

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

«НИЖЕГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ им. Р.Е. АЛЕКСЕЕВА»

В.В. ВАНЯЕВ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Рекомендовано Ученым советом

*Нижегородского государственного технического университета
им. Р.Е. Алексеева в качестве учебного пособия для студентов
направления 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника»*

Нижний Новгород 2017

УДК 621.314
ББК 31.2
В178

Р е ц е н з е н т

заведующий кафедрой «Электротехника и электрооборудование объектов водного транспорта» Волжского государственного университета водного транспорта, доктор технических наук, профессор
О.С.Хватов

Ваняев В.В.

В178 **Силовая электроника:** учеб. пособие / В.В. Ваняев; Нижегород. гос. техн. ун-т им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2017. – 108с.

ISBN 978-5-502-00954-6

Рассмотрены устройство, принцип действия, электромагнитные процессы в преобразователях электрической энергии, предназначенных для электропитания различных нагрузок постоянного и переменного тока.

Работа основана на материале лекций, читаемых студентам ИНЭЛ НГТУ им. Р.Е.Алексеева в рамках программ подготовки бакалавров по направлению 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника». Пособие может также представлять интерес для магистрантов, обучающихся по направлению 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника».

Рис. 73. Табл.1. Библиогр.: 10.

УДК 621.314
ББК 31.2

ISBN 978-5- 502-00954-6

© Нижегородский государственный
технический университет
им. Р.Е. Алексеева, 2017
© Ваняев В.В., 2017

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ.....	4
ПРЕДИСЛОВИЕ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ПИТАНИЯ НАГРУЗОК ПОСТОЯННОГО	
 ТОКА.....	9
1.1. Ведомые сетью вентильные преобразователи.....	9
1.1.1. Основные определения, классификация и эксплуатационные характеристики ведомых сетью вентильных преобразователей...	9
1.1.2. Выпрямительный режим работы ведомых сетью ВП с активной нагрузкой.....	12
1.1.3. Выпрямительный режим работы ведомых сетью ВП с активно- индуктивной нагрузкой.....	21
1.1.4. Инверторный режим работы ведомых сетью ВП.....	26
1.1.5. Особенности работы ведомых сетью ВП на противоЭДС.....	29
1.1.6. Энергетические характеристики ведомых сетью ВП.....	33
1.1.7. Реверсивные тиристорные преобразователи.....	35
1.1.8. Повышение энергетических показателей ведомых сетью ВП....	40
1.2. Импульсные преобразователи постоянного напряжения.....	42
1.2.1. Импульсный метод преобразования напряжения. Широтно- импульсные преобразователи.....	42
1.2.2. Принцип действия, электромагнитные процессы и характери- стики прямоходового необратимого ШИП.....	44
1.2.3. Принцип действия и характеристики прямоходового обратимо- го ШИП.....	49
1.2.4. Принцип действия и характеристики реверсивного ШИП.....	51
1.2.5. Обратноходовой ШИП.....	54
2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ПИТАНИЯ НАГРУЗОК ПЕРЕМЕННОГО	
 ТОКА.....	57
2.1. Автономные инверторы.....	57
2.1.1. Автономные инверторы напряжения.....	58
2.1.2. Автономные инверторы тока.....	66
2.1.3. Автономные резонансные инверторы.....	77
2.2. Преобразователи частоты.....	87
2.2.1. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока.....	88
2.2.2. Регулирование выходного напряжения ПЧ.....	88
2.2.3. Преобразователи частоты с непосредственной связью сети и нагрузки.....	92
2.3. Регуляторы переменного напряжения.....	102
2.3.1. Однофазный регулятор переменного напряжения.....	103
2.3.2. Трехфазные регуляторы переменного напряжения.....	105
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	107

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

ВП	вентильный преобразователь
AC/DC	преобразователь энергии переменного тока в энергию постоянного тока
DC/DC	преобразователь энергии постоянного тока в энергию постоянного тока с другими параметрами (конвертор)
КЗ	короткое замыкание
СИФУ	система импульсного фазового управления
КПД	коэффициент полезного действия
СКГС	суммарный коэффициент гармонических составляющих кривой фазного тока, потребляемого ВП (<i>THD – Total Harmonic Distortion</i>)
ЭДС	электродвижущая сила
ВГ	вентильная группа
ДСВ	датчик состояния вентиля
ЛПУ	логическое переключающее устройство
ККС	компенсатор (корректор) коэффициента сдвига
ККИ	компенсатор (корректор) коэффициента искажения
СТАТКОМ	статический компенсатор реактивной энергии (<i>FACTS - flexible alternating current transmission system</i>)
ШИП	шиотно-импульсный преобразователь
АИ	автономный инвертор
АИН	автономный инвертор напряжения
АИТ	автономный инвертор тока
АИР	автономный инвертор резонансный
АД	асинхронный электродвигатель
ПЧ	преобразователь частоты
ШИМ	шиотно-импульсная модуляция (<i>PWM – Pulse-Width Modulation</i>)
ПЧН	преобразователь частоты с непосредственной связью сети и нагрузки
ТПЧН	тиристорный преобразователь частоты с непосредственной связью
МПЧ	матричный преобразователь частоты
РПН	регулятор переменного напряжения

ПРЕДИСЛОВИЕ

По устройствам силовой электроники издан целый ряд научной и учебной [1–9] литературы. Однако для студентов бакалавриата по направлению 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника» профилей «Электропривод и автоматика», «Электромеханические системы автономных объектов», «Электрооборудование автомобилей», «Электротехнологические установки и системы» необходим подход в изложении материала, который должен учитывать специфику всех указанных профилей, охватывать в основном наиболее характерные для них топологические и схемотехнические варианты преобразовательных устройств, не быть перегруженным математическими выкладками, которые часто смещают на второй план физическую картину процессов в этих устройствах.

Работа основана на материале лекций, читаемых студентам ИНЭЛ НГТУ им. Р.Е.Алексеева в рамках программ подготовки бакалавров по направлению 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника».

Основной целью учебного пособия является изучение устройства, принципа действия, электромагнитных процессов в преобразователях электрической энергии, которые применяются для электропитания различных нагрузок постоянного и переменного тока, среди которых электроприводы постоянного и переменного тока, электротехнологические установки обработки материалов, различные устройства электромеханических систем, а также систем электрооборудования автомобилей.

В конце разделов данного пособия приведены контрольные вопросы, ответы на которые позволят лучше усвоить изложенный материал.

Работа также может представлять интерес для магистрантов, обучающихся по направлению 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника».

ВВЕДЕНИЕ

Для управления различными технологическими процессами, как известно, необходимо изменять напряжение, ток, частоту, либо комплекс этих параметров потока электрической энергии, подводимой к нагрузке. С этой целью между источником энергии (сетью) и нагрузкой устанавливают специальное устройство – преобразователь, который и является предметом изучения дисциплины «Силовая электроника».

Преобразователь – электротехническое устройство, преобразующее параметры потока электрической энергии, передаваемой из питающей сети в нагрузку и в обратном направлении.

Известны электромашинные и статические, вентильные преобразователи (например, система Г-Д, выпрямитель).

В настоящее время в подавляющем числе практических случаев применяются вентильные (полупроводниковые) преобразователи (ВП), которые по сравнению с электромашинными имеют следующие достоинства:

- высокую степень надежности из-за отсутствия механического износа вращающихся частей;
- низкую металлоемкость, массу и габариты;
- высокий КПД;
- высокое быстродействие;
- большой коэффициент усиления и низкую мощность управления;
- меньший объем и стоимость обслуживания.

К недостаткам ВП следует отнести:

- относительно невысокую перегрузочную способность ВП по току и напряжению, обусловленную пока еще относительно небольшой перегрузочной способностью по этим параметрам силовых полупроводниковых приборов;
- повышенное влияние на питающую сеть (пониженный уровень электромагнитной совместимости).

Это обусловлено тем, что ВП потребляет электрический ток только в течение части периода питающего напряжения, т.е. потребляемый ток не синусоидален, а ВП является генератором токов высших гармоник. Высшие гармоники тока, циркулируя по системе электропитания, ведут к увеличению потерь в силовых трансформаторах и электрических машинах, к токовой перегрузке нулевых шин электропитания, к искажению кривой напряжения сети. Кроме того, они повышают вероятность ложных срабатываний систем управления и автоматики, питаемых от этой сети. Повышенный уровень радиопомех, генерируемых ВП, также отрицательно влияет на информационно-измерительные системы, на радио- и телефонную связь.

Вместе с тем, непрерывное совершенствование схемных решений ВП и методов управления ими, а также значительный прогресс в области их элементной базы позволяют, принципиально, устранить отмеченные недостатки. В результате, это уже на сегодня обеспечило широчайшее применение ВП в диапазоне мощностей от единиц Вт до десятков и более МВт, в различных сферах деятельности человека.

Элементной базой ВП являются **вентили** – управляемые и неуправляемые элементы, характеризующиеся двумя устойчивыми состояниями: «включено»/«выключено». Это диоды, тиристоры, транзисторы и другие приборы на их основе, в ключевом режиме работы. Принцип действия, характеристики и особенности функционирования этих элементов детально изучаются в курсе «Физические основы электроники».

При изучении данной дисциплины, как правило, свойства этих приборов идеализируют, полагая равными нулю потери мощности в них в любом из состояний, и длительность перехода из одного состояния в другое.

К настоящему времени разработано большое число ВП различных типов и схемотехнических решений, которые можно классифицировать по самым различным признакам.

Один из возможных вариантов классификации – тип нагрузки ВП, в зависимости от которого ВП могут быть объединены в следующие группы (см. рис.В1):

- преобразователи для нагрузок, потребляющих (генерирующих) энергию постоянного тока (электроприводы постоянного тока, электротехнологические установки для гальваники, альтернативные источники электроэнергии и др.);
- преобразователи для нагрузок, потребляющих (генерирующих) энергию переменного тока (электроприводы переменного тока, электротехнологические установки индукционного нагрева, альтернативные источники электроэнергии и др.);
- преобразователи для нагрузок с импульсным энергопотреблением (электротехнологические установки для электроимпульсной, магнитоимпульсной, электрогидравлической, светолучевой обработки материалов, исследовательские и технологические сверхвысокочастотные комплексы, радиолокационные установки, и др.).

Данная классификация, как и любая другая, не является завершенной, вместе с тем, она позволяет определить перечень базовых типов ВП, изучаемых в курсе «Силовая электроника»

Основными вопросами, рассматриваемыми в данном учебном пособии, являются:

- принципы построения и схемные решения основных типов ВП;
- принцип действия и электромагнитные процессы в ВП;
- характеристики ВП, а также методы расчета и выбора элементов ВП.

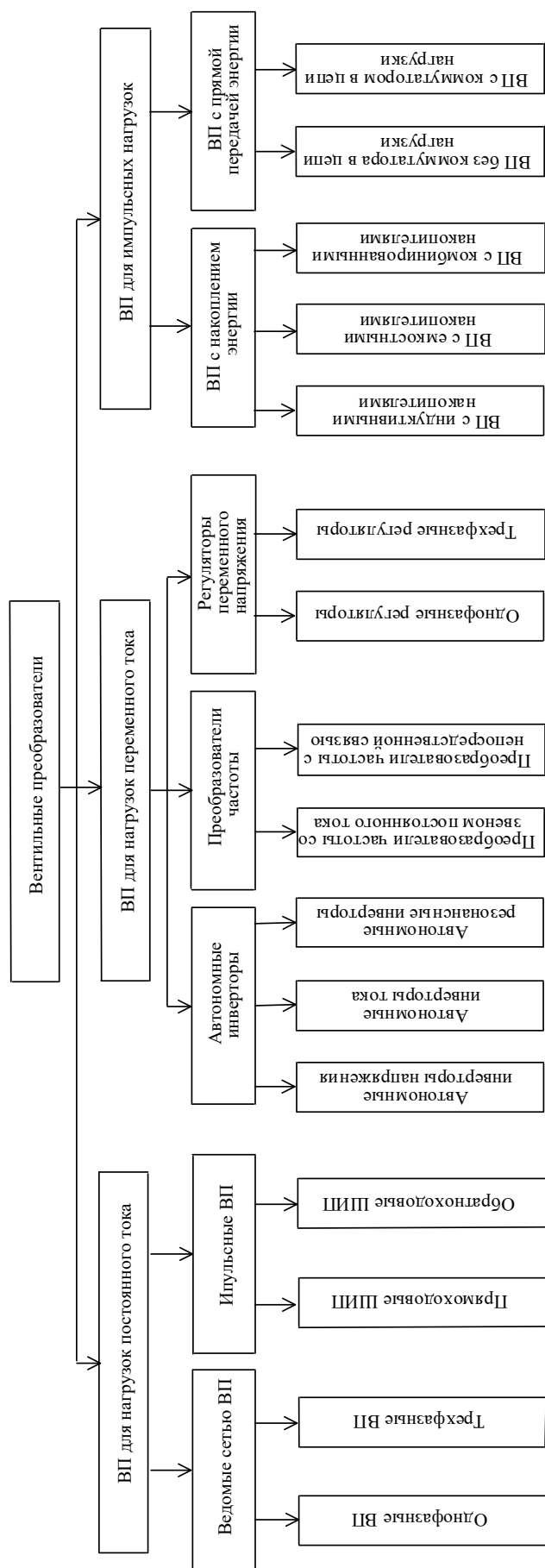


Рис.В1. Классификация вентиляльных преобразователей

1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ПИТАНИЯ НАГРУЗОК ПОСТОЯННОГО ТОКА

К этим преобразователям, предназначенным для питания нагрузок, потребляющих электрическую энергию постоянного тока, относятся:

- ведомые сетью преобразователи;
- импульсные преобразователи.

1.1. Ведомые сетью вентильные преобразователи

1.1.1. Основные определения, классификация и эксплуатационные характеристики ведомых сетью вентильных преобразователей

Ведомыми сетью преобразователями называют вентильные преобразователи (ВП), работа которых обусловлена питающей сетью переменного напряжения. Они могут функционировать в выпрямительном и в инверторном режиме в зависимости от того, в каком режиме работает нагрузка (например, электрическая машина электропривода: двигательном или генераторном).

В выпрямительном режиме – ВП преобразуют энергию сети переменного тока в энергию постоянного тока (AC/DC – преобразователи), подводимую к нагрузке (например, якорю машины, которая работает в двигательном режиме).

В инверторном режиме – ВП преобразуют энергию постоянного тока, поступающую от нагрузки (например, с якоря машины, которая работает в генераторном режиме), в энергию переменного тока, отдаваемую в сеть (DC/AC – преобразователи).

Ведомый сетью ВП, работающий в выпрямительном режиме, называют **выпрямителем**.

Ведомый сетью ВП, работающий в инверторном режиме, называют **ведомым сетью инвертором** или **зависимым инвертором**.

Ведомый сетью ВП, в общем случае, включает в себя трансформатор, вентили (диоды, тиристоры или транзисторы), элементы защиты и систему управления.

Трансформатор согласует напряжение питающей сети с напряжением нагрузки и обеспечивает требуемую, в ряде случаев, гальваническую развязку нагрузки и сети. Если согласование не требуется, вместо него включают линейные реакторы, ограничивающие скорость нарастания тока в вентильях при коммутации, а также токи при внешних по отношению к ВП коротких замыканиях (КЗ).

Вентили осуществляют периодическое подключение нагрузки к фазам питающей сети.

Элементы защиты (автоматические выключатели, предохранители, $R-C$ – цепи) защищают ВП и его элементы от перегрузок в штатном и аварийном режимах работы.

Система импульсного фазового управления (СИФУ) формирует импульсы управления, которые обеспечивают надежное отпирание вентилей в заданные моменты времени.

Классификация ведомых сетью ВП

По типу силовой схемы ведомые сетью ВП можно разделить на следующие типы (рис.1.1):

- однофазные (1-3) и трехфазные (4-6);
- по числу фаз питающей сети;
- одноконтные (1,2,4) и двухконтные (3,5,6).

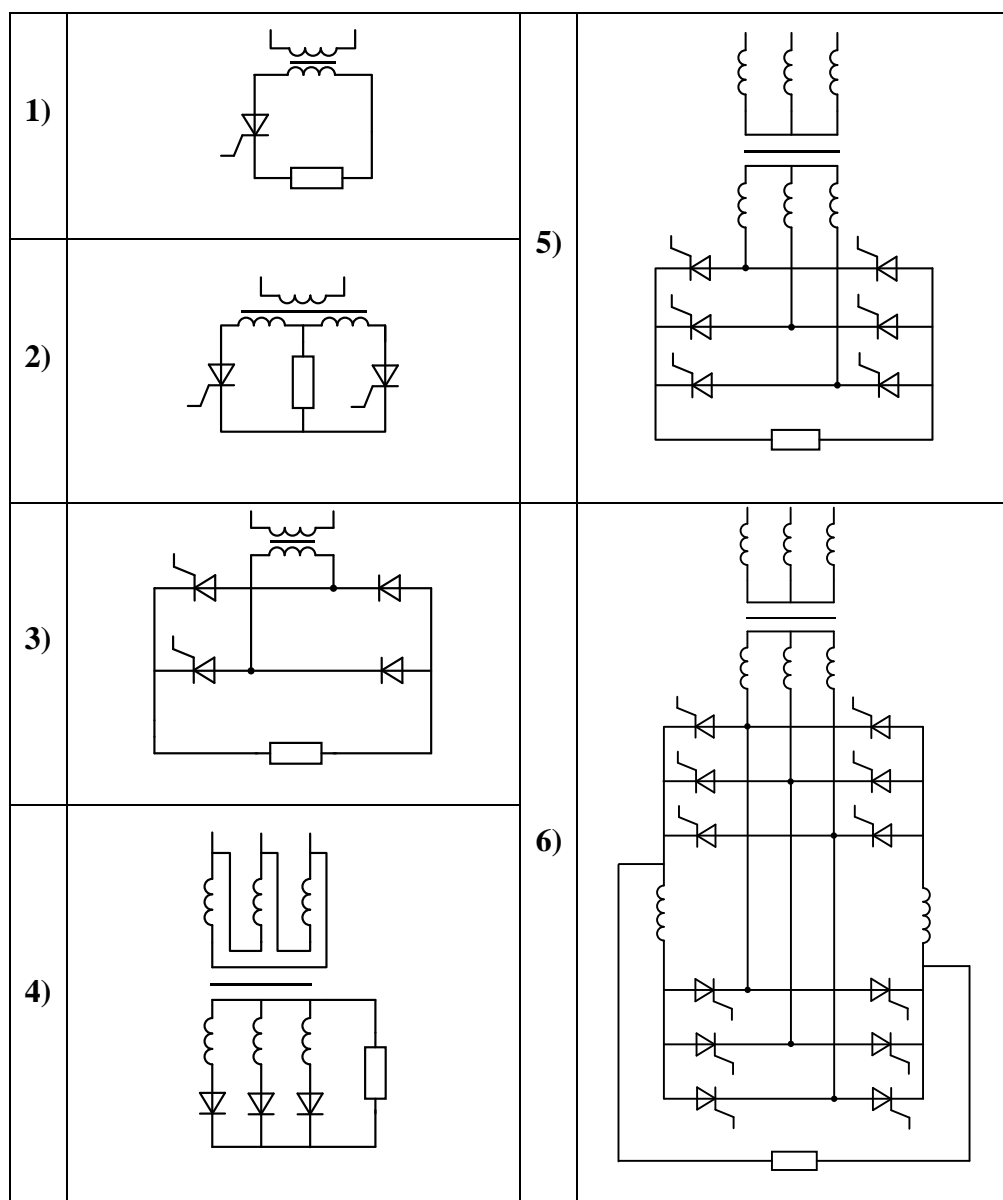


Рис.1.1. Классификация ведомых сетью ВП

В *однотактных* схемах ток по каждой вентильной обмотке преобразовательного трансформатора протекает один раз за период. К однотактным схемам относятся схемы с нулевым выводом (нулевые схемы ВП). В *двухтактных* схемах в каждой вентильной обмотке ток протекает дважды за период в противоположных направлениях. К двухтактным схемам относятся мостовые ВП.;

- простые (1-5) и сложные (6). Сложные состоят из нескольких простых;
- однопульсные (1), двухпульсные (2,3), трехпульсные (4), шестипульсные (5,6) – по числу пульсаций m_2 кривой выходного напряжения за период питающего напряжения. Известен ряд ВП с числом пульсаций 12 и 24;
- нерегулируемые (4) и регулируемые ВП (1-3,5,6);
- не полностью управляемые (3) и полностью управляемые ВП (1,2,5,6).

Эксплуатационные характеристики преобразователей

1. **Средние значения выходного напряжения и тока** ВП: U_d , I_d , соответственно, определяемые по формулам:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt, \quad I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i_d dt, \quad (1.1)$$

где u_d и i_d - мгновенные значения выходного напряжения и тока ВП, соответственно; T - период сетевого напряжения.

2. **Внешние характеристики:** $U_d = f(I_d)$ при $\alpha = \text{const}$, где α – угол управления. **Угол управления** – это фазовая задержка подачи импульсов управления на управляющие электроды клапанов относительно точек их естественной коммутации (измеряется в радианах или в электрических градусах).

3. **Регулировочные характеристики:** $U_d = f(\alpha)$ при $I_d = \text{const}$.

4. **КПД** (на примере выпрямительного режима ВП): $\eta = \frac{P_{ad}}{P_1}$, где P_{ad} - активная мощность на выходе ВП, определяемая по формуле $P_{ad} = \frac{1}{T} \int_0^T U_d i_d dt$;

P_1 - активная мощность, потребляемая ВП из сети.

5. **Коэффициент мощности:** $k_M = \frac{P_1}{S}$.

Здесь S – полная мощность на входе ВП, определяемая по формуле $S = 3U_1 I_1$, где U_1 , I_1 - действующие значения входного фазного напряжения и тока ВП.

Коэффициент мощности может быть представлен в виде

$$k_M = \frac{P_1}{S} = \frac{U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_{(1)}}{U_1 I_1} = \frac{I_{1(1)} \cos \varphi_{(1)}}{\sqrt{\sum_{j=1}^{\infty} I_{1(j)}^2}} = k_c k_{\text{и}}, \quad (1.2)$$

где $I_{1(j)}$ – действующее значение j -й гармоники потребляемого тока; $\varphi_{(1)}$ – фазовый сдвиг между первыми гармониками входного фазного напряжения и тока ВП; $k_c = \cos\varphi_{(1)}$, $k_{\text{и}} = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{\sum_{j=1}^{\infty} I_{1(j)}^2}}$ – соответственно, коэффициенты сдвига и

искажения, кривой тока, потребляемого ВП. Формула для расчета $k_{\text{и}}$ может быть представлена в виде

$$k_{\text{и}} = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{j=2}^{\infty} I_{1(j)}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}}, \quad (1.3)$$

где $THD = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^{\infty} I_{1(j)}^2}}{I_{1(1)}}$ – *Total Harmonic Distortion* (суммарный коэффициент гармонических составляющих (СКГС)) кривой потребляемого фазного тока;

6. Коэффициент пульсаций напряжения u_d на j -й гармонике:

$k_{\text{п}j} = \frac{U_{mj}}{U_d}$, где U_{mj} – амплитуда j -й гармоники кривой u_d .

1.1.2. Выпрямительный режим работы ведомых сетью ВП с активной нагрузкой

С целью изучения особенностей различных схем ведомых сетью ВП и упрощения анализа рассмотрим их работу в выпрямительном режиме с активной нагрузкой.

Трехфазный ВП с нулевым выводом

Для питания электрических нагрузок средней и большой мощности наиболее широкое применение получили трехфазные схемы, которые равномерно нагружают трехфазную сеть.

Рассмотрим принцип действия трехфазного ВП с нулевым выводом, принципиальная электрическая схема силовой цепи которого приведена на рис.1.2,а (схема В.Ф. Миткевича).

Для упрощения анализа примем допущения:

- вентили – идеальные ключи (см. Введение);

- трансформатор идеален ($L_k = 0$; $r_k = 0$; $I_{\mu} = 0$ – параметры схемы замещения TV).

При этих допущениях электрической схеме на рис.1.2,а соответствуют эквивалентные схемы, изображенные на рис.1.2,б,в, в вариантах исполнения этого ВП на диодах и тиристорах.

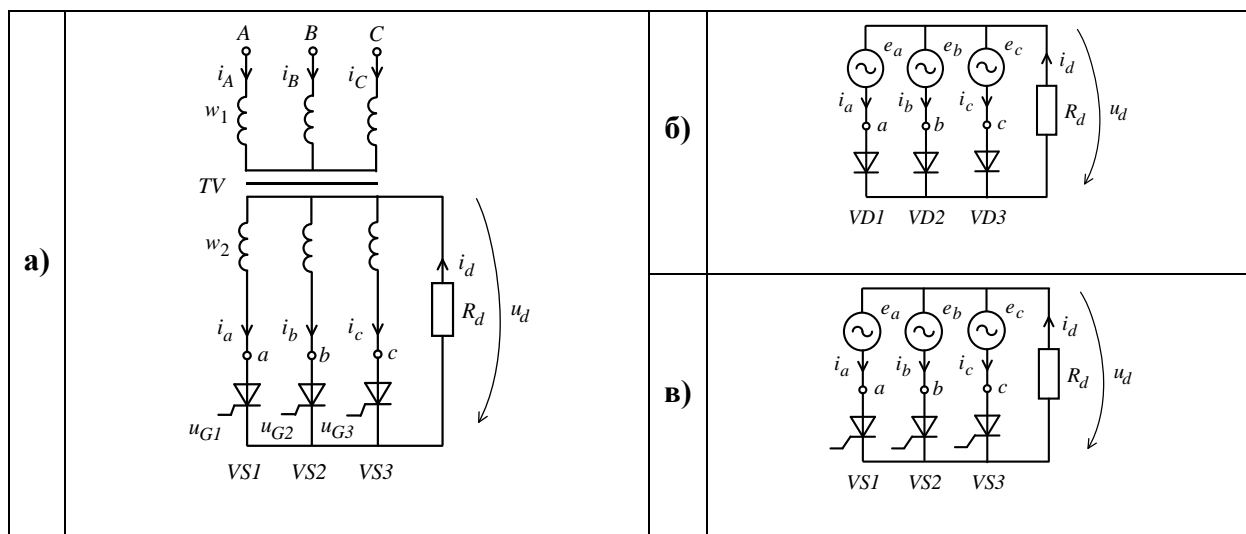


Рис.1.2. Схемы трехфазного ВП с нулевым выводом:

а – принципиальная электрическая схема силовой цепи;

б, в – эквивалентные схемы с диодами и тиристорами соответственно

На рис.1.3 показаны диаграммы работы неуправляемого ВП, соответствующие эквивалентной схеме 1.2,б. Из диаграмм следует, что в приведенной схеме с общим катодом, в любой момент $\omega t_1, \omega t_2, \omega t_4$ в устройстве ток проводит один диод, причем тот, потенциал анода которого имеет наибольшее значение. Если диоды соединить по схеме с общим анодом, то будет проводить диод с наименьшим потенциалом катода. В момент ωt_3 , в точке равенства ЭДС смежных фаз происходит переключение (коммутация) тока нагрузки с одного диода на другой. Эту точку называют *точкой естественной коммутации*.

