стержне магнитопровода трансформатора, обтекаются токами в разные стороны, создавая знакопеременный поток, что исключает наличие постоянной составляющей магнитного потока в магнитопроводе трансформатора;

имеет место повышенная нагрузочная способность выпрямителя, так как вентили обеспечивают $1/6$ тока нагрузки;

кривая потребляемого из сети тока меньше искажена (не содержит четных гармоник), т.е. сеть меньше нагружается высшими гармониками.

Контрольные вопросы и задачи

4.1. Используя временные диаграммы, объясните принцип работы многофазных схем:

- а) трехфазной схемы с нулевым выводом;
- б) трехфазной мостовой схемы;
- в) схемы две обратные звезды с уравнительным реактором.

Поясните принцип построения эквивалентных многофазных схем, объясните природу возникновения потока вынужденного намагничивания и в каких схемах он возникает?

4.2. По каким параметрам выбирают вентили и трансформатор в выпрямительных установках?

4.3. *Задача:* трехфазный выпрямитель с нулевым выводом (схема рис. 4.1) питается от сети 220 В; $R_n = 20$ Ом; $K_T = 1$, $\omega_n L_\phi \gg R_n$.

Определить:

- а) значения напряжения на нагрузке U_d ;
- б) необходимые значения I_a , $I_{a \max}$ и $U_{a.k \max}$ для выбираемых вентиляей;
- в) действующее значение тока, протекающего через первичную обмотку трансформатора I_{1A} и в сети I_c ;
- г) диаметр провода d первичной обмотки трансформатора, если допустимая плотность тока $J = 5$ А/мм²;
- д) расчетную мощность трансформатора P_T .

4.4. *Задача:* трехфазный выпрямитель с нулевым выводом (схема рис. 4.5) питается от сети 220 В. Определить значение напряжения на нагрузке U_d .

4.5. *Задача:* шестифазная схема выпрямителя с нулевым выводом (схема рис. 4.7) питается от сети 220 В; $R_n = 20$ Ом, $K_T = 1$, $\omega_n L_\phi \gg R_n$.

Определить:

- а) значение напряжения на нагрузке U_d ;
- б) необходимые значения I_a , $I_{a \max}$ и $U_{a.k \max}$ для выбираемых вентиляей;
- в) действующее значение тока, протекающего через первичную обмотку трансформатора I_{1A} и в сети $I_{\text{сети}}$;
- г) расчетную мощность трансформатора P_T .

- 4.6. *Задача:* трехфазный мостовой выпрямитель питается от сети 220 В без трансформатора; $R_H = 20 \text{ Ом}$; $K_T = 1$, $\omega_H L_\Phi \gg R_H$.

Нарисовать схему и вывести соотношения:

а) $U_d = f(U_c)$;

б) $I_a = f(I_H)$;

в) $I_{a \text{ max}} = f(I_H)$;

г) $U_{a.k \text{ max}} = f(U_c)$;

д) $I_{\text{сети}} = f(I_H)$.

- 4.7. Какие существуют способы повышения пульсности выходного напряжения выпрямителей?

- 4.8. Какими способами можно получить фиксированный фазовый сдвиг между системами трехфазных напряжений, питающих выпрямитель?

- 4.9. *Задача:* какие предельные значения токов I_H и напряжений U_H можно получить при использовании в выпрямителях диодов 5-го класса ($U_{a.k \text{ max}} = 500 \text{ В}$) на среднее значение допустимого тока $I_a = 20 \text{ А}$ в эквивалентных многофазных схемах: а) для $m_{\text{экв}} = 12$ и б) $m_{\text{экв}} = 24$, реализованных на базе трехфазных мостовых схем выпрямления, включенных:

1) последовательно;

2) параллельно.

- 4.10. *Задача:* первичная обмотка трансформатора схемы рис. 4.14 имеет $w_1 = 100$ витков. Напряжение сети $U_c = 220 \text{ В}$. Определить число витков вторичных обмоток (w_2 и w_2') для получения выходного линейного напряжения $E_2'' = 220 \text{ В}$, сдвинутого относительно напряжения питания на угол $\psi = 15^\circ$.

- 4.11. *Задача:* первичная обмотка трансформатора схемы рис. 4.15, а подключена к сети, $U_c = 220 \text{ В}$. Определить коэффициент отпайки $K_{\text{отп}}$ и коэффициент трансформации трансформатора K_T для получения выходного линейного напряжения $E_{ab} = 220 \text{ В}$, сдвинутого относительно напряжения питания на угол $\psi = 15^\circ$.

- 4.12. *Задача:* выпрямитель по схеме две обратные звезды с уравнительным реактором (схема рис. 4.16, а) питается от сети 380 В; $R_H = 10 \text{ Ом}$; $K_T = 1$, $\omega_H L_\Phi \gg R_H$.

Определить:

а) значение напряжения на нагрузке U_d ;

б) необходимые значения I_a , $I_{a \text{ max}}$ и $U_{a.k \text{ max}}$ для выбираемых вентиляей;

в) нарисовать формы токов, протекающих через первичную обмотку трансформатора i_{1A} и в сети $i_{\text{сети}}$ и определить действующие значения этих токов;

г) расчетную мощность трансформатора P_T ;

д) необходимое значение индуктивности уравнительного реактора, чтобы ток уравнительного реактора не превышал 1 % тока нагрузки.

Глава пятая

УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

5.1. Способы регулирования выходного напряжения выпрямителя

Часто на практике возникает необходимость не только выпрямлять переменное напряжение, но и регулировать или стабилизировать выпрямленное напряжение. Выпрямленное напряжение можно регулировать несколькими способами:

1. Регулирование на стороне постоянного тока:
 - а) с помощью потенциометров, но при этом неизбежна потеря мощности и, следовательно, снижение КПД выпрямителя (этот способ можно использовать только в маломощных устройствах);
 - б) с помощью специальных электронных преобразователей постоянного напряжения.
2. Регулирование на стороне переменного напряжения:
 - а) переключение отпаек сетевого трансформатора или использование автотрансформатора. В этом случае необходима специальная контактная аппаратура, позволяющая осуществлять переключение электрической цепи под нагрузкой, при этом снижаются надежность и быстродействие преобразователя;
 - б) использование магнитных усилителей (дросселей насыщения, подмагничиваемых постоянным током). Однако для этого способа необходима дополнительная силовая аппаратура;
 - в) применение тиристорных преобразователей переменного напряжения;
 - г) использование в выпрямителях управляемых вентилей. Подавая импульсы управления с некоторой задержкой относительно моментов естественного отпираания, определяемых углом управления α , можно регулировать значение выпрямленного напряжения. Под моментами естественного отпираания вентилей понимаются моменты перехода тока с одного вентиля на другой при использовании неуправляемых диодов.

В настоящее время наибольшее распространение получили управляемые выпрямители с фазовым методом регулирования выходного напряжения.

Любая из рассмотренных выше схем выпрямителей может работать в режиме управляемого выпрямителя, если заменить диоды на тиристоры, момент включения которых обеспечивается специальной системой управления.

5.2. Управляемый выпрямитель по схеме с нулевым выводом вторичной обмотки трансформатора

Рассмотрим работу схемы при использовании идеальных вентилей (без потерь) и идеального трансформатора (у которого активное сопротивление обмоток r и индуктивности рассеяния L_s равны нулю, а индуктивность намагничивания $L_\mu = \infty$). Принципиальная схема показана на рис. 5.1.

В качестве вентилей применяются однооперационные тиристоры. Система управления формирует и обеспечивает подачу импульсов управления на силовые тиристоры с задержкой на угол α относительно моментов естественного отпириания.

Работа выпрямителя на активную нагрузку ($L_d = 0$). В этом случае форма кривой тока, протекающего в нагрузке, будет повторять форму напряжения. При малых углах управления α мгновенное значение тока нагрузки не достигает нулевого значения и ток нагрузки течет непрерывно, без пауз (рис. 5.2, а).

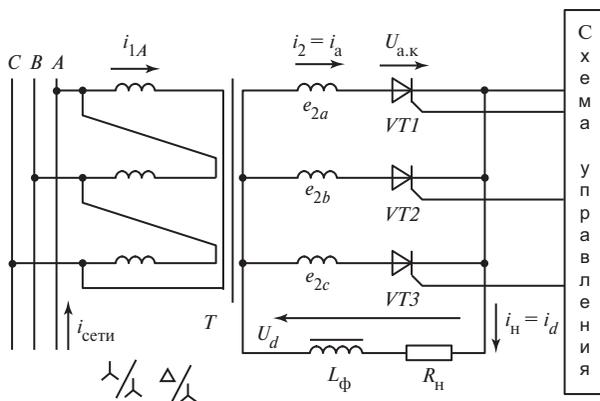


Рис. 5.1

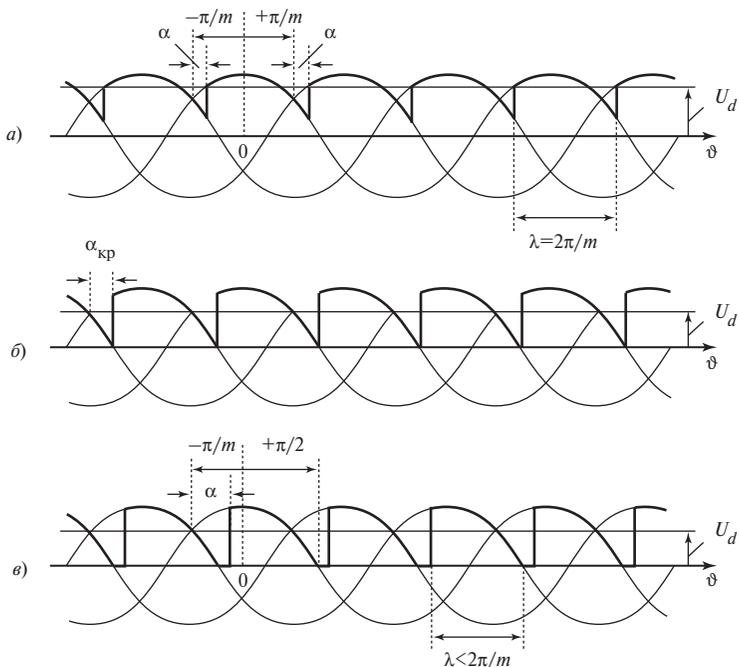


Рис. 5.2

При некотором критическом значении угла управления $\alpha_{кр}$, когда напряжение на нагрузке снижается до такого значения, что к концу периода пульсации мгновенные значения напряжения и тока нагрузки достигают нуля, пауз не образуется. Такой режим называется гранично-непрерывным (рис. 5.2, б). В общем случае для m -фазного выпрямителя критический угол управления определяется из соотношения

$$\alpha_{кр} = \pi/2 - \pi/m, \quad (5.1)$$

где m — число фаз выпрямления.

Значения критического угла управления для различных схем выпрямления приведены ниже:

m	2	3	6	∞
$\alpha_{кр}$	0	30°	60°	90°

Если же угол управления $\alpha > \alpha_{кр}$, то в кривой выходного напряжения и тока появляются паузы (рис. 5.2, в). Такой режим называется режимом прерывистого тока.

Для режима непрерывного тока, т.е. при $\alpha < \alpha_{кр}$, используя временную диаграмму рис. 5.2, а находим:

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{m} + \alpha} \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi/m} \left[\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \right] = \\
 &= \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi/m} \left(\sin \alpha \cos \frac{\pi}{m} + \cos \alpha \sin \frac{\pi}{m} - \sin \alpha \cos \frac{\pi}{m} + \cos \alpha \sin \frac{\pi}{m} \right) = \\
 &= \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi/m} 2 \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha, \\
 \text{или } U_{d\alpha} &= U_{d0} \cos \alpha, \tag{5.2}
 \end{aligned}$$

где $U_{d0} = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi/m} \sin \frac{\pi}{m}$ — среднее значение выпрямленного напряжения m -фазного выпрямителя при $\alpha = 0$, т.е. значение выходного напряжения неуправляемого выпрямителя (при $m = 2$ $U_{d0} = 0,9E_2$, при $m = 3$ $U_{d0} = 1,17E_2$, при $m = 6$ $U_{d0} = 2,34E_2$ и т.д.). Для анализируемой схемы $m = 3$.

Итак, регулировочная характеристика в режиме непрерывного тока в нагрузке для любой схемы управляемого выпрямителя определяется выражением:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha.$$

Для режима прерывистого тока, т.е. при $\alpha > \alpha_{кр}$, используя временную диаграмму рис. 5.2, в находим

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}E_2 \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi/m} \left[\sin \frac{\pi}{2} - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \right] = \\
 &= \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi/m} \sin \frac{\pi}{m} \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)}{2 \sin(\pi/m)} = U_{d0} \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)}{2 \sin(\pi/m)}. \tag{5.3}
 \end{aligned}$$

Полученное соотношение описывает регулировочную характеристику выпрямителя в режиме прерывистого тока.

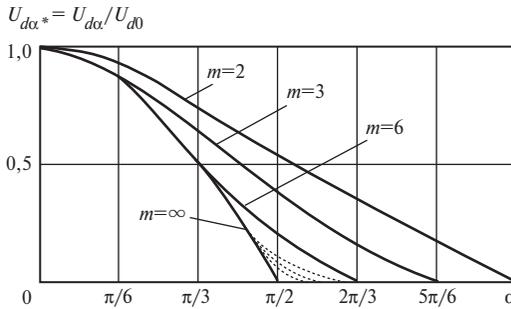


Рис. 5.3

Регулировочные характеристики выпрямителей при активной нагрузке и различном числе фаз выпрямления m показаны на рис. 5.3.

На графиках хорошо видно, что при росте числа фаз выпрямления $\alpha_{кр}$ возрастает, т.е. диапазон изменения угла α увеличивается, когда ток нагрузки остается непрерывным, а регулировочная характеристика определяется косинусоидальным законом управления.

Работа выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку ($L_d \neq 0$). В этом случае возможен как режим непрерывного тока, так и режим прерывистого тока.

Осциллограммы напряжения и тока нагрузки в режиме непрерывного тока приведены на рис 5.4, *а, б*. При наличии индуктивности в цепи нагрузки вентиль, проводящий ток, не может выключиться до тех пор, пока не включится вентиль другой фазы (даже если потенциал анода проводящего вентиля станет отрицательным). Индуктивность нагрузки будет поддерживать положительную разность потенциалов между анодом и катодом проводящего ток вентиля до тех пор, пока не включится вентиль другой фазы. В этом случае длительность проводящего состояния вентиля $\lambda = 2\pi/m$ и, как было получено выше для режима непрерывного тока, регулировочная характеристика имеет косинусоидальный характер. Для полного диапазона регулирования выходного напряжения от нуля до U_{d0} угол α необходимо изменять от нуля до $\pi/2$.

Однако с увеличением угла управления среднее значение напряжения, а значит, и тока нагрузки уменьшается. Энергии, накопленной в индуктивности нагрузки, становится недостаточно, чтобы ток нагрузки протекал до момента включения следующего диода

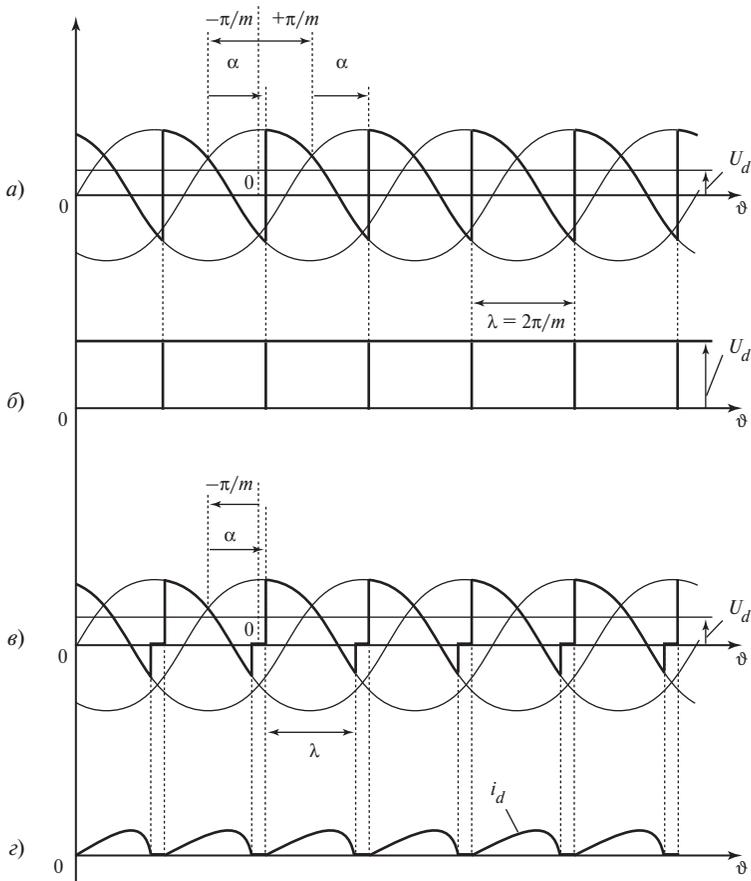


Рис. 5.4

(рис. 5.4, з). Такой же эффект наблюдается и при увеличении сопротивления нагрузки, если угол управления $\alpha > \alpha_{кр}$. Наступает режим прерывистого тока, в кривой выходного напряжения образуются паузы (рис. 5.4, в).

На временной диаграмме хорошо видно, что отрицательные площади кривой выходного напряжения уменьшаются, и это приводит к увеличению среднего значения выходного напряжения по сравнению с режимом непрерывного тока для того же угла управления. Поэтому в реальных условиях даже при больших индуктивностях в цепи нагрузки при углах управления, близких к 90° , наступает

режим прерывистого тока, и регулировочная характеристика отклоняется от синусоидального закона (см. рис. 5.3). Для этого режима

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{-\frac{\pi}{m} + \alpha + \lambda} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta \, d\vartheta = \\
 &= U_{d0} \frac{\sin(\alpha - \pi/m + \lambda) - \sin(\alpha - \pi/m)}{2 \sin(\pi/m)}. \quad (5.4)
 \end{aligned}$$

5.3. Особенности работы полностью управляемого выпрямителя по мостовой схеме

Все сказанное выше, включая и расчетные соотношения, справедливо для управляемой трехфазной мостовой схемы выпрямления. Однако к системе управления предъявляются особые требования.

Для схемы рис. 5.5 при замене диодов VD на однонаправленные тиристоры VT временные диаграммы фазных напряжений и напряжения на нагрузке для некоторого угла управления показаны на рис. 5.6, $a, б$, временные диаграммы рис. 5, $в-з$ поясняют моменты передачи управляющего импульса на тиристоры. Как видно на диаграммах, на интервале проводимости одного из вентилях одной из групп (катодной или анодной, например $VT1$) поочередно с ним проводят ток два вентиля другой группы: $T4$ или $T6$. Следовательно, чтобы не было сбоев в работе выпрямителя в момент перехода тока с вентиля на вентиль, в одной из групп вентилях необходимо подтверждать импульсы управления на проводящий тиристор другой группы. Иными словами, система управления должна формировать

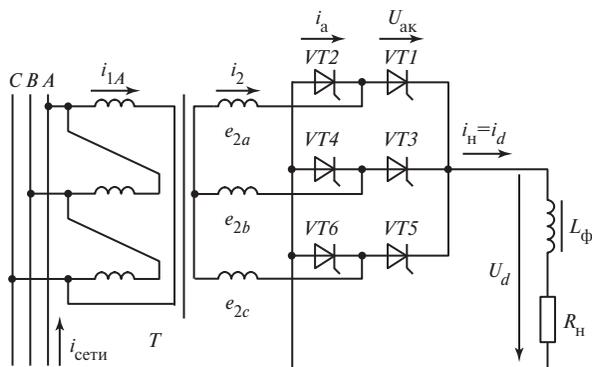


Рис. 5.5

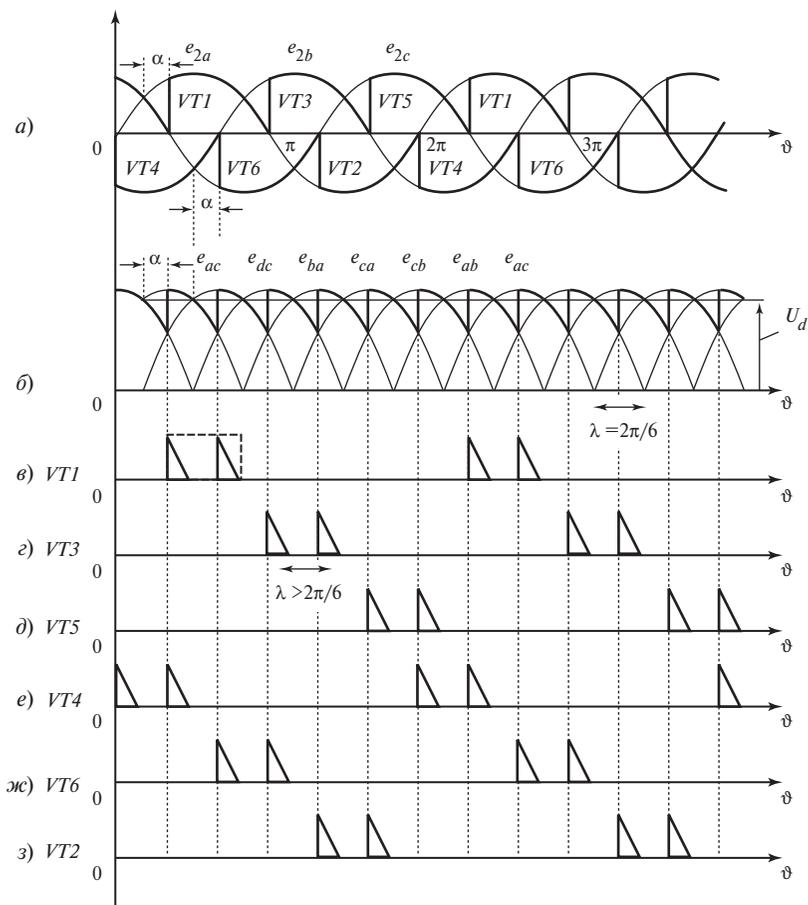


Рис. 5.6

спаренные узкие импульсы управления с угловым интервалом 60° или одиночные импульсы длительностью более 60° , как показано на рис. 5.6, в штриховой линии.

5.4. Особенности работы полууправляемого выпрямителя по мостовой схеме

Для упрощения системы управления и удешевления выпрямителя применяются несимметричные мостовые схемы, у которых одна из групп тиристоров (обычно анодная) заменяется неуправляемыми диодами (рис. 5.7). Такие выпрямители используются в устройствах

вентили и в кривой выходного напряжения (рис. 5.9, б) получают паузы, т.е. в нагрузке протекает ток при нулевом напряжении на выходе выпрямителя, который поддерживается энергией, накопленной в индуктивности нагрузки. В обмотках трансформатора и в сети на этих интервалах ток не протекает. Используя временную диаграмму рис. 5.9, б, находим:

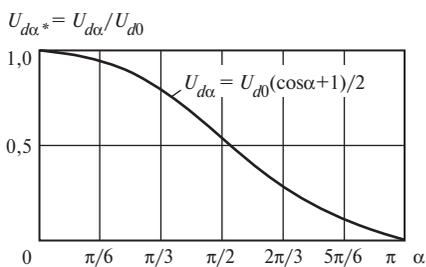


Рис. 5.10

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}\sqrt{3}E_2 \cos \vartheta \, d\vartheta = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}E_2}{2\pi/3} \left[\sin \frac{\pi}{2} - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right];$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}E_2}{2\pi} (\cos \alpha + 1) = U_{d0} \frac{(\cos \alpha + 1)}{2}. \quad (5.7)$$

Как следует из полученных выше соотношений, регулировочная характеристика полууправляемого выпрямителя, показанная на рис. 5.10, описывается одинаковыми соотношениями во всем диапазоне регулирования.

5.5. Выходные (внешние) характеристики мощных выпрямителей

При анализе работы выпрямителей были сделаны предположения, что все элементы схемы (трансформатор, диоды, монтажные провода и др.) были идеальны (без потерь). Однако в реальных условиях из-за наличия потерь напряжение на нагрузке будет меньше расчетных значений. В мощных выпрямителях токи достаточно велики. Обмотки трансформатора и монтаж выполняются шинами большого сечения, активные сопротивления которых настолько малы, что ими практически можно пренебречь. На зависимость выходного напряжения от тока нагрузки основное влияние оказывают индуктивности рассеяния трансформатора и распределенные индуктивности сети, питающей трансформатор. Рассмотрим это влияние подробнее.

Индуктивность рассеяния трансформатора. Эквивалентная схема замещения одной фазы трансформатора приведена на рис. 5.11, а.

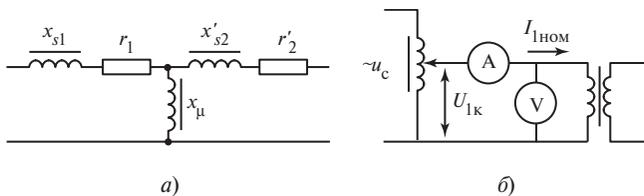


Рис. 5.11

На схеме рис. 5.11 x_{s1} и r_1 — индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки трансформатора и ее активное сопротивление; x'_{s2} и r'_2 — приведенные к первичной обмотке индуктивное сопротивление рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора; x_{μ} — индуктивное сопротивление намагничивания трансформатора, которое достаточно велико и не обтекается током нагрузки.

Следовательно, основная доля потерь напряжения в мощных выпрямителях ложится на индуктивные сопротивления рассеяния обмоток трансформатора.

Значение индуктивного сопротивления рассеяния определяют из опыта короткого замыкания трансформатора (рис. 5.11, б). Вторичная обмотка трансформатора замыкается накоротко, а на первичную обмотку подают такое напряжение $U_{1к}$, при котором через первичную обмотку трансформатора протекает номинальный ток $I_{1ном}$. Относительное напряжение короткого замыкания (в процентах) приводится в паспорте промышленно выпускаемых трансформаторов:

$$u_k[\%] = U_{1к} \cdot 100 / U_{1ном},$$

где $U_{1ном}$ — номинальное напряжение питания, на которое рассчитан трансформатор.

$$\text{Тогда } x_{s1} + x'_{s2} = U_{1к} / I_{1ном}.$$

Приведенное к вторичной обмотке значение индуктивного сопротивления рассеяния трансформатора называется анодной индуктивностью (индуктивным сопротивлением) трансформатора:

$$x_a = (x_{s1} + x'_{s2}) / K_T^2 = u_k[\%] U_{1ном} / (100 K_T^2 I_{1ном}).$$

Строго говоря, анодная индуктивность должна включать в себя и распределенную паразитную индуктивность сети.

Коммутационные процессы в выпрямителях. Коммутационным процессом (или явлением коммутации) называют процесс перехода тока с одного вентиля на другой.

Рассмотрим процесс коммутации на примере схемы выпрямителя с нулевой точкой трансформатора (рис. 5.12), на которой в анодной цепи каждого вентиля схематически изображена паразитная анодная индуктивность (индуктивное сопротивление рассеяния) трансформатора. Временные диаграммы, поясняющие процессы коммутации при угле управления $\alpha = 0$, показаны на рис. 5.13.

Если $x_a = 0$, то переход тока с одного вентиля на другой происходит мгновенно. Если $x_a \neq 0$, то ток в цепи с анодной индуктивностью не может измениться мгновенно, т.е. требуется некоторое время, чтобы ток одного вентиля (например, $VT1$) уменьшился от I_d до нуля, а ток другого вентиля ($VT2$) возрос от нуля до I_d (рис. 5.13, б, в).

Здесь и далее будем считать, что индуктивность нагрузки L_d достаточно велика и ток нагрузки i_d хорошо сглажен.

Время одновременного проводящего состояния двух вентиляей называется *временем коммутации*, а угол, соответствующий этому времени, называется *углом коммутации* γ (рис. 5.13, б). Мгновенное значение напряжения на нагрузке определяется значением фазного напряжения, подключенного к нагрузке через проводящий вентиль. На анодной индуктивности не наводится противоЭДС, так как ток фазы, являющийся током нагрузки, на интервале проводимости вентиля не изменяется.

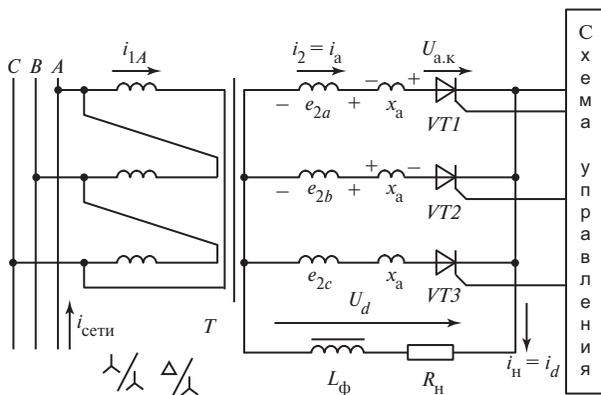


Рис. 5.12

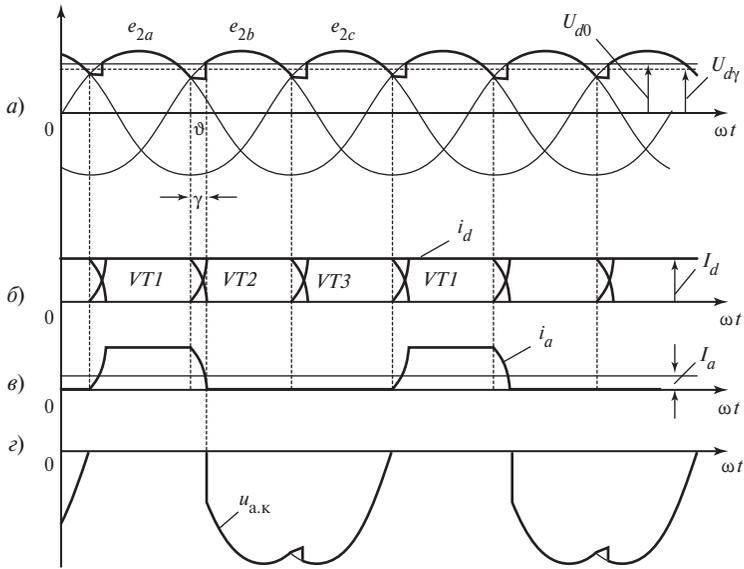


Рис. 5.13

Рассмотрим процесс коммутации в момент времени, соответствующий ϑ_1 (рис. 5.13, а). В этот момент ток фазы e_{2a} уменьшается, а ток фазы e_{2b} увеличивается. Знаки противоЭДС, наводимых на анодных индуктивностях, и знаки фазных напряжений для момента ϑ_1 показаны на рис. 5.12. Так как на интервале коммутации токи проводят два вентиля, то фазные напряжения e_{2a} и e_{2b} соответствуют режиму короткого замыкания. Разность фазных напряжений $e_{2b} - e_{2a}$ прикладывается к двум анодным индуктивностям. Тогда к каждой анодной индуктивности будет прикладываться напряжение $u_x = (e_{2b} - e_{2a})/2$.

Мгновенное значение напряжения на нагрузке на интервале коммутации определяется алгебраической суммой фазного напряжения и напряжения на x_a (u_{x_a}). Так, для момента ϑ_1

$$\begin{aligned}
 u_d &= e_{2a} + u_{x_a} = e_{2b} - u_{x_a} = e_{2a} + (e_{2b} - e_{2a})/2 = e_{2b} - (e_{2b} - e_{2a})/2 = \\
 &= (e_{2b} + e_{2a})/2.
 \end{aligned}$$

Таким образом, мгновенное значение напряжения на нагрузке на интервале коммутации определяется полусуммой фазных напря-

жений, участвующих в коммутации (рис. 5.13, а). В кривой выходного напряжения появляются коммутационные вырезки, которые уменьшают среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_{d\gamma} = U_{d0} - \Delta U_x,$$

где U_{d0} — среднее значение напряжения на нагрузке при $x_a = 0$; ΔU_x — среднее значение коммутационных потерь (среднее значение напряжения на анодных индуктивностях).

Форма напряжения на вентиле (рис. 5.13, з) также претерпевает изменения, так как вентиль проводит ток на интервале $\lambda > 2\pi/m$. Напряжение, наводимое на анодной индуктивности L_a ,

$$u_{x_a} = L_a \frac{di_a}{dt} = \omega L_a \frac{di_a}{d(\omega t)} = x_a \frac{di_a}{d\vartheta}, \quad (5.8)$$

тогда

$$\Delta U_{x_a} = \frac{1}{2\pi/m} \int_0^\gamma u_{x_a} d\vartheta = \frac{1}{2\pi/m} \int_0^\gamma x_a \frac{di_a}{d\vartheta} d\vartheta = \frac{1}{2\pi/m} \int_0^\gamma x_a di_a = \frac{I_a m x_a}{2\pi}. \quad (5.9)$$

Таким образом, уравнение, описывающее внешнюю характеристику мощного выпрямителя, имеет вид

$$U_{d\gamma} = U_{d0} - \Delta U_{x_a} = U_{d0} - \frac{x_a I_a m}{2\pi}. \quad (5.10)$$

Выходная характеристика неуправляемого выпрямителя показана на рис. 5.14.

При работе управляемого выпрямителя коммутация начинается в момент подачи управляющего сигнала на электрод управления тиристора. Все рассмотренные выше процессы справедливы и для этого случая:

на интервале проводимости одного из тиристорov мгновенное значение напряжения на нагрузке определяется значением фазного напряжения, подключенного к нагрузке через проводящий вентиль;

на интервале коммутации мгновенное значение напряже-

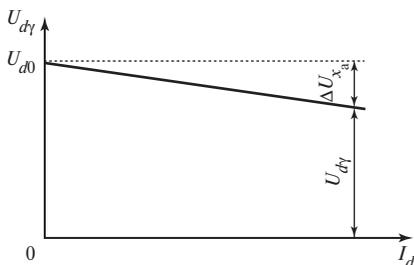


Рис. 5.14

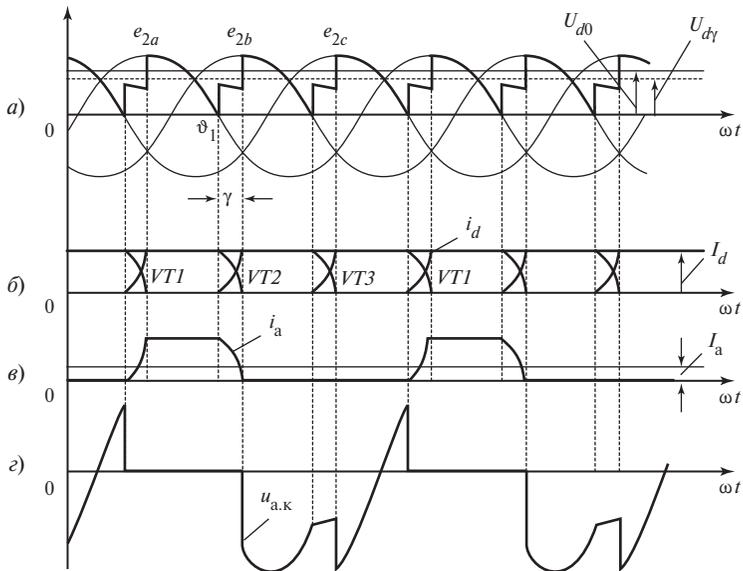


Рис. 5.15

ния на нагрузке определяется полусуммой фазных напряжений, участвующих в коммутации. Формы кривых напряжения на нагрузке и тока нагрузки, тока вентиля и напряжения на вентиле при некотором угле управления α показаны на рис. 5.15.