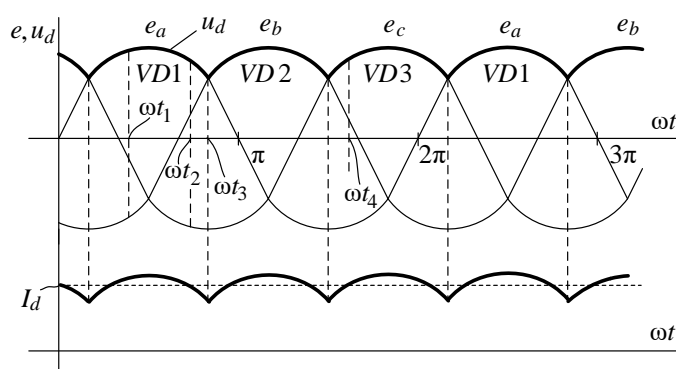


Рис.1.3. Диаграммы работы неуправляемого ВП

Тиристоры управляемого ВП отпирают короткими импульсами напряжения $u_{G1} \div u_{G3}$, подаваемыми на их управляющие электроды, в общем случае, с некоторым углом управления α .

Из диаграмм управляемого ВП (рис.1.4) видно, что выпрямитель может работать в режиме непрерывного ($\alpha \leq \frac{\pi}{6}$) и прерывистого ($\alpha > \frac{\pi}{6}$) токов.

Определим выражение среднего значения выходной ЭДС m_2 - пульсного ВП с нулевым выводом в режиме непрерывного и прерывистого тока.

Согласно рис.1.5, справедливы следующие выражения:

- режим непрерывного тока ($\alpha \leq \xi$)

$$E_d = \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2} + \alpha}^{\frac{\pi}{m_2} + \alpha} E_{2m} \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{m_2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha, \quad (1.4)$$

ИЛИ

$$E_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha; \quad E_{d0} = \frac{m_2}{\pi} \cdot E_{2m} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2}, \quad (1.5)$$

где ξ — фазовый угол; $E_{2m} = E_{2m\phi}$ — для нулевых схем ВП; $E_{2m} = E_{2m}$ — для мостовых схем ВП ($E_{2m\phi}, E_{2m\text{л}}$ — амплитуды фазной и линейной ЭДС соответственно); m_2 — пульсность схемы ВП;

- режим прерывистого тока ($\alpha > \xi$)

$$E_d = \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2} + \alpha}^{\frac{\pi}{m_2}} E_{2m} \cdot \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{m_2}{2\pi} \cdot E_{2m} \cdot [1 - \sin (\frac{\pi}{m_2} - \alpha)]. \quad (1.6)$$

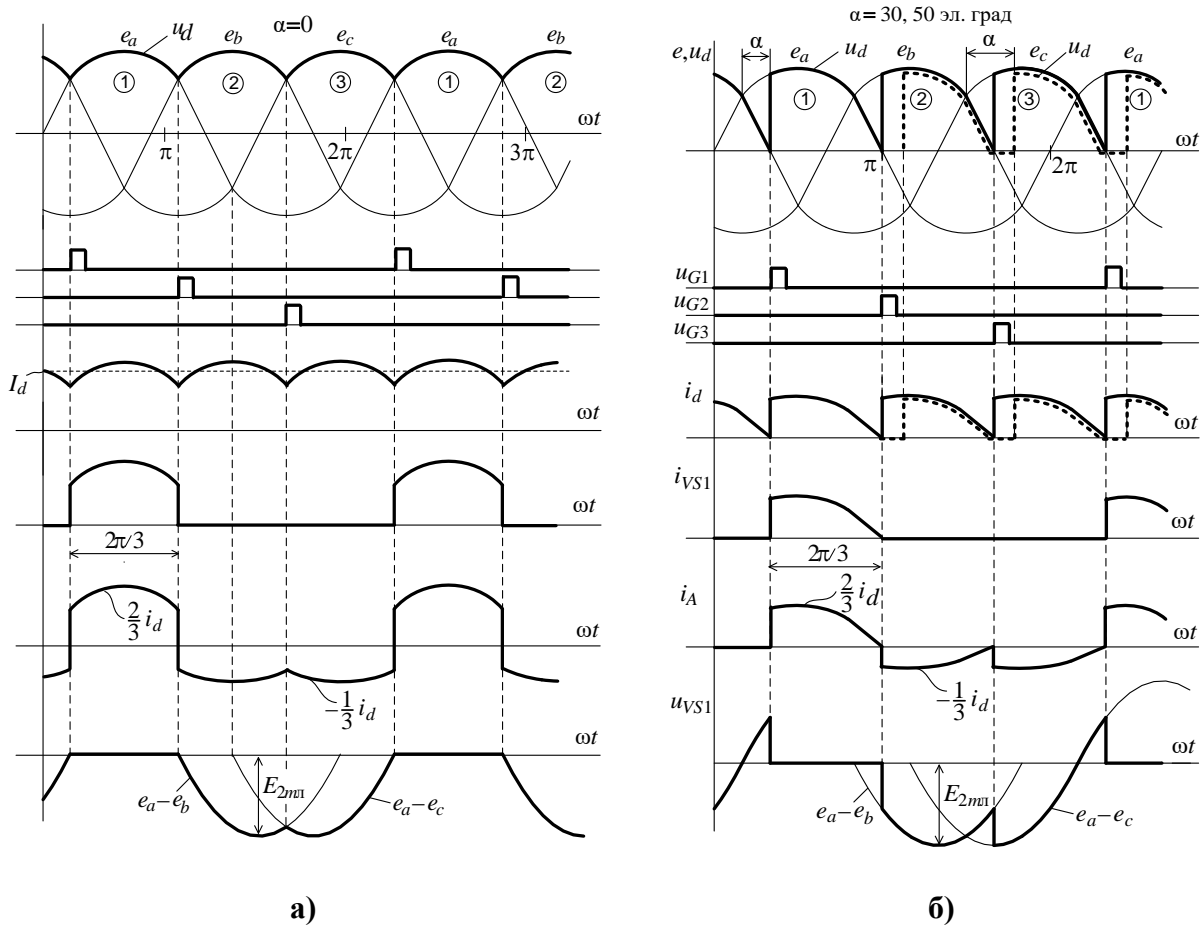


Рис.1.4. Диаграммы работы управляемого ВП:
а — $\alpha = 0$; б — $\alpha = 30, 50$ эл. град

Кривая выходной ЭДС e_d преобразователя содержит гармоники с частотами $f_k = k \cdot m_2 f_1$, где $k = 1, 2, 3 \dots$

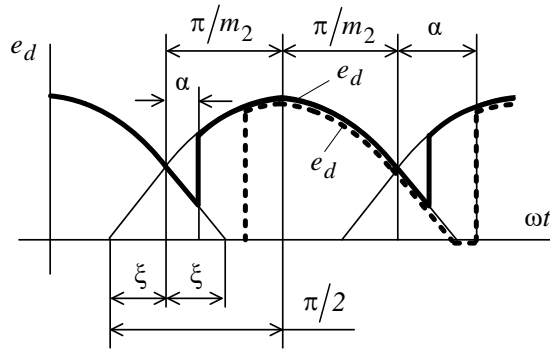


Рис.1.5. Диаграммы ЭДС m_2 - пульсного ВП с нулевым выводом

Амплитуда k - й гармоники выходного напряжения ВП определяется по формулам разложения периодической функции e_d в ряд Фурье.

В режиме непрерывного тока амплитуда k - й гармоники будет

$$U_{mk} = \frac{m_2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2} + \alpha}^{\frac{\pi}{m_2} + \alpha} e_d \cos(km_2 \omega t) d\omega t =$$

$$= \frac{2 \cos \alpha}{(k \cdot m_2)^2 - 1} \sqrt{1 + (km_2 \operatorname{tg} \alpha)^2} E_{d0}. \quad (1.7)$$

Коэффициент пульсаций k - й гармоники определяется по формуле

$$k_{п(k)} = \frac{U_{mk}}{E_{d0}} = \frac{2 \cos \alpha}{(k \cdot m_2)^2 - 1} \sqrt{1 + (k \cdot m_2 \cdot \operatorname{tg} \alpha)^2}. \quad (1.8)$$

Найдем расчетные соотношения для определения параметров тиристорov и трансформатора.

Тиристоры

Из временных диаграмм (рис.1.4) следует

$$I_{TAV} = \frac{1}{3} \cdot I_d;$$

$$U_{RRM} = U_{DRM} = \sqrt{3} \cdot E_{2m},$$

где U_{RRM} , U_{DRM} – соответственно наибольшее повторяющееся обратное напряжение и наибольшее повторяющееся напряжение в закрытом состоянии, прикладываемое к тиристорy.

Трансформатор

Определим расчетную мощность трансформатора, рассматривая режим работы ВП с углом управления $\alpha = 0$ на активную нагрузку, пренебрегая пульсациями тока в ней.

При этих условиях найдем действующие значения токов обмоток и их расчетные мощности.

Вторичные (вентильные) обмотки

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\omega t} = \frac{I_d}{\sqrt{3}},$$

$$E_{d0} = \frac{m_2}{\pi} \cdot E_m \cdot \sin \frac{\pi}{m_2} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot E_{2m} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot E_{2m},$$

$$S_{II} = 3E_2 I_2 = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} E_{d0} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} E_{2m0} = 1,48 P_{d0}. \quad (1.9)$$

Первичные обмотки

Действующее значение токов первичных обмоток может быть определено путем решения следующей системы, включающей в себя уравнения магнитного состояния трансформатора, полученные в соответствии со схемой на рис.1.6,а:

$$\left. \begin{aligned} F_{OA} &= w_1 i_A - w_2 i_a, \\ F_{OB} &= w_1 i_B - w_2 i_b, \\ F_{OC} &= w_1 i_C - w_2 i_c, \\ i_A + i_B + i_C &= 0, \\ i_a + i_b + i_c &= i_d, \\ F_{OA} &= F_{OB} = F_{OC} = F_O, \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

где F_{OA}, F_{OB}, F_{OC} - намагничивающие силы стержней трансформатора.

Последнее уравнение системы (1.10) получено из выражения закона полного тока

$$\oint_L \vec{H} d\vec{l} = F_{OA} - F_{OB} = H_c = \frac{B_c}{\mu_c} \cdot l_c \rightarrow 0, \quad (1.11)$$

(при условии $\mu_c \rightarrow \infty$), в котором B_c, H_c, l_c - соответственно индукция, напряженность и длина силовой линии магнитного поля.

Решая систему уравнений (1.10), определяем величину намагничивающей силы (н.с.) F_O и далее выражения фазных токов первичных обмоток трансформатора, вид которых приведен на рис.1.4,

$$F_O = -\frac{1}{3} w_2 i_d, \quad (1.12)$$

$$\left. \begin{aligned} i_A &= k_{21} \left(i_a - \frac{1}{3} i_d \right), \\ i_B &= k_{21} \left(i_b - \frac{1}{3} i_d \right), \\ i_C &= k_{21} \left(i_c - \frac{1}{3} i_d \right), \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

где $k_{21} = \frac{w_2}{w_1}$ - коэффициент трансформации.

Действующее значение фазного тока и напряжения 1-й обмотки определяются по формулам:

$$I_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2}{3} k_{21} I_d \right)^2 d\omega t + 2 \int_0^{2\pi/3} \left(\frac{1}{3} k_{21} I_d \right)^2 d\omega t \right)} = k_{21} I_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{2\pi}{3} \cdot \frac{4}{9} + \frac{2\pi}{3} \cdot \frac{2}{9} \right)} =$$

$$= k_{21} I_d \frac{\sqrt{2}}{3},$$

$$U_1 = k_{21} E_2 = k_{21} \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} E_{d0}.$$

При этом расчетная мощность первичной обмотки будет

$$S_I = 3U_1 I_1 = 3k_{21} \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot k_{21} I_d \frac{\sqrt{2}}{3} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_{d0} = 1,22 P_{d0}. \quad (1.14)$$

Расчетная мощность трансформатора:

$$S_T = \frac{S_I + S_{II}}{2} = \frac{1,22 + 1,48}{2} P_{d0} = 1,35 P_{d0}. \quad (1.15)$$

Из выражения (1.12) следует, что в сердечниках трансформатора имеются не скомпенсированные намагничивающие силы F_0 нулевой последовательности, которые создают поток вынужденного намагничивания Φ_0 .

Этот поток в рассматриваемой схеме соединения обмоток трансформатора содержит постоянную $\Phi_{0=}$ и переменную $\Phi_{0\sim}$ составляющую с частотой $f_0 = 150$ Гц, которая достигает (20...25)% величины рабочего магнитного потока трансформатора и оказывает негативное влияние на его работу. Он замыкается по стержням трансформатора, далее по воздуху, стальной арматуре и баку.

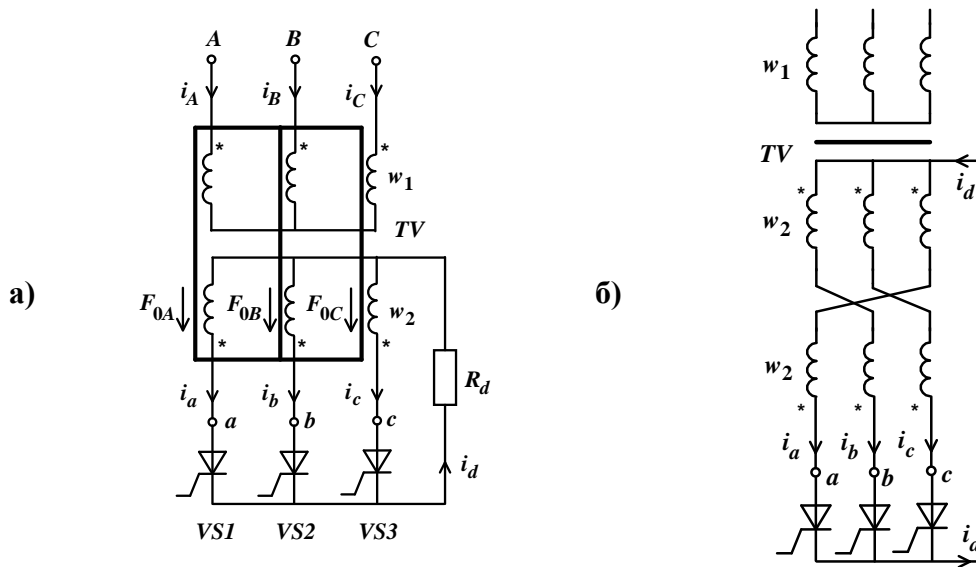


Рис.1.6. Намагничивающие силы стержней трансформатора (а) и компенсация потока вынужденного намагничивания (б)

Постоянная составляющая $\Phi_{0=}$ вызывает одностороннее намагничивание трансформатора, увеличение его тока намагничивания и потерь, что требует снижения индукции магнитопровода и увеличения его сечения. Переменная со-

ставляющая $\Phi_{0\sim}$ наводит вихревые токи в металлических элементах конструкции, что также ведет к росту потерь и нагрева трансформатора.

Для устранения нежелательного влияния потока вынужденного намагничивания делают следующее:

1. Первичные обмотки трансформатора соединяют в треугольник.

При этом в потоке Φ_0 остается только постоянная составляющая $\Phi_{0=}$. Переменная составляющая практически полностью компенсируется токами высших (кратных трем) гармоник, замыкающимися по контуру, образованному этими обмотками, что позволяет исключить дополнительные потери от вихревых токов в магнитопроводе и элементах конструкции трансформатора;

2. Вентильные (вторичные) обмотки разделяют на две одинаковые полуобмотки и соединяют их по схеме «зигзаг» [1, 2] (рис.1.6,б). При этом поток вынужденного намагничивания отсутствует, так как суммарная н.с. вторичных полуобмоток каждого стержня в течение периода сетевого напряжения меняет свое направление, и в результате среднее за период значение суммарной н.с. каждого стержня равно нулю. Однако разделение вторичных обмоток трансформатора усложняет его конструкцию и ведет к увеличению его расчетной мощности, которая в этом случае будет

$$S = 1,46P_{d0}. \quad (1.16)$$

Трехфазный мостовой ВП

В промышленной электронике среди ведомых сетью преобразователей наибольшее распространение получил трехфазный мостовой ВП (рис.1.7) (схема А.Н. Ларионова).

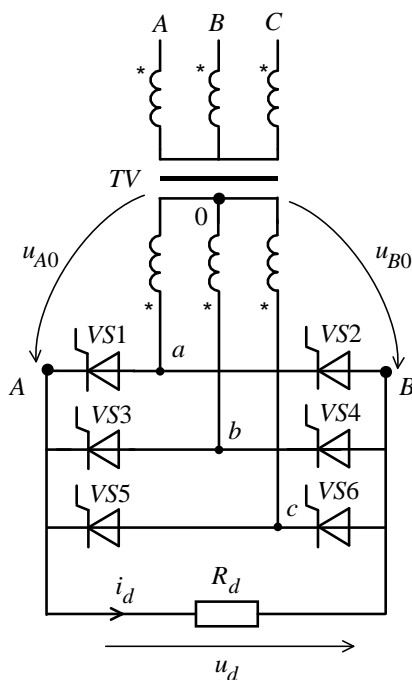


Рис.1.7. Схема силовой части трехфазного мостового ВП

Основные особенности этого типа ВП заключаются в следующем:

- ток проводят одновременно два вентиля: один с наибольшим потенциалом анода относительно нулевой точки трансформатора, другой с наименьшим потенциалом катода относительно этой же точки;
- схема двухтактная, нет потоков вынужденного намагничивания трансформатора;
- кратность пульсаций m_2 напряжения u_d равна $m_2 = 6$.

При активной нагрузке такой ВП может работать в режимах непрерывного (если $\alpha \leq \xi$) и прерывистого (при $\alpha > \xi$) токов, где $\xi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_2} = \frac{\pi}{3}$.

Из диаграмм (рис.1.8) следует, что для включения ВП и обеспечения его работы в режиме прерывистых токов нагрузки при углах управления $\alpha > \pi/3$, на тиристоры необходимо подавать либо сдвоенные импульсы управления со сдвигом $\pi/3$ друг относительно друга, либо одиночные импульсы с угловой длительностью $\omega_1 t_G > \pi/3$.

В режиме непрерывных токов данный мостовой ВП может быть представлен совокупностью двух нулевых ВП с выходными напряжениями u_{A0} и u_{B0} , средние значения которых рассчитываются согласно выражению (1.4). При этом выходное напряжение мостового ВП, согласно рис.1.7, будет

$$u_d = u_{A0} - u_{B0}.$$

Расчетные формулы выходного напряжения трехфазного мостового ВП имеют вид

- режим непрерывного тока ($\alpha \leq 60^\circ$ эл. град)

$$U_d = E_d = \frac{m_2}{\pi} E_{2m\lambda} \cdot \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha = \frac{3}{\pi} E_{2m\lambda} \cos \alpha = 0.955 E_{2m\lambda} \cos \alpha;$$

- режим прерывистого тока ($\alpha > 60^\circ$ эл.град)

$$U_d = E_d = \frac{m_2}{2\pi} E_{2m\lambda} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{m_2} - \alpha\right) \right] = 0.955 E_{2m\lambda} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right) \right],$$

здесь $E_{2m\lambda}$ – амплитуда линейной ЭДС вторичной обмотки трансформатора.

Значения параметров к выбору тиристорov в данном ВП следующие:

$$I_{TAV} = \frac{1}{3} I_d; U_{RRM} = U_{DRM} = E_{2m\lambda}.$$

В рассматриваемом ВП режима вынужденного намагничивания трансформатора нет, а фазные токи первичных и вторичных обмоток имеют одинаковую форму. Выполняя интегрирование, аналогично изложенному ранее, можно найти действующие значения токов обмоток и определить расчетную мощность трансформатора, которая в данном случае (при $\alpha = 0$) будет [3,4]

$$S_T = 1,05 P_{d0}. \quad (1.17)$$

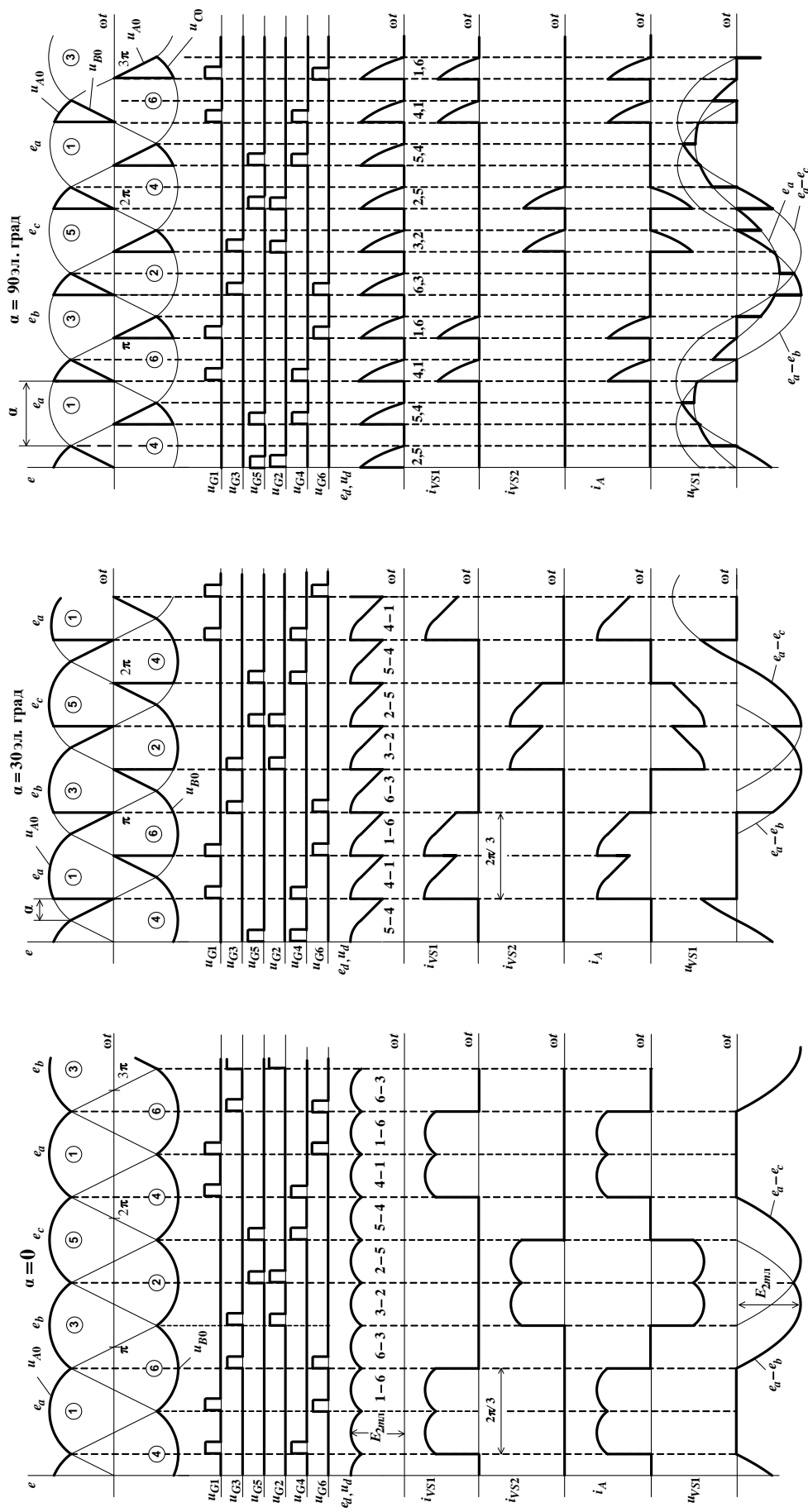


Рис.1.8. Диаграммы работы трехфазного мостового ВП с активной нагрузкой

Контрольные вопросы

1. Что такое точка естественной коммутации?
2. Что такое угол управления?
3. Почему соединение вторичных обмоток трансформатора по схеме «зигзаг» увеличивает его расчетную мощность?
4. Почему в трехфазном мостовом ВП нет потоков вынужденного намагничивания трансформатора?
5. За счет чего расчетная мощность трансформатора в мостовом ВП меньше, чем в нулевом?
6. Какое влияние оказывает поток вынужденного намагничивания на работу трансформатора ВП?
7. Что такое коэффициент мощности и СКГС (THD) ведомого сетью ВП? Чем определяется их величина?

1.1.3. Выпрямительный режим работы ведомых сетью ВП с активно-индуктивной нагрузкой

Этот вид нагрузки является наиболее характерным для ВП различного назначения. Рассмотрим работу трехфазной нулевой схемы ВП на активно-индуктивную нагрузку при идеализации свойств вентилей и трансформатора.

Особенности работы ведомых сетью ВП с активно-индуктивной нагрузкой

Особенность работы ВП на активно-индуктивную нагрузку состоит в том, что ток i_d протекает на интервалах времени, где $u_d < 0$ за счет энергии, накопленной в магнитном поле дросселя L_d , а характер электромагнитных процессов в преобразователе зависит от угла управления α и постоянной времени нагрузки $\tau = \frac{L_d}{R_d}$. При этом в зависимости от параметров силовой цепи и величины угла управления возможны режимы прерывистых токов ($\lambda < \frac{2\pi}{m_2}$, $I_0 = 0$), непрерывных токов ($\lambda = \frac{2\pi}{m_2}$, $I_0 > 0$) и граничный режим ($\lambda = \frac{2\pi}{m_2}$, $I_0 = 0$), где λ - угол проводимости вентилей (рис.1.9).

В общем случае, в работе ВП можно выделить два характерных интервала: интервал проводимости вентилей и интервал паузы.

Интервал проводимости вентилей

Процессы в схеме описываются системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} L_d \frac{di_d}{dt} + R_d i_d &= e_d, \\ u_d &= e_{a(b,c)}, \end{aligned} \right\} \quad (1.18)$$

решение которой на интервале непрерывности в квазиустановившемся режиме имеет вид

$$i_d = \left[I_0 + \frac{E_d}{R_d} + \frac{E_{2m}}{R_d} \cos \varphi \cdot \sin(\vartheta_0 - \varphi) \right] \cdot e^{-t/\tau} + \frac{E_{2m}}{R_d} \cos \varphi \cdot \sin(\omega t + \vartheta_0 - \varphi) - \frac{E_d}{R_d}, \quad (1.19)$$

где I_0 – начальное на интервале значение тока нагрузки; $\tau = \frac{L_d}{R_d}$;

$$\vartheta_0 = \alpha + \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m_2} \right); \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L_d}{R_d}.$$

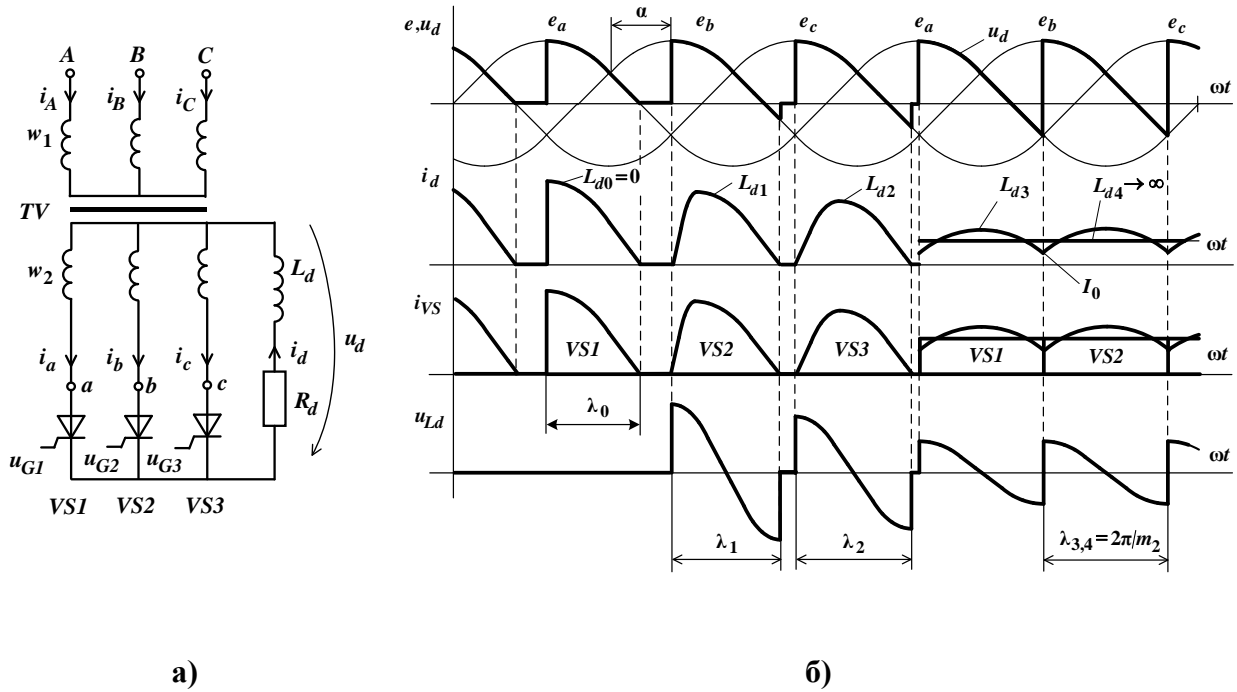


Рис.1.9. Трехфазный ВП с активно-индуктивной нагрузкой (а) и диаграммы его работы (б)

Интервал паузы

На этом интервале ток и напряжение нагрузки равны нулю: $i_d = 0$; $u_d = 0$.

Электромагнитные процессы в трехфазной нулевой схеме ВП в режиме непрерывного тока ($L_d \rightarrow \infty$). Процесс коммутации, характеристики ВП

На работу преобразователей особенно средней и большой мощности значительное влияние оказывает индуктивное сопротивление рассеяния обмоток трансформатора. Поэтому при анализе работы и расчетах ВП учет индуктивности рассеяния обмоток обязателен.

В большинстве практических случаев пульсации тока i_d в режиме непрерывных токов невелики, поэтому в расчетах полагают $L_d \rightarrow \infty$. При этом токи

обмоток трансформатора имеют форму прямоугольных импульсов, неизменную при различных α .

С учетом этих замечаний схема замещения трехфазной нулевой схемы ВП примет вид, приведенный на рис.1.10.а, в которой L_K - индуктивности КЗ фаз трансформатора.

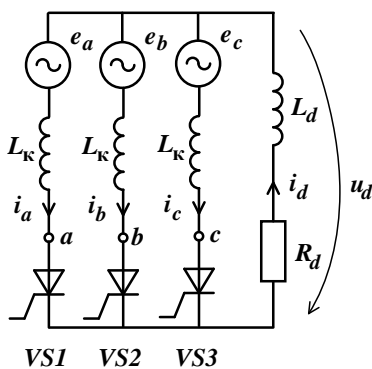
На рис.1.10,б,в приведены векторная и временные диаграммы работы этого ВП в выпрямительном режиме. На векторной диаграмме соответственно \dot{U}_ϕ , $\dot{I}_{\phi(1)}$ - векторы фазного напряжения и первой гармоники фазного тока, потребляемого ВП; $\varphi_{(1)} = \alpha + \gamma/2$ - фазовый угол сдвига этих кривых; $\dot{I}_{\phi(1a)}$, $\dot{I}_{\phi(1p)}$ - активная и реактивная составляющая первой гармоники потребляемого фазного тока.

Для работы данного ВП характерны два интервала: интервал проводимости одного вентиля и интервал проводимости двух вентиляй (интервал коммутации).

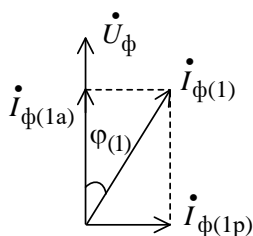
а. Интервал проводимости одного вентиля (например, VS1)

На этом интервале процессы в ВП описываются системой уравнений

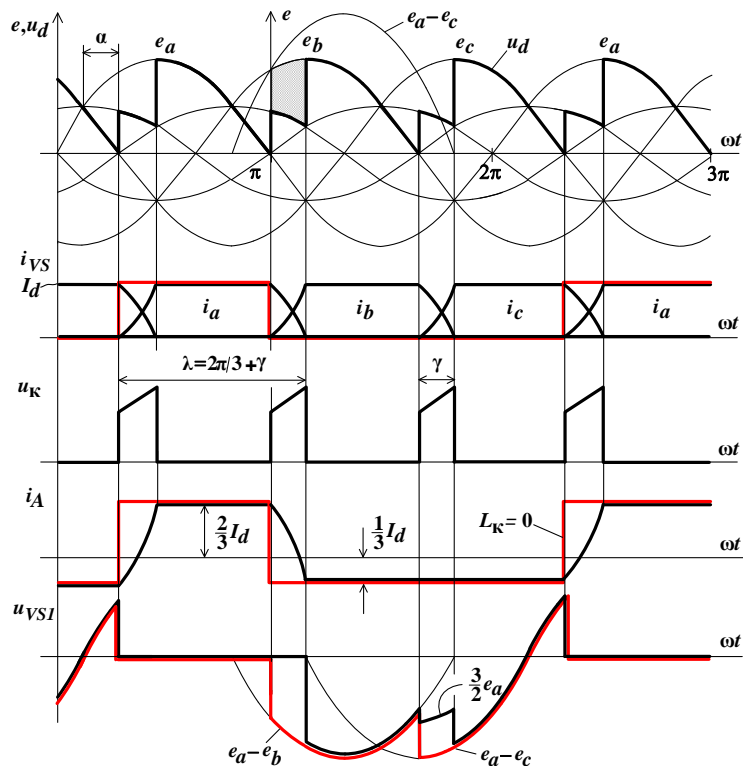
$$\left. \begin{aligned} u_d &= e_a, \\ i_a &= i_d = I_d. \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$



а)



б)



в)

Рис.1.10. Схема замещения трехфазной нулевой схемы ВП (а), векторная диаграмма (б) и диаграммы работы в выпрямительном режиме (в)

б. Интервал проводимости двух вентилях (VS1, VS2) (интервал коммутации)

В момент отпирания очередного (VS2) вентиля начинается процесс переключения тока i_d нагрузки с одной вентильной обмотки на другую, который называется **процессом коммутации**. Интервал за счет L_k имеет конечную длительность, возрастающую при увеличении тока i_d и L_k . Он заканчивается при снижении тока фазы (в данном случае фазы a) до нуля, и начинается очередной интервал проводимости одного вентиля (VS2).

На интервале коммутации система уравнений ВП имеет вид

$$\left. \begin{aligned} L_k \frac{di_a}{dt} &= e_a - u_d; \\ L_k \frac{di_b}{dt} &= e_b - u_d; \\ L_k \frac{di_c}{dt} &= e_c - u_d; \\ i_a + i_b &= i_d = I_d. \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

Решая систему уравнений (1.21), находим выражения выходного напряжения ВП и падения напряжения на индуктивности L_k :

$$u_d = \frac{e_a + e_b}{2}, \quad (1.22)$$

$$u_k = L_k \frac{di_b}{dt} = \frac{e_b - e_a}{2}. \quad (1.23)$$

Из (1.23) находим зависимость тока фазы b от времени на этом интервале

$$\begin{aligned} i_b &= \int_0^t \frac{e_b - e_a}{2L_k} dt = \frac{1}{2L_k \omega} \int_0^{\omega t} \sqrt{3} E_{2m\phi} \cdot \sin(\omega t + \alpha) d\omega t = \\ &= \frac{\sqrt{3} E_{2m\phi}}{2x_k} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)]. \end{aligned} \quad (1.24)$$

Из (1.24) с учетом того, что по окончании процесса коммутации $i_b = I_d$, получим

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2x_k I_d}{\sqrt{3} E_{2m\phi}}; \quad (1.25)$$

$$\gamma = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{2x_k I_d}{\sqrt{3} E_{2m\phi}} \right) - \alpha. \quad (1.26)$$

Коммутация ведет к снижению выходного напряжения на величину

$$\Delta U_k = \frac{3}{2\pi} \int_0^\gamma U_k(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} E_{2m\phi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)], \quad (1.27)$$

или, с учетом (1.25)

$$\Delta U_k = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} E_{2m\phi} \cdot \frac{2x_k I_d}{\sqrt{3} E_{2m\phi}} = \frac{3x_k I_d}{2\pi}. \quad (1.28)$$

В результате величина выходного напряжения будет определяться из выражения

$$U_d = E_d - \Delta U_k = E_d - \frac{3x_k}{2\pi} I_d, \quad (1.29)$$

или

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha - \frac{3x_k}{2\pi} I_d = E_{d0} \cos \alpha - r_3 I_d, \quad (1.30)$$

где $r_3 = \frac{3x_k}{2\pi}$ – эквивалентное внутреннее сопротивление трехфазного нулевого ВП, учитывающее снижение его выходного напряжения за счет процесса коммутации.

Внешние и регулировочная характеристика ВП в выпрямительном режиме при $L_d \rightarrow \infty$ приведены на рис.1.11.

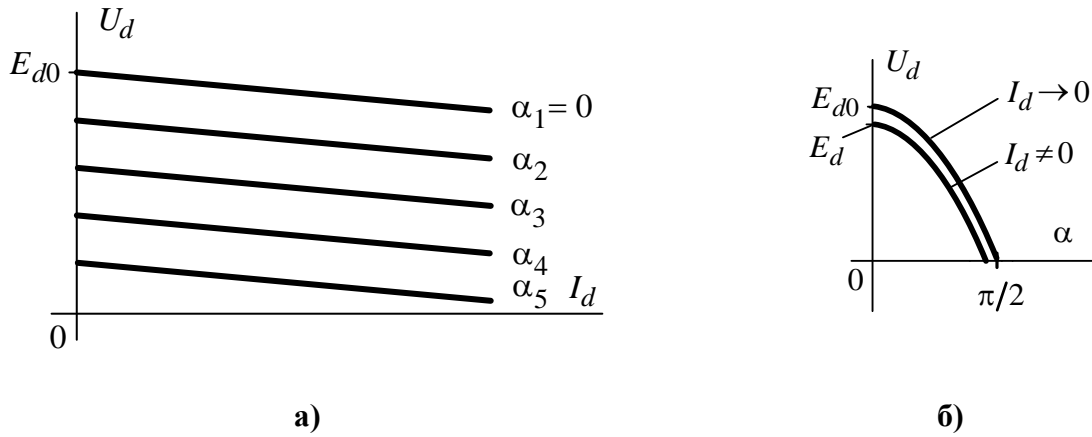


Рис.1.11. Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики ВП в выпрямительном режиме

Трехфазный мостовой выпрямитель с активно-индуктивной нагрузкой ($L_d \rightarrow \infty$)

В трехфазном мостовом ВП так же, как и в трехфазном нулевом преобразователе, угол коммутации γ увеличивается с увеличением тока нагрузки. В большинстве практических случаев величина угла коммутации удовлетворяет условию $\gamma < \frac{\pi}{3}$, при котором процессы коммутации вентилях в анодной и катодной группах протекают независимо друг от друга и работа каждой из этих групп аналогична работе трехфазной схемы с нулевым выводом. При этом расчетное соотношение для определения угла γ при $L_d \rightarrow \infty$ остается прежним

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2 \cdot x_k \cdot I_d}{\sqrt{3} \cdot E_{2m\phi}}. \quad (1.31)$$

Поскольку число коммутаций за период в мостовой схеме ВП вдвое больше, чем в нулевой схеме, то величина ΔU_k также удваивается

$$\Delta U_k = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot \pi} \cdot E_{2m\phi} \cdot [\cos \alpha - \cos(\gamma + \alpha)] = \frac{3x_k}{\pi} I_d.$$

При этом среднее значение выходного напряжения ВП будет

$$U_d = \frac{3}{\pi} E_{2m\phi} \cos \alpha - \frac{3x_k}{\pi} I_d = E_{d0} \cos \alpha - r_3 I_d, \quad (1.32)$$

где $r_{\Sigma} = \frac{3x_K}{\pi}$ – эквивалентное внутреннее сопротивление трехфазного мостового ВП.

Диаграммы работы трехфазного мостового ВП в выпрямительном режиме приведены на рис.1.12. На диаграммах соответственно u_A , $i_{A(1)}$ – кривые фазного напряжения и первой гармоники потребляемого ВП тока, $\varphi_{(1)} = \alpha + \gamma/2$ – фазовый угол сдвига этих кривых.

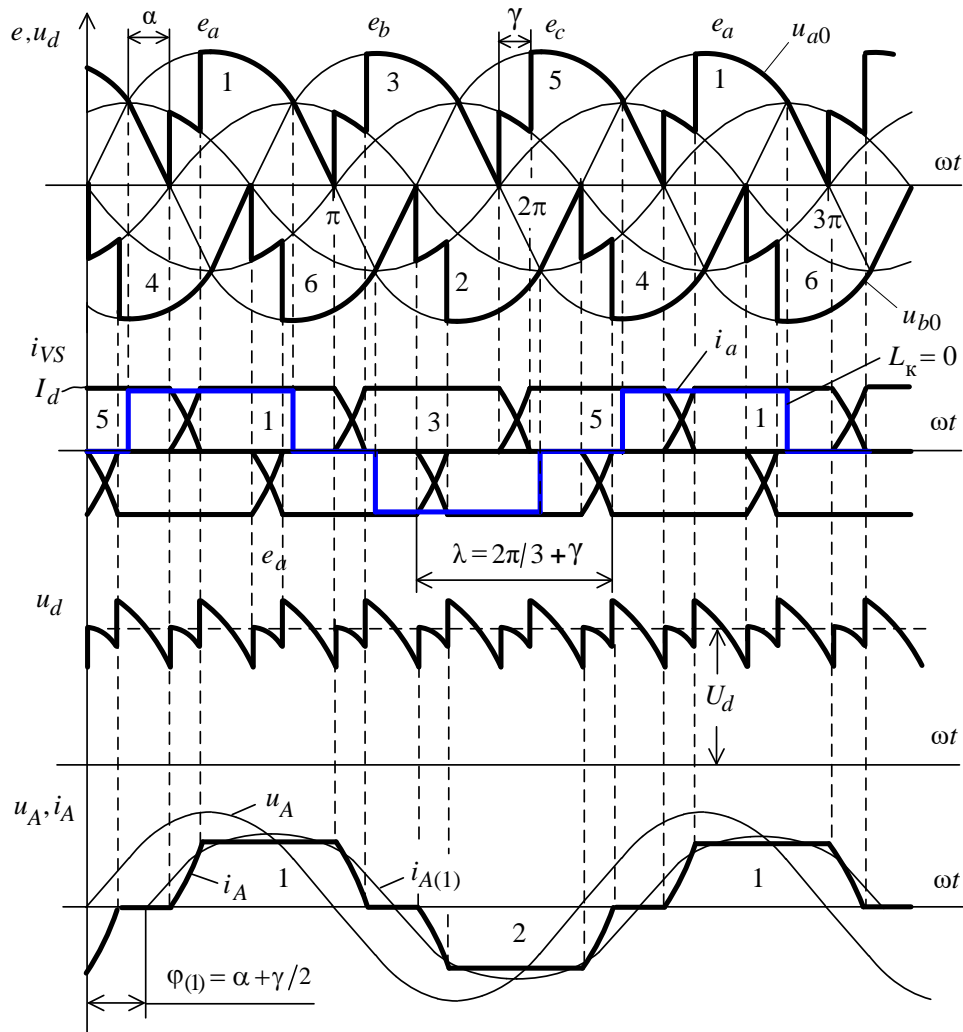


Рис.1.12. Диаграммы работы трехфазного мостового ВП выпрямителя

1.1.4. Инверторный режим работы ведомых сетью ВП

Инверторный режим ВП возникает при выполнении условий:

- наличие в цепи нагрузки источника энергии (например, машины постоянного тока в генераторном режиме), ЭДС E которого удовлетворяет неравенству $E > E_d$;
- величина угла α управления ВП $\alpha > \frac{\pi}{2}$.

В этом режиме среднее значение U_d выходного напряжения преобразователя меняет знак по отношению к выпрямительному, и ток i_d в цепи нагрузки направлен встречно ЭДС ВП (рис.1.13,а), т.е. выходная мощность ВП

$P_d = U_d I_d$ становится отрицательной, фазовый угол $\varphi_{(1)}$ сдвига первой гармоники фазного тока, потребляемого ВП, относительно кривой фазного напряжения принимает значение $\varphi_{(1)} > \frac{\pi}{2}$ (рис.1.13,б), что соответствует рекуперации энергии в питающую сеть.

Математическое описание процессов инверторного режима ВП идентично описанию выпрямительного режима, так как с этой точки зрения в данном случае, по сути, ничего не изменяется, поэтому полученные ранее расчетные соотношения применимы для обоих режимов.

Инверторный режим принято характеризовать углом опережения β , связанным с углом управления α соотношением

$$\beta = \pi - \alpha, \quad (1.33)$$

с учетом которого выражение выходного напряжения ВП принимает вид

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha - \frac{3x_k}{2\pi} I_d = -E_{d0} \cos \beta - \frac{3x_k}{2\pi} I_d. \quad (1.34)$$

Таким образом, характеристики инверторного режима дополняют характеристики выпрямительного режима в четвертом квадранте плоскости координат U_d , I_d и U_d , α (рис.1.14).

Особенность инверторного режима в том, что в течение большей части периода к каждому тиристорному прикладывается прямое напряжение и только в течение относительно небольшого фазового угла ξ – отрицательное (рис.1.13,в), в течение которого тиристор, выходящий из работы, должен восстановить свои запирающие свойства.

Для устойчивого функционирования ВП в инверторном режиме необходимо выполнение условия

$$\xi \geq \omega t_{off}, \quad (1.35)$$

где t_{off} – паспортное время выключения тиристора. В противном случае нормальная работа ВП нарушается, т.е. происходит срыв инвертирования (другой термин – **опрокидывание инвертора**). При этом в цепи нагрузки развиваются значительные по величине токи, так как выходное напряжение ВП и ЭДС нагрузки, начиная с точки $\omega t = 2\pi$ (рис.1.13,в), суммируются.

Скорость нарастания тока при срыве инвертирования ограничивается индуктивностью сглаживающего реактора L_d .

Из диаграмм работы ВП в инверторном режиме очевидно равенство

$$\xi = \beta - \gamma, \quad (1.36)$$

из которого следует зависимость угла ξ от выходного напряжения U_d и тока I_d ВП, т.е. $\xi = f(U_d, I_d)$, поскольку величины β и γ являются соответственно, функциями U_d и I_d , причем при увеличении их значений ξ уменьшается.

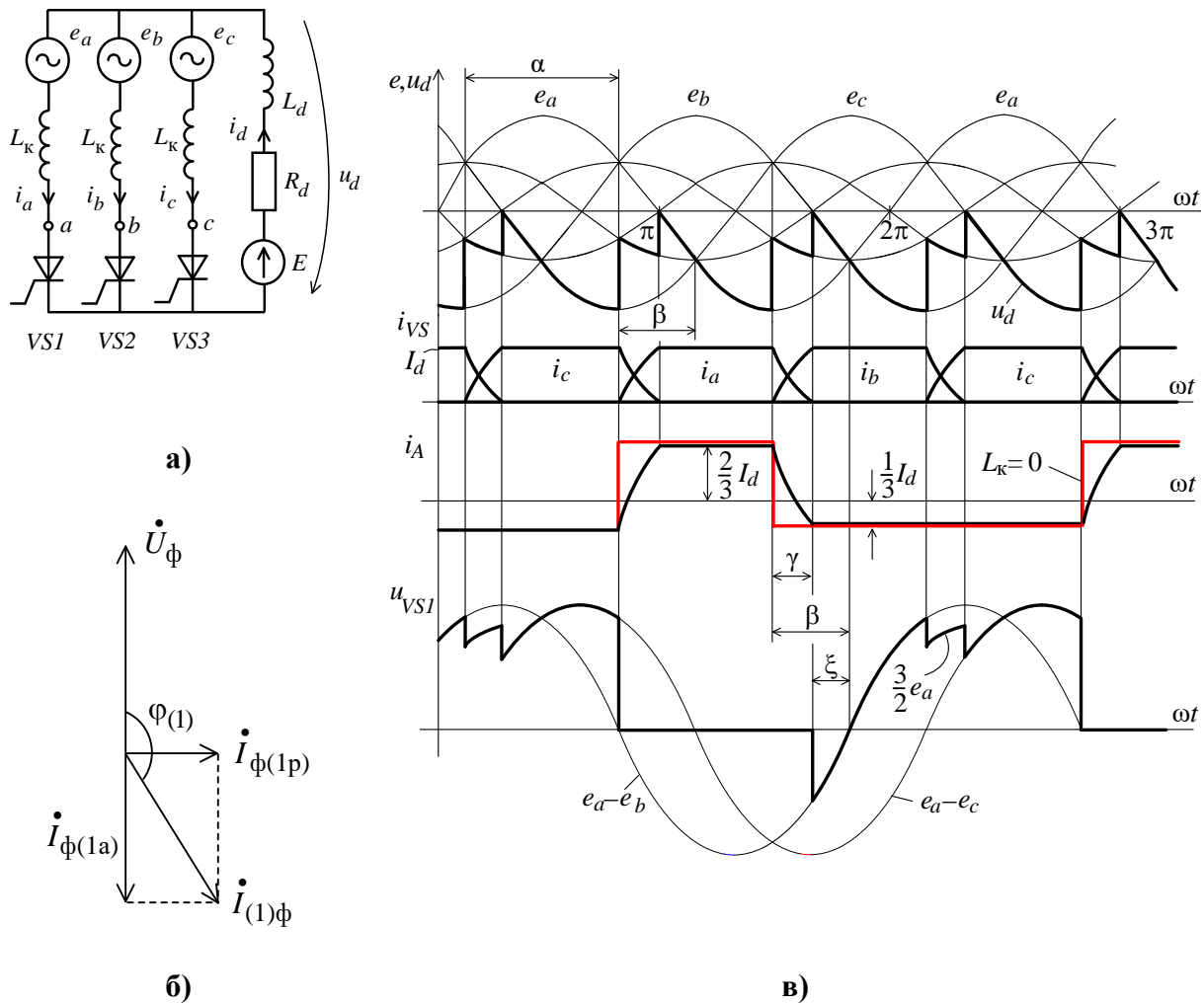
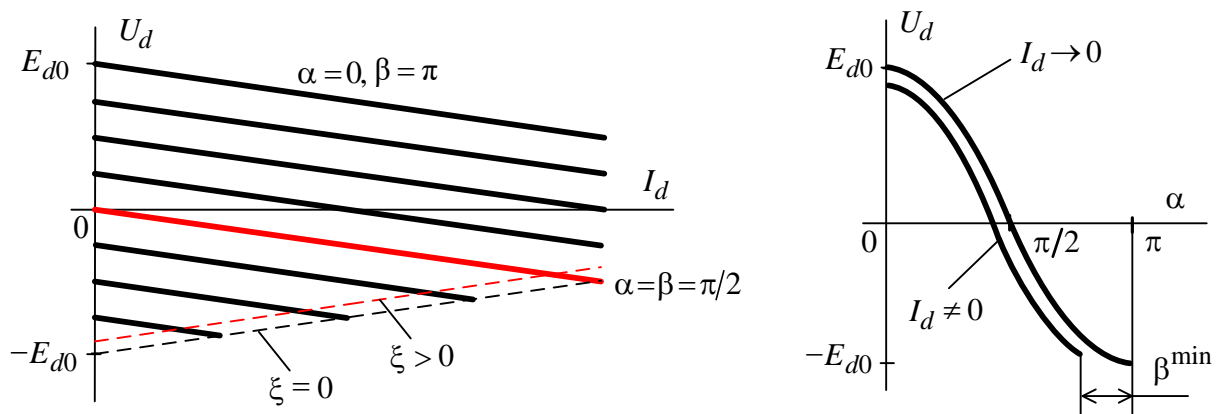


Рис.1.13. Схема замещения трехфазной нулевой схемы ВП (а), векторная диаграмма (б) и диаграммы работы в инверторном режиме (в)



а)

б)

Рис.1.14. Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики ВП ($L_d \rightarrow \infty$)

Для исключения опрокидывания зависимого инвертора необходимо, чтобы значения его выходного напряжения и тока не выходили за пределы ограничительной характеристики $U_d = f(I_d, \xi^{\min})$, в каждой точке которой угол ξ имеет минимальное фиксированное значение $\xi = \xi^{\min}$, обеспечивающее надежное выключение тиристора (рис.1.14,а). Это требует ограничения угла опережения на некотором минимальном уровне β^{\min} (рис.1.14,б).

Выражение ограничительной характеристики (штриховая линия на рис.1.14,а), полученное путем совместного решения уравнений (1.25), (1.28) и (1.30), имеет вид

$$U_d = -E_{d0} \cos \xi^{\min} + \frac{3x_k}{2\pi} I_d = -E_{d0} \cos \xi^{\min} + r_3 I_d. \quad (1.37)$$

Контрольные вопросы

1. Что такое коммутация в ведомых сетью ВП?
2. Как объяснить зависимость длительности интервала коммутации от α , I_d , L_k ?
3. Как объяснить снижение выходного напряжения ВП при увеличении тока нагрузки?
4. Каковы условия работы ВП в инверторном режиме?
5. Почему при увеличении U_d и I_d угол ξ , предоставляемый тиристоры для восстановления запирающих свойств, уменьшается?
6. Как по векторной диаграмме (рис.1.10, 1.13) определить режим работы ВП?
7. Как по внешним характеристикам найти допустимый режим работы ВП?
8. Что такое β^{\min} , от чего зависит его величина?
9. Что такое ограничительная характеристика?

1.1.5. Особенности работы ведомых сетью преобразователей на противоЭДС

Этот режим работы ВП характерен для электроприводов постоянного тока, устройств зарядки аккумуляторных батарей, технологических электролизных установок.

Рассмотрим особенности работы ВП в выпрямительном режиме на противоЭДС при идеализации вентилей и без учета потерь мощности в трансформаторе.

При сделанных допущениях процессы в ВП на интервале проводящего состояния вентиля описываются системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} + R_d i_d &= u_d - E; \\ R_d i_d &= u_d - E; \\ u_d &= e_{a(b,c)} = E_{2m} \sin \omega t, \end{aligned} \right\} \quad (1.38)$$

где $L = L_d + L_k$; R_d , E - соответственно активное сопротивление и противоЭДС цепи нагрузки ВП.

В общем случае решение системы (1.38) при относительно небольших значениях R_d имеет вид

$$\begin{aligned} i_d &= \left[I_{d \min} + \frac{E}{R_d} - \frac{E_{2m}}{R_d} \cos \varphi \sin(\vartheta_0 - \varphi) \right] \cdot e^{-t/\tau} + \\ &+ \frac{E_{2m}}{R_d} \cos \varphi \sin(\omega t + \vartheta_0 - \varphi) - \frac{E}{R_d}, \end{aligned} \quad (1.39)$$

где $I_{d \min}$ - минимальная на интервале непрерывности величина тока нагрузки; E_{2m} - амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора;

$$\vartheta_0 = \alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_2}, \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L}{R_d}.$$

Диаграммы напряжения u_d и тока i_d , соответствующего выражению (1.39) при различных величинах индуктивности L , приведены на рис.1.15.