Внешняя характеристика управляемого выпрямителя может быть представлена в следующем виде:

$$U_{d\alpha\gamma} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d m x_a}{2\pi}, \quad (5.11)$$

или в относительных единицах:

$$U_{d\alpha\gamma}^* = \frac{U_{d\alpha\gamma}}{U_{d0}} = \cos \alpha - \frac{I_d m x_a}{2\pi}. \quad (5.12)$$

Для управляемого выпрямителя получаем не одну внешнюю характеристику, а целое семейство характеристик, зависящих от угла управления α . На рис. 5.16 представлены совмещенные выходные и регулировочные характеристики. Как рассматривалось выше, в области больших углов управления и (или) малых токов нагрузки возникает режим прерывистого тока нагрузки. В кривой выходного напряжения исчезают отрицательные площадки и возникают паузы. В результате среднее значение выходного напряжения несколько

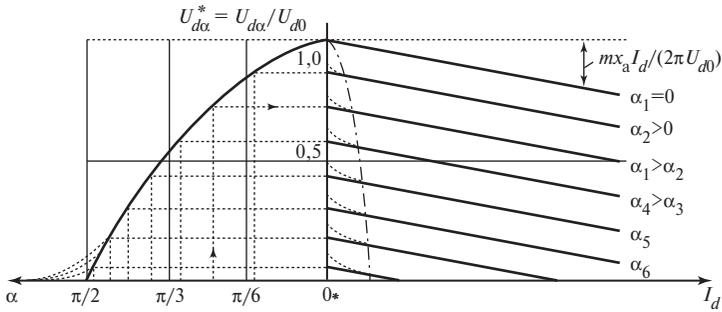


Рис. 5.16

растет. Это хорошо видно на внешних характеристиках в режиме малых токов.

Уравнение внешней характеристики удобно записывать не через x_a , а использовать полученное соотношение, в котором x_a выражено через напряжение короткого замыкания трансформатора u_k , %. Тогда уравнение внешней характеристики можно записать в виде

$$U_{d\alpha\gamma}^* = \cos\alpha - \frac{I_d m x_a}{2\pi} = \cos\alpha - \frac{I_d m u_k [\%] U_{\text{НОМ}}}{2\pi U_{d0} \cdot 100 K_T I_{1\text{НОМ}}}, \quad (5.13)$$

где u_k — выражено в процентах.

Как было установлено ранее, номинальные значения первичных токов и напряжений в выпрямителях однозначно связаны со средними значениями токов и напряжений на выходе схемы:

$$I_{1\text{НОМ}} = \frac{a I_{d\text{НОМ}}}{K_T}, \quad U_{d0} = \frac{b U_{1\text{НОМ}}}{K_T}.$$

Так, при $m = 2$ $a = \pi / (2\sqrt{2}) = 1,11$, $b = 0,9$; при $m = 3$ $a = \sqrt{2}/3$, $b = 1,17$; при $m = 6$ $a = \sqrt{2}/3$, $b = 2,34$.

Подставляя соответствующие коэффициенты в уравнение внешней характеристики, получаем

$$U_{d\alpha\gamma}^* = \cos\alpha - \frac{m u_k [\%]}{2\pi a b \cdot 100} \frac{I_d}{I_{\text{НОМ}}}, \quad (5.14)$$

или

$$U_{d\alpha\gamma}^* = \cos\alpha - A \frac{u_k [\%]}{100} I_d^*,$$

где $A = m / (2\pi a b)$, $I_d^* = I_d / I_{d\text{НОМ}}$.

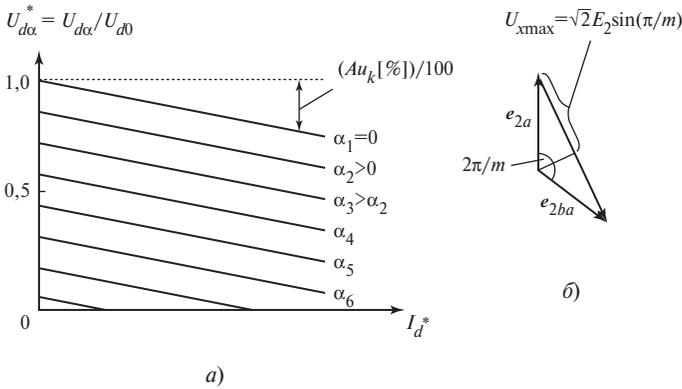


Рис. 5.17

Коэффициент A , определяющий спад выходной характеристики в относительных единицах, зависит от схемы выпрямления и для трехфазной нулевой схемы равен 0,87, а для трехфазной мостовой и схемы с уравнивающим реактором $A = 0,5$. Внешняя характеристика управляемого выпрямителя в относительных единицах дана на рис. 5.17.

Расчет угла коммутации γ . На интервале коммутации, как было установлено выше, одновременно проводят ток два вентиля и к анодной индуктивности прикладывается половина межфазного напряжения. Векторная диаграмма межфазных напряжений и вектора напряжения на анодной индуктивности показаны на рис. 5.17, б. Напряжение на анодной индуктивности на интервале коммутации изменяется по синусоидальному закону и определяется полусуммой линейного напряжения вторичных обмоток трансформатора. Тогда

$\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \vartheta = x_a \frac{di_a}{d\vartheta}$. Учитывая, что коммутация в общем случае происходит на интервале от α до γ и при этом ток вступающего в работу вентиля изменяется от 0 до I_d , имеем

$$\int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} \sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \vartheta \, d\vartheta = \int_0^{I_d} x_a \, di_a. \quad (5.15)$$

Проинтегрировав правую и левую части, получим

$$\left(\sqrt{2}E_2 \sin \frac{\pi}{m} \right) [-\cos(\alpha + \gamma) + \cos \alpha] = x_a I_d. \quad (5.16)$$

$$\text{Отсюда } \cos(\alpha + \gamma) = \cos \alpha - \frac{x_a I_d}{\sqrt{2} E_2 \sin(\pi/m)}$$

или

$$\alpha + \gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{x_a I_d}{\sqrt{2} E_2 \sin(\pi/m)} \right]. \quad (5.17)$$

Тогда

$$\gamma = \left\{ \arccos \left[\cos \alpha - \frac{x_a I_d}{\sqrt{2} E_2 \sin(\pi/m)} \right] \right\} - \alpha. \quad (5.18)$$

Очевидно, что при $\alpha = 0$

$$\gamma = \left\{ \arccos \left[1 - \frac{x_a I_d}{\sqrt{2} E_2 \sin(\pi/m)} \right] \right\}. \quad (5.19)$$

Анализируя полученное выражение, можно сделать вывод, что угол коммутации γ растет с увеличением x_a , числа фаз выпрямления m , а также с уменьшением угла управления α .

Контрольные вопросы и задачи

- 5.1. Что такое угол регулирования α . От какой точки он отсчитывается на временных диаграммах: а) при $m = 2$; б) $m = 3$; в) $m = 6$?
- 5.2. Что такое регулировочная характеристика?
- 5.3. Что такое режим прерывистого и непрерывного тока? Когда возникает режим прерывистого тока при активной нагрузке: а) при $m = 2$; б) $m = 3$; в) $m = 6$? Может ли возникнуть режим прерывистого тока при активно-индуктивной нагрузке?
- 5.4. Что такое анодная индуктивность и как она влияет на значение выходного напряжения выпрямителя?
- 5.5. Что такое угол коммутации γ и от чего он зависит?
- 5.6. *Задача:* однофазный управляемый выпрямитель по схеме с нулевым выводом питается от сети 220 В с $K_r = 1$. Нарисовать и объяснить формы напряжения на нагрузке и на диодах при $\alpha = 60^\circ$, $\gamma = 0$ при работе выпрямителя: а) на активную нагрузку и б) при активно-индуктивной нагрузке в режиме непрерывного тока. Определить значение напряжения на нагрузке U_d для обоих случаев.
- 5.7. *Задача:* для активной нагрузки нарисовать временные диаграммы при $\alpha = 90^\circ$ и определить предельный угол управления α , при котором напряжение на нагрузке становится равным нулю для схем: а) при $m = 2$; б) $m = 3$; в) $m = 6$. Нарисовать временные диаграммы для названных схем формы напряжения на выходе выпрямителя U_d для активно-индуктивной нагрузки в режиме непрерывного тока при $\alpha = 90^\circ$.
- 5.8. *Задача:* однофазный управляемый выпрямитель по схеме с нулевым выводом питается от сети 220 В и работает с активно-индуктивной нагруз-

кой в режиме непрерывного тока с малыми пульсациями, $K_T = 1$. Нарисовать и объяснить формы напряжения на нагрузке и на диодах при $\alpha = 30^\circ$ и $x_a = 11,38 \text{ Ом}$. Определить значение напряжения на нагрузке при $I_H = 10 \text{ А}$.

- 5.9. *Задача:* для трехфазного мостового полууправляемого выпрямителя нарисовать и объяснить временную диаграмму напряжения на нагрузке при $\alpha = 30^\circ$ и $\gamma = 30^\circ$.
- 5.10. *Задача:* для трехфазного мостового полууправляемого выпрямителя, работающего в режиме непрерывного тока нагрузки, нарисовать и объяснить временные диаграммы напряжения на нагрузке, напряжения и тока в первичной обмотке трансформатора при $\alpha = 60^\circ$ и $\gamma = 0$. Первичная обмотка трансформатора соединена в треугольник, а вторичная — в звезду. Нарисовать схему. Определить значение тока первичной обмотки трансформатора, если $K_T = 1$ и $I_H = 10 \text{ А}$.
- 5.11. *Задача:* для трехфазного мостового полууправляемого выпрямителя, работающего в режиме непрерывного тока нагрузки, нарисовать и объяснить временные диаграммы напряжения на нагрузке, напряжения и тока в первичной обмотке трансформатора при $\alpha = 120^\circ$ и $\gamma = 0$. Первичная обмотка трансформатора соединена в треугольник, а вторичная — в звезду. Нарисовать схему. Определить значение тока первичной обмотки трансформатора, если $K_T = 1$ и $I_H = 10 \text{ А}$.
- 5.12. *Задача:* трехфазный выпрямитель по схеме с нулевым выводом питается от сети $220 \text{ В} \pm 15\%$ и работает в режиме непрерывного тока. Найти диапазон изменения угла α ($\alpha_{\min} - \alpha_{\max}$) для получения на нагрузке стабильного напряжения, равного 100 В . Все обмотки соединены в звезду при $K_T = 1$. Показать этот диапазон на регулировочной характеристике.
- 5.13. *Задача:* анодные индуктивности трехфазного мостового выпрямителя, работающего в режиме непрерывного тока равны 1 Ом . Ток нагрузки изменяется в пределах $0 - 100 \text{ А}$. Выпрямитель подключен к сети 380 В и работает без трансформатора. Определить диапазон изменения угла α для получения на нагрузке стабильного напряжения, равного 400 В .
- 5.14. *Задача:* однофазный управляемый выпрямитель по мостовой схеме питается от сети 220 В и работает с активно-индуктивной нагрузкой в режиме непрерывного тока с малыми пульсациями. Найти составляющую полного коэффициента мощности $\cos\phi$ при $\alpha = 30^\circ$ и $\gamma = 30^\circ$. Изменение тока на коммутационном интервале считать линейным (нарисовать на одном графике изменение тока и напряжения).

Глава шестая

ЗАВИСИМЫЕ ИНВЕРТОРЫ

6.1. Принцип инвертирования

Зависимый инвертор служит для передачи потока мощности от источника постоянного напряжения в сеть переменного напряжения, т.е. инвертирование — это процесс, обратный выпрямлению.

При выпрямлении сеть переменного напряжения служит источником электрической энергии, а цепь постоянного напряжения — ее потребителем, тогда как при инвертировании изменяется направление потока мощности: цепь постоянного напряжения становится источником, а сеть переменного напряжения — ее потребителем.

Рассмотрим формальные признаки источника и потребителя электрической энергии. На рис. 6.1, *a* приведена электрическая цепь, состоящая из двух источников постоянного напряжения (например, аккумуляторных батарей) и резистора сопротивлением R , ограничивающего ток в контуре. На схеме стрелками показаны направления токов и ЭДС при $E_1 > E_2$. В этом случае батарея E_1 будет отдавать электрическую энергию, разряжаясь, а батарея E_2 будет принимать энергию, заряжаясь. Часть энергии уйдет на нагрев резистора, который также является потребителем энергии. Так как вектор ЭДС

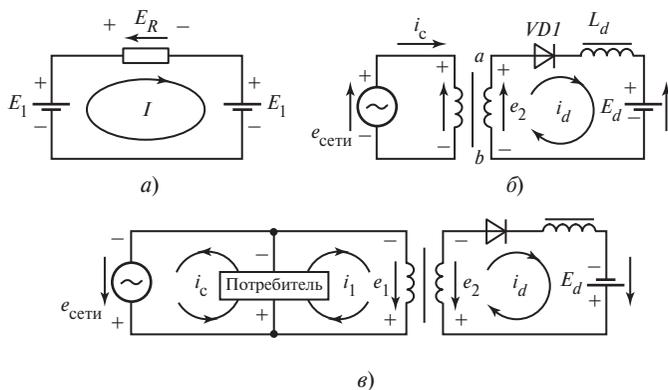


Рис. 6.1

направлен от минуса к плюсу, то на сопротивлении также обозначено направление квазиЭДС.

По взаимному направлению токов и ЭДС можно судить о том, какой из элементов электрической цепи является источником электрической энергии, а какой ее потребителем. Так, на схеме видно, что если направления тока и ЭДС совпадают, то такой элемент является источником электрической энергии. В противном случае он служит потребителем. На рис. 6.1, б показана схема однополупериодного выпрямителя, который заряжает аккумуляторную батарею. На элементах схемы поставлены знаки ЭДС, соответствующие моменту времени, когда диод может пропускать ток. По направлению токов и ЭДС можно судить, что сеть (e_c) служит источником энергии, а первичная обмотка трансформатора — ее потребителем. Вторичная обмотка трансформатора также служит источником (e_2) по отношению к заряжающейся батарее (E_d).

Для того чтобы аккумуляторная батарея стала источником энергии, необходимо обеспечить, чтобы направление тока вентиля совпадало с направлением ЭДС E_d (как это показано на рис. 6.1, в).

Чтобы вторичная обмотка трансформатора играла роль приемника энергии от источника постоянного напряжения, необходимо включать вентиль в те интервалы времени, когда направления тока и ЭДС на вторичной обмотке трансформатора противоположны. Значит, вентили должны быть управляемыми, обычно это тиристоры. Как видно на схеме, ток должен проходить при отрицательном потенциале анода. Значение отрицательного потенциала катода больше, чем анода, поэтому условия для открытия тиристора в инверторном режиме не нарушаются. На схеме рис. 6.1, в хорошо видно, что первичная обмотка трансформатора на интервале проводимости вентиля играет роль источника энергии для потребителей в цепи переменного напряжения.

Из изложенного выше следует, что зависимым инвертором может быть схема любого управляемого выпрямителя. Режим инвертирования задает система управления вентильного преобразователя, обеспечивающая включение вентиля на временных интервалах, когда токи и ЭДС вторичных обмоток трансформатора имеют встречное направление. Рассмотренный инвертор называют зависимым или ведомым сетью, если для его работы имеется сеть переменного напряжения и частота переключения вентиля определяется частотой сетевого напряжения.

6.2. Зависимый инвертор, выполненный по трехфазной схеме с нулевым выводом

Схема инвертора и диаграммы, поясняющие ее работу, приведены на рис. 6.2 и 6.3 соответственно. На входе инвертора включен источник ЭДС в виде электрической машины постоянного тока, работающей в генераторном режиме. Положительный полюс источника

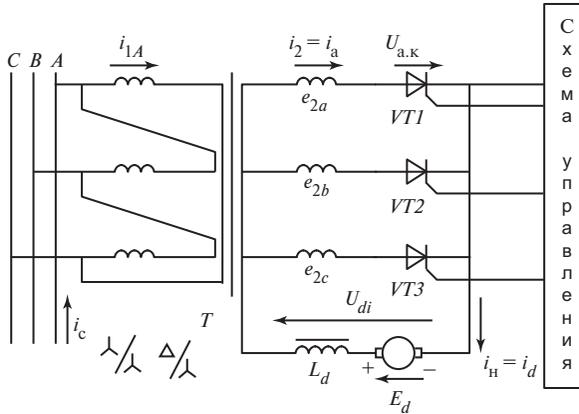


Рис. 6.2

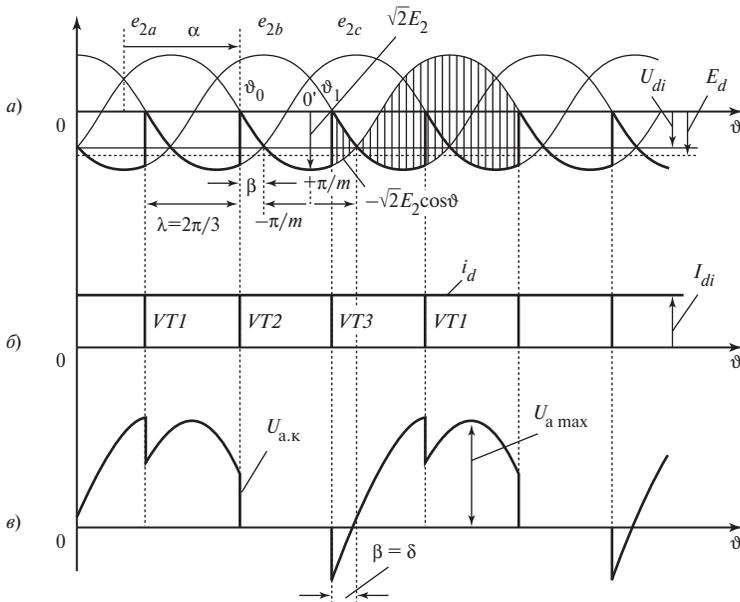


Рис. 6.3

через реактор подключен к общей точке катодов вентиляй. Так как напряжение на выводах генератора постоянно, а напряжение на входе инвертора пульсирует, то наличие реактора, воспринимающего разность мгновенных значений напряжений источника постоянной ЭДС и входного напряжения инвертора, обязательно.

Очевидно, что средние значения напряжений E_d и U_{di} одинаковы (рис. 6.2) и имеют отрицательный знак по отношению к средней точке вторичной обмотки трансформатора. В этом случае тиристоры должны включаться при угле управления $\alpha > 90^\circ$. Изменение мгновенного значения напряжения U_{di} показано на рис. 6.3, а жирной линией.

В зависимых инверторах угол управления β имеет опережающий характер по отношению к точке естественного отпираания вентиля, тогда как в выпрямителе угол α отстает, т.е. $\beta = \pi - \alpha$.

В нормальном режиме входной ток инвертора постоянен и непрерывен (рис. 6.3, б). Вентиль любой фазы может быть включен в моменты времени, когда положительное значение фазного напряжения выше, чем напряжение E_d . Например, в момент времени, соответствующий углу ϑ_0 (рис. 6.3, а), потенциал анода тиристора $VT1$ выше потенциала его катода. Однако в силу непрерывности тока вентиль будет проводить ток до тех пор, пока не включится очередной вентиль.

Пренебрегая активным сопротивлением обмоток дросселя, а также считая коммутацию тока мгновенной ($x_a = 0$), находим

$$\begin{aligned}
 U_{di} = E_d &= \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\frac{\pi}{m} - \beta}^{\frac{\pi}{m} - \beta} -\sqrt{2}E_2 \cos \vartheta \, d\vartheta = \\
 &= \frac{-\sqrt{2}E_2}{2\pi/m} \left[\sin\left(\frac{\pi}{m} - \beta\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{m} - \beta\right) \right] = \\
 &= \frac{-\sqrt{2}E_2}{2\pi/m} \left[\sin\frac{\pi}{m} \cos\beta - \cos\frac{\pi}{m} \sin\beta - \sin\left(-\frac{\pi}{m}\right) \cos(\beta) + \cos\left(-\frac{\pi}{m}\right) \sin\beta \right] = \\
 &= \frac{-\sqrt{2}E_2}{\pi/m} \sin\frac{\pi}{m} \cos\beta = -U_{di0} \cos\beta = -U_{di0} \cos(\pi - \alpha) = U_{di0} \cos\alpha.
 \end{aligned}$$

Окончательно получаем

$$U_{di} = -U_{di0} \cos\beta = U_{di0} \cos\alpha. \quad (6.1)$$

Уравнение, описывающее регулировочную характеристику зависимого инвертора, точно такое же, как и для управляемого выпрямителя в режиме непрерывного тока.

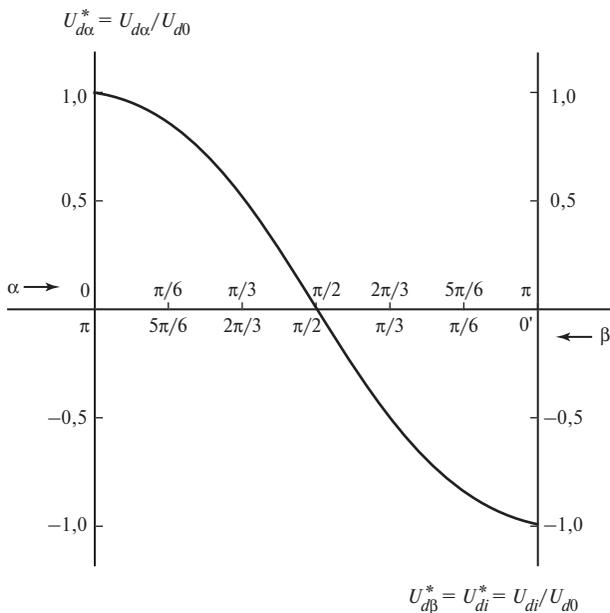


Рис. 6.4

На рис. 6.4 представлена полная регулировочная характеристика зависимого вентильного преобразователя. Характеристика имеет косинусоидальный характер. Интервал изменения угла управления $\alpha = 0 — \pi/2$ ($\beta = \pi/2 — \pi$) соответствует выпрямительному режиму преобразователя, тогда как диапазон $\beta = 0 — \pi/2$ ($\alpha = \pi/2 — \pi$) соответствует инверторному режиму работы преобразователя. Для того чтобы увеличить мощность, отдаваемую в сеть, необходимо увеличить ток I_d . Это можно осуществить двумя способами:

- 1) увеличить значение напряжения источника постоянного напряжения E_d по отношению к U_{di} ;
- 2) увеличить угол опережения β , уменьшив тем самым значение входного напряжения инвертора U_{di} по отношению к напряжению источника питания E_d .

Как видно из временной диаграммы напряжения $u_{a.k}$ (рис. 6.3, в), длительность отрицательного участка напряжения на вентиле равна углу управления (опережения) β . За это время выключившийся вентиль должен восстановить свои управляющие свойства. В противном случае при появлении положительного напряжения на вентиле он самопроизвольно включится. В это же время будет включен вентиль другой фазы, которая должна проводить ток, а через π/m -ю долю периода включится и третий вентиль. Все вентили преобразователя

будут проводить ток. Это аварийный режим короткого замыкания как для источника постоянного, так и для источника переменного напряжения. Такой режим имеет название «срыв инвертирования». Для недопущения срыва инвертирования необходимо, чтобы угол управления β был больше угла δ , соответствующего времени восстановления $t_{\text{восст}}$ используемых тиристоров. Отсюда следует, что зависимый инвертор практически не может работать при $\beta = 0$. Кроме того, к вентилю прикладывается на большей части периода положительное напряжение, поэтому вентили должны хорошо держать именно положительное напряжение.

6.3. Входная характеристика зависимого инвертора

Так же как и в выпрямительном режиме, в инверторном режиме работа преобразователя характеризуется конечным временем коммутации тока с вентилей одной фазы на вентиль другой фазы ($\gamma \neq 0$). Этот процесс обусловлен наличием паразитной индуктивности рассеяния трансформатора.

На рис. 6.5 представлены временные диаграммы входного напряжения инвертора u_{di} (рис. 6.5, а), тока i_d (рис. 6.5, б) и напряжения на вентиле $u_{a,k}$ (рис. 6.5, в). Как было показано ранее, на интервале

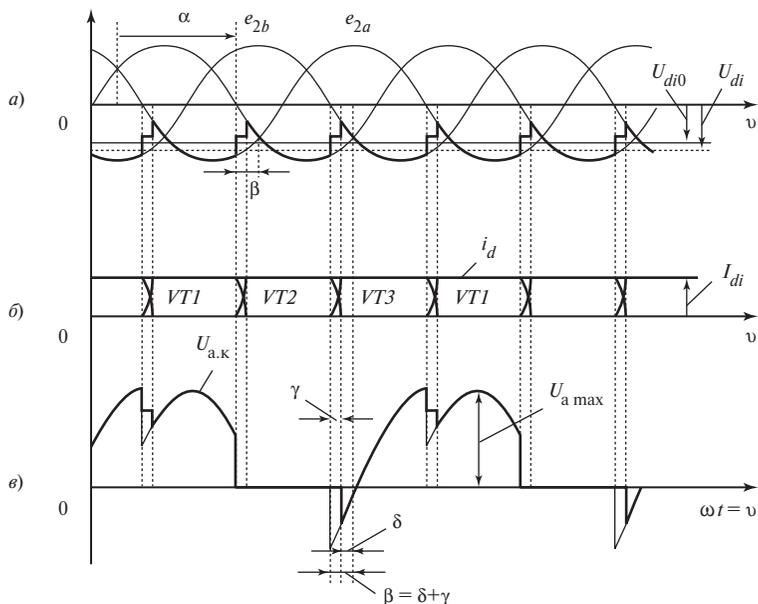


Рис. 6.5

коммутации напряжение u_d изменяется по закону полусуммы фазных напряжений, участвующих в коммутации, а среднее значение коммутационных потерь

$$\Delta U_x = \frac{1}{2\pi/m} \int_0^\gamma u_x d\vartheta = \frac{I_d m x_a}{2\pi}. \quad (6.2)$$

Однако в отличие от режима выпрямления коммутационные потери (коммутационная вырезка) не уменьшают, а увеличивают напряжение U_{di} . Это следует из временной диаграммы рис. 6.5, а:

$$U_{di} = -U_{di0} \cos\beta - \Delta U_x = U_{d0} \cos\beta - \frac{I_d m x_a}{2\pi}. \quad (6.3)$$

В выпрямительном режиме напряжение U_d и ток I_d являются выходными параметрами схемы, поэтому зависимость $U_d = f(I_d)$ называется нагрузочной (внешней) характеристикой выпрямителя. В зависимом инверторе цепь постоянного тока является входной цепью, поэтому зависимость $U_{di} = U_{d\beta} = f(I_{di})$ называется входной характеристикой инвертора. На рис. 6.6 изображены совмещенные регулировочная и семейство входных характеристик инвертора. Входная характеристика имеет растущий характер. Так же, как и в выпрямительном режиме, зависимость $U_{di} = U_{di\gamma} = f(I_{di})$ обычно строится в относительных единицах:

$$U_{di}^* = U_{di\gamma}^* = \frac{U_{di}}{U_{di0}} = -\left(\cos\beta + \frac{A u_k [\%]}{100} I_{di}^* \right), \quad (6.4)$$

где $I_{di}^* = I_{di}/I_{di\text{ном}}$; $A = m/(2\pi ab)$, a и b — коэффициенты, значения которых такие же, как для соответствующей схемы выпрямителя. Так же как и в выпрямительном режиме, при малых токах наступает режим прерывистого тока. В этом режиме нет перекрытия тока, т.е. режим коммутации отсутствует, вырезки в кривой напряжения u_{di} отсутствуют и напряжение U_{di} уменьшается, что и видно на входной характеристике в режиме малых токов. При анализе внешней характеристики выпрямителя было показано, что значение тока I_d влияет на длительность коммутационного процесса γ . В свою очередь, угол, предоставляемый на восстановление управляющих свойств тиристора $\delta = \beta - \gamma$ (рис. 6.5, в), зависит от угла опережения $\beta = \pi - \alpha$.

Таким образом, при расчете зависимого инвертора необходимо выбирать минимальный угол β таким, чтобы при максимальном токе в цепи постоянного тока обеспечивался необходимый угол восстановления управляющих свойств тиристорov δ .

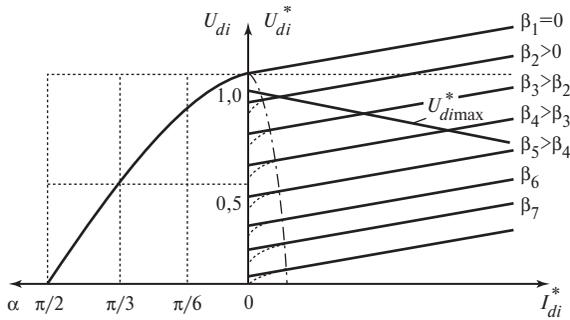


Рис. 6.6

Область устойчивой работы инвертора характеризуется ограничительной характеристикой (см. линию $U_{di}^*_{max}$ на рис. 6.6), определяющей предельное значение инвертируемого тока I_{di} (при заданном угле β), при котором угол восстановления управляющих свойств тиристора минимален ($\delta \geq \delta_{min}$). Для получения выражения, описывающего ограничительную характеристику, воспользуемся соотношением (5.16), заменив ток выпрямителя I_d на ток инвертора I_{di} и умножив и разделив левую часть формулы на одинаковое число, равное $2\pi/m$, получим

$$\frac{x_a I_{di} (2\pi/m)}{\sqrt{2} E_2 \sin(\pi/m) (2\pi/m)} = \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma).$$

Учитывая, что $\frac{\sqrt{2} E_2 \sin(\pi/m)}{\pi/m} = U_{di0}$, $\beta = \beta_{min} = \delta$ и $\alpha + \beta = 180^\circ$ получаем

$$\Delta U_x^* = \frac{I_{di} m x_a}{2\pi U_{di0}} = \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{2}. \quad (6.5)$$

Тогда входная характеристика инвертора описывается выражением

$$\begin{aligned} U_{di}^* &= \cos \beta + \frac{I_{di} m x_a}{2\pi U_{di0}} = \cos \beta + \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{2} = \\ &= \cos(\delta + \gamma) + \frac{\cos(\pi - \delta - \gamma) - \cos(\pi - \delta - \gamma + \gamma)}{2} = \\ &= \frac{2 \cos(\delta + \gamma) + \cos(\pi - \delta - \gamma) - \cos(\pi - \delta)}{2} = \\ &= \frac{\cos(\delta + \gamma) + \cos \delta + \cos \delta - \cos \delta}{2} = \cos \delta - \frac{\cos \delta - \cos(\delta + \gamma)}{2}. \quad (6.6) \end{aligned}$$

Окончательно, подставляя (6.5) в (6.6), находим

$$U_{di}^* = U_{di\max} = \cos \delta - \frac{I_{di} m x_a}{2\pi U_{di0}}. \quad (6.7)$$

Полученное выражение описывает ограничительную характеристику зависимого инвертора. Она точно такая же, как и выходная характеристика выпрямителя при $\alpha = \delta$.

Контрольные вопросы и задачи

- 6.1. Что такое инвертирование?
- 6.2. Что является формальным признаком источника и потребителя электрической энергии?
- 6.3. Объясните растущий характер входной характеристики зависимого инвертора.
- 6.4. От чего зависит мощность, передаваемая инвертором в сеть, и как ее можно регулировать?
- 6.5. Чем определяется время восстановления управляющих свойств тиристоров в зависимых инверторах?
- 6.6. Что такое ограничительная характеристика?
- 6.7. *Задача:* однофазный мостовой преобразователь без трансформатора работает на сеть 220 В в режиме инвертирования: $E_d = 100$ В, суммарное активное сопротивление потерь в цепи постоянного тока $r_{\Pi} = 0,25$ Ом, коммутационные потери отсутствуют, угол управления $\beta = 60^\circ$. Нарисовать схему, определить: а) мощность P_E , отбираемую от источника постоянного тока; б) действующее значение тока, отдаваемого инвертором в сеть; в) время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристоров $t_{\text{восст}}$. Нарисовать временные диаграммы питающего напряжения и тока в сети $I_{\text{сети}}$ и определить фазовый сдвиг φ между током и напряжением.
- 6.8. *Задача:* зависимый инвертор выполнен по трехфазной мостовой схеме без трансформатора и подключен к сети 220 В. Суммарное активное сопротивление потерь в цепи постоянного тока $r_{\Pi} = 0,28$ Ом, $E_d = 260$ В, $I_d = 10$ А. Определить: а) угол управления β ; б) действующее значение тока, отдаваемого инвертором в сеть I_c .
- 6.9. *Задача:* зависимый инвертор выполнен по трехфазной схеме с нулевым выводом и подключен к сети 380 В через трансформатор с $K_T = 1$. Все обмотки трансформатора соединены в звезду. Активными потерями в схеме пренебречь. Определить угол управления β , если $E_d = 400$ В, $x_a = 1$ Ом, $I_d = 100$ А.
- 6.10. *Задача:* в зависимом инверторе используются тиристоры с временем восстановления 300 мкс. Определить, при каком минимальном угле управления β работоспособен инвертор, если при максимальном значении тока угол коммутации $\gamma = 10^\circ$.

КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ

Коэффициент мощности электротехнической установки χ характеризуется отношением активной мощности P , потребляемой установкой, к полной кажущейся мощности S :

$$\chi = P/S, \quad (7.1)$$

где $P = UI_{(1)} \cos\varphi$ при питании от источника переменного напряжения; $I_{(1)}$ — действующее значение тока первой гармоники, если потребляется несинусоидальный ток; φ — фазовый сдвиг между синусоидальным напряжением и током первой гармоники; S — потребляемая установкой кажущаяся мощность, $S = UI$; I — полное действующее значение потребляемого тока,

$$I = \sqrt{I_{(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)}^2}. \quad (7.2)$$

Тогда коэффициент мощности

$$\chi = UI_{(1)} \cos\varphi / (UI) = v \cos\varphi, \quad (7.3)$$

где $v = I_{(1)}/I$ — коэффициент искажения, который характеризует степень несинусоидальности потребляемого установкой тока.

Наличие фазового сдвига между синусоидальным напряжением и первой гармоникой тока приводит к тому, что возникают временные интервалы, когда совпадают знаки тока и ЭДС. В этом случае устройство является источником электрической энергии. Но имеются участки, когда ток и ЭДС имеют противоположные знаки. В этом случае устройство становится потребителем электрической энергии. Когда оперируют не ЭДС, а напряжениями, то вектор напряжений противоположен вектору ЭДС. Тогда при совпадении направлений векторов тока и напряжения устройство является потребителем электроэнергии. В противном случае устройство превращается в источник электроэнергии.

Это значит, что на одних временных интервалах реактивные элементы устройства накапливают электрическую энергию, а на других — отдают. Происходит постоянный энергообмен между

источником питания и потребителем. Реактивная составляющая тока не создает активной мощности в нагрузке, тогда как в активных сопротивлениях монтажных проводов происходит потеря мощности $P = I^2 r$ независимо от природы (активной или реактивной составляющей) потребляемого тока. Поэтому источник должен обеспечить большую (кажущуюся) мощность, чем активная мощность, потребляемая установкой.

Ток и напряжение разных частот также активной мощности не дают, так как на периоде питающего напряжения чередуются интервалы, когда направления векторов тока и напряжения совпадают, и когда они противоположны. Рассмотрим подробнее составляющие коэффициента мощности для преобразовательной установки, работающей в выпрямительном и инверторном режимах.