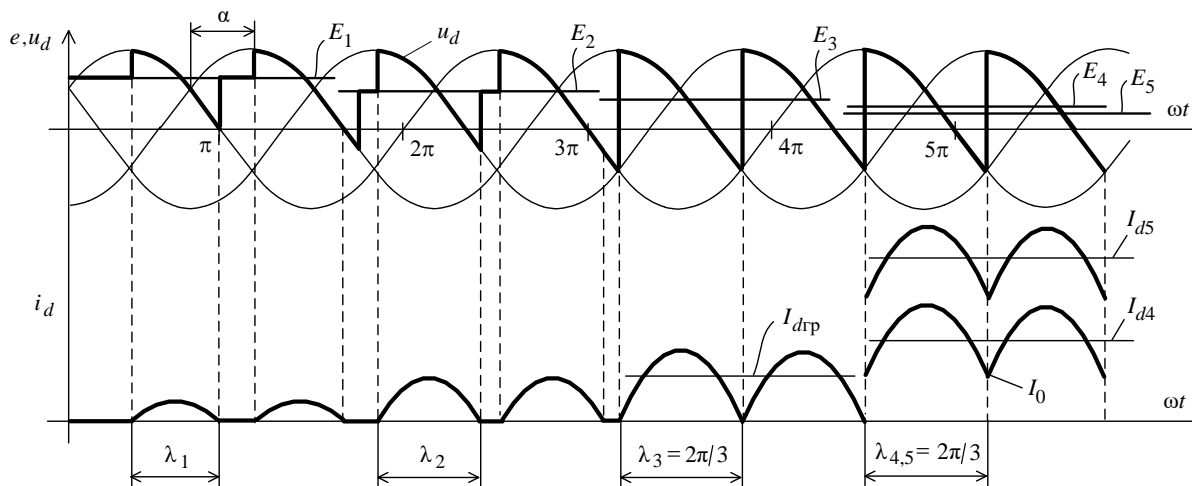


Рис.1.15. Диаграммы работы ВП на противоЭДС (при $L_k = 0$)

При индуктивности $L=0$ ток в цепи нагрузки протекает на интервалах, где $u_d \geq E$, а при $L \neq 0$ также на интервалах, где $U_d < E$, за счет ее ЭДС самоиндукции.

В зависимости от величин индуктивности L , угла управления α и противоЭДС E здесь так же, как и при активно-индуктивной нагрузке ВП возможны режимы прерывистого и непрерывного тока, разделенные граничным режимом.

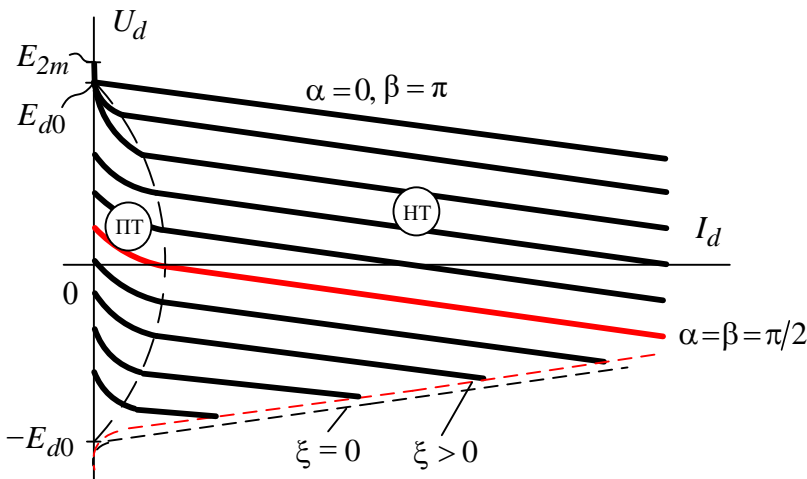
Режим прерывистого тока ВП

При снижении нагрузки ВП в нем возникает режим прерывистых токов, в котором его характеристики описываются системой нелинейных параметрических уравнений [5]:

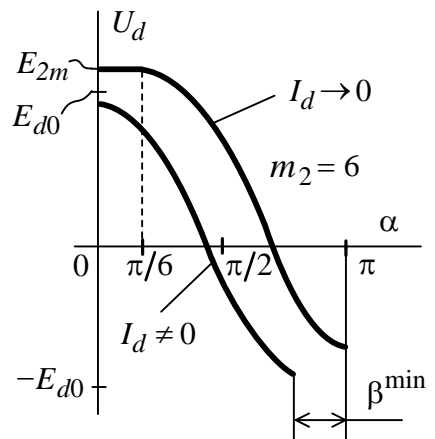
$$\left. \begin{aligned} U_d = E_d = \frac{E_{2m}}{\lambda} \left[\sin \left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m_2} \right) - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m_2} \right) \right]; \\ I_d = \frac{m_2}{2\pi} \cdot \frac{E_{2m}}{\omega L} \left[\cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m_2} \right) - \cos \left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m_2} \right) \right] \cdot \left(1 - \frac{\lambda}{2} \operatorname{ctg} \frac{\lambda}{2} \right). \end{aligned} \right\} (1.40)$$

Согласно уравнениям системы (1.40), в этом режиме внешние характеристики ВП – нелинейные падающие и при угловой длительности ωt_G управляющих импульсов, удовлетворяющих условию $\omega t_G \geq \frac{\pi}{m_2}$, начинаются из одной

точке $U_d = E = e_d^{\max} = E_{2m}$, независимо от величины угла управления α (рис.1.16,а).



а)



б)

Рис.1.16. Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики ВП при работе на противоЭДС

При малых токах нагрузки ($I_d \rightarrow 0$) регулировочные характеристики ВП описываются формулами:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= E_{2m}, \text{ если } \alpha \leq \frac{\pi}{m_2}; \\ U_d &= E_{2m} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m_2}\right), \text{ если } \alpha > \frac{\pi}{m_2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.41)$$

При токах $0 < I_d < I_{d\text{гр}}$ кривые регулировочных характеристик лежат между крайними кривыми, соответствующими режимам прерывистого и непрерывного тока (рис.1.16,б).

Режим прерывистого тока сильно изменяет статические и динамические параметры системы, делая их нелинейными, сопровождается повышенными потерями мощности в ВП и нагрузке. Поэтому зону прерывистых токов, как правило, стремятся ограничить.

Граничный режим работы ВП

Переходным к режиму непрерывных токов является граничный режим, при котором выполняются условия $I_d^{\min} = 0$ и $\lambda = \frac{2\pi}{m_2}$.

В данном режиме средние значения $U_{d\text{гр}}$ выходного напряжения и тока $I_{d\text{гр}}$ ВП определяются выражениями

$$\left. \begin{aligned} U_{d\text{гр}} &= E_{d0} \cos \alpha; \\ I_{d\text{гр}} &= \frac{E_{d0} \sin \alpha}{\omega L} \left(1 - \frac{\pi}{m_2} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m_2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (1.42)$$

Систему равенств (1.42) можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_d}{E_{d0}} &= \cos \alpha; \\ \frac{1}{A} \cdot I_{d\text{гр}} &= \sin \alpha, \end{aligned} \right\} \quad (1.43)$$

где $A = \frac{E_{d0}}{\omega L} \left(1 - \frac{\pi}{m_2} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m_2} \right)$.

Преобразуя выражения системы (1.43), получаем уравнение

$$\left(\frac{U_{дпр}}{E_{d0}}\right)^2 + \left(\frac{I_{дпр}}{A}\right)^2 = 1, \quad (1.44)$$

из которого следует, что границей режима прерывистых токов на плоскости U_d и I_d является эллипс с диаметрами $2E_{d0}$ и $2A$ (рис.1.16,а).

Согласно (1.44), для сужения зоны прерывистых токов следует увеличивать индуктивность силовой цепи ВП за счет индуктивности L_d сглаживающего дросселя.

Режим непрерывного тока ВП

При конечном значении индуктивности L_d сглаживающего дросселя выражение для расчета среднего значения выходного напряжения ВП в рассматриваемом режиме может быть представлено в виде

$$U_{дпр} = E_{d0} \cos \alpha - r_3(I_d - I_{дпр}). \quad (1.45)$$

Это выражение, при относительно небольших углах коммутации, дает более точный результат расчета, чем приведенная ранее формула

$$U_{дпр} = E_{d0} \cos \alpha - r_3 I_d, \quad (1.46)$$

полученная при условии $L_d \rightarrow \infty$.

Внешние и регулировочные характеристики ведомых сетью ВП, представленные на рис.1.16, учитывают все рассмотренные особенности их работы в различных режимах.

1.1.6. Энергетические характеристики ведомых сетью ВП

При работе преобразователя он потребляет из сети несинусоидальный ток, первая гармоника которого отстает от кривой напряжения соответствующей фазы на угол $\varphi_{(1)}$.

Для выбора коммутационной аппаратуры, оценки влияния ВП на сеть, сравнительной оценки различных типов преобразователей необходимо знать его энергетические характеристики.

Полная мощность S_1 , потребляемая фазой ВП, определяется по формуле

$$\begin{aligned} S_1 &= U_1 I_1 = U_1 \cdot \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{j=2}^{\infty} I_{1(j)}^2} = \\ &= \sqrt{S_{(1)}^2 + U_1^2 \sum_{j=2}^{\infty} I_{1(j)}^2} = \sqrt{P_{(1)}^2 + Q_{(1)}^2 + H^2}, \end{aligned} \quad (1.47)$$

или

$$S_1 = \sqrt{S_{(1)}^2 + H^2},$$

где $I_{1(j)}$ - действующее значение j -й гармоники фазного тока; $S_{(1)}$ - полная мощность первой гармоники фазного тока; $P_{(1)}$, $Q_{(1)}$ - соответственно активная и реактивная мощность первой гармоники фазного тока; H - мощность искажения (реактивная мощность высших гармоник фазного тока).

При условии $L_d \rightarrow \infty$, $\gamma = 0$, $\eta = 1$ получаем

$$P_{(1)} = U_1 I_{(1)} \cos \varphi_{(1)} = S_{(1)} \cos \varphi_{(1)} = S_{(1)} \cos \alpha; \quad (1.48)$$

$$Q_{(1)} = U_1 I_{(1)} \sin \varphi_{(1)} = S_{(1)} \sin \varphi_{(1)} = S_{(1)} \sqrt{1 - \cos^2 \alpha}. \quad (1.49)$$

Из соотношения $E_d / E_{d0} = \cos \alpha$ получаем

$$\frac{E_d}{E_{d0}} = \frac{E_d I_d}{E_{d0} I_d} = \frac{P_d}{P_{d0}} = \cos \alpha; \quad (1.50)$$

$$P_{(1)} = P_d. \quad (1.51)$$

Из (1.48), (1.50) и (1.51) следует равенство

$$S_1 = P_{d0}. \quad (1.52)$$

Из (1.47)-(1.51) следуют выражения энергетических характеристик в относительных единицах (о.е.)

$$\left. \begin{aligned} S_{(1)}^* &= \frac{S_1}{P_{d0}} = 1; \\ P_{(1)}^* &= \frac{P_1}{P_{d0}} = \cos \alpha; \\ Q_{(1)}^* &= \frac{Q_1}{P_{d0}} = \sqrt{1 - \cos^2 \alpha}; \\ H^* &= \frac{H}{P_{d0}}; \\ S^* &= \sqrt{1 + H^{*2}}; \\ k_M &= \frac{P_{(1)}^*}{S^*} = \frac{\cos \alpha}{\sqrt{1 + H^{*2}}} = k_{\text{и}} \cos \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (1.53)$$

Так как форма фазного тока, потребляемого ВП, не зависит от угла α (при $L_d \rightarrow \infty$), то его гармонический состав и, следовательно, мощности H^* , S_1^* являются величинами постоянными. Графики зависимостей энергетических характеристик в относительных единицах в функции $\cos \alpha$ представлены на рис.1.17.

Коэффициент полезного действия ВП определяется по формуле

$$\eta = P_d / (P_d + \Delta P), \quad (1.54)$$

где $\Delta P = P_{\text{в}} + P_{\text{то}} + P_{\text{ур}} + P_{\text{тр}} + P_{\text{защ}}$; $P_{\text{в}}$, $P_{\text{то}}$, $P_{\text{ур}}$, $P_{\text{тр}}$, $P_{\text{защ}}$ - потери в вентильях, токоограничивающих дросселях, уравнивающих и сглаживающих реакторах, трансформаторе, в цепях защиты соответственно. Суммарные потери мощности в современных ведомых сетью ВП невелики и их КПД достигает значений $\eta = 0.95 \dots 0.97$.

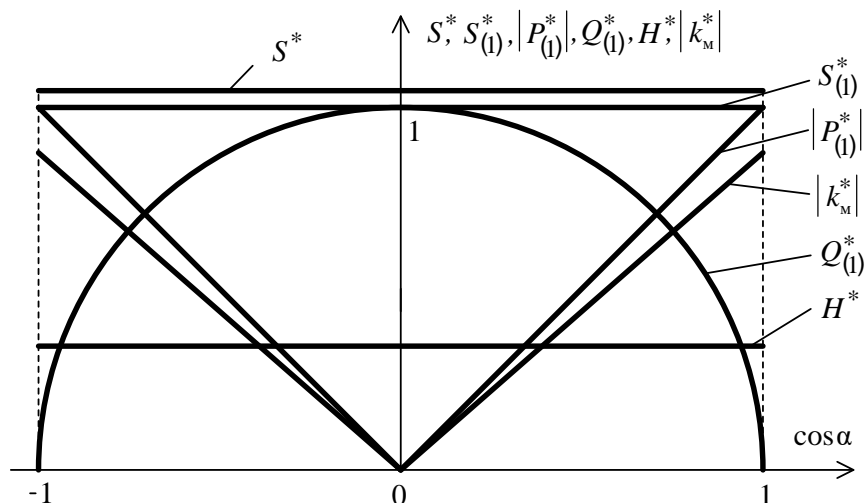


Рис.1.17. Энергетические характеристики ведомых сетью ВП

Контрольные вопросы

1. Как объяснить характер временных диаграмм, приведенных на рис.1.15?
2. Как объяснить вид характеристик, приведенных на рис.1.16?
3. Почему формула (1.45) при малых углах коммутации дает более точный результат расчета выходного напряжения ВП?
4. Почему обычно стремятся сузить зону прерывистых токов, как это сделать?
5. Как объяснить вид графиков энергетических характеристик?
6. Какова связь между графиками рис.1.17 и режимами работы ВП?

1.1.7. Реверсивные тиристорные преобразователи

Рассмотренные ранее ВП являются нереверсивными, поскольку, работая как в выпрямительном, так и инверторном режиме, они обеспечивают протекание тока через нагрузку лишь в одном направлении. Вместе с тем, для целого ряда нагрузок требуется изменять направление протекающего через них тока.

Наиболее распространенным типом такой нагрузки является реверсивный регулируемый электропривод постоянного тока. В таких электроприводах применяют реверсивные ВП, которые чаще всего строят на базе двух вентильных групп. Каждая из групп может быть выполнена как по трехфазной нулевой, так и мостовой схеме ВП. В свою очередь, вентильные группы соединяют между собой по встречно-параллельной или перекрестной схеме [1,3] (рис.1.18)

На практике наибольшее распространение получила мостовая схема ВП в силу следующих преимуществ:

- наименьшая мощность преобразовательного трансформатора;
- возможность питания непосредственно от сети через токоограничивающие реакторы;
- возможность унификации нереверсивных и реверсивных ВП.

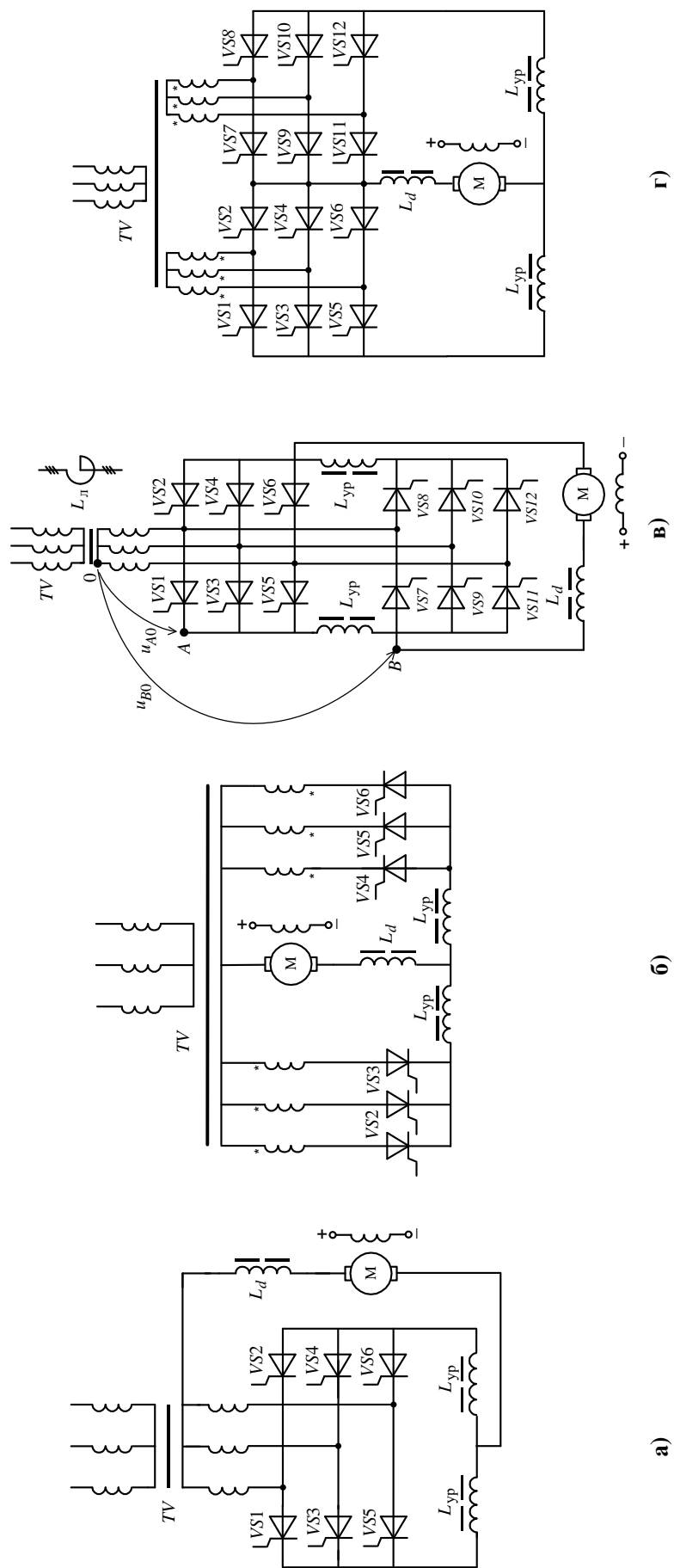


Рис.1.18. Типы трехфазных реверсивных ведомых сетью ВП:

a – нулевой встречно-параллельный; *б* – нулевой перекрестный; *в* – мостовой встречно-параллельный;
г – мостовой перекрестный

Управление реверсивными ВП

В реверсивных приводах используют раздельное и совместное управление вентильными группами.

а. Раздельное управление

При раздельном управлении каждая вентильная группа управляется отдельно. Если работает одна группа, то на другую группу импульсы управления не поступают.

Для реверса или торможения двигателя необходимо:

- снизить ток i_d в работающей группе до нуля;
- снять импульсы управления с работающей группы при токе $i_d = 0$;
- создать выдержку времени перед отпиранием другой группы, для обеспечения надежного запирания клапанов работавшей группы;
- подать импульсы управления на другую группу.

Система управления реверсивным ВП при таком способе управления включает в себя следующие элементы (рис.1.19):

- две системы импульсного фазового управления (СИФУ1, СИФУ2), формирующие импульсы управления группами ВГ1 и ВГ2 с углом α , определяемым сигналом управления U_y ;
- два датчика состояния клапанов (ДСВ1, ДСВ2), которые дают информацию о наличии тока в вентильной группе;
- логическое переключающее устройство (ЛПУ), которое в зависимости от знака U_y обеспечивает подачу импульсов управления на одну из вентильных групп, одновременно блокируя импульсы управления другой группой в зависимости от сигналов ДСВ1 и ДСВ2, а также формирует задержку (5...10 мс) перед отпиранием очередной вентильной группы.

Раздельное управление позволяет отказаться от уравнивающих реакторов между тиристорными группами, уменьшить массу, габариты и стоимость, а также повысить КПД преобразователя. Однако наличие бестоковой паузы несколько снижает его быстродействие.

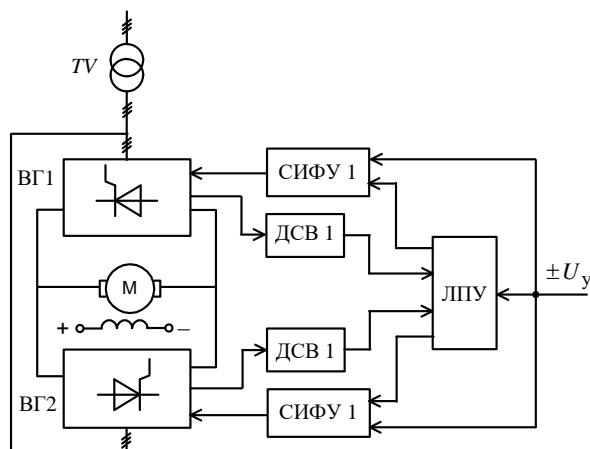


Рис.1.19. Функциональная схема реверсивного ВП при раздельном управлении

б. Совместное управление

При совместном управлении импульсы управления подают одновременно на обе группы вентиляей. При этом одна из них работает в выпрямительном режиме, а другая находится в готовности к инверторному режиму.

Совместное управление выполняют согласованным и несогласованным.

При согласованном управлении углы α_I, α_{II} управления вентильными группами связаны равенством

$$\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ, \text{ или } \alpha_I = \beta_{II}. \quad (1.55)$$

В замкнутом контуре, образованном вентильными группами, действует сумма выходных напряжений вентильных групп, имеющих постоянные и переменные составляющие. При выполнении условия (1.55) сумма постоянных составляющих в этом контуре равна нулю, так как средние значения выходных напряжений обеих групп равны по модулю при любых α и противоположены по знаку. В то же время, из-за разности мгновенных значений выходных напряжений этих групп

$$u_{dI} \neq u_{dII} \quad (1.56)$$

сумма переменных составляющих выходных напряжений в данном контуре не равна нулю, что вызывает появление в нем уравнительных токов.

Уравнительные токи протекают по контурам, не содержащим нагрузку ВП, причем в схемах 1.18,а,б,г имеется только один контур уравнительного тока, а в схеме 1.18,в их два.

Величина уравнительных токов в схемах 1.18,а – 1.18,в определяется разностью напряжений u_{dI} и u_{dII} вентильных групп (на рис.1.18,в ($u_{A0} - u_{B0}$)), а в схеме 1.18,г – их суммой. Для ограничения этих токов на требуемом уровне между вентильными группами включают уравнительные реакторы $L_{ур}$.

Наличие уравнительных токов между группами (рис.1.20), практически, исключает режим прерывистых токов в реверсивных ВП, присущий раздельному управлению (рис.1.21,а), обеспечивает линейность внешних характеристик (рис.1.21,б) и плавный переход ВП из режима в режим.

Недостаток согласованного управления – увеличенная мощность уравнительных реакторов.

Применение несогласованного управления, при котором выполняются условия

$$\alpha_I + \alpha_{II} > 180^\circ \text{ и } \alpha_I > \beta_{II}, \quad (1.57)$$

а угол опережения инверторной группы поддерживается неизменным на некотором минимальном уровне β_{II} , среднее значение напряжения инверторной группы превышает напряжение выпрямительной группы. Это позволяет снизить уравнительный ток, и расчетную мощность уравнительных реакторов. Однако внешние характеристики ВП в области малых токов нелинейные (рис.1.21,в) и имеют «мертвую зону» при реверсе, так как в этом случае требуется время для увеличения угла β_{II} до значения $\beta_{II} = \alpha_I$.

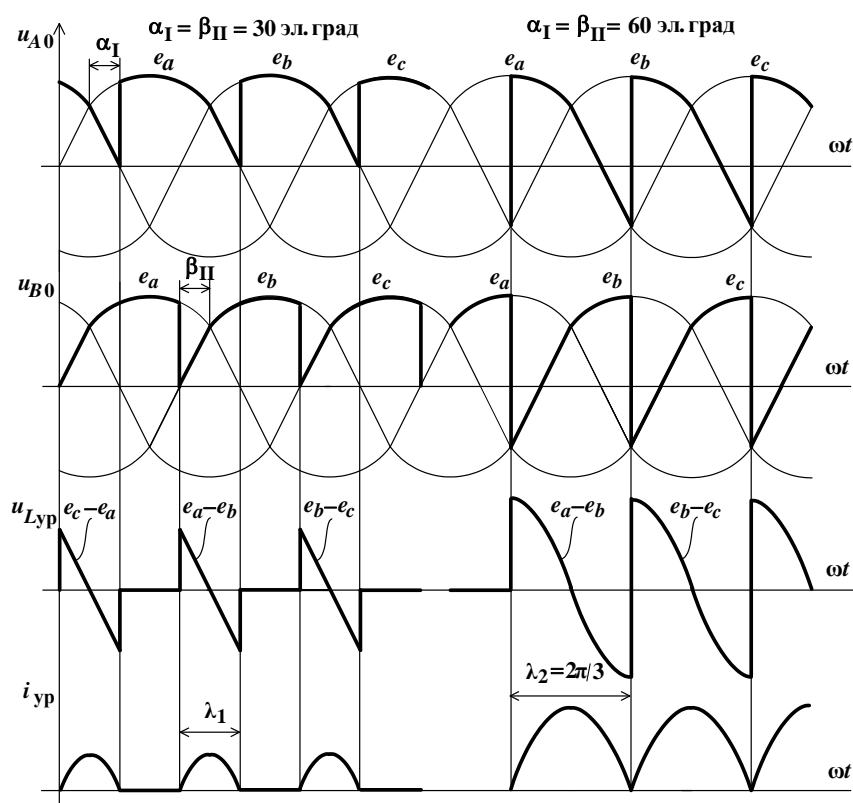


Рис.1.20. Диаграммы работы трехфазного реверсивного ВП с совместным управлением, выполненного по встречно-параллельной мостовой схеме

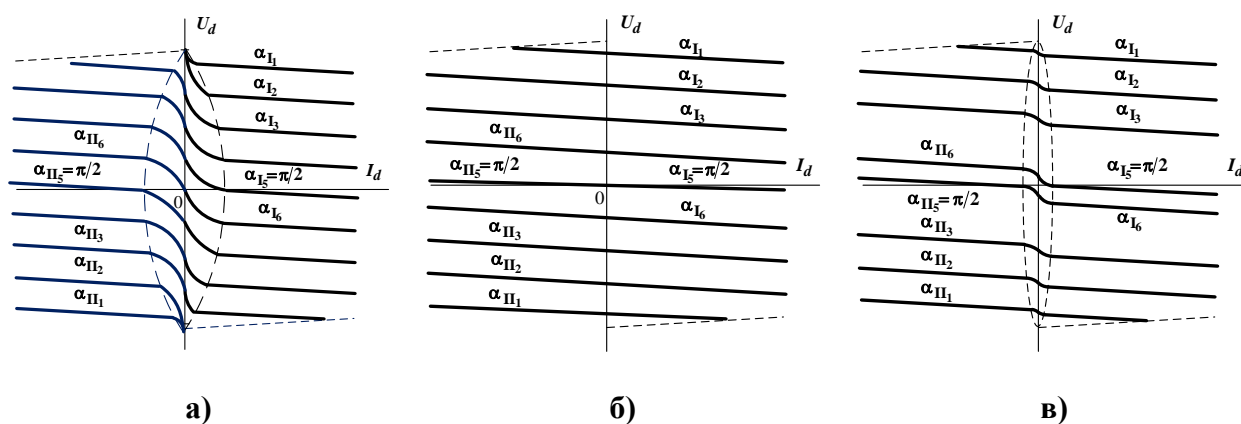


Рис.1.21. Внешние характеристики реверсивных ведомых сетью ВП:
а – раздельное управление; *б* – совместное согласованное управление;
в – совместное несогласованное управление

Контрольные вопросы

1. Каковы основные варианты построения силовых цепей реверсивных ведомых сетью ВП?
2. Каковы достоинства и недостатки основных способов управления реверсивными ВП?
3. Каково назначение элементов функциональной схемы на рис.1.19?

4. Как определить выходное напряжение реверсивного ВП с совместным управлением при использовании насыщающихся и не насыщающихся уравнивающих реакторов?
5. Какой вид будут иметь диаграммы работы трехфазного реверсивного ВП с совместным управлением, выполненного по перекрестной нулевой схеме?
6. Какой вариант силовой структуры реверсивных ведомых сетью ВП получил наибольшее применение и почему?

1.1.8. Повышение энергетических показателей ведомых сетью преобразователей

Основной недостаток рассмотренных ведомых сетью ВП – невысокий коэффициент мощности за счет отстающего фазового сдвига 1-й гармоники фазного тока ВП от фазного напряжения сети (коэффициент сдвига k_c), возрастающего при увеличении угла управления ВП, и относительно большого содержания в этом токе высших гармоник (коэффициент искажения $k_{\text{и}}$).

В настоящее время задача повышения этого важнейшего энергетического показателя ведомых сетью преобразователей может быть решена путем применения статических компенсаторов коэффициента сдвига (ККС) и коэффициента искажения (ККИ), а также так называемых активных выпрямителей [6, 7-9].

Компенсаторы коэффициента сдвига и коэффициента искажения

Компенсация отстающего фазового сдвига 1-й гармоники фазного тока ВП от фазного напряжения сети может быть осуществлена путем включения параллельно входу ведомого сетью ВП регулируемой батареи конденсаторов. Величина подключаемой емкости такого ККС регулируется автоматически таким образом, чтобы во всех режимах работы ВП фазовый сдвиг суммарного тока ВП и батареи конденсаторов относительно фазного напряжения сети равнялся нулю.

Другим вариантом компенсации коэффициента сдвига является подключение параллельно входу ведомого сетью ВП рассмотренного далее активного преобразователя, работающего в режиме статического компенсатора реактивной энергии (СТАТКОМ, или *FACTS - flexible alternating current transmission system*). СТАТКОМ (другое название ККС) работает в режиме генерирования реактивной энергии, что достигается путем соответствующего выбора фазы и величины задающего сигнала в его системе управления. Уровень генерируемой реактивной энергии автоматически поддерживается на уровне, компенсирующем ее потребление ВП, с целью выполнения условия $k_c = 1$.

В качестве ККИ применяют, например, активные фильтры с емкостным накопителем энергии, включаемые параллельно на входе ВП [6, 7]. Топологически эти компенсаторы подобны активным преобразователям (рис.1.22), отли-

чаясь от них наличием фильтровых конденсаторов относительно небольшой емкости, включенных между фазами на входе преобразователя. Алгоритм управления ККИ реализован таким образом, что он генерирует широкий спектр высших гармоник тока, равных по величине и находящихся в противофазе с соответствующими гармониками тока, потребляемого ВП. В результате, суммарный ток ВП и ККИ практически синусоидален, что обеспечивает значение $k_{\text{и}} \approx 1$.

Активные выпрямители

Силовая схема трехфазного мостового активного выпрямителя (рис.1.22) [6, 7-9] содержит шесть транзисторов $VT1 \div VT6$, шунтированных обратными диодами, входные буферные реакторы $L1 \div L3$, включенные между фазами питающей сети и входными выводами моста, и выходной фильтровый конденсатор C_d . Нагрузка выпрямителя в электроприводе имеет $R - L - E$ - характер.

Из приведенной схемы следует, что такой преобразователь можно рассматривать как инвертор, нагрузкой которого является сеть переменного напряжения, мощность которой значительно превышает мощность этого инвертора. Он может работать как в режиме активного выпрямителя напряжения, так и в режиме инвертора.

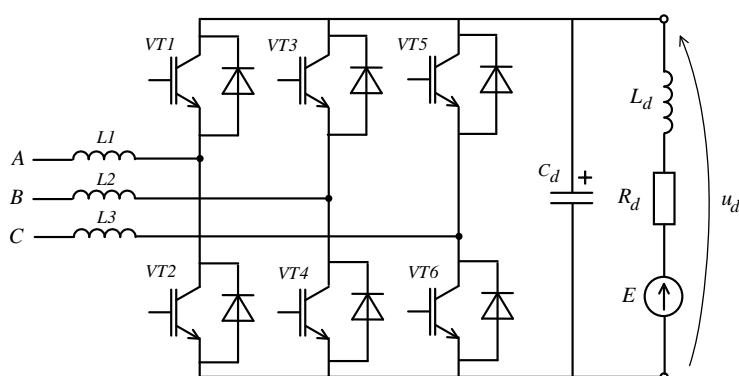


Рис.1.22. Силовая схема трехфазного мостового активного выпрямителя

Так, например, при блокировании импульсов управления транзисторами $VT1 \div VT6$ преобразователь работает в режиме неуправляемого выпрямителя, выполненного на обратных диодах этих транзисторов. Форма потребляемого им тока в этом случае имеет вид, представленный на рис.1.12 при $\alpha = 0$, а его первая гармоника совпадает по фазе с соответствующим фазным напряжением.

При периодическом отпираии с высокой частотой транзисторов $VT1 \div VT6$ и изменении длительности интервалов их проводимости по синусоидальному закону форма усредненной кривой потребляемого преобразователем фазного тока становится синусоидальной как в выпрямительном, так и в инверторном режимах. Фаза потребляемого тока, а, следовательно, и режим работы преобразователя (выпрямительный, или инверторный) зависит от фазы напря-

жения на входных клеммах преобразователя, которая, в свою очередь, определяется фазой и уровнем задающего сигнала в его системе управления.

Такой способ управления обеспечивает возможность получения $k_m \approx 1$ в различных режимах работы нагрузки этих устройств.

Поскольку работа активных выпрямителей синхронизирована с питающей сетью, мощность которой значительно превышает мощность их нагрузки, то они, наряду с рассмотренными ранее устройствами, могут быть классифицированы как ведомые сетью преобразователи.

Контрольные вопросы

1. Какова необходимость коррекции коэффициента мощности ведомых сетью ВП?
2. Какой принцип действия активного преобразователя?
3. Какой принцип действия ККС?
4. В чем состоит принцип действия ККИ?
5. В чем заключаются достоинства и недостатки рассмотренных вариантов повышения энергетических показателей ведомых сетью ВП?

1.2. Импульсные преобразователи постоянного напряжения

1.2.1. Импульсный метод преобразования напряжения.

Широтно-импульсные преобразователи

В импульсных преобразователях постоянного напряжения (DC/DC – преобразователи) осуществляется преобразование постоянного напряжения одного уровня в постоянное напряжение другого уровня, а передача энергии от источника питания в нагрузку и обратно осуществляется импульсами [6–8]. Регулирование выходного напряжения в импульсных преобразователях производится путем изменения относительной длительности γ импульсов напряжения прямоугольной формы (относительной длительности проводящего состояния транзистора), подводимого к цепи нагрузки, определяемой по формуле $\gamma = \tau_{\text{и}}/T$, где $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса; T – период следования импульсов. Возможны три варианта изменения величины γ :

- изменением $\tau_{\text{и}}$ при постоянной величине T (широтно-импульсное регулирование);
- изменением T при постоянной величине $\tau_{\text{и}}$ (частотно-импульсное регулирование);
- изменением $\tau_{\text{и}}$ и T (частотное широтно-импульсное регулирование).

Наиболее широкое применение получило широтно-импульсное регулирование и устройства его реализующие, называемые ***широтно-импульсными преобразователями (ШИП)***.

К достоинствам ШИП следует отнести простую силовую схему, малую массу и габариты, высокое быстродействие. В качестве недостатков необходимо отметить повышенные коммутационные потери на высоких рабочих частотах и увеличенный уровень радиопомех.

Они применяются в электроприводах постоянного тока, электротехнологических установках, во вторичных источниках электропитания в диапазоне выходных мощностей от единиц ватт, во вторичных источниках электропитания, до сотен киловатт в тяговом электроприводе.

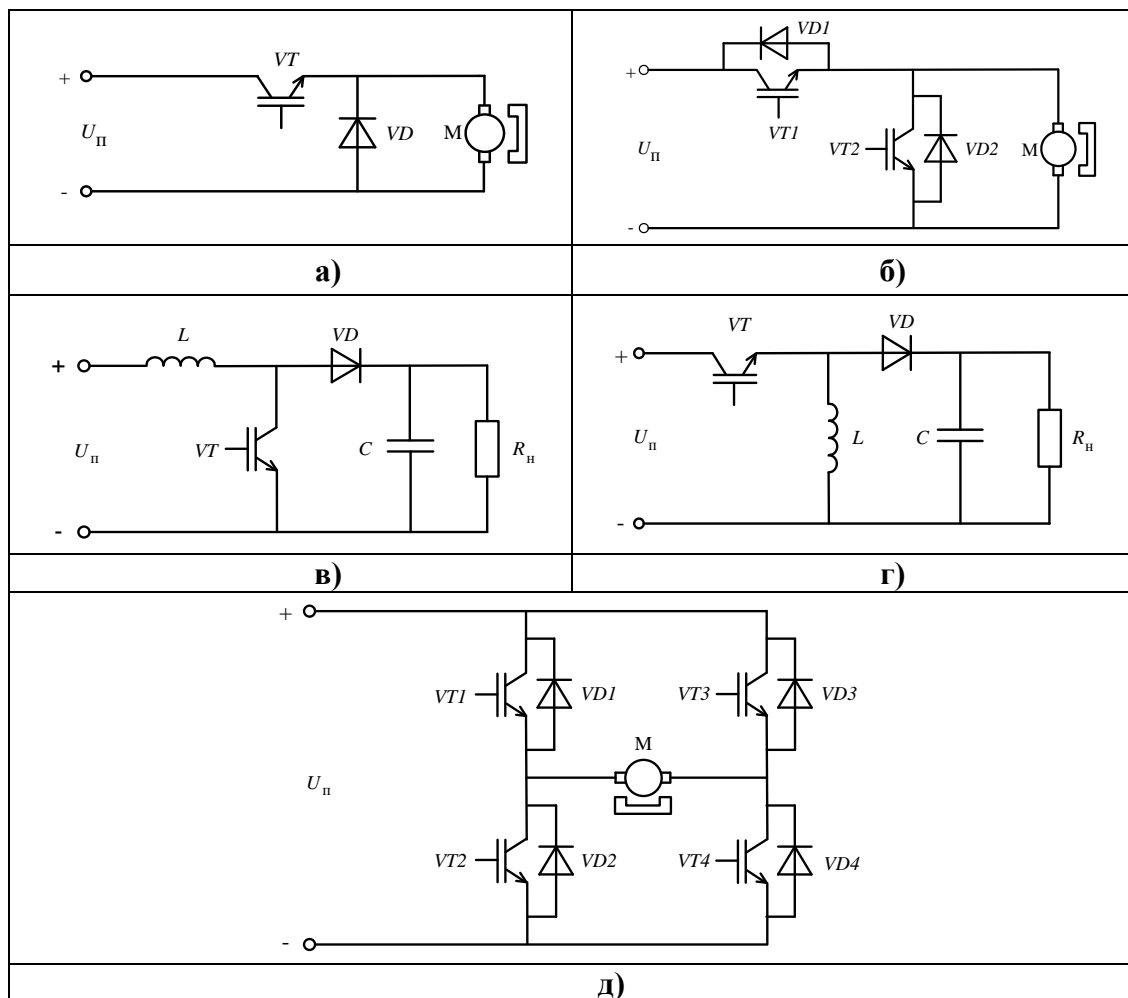


Рис.1.23. Классификация ШИП

К настоящему времени разработано значительное число схемных вариантов ШИП, основные типы силовых схем которых приведены на рис.1.23, которые могут быть классифицированы по различным признакам.

Так, по типу силовой схемы ШИП можно разделить на две группы: прямоходовые (рис.1.23,а, б, д), и обратноходовые (рис.1.23,в, г).

В прямоходовых ШИП энергия в нагрузку передается на интервале включенного состояния силового транзистора. В обратноходовых ШИП передача энергии происходит на интервале выключенного состояния транзистора.

В свою очередь, прямоходовые ШИП бывают необратимыми (рис.1.23,а, в, з), и обратимыми (рис.1.23,б, д). В необратимых ШИП поток энергии направлен от источника питания в нагрузку. В обратимых поток энергии может изменять свое направление.

Кроме того, ШИП можно разделить на нереверсивные (рис.1.23,а – 1.23,в) и реверсивные (рис.1.23,д). Реверсивные преобразователи позволяют изменять направление тока нагрузки при неизменном направлении потока энергии.

1.2.2. Принцип действия, электромагнитные процессы и характеристики прямоходового необратимого ШИП

Принципиальная электрическая схема силовой части прямоходового необратимого ШИП (рис.1.24) содержит элементы, имеющие следующее назначение: транзистор VT периодически подключает цепь нагрузки к источнику питания с напряжением U_{Π} ; дроссель L сглаживает (уменьшает) пульсации тока нагрузки; шунтирующий диод VD замыкает силовой контур на интервалах запертого состояния транзистора VT ; конденсатор C сглаживает пульсации напряжения питания, блокируя переменную составляющую входного тока i ШИП и не пропуская ее в источник питания.

Рассмотрим процессы в этой схеме при работе на активную нагрузку и нагрузку с противоЭДС, полагая с целью упрощения анализа процессов, что полупроводниковые приборы VT и VD представляют собой идеальные ключи, а емкость конденсатора C стремится к бесконечности.

При сделанных допущениях принципиальной электрической схеме (рис.1.24,а) соответствует эквивалентная схема ШИП, приведенная на рис.1.24,б.

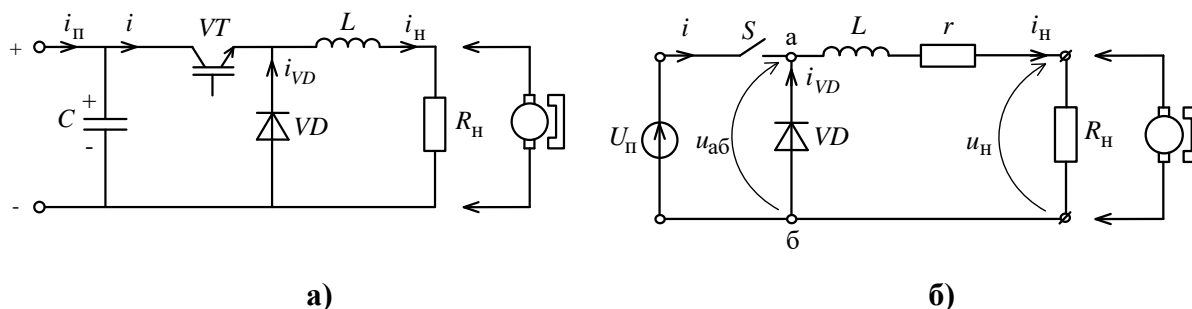


Рис.1.24. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схема прямоходового необратимого ШИП

При активной нагрузке для работы преобразователя характерны два временных интервала (рис.1.24,а).

Интервал 1. Ключ S замкнут, диод VD заперт напряжением U_{Π} источника питания, под действием которого происходит нарастание тока в силовой цепи и накопление энергии в магнитном поле дросселя L , напряжение $u_{aб} = U_{\Pi}$.

Процессы на интервале описываются следующим дифференциальным уравнением:

$$L \frac{di_H}{dt} + R \cdot i_H = U_{\Pi}, \quad (1.58)$$

где $R = R_H + r$; R_H - сопротивление нагрузки; r - активное сопротивление обмотки дросселя.

Интервал 2. Ключ S разомкнут, диод VD проводит, энергия, накопленная в магнитном поле дросселя, выделяется в нагрузке, происходит снижение тока в силовой цепи.

На данном интервале справедливо следующее уравнение

$$L \frac{di_H}{dt} + R \cdot i_H = 0. \quad (1.59)$$

Переходя к изображениям, в квазиустановившемся режиме (при равенстве переменных в одноименных точках смежных интервалов работы ШИП) работы получаем следующую запись уравнений (1.58) и (1.59):

$$Lp[I(p) - I_0] + RI(p) = \frac{U_{\Pi}}{R}; \quad (1.60)$$

$$Lp[I(p) - I_m] + RI(p) = 0, \quad (1.61)$$

где $I(p)$ - изображение тока i_H нагрузки; I_0 , I_m - минимальное и максимальное значение тока нагрузки на интервалах соответственно (рис.1.25,а); p - оператор преобразования Лапласа.

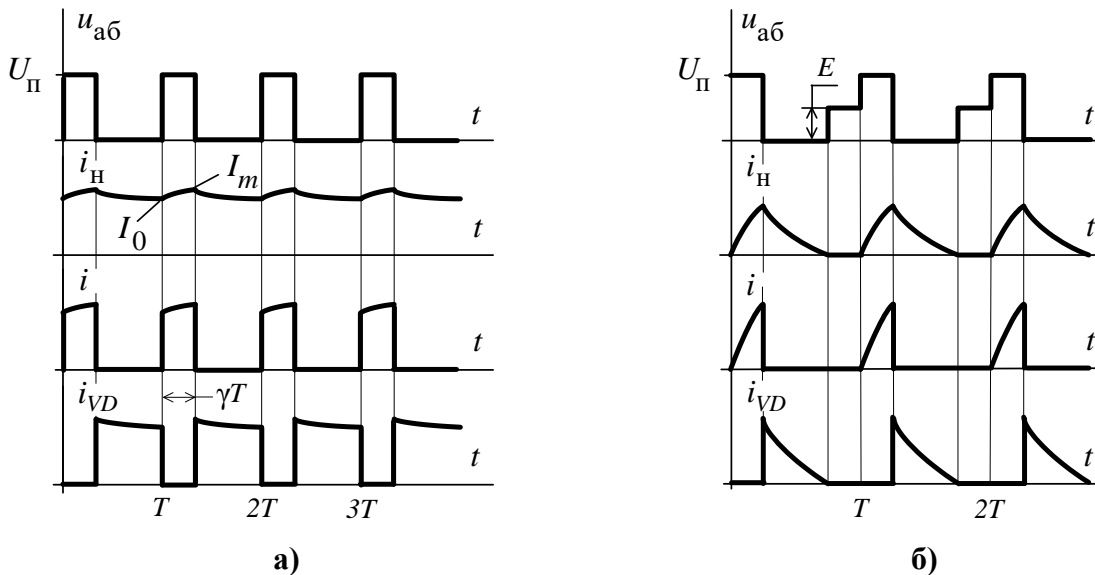


Рис.1.25. Временные диаграммы прямоходового необратимого ШИП при непрерывном (а) и прерывистом (б) токе нагрузки

Выразим из уравнений (1.60) и (1.61) изображение тока $I(p)$ на первом и втором интервале соответственно:

$$I(p) = \frac{U_{\Pi}}{R} \cdot \frac{1}{p(T_{\text{H}}p + 1)} + \frac{T_{\text{H}}I_0}{T_{\text{H}}p + 1}; \quad (1.62)$$

$$I(p) = \frac{T_{\text{H}}I_m}{T_{\text{H}}p + 1}, \quad (1.63)$$

где $T_{\text{H}} = L/R$ - постоянная времени силовой цепи.

Переходя по таблицам соответствия к оригиналам, получаем следующие временные зависимости тока нагрузки на интервалах

$$i_{\text{H}} = \frac{U_{\Pi}}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{\text{H}}}} \right) + I_0 e^{-\frac{t}{T_{\text{H}}}}; \quad (1.64)$$

$$i_{\text{H}} = I_m e^{-\frac{t}{T_{\text{H}}}}. \quad (1.65)$$

К моменту окончания первого интервала при $t = \gamma T$ и второго при $t = (1 - \gamma)T$ в соответствии с (1.64) и (1.65) получаем значения тока нагрузки в конце интервалов

$$I_m = \frac{U_{\Pi}}{R} \left(1 - e^{-\gamma T^*} \right) + I_0 e^{-\gamma T^*}; \quad (1.66)$$

$$I_0 = I_m e^{-(1-\gamma)T^*}, \quad (1.67)$$

где T , $T^* = T/T_{\text{H}}$ - абсолютное и относительное значение периода следования импульсов управления транзистором.

Решая совместно (1.65) и (1.66), находим выражение для определения максимального I_m и минимального I_0 тока нагрузки

$$I_m = \frac{U_{\Pi}}{R} \left(\frac{1 - e^{-\gamma T^*}}{1 - e^{-T^*}} \right); \quad (1.68)$$

$$I_0 = \frac{U_{\Pi}}{R} \left(\frac{1 - e^{-\gamma T^*}}{1 - e^{-T^*}} \right) \cdot e^{-(1-\gamma)T^*}. \quad (1.69)$$

Подставив (1.68) и (1.69) в (1.64) и (1.65), получаем окончательные выражения для тока нагрузки на интервалах

$$i_{\text{H}} = \frac{U_{\Pi}}{R} \left\{ 1 - \left[1 - \left(\frac{1 - e^{-\gamma T^*}}{1 - e^{-T^*}} \right) \cdot e^{-(1-\gamma)T^*} \right] e^{-\frac{t}{T_{\text{H}}}} \right\}; \quad (1.70)$$

$$i_{\text{H}} = I_m e^{-\frac{t}{T_{\text{H}}}} = \frac{U_{\Pi}}{R} \left(\frac{1 - e^{-\gamma T^*}}{1 - e^{-T^*}} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T_{\text{H}}}}. \quad (1.71)$$

Из полученных формул следует, что при любом соотношении параметров элементов ШИП ток в активной нагрузке всегда непрерывен.

При наличии в цепи нагрузки противоЭДС за счет нее на втором интервале ток будет спадать быстрее, стремясь, в пределе, к установившемуся значению, равному $(-E/R)$, и может достичь нуля ранее момента очередного отпирания ключа; ток нагрузки становится прерывистым.

В случае работы ШИП на противоЭДС в выражениях (1.70) и (1.71) появляется слагаемое $(-E/R)$, с учетом которого из выражения (1.71) находим граничное значение противоЭДС, при котором ток становится прерывистым

$$E_{\text{гр}} = U_{\text{п}} \left(\frac{1 - e^{-\gamma T^*}}{1 - e^{-T^*}} \right) \cdot e^{-(1-\gamma)T^*}. \quad (1.72)$$

Таким образом, в работе ШИП с такой нагрузкой возможно появление третьего интервала – интервала бестоковой паузы и возникновения режима прерывистых токов. На интервале паузы напряжение $u_{\text{аб}} = E$ (рис.1.25,б).

Согласно эквивалентной схеме ШИП (рис.1.24,б) можно записать следующее уравнение:

$$L \frac{di_{\text{н}}}{dt} + Ri_{\text{н}} = u_{\text{аб}} - u_{\text{н}}. \quad (1.73)$$

Интегрируя обе части уравнения в пределах периода работы ШИП, получаем уравнение, связывающее средние на периоде T значения переменных

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_L dt + r \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{н}} dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{аб}} dt - \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{н}} dt. \quad (1.74)$$

В квазиустановившемся режиме приращение потокосцепления обмотки дросселя равно нулю по определению, т.е.

$$\Delta \Psi = \int_0^T u_L dt = 0, \quad (1.75)$$

из чего следует равенство нулю первого слагаемого уравнения (1.74) и следующее выражение для средних значений переменных

$$U_{\text{н}} = U_{\text{аб}} - rI_{\text{н}}. \quad (1.76)$$

Среднее значение напряжения, прикладываемого в ШИП к цепи нагрузки, в режиме непрерывного тока определяется из формулы

$$U_{\text{аб}} = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} U_{\text{п}} dt = \gamma U_{\text{п}}. \quad (1.77)$$

Подставляя полученное значение $U_{\text{аб}}$ в (1.76), получаем выражение для определения среднего значения выходного напряжения рассматриваемого ШИП

$$U_{\text{н}} = \gamma U_{\text{п}} - rI_{\text{н}}. \quad (1.78)$$

Из формулы (1.78) при условии $\gamma = \text{const}$ получаем выражения внешних характеристик (рис.1.26,а), а при условии $I_H = \text{const}$ - регулировочных характеристик (рис.1.26,б) при непрерывном токе нагрузки во всем диапазоне его изменения (при $I_H \geq 0$), что характерно для активной (активно-индуктивной) нагрузки.

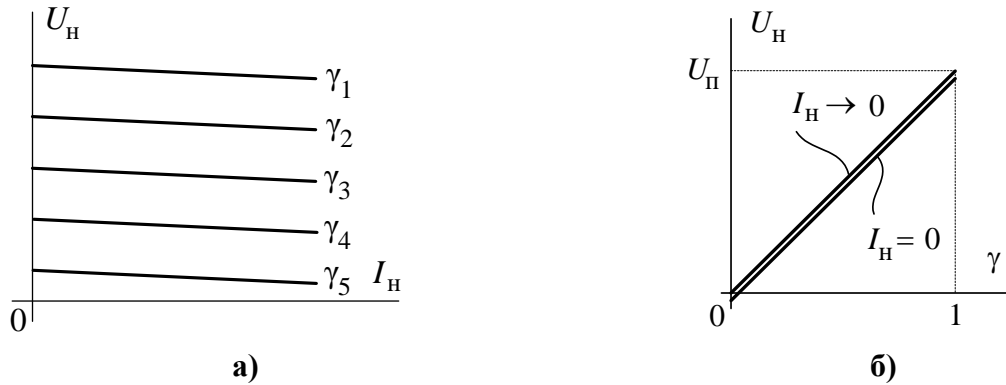


Рис.1.26. Характеристики прямоходового необратимого ШИП (активная нагрузка):

а – внешние; *б* – регулировочные

При наличии противоЭДС ток в цепи нагрузки, согласно выражению (1.78), рассчитывается по формуле

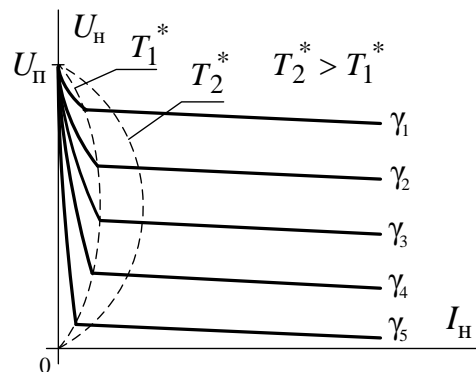
$$I_H = \frac{\gamma U_{\Pi} - E}{R}. \quad (1.79)$$

Подставляя в (1.79) значение граничной ЭДС, из формулы (1.72) получаем выражение для расчета граничных значений тока нагрузки

$$I_{\text{нгр}} = \frac{U_{\Pi}}{R} \left[\gamma - \left(\frac{1 - e^{-\gamma T^*}}{1 - e^{-T^*}} \right) \cdot e^{-(1-\gamma)T^*} \right]. \quad (1.80)$$

Особенность характеристик ШИП при работе на противоЭДС состоит в том, что все они начинаются из одной точки $U_H = U_{\Pi}$ и имеют область прерывистых токов при малых токах нагрузки, ширина которой зависит от величины $T^* = T/T_H$, причем, чем меньше значение T^* , тем уже эта область (рис.1.27).