Неуправляемый и управляемый выпрямители. В силу специфики работы выпрямительных установок ток, потребляемый из сети синусоидального напряжения, имеет прямоугольную или ступенчато-прямоугольную форму. На рис. 7.1, *a* показаны синусоидальная форма питающего напряжения и форма тока однофазного неуправляемого выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке (полагаем длительность коммутационного процесса γ равной нулю).

Гармонический состав потребляемого из сети тока зависит от пульсности схемы, т.е. от числа фаз выпрямления m . При разложении в ряд Фурье кривых потребляемого тока для различных схем выпрямления получим амплитуды гармонических составляющих

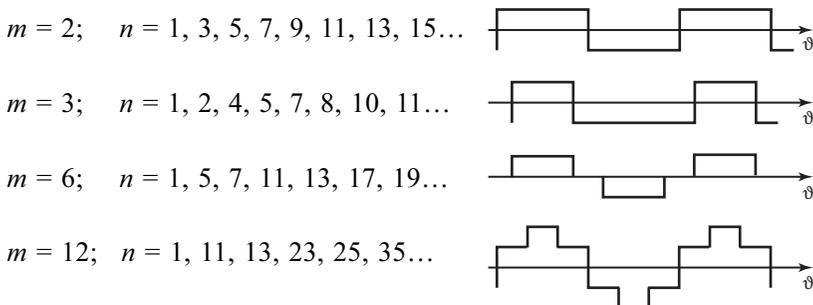
$$I_{\max(1)} = \frac{1}{\pi/m} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} i_1(\vartheta) \cos(n\vartheta) d\vartheta. \quad (7.4)$$

Ряд присутствующих гармоник, подчиняются зависимости

$$n = km \pm 1, \quad (7.5)$$

где n — номер гармоники в кривой первичного тока; m — число фаз выпрямления; k — ряд натуральных чисел: 1, 2, 3, 4, 5...

Ниже приведены номера присутствующих гармоник и формы первичных токов различных схем выпрямления:



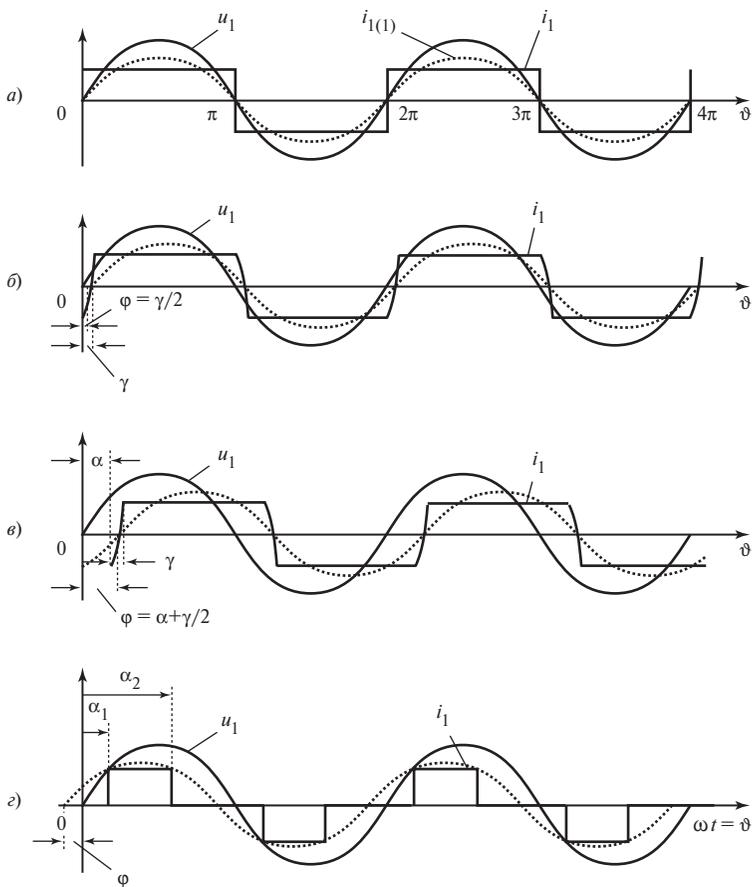


Рис. 7.1

Анализируя полученные данные, можно сделать вывод, что чем больше фазность схемы, тем меньше присутствие гармоник низкого порядка, т.е. тем ближе к синусоидальной форма потребляемого выпрямителем тока. Амплитуды составляющих гармоник и их действующие значения подчиняются закону

$$I_{1(n)} = I_{1(1)}/n, \quad (7.6)$$

где $I_{1(1)}$ — значение тока первой гармоники; $I_{1(n)}$ — значение тока n -й гармоники.

Как было показано выше, коэффициент искажения кривой потребляемого тока

$$v = I_{1(1)}/I_1, \tag{7.7}$$

где I_1 — полное действующее значение потребляемого тока.

Воспользовавшись полученными соотношениями, можно посчитать коэффициент искажения v для различных схем:

m	2	3	6	12
v	0,9	0,805	0,955	0,985

Фазовый сдвиг φ между током и напряжением в неуправляемых выпрямителях, если не учитывать коммутационные процессы, отсутствует, и общий коэффициент мощности χ будет определяться только коэффициентом искажений $\chi = v$.

При учете явления коммутации (рис. 7.1, б) первая гармоника тока сдвигается в сторону отставания на угол $\varphi = \gamma/2$ (точнее, на угол $2\gamma/3$).

В управляемых выпрямителях начало протекания тока в вентильях сдвигается на угол α , т.е. сдвигается в сторону отставания первичный ток выпрямителя (рис. 7.1, в). Учитывая фазовый сдвиг из-за процессов коммутации, имеем:

$$\varphi = \alpha + \gamma/2. \tag{7.8}$$

Тогда коэффициент мощности управляемого выпрямителя

$$\chi = v \cos(\alpha + \gamma/2). \tag{7.9}$$

Зависимость коэффициента мощности от угла управления α (рис. 7.2, а) почти такая же, как и регулировочная характеристика. Глубокое регулирование выходного напряжения управляемых выпрямителей сопровождается резким уменьшением коэффициента

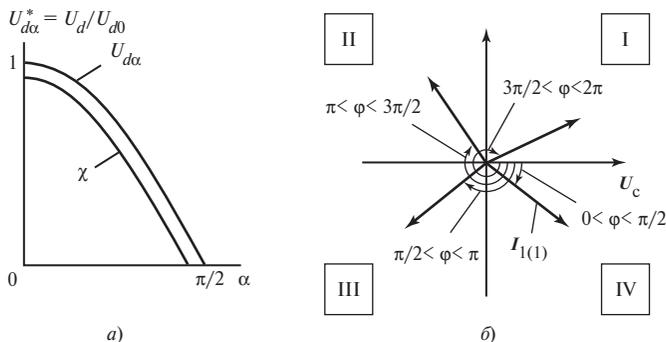


Рис. 7.2

мощности. Это обстоятельство ограничивает диапазон регулирования выходного напряжения управляемых выпрямителей.

В режиме непрерывного тока угол регулирования α изменяется от 0 до $\pi/2$ в сторону отставания. Значит, в этом же диапазоне изменяется фазовый сдвиг между питающим напряжением и первой гармоникой потребляемого тока. Этому соответствует квадрант IV векторной диаграммы рис. 7.2, б. В этом случае при $0 < \varphi < -\pi/2$ активная мощность $P = U_c I_{1(1)} \cos \varphi > 0$ и реактивная мощность $Q = U_c I_{1(1)} \sin \varphi < 0$, т.е. преобразователь потребляет активную мощность и является генератором реактивной мощности. Этот режим соответствует режиму естественной коммутации вентилей, т.е. коммутации под действием сетевого напряжения.

Если угол φ имеет опережающий характер, находится в квадранте I векторной диаграммы (временная диаграмма такого режима показана на рис. 7.1, з), то активная мощность $P = U_c I_{1(1)} \cos \varphi > 0$ и реактивная мощность $Q = U_c I_{1(1)} \sin \varphi > 0$. В этом случае преобразователь потребляет как активную, так и реактивную мощность. Такой режим применяется для коррекции коэффициента мощности, так как искусственным способом, путем выбора определенных углов включения и выключения вентилей, можно получать значения коэффициента мощности χ близкие к единице во всем диапазоне регулирования выходного напряжения выпрямителя. Однако для реализации этого режима необходимо применять специальные узлы принудительной коммутации или в выпрямителях использовать полностью управляемые вентили (двухоперационные тиристоры, IGBT-транзисторы и др.).

Зависимый инвертор. В режиме инвертирования преобразователь работает при углах управления $-\pi/2 < \alpha < \pi$, т.е. преобразователь работает в квадранте III векторной диаграммы рис. 7.2, б. При этом фазовый сдвиг φ находится в тех же пределах: $-\pi/2 < \varphi < \pi$. Активная мощность $P = U_c I_{1(1)} \cos \varphi < 0$ и реактивная мощность $Q = U_c I_{1(1)} \sin \varphi < 0$. В этом случае преобразователь генерируют в сеть как активную, так и реактивную мощность.

Находясь в квадранте II векторной диаграммы, преобразователь также работает в инверторном режиме ($\pi > \varphi > \pi/2$), так как $P = U_c I_{1(1)} \cos \varphi < 0$, но он является потребителем реактивной мощности $Q = U_c I_{1(1)} \sin \varphi > 0$. Этот режим так же, как и режим, соответствующий квадранту I, требует использования узлов принудительной коммутации или полностью управляемых вентилей.

Контрольные вопросы и задачи

- 7.1. Что такое коэффициент мощности преобразовательной установки?
- 7.2. Что такое коэффициент искажений?
- 7.3. Каким образом можно улучшать коэффициент мощности вентильного преобразователя?
- 7.4. *Задача:* однофазный мостовой выпрямитель без трансформатора работает с LC -фильтром с высокой степенью сглаживания, $R_{\text{н}} = 19,8$ Ом. Все элементы схемы идеальны (без потерь). Определить: а) активную мощность P , потребляемую из сети; б) полную мощность S , потребляемую из сети; в) мощность искажений, v .
- 7.5. *Задача:* однофазный мостовой управляемый выпрямитель без трансформатора работает с LC -фильтром с высокой степенью сглаживания, $R_{\text{н}} = 17,15$ Ом. Все элементы схемы идеальны (без потерь). Угол управления $\alpha = 30^\circ$. Определить: а) полную мощность S , потребляемую из сети; б) коэффициент мощности χ .

Глава восьмая

ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОСТОЯННОГО ТОКА (РЕВЕРСИВНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ)

Ревверсивные преобразователи нашли применение для питания как главных цепей электродвигателя, так и цепей возбуждения. Такой преобразователь позволяет:

осуществлять плавный пуск двигателя и регулировать (или стабилизировать) его частоту вращения;

осуществлять эффективное торможение двигателя с рекуперацией (возвращением) электрической энергии в сеть.

При питании от вентильного преобразователя улучшаются динамика и точность регулирования частоты вращения двигателя, увеличивается КПД системы источник питания — двигатель.

Известно, что частота вращения двигателя постоянного тока n пропорциональна напряжению питания двигателя U_d ($n = AU_d$), а момент M на валу двигателя пропорционален току, потребляемому двигателем ($M = BI_d$).

Для осуществления торможения двигателя необходимо изменить направление тока, протекающего по обмотке двигателя, а для изменения направления вращения двигателя нужно изменить полярность питающего напряжения. Этого можно достичь, используя два вентильных комплекта (два преобразователя), каждый из которых может работать как в выпрямительном, так и в инверторном режиме.

Из схемы рис. 8.1 следует, что преобразователь $\Pi 1$, питающийся от сети, обеспечивает положительную полярность напряжения U_d

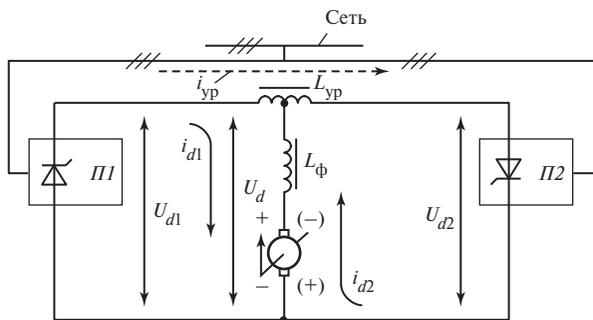


Рис. 8.1

(на схеме без скобок показана положительная полярность напряжения на двигателе) при работе преобразователя в выпрямительном режиме. При работе преобразователя *П1* в инверторном режиме напряжение на двигателе должно иметь обратную полярность. Преобразователь *П2* обеспечивает противоположное направление тока двигателя i_{d2} и может также работать как в выпрямительном, так и в инверторном режиме.

При работе преобразователя *П2* в выпрямительном режиме на двигатель будет подаваться отрицательное напряжение и он будет вращаться в другую сторону. На схеме хорошо видно, что при одновременной подаче управляющих импульсов на вентили обоих преобразователей возможно протекание уравнивающего тока между двумя преобразователями (минуя нагрузку) из-за разности мгновенных значений напряжений на выходе каждого преобразователя. Чтобы ограничить или совсем исключить уравнивающий ток, используют два способа, два режима работы преобразователя:

режим раздельного управления преобразователем;

режим согласованного управления преобразователем.

В режиме раздельного управления при подаче импульсов управления на вентили одного вентиляльного комплекта (преобразователя) импульсы управления с вентиляльного комплекта другого преобразователя снимаются. В этом случае контур для протекания уравнивающего тока принципиально отсутствует. Никаких дополнительных элементов в виде реакторов для ограничения уравнивающих токов включать не нужно. В режиме согласованного управления оба вентиляльных комплекта находятся в рабочем режиме, причем, если для одного вентиляльного комплекта система управления обеспечивает выпрямительный режим, то для другого комплекта — инверторный режим.

Для обеспечения режима согласованного управления углы управления обоих преобразователей должны отвечать соотношению: $\alpha_{П2} = \pi - \alpha_{П1}$.

В этом режиме появляется уравнивающий ток. Для его ограничения ставятся уравнивающие реакторы (дрессели).

Следует отметить, что преобразователь, работающий в режиме раздельного управления, получается легче, так как в силовой схеме отсутствуют громоздкие катушки индуктивности. Но в этом случае усложняется система управления и ухудшаются динамические свойства преобразователя. Схема управления должна автоматически снимать импульсы управления с одного из вентиляльных комплектов, когда второй пропускает ток. При этом между снятием импульсов управления с одного преобразователя и подачей импульсов управления на второй преобразователь должна быть пауза, чтобы управ-

ляющие свойства выключаемых вентилях могли восстановиться. Это и ухудшает быстродействие (динамику) вентильного преобразователя.

Рассмотрим подробнее режимы работы преобразователя при разгоне двигателя, его торможении и изменении направления вращения (рис. 8.2, а) при раздельном управлении вентильными комплектами. Известно, что напряжение на выходе преобразователя, работающего в выпрямительном (В) режиме, зависит от угла управления α , который изменяется в пределах $0-\pi/2$ (при условии непрерывности тока во всем диапазоне регулирования). Если угол α изменять от $\pi/2$ до π при наличии ЭДС в цепи нагрузки, то преобразователь будет рабо-

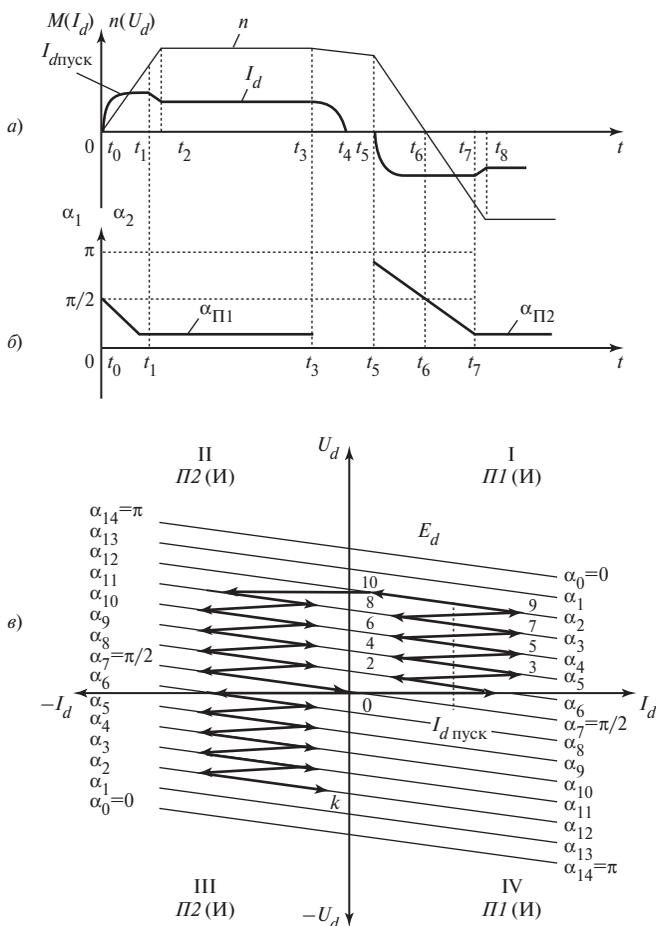


Рис. 8.2

тать в инверторном (И) режиме, отдавая энергию в сеть переменного напряжения.

Внешние характеристики преобразователя III , работающего в выпрямительном режиме, и входные характеристики того же преобразователя в инверторном режиме показаны в квадрантах I и IV совмещенных характеристик (рис. 8.2, *в*). Совмещенные характеристики второго преобразователя, обеспечивающего протекание тока через двигатель в другую сторону, для выпрямительного и инверторного режима показаны там же, но в квадрантах III и II соответственно.

Перед включением двигателя необходимо зарегулировать один из преобразователей (например, III), т.е. установить угол $\alpha_{III} = \pi/2$, что соответствует $U_{d1} = 0$. Это, в свою очередь, соответствует частоте вращения двигателя $n = 0$.

В момент времени $t = t_0$ начинается уменьшение α_{III} (рис. 8.2, *б*). Резкое уменьшение угла управления недопустимо. Это связано с тем, что напряжение противоЭДС на двигателе будет возрастать по мере раскрутки ротора, а он имеет инерционную массу и мгновенно частоту вращения изменить не может. Поэтому в момент пуска на диаграмме рис. 8.2, *в* мы переместимся из нулевой точки в точку 1, т.е. на выходную характеристику, соответствующую углу управления α_6 .

По мере раскручивания двигателя рабочая точка будет перемещаться по характеристике к точке 2. Если резко уменьшать угол управления, то произойдет бросок тока, что может привести к выходу из строя вентиляей. Уменьшая угол α_{III} , сохраняя среднее значение пускового тока $I_{d\text{пуск}}$ таким, чтобы обеспечить заданный момент на валу двигателя, разгоняем двигатель до заданной частоты вращения. Частота вращения двигателя будет соответствовать напряжению U_d в точке 10. Далее двигатель будет вращаться с постоянной частотой вращения. На интервале $t_1—t_2$ потребляемый ток несколько уменьшится, так как пусковой ток всегда несколько меньше тока, потребляемого двигателем при равномерном вращении и определяемого нагрузкой на валу двигателя.

Чтобы осуществить рекуперативное торможение двигателя и изменить направление его вращения, необходимо снять (заблокировать) управляющие импульсы с вентиляей первого преобразователя в момент времени t_3 . В цепи нагрузки имеются индуктивности, поэтому ток двигателя уменьшается с некоторой постоянной времени на интервале $t_3—t_4$. После снятия управляющих импульсов двигатель продолжает по инерции вращаться практически с прежней частотой. На интервале $t_4—t_5$ вентиляи, ранее пропускавшие ток,

восстанавливают управляющие свойства. Если клапан не восстановится, то в момент подачи управляющих импульсов на второй преобразователь образуется короткозамкнутый контур уравнительного тока через клапаны двух преобразователей, а это аварийный режим. Для преобразователя П2 в момент времени t_5 полярность напряжения на двигателе такова, что при подаче на клапаны управляющих импульсов $\alpha_{П2} > 90^\circ$ он работает в инверторном режиме. Энергия, запасенная в инерционных массах нагрузки, превращается в электрическую энергию и через преобразователь передается в сеть. Рабочая точка переходит из точки 10 на совмещенных характеристиках квадранта I, например, в точку на характеристике, соответствующей α_6 квадранта II.

Происходит рекуперативное торможение двигателя. При уменьшении угла $\alpha_{П2}$ до $\pi/2$ частота вращения двигателя падает до нуля, торможение окончено. При дальнейшем уменьшении угла $\alpha_{П2}$ до некоторого значения преобразователь П2 работает в выпрямительном режиме, и двигатель начинает разгоняться в обратную по отношению к первоначальной сторону. Скорость разгона и торможения двигателя зависит от скорости изменения угла управления.

Режим согласованного управления. При согласованном управлении управляющие импульсы подаются одновременно на оба преобразователя. Углы управления должны подчиняться равенству $\alpha_{П1} + \alpha_{П2} = \pi$. При согласованном управлении напряжения обоих преобразователей U_d равны, но имеют противоположный знак. Действительно, при работе преобразователей в режиме непрерывного тока $E = U_{dП1} = U_{d0} \cos \alpha_{П1} = U_{d0} \cos(\pi - \alpha_{П2}) = -U_{d0} \cos \alpha_{П2} = -U_{dП2}$. Выходные напряжения обоих преобразователей по отношению к нагрузке при согласованном режиме имеют одинаковые знаки и значения. Поэтому постоянная составляющая уравнительного тока между обоими преобразователями отсутствует, а переменная составляющая ограничивается уравнительными реакторами.

При разгоне двигателя рабочая точка перемещается от нулевой точки (рис. 8.2, в) к точке 10 таким же образом, как и в режиме раздельного управления. Теперь допустим, что при равномерном вращении ротора машины увеличится момент на валу, машина начнет тормозиться, частота n упадет, напряжение противоЭДС уменьшится ($E < U_{dП1}$) и в машину потечет ток

$$I_{d1} = (U_{dП1} - E)/r, \quad (8.1)$$

где r — суммарное сопротивление активных потерь.

Этот ток будет создавать дополнительный вращающий момент и частота вращения двигателя восстановится.

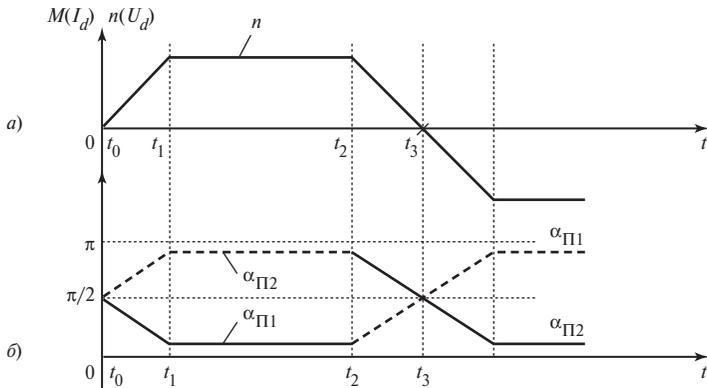


Рис.8.3

Если $\alpha_{П1}$ уменьшить, то увеличится $U_{dП1}$ и частота вращения двигателя возрастет.

Рассмотрим теперь процесс рекуперативного торможения и реверсирования направления вращения двигателя. Предположим, что двигатель вращается, и в момент времени t_2 (рис. 8.3, а, б) мы находимся в точке 10 объединенных характеристик (см. рис. 8.2, в). Увеличим угол управления $\alpha_{П1}$. Это приведет к уменьшению угла $\alpha_{П2} = \pi - \alpha_{П1}$. Поскольку E в силу инерционности двигателя измениться не может, точка пересечения характеристики, соответствующей α_2 ($П1$) с E_d автоматически переместится в точку пересечения α_{11} ($П2$) с E_d в квадранте II. А это инверторный режим преобразователя $П2$. Двигатель начнет тормозиться. При $\alpha_{П2} < \pi/2$ преобразователь $П2$ перейдет в выпрямительный режим и двигатель поменяет направление вращения.

Контрольные вопросы и задачи

- 8.1. Что такое режим раздельного и согласованного управления вентильным преобразователем?
- 8.2. Что такое уравнительный ток и какие существуют способы его ограничения и исключения?
- 8.3. Какие требования предъявляются к углам управления вентильных комплектов в режиме согласованного управления?
- 8.4. Для чего нужна пауза между снятием импульсов управления одного вентильного комплекта и подачей импульсов управления на второй вентильный комплект при раздельном управлении преобразователями?
- 8.5. Какие углы управления (и почему) должны иметь вентили в момент пуска двигателя?
- 8.6. К чему приведет пуск двигателя при $\alpha = 0$?

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ (ПЧНС)

Реверсивный преобразователь постоянного напряжения позволяет изменять значение выходного напряжения, его знак и осуществлять энергообмен между питающей сетью и потребителем, если на стороне нагрузки имеются накопители электроэнергии в виде электрической машины, емкостного или индуктивного накопителя. Эти свойства реверсивного преобразователя позволяют использовать его в качестве преобразователя частоты переменного напряжения.

Поскольку принцип работы преобразователя частоты таков, что в каждый момент времени нагрузка связана с питающей сетью через вентили, такой преобразователь называют преобразователем частоты с непосредственной связью. Силовая схема ПЧНС точно такая же, как и схема реверсивного преобразователя (рис. 9.1). Работать преобразователь может в режиме как отдельного, так и согласованного управления.

На рис. 9.1, а приведена временная диаграмма напряжения на нагрузке при работе преобразователя на активную нагрузку. Как следует из временной диаграммы, длительность полупериода выходного напряжения определяется временем, в течение которого ток проводят вентили каждой группы, или числом n периодов пульсации на полупериоде выходного напряжения $n(T_c/m)$ плюс удвоенное время (так как $t_1 = t_{\text{спада}}$), в течение которого напряжение на выходе работающего преобразователя спадает до нуля

$$2t_{\text{спада}} = (T_c/2) - (T_c/m),$$

тогда

$$T_{\text{вых}}/2 = n(T_c/m) + [(T_c/2) - (T_c/m)],$$

следовательно

$$f_{\text{вых}} = \frac{1}{T_{\text{вых}}} = f_c \frac{1}{1 + (2n - 2)/m}. \quad (9.1)$$

Как следует из полученного соотношения, выходную частоту преобразователя можно изменять только дискретно. Так, при $m = 3$, различном числе $n = 1, 2, 3, 4$ и частоте сетевого напряжения $f_c = 50$ Гц выходная частота преобразователя соответственно прини-

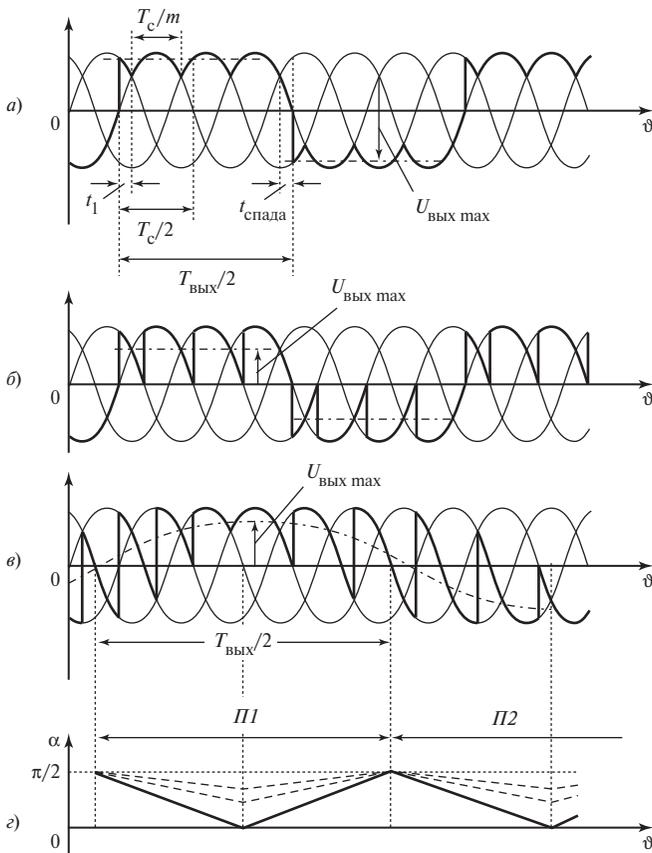


Рис. 9.1

мают значения: 50; 30; 21,43; 16,67 Гц и т.д. Чем больше фазность преобразователя m , тем меньше дискретность выходных частот.

Максимальное значение (амплитуда) выходного напряжения определяется средним значением выходного напряжения преобразователя на полупериоде:

$$U_{\text{вых max}0} = U_{d0} = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi m} \sin \frac{\pi}{m}.$$

Если изменять одинаково углы управления обоих преобразователей (рис. 9.1, б), то можно изменять амплитуду выходного напряжения.

Как видно на временных диаграммах, огибающая выходного напряжения имеет прямоугольную форму. Для приближения выходного напряжения к синусоидальной форме плавно изменяют угол управления α_1 на полупериоде выходного напряжения от $\pi/2$ до некоторого минимального значения, а затем опять до нуля

(рис. 9.1, з) при работе преобразователя на активную нагрузку. Если положительный полупериод формирует один из преобразователей, то отрицательный полупериод выходного напряжения формирует второй преобразователь с углами управления α_2 .

Временная диаграмма выходного напряжения и его огибающая (первая гармоника) показаны на рис. 9.1, в. Высшие гармоники подавляются выходными фильтрами. Однако чем больше фазность преобразователя, тем «чище» форма выходного напряжения без фильтра. Максимальной амплитуда выходного напряжения будет при изменении угла управления (модуляции угла управления) от нуля до $\pi/2$. Если диапазон модуляции угла управления уменьшить (рис. 9.1, з, штриховые линии), то амплитуда выходного напряжения уменьшится. Таким образом, *изменяя диапазон модуляции угла управления, можно регулировать амплитуду выходного напряжения*. При активно-индуктивной нагрузке, когда ток отстает от напряжения (рис. 9.2, а), имеются участки, на которых в реактивностях нагрузки накапливается электрическая энергия, и участки, на которых накопленная энергия возвращается в сеть. Происходит непрерывный обмен энергией между источником (сетью) и потребителем.

На участке $\vartheta_1—\vartheta_2$ напряжение и ток нагрузки имеют одинаковое направление (рис. 9.2). Следовательно, нагрузка потребляет электрическую энергию и преобразователь *П1* работает в выпрямительном режиме (*П1 В*). Угол управления α_1 изменяется в диапазоне $0—\pi/2$.

На интервале $\vartheta_2—\vartheta_3$ напряжение и ток нагрузки направлены встречно, причем, ток не поменял направление. Значит, продолжает

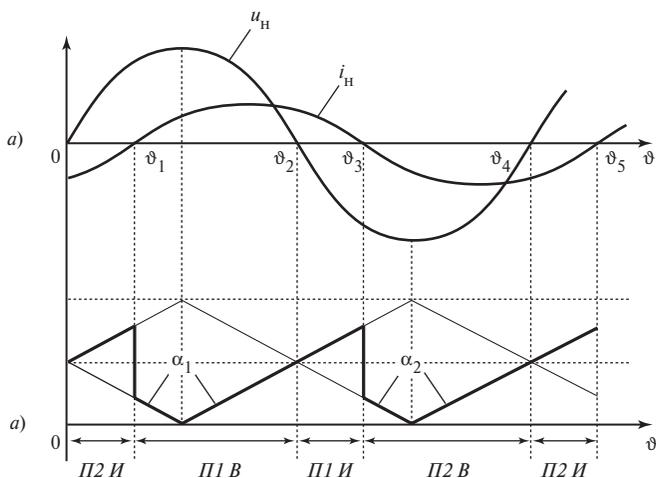


Рис. 9.2

пропускать ток тот же преобразователь, но в инверторном режиме при углах управления больше $\pi/2$ (верхняя граница угла управления ограничена моментом перехода тока через нуль). На интервале ϑ_3 — ϑ_4 вступает в работу преобразователь $П2$ в выпрямительном режиме, поскольку направления тока и напряжения совпадают. На интервале ϑ_4 — ϑ_5 преобразователь $П2$ переходит в инверторный режим. Далее все повторяется.

Силовая схема ПЧНС с естественной коммутацией вентилей достаточно проста и имеет относительно малые массогабаритные показатели. Недостаток устройства заключается в довольно большом значении коэффициента искажения кривой выходного напряжения. Выходная частота всегда ниже частоты питающего напряжения.

Преобразователи частоты с непосредственной связью применяются для питания мощных двигателей переменного напряжения, а также для индукционного нагрева металлических предметов токами низкой частоты. Если при высокочастотном нагреве прежде всего нагревается поверхностный слой металла, то при низкочастотном нагреве деталь прогревается изнутри.

Контрольные вопросы и задачи

- 9.1. Почему преобразователь частоты с непосредственной связью называют реверсивным преобразователем?
- 9.2. Чем определяется выходная частота ПЧНС?
- 9.3. От чего зависит амплитуда выходного напряжения ПЧНС?
- 9.4. Какие преимущества дает метод раздельного управления вентильными блоками ПЧНС?
- 9.5. Какие преимущества имеют ПЧНС, работающие в режиме согласованного управления?
- 9.6. От чего зависит минимальный угол управления в ПЧНС при использовании реальных тиристоров?
- 9.7. *Задача:* ПЧНС питается от однофазной сети напряжением $U_c = 220$ В при $f_c = 50$ Гц без трансформатора на активную нагрузку. На полупериоде выходного напряжения формируются два полупериода питающего напряжения ($n = 2$), угол управления $\alpha = 0$. Считать время восстановления вентилей $t_{\text{восст}} = 0$. Нарисовать форму выходного напряжения и определить: а) частоту выходного напряжения $f_{\text{вых}}$; б) максимальное значение огибающей выходного напряжения $U_{0н \text{ max}}$; в) действующее значение выходного напряжения на нагрузке $U_{\text{н}}$.
- 9.8. *Задача:* ПЧНС питается от однофазной сети напряжением $U_c = 220$ В, $f_c = 50$ Гц без трансформатора на активно-индуктивную нагрузку. Огибающая выходного напряжения формируется в виде синусоиды. При этом угол управления α изменяется в пределах $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$. Определить: а) амплитуду огибающей выходного напряжения $U_{н \text{ max}}$; б) угол δ , соответствующий минимальному времени восстановления управляющих свойств тиристоров.

ТИРИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Принцип работы тиристорного регулятора основан на использовании электронного ключа с двусторонней проводимостью, включенного последовательно с нагрузкой.

В качестве ключа могут быть применены два антипараллельно включенных тиристора (рис. 10.1, а), симистор (рис. 10.1, з), диодная схема с использованием одного тиристора (рис. 10.1, б) или транзистора. Напряжение к нагрузке прикладывается при условии

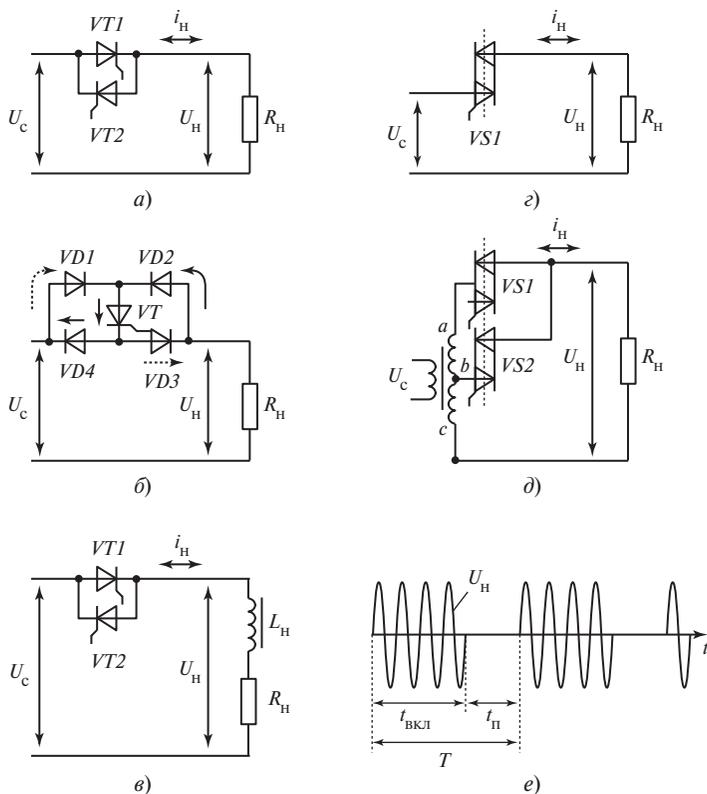


Рис. 10.1

наличия положительного напряжения на тиристоре (симисторе) и наличии управляющего сигнала, закрывается тиристор при отрицательном напряжении между анодом и катодом. Такой регулятор можно использовать в качестве:

- бесконтактного выключателя;
- регулятора средней мощности нагрузки;
- регулятора действующего значения напряжения на нагрузке.