Рис.1.27. Внешние характеристики прямоходового необратимого ШИП (нагрузка с противоЭДС)



Контрольные вопросы

1. Каким образом можно уменьшить пульсации тока нагрузки в ШИП?
2. Чем обусловлен наклон внешних характеристик ШИП?
3. Каким образом конденсатор на входе ШИП блокирует переменную составляющую входного его входного тока?
4. При каких условиях в прямоходовом необратимом ШИП возникает режим прерывистых токов?
5. От чего зависит ширина области прерывистых токов?
6. Как объяснить вид характеристик, приведенных на рис.1.27?

1.2.3. Принцип действия и характеристики прямоходового обратимого ШИП

Принципиальная электрическая схема силовой части прямоходового обратимого ШИП (рис.1.28) содержит два транзистора $VT1$ и $VT2$, зашунтированных обратными диодами, что обеспечивает возможность двустороннего обмена энергией между источником питания и нагрузкой.

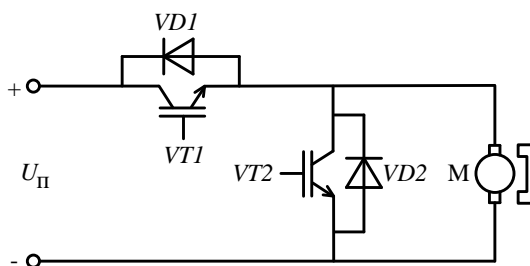


Рис.1.28. Прямоходовой обратимый ШИП

Транзисторы $VT1$ и $VT2$ отпираются поочередно в противофазе, т.е. если на один из них подают сигнал управления u_G высокого уровня ($u_G > 0$), то на другой – сигнал низкого уровня ($u_G \leq 0$).

При работе ШИП на противоЭДС (например, на двигательную нагрузку) в общем случае на каждом периоде наблюдаются следующие интервалы (рис.1.29):

1) проводит $VT1$, ($VT2$ закрыт), происходит передача энергии от источника питания в нагрузку, а также накопление энергии в магнитном поле дросселя. Ток нагрузки и дросселя возрастает;

2) проводит $VD2$. На этом интервале энергия, накопленная в магнитном поле дросселя, выводится в цепь нагрузки (преобразуется в электромеханическую энергию на валу двигателя). При этом величина тока нагрузки и дросселя уменьшается;

3) проводит $VT2$ ($VT1$ закрыт). Нагрузка замкнута на обмотку дросселя и происходит накопление энергии, передаваемой из нагрузки, в магнитном поле

дросселя. (Электромеханическая энергия с вала двигателя преобразуется в энергию магнитного поля дросселя.) Ток нагрузки и дросселя возрастает;

4) проводит $VD1$. На данном этапе происходит передача энергии из нагрузки, а также энергии, накопленной в магнитном поле дросселя, в источник питания. (Энергия с вала двигателя, а также энергия, накопленная в магнитном поле дросселя, передается в источник питания.) При этом ток нагрузки и дросселя уменьшается.

Отпирание диодов $VD2$ и $VD1$ при запираании транзисторов $VT1$ и $VT2$, соответственно происходит за счет ЭДС самоиндукции, наводимой в обмотке дросселя, которая стремится неизменным поддержать его ток.

На рис.1.27 представлены диаграммы работы ШИП в режимах:

- передачи энергии от источника питания в нагрузку, что имеет место при условии $U_{a\delta} > U_H$ (двигательный режим машины постоянного тока);
- передачи энергии из нагрузки в источник питания, при выполнении условия $U_{a\delta} < U_H$ (генераторный режим машины постоянного тока);
- холостого хода, в случае $U_{a\delta} \approx U_H$.

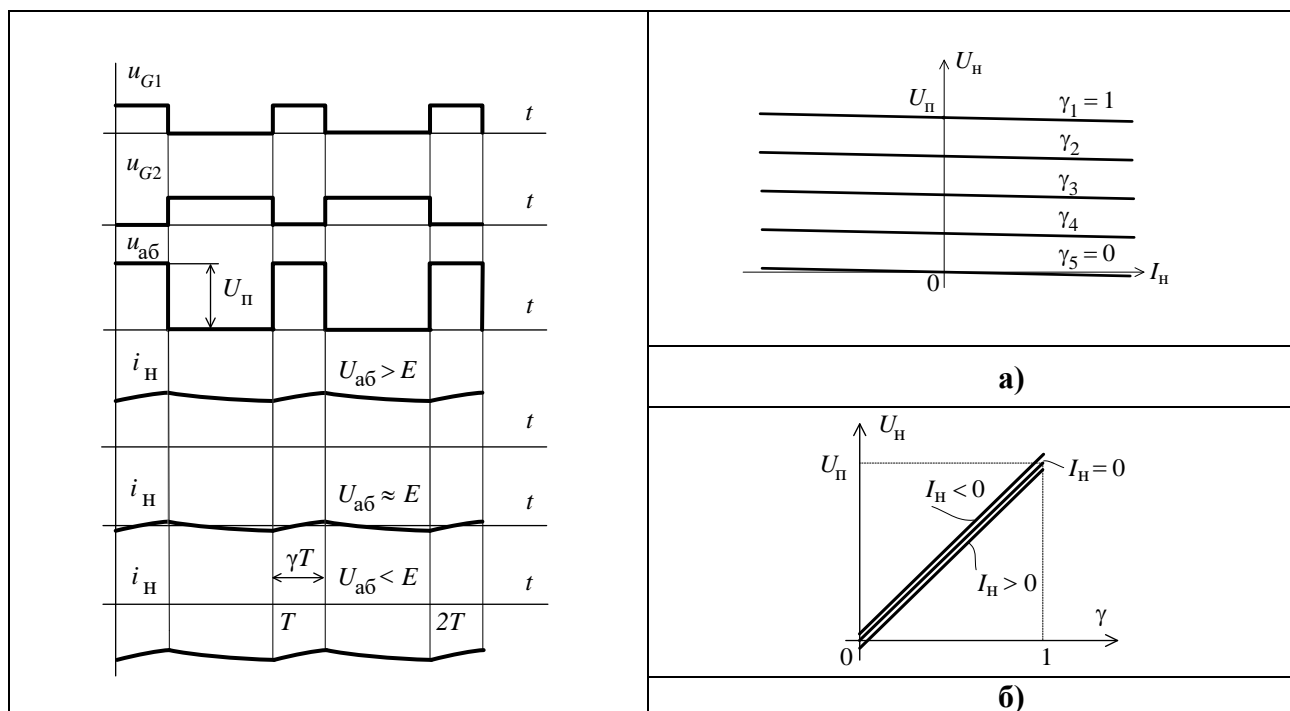


Рис.1.29. Диаграммы работы и характеристики прямоходового обратимого ШИП:

a – внешние; b – регулировочные

Характеристики прямоходового обратимого ШИП

Особенность работы рассматриваемого ШИП состоит в том, что его силовая цепь всегда замкнута, либо открытым транзистором, либо обратным диодом. В результате, ток нагрузки всегда непрерывен (нет режима прерывистых токов). Поэтому здесь так же, как и в необратимом ШИП при непрерывном то-

ке нагрузки, среднее значение выходного напряжения определяется формулой (1.78).

Внешние и регулировочные характеристики обратимого ШИП, в соответствии с (1.78) прямолинейны (рис.1.29,а,б), причем внешние характеристики лежат в первом и втором квадрантах.

Контрольные вопросы

1. Как объяснить вид внешних характеристик прямоходового обратимого ШИП?
2. Каким образом происходит передача энергии из цепи нагрузки в источник питания?
3. Как объяснить вид диаграмм, приведенных на рис.1.29?
4. Какой вид будут иметь диаграммы напряжений и токов полупроводниковых приборов в различных режимах работы прямоходового обратимого ШИП?

1.2.4. Принцип действия и характеристики реверсивного ШИП

Принципиальная электрическая схема силовой части реверсивного ШИП (рис.1.30) содержит четыре транзистора $VT1 \div VT4$, зашунтированных обратными диодами, что обеспечивает возможность двустороннего обмена энергией между источником питания и нагрузкой и реверсирование тока в цепи нагрузки при любом направлении передачи энергии (от источника питания в нагрузку и обратно).

Наиболее известны три способа управления ключами реверсивного ШИП: симметричный, несимметричный, поочередный.

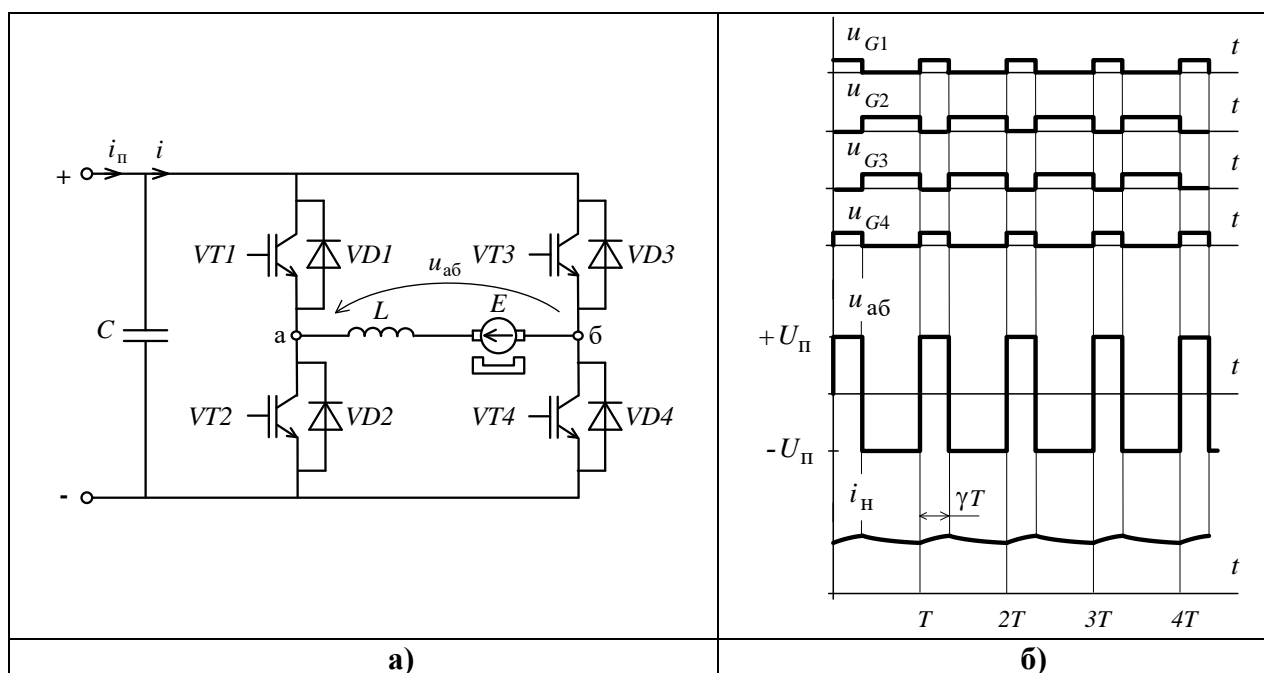


Рис.1.30. Схема (а) и диаграммы (б) работы реверсивного ШИП
(симметричное управление, $U_{a6} > E$)

а. Симметричное управление

При симметричном способе управления диагональные транзисторы $VT1, VT4$ ($VT2, VT3$) отпираются одновременно, а транзисторы одного плеча $VT1, VT2$ ($VT3, VT4$) в противофазе (рис.1.30) и напряжение u_{a6} , прикладываемое к цепи нагрузки, в течение периода T меняет полярность.

При таком способе управления силовая цепь ШИП всегда замкнута, и среднее значение напряжения U_{a6} во всех режимах работы определяется по формуле

$$U_{a6} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{a6} dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\gamma T} u_{\Pi} + \int_0^{(1-\gamma)T} (-u_{\Pi}) dt \right] = (2\gamma - 1)U_{\Pi}. \quad (1.81)$$

Подставляя U_{a6} из (1.81) в выражение (1.76), определяем среднее значение выходного напряжения (напряжения на нагрузке) реверсивного ШИП

$$U_H = (2\gamma - 1)U_{\Pi} - rI_H. \quad (1.82)$$

Выражению (1.82) соответствуют внешние и регулировочные характеристики, представленные на рис.1.31.

К достоинствам способа следует отнести линейность внешних характеристик и простой алгоритм управления. Недостаток способа – большой размах пульсаций Δu_{a6} напряжения, прикладываемого к цепи нагрузки ($\Delta u_{a6} = 2U_{\Pi}$).

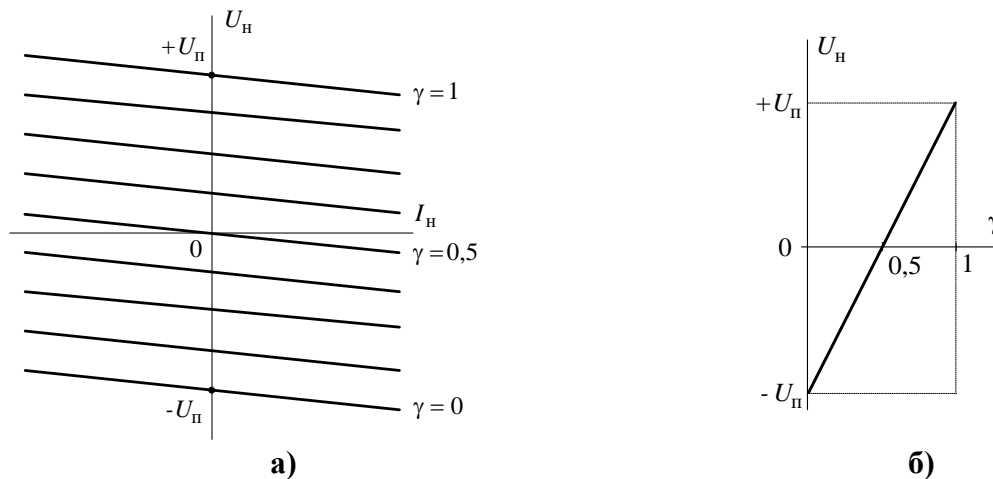


Рис.1.31. Характеристики реверсивного ШИП
(симметричное управление):

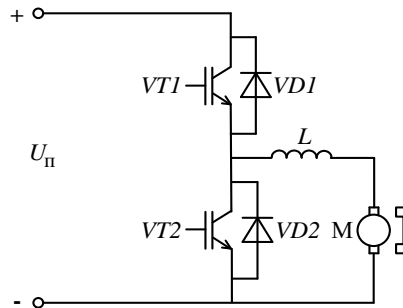
а – внешние; *б* – регулировочные (при $I_H \rightarrow 0$)

б. Несимметричное управление

В случае несимметричного управления при различном направлении тока в нагрузке транзисторы одного плеча $VT1, VT2$ ($VT2, VT3$) отпираются в про-

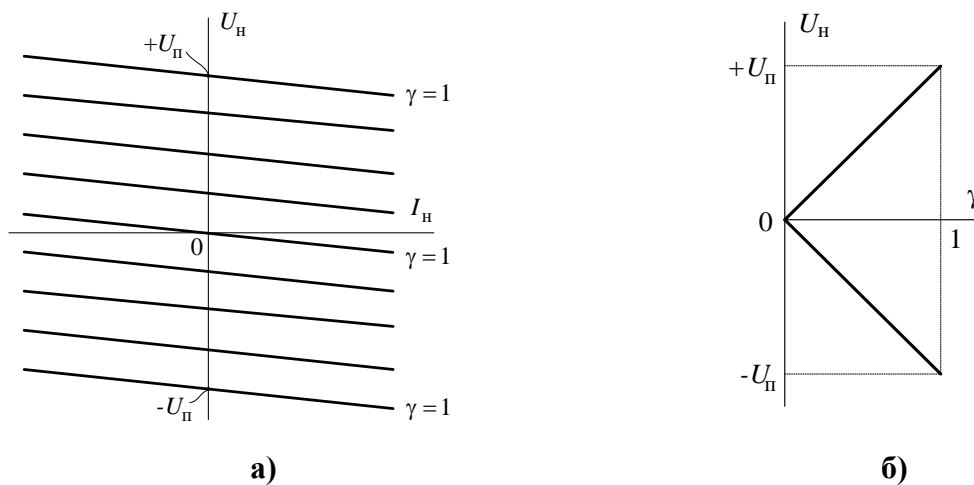
тивофазе, а в другом плече, один транзистор постоянно открыт $VT3$ ($VT4$), а другой постоянно закрыт $VT4$ ($VT3$).

Эквивалентная схема реверсивного ШИП в данном варианте управления идентична схеме прямоходового обратимого преобразователя (рис.1.32).



**Рис.1.32. Эквивалентная схема реверсивного ШИП
(несимметричное управление)**

Аналитические выражения характеристик и сами характеристики также идентичны характеристикам прямоходового обратимого ШИП для различных полярностей выходного напряжения и тока (рис.1.33).



**Рис.1.33. Характеристики реверсивного ШИП
(несимметричное управление):
а – внешние; б – регулировочные**

Особенности данного способа управления: вдвое меньший размах пульсаций напряжения $\Delta u_{a\delta} = U_{\text{п}}$ и усложненный алгоритм управления транзисторными ключами.

в. Поочередное управление

При поочередном управлении диагональные транзисторы $VT1, VT4$ ($VT2, VT3$) отпираются одновременно, а запираются поочередно с частотой вдвое меньшей частоты напряжения $u_{aб}$ (рис.1.34,а).

При таком способе управления эквивалентная схема силовой цепи реверсивного ШИП для каждого направления тока в нагрузке идентична схеме прямоходового необратимого преобразователя. Также идентичны математическое описание характеристик и их вид (рис.1.34,б). Характеристики нелинейные в области малых (прерывистых) токов нагрузки и находятся в первом и третьем квадрантах.

Таким образом, этот способ управления не обеспечивает режим обмена энергией между нагрузкой и источником питания, однако ему свойственны низкие коммутационные потери в полупроводниковых приборах из-за пониженной по сравнению с другими способами частоты переключений силовых транзисторов.

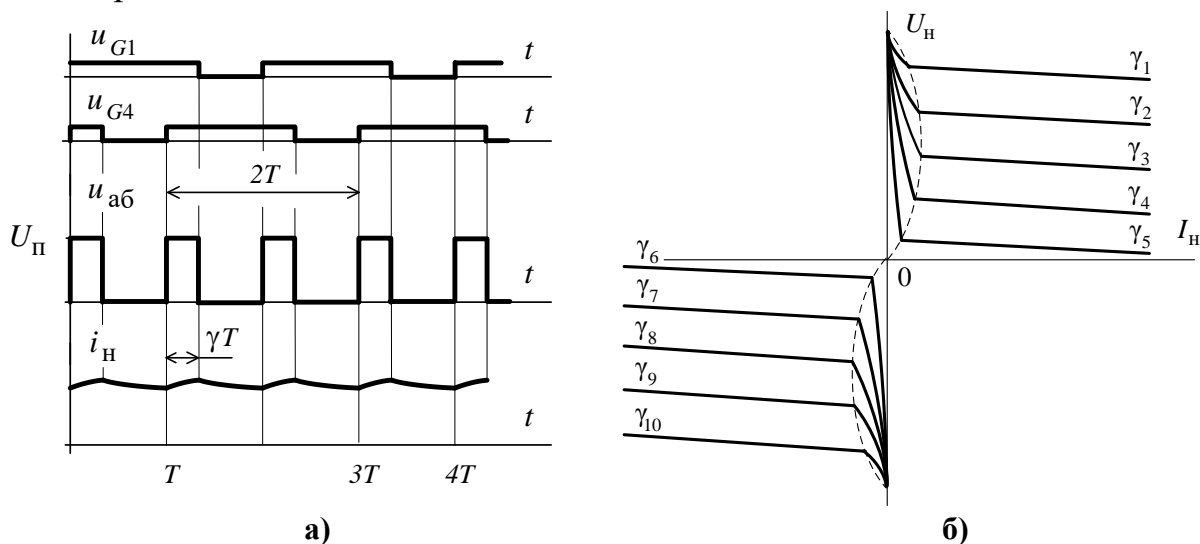


Рис.1.34. Диаграммы работы (а) и внешние характеристики (б) реверсивного ШИП (поочередное управление)

Контрольные вопросы

1. Каковы достоинства и недостатки различных способов управления реверсивным ШИП?
2. Какой вид имеют диаграммы напряжений и токов полупроводниковых приборов реверсивных ШИП при различных способах управления и режимах работы?
3. Какой вид имеет диаграмма входного тока i реверсивных ШИП при различных способах управления и режимах работы?

1.2.5. Обратноходовой ШИП

Принципиальная электрическая схема силовой части обратного ШИП (рис.1.35,а) содержит: дроссель L , выполняющий функцию промежуточного накопителя энергии, транзистор VT , подключающий дроссель к источнику питания, разделительный диод VD и конденсатор C , снижающий пульсации напряжения нагрузки.

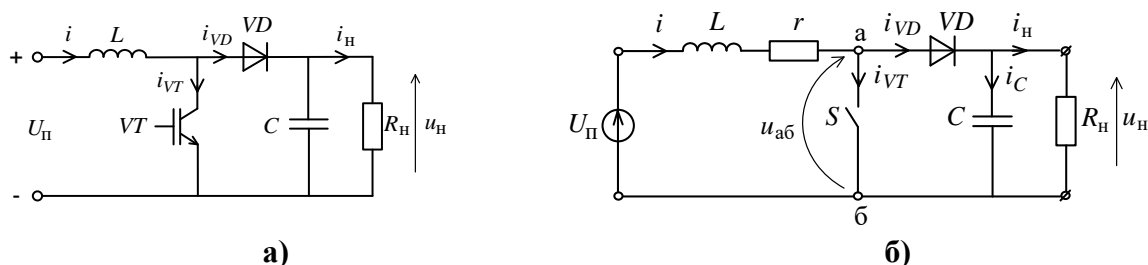


Рис.1.35. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схема обратного ШИП

Устройство работает следующим образом:

На интервале открытого состояния транзистора VT дроссель L подключен к источнику напряжения U_{Π} , по его обмотке протекает нарастающий во времени ток i , и происходит накопление энергии в его магнитном поле (рис.1.36,а). При этом диод VD закрыт напряжением конденсатора C , которое приложено к нему в запирающем направлении через открытый транзистор, и отделяет цепь нагрузки от входной цепи. Конденсатор C разряжается на нагрузку, напряжение u_H и ток i_H , которой снижается (рис.1.36). При запираании транзистора VT в обмотке дросселя L наводится ЭДС самоиндукции, которая суммируясь с напряжением U_{Π} , отпирает диод VD , ток i начинает протекать через диод VD и цепь нагрузки. Происходит передача энергии от источника питания и части энергии, накопленной в дросселе L , в нагрузку. Напряжение u_H и ток i_H нагрузки возрастают, а ток i уменьшается. Далее, при поступлении очередного импульса управления на транзистор VT он отпирается, диод VD запирается, и процессы в устройстве повторяются.

Из приведенного описания следует, *во-первых*, что передача энергии в нагрузку происходит при выключенном состоянии транзистора VT , т.е. на обратном ходе его работы (в отличие от прямоходовых ШИП) и, *во-вторых*, что данный преобразователь является повышающим ($U_H \geq U_{\Pi}$).

Найдем аналитическое выражение для определения среднего значения выходного напряжения данного ШИП, воспользовавшись его эквивалентной схемой (рис.1.35,б).

Эквивалентной схеме обратного ШИП соответствует следующая система уравнений для средних на периоде T значений напряжений и токов:

$$\left. \begin{aligned} U_{a\delta} + rI &= U_{\Pi}; \\ U_{a\delta} &= (1-\gamma)U_{\text{H}}; \\ I &= I_{VT} + I_{VD}; \\ I_{VT} &= \gamma I; \\ I_{VD} &= I_{\text{H}}, \end{aligned} \right\} \quad (1.83)$$

где r - активное сопротивление обмотки дросселя.

Решая систему уравнений (1.83), получаем

$$U_{\text{H}} = \frac{U_{\Pi}}{1-\gamma} - \frac{r}{(1-\gamma)^2} I_{\text{H}}. \quad (1.84)$$

Из формулы (1.84) при условии $\gamma = \text{const}$ находим выражения внешних характеристик (рис.1.36,а), а при условии $I_{\text{H}} = \text{const}$ - регулировочных характеристик (рис.1.36,б).

Как следует из рис.1.36 внешние характеристики обратноходового ШИП линейные и имеют переменную жесткость, а регулировочные – нелинейные и неоднозначные.

Данный тип преобразователей находит применение во вторичных источниках электропитания небольшой мощности, в ККМ, а также в качестве элемента силовых цепей в активных преобразователях и фильтрах средней и большой мощности.

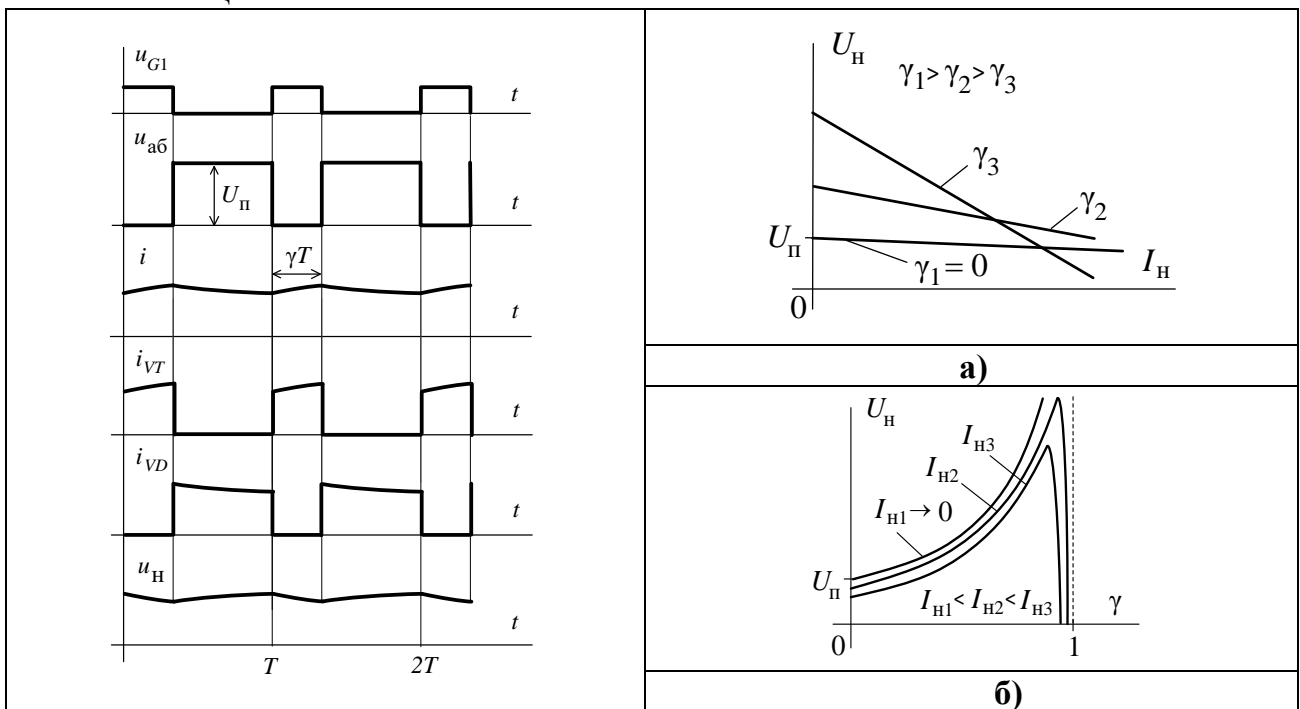


Рис. 1.36. Временные диаграммы и характеристики обратноходового ШИП:
а – внешние; б – регулировочные

Контрольные вопросы

1. За счет чего в обратных ШИП выполняется соотношение $U_H \geq U_H$?
2. Как объяснить уменьшение жесткости внешних характеристик с ростом относительной проводимости γ ?
3. Как обосновать правомерность системы уравнений (1.83)?
4. В чем различие свойств прямых и обратных ШИП?
5. Как объяснить вид регулировочных характеристик обратного ШИП?

2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ПИТАНИЯ НАГРУЗОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

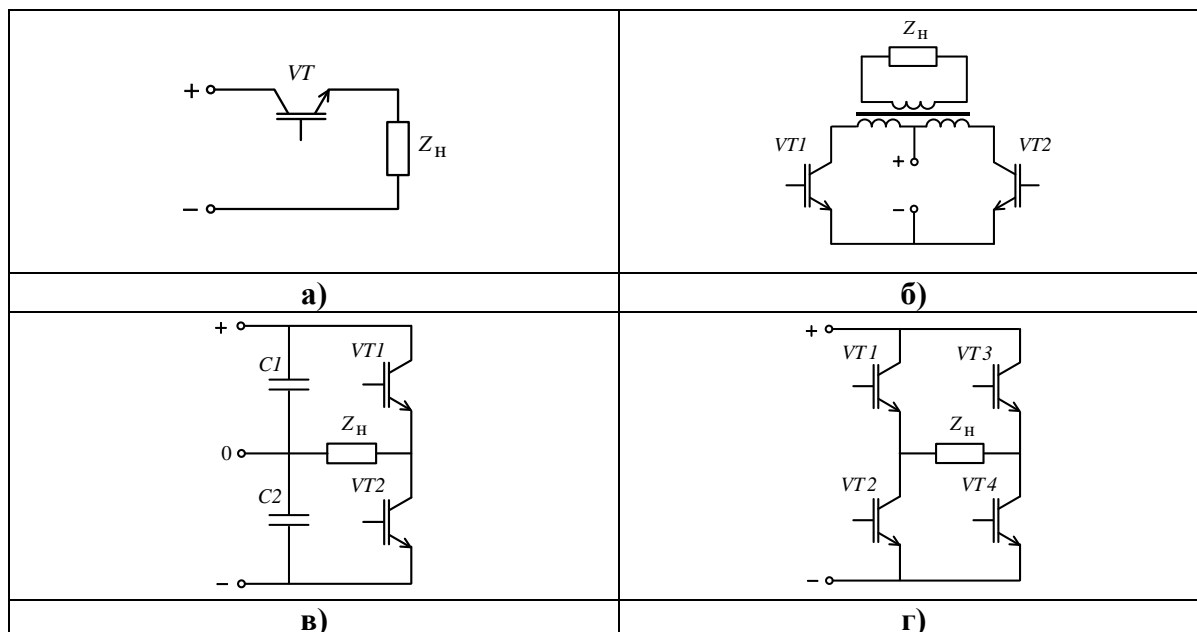
Рассматриваемую в этой части группу ВП представляют:

- автономные инверторы;
- преобразователи частоты;
- регуляторы переменного напряжения.

2.1. Автономные инверторы

Автономный инвертор (АИ) – это преобразователь энергии постоянного тока в энергию переменного тока (DC/AC – преобразователь), работающий на автономную нагрузку, не содержащую источников энергии той же частоты, что и выходная частота АИ.

К настоящему времени разработано значительное число различных типов и схем АИ, которые можно классифицировать по базовой структуре силовой схемы, особенностям протекания электромагнитных процессов, режиму работы источника питания.



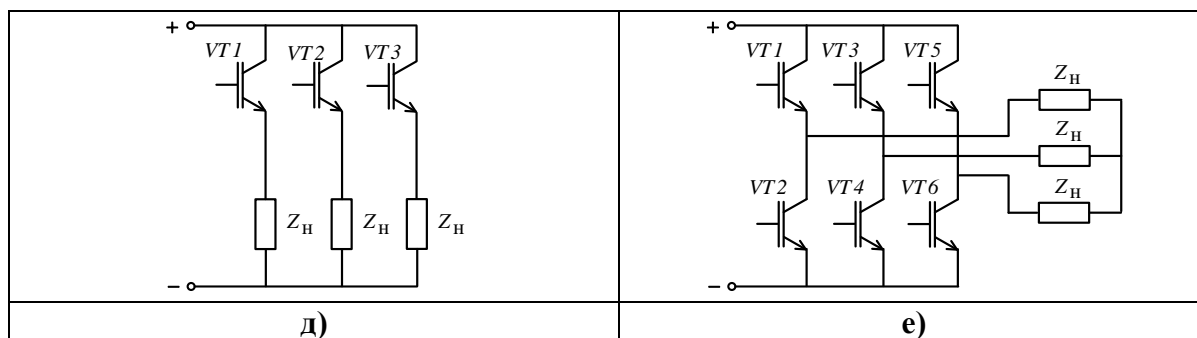


Рис.2.1. Базовые структуры АИ

Различают следующие базовые структуры АИ (рис.2.1):

- одновентильная (рис.2.1,а) и многовентильные (рис.2.1,б, в, г, д, е);
- однофазные (рис.2.1,б, в, г) и трехфазные (рис.2.1,д, е);
- однофазные с нулевым выводом трансформатора (рис.2.2,б) и нулевым выводом источника питания (рис.2.1,в) и мостовые (рис.2.1,г);
- трехфазные с нулевым выводом нагрузки (рис.2.1,д) и мостовые (рис.2.1,е).

Наиболее простая одновентильная структура находит применение во вторичных источниках питания малой мощности, в системах зажигания и топливopодачи автомобилей.

Однофазные схемы с нулевым выводом трансформатора и нулевым выводом источника питания (полумостовые) используются во вторичных источниках питания различного назначения (блоки питания персональных компьютеров, устройства бесперебойного питания, специальная аппаратура и др.).

Однофазные мостовые АИ, наряду с перечисленными применениями, находят широкое использование в электротехнологических установках малой и большой мощности, а также в регулируемых электроприводах большой мощности.

Область применения трехфазных мостовых АИ – регулируемые электроприводы переменного тока в диапазоне мощностей от сотен Вт до МВт.

В зависимости от режима работы источника питания и особенностей протекания электромагнитных процессов в АИ они разделяются на следующие типы:

- инверторы напряжения;
- инверторы тока;
- инверторы резонансные.

2.1.1. Автономные инверторы напряжения

Автономный инвертор напряжения (АИН) – это инвертор, форма выходного напряжения которого определяется порядком работы вентилях (транзисторов, тиристоров), а форма тока зависит от характера нагрузки.

АИН должен питаться от источника напряжения.

Силовая схема АИН содержит силовые вентили, периодически подключающие нагрузку к источнику питания, входной конденсатор, блокирующий переменную составляющую тока, потребляемого АИН, и обратные диоды, создающие контур протекания индуктивной составляющей тока нагрузки.

Однофазный мостовой АИН

На рис.2.2 приведена принципиальная электрическая и эквивалентная схема однофазного мостового АИН, выполненного на транзисторах, диаграммы импульсов управления, токов и напряжений в силовых цепях при его работе с активно-индуктивной нагрузкой.

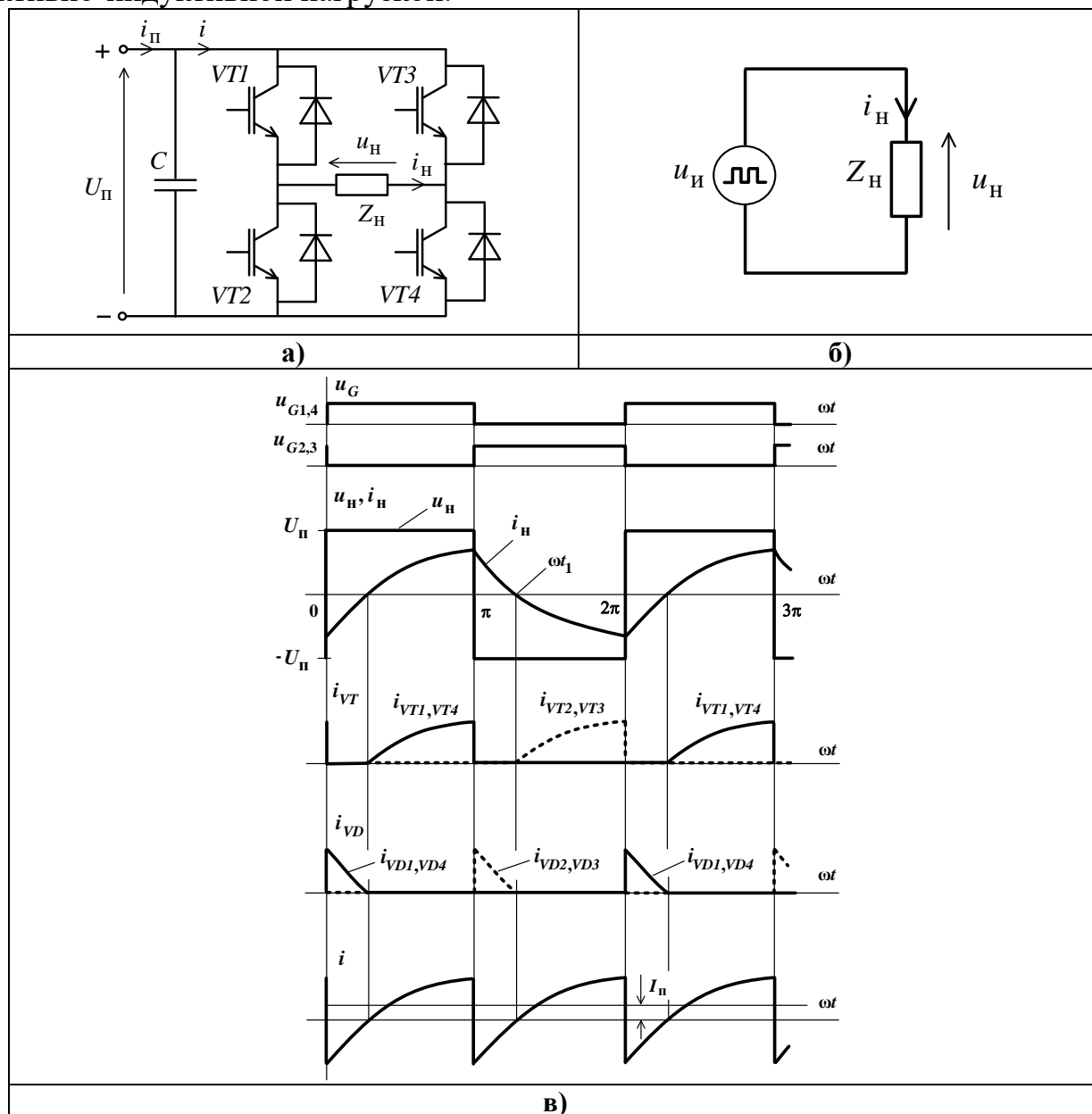


Рис.2.2. Принципиальная электрическая (а), эквивалентная (б) схема однофазного мостового АИН и диаграммы (в) его работы

На первом полупериоде импульсы управления подают на транзисторы $VT1$ и $VT4$, они отпираются и нагрузка подключается к источнику питания, ток нагрузки i_n возрастает. В момент $\omega t = \pi$ транзисторы $VT1$ и $VT4$ запирают и подают управляющие импульсы на $VT2$ и $VT3$. При активно-индуктивной нагрузке ток i_n мгновенно измениться не может и до момента ωt_1 сохраняет прежнее направление, замыкаясь через обратные диоды $VD2$ и $VD3$ за счет ЭДС самоиндукции, наводимой в индуктивности нагрузки, и убывая по величине. При этом напряжение на нагрузке и ток i в цепи питания меняют знаки, а энергия, накопленная в индуктивности нагрузки, возвращается в источник питания (или конденсатор C). При ωt_1 ток i_n меняет полярность и начинает протекать через транзисторы $VT2$ и $VT3$. Далее при $\omega t = 2\pi$ транзисторы $VT2, VT3$ запирают, и ток i_n замыкается через диоды $VD1$ и $VD4$ и т.д.

Электромагнитные процессы в инверторе описываются следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} L_n \frac{di_n}{dt} + R_n i_n &= u_n; \\ u_n &= u_n, \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

где L_n , и R_n – параметры нагрузки; u_n , u_n – мгновенное значение выходного напряжения АИН и напряжения на нагрузке соответственно.

Интегрирование уравнения (2.1) классическим методом, либо с использованием аппарата преобразования Лапласа позволяет определить мгновенное значение тока нагрузки

$$i_n = \frac{U_n}{R_n} \left(1 - \frac{2e^{-\frac{t}{\tau_n}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_n}}} \right), \quad (2.2)$$

где $\tau_n = \frac{L_n}{R_n}$ – постоянная времени цепи нагрузки; T – период выходного напряжения АИН.

На основании выражения (2.2) могут быть определены средние и действующие значения токов в элементах силовой схемы, необходимые для расчета элементов АИН и его энергетических характеристик АИН [1-3].

Трехфазный мостовой АИН

В частотно-регулируемом электроприводе применяются трехфазные мостовые АИН (рис.2.3,а) с различными длительностями λ проводящего состояния силовых вентилях.

При этом **алгоритм управления вентилями** при всех λ един:

- вентили в каждой группе (с общими одноименными электродами) отпираются поочередно со сдвигом по фазе друг относительно друга на 120 эл.град.;
- вентили одной фазы (плеча) АИН отпираются со сдвигом по фазе относительно друг друга на 180 эл. град.

На рис.2.3,б приведены диаграммы импульсов управления силовыми транзисторами и временные диаграммы трехфазного мостового АИН, выполненного на *IGBT*, при $\lambda = 180$ эл.град.

На рис.2.3,в,г приведены эквивалентные схемы АИН, соответствующие интервалам $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$ и $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$ при соединении нагрузки звездой.

При соединении нагрузки звездой каждая ее фаза включена либо параллельно с другой фазой и последовательно с третьей, либо последовательно с двумя другими, соединенными в параллель (рис.2.3,в, г). Поэтому фазные напряжения на разных интервалах работы АИН равны либо $\pm \frac{1}{3}U_{\Pi}$, либо $\pm \frac{2}{3}U_{\Pi}$.

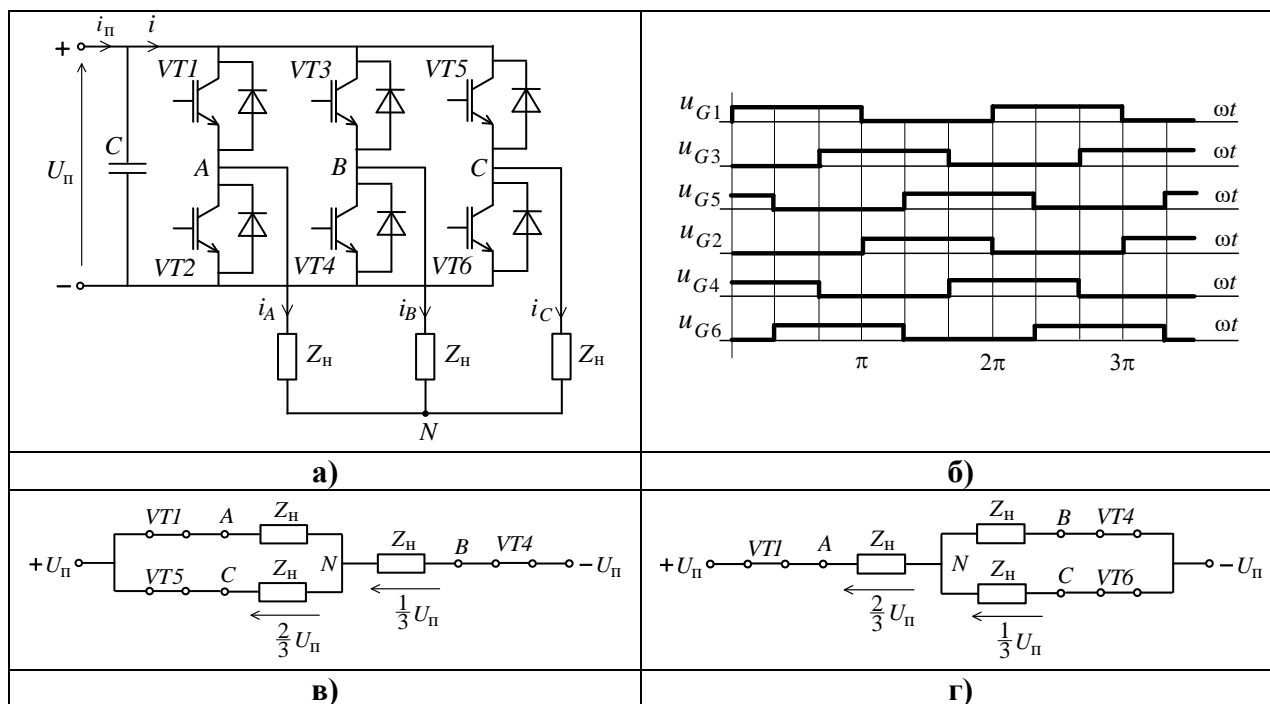


Рис.2.3. Трехфазный мостовой АИН:

а – принципиальная электрическая схема; б – диаграммы импульсов управления; в, г – эквивалентные схемы на интервалах

$0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$ и $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$ соответственно

Линейные же зажимы нагрузки либо закорочены, либо подключены к источнику питания, вследствие чего линейные напряжения АИН на разных интервалах либо равны нулю, либо $\pm U_{\Pi}$ (рис.2.4).

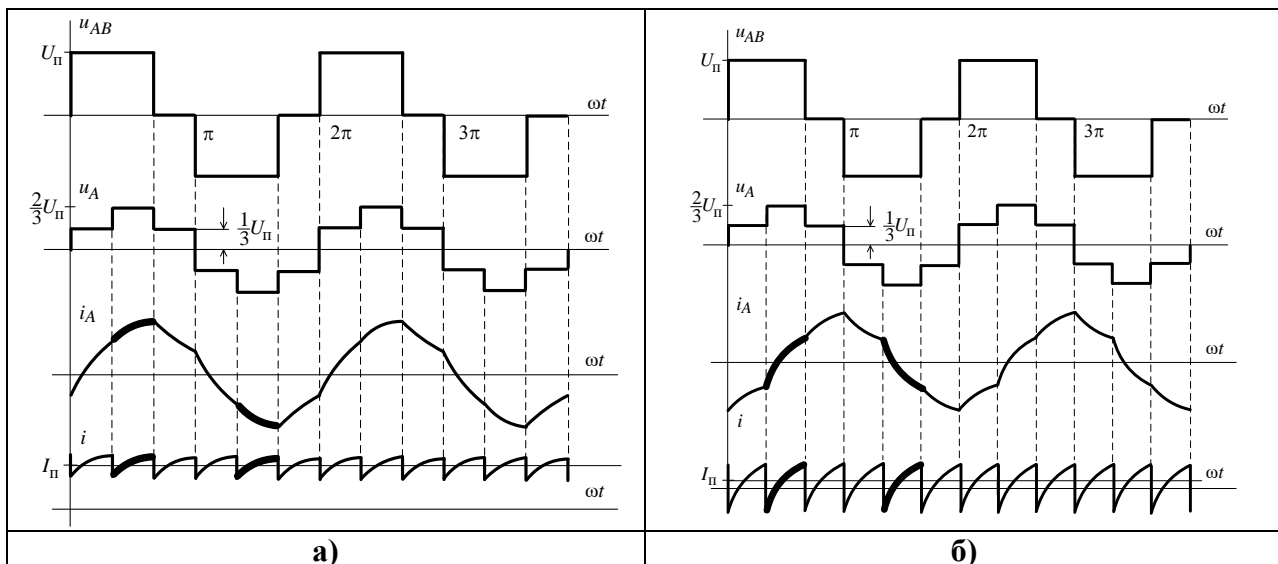


Рис.2.4. Диаграммы работы трехфазного мостового АИН при различных $\cos \varphi_n$:

$a - 0,55 \leq \cos \varphi_n \leq 1$; $b - 0 \leq \cos \varphi_n < 0,55$

В первый момент после переключения, например, в момент выключения транзистора $VT2$ и включения $VT1$ ($\omega t = 0$), ток фазы A (i_A), поддерживаемый ЭДС самоиндукции, сохраняет свое прежнее направление, замыкаясь через диод $VD1$, транзистор $VT5$ и фазу C . При этом ток фазы A составляет часть тока i_C фазы C , что ведет к уменьшению тока, потребляемого от источника питания. При выполнении условия $i_A > i_C$ (при глубоко индуктивной нагрузке) входной ток i АИН меняет знак.

Графики мгновенных значений токов на интервалах непрерывности представляют собой отрезки экспонент и могут быть определены методами, упомянутыми ранее при рассмотрении однофазного инвертора.

Анализ процессов АИН показывает [1], что при параметрах нагрузки, удовлетворяющих условию

$$0,55 \leq \cos \varphi_n \leq 1, \quad (2.3)$$

реактивный ток нагрузки полностью замыкается между фазами и ток i не меняет свое направление (рис.2.4,а). При условии

$$0 \leq \cos \varphi_n < 0,55 \quad (2.4)$$

только часть тока переключаемой фазы замыкается через другую фазу, остальная часть протекает через источник питания и ток i меняет полярность (рис.2.4,б).

Величина тока i на интервале повторяемости может быть определена из формулы

$$i = |i_\phi|, \quad (2.5)$$

в которой i_ϕ - ток той фазы, которая на рассматриваемом интервале времени не соединена параллельно с другой фазой. (На рис.2.4 соответствующие отрезки кривых токов i и i_A выделены жирной линией.)

При $\lambda = 180$ эл.град транзисторы и обратные диоды обеспечивают двустороннюю проводимость трех плеч (фаз) АИН в течение всего периода выходного напряжения (рис.2.3,б). Поэтому кривые выходных напряжений и их величины, как в трехфазном, так и однофазном мостовом АИН, не зависят от параметров нагрузки.

По этой причине внешние характеристики этих АИН, представляющие собой *зависимости действующего значения выходного напряжения от действующего значения выходного тока (или их первых гармоник)*, прямолинейные и жесткие.

На рис.2.5 приведена внешняя характеристика АИН в относительных единицах, где $U_H^* = \frac{U_H}{aU_{\Pi}}$ – относительное действующее значение выходного напряжения АИН (напряжения нагрузки); a – коэффициент, определяемый схемой инвертора ($a = 1$ в однофазном мостовом АИН; $a = \sqrt{2/3}$ в трехфазном мостовом АИН); $I_H^* = \frac{I_H}{I_{\text{ном}}}$ – относительное значение выходного тока АИН (тока нагрузки); $I_{\text{ном}}$ – номинальное действующее значение выходного тока АИН.

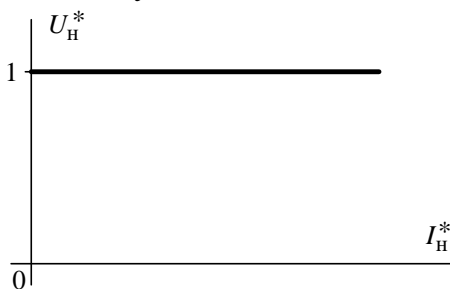


Рис.2.5. Внешняя характеристика АИН

Такой вид внешней характеристики является существенным достоинством АИН при работе на двигательную нагрузку, так как позволяет использовать их в разомкнутых системах управления скоростью двигателей, а также для питания групп двигателей.

Работа АИН при синусоидальных фазных токах

Из временных диаграмм работы трехфазного мостового АИН следует, что его фазные токи при активно-индуктивном характере нагрузки достаточно близки по форме к синусоиде. Это дает возможность с погрешностью, допустимой в инженерных расчетах, заменить реальные кривые фазных токов синусоидальными кривыми. Такой подход позволяет лучше понять процессы, происходящие в АИН при различных режимах работы нагрузки, а также упростить расчет интегральных значений токов в силовой схеме и выбор ее элементов.

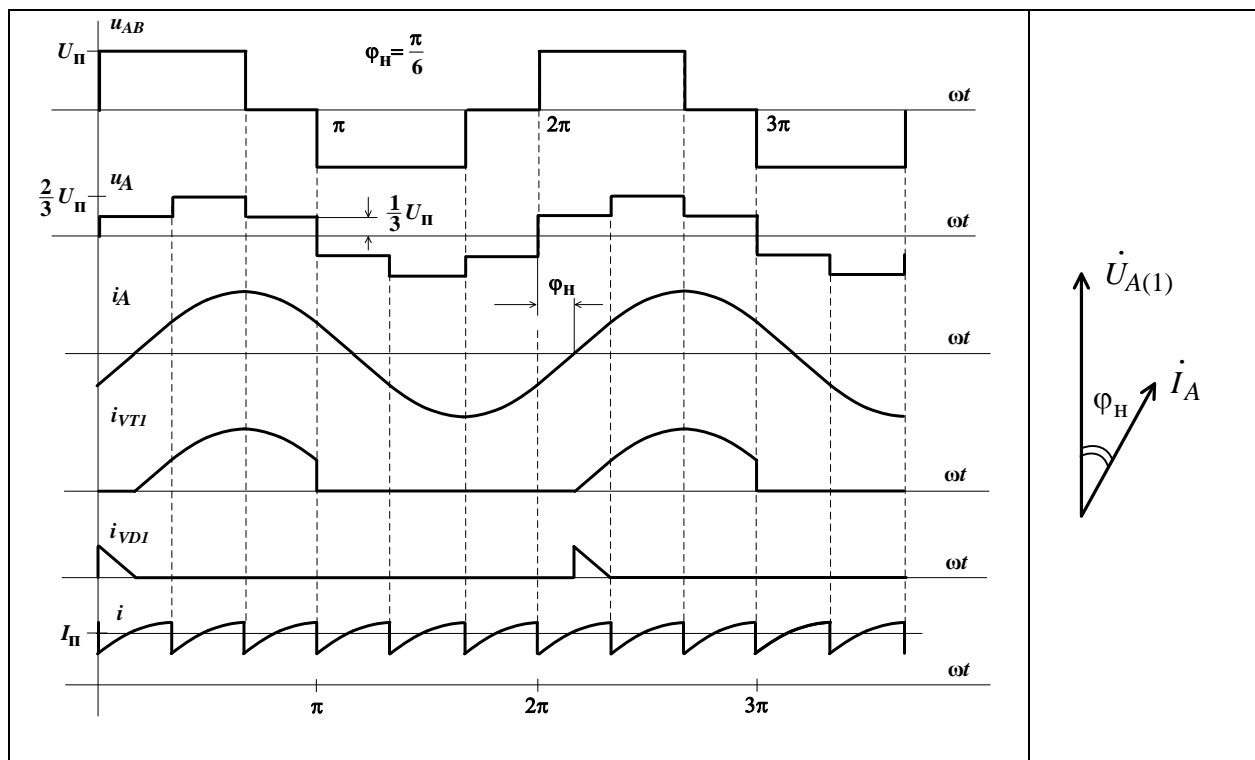
На рис.2.6 в качестве примера представлены диаграммы работы трехфазного мостового АИН с машиной переменного тока в качестве нагрузки, при

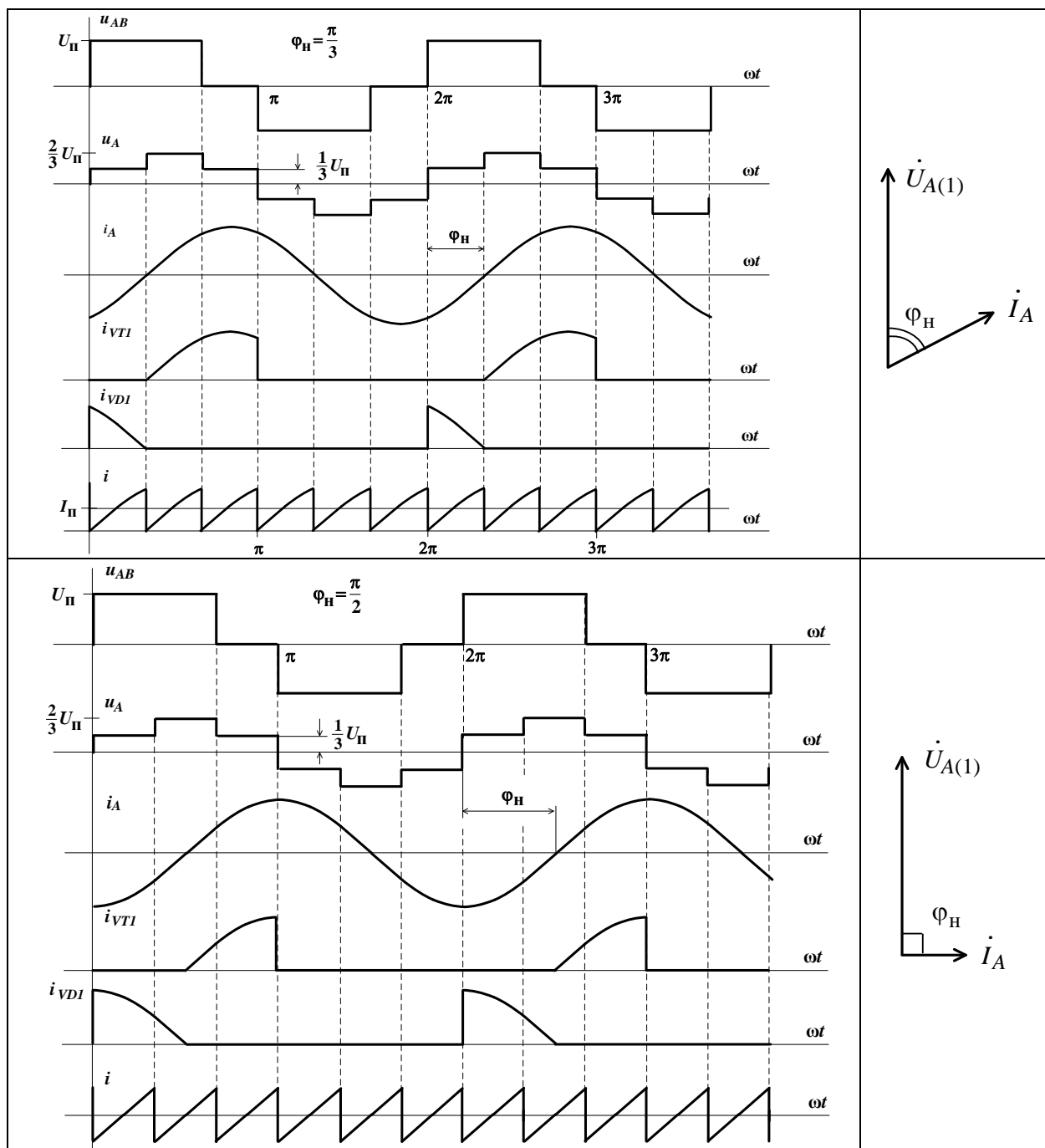
различных режимах ее работы и соответствующие им векторные диаграммы цепи нагрузки.