Для отключения напряжения нагрузки достаточно снять управляющие импульсы, и в момент изменения полярности напряжения на электронном ключе последний выключится.

- Существует несколько режимов работы тиристорного регулятора:
- широтно-импульсный;
 - фазовый;
 - ступенчатый;
 - фазово-ступенчатый.

При *широтно-импульсном* способе управления средняя мощность регулируется при протекании переменного тока через нагрузку. Этот метод основан на изменении числа периодов переменного напряжения, подводимого к нагрузке. Диаграмма напряжений на рис. 10.1, *e* иллюстрирует принцип работы при таком способе управления. На интервале $t_{\text{вкл}}$, когда ток поочередно проводят оба тиристора (рис. 10.1, *a*), в нагрузке выделяется энергия

$$A = t_{\text{вкл}} U_c^2 / R_n = t_{\text{вкл}} P_{\text{max}},$$

где $P_{\text{max}} = U_c^2 / R_n$.

Тогда средняя мощность, выделяемая на нагрузке,

$$P_n = P_{\text{max}} \frac{t_{\text{вкл}}}{T} = P_{\text{max}} \gamma, \quad (10.1)$$

где $\gamma = t_{\text{вкл}} / T$ называется коэффициентом заполнения. Чем больше пауза $t_{\text{п}}$ на периоде повторяемости, тем меньше $t_{\text{вкл}}$, а значит, и коэффициент заполнения γ , тем меньше средняя мощность, выделяемая в нагрузке.

Фазовый способ регулирования основан на изменении длительности открытого состояния λ одного из тиристорov, включенных встречно-параллельно. Такое регулирование аналогично принципу работы управляемых выпрямителей. Отличие заключается в том, что в управляемых выпрямителях к нагрузке прикладываются однополярные участки синусоид питающего напряжения, а в регуляторах переменного напряжения — двухполярные.

- При фазовом регулировании различают три способа управления:
- с отстающим углом управления (рис. 10.2, *a*);
 - с опережающим углом управления (рис. 10.2, *б*);
 - двустороннее фазовое регулирование (рис. 10.2, *в*).

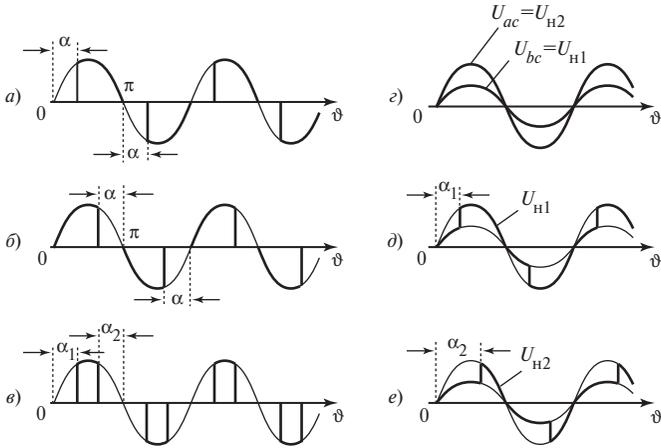


Рис. 10.2

При регулировании с отстающим углом управления и активной нагрузке выключение тиристоров осуществляется в результате изменения полярности питающего напряжения (естественная коммутация). При регулировании способами, показанными на рис. 10.2, б, в, запирающие тиристоры необходимо производить до момента естественной коммутации (до момента перехода напряжения через нуль). В этом случае нужно применять специальные узлы принудительной коммутации однооперационных тиристоров или реализовать устройство на двухоперационных тиристорах.

Зависимость действующего значения напряжения на нагрузке от угла регулирования α (*регулирующую характеристику*) при фазовом регулировании с отстающим и опережающим углами управления (рис. 10.2, а, б) для активной нагрузки находим из соотношений

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U_c)^2 \sin^2 \vartheta \, d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\alpha} (\sqrt{2} U_c)^2 \sin^2 \vartheta \, d\vartheta}. \quad (10.2)$$

Учитывая, что $\int \sin^2 \vartheta \, d\vartheta = \frac{\vartheta}{2} - \frac{\sin 2\vartheta}{4}$, получаем в относительных единицах

$$\frac{U_H}{U_c} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}. \quad (10.3)$$

При двустороннем фазовом регулировании зависимость для активной нагрузки (рис. 10.2, в) находим из соотношения

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (\sqrt{2} U_c)^2 \sin^2 \vartheta \, d\vartheta}, \quad (10.4)$$

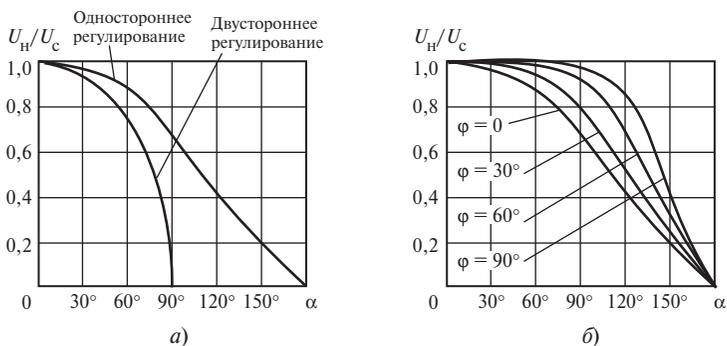


Рис. 10.3

откуда

$$\frac{U_H}{U_C} = \sqrt{\frac{1}{\pi}(\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}. \quad (10.5)$$

Регулировочные характеристики, построенные по полученным соотношениям при одностороннем регулировании (рис. 10.2, а, б) и двустороннем регулировании (рис. 10.2, в), показаны на рис. 10.3, а.

При рассмотренных способах регулирования для активной нагрузки кривые тока, протекающего через нагрузку, и кривые тока, потребляемого из сети, будут повторять форму напряжения на нагрузке и при $\alpha \neq 0$ отличаться от синусоиды.

Так, при одностороннем регулировании (см. рис. 10.2, а, б) и увеличении угла управления α будет искажаться и сдвигаться первая гармоника тока, потребляемого из сети, относительно питающего напряжения, что приведет к уменьшению коэффициента мощности: $\chi = \nu \cos \varphi < 1$. При двустороннем регулировании (см. рис. 10.2, в) первая гармоника тока не будет смещаться относительно питающего напряжения, но наличие высших гармоник в кривой тока приведет к ухудшению (уменьшению) коэффициента искажений ν с увеличением углов α_1 и α_2 , что также приведет к уменьшению коэффициента мощности.

На практике чаще всего нагрузка носит активно-индуктивный характер (см. рис. 10.1, д). Временные диаграммы, поясняющие работу схемы в этом случае, показаны на рис. 10.4, а, б.

Как сказано ранее, при работе однофазного выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку ток нагрузки в момент включения вентиля при $\alpha \neq 0$ не может измениться скачком, он нарастает плавно. При изменении полярности питающего напряжения вентиль не выключается, а продолжает пропускать ток на интервале $\pi - \vartheta_2$, пока не израсходуется энергия, накопленная в индуктивности на интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$.

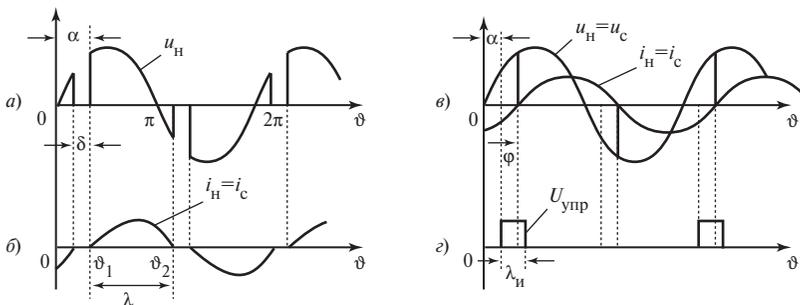


Рис. 10.4

Действующее значение напряжения на нагрузке находим из соотношения

$$\begin{aligned}
 U_H &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} (\sqrt{2} U_c)^2 \sin^2 \vartheta \, d\vartheta} = \\
 &= U_c \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[\frac{\lambda}{2} + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \lambda)}{4} \right]}. \quad (10.6)
 \end{aligned}$$

В относительных единицах

$$\frac{U_H}{U_c} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\lambda + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \lambda)}{2} \right]}, \quad (10.7)$$

где λ — длительность протекания тока через вентиль, зависящая от соотношения R_H и L_H .

При уменьшении угла управления значения и продолжительность тока нагрузки увеличиваются и при некотором $\alpha = \alpha_{\text{крит}} = \arctg(\omega L_H / R_H)$ пауза δ в кривой тока, а значит, и напряжение на нагрузке исчезают (рис. 10.4, в), и дальнейшее уменьшение угла управления не приводит к изменению напряжения на нагрузке. Ток и напряжение на нагрузке имеют синусоидальную форму с фазовым сдвигом $\varphi = \alpha_{\text{крит}}$, определяемым соотношением R_H и L_H . Регулирующая характеристика тиристорного регулятора при работе на активно-индуктивную нагрузку имеет мертвую зону регулирования при $\alpha < \alpha_{\text{крит}} = \varphi$.

График зависимости выходного напряжения от угла управления при активно-индуктивной нагрузке и различных углах φ показан на рис. 10.3. б.

Специфика работы тиристорных регуляторов на активно-индуктивную нагрузку предъявляет особые требования к системе управле-

ния таких преобразователей. Система управления должна формировать управляющие импульсы, подаваемые на тиристоры с длительностью $\lambda_{\text{и}} \geq \varphi$ (рис. 10.4, *з*). В противном случае при $\alpha < \alpha_{\text{крит}}$ будут пропуски во включении очередного тиристора, так как к моменту снижения тока нагрузки до нуля управляющий импульс закончится и очередной тиристор не включится.

При *ступенчатом методе* регулирования переменного напряжения вторичная обмотка трансформатора разбивается на несколько секций. На рис. 10.1, *д* показаны две секции (часть вторичной обмотки U_{cb} и полная вторичная обмотка U_{ac}). Выводы вторичных обмоток через встречно-параллельные тиристоры связаны с нагрузкой (в приведенной схеме используются симисторы). Подача управляющих импульсов на ту или иную группу симисторов позволяет без разрыва цепи источник питания — нагрузка подключать последнюю к различным секциям вторичных обмоток трансформатора. Кривые выходного напряжения $U_{\text{н1}}$ и $U_{\text{н2}}$ показаны на временных диаграммах рис. 10.2, *з*. Сложность конструкции трансформатора, наличие большого числа управляемых ключей, а также невозможность плавного регулирования мощности нагрузки являются недостатком такого способа регулирования переменного напряжения. Однако переключение отводов трансформатора без механического разрыва и отсутствие искажений в кривой потребляемого тока являются преимуществами такого способа регулирования действующего значения переменного напряжения.

В случае *фазоступенчатого* способа регулирования переменного напряжения совместно используются ступенчатый и фазовый методы регулирования переменного напряжения. Схема преобразователя такая же, как и для ступенчатого способа регулирования (см. рис. 10.1, *д*). В зависимости от числа секций вторичной обмотки трансформатора, а также от того, от скольких секций трансформатора питается нагрузка, существует двух-, трех-, четырех- и многоступенчатое фазовое регулирование. Фазовое регулирование дает возможность плавно изменять действующее значение напряжения на нагрузке (см. рис. 10.2, *д, е*).

Рассмотрим работу схемы на примере двухступенчатого регулируемого преобразователя. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы, показаны на рис. 10.2, *д, е*. Управляющие импульсы на отпирание симистора $VS2$ нижней ступени (секции с наименьшим вторичным напряжением) подаются в моменты перехода напряжения питания через нуль, т.е. в момент естественного отпирания вентилей. Отпирание симистора $VS1$ высшей ступени производят с некоторым углом α . При $\alpha = 0$ моменты подачи импульсов управления на симисторы $VS1$ и $VS2$ совпадают. Но в этом случае открывается

симистор высшей ступени $VS1$, так как симистор $VS2$ оказывается под обратным напряжением. Таким образом, напряжение на нагрузке при $\alpha = 0$ будет определяться напряжением высшей ступени вторичной обмотки трансформатора U_{ac} .

При углах управления $\pi > \alpha > 0$ (см. рис. 10.2, δ , e) на интервале α ток проводит симистор $VS2$, и напряжение на нагрузке определяется напряжением низшей ступени обмотки трансформатора. Управляющий импульс, поступающий с задержкой на угол α на симистор $VS1$, вызывает его отпирание и запирает симистора $VS2$. Напряжение на нагрузке до окончания текущей полуволны напряжения питания будет определяться напряжением высшей ступени.

Таким образом, регулировочную характеристику находим из расчета действующего значения напряжения кривой на рис. 10.2, δ :

$$\begin{aligned}
 U_H &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} (\sqrt{2} U_{bc})^2 \sin^2 \vartheta \, d\vartheta + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U_{ac})^2 \sin^2 \vartheta \, d\vartheta} = \\
 &= \sqrt{\frac{U_{bc}^2}{\pi} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) + \frac{U_{ac}^2}{\pi} \left(\pi - \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}. \quad (10.8)
 \end{aligned}$$

Совершенно очевидно, что при использовании фазового способа регулирования действующего значения переменного напряжения возможно плавное бесконтактное регулирование последнего с высоким быстродействием. Однако при этом способе регулирования коэффициент мощности установки будет меньше единицы из-за искажения формы потребляемого тока и появления фазового сдвига между напряжением сети и потребляемым током.

Контрольные вопросы и задачи

- 10.1. Какими способами можно регулировать значение переменного напряжения?
- 10.2. Чем отличается фазовый способ регулирования переменного напряжения от широтно-импульсного?
- 10.3. От чего зависит область регулирования переменного напряжения при активно-индуктивной нагрузке, если используется фазовый метод регулирования?
- 10.4. Что такое фазоступенчатый метод регулирования переменного напряжения?
- 10.5. *Задача:* регулирование температуры в холодильнике, у которого мощность компрессора $p_k = 0,5$ кВт, осуществляется с помощью тиристорного регулятора переменного напряжения, питающегося от сети, $U_c = 220$ В. Регулятор работает в режиме широтно-импульсного управления. Определить среднюю мощность, потребляемую от сети, если регулятор работает с коэффициентом заполнения $\gamma = 0,5$.

- 10.6. Задача: торшер снабжен тиристорным регулятором переменного напряжения, работающим в режиме одностороннего фазового управления. Определить, во сколько раз уменьшится мощность лампы, если установить угол управления $\alpha = 60^\circ$.
- 10.7. Задача: однофазный тиристорный регулятор переменного напряжения питается от сети, $U_c = 220$ В. Регулятор работает в режиме одностороннего фазового управления на активно-индуктивную нагрузку, $R_n = 10$ Ом, $L_n = 0,1$ Гн. Определить критическое значение угла управления $\alpha_{кр}$, начиная с которого возможно регулирование напряжения.

Глава одиннадцатая

АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ. ПРИНЦИПЫ РЕАЛИЗАЦИИ ИХ СХЕМ

Известно, что электрическая энергия вырабатывается в виде энергии переменного напряжения постоянной частоты со стандартными номиналами или в виде энергии постоянного тока. Тесные рамки частоты 50 Гц и постоянного тока, а также отсутствие сильноточных управляемых вентилях долгое время тормозили развитие устройств преобразовательной техники (главным образом их практическое применение). Появление мощных тиристоров, а затем полевых и IGBT-транзисторов расширило эти рамки, в особенности в области применения статических преобразователей для электропривода переменного тока, на электротранспорте, в электротермии, в качестве источников гарантированного питания, в устройствах стабилизации частоты при переменной частоте вращения первичных генераторов электроэнергии (например, на судах, самолетах) и во многих других случаях.

Автономным инвертором называют статический преобразователь постоянного напряжения в переменное с помощью электронных ключей, который работает на автономную нагрузку или сеть, в которой нет других источников переменного напряжения.

В автономном инверторе форма, значение и частота выходного напряжения определяются режимом его работы. Автономный инвертор может питаться как от источника постоянного напряжения (аккумуляторная или солнечная батарея), так и от выпрямителя, который, в свою очередь, питается от источника переменного напряжения.

По характеру электромагнитных процессов, протекающих в схемах автономных инверторов, все многообразие существующих схем можно разделить:

- 1) на автономные инверторы напряжения (АИН);
- 2) автономные инверторы тока (АИТ);
- 3) автономные резонансные инверторы (АРИ).

При использовании АИН форма и значение напряжения на нагрузке практически не зависят от значения и характера нагрузки. Иными словами, АИН по отношению к нагрузке ведет себя как источник ЭДС, т.е. выходное сопротивление инвертора близко к нулю.

Автономный инвертор тока ведет себя по отношению к нагрузке как *источник тока*, т.е. выходное сопротивление инвертора весьма велико. При этом значение и форма напряжения на нагрузке зависят от значения и характера нагрузки.

При реализации АРИ нагрузка служит составной частью колебательного контура. В этом случае ток нагрузки близок к синусоидальной форме, а его значение практически не зависит от нагрузки, но зависит от параметров реактивных элементов колебательного контура и напряжения источника питания.

Основной принцип реализации схем автономных инверторов заключается в организации связи между источником питания и нагрузкой через электронные ключи (диоды, тиристоры, транзисторы).

Такая связь должна обеспечивать разнополярную импульсную форму напряжения или тока на выходе автономного инвертора. Примеры получения знакопеременного напряжения на нагрузке приведены на рис. 11.1.

Нетрудно видеть, что при периодическом замыкании и размыкании попарно ключей K_1, K_3 и K_2, K_4 в схеме рис. 11.1, *а* и периодическом замыкании и размыкании ключей K_1 и K_2 в схемах рис. 11.1, *б*, *в* к нагрузке R_H прикладывается напряжение источника питания (постоянное напряжение), но с разной полярностью. В схеме рис. 11.1, *б* к нагрузке прикладывается напряжение $+E_d/2$ или $-E_d/2$ в зависимости от того, какой ключ проводит ток в данный момент времени. В схеме рис. 11.1, *в* к нагрузке прикладывается напряжение $\pm E_d$ с учетом коэффициента трансформации трансформатора.

Автономный инвертор напряжения питается от источника ЭДС. Источник питания наряду с малым внутренним сопротивлением должен иметь способность проводить ток в обоих направлениях.

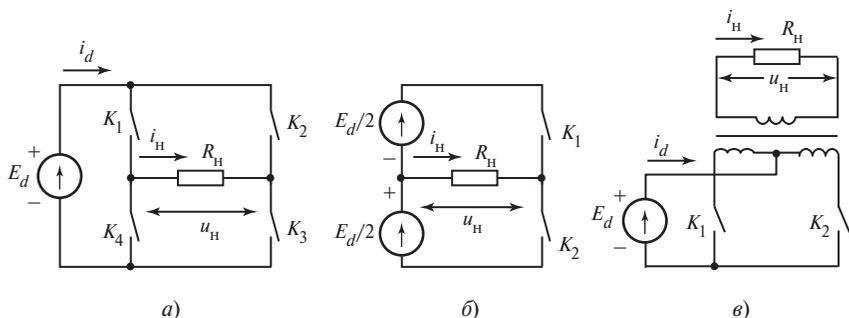


Рис. 11.1

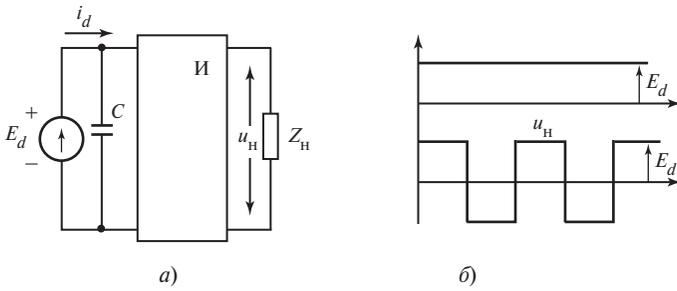


Рис. 11.2

Эти требования для любого источника постоянного напряжения будут удовлетворяться, если выходные зажимы источника питания (вход АИН) будут зашунтированы достаточно большой емкостью, так как сопротивление большой емкости будет весьма мало.

Наличие емкости на входе инвертора является отличительной особенностью АИН (рис. 11.2, а). Мгновенное значение напряжения на нагрузке всегда будет определяться значением напряжения источника питания и не будет зависеть от значения и характера нагрузки, поскольку в любой момент времени нагрузка через проводящие вентили подключена к источнику питания. В силу сказанного напряжение на нагрузке (рис. 11.2, б) имеет импульсный знакопеременный характер.

Отличительная особенность автономного инвертора тока заключается в наличии на входе инвертора катушки с достаточно большой индуктивностью (рис. 11.3, а). Такая катушка имеет большое сопротивление $X_L = \omega L$ для переменной (изменяющейся) составляющей тока источника питания, что ставит его в режим источника тока.

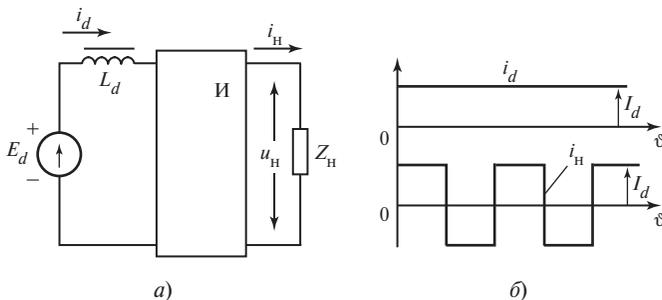


Рис. 11.3

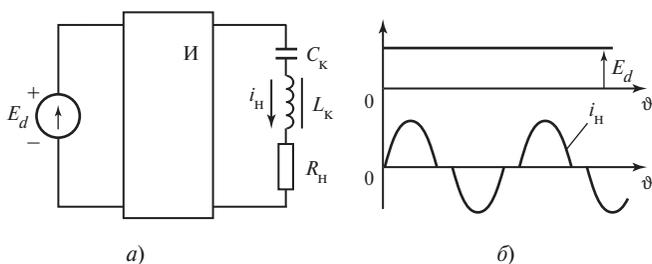


Рис. 11.4

В этом случае ключи инвертора на его выходе изменяют направление тока (рис. 11.3, б). Иными словами, нагрузка питается от импульсного источника тока, что и нашло отражение в названии схемы: *автономный инвертор тока*. При активно-индуктивной нагрузке и изменении направления тока на выходе инвертора энергия, накопленная в индуктивности нагрузки, переходит в энергию конденсатора, специально включенного параллельно нагрузке. Таким образом, наличие большой индуктивности на входе инвертора и конденсатора, включенного параллельно нагрузке, является отличительной особенностью любого автономного инвертора тока.

В автономных резонансных инверторах конденсатор резонансного контура включается параллельно нагрузке или последовательно с ней (рис. 11.4, а). При подключении колебательного контура к источнику питания через соответствующие ключи в нагрузке протекает ток, форма которого на полупериоде близка к синусоидальной (рис. 11.4, б).

Контрольные вопросы и задачи

- 11.1. Какие основные типы автономных инверторов используются в устройствах силовой электроники?
- 11.2. Что является отличительным признаком АИН, АИТ и АРИ?

Глава двенадцатая

АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

12.1. Формирование выходного напряжения АИН

Однофазный инвертор. При реализации схемы автономного инвертора напряжения ключи K должны иметь свойства двусторонней проводимости.

При этом в прямом направлении ключи должны быть управляемыми, т.е. момент включения ключа должен определяться системой управления. Такой ключ может быть реализован на биполярном или полевом транзисторе, на однооперационном или двухоперационном тиристоре, на IGBT-транзисторе или на любом другом приборе, работающем в ключевом режиме и имеющем свойства управления.

Для придания ключу свойства двусторонней проводимости управляемый клапан шунтируют неуправляемым диодом, включенным во встречном направлении. Примеры таких ключей приведены на рис. 12.1.

Принципиальная схема однофазного мостового АИН на IGBT-транзисторах приведена на рис. 12.2. Временные диаграммы напряжений и токов в различных ветвях схемы даны на рис. 12.3.

Как следует из временных диаграмм, к точке a нагрузки (см. рис. 12.2) прикладывается положительный или отрицательный потенциал источника питания в зависимости от того, какой из ключей левого плеча инвертора [K_1 (VT_1 или VD_1) или K_2 (VT_2 или VD_2)] находится в проводящем состоянии.

То же самое относится и к потенциалу точки b в зависимости от состояния ключей K_3 или K_4 . Если создать условия для периодического включения и выключения диагонально расположенных ключей, то к нагрузке будет прикладываться знакопеременное напряжение (рис. 12.3, a).

Действующее значение такого напряжения

$$U_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E_d^2 d\vartheta} = E_d. \quad (12.1)$$

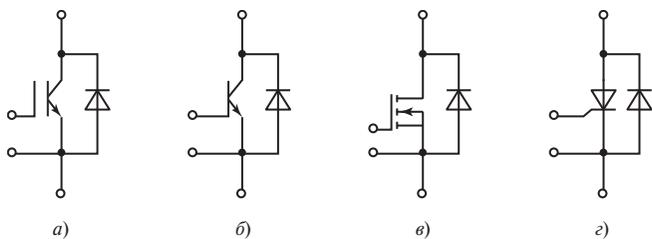


Рис. 12.1

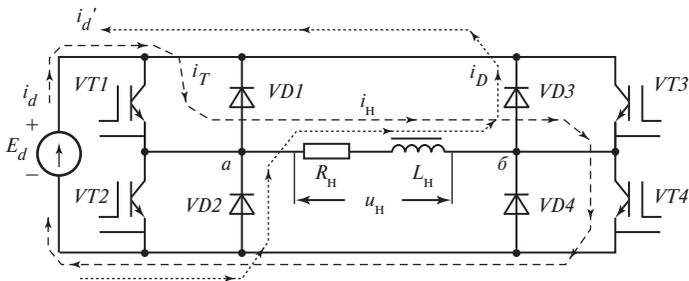


Рис. 12.2

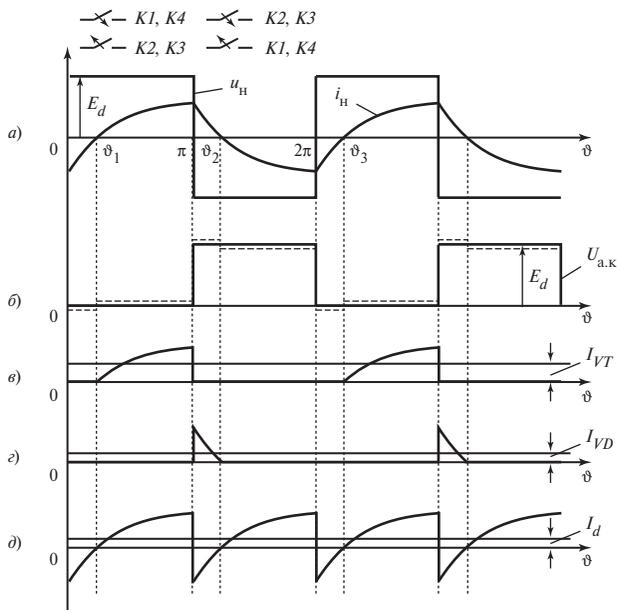


Рис. 12.3

При активной нагрузке форма тока нагрузки будет повторять форму напряжения. Если нагрузка будет иметь активно-индуктивный характер, то при форме напряжения в виде меандра изменение тока нагрузки находится из уравнения Кирхгофа для замкнутого контура в дифференциальном виде:

$$\omega L_{\text{H}} \frac{di_{\text{H}}}{d\vartheta} + i_{\text{H}} R_{\text{H}} = \pm E_d, \quad (12.2)$$

где знак плюс соответствует интервалу от нуля до π для положительного напряжения на нагрузке. В противном случае правая часть отрицательная.

Решение дифференциального уравнения в общем виде содержит принужденную $i_{\text{пр}}$ и свободную $i_{\text{св}}$ составляющие тока нагрузки и на участке от нуля до π имеет вид:

$$i_{\text{H}} = i_{\text{пр}} + i_{\text{св}} = \frac{E_d}{R_{\text{H}}} + A e^{-\vartheta/(\omega\tau)}, \quad (12.3)$$

где $\omega = 2\pi f_{\text{H}}$; f_{H} — частота выходного напряжения на нагрузке инвертора; $\tau = L_{\text{H}}/R_{\text{H}}$.

Постоянная интегрирования A определяется из условия непрерывности тока нагрузки и повторяемости его формы на каждом периоде в установившемся режиме. Ток в конце каждого полупериода равен по абсолютному значению току в начале полупериода, но противоположен по знаку (см. рис. 12.3, а). Исходя из сказанного, можно записать:

$$\text{при } \vartheta = 0 \quad i_{\text{H}} = -I_{\text{H max}}, \quad \text{при } \vartheta = \pi \quad i_{\text{H}} = +I_{\text{H max}}.$$

Подставляя начальные условия в общее решение, получаем:

$$-I_{\text{H max}} = \frac{E_d}{R_{\text{H}}} + A, \quad +I_{\text{H max}} = \frac{E_d}{R_{\text{H}}} + A e^{-\pi/(\omega\tau)},$$

откуда

$$A = -\frac{E_d}{R_{\text{H}}(1 + e^{-\pi/(\omega\tau)})}.$$

Тогда окончательно временная (угловая) зависимость тока нагрузки примет вид

$$i_{\text{H}} = \pm \frac{E_d}{R_{\text{H}}} \left(1 - \frac{2e^{-\vartheta/(\omega\tau)}}{1 + e^{-\pi/(\omega\tau)}} \right). \quad (12.4)$$

Знак плюс соответствует интервалу от нуля до π , в котором напряжение на нагрузке положительное.

Теперь рассмотрим подробнее, по каким контурам протекает ток нагрузки в течение периода выходного напряжения. Начнем рассматривать с интервала ϑ_1 — π . На этом интервале ток проводят транзисторы $VT1$ и $VT4$. Ток проходит от положительного полюса источника питания через названные транзисторы и нагрузку к отрицательному полюсу источника (см. рис. 12.2, штриховая линия). Временная диаграмма тока одного из транзисторов приведена на рис. 12.3, в. В момент времени, соответствующий точке π , система управления снимает сигналы управления с транзисторов $VT1$ и $VT4$ и подает сигналы управления, разрешающие прохождение тока через транзисторы $VT3$ и $VT2$. Транзисторы $VT1$ и $VT4$ запираются, но транзисторы $VT3$ и $VT2$ ток не пропускают, так как при индуктивном характере нагрузки ток не может скачком поменять значение и направление.

Индуктивность нагрузки создает условие для открывания обратных диодов $VD3$ и $VD2$, и ток нагрузки продолжает протекать в том же направлении через названные диоды и источник питания в обратном направлении (см. рис. 12.2, пунктирная линия). При этом полярность напряжения на нагрузке автоматически изменяется, так как точка a нагрузки через диод $VD2$ будет подсоединена к минусу источника питания, тогда как точка b через диод $VD3$ будет подсоединена к положительному полюсу источника питания.

На интервале $\pi - \vartheta_2$ энергия, накопленная в индуктивности нагрузки на предыдущем интервале, возвращается в источник питания. Временная диаграмма тока одного из обратных диодов приведена на рис. 12.3, г. В момент времени, соответствующий ϑ_2 , ток нагрузки изменяет свое направление и создаются условия для прохождения тока через транзисторы $VT3$ и $VT2$. При этом полярность напряжения на нагрузке не изменяется. Ток через эти транзисторы будет протекать до момента их запираания системой управления.

Однако ток нагрузки не может мгновенно изменить свое направление, и индуктивность нагрузки создаст условия для отпираания диодов $VD1$ и $VD4$, что приведет к изменению полярности напряжения на нагрузке. Далее процессы повторяются.

Среднее значение тока, протекающего через один из транзисторов, находим, используя временную диаграмму рис. 12.3, в:

$$I_{VT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\vartheta_1}^{\pi} i_n d\vartheta. \quad (12.5)$$

Среднее значение тока, протекающего через один из обратных диодов, определяем, используя временную диаграмму рис. 12.3, з:

$$I_{VD} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\vartheta_2} i_n d\vartheta. \quad (12.6)$$

Напряжение на ключе (идеальном) равно нулю, если клапан (или обратный диод), подключенный к этому клапану, проводит ток. Когда транзистор (или его обратный диод) не проводит ток, то к нему через проводящий транзистор (или обратный диод) этого же плеча прикладывается положительное напряжение источника питания E_d (рис. 12.3, б, штриховая линия). Если учитывать, что на транзисторе и обратном диоде на этапе проводимости падает небольшое напряжение, то на транзисторе на этапе проводимости будет некоторое положительное напряжение, отличное от нуля, а к подключенному к нему обратному диоду на этапе проводимости будет отрицательное напряжение, равное падению напряжения на диоде (рис. 12.3, б).

То же самое будет происходить на этапе запертого состояния ключа. К напряжению E_d будет прибавляться напряжение открытого другого диода этого же плеча или вычитаться напряжение открытого другого транзистора этого плеча. Осциллограмма напряжения на транзисторе и обратном диоде с учетом реальных вольт-амперных характеристик показана на рис. 12.3, б пунктиром.

Как было показано выше, от источника питания отбирается ток на этапе проводимости транзисторов и ток в источнике меняет свое направление на этапе проводимости обратных диодов. Энергия, накопленная в реактивном элементе нагрузки, возвращается в источник питания. Иными словами, происходит энергообмен (рекуперация электрической энергии) между источником и индуктивностью нагрузки. Этот энергообмен и обеспечивают обратные диоды. Форма тока источника постоянного напряжения показана на рис. 12.3, д.

При питании инвертора напряжения от управляемого выпрямителя наличие емкостного фильтра на входе инвертора является необходимым условием работоспособности схемы. На входе инвертора должен стоять элемент, способный принять электрическую энергию. При отсутствии конденсатора диоды выпрямителя не пропустят ток в обратном направлении на этапе рекуперации электрической энергии. Среднее значение тока источника питания определяется из кривой рис. 12.3, д:

$$I_{VT} = \frac{1}{\pi} \int_{\vartheta_1}^{\pi} i_n d\vartheta. \quad (12.7)$$

На практике на выходе АИН часто используются фильтры, которые приближают форму выходного напряжения, а значит, и выходного тока к синусоидальной. В этом случае токи силовых ключей, обратных диодов и источника питания состоят из отрезков синусоид. Поэтому, как правило, расчет токов при выборе ключевых элементов можно проводить, используя метод основной гармоники, т.е. считать, что от инвертора потребляется синусоидальный ток. Это существенно облегчает расчет схемы.



Рис. 12.4

Выходная характеристика АИН (рис. 12.4) достаточно «жесткая», т.е. напряжение на нагрузке очень слабо зависит от значения тока нагрузки.

Спад характеристики определяется активным сопротивлением монтажных проводов и падением напряжения на открытом ключевом элементе инвертора.

12.2. Гармонический состав кривой выходного напряжения

Известно, что токи и напряжения разной частоты активной мощности не дают. Выходное напряжение АИН может принимать значения напряжения источника питания той или иной полярности и формируется в виде последовательности разнополярных прямоугольных импульсов. Очевидно, что спектр такого напряжения богат высшими гармониками, которые необходимо отфильтровывать, приближая форму выходного напряжения к синусоидальной. Часто для оценки качества выходного напряжения АИН пользуются коэффициентом гармоник по напряжению, равным отношению действующего значения напряжения высших гармоник (квадратному корню из суммы квадратов действующих значений высших гармоник) к полному действующему значению напряжения на нагрузке:

$$K_{гн} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{н(n)}^2}}{U_H}. \quad (12.8)$$

Этот коэффициент позволяет судить о совокупности всех гармоник спектра, но не учитывает номера и «веса» присутствующих гармоник. Гармоники более высокого порядка легче отфильтровать, чем гармоники, частоты которых близки к основной.

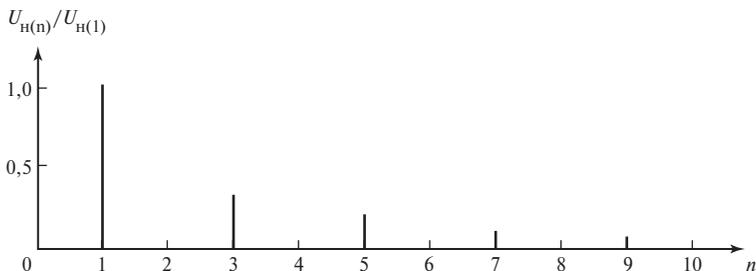


Рис. 12.5

Рассмотрим гармонический состав кривой выходного напряжения однофазного АИН, приведенной на рис. 12.3, а. Разложение этой кривой в ряд Фурье приводит к выражению

$$U_H = \frac{4E_d}{\pi} \left(\cos \omega t + \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots + \frac{1}{n} \cos n\omega t \right). \quad (12.9)$$

Из выражения следует, что амплитуда основной гармоники

$$U_{H(1)\max} = \frac{4E_d}{\pi}, \text{ ее действующее значение } U_{H(1)} = \frac{4E_d}{\pi\sqrt{2}} = 0,9E_d. \text{ Так}$$

как полное действующее значение кривой выходного напряжения рис. 12.3, а $U_H = E_d$, коэффициент гармоник такой кривой

$$K_{гу} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{H(n)}^2}}{U_H} = \frac{\sqrt{U_H^2 - U_{H(1)}^2}}{U_H} = \sqrt{1 - 0,9^2} = 0,436. \quad (12.10)$$

Из разложения в ряд Фурье видно, что в кривой напряжения на нагрузке присутствует ряд нечетных гармоник, амплитуды которых в n раз меньше амплитуды основной гармоники, где n — номер гармоники.

Так, третья гармоника составляет 33,3 %, пятая — 20 %, седьмая — 14,3 % основной гармоники и т.д. На рис. 12.5 показан спектральный состав такого напряжения.

12.3. Регулирование выходного напряжения АИН

Регулировать значение выходного напряжения АИН можно несколькими способами:

- 1) по цепи источника питания;
- 2) по цепи нагрузки;
- 3) внутренними средствами.

- Регулирование внутренними средствами имеет несколько видов:
- широотно-импульсное регулирование (ШИР);
 - метод геометрического суммирования;
 - широотно-импульсная модуляция (ШИМ).

Регулирование выходного напряжения по цепи источника питания. В простейшем случае выходное напряжение АИН формируется в виде разнополярных импульсов, амплитуда которых зависит от значения напряжения источника питания. Как было показано выше, действующее значение переменного напряжения в виде меандра равно напряжению источника питания E_d . Значит, изменяя напряжение E_d , можно изменять действующее значение выходного напряжения АИН.

Напряжение источника питания можно изменять с помощью управляемого выпрямителя (УВ), если первичным источником служит сеть (рис. 12.6, а), или с помощью специального импульсного регулятора постоянного напряжения (ИРПН). Принцип работы ИРПН рассматривается в последующих главах. Недостаток регулирования напряжения на нагрузке по цепи источника питания заключается в двойном преобразовании энергии: из переменного в регулируемое постоянное (или из постоянного в регулируемое постоянное), а затем уже с использованием АИН получается необходимое значение переменного напряжения.

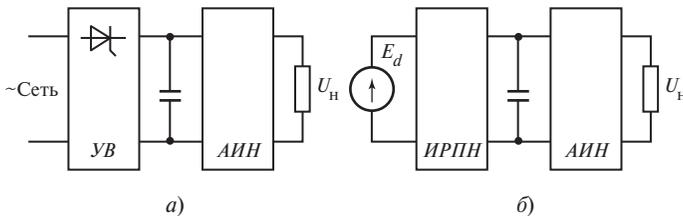


Рис. 12.6

Регулирование выходного напряжения по цепи нагрузки.

Такое регулирование можно осуществлять с помощью трансформатора, включенного между выходом АИН и нагрузкой (рис. 12.7).

Для переключения нагрузки с одного напряжения на другое требуется время, что ухудшает динамику регулирования и связано с разрывом нагрузки на интервале переключения.

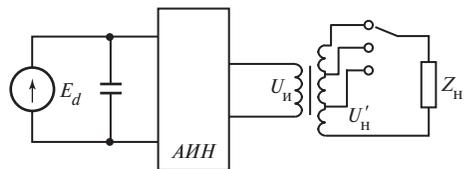


Рис. 12.7

Регулирование кривой выходного напряжения внутренними средствами. В этом случае регулирование осуществляют, управляя силовыми ключами таким образом, чтобы изменялась ширина импульсов, формирующих напряжение на нагрузке. Отсюда и название: широтно-импульсное регулирование.

Если передний фронт составляющих импульсов сдвигать на угол α в сторону отставания, как показано на рис. 12.8 (или задний фронт в сторону опережения, или оба одновременно), то будет уменьшаться длительность составляющих импульсов λ , а значит, будет изменяться действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_d^2 d\vartheta} = E_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} = E_d \sqrt{\frac{\lambda}{\pi}}. \quad (12.11)$$

Из полученного выражения и из временной диаграммы следует, что максимальное напряжение соответствует нулевому значению угла α . Очевидно, что выходное напряжение равно нулю при $\alpha = \pi$. Регулировочная характеристика, построенная по полученной зависимости, имеет вид, показанный на рис. 12.9. Этот способ регулирования выходного напряжения предпочтителен, так как регулирование напряжения на выходе силового блока осуществляют с помощью системы управления, исключая механические переключения в схеме

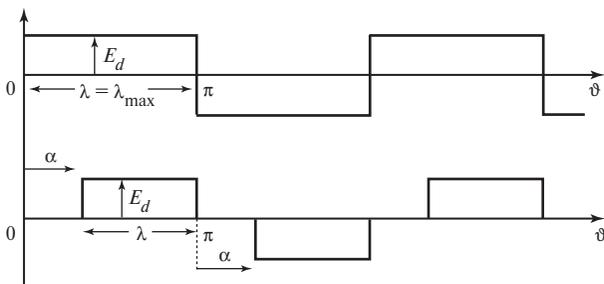


Рис. 12.8

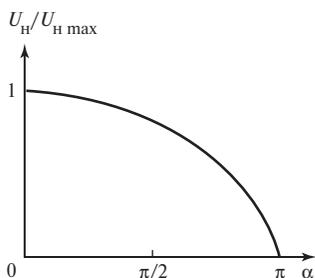


Рис. 12.9

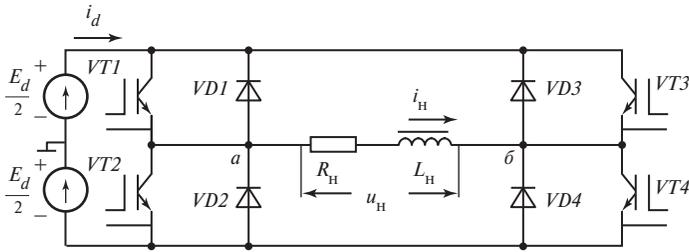


Рис. 12.10

силового блока. Кроме того, существенно повышается динамика (скорость) регулирования выходного напряжения инверторов.

Практически реализовать широтное регулирование выходного напряжения однофазного инвертора можно следующим образом: разобьем источник питания на две равные части, как показано на рис. 12.10, и среднюю точку источника питания примем за нулевой потенциал.

На рис. 12.11, *a—г* дан алгоритм (порядок) переключения ключей *K* в схеме рис. 12.10. Жирной линией показаны временные интервалы, когда система управления обеспечивает возможность открытого состояния управляемых электронных ключей *VT* (ключ замкнут). Однако это не значит, что на определенном интервале ток проводит управляемый прибор *VT*. На этом интервале ток может проводить шунтирующий его диод. Ключи каждого полумоста (например, *VT1* и *VT2*) проводят ток попеременно в течение интервала π (рис. 12.11, *a, б*). Таков же алгоритм работы ключей *K3* и *K4* (рис. 12.11, *в, г*). Регулирование осуществляется путем смещения системы управляющих импульсов одного полумоста относительно другого на угол управления α .

На рис. 12.11, *a—г* проиллюстрирован этот сдвиг. Потенциал φ_a точки *a* (см. рис. 12.10) в схеме принимает положительные и отрицательные значения, равные $\pm E_d/2$ (рис. 12.11, *д*). Такие же значения (согласно алгоритму переключения ключей *K3* и *K4*), но сдвинутые на угол α , принимает потенциал φ_b точки *б* (см. рис. 12.10 и 12.11, *е*). Напряжение на нагрузке $u_H = \varphi_a - \varphi_b$, построенное как разность временных диаграмм рис. 12.11, *д, е*, приведено на рис. 12.11, *ж*.

На приведенных диаграммах видно, что с изменением угла управления α сдвигаются передние фронты составляющих импульсов, что приводит к изменению длительности этих импульсов,

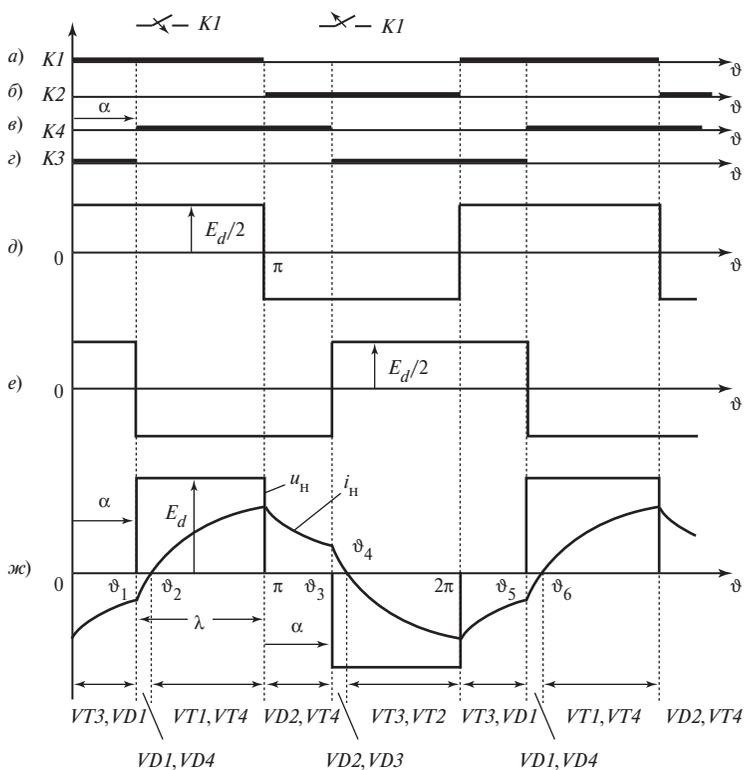


Рис. 12.11

а значит, и к изменению действующего значения напряжения на нагрузке.

Теперь рассмотрим подробнее, какие приборы на различных временных интервалах будут пропускать токи при активно-индуктивной нагрузке и при анализируемом алгоритме переключения вентилей. На рис. 12.11, ж показана форма тока нагрузки при прямоугольном напряжении, у которого длительность составляющих импульсов не равна π . Анализ начнем с момента, соответствующего ϑ_2 , когда токи и напряжение имеют одинаковые знаки. Согласно алгоритму переключения вентилей (рис. 12.11, а–г) на интервале ϑ_2 — π ток проводят транзисторы $VT1$, $VT4$ по контуру: источник питания—транзистор $VT1$ —нагрузка—транзистор $VT4$ —источник питания. Ток нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = L_H/R_H$. На интервале π — ϑ_3 согласно алгоритму ток проводят ключи $K2$ и $K4$. Ток не может скачком изменить свое значение и знак в момент π . Поэтому он продолжает протекать через нагрузку в том

же направлении по контуру: нагрузка— $VT4$ —диод $VD2$. Так как транзистор $VT4$ и диод $VD2$ подсоединяют нагрузку к одной из шин источника питания, то нагрузка оказывается короткозамкнутой. Ток в нагрузке протекает за счет энергии, запасенной в индуктивности цепи нагрузки, рассеивая энергию в сопротивлении нагрузки, и меняется на этом интервале по закону

$$i_n = i_{n(\vartheta = \pi)} e^{-\vartheta/\omega\tau}. \quad (12.12)$$

В момент ϑ_3 создаются условия для пропускания тока ключами $VT2$ и $VT3$, но ток еще не снизился до нуля. Поэтому открываются диоды $VD2$ и $VD3$, ток течет по контуру: нагрузка—диод $VD3$, через источник в обратную сторону—диод $VD2$. На этапе ϑ_3 — ϑ_4 энергия, накопленная в индуктивности, возвращается в источник питания, а напряжение на нагрузке меняет знак, так как нагрузка подключена к соответствующим зажимам источника питания через проводящие диоды. В момент времени ϑ_4 ток нагрузки изменяет свой знак, открываются транзисторы $VT2$ и $VT3$, ток течет по контуру: источник питания—транзистор $VT3$ —нагрузка—транзистор $VT2$ —источник питания.

Аналогичным образом на интервале 2π — ϑ_5 ток протекает по контуру: нагрузка—транзистор $VT3$ —диод $VD1$. Нагрузка замкнута накоротко, напряжение на нагрузке равно нулю. На интервале ϑ_5 — ϑ_6 , пока ток нагрузки не снизится до нуля, открываются диоды $VD1$ и $VD4$, напряжение на нагрузке меняет знак, источник питания опять становится приемником электрической энергии. В момент времени ϑ_6 открываются транзисторы $VT1$, $VT4$ и процессы повторяются.

Таким образом, изменяя фазовый сдвиг между системами управляющих импульсов двух полумостов однофазной мостовой схемы, можно с помощью системы управления (внутренними средствами) регулировать значение выходного напряжения в АИН.

Очевидно, что изменяя форму (длительность) составляющих импульсов, мы будем изменять и гармонический состав выходного напряжения. При разложении в ряд Фурье кривой напряжения на рис. 12.11, *жс* приходим к выражению

$$U_n = \frac{4E_d}{n\pi} \sin\left(n\frac{\lambda}{2}\right) (\cos\omega t + \cos 3\omega t - \cos 5\omega t + \dots + \cos n\omega t). \quad (12.13)$$

Из (12.13) следует, что, как и при форме напряжения в виде меандра, в выходном напряжении отсутствуют четные гармоники, а амплитуда нечетных гармоник зависит от длительности составляющего импульса λ . Изменение спектрального состава выходного напряжения АИН при ШИР-регулировании приведено на рис. 12.12.

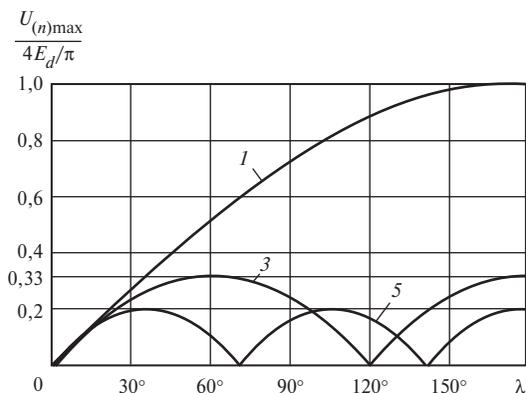


Рис. 12.12

Наиболее сложно отфильтровать третью гармонику, так как она составляет 33 % амплитуды основной гармоники. Однако если выбрать длительность импульса $\lambda = 120^\circ$, а напряжение на нагрузке регулировать внешними средствами, то в кривой выходного напряжения будет отсутствовать наиболее весомая третья гармоника и выходные фильтры инвертора будут легче. Это один из способов улучшения спектрального состава выходного напряжения.

Метод геометрического суммирования. Метод геометрического суммирования очень схож с ШИР-регулированием выходного напряжения АИН. Сущность метода заключается в том, что выходные напряжения двух идентичных инверторных блоков суммируются с помощью двух выходных трансформаторов (или одного общего выходного трансформатора) (рис. 12.13, а).

Инверторные блоки управляются таким образом, что между управляющими импульсами составляющих инверторных блоков создается регулируемый фазовый сдвиг на угол α , позволяющий изменять амплитуду основной гармоники напряжения на нагрузке. Действительно, напряжение на нагрузке есть геометрическая сумма напряжений вторичных обмоток трансформаторов инверторов.

Векторная диаграмма, иллюстрирующая суммирование гармонических составляющих напряжений инверторов, приведена на рис. 12.13, б. Из векторной диаграммы следует:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{вых1}} \cos \frac{\alpha}{2} + U_{\text{вых2}} \cos \frac{\alpha}{2} = 2U_{\text{вых}} \cos \frac{\alpha}{2}.$$

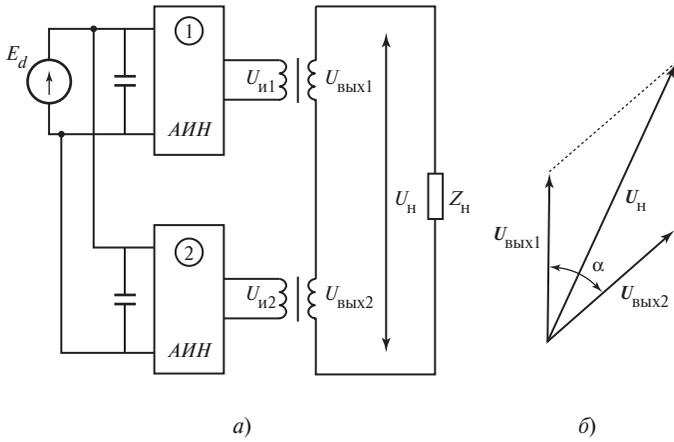


Рис. 12.13

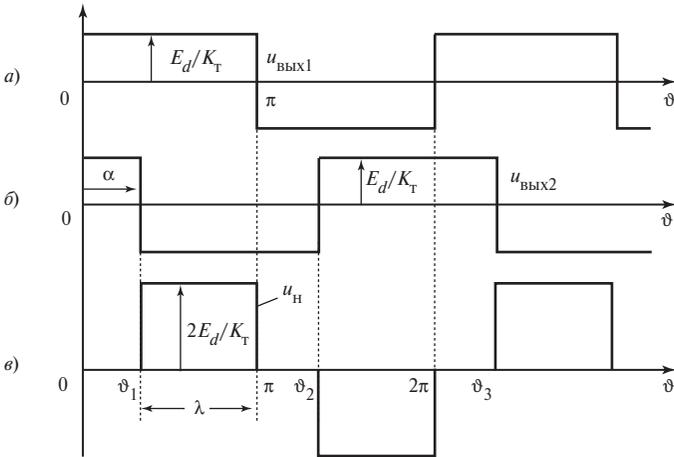


Рис. 12.14

Кривые напряжения на нагрузке как результат сложения выходных напряжений двух инверторов, сдвинутых на угол α , показаны на рис. 12.14.

Как и при регулировании напряжения нагрузки внутренними средствами, действующее значение напряжения на нагрузке будет определяться выражением

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} E_d^2 d\vartheta} = E_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} = E_d \sqrt{\frac{\lambda}{\pi}}. \quad (12.14)$$

12.4. Улучшение гармонического состава кривой выходного напряжения

Согласно принципу формирования кривой выходного напряжения АИН форма напряжения на нагрузке состоит из последовательности прямоугольных импульсов различной полярности. Большинство потребителей электрической энергии переменного напряжения критичны к наличию высших гармоник в кривой питающего напряжения. Высокочастотные составляющие приводят к сбою систем управления, радиопомехам, дополнительным потерям в трансформаторах, конденсаторах, в соединительных кабелях и др., что, в свою очередь, приводит к уменьшению КПД устройства, которое питается от источника с несинусоидальной формой выходного напряжения. Обычно для источников питания коэффициент гармоник по напряжению $K_{гн}$ должен быть не выше 5 %. Требуемый $K_{гн}$ можно обеспечить несколькими способами:

- 1) использованием фильтров для подавления высших гармоник на выходе выпрямителя;
- 2) реализацией такой кривой выходного напряжения, которая позволила бы ограничить содержание высших гармоник или исключить наиболее весомые.

12.4.1. Выходные фильтры

Выходные фильтры представляют собой пассивные четырехполюсники, состоящие из реактивных (емкостных и индуктивных) элементов. Параметры элементов фильтров рассчитываются из условия максимального подавления высших гармоник и минимального влияния на первую гармонику. Известно, что реактивное сопротивление индуктивности прямо пропорционально, а емкостное — обратно пропорционально частоте. Естественно, что фильтр подключается между выходом АИН и нагрузкой (рис. 12.15).

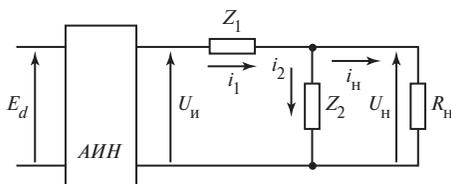


Рис. 12.15

К выходным фильтрам предъявляются следующие требования:

1) коэффициент передачи основной гармоники должен быть близок к единице, т.е. потери напряжения на элементах фильтра от основной гармоники должны быть минимальными;

2) фазовый сдвиг первой гармоники, вносимый фильтром, должен быть минимальным;

3) высшие гармоники должны быть ослаблены до уровня, соответствующего требованиям конкретного преобразователя. Чаще всего допустимый коэффициент гармоник лежит в пределах единиц процентов;

4) токи высших гармоник не должны существенно нагружать вентили преобразователя;

5) фильтры должны быть минимизированы по массогабаритным показателям и стоимости.

Коэффициент передачи Г-образного фильтра для определенной гармоники $K_{\Phi(n)}$ зависит от полного сопротивления поперечного звена элементов фильтра Z_2 , включенных параллельно с нагрузкой, и сопротивления звеньев фильтра Z_1 , включенных последовательно с нагрузкой. При выборе и расчете фильтра необходимо учитывать, что его элементы, включенные параллельно нагрузке, увеличивают общий ток, потребляемый от инвертора, тогда как последовательный элемент создает потери по напряжению не только от токов высших гармоник, но и от тока основной гармоники.

LC-фильтр. В простейшем случае последовательно с нагрузкой включается катушка индуктивности, а параллельно с нагрузкой — конденсатор (рис. 12.16). Коэффициент передачи фильтра $K_{\Phi(n)}$ описывается выражением

$$K_{\Phi(n)} = \frac{\dot{X}_C R_H}{\dot{X}_C + R_H} = \frac{1}{- \omega LC + \frac{j\omega L}{R_H} + 1} = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\rho}{R_H}}, \quad (12.15)$$

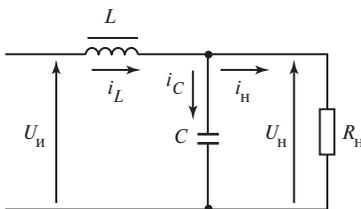


Рис. 12.16

где $X_L = j\omega L$; $X_C = \frac{1}{j\omega C}$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

— резонансная частота контура LC, образуемого элементами фильтра; $\rho = \sqrt{L/C}$ — характеристическое сопротивление контура; $\omega = 2\pi f_n$; f_n — частота n -й гармоники.

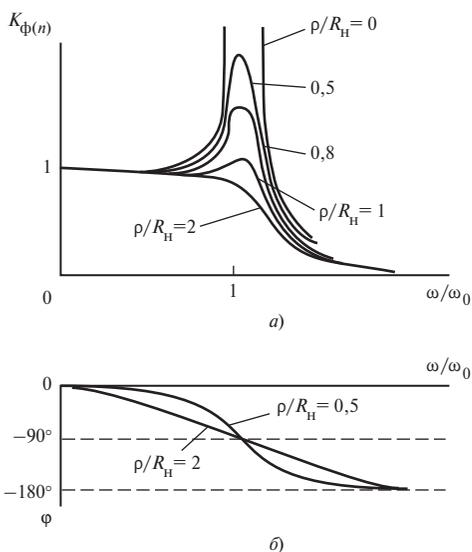


Рис. 12.17

На рис. 12.17, а, б показаны амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики LC -фильтра. Заметим, что при частотах ω меньше резонансной частоты ω_0 передаточная функция близка к единице. На резонансной частоте наблюдается подъем передаточной характеристики, а затем резкий спад. Из характеристики следует, что максимальный рост коэффициента передачи происходит при холостом ходе. По мере увеличения нагрузки (уменьшения сопротивления нагрузки) резонансный подъем уменьшается.

На рис. 12.17, б видно, что такой фильтр вносит фазовый сдвиг выходного напряжения инвертора, значение которого зависит от частоты и значения нагрузки. Это обстоятельство необходимо учитывать при фильтрации выходного напряжения трехфазных инверторов, особенно при работе инвертора при переменной выходной частоте и несимметричной нагрузке. Очевидно, что при работе инвертора на постоянной частоте резонансную частоту фильтра необходимо выбирать несколько меньшей, чем рабочая частота инвертора. В этом случае высшие гармоники выходного напряжения инвертора (особенно близкие к основной) будут надежно подавляться. При переменной частоте выходного напряжения инвертора LC -фильтр работает неэффективно, так как при понижении частоты инвертора высшие гармоники попадают в область частот, где коэффициент передачи фильтра близок к единице или много больше для гармоник, попавших в область резонанса.

Резонансные фильтры. Как отмечалось выше, основным недостатком простых LC -фильтров является дополнительное падение напряжения в последовательном с нагрузкой элементе фильтра (катушке индуктивности) и в дополнительной нагрузке инвертора из-за параллельного с нагрузкой элемента (конденсатора).

Резонансные контуры фильтра, включенные последовательно или параллельно нагрузке, могут частично компенсировать эти недостатки. Например, последовательная резонансная цепь, пока-

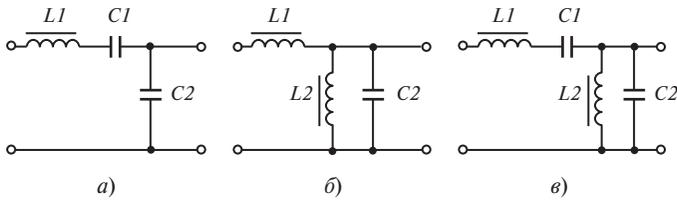


Рис. 12.18

занная на рис. 12.18, а и настроенная в резонанс [$\omega_1 L_1 = 1/(\omega_1 C_1)$] с основной гармоникой напряжения на нагрузке, сводит к минимуму падение напряжения от тока основной гармоники. В свою очередь, для высших гармоник индуктивное сопротивление контура будет весьма велико.

На рис. 12.18, б параллельно нагрузке включен параллельный резонансный контур. Такой контур, настроенный на частоту основной гармоники [$\omega_2 L_2 = 1/(\omega_2 C_2)$], имеет большое емкостное сопротивление для основной гармоники и малое для высших гармоник.

Комбинация обеих резонансных цепей (рис. 12.18, в) объединяет преимущества схем рис. 12.18, а, б.

Резонансные фильтры целесообразно использовать при работе инвертора на фиксированной или ограниченно изменяемой частоте.

12.4.2. Амплитудная модуляция

Кривая выходного напряжения АИН в виде меандра, как было показано выше, содержит нечетный ряд высших гармоник. Наиболее весомая третья гармоника составляет 30 % основной гармоники. При фильтрации такого напряжения выходные фильтры получаются довольно громоздкими с плохими динамическими характеристиками. При изменении нагрузки или частоты выходного напряжения АИН переходный процесс занимает достаточно большое время. Для облегчения фильтров и улучшения динамических характеристик АИН схема силового блока и системы управления строятся таким образом, чтобы в кривой выходного напряжения уменьшить долю высших гармоник, близких к основной, или вообще исключить некоторые из них.

Существует два принципиальных способа улучшения спектрального состава кривой выходного напряжения АИН схемным путем:

- 1) амплитудная модуляция кривой выходного напряжения;
- 2) широтно-импульсная модуляция кривой выходного напряжения.

При амплитудной модуляции кривая выходного напряжения реализуется в виде набора прямоугольных импульсов, образующих сту-

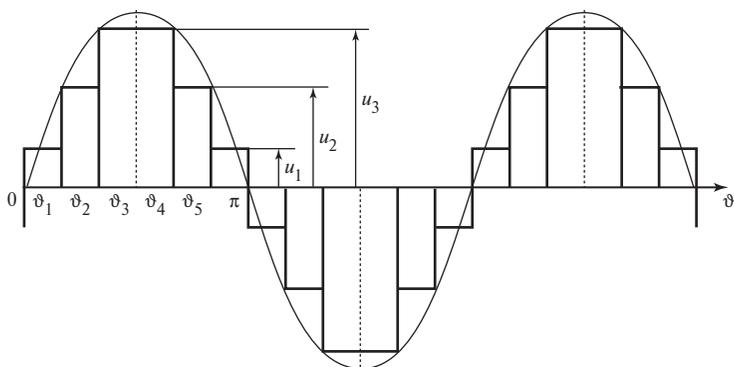


Рис. 12.19

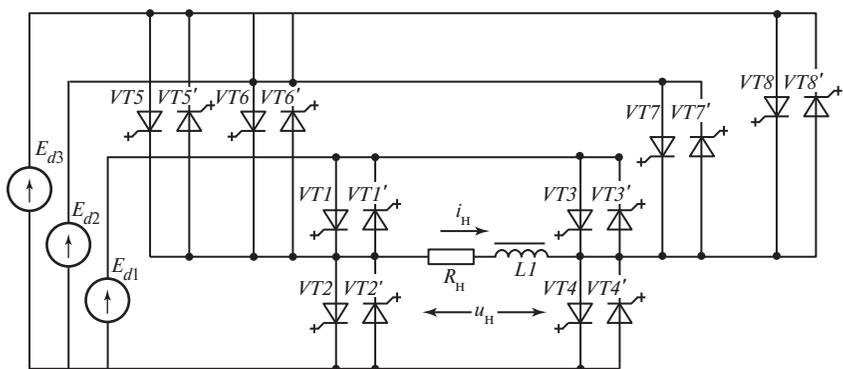


Рис. 12.20

пенчатую форму, огибающая которых близка к синусоиде (рис. 12.19). Такую кривую на базе однофазных инверторов можно построить несколькими способами. Основные из них следующие:

- 1) использование нескольких источников питания;
- 2) применение выходного трансформатора с отпайками;
- 3) геометрическое суммирование напряжений прямоугольной формы нескольких АИН, сдвинутых по фазе;
- 4) сложение нескольких напряжений прямоугольной формы разных частот.

Использование нескольких источников питания. При использовании нескольких источников питания высоту каждой ступеньки u_n определяет значение напряжения E_{dn} , которое подключается к нагрузке через ключевые элементы (рис. 12.20).

В приведенной схеме в качестве управляемых вентилях выбраны двухоперационные тиристоры, но можно использовать и любые электронные вентили, работающие в ключевом режиме. Фактически имеют место три инверторных блока, работающие на общую нагрузку, которые питаются от трех различных источников питания E_{dn} . Отличительная особенность данной схемы по сравнению с рассмотренной ранее схемой АИН заключается в том, что при наличии нескольких разных источников питания обратные вентили должны быть управляемыми. Это объясняется тем, что при активно-индуктивной нагрузке и смене полярности выходного напряжения открываются обратные диоды, которые проводят ток до тех пор, пока ток и напряжение на нагрузке не станут одной полярности.

При использовании неуправляемых обратных диодов, естественно, будет открываться тот диод, который соединен с источником питания, имеющим меньшее напряжение. Импульсы управления необходимо подавать на управляющие электроды тех обратных вентилях, которые соединяют нагрузку с тем источником питания, который определяет высоту ступеньки выходного напряжения. Так, на интервале $0—\vartheta_1$ сигналы управления необходимо подавать на вентили $VT1$, $VT1'$ и $VT4$, $VT4'$. Ток будут проводить те вентили, для которых направление тока нагрузки будет совпадать с направлением включения вентилях. На интервале $\vartheta_1—\vartheta_2$ сигналы управления должны подаваться на вентили $VT6$, $VT6'$ и $VT4$, $VT4'$.

На интервале $\vartheta_2—\vartheta_3$ сигналы управления подаются на вентили $VT5$, $VT5'$ и $VT4$, $VT4'$. Нагрузка от интервала к интервалу подключается к источнику питания, имеющему большее напряжение. На интервалах, формирующих спадающую часть положительной полуволны, эти же вентили включаются в обратном порядке. Для формирования отрицательной полуволны выходного напряжения сигналы управления необходимо подавать на диагонально расположенные вентили, поочередно подключая нагрузку к тому или иному источнику питания. Если, используя данный способ формирования выходного напряжения, выбрать высоту ступенек в соотношении $u_1 = E_{d1} = 0,265E_{d3}$, $u_2 = E_{d2} = 0,735E_{d3}$, $u_3 = E_{d3}$, то коэффициент гармоник по напряжению будет не выше 15%. Очевидно, что чем из большего числа ступенек состоит кривая выходного напряжения, тем меньше высших гармоник будет присутствовать в кривой выходного напряжения. Данный способ формирования кривой выходного напряжения имеет и недостатки:

- 1) наличие нескольких источников постоянного напряжения;
- 2) сложность схемы силового блока (большое число вентилялей);
- 3) необходимость использования управляемых обратных вентилялей;
- 4) сложность системы управления;
- 5) сложность регулирования выходного напряжения.

Регулирование можно осуществлять путем пропорционального изменения значений напряжений источников питания или изменения длительности импульсов составляющих ступенек (ШИР).

Использование выходного трансформатора с отпайками. Схема силового блока (рис. 12.21) питается от одного источника питания E_d . Разная высота ступенек, составляющих кривую выходного напряжения (см. рис. 12.19), получается из-за изменяемого коэффициента трансформации трансформатора, к отпайкам которого подключены управляемые электронные ключи, обеспечивающие двустороннюю проводимость.

Так, если один из двухоперационных тиристоров $VT1, VT1'$ находится в проводящем состоянии, то напряжение питания E_d прикладывается к полной полуобмотке (на рисунке к левой) трансформатора $w_1 + w_2 + w_3$. Тогда к нагрузке [с учетом коэффициента трансформации трансформатора $K_{T1} = w_4/(w_1 + w_2 + w_3)$] прикладывается напряжение $u_{н1} = K_{T1}E_d$ и формируется ступенька напряжения положительной полярности на интервале $0—\vartheta_1$ (см. рис. 12.19). При включенном состоянии одного из двухоперационных тиристоров $VT2, VT2'$ напряжение источника питания E_d прикладывается к части полуобмотки трансформатора, в нагрузку трансформируется напряжение $u_{н2} = K_{T2}E_d$, где $K_{T2} = w_4/(w_2 + w_3)$. Очевидно, что $K_{T2} > K_{T1}$, поэтому на интервале $\vartheta_1—\vartheta_2$ (см. рис. 12.14) $u_{н2} > u_{н1}$. Для формирования максимальной ступеньки напряжения на нагрузке на интервале $\vartheta_2—\vartheta_3$ необходимо обеспечить открытое состояние одного из вентилялей $VT3, VT3'$. В этом случае $u_{н3} = K_{T3}E_d$, где $K_{T3} = w_4/w_3$.

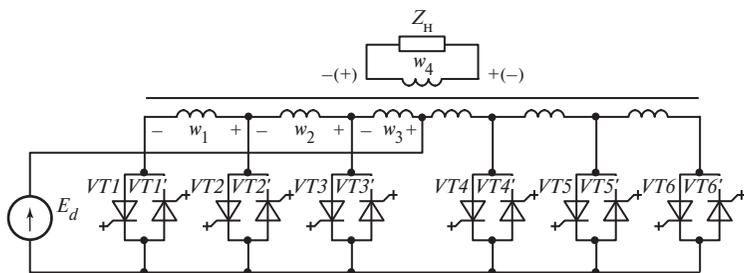


Рис. 12.21

Для уменьшения высоты ступенек, формируя спадающую часть положительной полуволны выходного напряжения, необходимо обеспечивать проводящее состояние вентилей в обратном порядке.

Чтобы сформировать отрицательную полуволну выходного напряжения, необходимо поочередно подключать секции правой полуобмотки трансформатора с помощью электронных ключей $VT4, VT4'; VT5, VT5'; VT6, VT6'$. Увеличить количество составляющих ступенек можно путем увеличения числа отпаек трансформатора, а значит, и увеличения числа управляемых вентилей.

Данный способ формирования кривой выходного напряжения АИН имеет следующие недостатки:

- 1) сложный трансформатор;
- 2) большое число управляемых вентилей;
- 3) необходимость использования управляемых приборов в качестве обратных вентилей.

Геометрическое суммирование напряжений прямоугольной формы нескольких АИН, сдвинутых по фазе. Если по гармоническому составу допустимо синтезировать выходное напряжение по трапецеидальному или треугольному закону, коэффициент гармоник которого не превышает 10 %, то можно использовать выше-названный метод. Кривая выходного напряжения формируется путем суммирования выходных напряжений нескольких одинаковых однофазных АИН, реализованных по схеме рис. 12.22 с выходным напряжением каждого инвертора в виде меандров, сдвинутых один относительно другого на некоторый одинаковый угол. Каждый инвертор имеет трансформаторный выход, вторичные обмотки которых включаются последовательно.

На рис. 12.23 приведены временные диаграммы выходных напряжений каждого из пяти инверторных блоков, сдвинутых на угол $\pi/6$, а также форма суммарного выходного напряжения при $K_T = 1$. В ре-

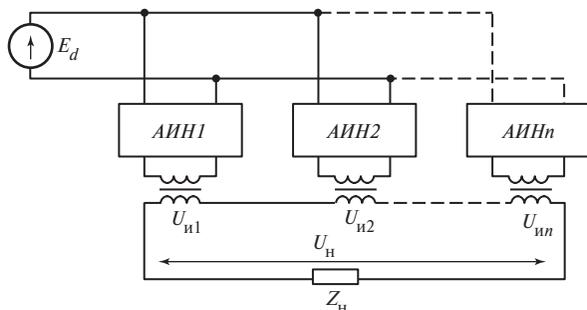


Рис. 12.22

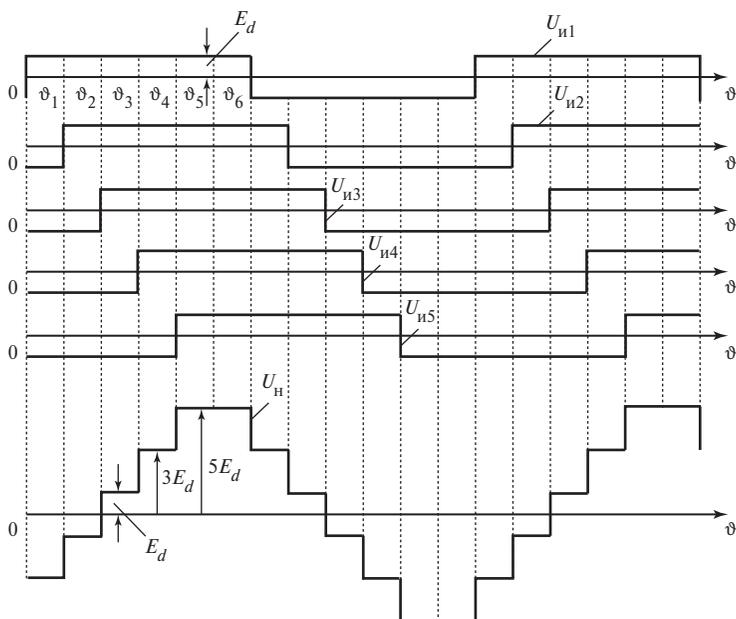


Рис. 12.23

зультате суммирования выходных напряжений АИН получается многоступенчатая кривая напряжения на нагрузке, число ступенек которой от $-U_{н\max}$ до $+U_{н\max}$ определяется числом составляющих инверторных блоков.

Достоинства такого способа формирования ступенчатой кривой выходного напряжения (амплитудной модуляции) следующие:

- 1) все инверторные блоки питаются от одного источника постоянного напряжения;
- 2) используются простые одинаковые однофазные АИН;
- 3) в качестве обратных вентилей применяются неуправляемые диоды;
- 4) с увеличением числа составляющих инверторных блоков уменьшаются пульсации общего тока, потребляемого от источника питания;
- 5) максимальное напряжение, прикладываемое к вентилям, определяется напряжением источника питания;
- 6) относительная простота системы управления.

К числу недостатков можно отнести:

- а) увеличение числа инверторных блоков приводит к увеличению числа управляемых и неуправляемых вентиляей;

б) максимальное значение тока, протекающего через клапан, не зависит от числа инверторных блоков и определяется максимальным током нагрузки (с учетом K_T);

в) сложность осуществления регулирования выходного напряжения внутренними средствами (ШИР).

Суммирование нескольких выходных напряжений АИН разных частот. При этом способе синтеза многоступенчатой кривой напряжения на нагрузке схема силового блока такая же, как и в предыдущем случае (см. рис. 12.22). Отличие заключается в том, что каждый инверторный блок формирует прямоугольное напряжение разных частот: $f_1 = f_n$, $f_2 = 3f_1$, $f_3 = 5f_1$, $f_n = nf_1$. Чем больше инверторных блоков, тем выше синусоидальность кривой напряжения на нагрузке. Коэффициент трансформации выходного трансформатора каждого инверторного блока также должен подчиняться определенной закономерности. Так, если АИН1 будет иметь K_{T1} , то K_{T2} второго инверторного блока, работающего на частоте $f_2 = 3f_1$, должен иметь: $K_{T2} = K_{T1}/3$. Третий блок, работающий на частоте $f_3 = 5f_1$, должен иметь $K_{T2} = K_{T1}/5$, $K_{Tn} = K_{T1}/n$. Пример построения временных диаграмм выходного напряжения для трех инверторных блоков, работающих на частотах f_1 , $f_2 = 3f_1$, $f_3 = 5f_1$ с учетом необходимого K_{Tn} , показан на рис. 12.24.

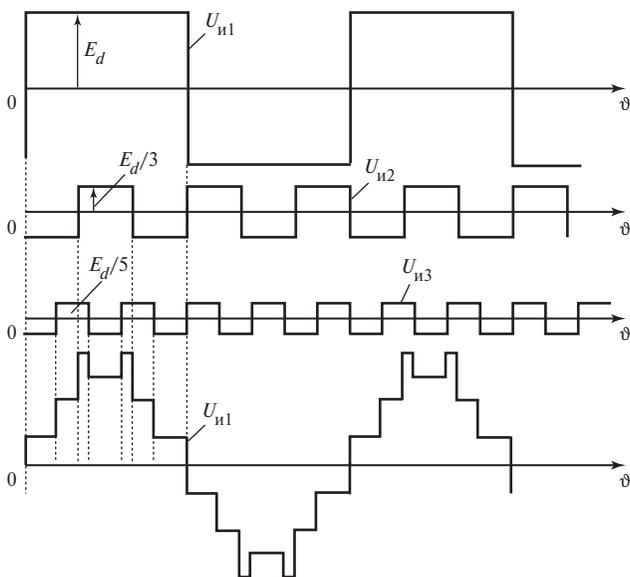


Рис. 12.24

12.4.3. Широтно-импульсная модуляция

При широтно-импульсном способе формирования кривой выходного напряжения АИН осуществляется с помощью последовательности высокочастотных импульсов разных длительности и полярности. Длительность составляющих импульсов изменяется таким образом, что их среднее значение изменяется по заданному закону: синусоидальному, трапецеидальному, треугольному или прямоугольному.

Различают два типа широтно-импульсной модуляции (ШИМ):

- 1) однополярная ШИМ.
- 2) двухполярная ШИМ.

При однополярной ШИМ выходное напряжение формируется из последовательности однополярных импульсов (рис. 12.25) на полупериоде низкочастотной составляющей выходного напряжения. В этом случае при формировании импульса система управления должна обеспечить открытое состояние двух накрест расположенных по отношению к нагрузке ключевых элементов (рис. 12.10). Для образования паузы при активно-индуктивной нагрузке схема управления должна обеспечить протекание тока нагрузки через два вентиля, подключающих нагрузку накоротко к одной из шин источника питания (например, открытое состояние $VT1$ и $VD3$).

При двухполярной ШИМ паузы однополярной ШИМ заполняются импульсами противоположной полярности (рис. 12.26). При

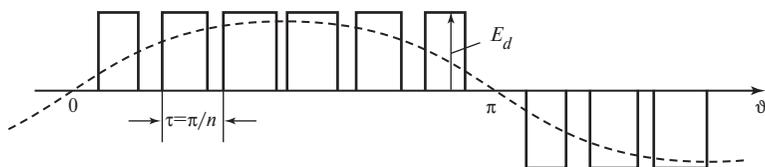


Рис. 12.25

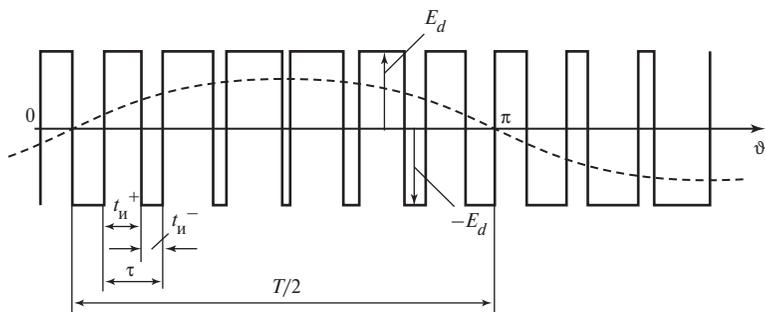


Рис. 12.26

таким способом формирования выходного напряжения АИН всегда открыты два диагонально расположенных вентиля в схеме рис. 12.10 (два транзистора или два диода). В этом случае к нагрузке всегда прикладывается напряжение питания источника постоянного напряжения E_d с той или иной полярностью.

Гармонический анализ показывает, что спектр напряжения при однополярной ШИМ лучше, чем спектр напряжения при двухполярной ШИМ. Чем выше частота высокочастотной составляющей (несущей частоты) по сравнению с низкочастотной (частоты основной гармоники), тем ближе огибающая выходного напряжения приближается к синусоиде, тем легче отфильтровать высокочастотную составляющую выходного напряжения.

Из рис. 12.26 следует: $t_n^+ + t_n^- = \tau$, где τ — период высокочастотной составляющей.

Среднее значение напряжения на периоде высокочастотной составляющей, являющееся мгновенным значением низкочастотной составляющей напряжения на нагрузке u_n , находим из выражения

$$u_n = \frac{1}{\tau} \left[\int_0^{t_n^+} E_d d\vartheta + \int_0^{t_n^-} (-E_d) d\vartheta \right] = E_d \frac{t_n^+ - t_n^-}{\tau}. \quad (12.16)$$

Если изменять соотношение между длительностями положительных и отрицательных высокочастотных импульсов по синусоидальному закону $\frac{t_n^+ - t_n^-}{\tau} = v \sin(\Omega t)$, то огибающая низкочастотной составляющей напряжения на нагрузке также будет изменяться по синусоидальному закону

$$u_n = E_d v \sin(\Omega t),$$

где Ω — угловая частота низкочастотного напряжения на нагрузке; v — коэффициент модуляции, принимающий значения в пределах 0—1.

Очевидно, что в этом случае амплитуда низкочастотной составляющей напряжения будет изменяться от нуля до E_d . Физический смысл коэффициента модуляции заключается в том, что при $v = 1$ t_n^+ изменяется от нуля до τ и мгновенное значение низкочастотной составляющей изменяется от нуля до E_d . При $v = 1$ $t_n^+ = t_n^-$ и амплитуда низкочастотной составляющей равна нулю. Таким образом, при изменении длительности составляющих импульсов изменяется и амплитуда низкочастотной составляющей напряжения на нагрузке.

12.4.4. Выборочное исключение гармоник из кривой выходного напряжения АИН

Формирование выходного напряжения АИН с использованием ШИМ уводит спектр гармоник, отличных от основной, в область высоких частот. Чем выше несущая частота, тем больше частота гармоник, подлежащих фильтрации, и тем легче фильтры. Верхний предел значения несущей частоты ограничен частотными свойствами используемых приборов (диодов, транзисторов, тиристоров) и коммутационными потерями, уменьшающими КПД преобразователя с увеличением числа переключений вентилей на периоде. Проблему увеличения КПД и возможность реализации АИН с относительно высокими частотами основной гармоник (400 Гц и выше) можно решить, используя метод выборочного исключения гармоник. Кривая выходного напряжения строится таким образом, чтобы в ней отсутствовали гармоники, наиболее близкие к основной. Исключение даже двух близких к основной гармоник, скажем третьей и пятой, существенно облегчает выходные фильтры АИН.

Исключение определенных гармоник осуществляется одним из двух способов:

- 1) использованием дополнительных коммутаций на полупериоде выходного напряжения (рис. 12.27);
- 2) построением кривой выходного напряжения в виде набора ограниченного числа однополярных импульсов одинаковой длительности на полупериоде выходного напряжения (рис. 12.28).

Как видно на рис. 12.27, в кривой выходного напряжения однофазного инвертора (см. рис. 12.10) в районе нуля имеются вырезки при углах α_1 и α_2 . Симметричная вырезка имеет место в районе π . На отрицательном полупериоде сделаны такие же вырезки. Если бы

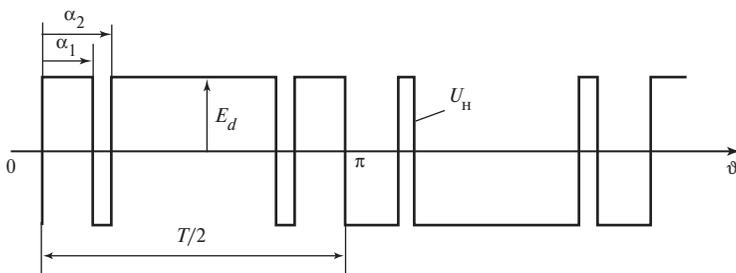


Рис. 12.27

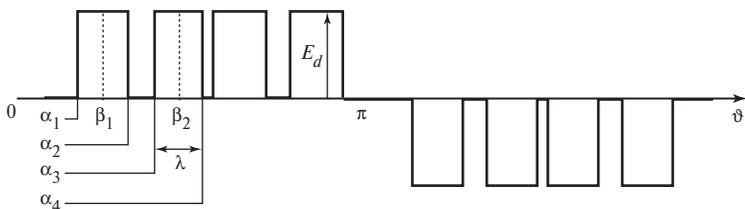


Рис. 12.28

вырезок не было, то кривая напряжения имела бы вид меандра. Такая кривая, как было показано в § 12.2, состоит из ряда нечетных гармоник, амплитуда которых подчиняется закону $1/n$, где n — номер гармоники. В общем случае может быть любое четное число дополнительных коммутаций на полупериоде выходного напряжения. Углы дополнительных коммутаций выбираются таким образом, чтобы исключить определенные гармоники.

Разложение кривой рис. 12.27 (четыре дополнительные коммутации на полупериоде кривой выходного напряжения) в ряд Фурье приводит к выражениям:

$$U_{н(n)\max} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_1} E_d \sin(n\omega t) d(\omega t) - \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} E_d \sin(n\omega t) d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_2}^{90} E_d \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi} E_d \frac{1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2}{n}, \quad (12.17)$$

где $U_{н(n)\max}$ — амплитуда n -й гармоники напряжения на нагрузке.

Чтобы кривая рис. 12.27 не содержала наиболее весомые (после первой) третью и пятую гармоники, необходимо чтобы в полученном выражении числитель дроби был равен нулю для $n = 3$ и $n = 5$. Таким образом:

$$1 - 2 \cos 3\alpha_1 + 2 \cos 3\alpha_2 = 0;$$

$$1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 = 0.$$

Решая эту систему уравнений, находим $\alpha_1 = 23,62^\circ$, $\alpha_2 = 33,3^\circ$.

Подобную систему уравнений можно составить для кривой с шестью дополнительными коммутациями на полупериоде. Тогда, чтобы исключить третью, пятую и седьмую гармоники необходимо иметь углы дополнительных коммутаций: $\alpha_1 = 14,1^\circ$, $\alpha_2 = 36,95^\circ$ и $\alpha_3 = 42,3^\circ$.

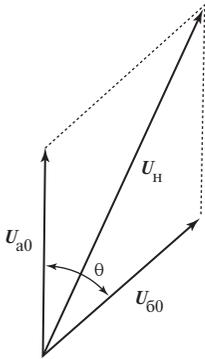


Рис. 12.29

Регулирование выходного напряжения может осуществляться как по цепи источника питания, так и внутренними средствами путем изменения фазового сдвига на некоторый угол θ между системами управляющих импульсов одного полумоста относительно другого (см. рис. 12.10).

Векторная диаграмма, поясняющая изменение первой гармоники выходного напряжения при изменении фазового сдвига напряжений двух полумостов на угол θ , показана на рис. 12.29. Очевидно, что изменение амплитуды первой гармоники в функции угла θ будет описываться выражением

$$U_{H(1)\max} = 2 \frac{4}{\pi} E_d (1 - 2 \cos \alpha_1 + 2 \cos \alpha_2) \cos(\theta/2). \quad (12.18)$$

Необходимо отметить, что при регулировании выходного напряжения внутренними средствами исключенные гармоники будут отсутствовать в кривой выходного напряжения во всем диапазоне регулирования.

Однополярная кривая выходного напряжения (см. рис. 12.28) также может быть реализована с использованием схемы силового блока (см. рис. 12.10).

Разложение в ряд Фурье кривой напряжения, состоящей из четырех импульсов одинаковой длительности λ на полупериоде кривой выходного напряжения, с учетом, что углы β_n являются центрами составляющих импульсов приводит к выражениям:

$$\begin{aligned} U_{H(n)\max} &= \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} E_d \sin(n\omega t) d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} E_d \sin(n\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{4}{\pi} \int_{\beta_1 - \lambda/2}^{\beta_1 + \lambda/2} E_d \sin(n\omega t) d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\beta_2 - \lambda/2}^{\beta_2 + \lambda/2} E_d \sin(n\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{4E_d}{n\pi} \left[\cos(n\beta_1) \cos\left(n \frac{\lambda}{2}\right) - \sin(n\beta_1) \sin\left(n \frac{\lambda}{2}\right) + \right. \\ &\quad \left. + \cos(n\beta_2) \cos\left(n \frac{\lambda}{2}\right) - \sin(n\beta_2) \sin\left(n \frac{\lambda}{2}\right) \right] = \\ &= \frac{8E_d}{n\pi} [\sin(n\beta_1) + \sin(n\beta_2)] \sin\left(n \frac{\lambda}{2}\right). \end{aligned} \quad (12.19)$$

В общем случае при M однополярных импульсах на полупериоде кривой выходного напряжения амплитуду n -й гармоники можно найти из выражения

$$U_{H(n)\max} = \frac{8E_d}{n\pi} \sin\left(n \frac{\lambda}{2}\right) \sum_{k=1}^{M/2} \sin(n\beta_k), \quad (12.20)$$

где $k = 1, 2, 3, 4 \dots$

Приравнявая к нулю выражение, стоящее под знаком суммы, находят углы β , соответствующие центрам составляющих импульсов, при которых исключаются наиболее весомые гармоники. Число исключенных гармоник пропорционально числу импульсов, находящихся на четверти периода выходного напряжения. Так, при четырех импульсах на полупериоде (кривая на рис. 12.28) и $\beta_1 = 42^\circ$, $\beta_2 = 78^\circ$ исключаются третья и пятая гармоники. Причем изменяя ширину импульсов и оставляя неизменными углы центров импульсов, можно регулировать действующее значение выходного напряжения при отсутствии исключенных гармоник во всем диапазоне регулирования. Это существенно, так как выходные фильтры рассчитываются на подавление наиболее весомой (после основной) гармоники.

12.5. Трехфазные АИН

Практически трехфазные АИН могут быть реализованы двумя способами:

1) путем использования однофазных мостовых схем с трансформаторным выходом, работающих на общую нагрузку, с фазовым сдвигом на электрический угол 120° (рис. 12.30).

2) с помощью трехфазной мостовой схемы, построенной на базе трех полумостовых схем (рис. 12.31).

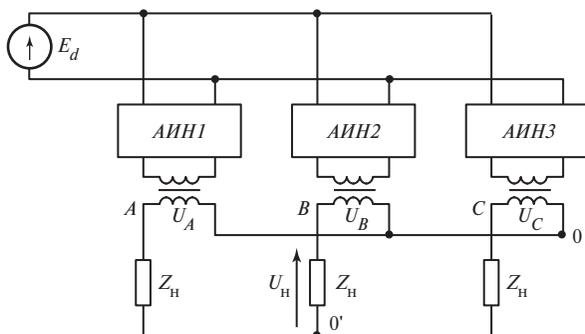


Рис. 12.30

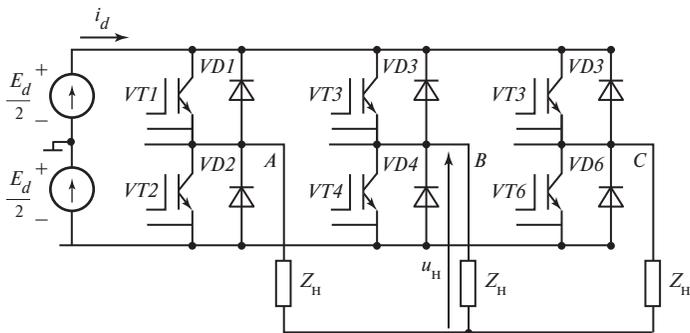


Рис. 12.31

В схеме рис. 12.30 нагрузку можно включать как в звезду, так и в треугольник. Эта схема позволяет осуществлять пофазное регулирование выходного напряжения внутренними средствами, используя ШИР, ШИМ, а также и выборочное исключение гармоник из кривой выходного напряжения. Недостаток такого способа реализации трехфазных АИН — обязательное наличие выходного трансформатора и удвоенное число вентильных комплектов по сравнению с обычной трехфазной схемой.

При реализации трехфазной схемы АИН на базе трех полумостовых схем инвертор может работать как с трансформатором, так и без него. Кривая выходного напряжения может формироваться с использованием ШИМ, ШИР и выборочным исключением гармоник.

Рассмотрим несколько подробнее формирование кривой напряжения на нагрузке для схемы рис. 12.31.

Для простоты изучим режим работы АИН, когда вентили полумоста подключают каждую фазу нагрузки к источнику питания E_d на интервале π . Как следует из алгоритма переключения вентилей (рис. 12.32, *a—e*) в схеме рис. 12.31, в любой момент времени одна из фаз нагрузки подключена к одному из полюсов источника питания, а две другие — к другому (рис. 12.33, *a, б*).

Тогда к нагрузке той одиночной фазы, которая подключена к одному из полюсов источника питания, прикладывается напряжение

$$u'_H = \pm E_d \frac{Z_H}{Z_H + \frac{Z_H Z_H}{Z_H + Z_H}} = \pm \frac{2}{3} E_d. \quad (12.21)$$

В то же время две вторые фазы оказываются включенными параллельно и подключенными к другому полюсу источника питания и к ним прикладывается напряжение:

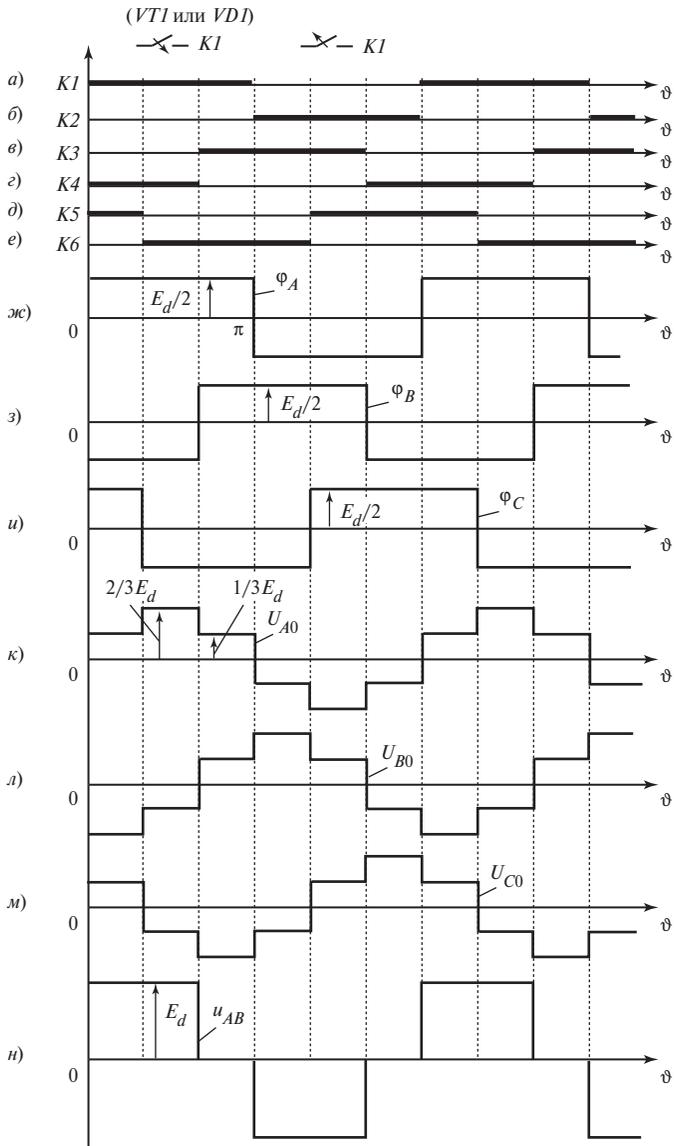


Рис. 12.32

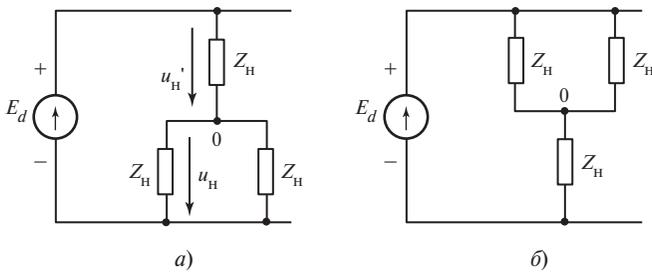


Рис. 12.33

$$u_H = \pm E_d \frac{\frac{Z_H Z_H}{Z_H + Z_H}}{Z_H + \frac{Z_H Z_H}{Z_H + Z_H}} = \pm \frac{1}{3} E_d. \quad (12.22)$$

С учетом вышеизложенного на рис. 12.32, k — m построены кривые фазного напряжения на нагрузке. На рис. 12.32, n построена кривая одной из фаз выходного линейного напряжения инвертора

$$u_{AB} = \Phi_A - \Phi_B.$$

В заключение необходимо отметить, что в спектре выходного напряжения отсутствуют четные гармоники, гармоники, кратные трем, а также те гармоники, которые исключаются при селективном методе исключения гармоник. Однако при таком способе формирования кривой выходного напряжения невозможно осуществлять пофазное регулирование выходного напряжения, которое необходимо при изменяемой несимметричной нагрузке. В этом случае можно использовать схему силового блока рис. 12.29.

Контрольные вопросы и задачи

- 12.1. Какие требования предъявляются к переключающим элементам автономных инверторов?
- 12.2. Для чего служат обратные диоды в схемах АИН?
- 12.3. При каких условиях и как осуществляется энергообмен между нагрузкой и источником питания?
- 12.4. При каком условии при расчете токов ключевых элементов АИН можно использовать метод основной гармоники?
- 12.5. Задача: однофазный АИН собран по схеме рис. 12.2. $E_d = 100$ В, $R_H = 10$ Ом, $L_H = 0,064$ Гн, $f_H = 50$ Гц. Определить максимальное значение тока нагрузки $I_{H \max}$.
- 12.6. Задача: однофазный АИН собран по схеме рис. 12.2. Используя метод основной гармоники (считая, что потребляемый от инвертора ток имеет

- синусоидальную форму), рассчитать, на какие средние значения токов должны быть выбраны силовые транзисторы (I_{VT}), обратные диоды (I_{VD}). Определить среднее значение тока, потребляемого от источника постоянного напряжения I_d , максимальное значение напряжения, прикладываемого к транзисторам U_{VTmax} и обратным диодам U_{VDmax} , если действующее значение выходного тока инвертора $I_{вых} = 10$ А, угол сдвига между током и напряжением $\varphi = 30^\circ$ и напряжение источника питания $E_d = 100$ В.
- 12.7. Каким коэффициентом оценивается качество кривой выходного напряжения АИН?
 - 12.8. Как можно регулировать выходное напряжение АИН?
 - 12.9. Что такое ШИР и как практически осуществить такое регулирование?
 - 12.10. На каких этапах при широтном регулировании происходит потребление энергии от источника питания и на каких этапах происходит рекуперация энергии?
 - 12.11. *Задача:* однофазный АИН собран по схеме рис. 12.2 и формирует кривую выходного напряжения в виде меандра. Определить необходимое значение напряжения источника питания E_d и E'_d для получения действующего значения напряжения на нагрузке: а) $U_n = 100$ В; б) $U'_n = 50$ В.
 - 12.12. *Задача:* однофазный АИН собран по схеме рис. 12.2 и формирует кривую выходного напряжения в виде меандра. Определить необходимое значение коэффициента трансформации выходного трансформатора (рис. 12.7) K_T для получения действующего значения напряжения на нагрузке $U_n = 100$ В, если напряжение источника питания $E_d = 50$ В.
 - 12.13. *Задача:* однофазный АИН собран по схеме рис. 12.10. Регулирование выходного напряжения осуществляется методом ШИР. Определить значение угла регулирования α для уменьшения значения выходного напряжения в 2 раза по сравнению с максимально возможным значением.
 - 12.14. Как осуществляется регулирование напряжения методом геометрического суммирования?
 - 12.15. Какие требования предъявляются к выходным фильтрам АИН?
 - 12.16. *Задача:* на выходе автономного инвертора напряжения поставлен LC -фильтр (рис. 12.16). Определить: а) параметры LC -фильтра, если $R_n = 100$ Ом, $\rho = R_n$, $f_n = 50$ Гц; б) коэффициент передачи основной гармоники $K_{\Phi(1)}$ и коэффициенты передачи третьей $K_{\Phi(3)}$ и пятой $K_{\Phi(5)}$ гармоники.
 - 12.17. С учетом каких условий выбирается резонансная частота простого LC -фильтра?
 - 12.18. Каковы преимущества и недостатки резонансных фильтров по сравнению с простым LC -фильтром?
 - 12.19. Каковы преимущества и недостатки реализации выходного напряжения АИН методом амплитудной модуляции? Какие существуют основные способы получения амплитудно-модулированного напряжения с помощью АИН?

- 12.20. Какие преимущества дает широтно-импульсный способ формирования кривой выходного напряжения?
- 12.21. Как можно изменять значение и частоту выходного напряжения АИН при ШИМ?
- 12.22. Какие преимущества дает выборочный метод исключения гармоник?
- 12.23. От чего зависит число исключенных гармоник при использовании дополнительных коммутаций на полупериоде кривой выходного напряжения?
- 12.24. От чего зависит число исключенных гармоник при формировании выходного напряжения в виде однополярных импульсов одинаковой длительности на полупериоде кривой выходного напряжения?
- 12.25. Как формируется выходное напряжение трехфазных схем АИН?

Глава тринадцатая

АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ ТОКА

13.1. Формирование кривой выходного напряжения в автономных инверторах тока

Однофазная схема автономного инвертора тока показана на рис. 13.1. Отличительной особенностью АИТ является наличие достаточно большой индуктивности L_d , что ставит источник питания E_d совместно с индуктивностью L_d в режим источника тока для переменной (изменяющейся) составляющей тока, протекающего через источник питания. Нагрузка включена в диагональ моста. В этом случае ток инвертора i_i , протекающий в диагонали моста, будет иметь знакопеременную прямоугольную форму (рис. 13.2, а), частота тока будет зависеть от частоты переключения диагонально расположенных ключевых приборов (в рассматриваемом случае тиристоров $VT1$, $VT4$ и $VT2$, $VT3$).

Большая индуктивность в цепи источника питания исключает возможность включения обратных диодов, как это делается в АИН для осуществления энергообмена между реактивными элементами нагрузки и источником питания. При активно-индуктивной нагрузке изменение направления тока инвертора i_i не может привести к мгновенному изменению тока нагрузки.

Конденсатор C_k , включенный параллельно нагрузке, служит для организации контура тока нагрузки при изменении направления тока инвертора.

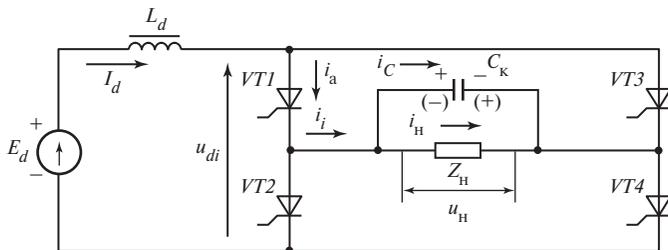


Рис. 13.1

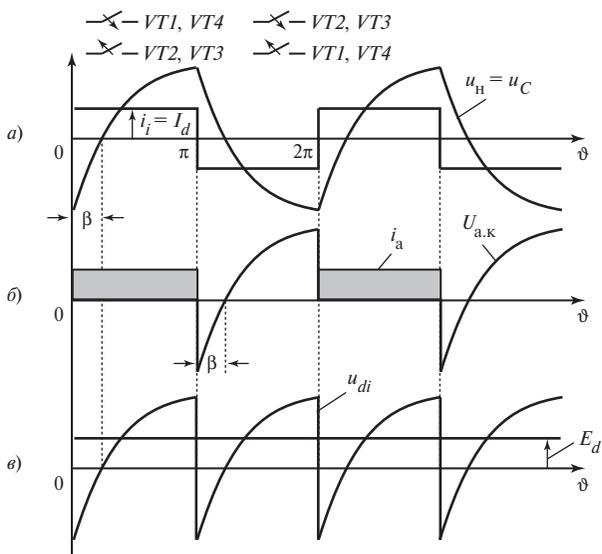


Рис. 13.2

Таким образом, конденсатор C_k позволяет осуществить энергообмен между реактивными элементами нагрузки и становится накопителем энергии. Но это не единственная функция конденсатора. Наличие конденсатора дает возможность использовать в качестве ключевых элементов одноперационные тиристоры.

Известно, что для выключения ранее проводившего тиристора необходимо подать отрицательное напряжение между анодом и катодом. Для создания такого коммутирующего напряжения и служит коммутирующий конденсатор (вторая функция конденсатора C_k). Рассмотрим подробнее процесс выключения тиристоры. При включении тиристоры $VT1$, $VT4$ ток инвертора протекает по контуру $(+E_d) - L_d - VT1 - R_H(C_k) - VT4 - (-E_d)$.

Конденсатор будет заряжаться по экспоненциальному закону (его полярность указана на схеме рис. 13.1 без скобок) со скоростью, определяемой постоянной времени $\tau = R_H C_k$ (рис. 13.2, а).

При подаче управляющих импульсов, разрешающих открыться тиристорам $VT2$, $VT3$, в первый момент времени оказываются открытыми все четыре тиристора. Тогда, как хорошо видно на схеме, напряжение коммутирующего конденсатора прикладывается к ранее проводившим тиристорам с той полярностью, которая приводит к их выключению. Далее ток протекает через тиристоры $VT2$, $VT3$, ток нагрузки течет справа налево, конденсатор заряжается

(его полярность в этот момент показан в скобках), создавая условия для выключения проводящих тиристоров в момент включения очередной пары тиристоров ($VT1, VT4$). Изменение напряжения на тиристоре $U_{ак}$ и форма тока тиристора показаны на рис. 13.2, б. На временных диаграммах видно, что на интервале некоторого угла β к тиристору прикладывается отрицательное напряжение, и на временном интервале $t_{восст} = \beta/\omega$ тиристор восстанавливает свои управляющие свойства. Если тиристор не успеет за это время восстановить свои управляющие свойства, то он не выключится, ток будут проводить оба тиристора одного плеча (например, $VT1, VT2$) и источник питания будет в режиме короткого замыкания.

Очевидно, что при открытии диагонально расположенных тиристоров входное напряжение инвертора u_{di} будет изменяться по закону изменения напряжения на конденсаторе C_k . При этом среднее значение этого напряжения должно быть равно напряжению источника питания, так как на индуктивности не создается падение напряжения от постоянного тока. Кривая изменения напряжения u_{di} показана на рис. 13.2, в.

На рис. 13.3, а приведена эквивалентная схема замещения выходной цепи АИТ в предположении, что токи и напряжения имеют синусоидальную форму. На рис. 13.3, б показана векторная диаграмма, из которой видно, что угол β , обеспечивающий восстановление управляющих свойств тиристора, тем больше, чем меньше ток нагрузки.

Таким образом, при увеличении тока нагрузки сверх допустимого тиристор не успеет восстановить свои управляющие свойства, в схеме окажутся в проводящем состоянии все тиристоры и наступит аварийный режим (срыв инвертирования), ток источника постоянного напряжения будет ничем не ограничен.

Для определения зависимости выходного напряжения от тока нагрузки (выходная или внешняя характеристика) обратимся к экви-

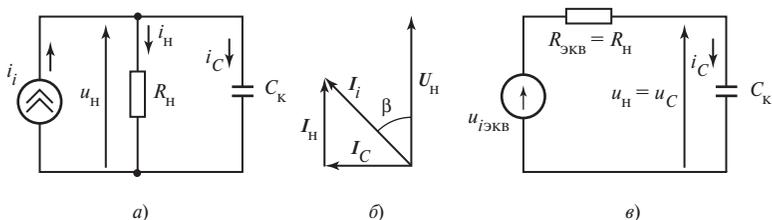


Рис. 13.3

валентной схеме, показанной на рис. 13.3, в. Используя теорему об эквивалентном генераторе, находим

$$u_{i_{\text{ЭКВ}}} = i_i R_{\text{Н}}, R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{Н}}.$$

Тогда

$$U_{\text{Н}} = U_{\text{С}} = U_{i_{\text{ЭКВ}}} \frac{X_{\text{С}}}{X_{\text{С}} + R_{\text{ЭКВ}}} = U_{i_{\text{ЭКВ}}} \frac{1}{1 + R_{\text{Н}}/X_{\text{С}}}. \quad (13.1)$$

Анализируя полученные выражения, можно сделать следующие выводы:

1. Чем больше сопротивление нагрузки (чем меньше ток нагрузки), тем больше значение эквивалентного напряжения в схеме рис. 13.3, а и тем до большего напряжения будет заряжаться конденсатор с большей постоянной времени $\tau = C_{\text{к}} R_{\text{Н}}$ (рис. 13.4, в). При холостом ходе (когда $R_{\text{Н}} = \infty$, $U_{i_{\text{ЭКВ}}} = I_i R_{\text{Н}} = \infty$) инвертор тока работать не может. Наоборот, при малых сопротивлениях нагрузки (больших токах) напряжение эквивалентного генератора уменьшается, постоянная времени τ также уменьшается, значит, конденсатор будет перезаряжаться до меньшего напряжения с большой скоростью.

На рис. 13.4, а показаны формы напряжений на нагрузке для двух значений тока нагрузки.

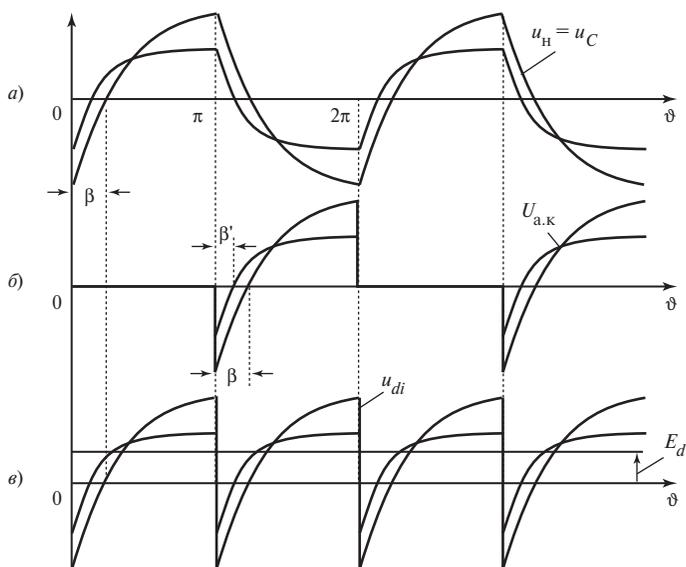


Рис. 13.4

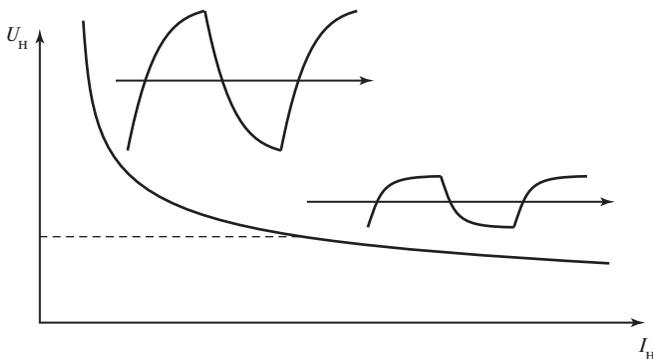


Рис. 13.5

2. Время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристорov, $t_{\text{восст}} = \beta/\omega$ при меньших сопротивлениях нагрузки уменьшается, так как уменьшается угол β . Это следует из векторной диаграммы рис. 13.3, б и диаграмм изменения напряжения на вентилях (рис. 13.4, б).

На рис. 13.5 показана выходная характеристика АИТ, которая, как видим, довольно круто падает.

Каким образом можно регулировать или стабилизировать выходное напряжение автономных инверторов тока, рассмотрим в следующем параграфе.

Для расчета схемы воспользуемся методом первой гармоники, т.е. будем считать, что выходной ток инвертора и напряжение на нагрузке изменяются по синусоидальному закону. Это упрощает расчеты, но погрешность в расчетах лежит в пределах 5—10 %.

Кроме того, будем считать, что активные потери в схеме отсутствуют. В этом случае мощность, отбираемая от источника, равна мощности в нагрузке. Тогда можно записать:

$$P_E = P_H$$

или

$$I_d U_d = U_H I_{i(1)} \cos \beta, \quad (13.2)$$

где $I_{i(1)}$ — действующее значение основной гармоники тока инвертора; β — угол сдвига между током и напряжением (см. рис. 13.2, а и рис. 13.3).

Разложение в ряд Фурье кривой тока i_i при нахождении действующего значения этого тока приводит к соотношению

$$I_i = \frac{4I_d}{\pi\sqrt{2}} = 0,9I_d. \quad (13.3)$$

Из векторной диаграммы (см. рис. 3.13, б) следует:

$$\begin{aligned} \cos \beta &= \frac{I_R}{\sqrt{I_R^2 + I_C^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{I_R^2/I_C^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\left[\frac{(U_H/R_H)}{\left(\frac{U_H}{1/(\omega C)} \right)} \right]^2}}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_H C)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}}. \end{aligned} \quad (13.4)$$

Подставляя полученные соотношения в уравнение баланса мощности источника питания и нагрузки, получаем

$$U_H = 1,11 E_d \sqrt{1 + (\omega \tau)^2}. \quad (13.5)$$

Это соотношение также подтверждает ранее сделанный вывод о том, что при росте сопротивления нагрузки (разгрузке инвертора) напряжение на нагрузке резко возрастает, следовательно, необходимо искать способы стабилизации выходного напряжения при переменной нагрузке.

13.2. Регулирование выходного напряжения АИТ

Выходное напряжение АИТ зависит от тока нагрузки, поэтому его регулирование можно осуществлять путем включения балластной (дополнительной) нагрузки. Изменяя нагрузку, можно изменять выходное напряжение АИТ. Использование регулируемого балласта в виде резистора с активным сопротивлением нецелесообразно, так как регулирование будет осуществляться с отбором активной мощности. Такой способ будет резко уменьшать КПД преобразователя.

Значение напряжения также можно регулировать, изменяя емкость C_K , или используя в качестве регулируемого балласта катушку с регулируемой индуктивностью. Однако практически реализовать регулируемые индуктивности и емкости весьма трудно. В качестве переменной индуктивности используют индуктивно-тиристорное компенсирующее устройство или индуктивно-вентильный регулятор (рис. 13.6, а).

Два встречно-параллельно включенных тиристора (или один симистор) с компенсирующей индуктивностью L_K включаются параллельно нагрузке в АИТ. Предположим, что напряжение на нагрузке изменяется по синусоидальному закону (рис. 13.6, б). Если на тиристоры подавать импульсы управления с углом управления α ,

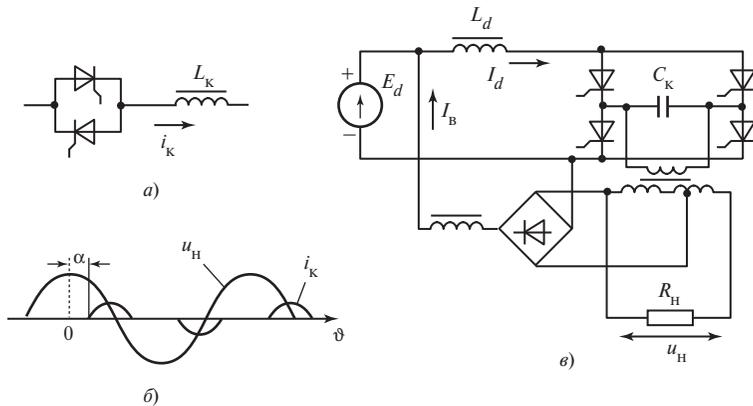


Рис. 13.6

равным нулю, то через индуктивность L_k будет протекать синусоидальный ток (без пауз), отстающий от напряжения на 90° , причем значение этого тока будет максимально возможным: $I_k = U_H / (\omega L_k)$.

Угол управления отсчитывается от момента времени, когда напряжение на нагрузке принимает максимальное значение. При увеличении угла управления α в кривой тока будут появляться паузы, очевидно, что в этом случае действующее значение потребляемого индуктивностью реактивного тока будет уменьшаться.

Таким образом, изменение тока, протекающего через индуктивность, путем изменения угла управления в схеме индуктивно-вентильного регулятора эквивалентно изменению индуктивности и ее реактивного сопротивления.

Итак, система управления тиристорного регулятора должна работать таким образом, чтобы при максимальном токе нагрузки углы управления α были равны 90° . В этом случае тиристоры всегда закрыты и ток регулятора равен нулю. По мере уменьшения тока нагрузки напряжение на нагрузке начинает увеличиваться. Если угол управления регулятора начнем уменьшать, то через регулятор будет протекать ток тем больший, чем меньше угол управления α . Но активная мощность индуктивностью потребляться не будет. Необходимо так согласовать изменение угла управления, чтобы при изменении тока нагрузки общий ток, потребляемый от инвертора, оставался постоянным. В этом случае напряжение на нагрузке не будет зависеть от тока нагрузки.

В качестве балластной для инвертора нагрузки, стабилизирующей выходное напряжение, также может служить управляемый или неуправляемый выпрямитель (рис. 13.6, в).

Нагрузка может включаться через трансформатор, который обеспечит необходимое значение напряжения на ней при максимальном токе. К части вторичной обмотки подключается выпрямитель, который выпрямляет переменное выходное напряжение инвертора, и через дроссель фильтра такой выпрямитель может отдавать энергию источнику постоянного напряжения E_d .

Коэффициент трансформации выбирается таким образом, чтобы амплитуда переменного напряжения на вторичной обмотке, питающей выпрямитель, была несколько меньше значения напряжения E_d . В этом случае вентили выпрямителя не смогут открываться, так как потенциал анодов этих вентилях всегда будут меньше потенциала катода.

По мере разгрузки инвертора (уменьшения тока нагрузки) напряжение на его выходе возрастает, создаются условия для открывания диодов обратного выпрямителя и через выпрямитель начинает протекать тем больший ток, чем меньше ток нагрузки. В этом случае, как и при использовании вентильного регулятора, ток, отбираемый от инвертора, будет неизменен, а значит, и выходное напряжение инвертора будет неизменным (см. штриховую линию на выходной характеристике рис. 13.5).

Контрольные вопросы и задачи

- 13.1. С какой целью включаются дроссель L_d и конденсатор C_K в схему АИТ?
- 13.2. Почему напряжение на нагрузке при использовании АИТ зависит от нагрузки?
- 13.3. Как можно регулировать или стабилизировать значение выходного напряжения в АИТ?
- 13.4. *Задача:* в схеме рис. 13.1 напряжение питания $E_d = 100$ В, $R_H = 10$ Ом, частота выходного напряжения $f = 1000$ Гц, в схеме используются тиристоры с временем восстановления $t_{восст} = 100$ мкс. Определить: а) необходимое значение емкости коммутирующего конденсатора C_C ; б) значение напряжения на нагрузке U_H ; в) действующее значение тока нагрузки I_H ; г) значение тока, протекающего через коммутирующий конденсатор, I_C ; д) значение выходного тока инвертора I_i ; е) ток, отбираемый от источника питания I_d ; ж) мощность источника питания P_d .

Глава четырнадцатая

РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

14.1. Автономные резонансные инверторы без обратных диодов

Автономные резонансные инверторы используются для получения на нагрузке переменного напряжения повышенной частоты (400 Гц — 10 кГц и выше). Такие инверторы широко применяются в электротермии, в системах индукционного нагрева, закалки, плавки металлов и др. Процессы, протекающие в АРИ, характеризуются колебательным перезарядом в цепи с индуктивностью нагрузки или дополнительно включенной катушкой индуктивности и специально включенным конденсатором, которые образуют колебательный контур.

Различают два типа АРИ:

- 1) резонансные инверторы без обратных диодов;
- 2) резонансные инверторы с обратными диодами.

Однофазная схема такого автономного инвертора без обратных диодов показана на рис. 14.1. В приведенной схеме в качестве ключевых элементов используются однооперационные тиристоры.

Кривая тока нагрузки $i_H(t)$ формируется путем попарного открывания диагонально включенных тиристоров. Изменение тока во времени $i_H(t)$ в последовательно с колебательным контуром включенной нагрузке обуславливается колебательным процессом перезаряда конденсатора C_K .

Временные диаграммы изменения токов и напряжений на различных участках схемы в установившемся режиме показаны

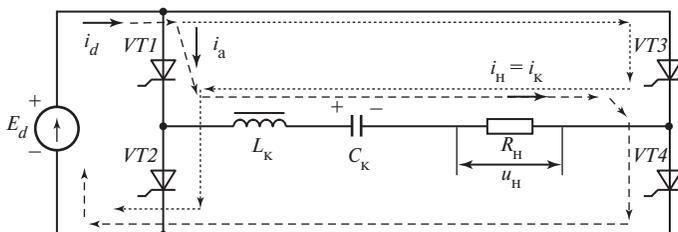


Рис. 14.1

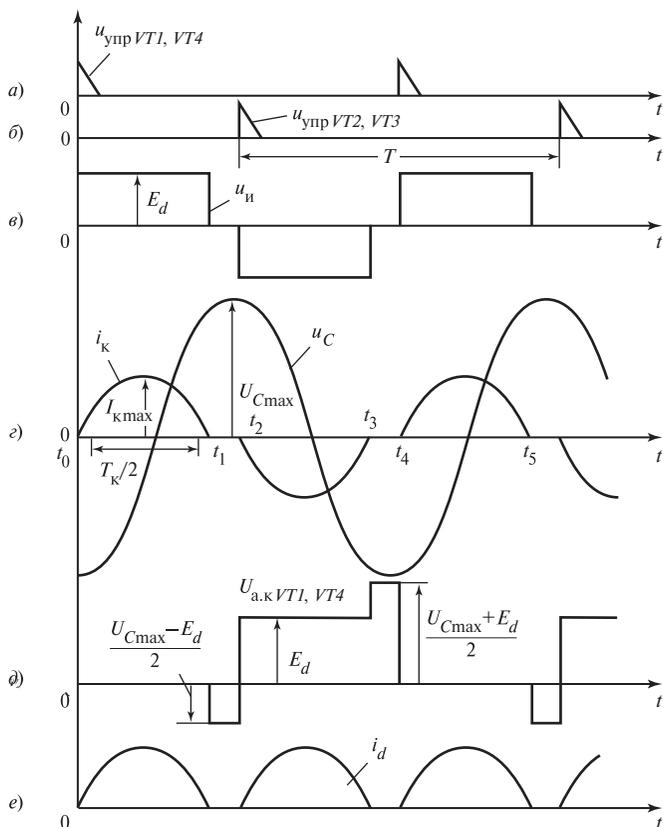


Рис. 14.2

на рис. 14.2. При подаче импульсов управления на управляющие электроды силовых ключей (рис. 14.2, а, б) (например, на тиристоры $VT1$ и $VT4$ в момент времени t_0 , рис. 14.2, а) напряжение источника питания E_d прикладывается к колебательному контуру (рис. 14.2, в). Ток $i_n = i_k$ (рис. 14.2, з) и имеющий колебательный характер, течет по цепи $(+E_d) - L_k - C_k - R_n - (-E_d)$.

Эквивалентная схема замещения электрической цепи на интервале открытого состояния ключей $VT1, VT4$ показана на рис. 14.3.

Знаки напряжения на конденсаторе в начале каждого цикла перезаряда конденсатора $U_C(0)$ соответствуют полярности, которую приобрел конденсатор от предыдущего цикла, когда ток проводили тиристоры $VT2$ и $VT3$. На начальном этапе цикла конденсатор начнет разряжаться, а затем заряжаться до некоторого значения емкости с противоположной полярностью.

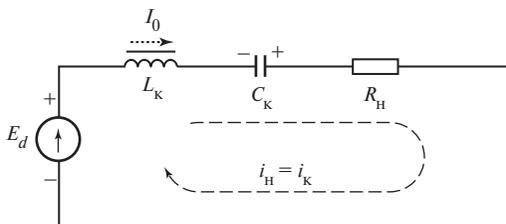


Рис. 14.3

Дифференциальное уравнение цепи при подключении контура к источнику питания E_d при условии, что ток в контуре $I_0 = 0$ в момент подключения контура к E_d , имеет вид:

$$E_d = L_k \frac{di_k}{dt} + \frac{1}{C_k} \int_{t_0}^{t_1} i_k dt - U_C(0) + R_H i_k. \quad (14.1)$$

Изображение по Лапласу этого уравнения записывается в виде

$$\frac{E_d + U_C(0)}{p} = L_k p I_k(p) + \frac{1}{p C_k} I_k(p) + R_H I_k(p). \quad (14.2)$$

Решаем уравнение относительно $I_k(p)$:

$$I_k(p) = \frac{\frac{E_d + U_C(0)}{L_k}}{p^2 + \frac{R_H}{L_k} p + \frac{1}{L_k C_k}}. \quad (14.3)$$

Для колебательного процесса [при $R_H < 2X$ (где $X = \sqrt{L_k/C_k}$ — характеристическое сопротивление контура и $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{L_k C_k}$ — собственная частота колебательного контура)] изображение по Лапласу имеет вид:

$$i_k = \frac{E_d + U_C(0)}{X} e^{-\frac{R_H}{2L_k} t} \sin(\omega_0 t) = I_{k \max} e^{-\frac{R_H}{2L_k} t} \sin(\omega_0 t), \quad (14.4)$$

где $I_{k \max} = \frac{E_d + U_C(0)}{X}$.

Зависимость изменения напряжения на конденсаторе C_k получается подобным образом. Интегральное уравнение

$$u_C = U_C(0) + \frac{1}{C_k} \int_{t_0}^{t_1} i_k dt$$

имеет изображение по Лапласу

$$U_C(p) = \frac{U_C(0)}{p} + \frac{1}{pC_k} I_k(p),$$

откуда

$$U_C(p) = \frac{U_C(0)}{p} + \frac{\frac{E_d + U_C(0)}{L_k C_k p}}{p^2 + \frac{R}{L_k} p + \frac{1}{L_k C_k}}. \quad (14.5)$$

Обратное преобразование с учетом приведенных выше обозначений и допущений приводит к выражению

$$u_C \approx E_d - [E_d + U_C(0)] \cos(\omega_0 t) e^{-\frac{R_H}{2L_k} t}. \quad (14.6)$$

Полученное соотношение справедливо для полупериода любого этапа работы схем, но в этом случае в уравнение необходимо подставлять соответствующий временной интервал от нуля до π , а значение $U_C(0)$ соответствует значению напряжения на конденсаторе в конце предыдущего этапа. Кривая изменения напряжения на конденсаторе показана на рис. 14.2, з. Из анализа полученного выражения следует: если $R = 0$ и в момент включения схемы $U_C(0) = 0$, то к концу первого этапа $U_C(\omega t_1) = U_C(\pi) = 2E_d$. И так от этапа к этапу напряжение на конденсаторе будет возрастать, что в конце концов приведет к пробую вентилей. Такое явление называется процессом накопления энергии. В реальном случае при $R \neq 0$ процесс накопления энергии в конденсаторе остановится на некотором уровне и $U_C(0)$ станет больше E_d . При расчете параметров элементов схемы (R , C_k и L_k) их номиналы выбираются таким образом, чтобы напряжение на конденсаторе было в пределах $(2-3)E_d$.

На рис. 14.2, д построена кривая изменения напряжения на вентиле с учетом того, что напряжение на проводящем вентиле близко к нулю, а к закрытому вентилю того же плеча прикладывается напряжение E_d . На этапе закрытого состояния всех вентилей к ним прикладывается полусумма или полуразность напряжений источника питания и на конденсаторе. Накопление энергии на конденсаторе, а

значит, и напряжения на нем приводит к перенапряжению на ключевых приборах, что может привести к их выходу из строя.

Очевидно, что от источника питания потребляется ток на этапе перезаряда конденсатора (см. рис. 14.2, е).

14.2. Автономные резонансные инверторы с обратными диодами

С целью улучшить энергетические показатели резонансного инвертора в схему силового блока добавляют обратные диоды (рис. 14.4).

Различают два режима работы таких инверторов:

- 1) режим прерывистого тока нагрузки;
- 2) режим непрерывного тока.

На рис. 14.5, а, б показаны кривые импульсов управления силовых ключей инвертора. Особенность процессов, протекающих в схеме, заключается в том, что каждый такт отпираания накрест лежащих управляемых ключей сопровождается формированием двух полу-волн кривой тока нагрузки (рис. 14.5, в). Одна полуволна обуславливается колебательным перезарядом конденсатора под действием напряжения источника питания через открытые тиристоры $VT1, VT4$ на интервале от нуля до t_1 .

В результате того, что на первом этапе конденсатор заряжается до напряжения

$$U_C(t_1) = E_d - [E_d + U_C(0)] \cos(\omega_0 t) e^{-\frac{R_H}{2L_K} t_1} > E_d, \quad (14.7)$$

при спаде прямого тока до нуля открываются обратные диоды, включенные параллельно ранее проводившим тиристорам. Ток в нагрузке и в источнике, определяемый соотношением

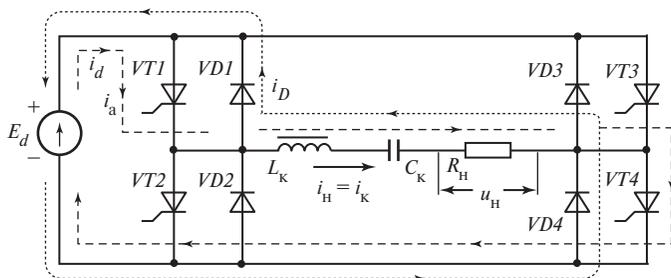


Рис. 14.4

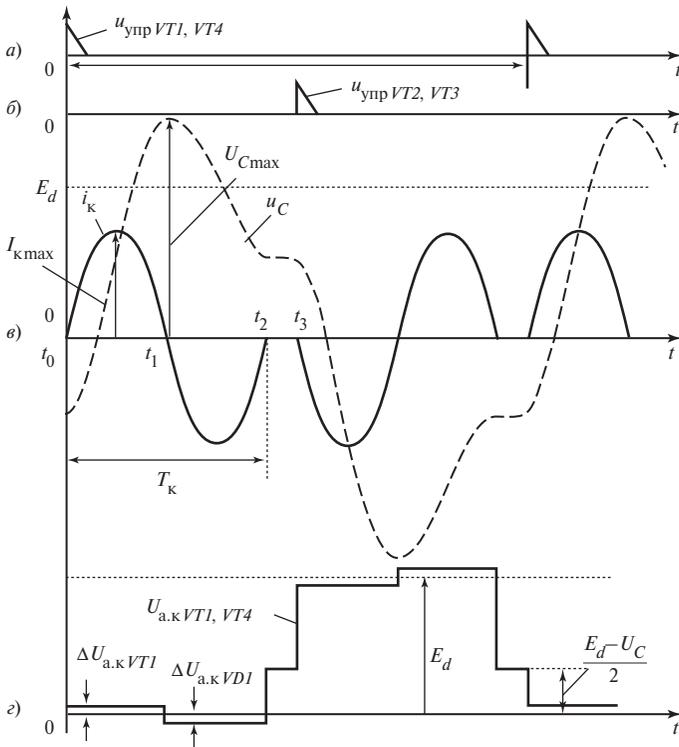


Рис. 14.5

$$i_k(t_1-t_2) = -\frac{E_d - U_C(t_1)}{X} e^{-\frac{R_H}{2L_K} t} \sin(\omega_0 t), \quad (14.8)$$

изменяет направление, и конденсатор разряжается по закону

$$U_C(t_1-t_2) = E_d + [-E_d + U_C(0)] \cos(\omega_0 t) e^{-\frac{R_H}{2L_K} t}; \quad (14.9)$$

$$U_C(t_2) = U_C(0) = -E_d + [E_d + U_C(t_1)] e^{-\frac{R_H}{2L_K} t_2}. \quad (14.10)$$

В момент времени t_2 конденсатор разрядится до напряжения $U_C(t_2)$ и на интервале t_2-t_3 напряжение останется постоянным. Далее включатся накрест лежащие управляемые ключи и процесс повторится.

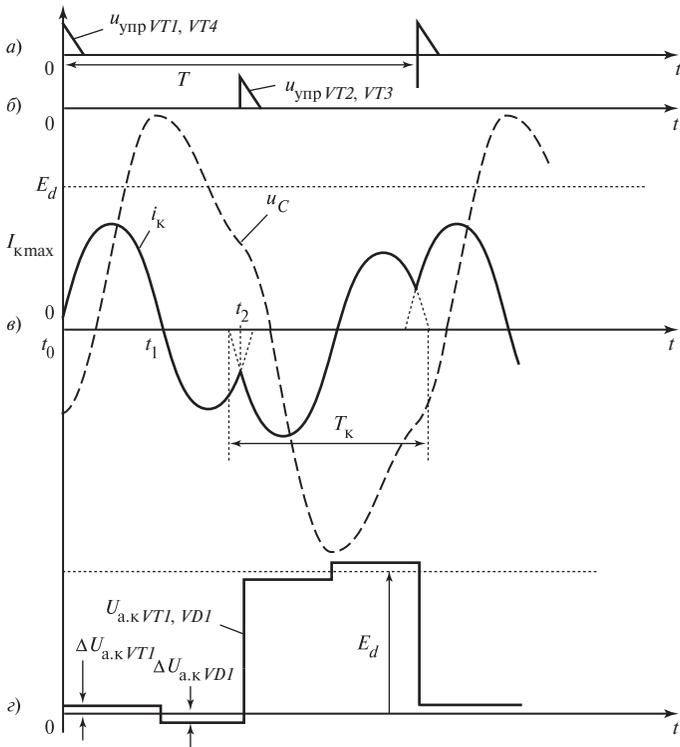


Рис. 14.6

Напряжение на открытых диодах $\Delta U_{a.kVDI}$ с отрицательной полярностью прикладывается к ранее проводившим тиристорам на этапе формирования второй полуволны тока, что создает условия к восстановлению их управляющих свойств (рис. 14.5, з). На интервале токовой паузы к ключевым элементам прикладывается напряжение $(E_d - U_C)/2$, как проиллюстрировано на рис. 14.5, з.

В режиме непрерывного тока нагрузки управляющие импульсы на очередную пару управляемых ключей подаются раньше чем закончится колебательный процесс перезаряда конденсатора через обратные диоды (рис. 14.6). При этом $T_k > T/2$. Очередное отпирание тиристоров происходит до завершения перезаряда конденсатора по цепи с обратными диодами.

В этом случае ток нагрузки и напряжение на конденсаторе приближаются к синусоидальной форме (рис. 14.6, в). Необходимые условия для запираания тиристоров по окончании их интервала про-

водимости создаются в процессе формирования кривой тока нагрузки на интервале проводимости обратных диодов (рис. 14.6, з).

Как в режиме непрерывного тока нагрузки, так и в режиме прерывистого тока на интервале проводящего состояния обратных диодов ток через источник питания протекает в обратную сторону. Источник принимает энергию от накопителей энергии (реактивных элементов в цепи нагрузки). При этом происходит рекуперация энергии, накопленной в реактивных элементах колебательного контура и нагрузки, в конденсаторе не происходит накопления энергии, и такая схема работоспособна в режимах короткого замыкания нагрузки.

Контрольные вопросы и задачи

- 14.1. Чем определяются частота и значение напряжения на нагрузке при использовании схем резонансных инверторов?
- 14.2. Что такое эффект накопления энергии?
- 14.3. *Задача:* в схеме АРИ без обратных диодов (рис. 14.1) $E_d = 100$ В, $C_k = 16$ мкФ, $L_k = 0,76$ мкГн, $R_n = 0$ (режим короткого замыкания нагрузки). Определить:
 - 1) собственную частоту резонансного контура f_0 ;
 - 2) значение напряжения на конденсаторе:
 - 2') после первого полупериода формирования кривой выходного тока (U_C');
 - 2'') после второго полупериода формирования кривой выходного тока (U_C'');
 - 2''') после третьего полупериода формирования кривой выходного тока (U_C''');
 - 3) амплитуду тока нагрузки на интервале третьего полупериода формирования кривой выходного тока $I_{k \max}$.
- 14.4. *Задача:* для условий предыдущей задачи, но при $R_n = 5$ Ом найти:
 - 1) значение напряжения на конденсаторе:
 - 1') после первого полупериода формирования кривой выходного тока (U_C');
 - 1'') после второго полупериода формирования кривой выходного тока (U_C'');
 - 1''') после третьего полупериода формирования кривой выходного тока (U_C''');
 - 2) амплитуду тока нагрузки на интервале третьего полупериода формирования кривой выходного тока $I_{k \max}$.
- 14.5. Для чего служат обратные диоды в схемах резонансных инверторов?
- 14.6. Чем определяется количество времени, предоставляемого на восстановление управляющих свойств тиристоров при работе АРИ в режиме непрерывного тока?

Глава пятнадцатая

ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

15.1. Основные схемы импульсных регуляторов постоянного напряжения

Импульсные регуляторы постоянного напряжения (ИРПН) служат для изменения (стабилизации) значения постоянного напряжения, используемого для питания радиоэлектронной аппаратуры, регулирования частоты вращения двигателей постоянного тока, в устройствах коррекции мощности выпрямительных установок и ряде других случаев. Различают три типа ИРПН:

- 1) понижающие (рис. 15.1, а);
- 2) повышающие (рис. 15.1, б);
- 3) инвертирующие (рис. 15.1, в).

Все приведенные схемы имеют одинаковое число элементов, включенных по-разному по отношению к нагрузке R_H . В качестве управляемого ключа может быть использован любой из известных

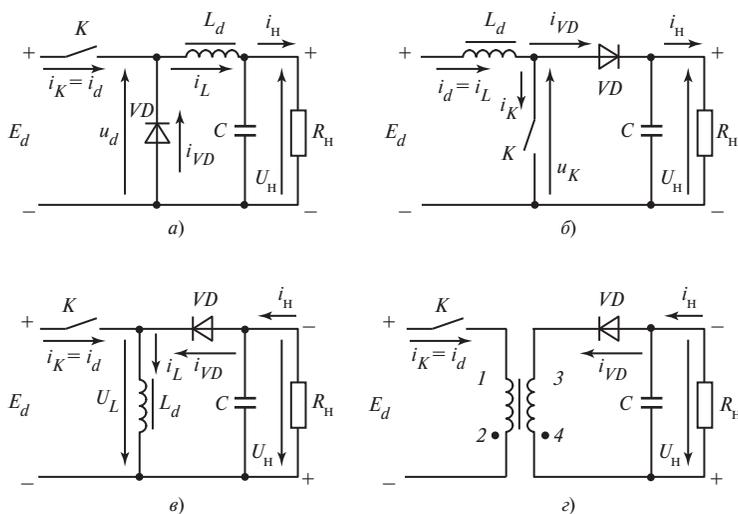


Рис. 15.1

типов транзисторов: биполярный, полевой, IGBT. Можно использовать двухоперационный тиристор или однооперационный с узлом принудительной коммутации.

15.2. Понижающий импульсный преобразователь постоянного напряжения

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, представленной на рис. 15.1, а, приведены на рис. 15.2.

Ключ K периодически замыкается и размыкается, создавая импульсный характер напряжения u_d . При замыкании ключа (на интервале $t = t_{\text{и}}$) диод находится под обратным напряжением и не проводит ток. Ток протекает через индуктивность i_L и нагрузку $i_{\text{н}}$. Если $\tau = (L/R_{\text{н}}) \gg T$, то можно считать, что ток дросселя будет изменяться по линейному закону: $i = \frac{1}{L} \int u_L dt$. Тогда к концу интервала $t_{\text{и}}$ ток в катушке индуктивности

$$i(t_{\text{и}}) = I_{\text{min}} + \frac{E_d - U_{\text{н}}}{L} t_{\text{и}} = I_{\text{max}} \quad (15.1)$$

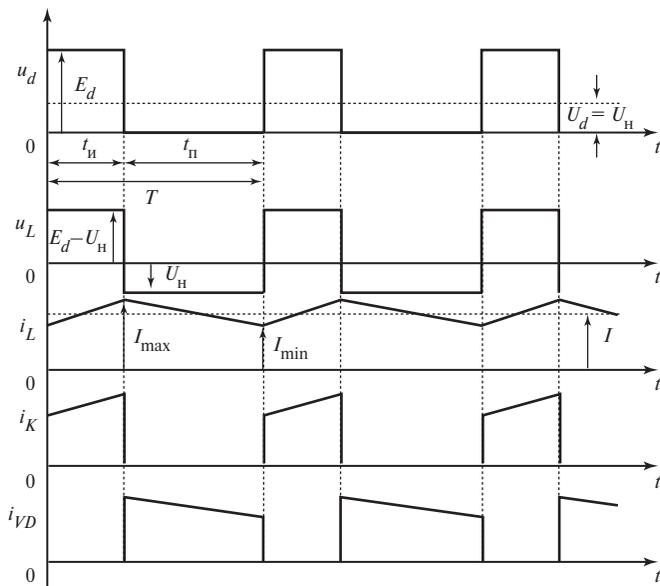


Рис. 15.2

При размыкании ключа на катушке индуктивности наводится противоЭДС, препятствующая изменению тока, и создаются условия для открывания диода.

В результате нагрузка замыкается накоротко через диод, напряжение u_d становится равным нулю (падению напряжения на диоде). В этом случае к дросселю прикладывается напряжение нагрузки, через которую течет ток, индуцируемый катушкой индуктивности. Тогда к концу паузы $t_{\text{п}}$

$$i(t_{\text{п}}) = I_{\text{max}} - \frac{U_{\text{н}}}{L} t_{\text{п}} = I_{\text{min}}. \quad (15.2)$$

Решая совместно уравнения (15.1) и (15.2) и учитывая, что $t_{\text{и}} + t_{\text{п}} = T$, находим уравнение регулировочной характеристики, которая имеет линейный характер,

$$U_{\text{н}} = E_d \gamma, \quad (15.3)$$

где $\gamma = \frac{t_{\text{и}}}{t_{\text{и}} + t_{\text{п}}} = \frac{t_{\text{и}}}{T}$ — коэффициент заполнения.

Из приведенных выражений следует, что $\gamma \leq 1$, следовательно, $U_{\text{н}} \leq E_d$. Таким образом, преобразователь может работать только в режиме понижения напряжения питания.

Как видно из временных диаграмм, при использовании ИРПН первого рода (типа) от источника питания потребляется импульсный ток, тогда как ток нагрузки имеет непрерывный характер.

15.3. Повышающий импульсный преобразователь постоянного напряжения

Схема импульсного преобразователя второго типа показана на рис. 15.1, б, а временные диаграммы, поясняющие ее работу, — на рис. 15.3.

При замыкании регулирующего ключа K диод VD , находившийся ранее в проводящем состоянии, закрывается, так как потенциал его анода будет на отрицательной шине источника питания, а потенциал катода определится положительным потенциалом нагрузки, равным напряжению на конденсаторе. На интервале $t_{\text{и}} = \gamma T$ ток источника, протекая через катушку индуктивности, запасает в ней энергию.

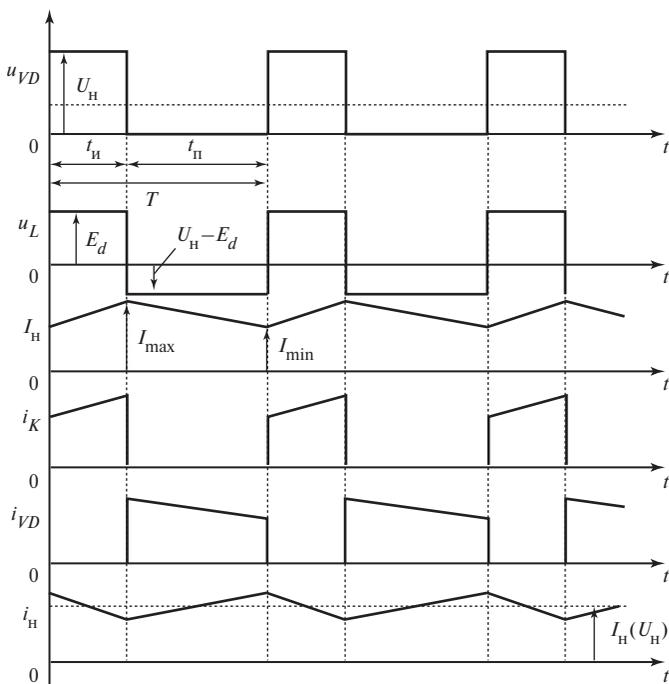


Рис. 15.3

Энергия в нагрузку поступает от конденсатора фильтра, который на этом этапе разряжается.

При размыкании регулирующего ключа на интервале $t_{п} = (1 - \gamma)T$ ток дросселя переключается через диод на нагрузку и к ключу прикладывается напряжение U_H . Энергия, потребляемая на этом этапе от источника постоянного напряжения, восполняет потери энергии конденсатора на этапе его разряда.

На этапе включенного состояния ключа к дросселю прикладывается напряжение E_d , и к концу этапа ($t_{и} = \gamma T$) ток дросселя

$$i(t_{и}) = I_{\min} + \frac{E_d}{L} \gamma T = I_{\max}. \quad (15.4)$$

На этапе, когда ключ выключен к дросселю прикладывается напряжение E_d , и к концу этапа ($t_{и} = \gamma T$) ток дросселя

$$i(t_{и}) = I_{\min} + \frac{E_d}{L} \gamma T = I_{\max}. \quad (15.5)$$

На этапе, когда ключ выключен, к дросселю прикладывается напряжение $U_n - E_d$. Тогда к концу этапа $t_{п} = (1 - \gamma)T$ ток дросселя уменьшится:

$$i(t_{п}) = I_{\max} - \frac{U_n - E_d}{L} (1 - \gamma)T = I_{\min}. \quad (15.6)$$

Решая совместно уравнения (15.5) и (15.6), находим выражение, описывающее регулировочную характеристику,

$$U_n = E_d \frac{1}{1 - \gamma}. \quad (15.7)$$

Из соотношения видно, что выходное напряжение ИРПН второго рода повышает выходное напряжение, и в идеальном случае, когда отсутствуют активные потери и $\gamma = 1$, выходное напряжение может расти до бесконечности. Из временных диаграмм понятно, что ИРПН второго рода непрерывно потребляет ток от источника и ток нагрузки также имеет непрерывный характер.

15.4. Инвертирующий импульсный преобразователь постоянного напряжения (ИППН)

Инвертирующий ИППН (преобразователь третьего типа) показан на рис. 15.1, в. На рис. 15.1, з показан такой же преобразователь, но у него гальванически разделены с помощью трансформатора входные и выходные цепи. При замкнутом положении ключа K диод VD не проводит ток, к его катоду прикладывается положительный потенциал источника питания. Так как вторичная обмотка трансформатора в схеме рис. 15.1, з находится в режиме холостого хода, то трансформатор играет роль дросселя и в его магнитопроводе накапливается энергия магнитного поля в зависимости от индуктивности намагничивания. При размыкании ключа энергия, накопленная в магнитопроводе (обеих схем), передается в нагрузку. Легко показать, что регулировочная характеристика для схемы рис. 15.1, в подчиняется зависимости

$$U_n = E_d \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (15.8)$$

Для схемы рис. 15.1, в

$$U_n = E_d \frac{\gamma}{1 - \gamma} (w_{34}/w_{12}), \quad (15.9)$$

где w_{34}/w_{12} — коэффициент трансформации трансформатора. Как видно из приведенных соотношений, инвертирующий регулятор повышает выходное напряжение. Очевидно, что ИППН третьего рода от источника питания потребляет импульсный ток, а ток нагрузки имеет непрерывный характер.

Контрольные вопросы и задачи

- 15.1. В чем заключается принцип работы ИРПН?
- 15.2. Почему регуляторы первого рода могут работать только на понижение напряжения, а регуляторы второго рода могут повышать питающее напряжение?
- 15.3. *Задача:* напряжение источника питания ИРПН первого рода (рис. 15.1, а) $E_d = 12$ В и изменяется от E_d до $0,8E_d$, ток нагрузки $I_n = 1$ А, напряжение на нагрузке $U_n = 5$ В, частота переключения ключа $Kf = 1000$ Гц. Определить: 1) изменение коэффициента заполнения $\gamma_{\min} - \gamma_{\max}$ для получения стабильного напряжения на нагрузке; 2) время импульса t_n и время паузы $t_{\text{п}}$ при $E_d = 12$ В; 3) необходимое значение индуктивности L , обеспечивающее колебания тока нагрузки $I_{\max} - I_{\min} = 0,01I_n$ при $E_d = 12$ В.
- 15.4. *Задача:* напряжение источника питания ИРПН второго рода (рис. 15.1, б) $E_d = 12$ В, сопротивление нагрузки $R_n = 24$ Ом, напряжение на нагрузке $U_n = 24$ В, частота переключения ключа $Kf = 1000$ Гц. Определить: 1) коэффициент заполнения γ ; 2) среднее значение тока ключа I_K и среднее значение тока диода I_{VD} , пренебрегая пульсациями тока в катушке индуктивности и нагрузке.
- 15.5. Почему трансформатор в схеме рис. 15.1, в играет роль дросселя?

Глава шестнадцатая

КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Применение корректора коэффициента мощности (ККМ) вызвано требованиями электромагнитной совместимости преобразователя с питающей сетью. Международная электротехническая комиссия (ИЕС) с каждым годом ужесточает требования к влиянию преобразовательных установок на сеть по допустимому уровню коэффициента мощности $\chi = \nu \cos(\varphi)$.

Как правило, источники питания радиоэлектронной аппаратуры питаются от однофазной сети переменного напряжения по схеме выпрямителей с емкостным фильтром. В схеме источников питания, не использующих корректор коэффициента мощности, ток из сети потребляется только тогда, когда мгновенное значение напряжения на входе диодного моста превышает напряжение на конденсаторе. Это приводит к большим пикам зарядного тока, а значит, и тока, потребляемого из сети (рис. 16.1).

Такой ток резко ухудшает коэффициент мощности преобразователя. Применение ККМ позволяет сделать ток, потребляемый от сети, практически синусоидальным и в фазе с питающим напряжением. При этом будет отсутствовать реактивная мощность и уменьшится мощность искажений.

Для этого обычно используются регулировочные возможности схем транзисторных импульсных регуляторов, получающих питание от однофазного двухполупериодного выпрямителя без фильтра.

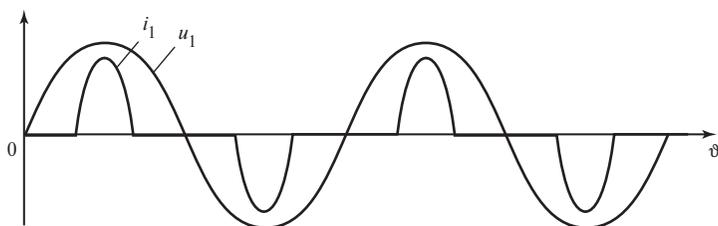


Рис. 16.1

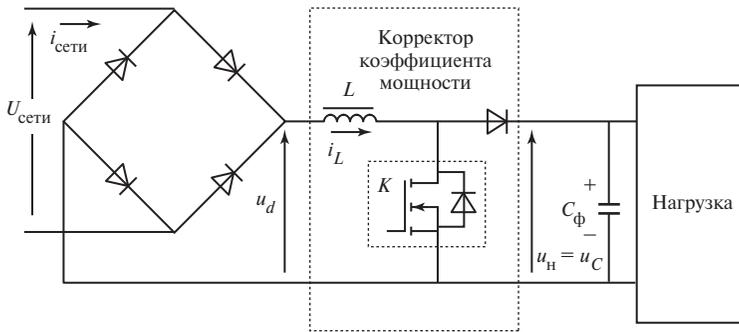


Рис. 16.2

Корректор коэффициента мощности также выполняет функции стабилизатора выходного напряжения (рис. 16.2).

Формирование кривой потребляемого тока осуществляется посредством периодического замыкания и размыкания ключа K . На этапе замкнутого состояния ключа ($t_{и}$ — время импульса) через индуктивность протекает ток под действием напряжения u_d , тогда

$$i_L = \frac{1}{L} \int u_L dt.$$

На этапе разомкнутого состояния ключа K ($t_{п}$ — время паузы) открывается диод VD и энергия, запасенная в индуктивности передается в емкость фильтра C_{ϕ} и нагрузку. На этом этапе ток

$$i_L = \frac{1}{L} \int (u_d - u_{н}) dt.$$

Различают два режима работы ключа:

1) замыкание ключа осуществляется в момент, когда ток i_L достигает нулевого значения, а размыкание ключа — в момент равенства напряжения на выходе датчика тока дросселя и опорного напряжения $u_{оп1}$, пропорционального напряжению u_d (рис. 16.3, а). В этом случае среднее значение тока индуктивности на полупериоде

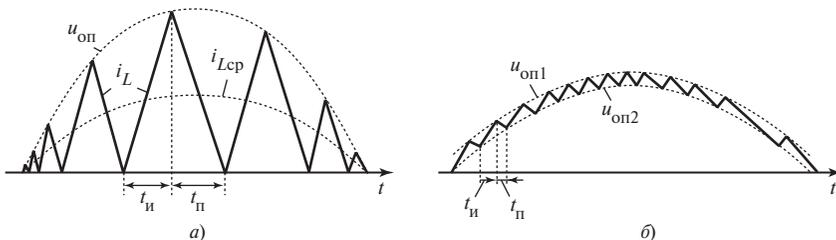


Рис. 16.3

$i_{L_{\text{ср}}}$, а значит, и тока, потребляемого из сети, будет изменяться по синусоидальному закону;

2) размыкание ключа осуществляется при равенстве напряжения на выходе датчика тока индуктивности и опорного напряжения $u_{\text{оп1}}$, пропорционального напряжению u_d , а замыкание ключа происходит при равенстве напряжения на выходе датчика тока индуктивности и опорного напряжения $u_{\text{оп2}} < u_{\text{оп1}}$, (рис. 16.3, б). Такой режим может быть осуществлен, если в системе управления в качестве компаратора использовать триггер Шмидта, имеющий гистерезисные свойства.

Как следует из временных диаграмм, при использовании второго режима работы синусоидальность тока индуктивности, а значит, и тока потребляемого из сети, выше (лучше гармонический состав). Однако при включении ключа K при ненулевом токе индуктивности, а значит, и токе диода VD происходит бросок обратного тока через диод и включенный ключ. Это накладывает требования к типу используемого диода, который должен быть высокочастотным, т.е. иметь малое время восстановления.

На рис. 16.4 и 16.5 показаны формы токов дросселя i_L и тока сети $i_{\text{сети}}$, а также напряжений сети $u_{\text{сети}}$ и нагрузки u_n при двух режимах работы ККМ. Напряжение на нагрузке (на конденсаторе) показано в предположении, что пульсации весьма малы.

Полезное свойство ККМ — возможность стабилизации (регулирования) напряжения на нагрузке. Как следует из принципа работы схемы, для регулирования выходного напряжения выпрямителя дос-

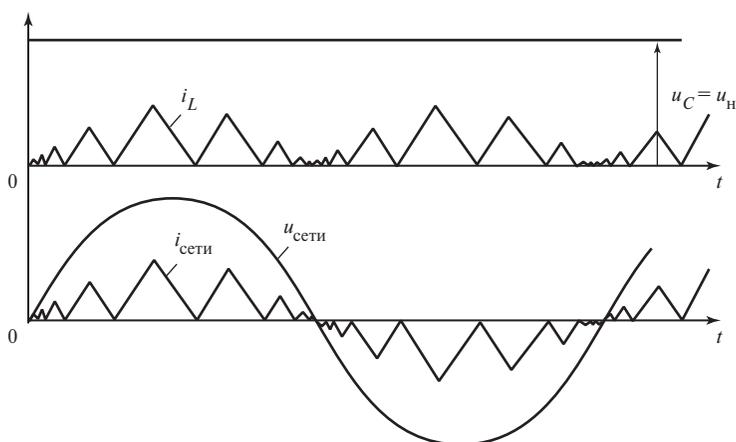


Рис. 16.4

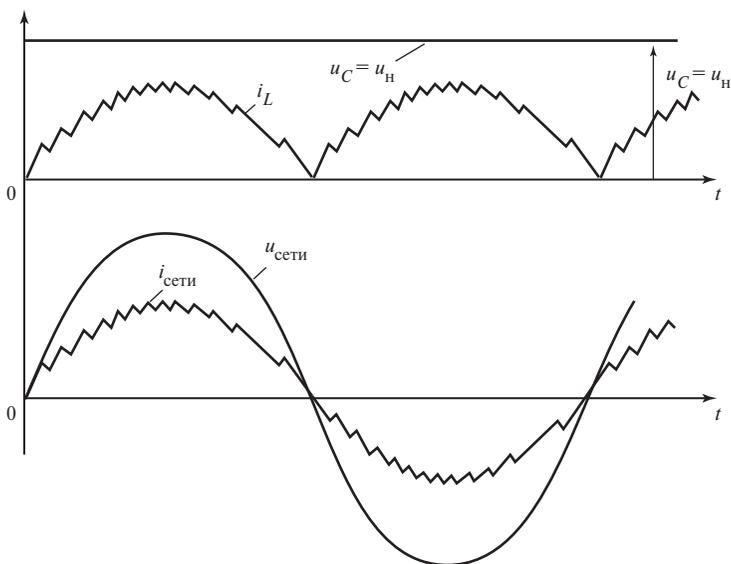


Рис. 16.5

таточно в системе управления изменять значение опорного напряжения $u_{оп}$.

В настоящее время промышленность выпускает системы управления корректорами мощности в интегральном исполнении на различные выходные мощности.

Контрольные вопросы и задачи

- 16.1. Для чего используются ККМ?
- 16.2. Каким образом ККМ улучшает коэффициент мощности источника питания?
- 16.3. Какие существуют режимы работы ККМ?

ОТВЕТЫ НА ЗАДАЧИ

Глава 2

- 2.5. $I_a = 0,25 \text{ A}$; $I_{a \text{ max}} = 0,39 \text{ A}$;
 $U_{a.k \text{ max}} = 37,7 \text{ В}$.
- 2.6. $K_T = 16,5$; $P_T = 8,88 \text{ Вт}$.
- 2.7. $I_2 \approx 0,4 \text{ A}$; $I_1 \approx 0,034 \text{ A}$.
- 2.8. $S \approx 3 \text{ см}^2$; $d \approx 0,4 \text{ м}^2$.
- 2.9. $I_a = 0,25 \text{ A}$; $I_{a \text{ max}} = 0,39 \text{ A}$;
 $U_{a.k \text{ max}} \approx 18,9 \text{ В}$.
- 2.10. $K_T = 16,5$; $P_T = 7,38 \text{ Вт}$.
- 2.11. $I_2 \approx 0,55 \text{ A}$; $I_1 \approx 0,034 \text{ A}$.
- 2.12. $U_d = 17,14 \text{ В}$.

Глава 3

- 3.5. $q = \infty$
- 3.6. $S_1 = 67$; $S_2 = 5,7$.
- 3.7. $L = 1,55 \text{ Гн}$; $f_{\Pi} = 100 \text{ Гц}$.
- 3.8. $L = 0,17 \text{ Гн}$.
- 3.9. $R_{\Pi} \geq 1 \text{ кОм}$.
- 3.10. $C = 593 \text{ мкФ}$.
- 3.11. $L > 276 \text{ мГн}$; $C > 615 \text{ мкФ}$
- 3.14. $\theta = 60^\circ$; $r_{\Pi} = 2 \text{ Ом}$; $I_{a \text{ max}} = 6 \text{ A}$;
 $I_a = 2,62 \text{ A}$; $U_{a.k \text{ max}} = 48 \text{ В}$.
- 3.18. $U_d = 14 \text{ В}$; $U_{a.k \text{ max}} = 28 \text{ В}$.
- 3.19. $U_{\Pi} \approx 6222 \text{ В}$; $I_a = 20 \text{ мА}$;
 $U_{a.k \text{ max}} = 1244 \text{ В}$.

Глава 4

- 4.3. а) $U_d \approx 257 \text{ В}$; б) $I_a \approx 4,3 \text{ A}$;
 $I_{a \text{ max}} \approx 12,9 \text{ A}$; $U_{a.k \text{ max}} \approx 538 \text{ В}$;
в) $I_{1A} = 6 \text{ A}$; $I_{\text{сети}} = 10,5 \text{ A}$;
г) $d = 1,81 \text{ мм}$; д) $P_T = 4,472 \text{ кВт}$.
- 4.4. 444,6 В.
- 4.5. а) $U_d = 297 \text{ В}$; б) $I_a = 2,475 \text{ A}$;
 $I_{a \text{ max}} = 14,85 \text{ A}$; $U_{a.k \text{ max}} \approx 621 \text{ В}$;
в) $I_{1A} = 8,57 \text{ A}$; $I_{\text{сети}} \approx 25,1 \text{ A}$;
г) $P_T \approx 14,3 \text{ кВт}$.
- 4.6. а) $U_d = 1,35 U_{\text{сети}}$; б) $I_a = I_{\text{нагр}}/3$;
в) $I_{a \text{ max}} = I_{\text{нагр}}$;
г) $U_{a.k \text{ max}} = \sqrt{2} U_{\text{сети}}$;
д) $I_{\text{сети}} = \sqrt{2/3} I_{\text{нагр}}$.

- 4.9. 1а) $U_{\text{нагр}} \approx 957 \text{ В}$; $I_{\text{нагр}} = 60 \text{ А}$; 4.11. $K_{\text{отп}} = 0,634$; $K_{\text{T}} = 0,71$.
 1б) $U_{\text{нагр}} \approx 1914 \text{ В}$; $I_{\text{нагр}} = 60 \text{ А}$.
 2а) $U_{\text{нагр}} \approx 478,5 \text{ В}$; $I_{\text{нагр}} = 120 \text{ А}$;
 2б) $U_{\text{нагр}} \approx 478,5 \text{ В}$; $I_{\text{нагр}} = 240 \text{ А}$;
- 4.10. $w_2 = 35$ ВИТКОВ; $w_2' = 15$ ВИТКОВ. 4.12. а) $U_d = 257 \text{ В}$; б) $I_a = 4,29 \text{ А}$;
 $I_{a \text{ max}} = 12,87 \text{ А}$; $U_{a.k \text{ max}} \approx 123 \text{ В}$;
 в) $I_{1A} = 10,5 \text{ А}$; $I_{\text{сети}} \approx 8,4 \text{ А}$;
 г) $P_{\text{T}} \approx 8,3 \text{ кВт}$; д) $L_{\text{ур}} = 0,64 \text{ Гн}$.

Глава 5

- 5.6. а) $U_d = 148,5 \text{ В}$; б) $U_d = 99 \text{ В}$. 5.11. $I_1 = 5,77 \text{ А}$.
 5.7. а) $\alpha = 180^\circ$; б) $\alpha = 150^\circ$; в) $\alpha = 120^\circ$. 5.12. $\alpha_{\text{min}} = 37,6^\circ$; $\alpha_{\text{max}} = 54,2^\circ$.
 5.8. $U_d \approx 135,3 \text{ В}$. 5.13. $\alpha_{\text{min}} = 36^\circ$; $\alpha_{\text{max}} = 38,8^\circ$.
 5.10. $I_1 = 8,2 \text{ А}$. 5.14. $\cos(30^\circ + 15^\circ) = 0,7$.

Глава 6

- 6.7. а) $P_E = 400 \text{ Вт}$; б) $I_1 = 4 \text{ А}$; 6.9. $\beta = 19,63^\circ$.
 в) $t_{\text{восст}} = 3,4 \text{ мс}$; г) $\varphi = 30^\circ$.
 6.8. а) $\beta = 30^\circ$; б) $I_{\text{сети}} \approx 8,2 \text{ А}$. 6.10. $\beta > 9,4^\circ$.

Глава 7

- 7.4. а) $P = 1,98 \text{ кВт}$; б) $S = 2,2 \text{ кВт}$; 7.5. а) $S = 2,2 \text{ кВт}$; в) $\chi = 0,779$.
 в) $\nu = 0,9$.

Глава 9

- 9.4. а) $f_{\text{H}} = 16,7 \text{ Гц}$; б) $U_{\text{H max}} = 198 \text{ В}$; 9.5. а) $U_{\text{H max}} = 171,47 \text{ В}$; б) $\delta = 30^\circ$.
 в) $U_{\text{H}} = 220 \text{ В}$.

Глава 10

- 10.5. $P_{\text{cp}} = 250 \text{ Вт}$. 10.7. $\alpha_{\text{кр}} = 17^\circ$.
 10.6. $P_{\text{H}} = 0,8P_{\text{max}}$.

Глава 12

12.5. $I_{H \max} = 6,55 \text{ A}$.

12.12. $K_T = U_H / U_H = 0,5$.

12.6. $I_T = 4,2 \text{ A}$; $I_{VD} = 0,3 \text{ A}$; $I_d = 7,8 \text{ A}$;

12.13. $\alpha = 135^\circ$.

$U_{VT \max} = U_{VD \max} = 100 \text{ B}$.

12.11. а) $E_d = 100 \text{ B}$; б) $E_d' = 50 \text{ B}$.

12.16. а) $L = 0,318 \text{ Гн}$; $C = 31,83 \text{ мкФ}$;

б) $K_{\Phi(1)} = 1$; $K_{\Phi(3)} = 0,12$;

$K_{\Phi(5)} = 0,041$.

Глава 13

13.4. а) $C_k = 11,58 \text{ мкФ}$; б) $U_H = 137,3 \text{ В}$; в) $I_H = 13,73 \text{ А}$; г) $I_c = 9,99 \text{ А}$;

д) $I_i = 16,98 \text{ А}$; е) $I_d = 18,85 \text{ А}$; ж) $P_d = 1885 \text{ Вт}$.

Глава 14

14.3. 1) $f_0 = 1 \text{ кГц}$; 2') $U_C' = 200 \text{ В}$;

14.4. 1') $U_C' = 120 \text{ В}$;

2'') $U_C'' = 400 \text{ В}$;

1'') $U_C'' = 144 \text{ В}$;

2''') $U_C''' = 600 \text{ В}$; $I_{k \max} \approx 70 \text{ А}$.

1''') $U_C''' = 148 \text{ В}$; $I_{k \max} \approx 4,96 \text{ А}$.

Глава 15

15.3. 1) $\gamma_{\min} = 0,42$; $\gamma_{\max} = 0,52$;

15.4. 1) $\gamma = 0,67$;

2) $t_H = 420 \text{ мкс}$; $t_H = 580 \text{ мкс}$;

2) $I_K = 0,67 \text{ А}$; $I_D = 0,33 \text{ А}$.

3) $L = 290 \text{ мГн}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Каганов И.Л.** Промышленная электроника (общий курс). М.: Высшая школа, 1968.
2. **Электротехнический** справочник: В 3-х т. Т. 2. Электротехнические изделия и устройства / Под общ. ред. профессоров МЭИ и др. — 7-е изд. испр. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1986 (для изучения с. 617—634).
3. **Каганов И.Л.** Электронные и ионные преобразователи. М.: Госэнергоиздат, 1956.
4. **Забродин Ю.С.** Промышленная электроника: Учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1982 (для изучения с. 287—365).
5. **Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е.** Промышленная электроника: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1988.
6. **Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М.** Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1974.
7. **Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В.** Основы промышленной электроники. Киев: Выща школа, 1985.
8. **Розанов Ю.К.** Основы силовой электроники. М.: Энергоатомиздат, 1992.
9. **Попков О.З., Чаплыгин Е.Е.** Сборник задач по курсу «Промышленная электроника». Информационная и энергетическая электроника. М.: Издательство МЭИ, 2000.
10. **Попков О.З.** Основы преобразовательной техники. Неуправляемые выпрямители. М.: Издательство МЭИ, 2001.
11. **Попков О.З.** Основы преобразовательной техники. Управляемые сетевые преобразователи. М.: Издательство МЭИ, 2001.
12. **Попков О.З.** Основы преобразовательной техники. Автономные преобразователи. М.: Издательство МЭИ, 2001.
13. **Зиновьев Г.С.** Основы преобразовательной техники: В 4-х ч. Ч. 2. Выпрямители с улучшенным коэффициентом мощности. Новосибирск: НЭТИ, 1971.
14. **Гробовецкий Г.В., Куклин О.Г., Харитонов С.А.** Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем. Новосибирск: НГТУ, 1997.
15. **Полупроводниковые** выпрямители / Под ред. Ф.И. Ковалева. М.: Энергия, 1978.
16. **Бедфорд Б., Хофт Р.** Теория автономных инверторов. М.: Энергия, 1969.
17. **Бирзникс Л.В.** Импульсные преобразователи постоянного тока. М.: Энергия, 1974.

18. **Стабилизированные** автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением / Ф.И. Ковалев, Г.П. Мосткова, В.А. Чванов, А.И. Толкачев. М.: Энергия, 1972.
19. **Раскин Л.Я.** Стабилизированные автономные инверторы тока на тиристорах. М.: Энергия, 1970.
20. **Сервис Р., Блюм Г.** Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1988.
21. **Кантер И.И.** Преобразовательные устройства в системах автономного электроснабжения. Саратов: СГУ, 1989.
22. **Лабунцов В.А., Ривкин Г.А., Шевченко Г.И.** Автономные тиристорные инверторы. М.: Энергия, 1967.
23. **Четти П.** Проектирование ключевых источников электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1990.
24. **Донской А.В., Кулик В.Д.** Теория и схемы инверторов повышенной частоты с широтно-импульсным регулированием. Л.: Энергия, 1980.
25. **Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф.** Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М.: Радио и связь, 1989.
26. **Булатов О.Г., Царенко А.И.** Тиристорно-конденсаторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1982.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
<i>Глава первая. Основные устройства преобразовательной техники</i>	6
1.1. Основные виды устройств преобразовательной техники	6
1.2. Элементная база устройств силовой электроники	7
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	11
<i>Глава вторая. Маломощные блоки питания</i>	12
2.1. Основные блоки выпрямительных установок	12
2.2. Однофазный выпрямитель по схеме с нулевым выводом, работающий на активную нагрузку	13
2.3. Однофазный мостовой выпрямитель, работающий на активную нагрузку	17
2.4. Внешняя (выходная) характеристика выпрямителя	21
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	22
<i>Глава третья. Сглаживающие фильтры</i>	23
3.1. Типы сглаживающих фильтров и их расчет	23
3.2. Влияние сглаживающих фильтров на работу выпрямителя	29
3.3. Схема выпрямления с умножением напряжения	41
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	43
<i>Глава четвертая. Многофазные схемы выпрямления</i>	45
4.1. Трехфазная схема выпрямления с нулевым выводом обмотки трансформатора	45
4.2. Шестифазная схема выпрямления с выводом нулевой точки обмотки трансформатора	53
4.3. Трехфазная мостовая схема выпрямления (схема Ларионова)	58
4.4. Эквивалентные многофазные схемы	61
4.4.1. Принцип построения эквивалентных многофазных схем	61
4.4.2. Способы реализации фазового сдвига между системами трехфазных напряжений при построении эквивалентных многофазных схем	64
4.5. Выпрямитель по схеме две обратные звезды с уравнительным реактором	67
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	73

<i>Глава пятая. Управляемые выпрямители</i>	75
5.1. Способы регулирования выходного напряжения выпрямителя	75
5.2. Управляемый выпрямитель по схеме с нулевым выводом вторичной обмотки трансформатора.	76
5.3. Особенности работы полностью управляемого выпрямителя по мостовой схеме	81
5.4. Особенности работы полууправляемого выпрямителя по мостовой схеме	82
5.5. Выходные (внешние) характеристики мощных выпрямителей	85
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	93
<i>Глава шестая. Зависимые инверторы</i>	95
6.1. Принцип инвертирования	95
6.2. Зависимый инвертор, выполненный по трехфазной схеме с нулевым выводом.	97
6.3. Входная характеристика зависимого инвертора.	100
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	103
<i>Глава седьмая. Коэффициент мощности преобразовательной установки.</i>	104
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	109
<i>Глава восьмая. Вентильный электропривод постоянного тока (реверсивный преобразователь)</i>	110
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	115
<i>Глава девятая. Преобразователь частоты с непосредственной связью (ПЧНС)</i>	116
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	119
<i>Глава десятая. Тиристорные регуляторы переменного напряжения</i>	120
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	126
<i>Глава одиннадцатая. Автономные инверторы. Принципы реализации их схем</i>	128
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	131
<i>Глава двенадцатая. Автономные инверторы напряжения</i>	132
12.1. Формирование выходного напряжения АИН	132
12.2. Гармонический состав кривой выходного напряжения	137
12.3. Регулирование выходного напряжения АИН	138
12.4. Улучшение гармонического состава кривой выходного напряжения	146
12.4.1. Выходные фильтры	146
12.4.2. Амплитудная модуляция	149
12.4.3. Широтно-импульсная модуляция.	156
12.4.4. Выборочное исключение гармоник из кривой выходного напряжения АИН	158
12.5. Трехфазные АИН	161
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	164

<i>Глава тринадцатая. Автономные инверторы тока</i>	167
13.1. Формирование кривой выходного напряжения в автономных инверторах тока	167
13.2. Регулирование выходного напряжения АИТ.	172
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	174
<i>Глава четырнадцатая. Резонансные инверторы.</i>	175
14.1. Автономные резонансные инверторы без обратных диодов	175
14.2. Автономные резонансные инверторы с обратными диодами	179
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	182
<i>Глава пятнадцатая. Импульсные регуляторы постоянного напряжения</i>	183
15.1. Основные схемы импульсных регуляторов постоянного напряжения	183
15.2. Понижающий импульсный преобразователь постоянного напряжения	184
15.3. Повышающий импульсный преобразователь постоянного напряжения	185
15.4. Инвертирующий импульсный преобразователь постоянного напряжения (ИППН)	187
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	188
<i>Глава шестнадцатая. Корректор коэффициента мощности</i>	189
<i>Контрольные вопросы и задачи</i>	192
Ответы на задачи	193
Список литературы.	196

Учебное издание

Попков Олег Захарович

ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Учебное пособие для вузов

Редактор издательства *Т.Н. Платова*
Художественный редактор *А.Ю. Землеруб*
Технический редактор *Т.А. Дворецкова*
Корректоры *Р.М. Ваничкина, В.В. Сомова*
Компьютерная верстка *В.В. Пак*

Подписано в печать с оригинала-макета 23.09.05	Формат 60×90/16
Бумага офсетная	Гарнитура «Таймс»
Усл.печ.л. 12,5	Усл. кр.-отг. 13,5
Тираж 1000 экз.	Заказ С-025

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14,
тел/факс: (495) 361-1681, адрес в Интернет: <http://www.mpei-publishers.ru>,
электронная почта: publish@mpei.ru, publish@mpei-publishers.ru

Отпечатано в ППП «Типография «Наука», 121099, Москва, Шубинский пер., д. 6.