Из приведенных диаграмм следует, что при увеличении фазового сдвига φ_n между первой гармоникой $u_{A(1)}$ фазного напряжения и фазного тока i_A нагрузки увеличивается длительность проводящего состояния диодов и уменьшается длительность проводящего состояния транзисторов инвертора, а также среднее значение тока, потребляемого от источника питания.

При $\varphi_n = \pi/2$ среднее значение потребляемого тока равно нулю. При дальнейшем увеличении φ_n ($\varphi_n > \pi/2$) активная составляющая тока нагрузки, а также среднее значение потребляемого тока, потребляемого АИН, становятся отрицательными, что соответствует рекуперации энергии из нагрузки в источник питания.

Такие процессы соответствуют переходу электрической машины из двигательного режима в режим идеального холостого хода и, далее, в генераторный режим при постепенном изменении величины момента на ее валу от положительного значения до отрицательного.





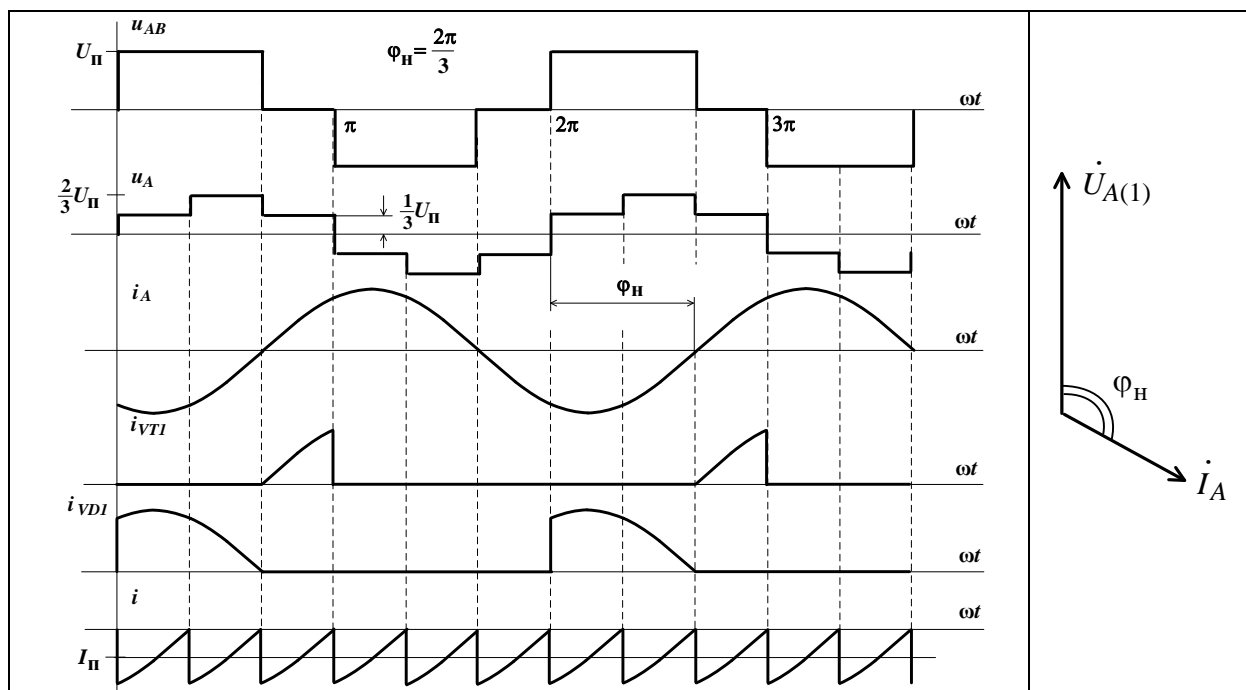


Рис.2.6. Диаграммы трехфазного мостового АИН и векторные диаграммы нагрузки при различных режимах работы

Контрольные вопросы

1. Каково назначение элементов силовой схемы АИН?
2. Какой алгоритм управления транзисторами трехфазного мостового АИН?
3. Как объяснить вид диаграмм, приведенных на рис.2.4?
4. Что называют внешней характеристикой АИН, и почему она имеет вид, представленный на рис.2.5?
5. Как объяснить диаграммы, приведенные на рис.2.6, в чем их особенность?
6. Какова область применения АИН?

2.1.2. Автономные инверторы тока

Автономный инвертор тока (АИТ) – это инвертор, у которого форма выходного тока определяется порядком работы ключевых элементов, а форма напряжения зависит от характера нагрузки. АИТ получает питание от источника тока.

При питании АИТ от управляемого выпрямителя, последний переводят в режим источника тока, охватывая его отрицательной обратной связью по выходному току, и используют сглаживающий реактор с индуктивностью, достаточной для сглаживания пульсаций выпрямленного тока.

Силовая схема АИТ содержит силовые вентили (как правило, используют тиристоры), периодически подключающие нагрузку к источнику питания,

входной сглаживающий дроссель, сглаживающий пульсации тока, потребляемого АИТ (и пульсаций тока входного выпрямителя), и компенсирующие конденсаторы, которые подключаются к нагрузке либо параллельно, либо последовательно- параллельно. (В соответствии с этим различают параллельные, последовательные и последовательно-параллельные АИТ).

Основная функция этих конденсаторов – **компенсация индуктивности нагрузки** с целью обеспечения активного, или активно-емкостного характера выходной цепи АИТ, что является необходимым условием его работоспособности.

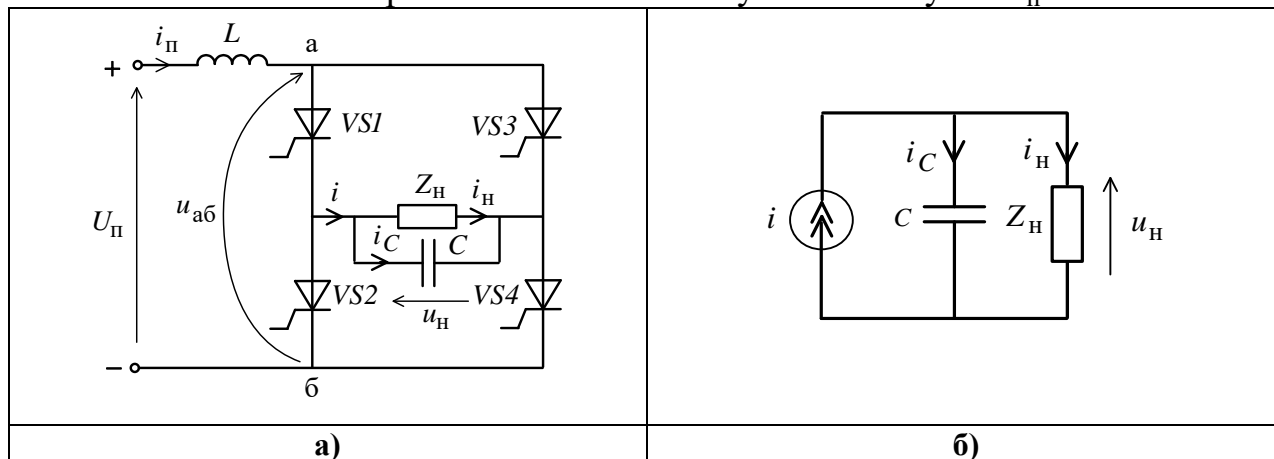
В случае активно-емкостного характера выходной цепи **компенсирующие конденсаторы выполняют также функцию принудительного запираания тиристоров** АИТ.

Однофазный мостовой параллельный АИТ

На рис.2.7 приведена принципиальная электрическая и эквивалентная схема однофазного мостового параллельного АИТ, выполненного на тиристорах, диаграммы импульсов управления, токов и напряжений в силовых цепях при его работе с активно-индуктивной нагрузкой.

Устройство работает следующим образом.

На интервале проводимости тиристоров $VS1, VS4$ идет колебательный (в случае активно-индуктивной нагрузки) процесс перезарядки конденсатора C частью выходного тока i инвертора (рис.2.7,в). При условии $L \rightarrow \infty$ выходной ток i АИТ на этом интервале имеет неизменную величину $i = I_{\Pi} = \text{const}$.



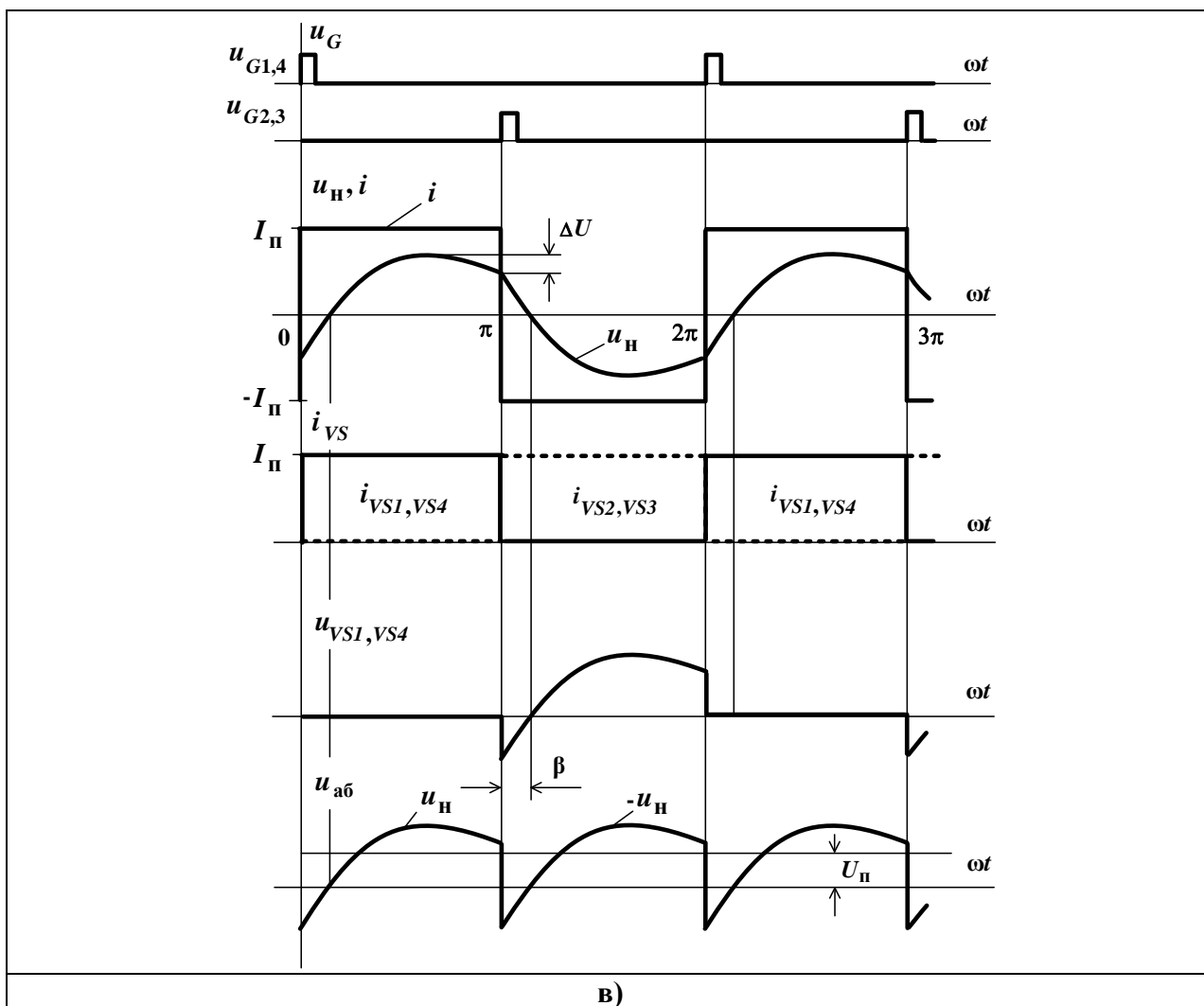


Рис.2.7. Принципиальная электрическая (а), эквивалентная (б) схема однофазного мостового АИТ и диаграммы (в) его работы

К моменту $\omega t = \pi$ к тиристорам $VS2, VS3$ через открытые тиристоры $VS1, VS4$ прикладывается прямое напряжение конденсатора C и при подаче на них импульсов управления они отпираются. При этом к тиристорам $VS1, VS4$ через открытые тиристоры $VS2, VS3$ прикладывается напряжение конденсатора C в обратной полярности и они запираются. В результате, выходной ток i АИТ меняет свое направление и начинается очередной интервал перезарядки конденсатора C .

К тиристорам, выходящим из работы, в пределах фазового угла β , прикладывается обратное напряжение (рис.2.7,в), в течение которого они должны успевать восстанавливать свои запирающие свойства.

Угол β (*угол опережения*) является углом опережающего фазового сдвига между кривыми выходного тока i и напряжения u_H АИТ и зависит от емкости конденсатора C в силовой цепи. Для обеспечения нормальной работы инвертора емкость этого конденсатора должна быть такой, чтобы соблюдалось условие

$$\beta^{\min} > \omega t_{off}, \quad (2.6)$$

в котором: t_{off} – паспортное время выключения тиристора; ω – круговая частота отпирания тиристорov АИТ. При несоблюдении этого условия происходит нарушение работы АИТ, называемое **срывом инвертирования** или **опрокидыванием инвертора**.

Трехфазный мостовой параллельный АИТ

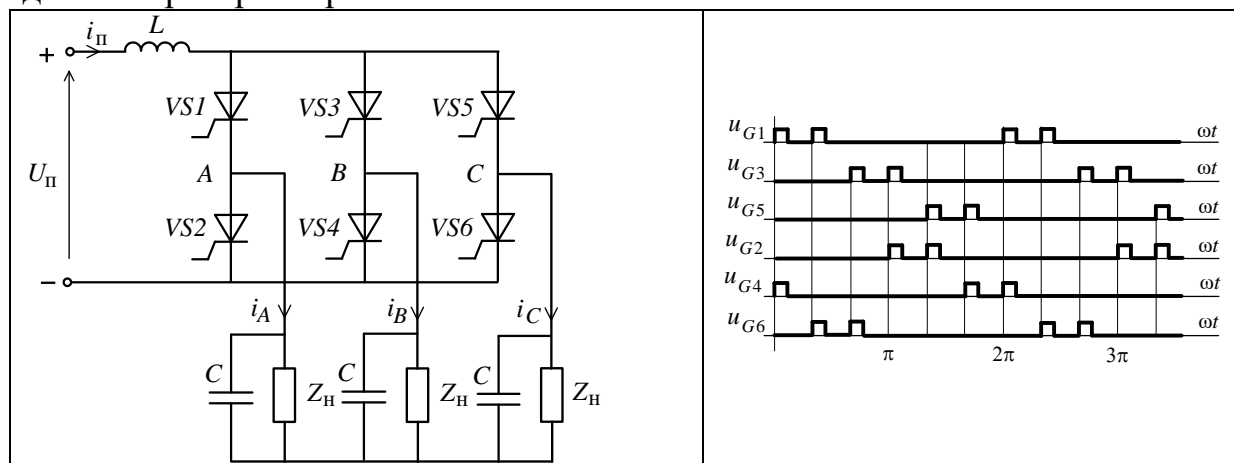
В частотно-регулируемом электроприводе находят применение трехфазные мостовые параллельные АИТ (рис.2.8,а) на однооперационных тиристорах с длительностью проводящего состояния $\lambda = 120$ эл. град и таким же, как и у АИН, порядком отпирания ключей (рис.2.8,б).

В соответствии с этим алгоритмом, тиристоры работают попарно (один из анодной, другой из катодной группы), причем в отличие от АИН их отпирают короткими импульсами, подаваемыми на управляющие электроды пары в моменты начала соответствующих интервалов проводимости.

Запирание каждого выходящего из работы тиристора в анодной (катодной) группе производится напряжением конденсаторов $C1 \dots C3$, прикладываемым к нему в запирающем направлении при отпирании очередного входящего в работу тиристора этой группы.

Работа АИТ при синусоидальных фазных напряжениях

Следует отметить, что при активно-индуктивном характере нагрузки выходные напряжения АИТ имеют форму, достаточно близкую к синусоидальной. Поэтому в инженерных расчетах элементов силовых цепей можно считать выходные напряжения АИТ синусоидальными. В этом случае по типу силовой схемы, характеру временных зависимостей переменных и основным математическим соотношениям АИТ в установившемся режиме работы не отличаются от ведомых сетью ВП. Это подтверждается диаграммами токов и напряжений (рис.2.9), которые соответствуют работе инвертора с машиной переменного в качестве нагрузки, в ее двигательном режиме, режиме идеального холостого хода и генераторном режиме.



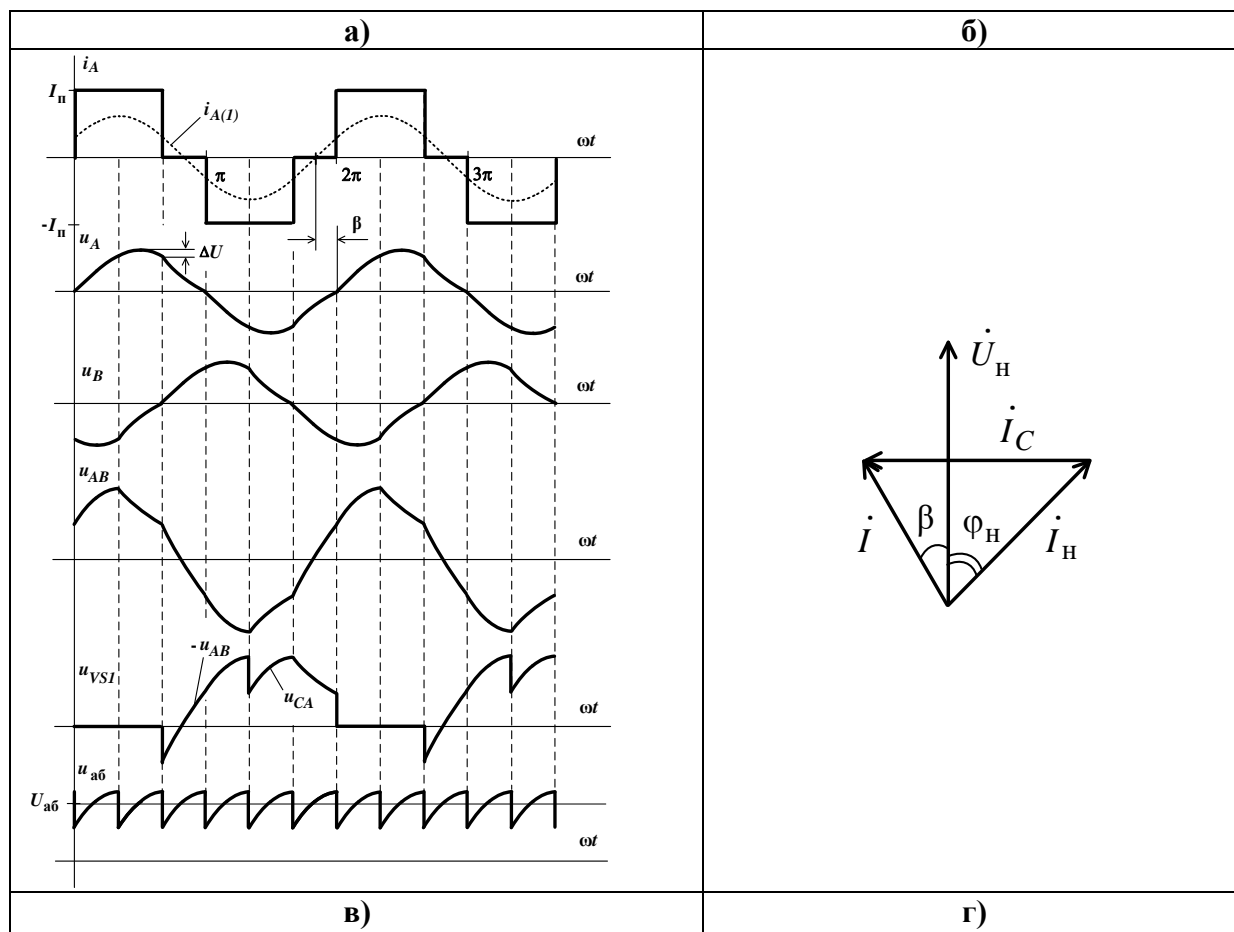
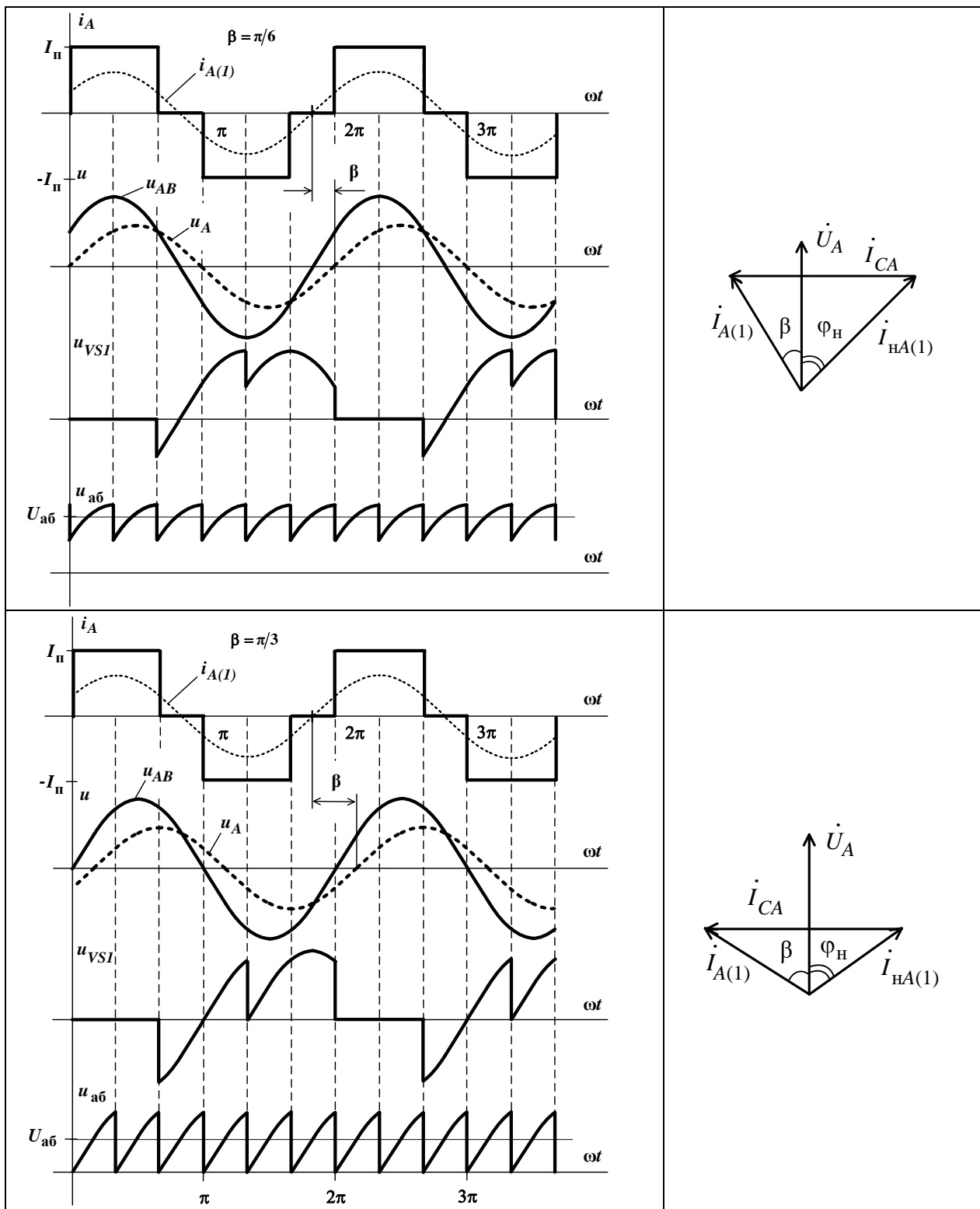


Рис.2.8. Принципиальная электрическая схема (а), диаграммы (б) импульсов управления и токов и напряжений (в) силовой цепи, векторная диаграмма (г) трехфазного мостового АИТ

На рис.2.9 приведены также векторные диаграммы, соответствующие одной фазе АИТ. На диаграммах: $i_{A(1)}$ – первая гармоника тока фазы А; I_{π} – ток, потребляемый АИТ; U_{a6} – среднее значение напряжения на входе АИТ.



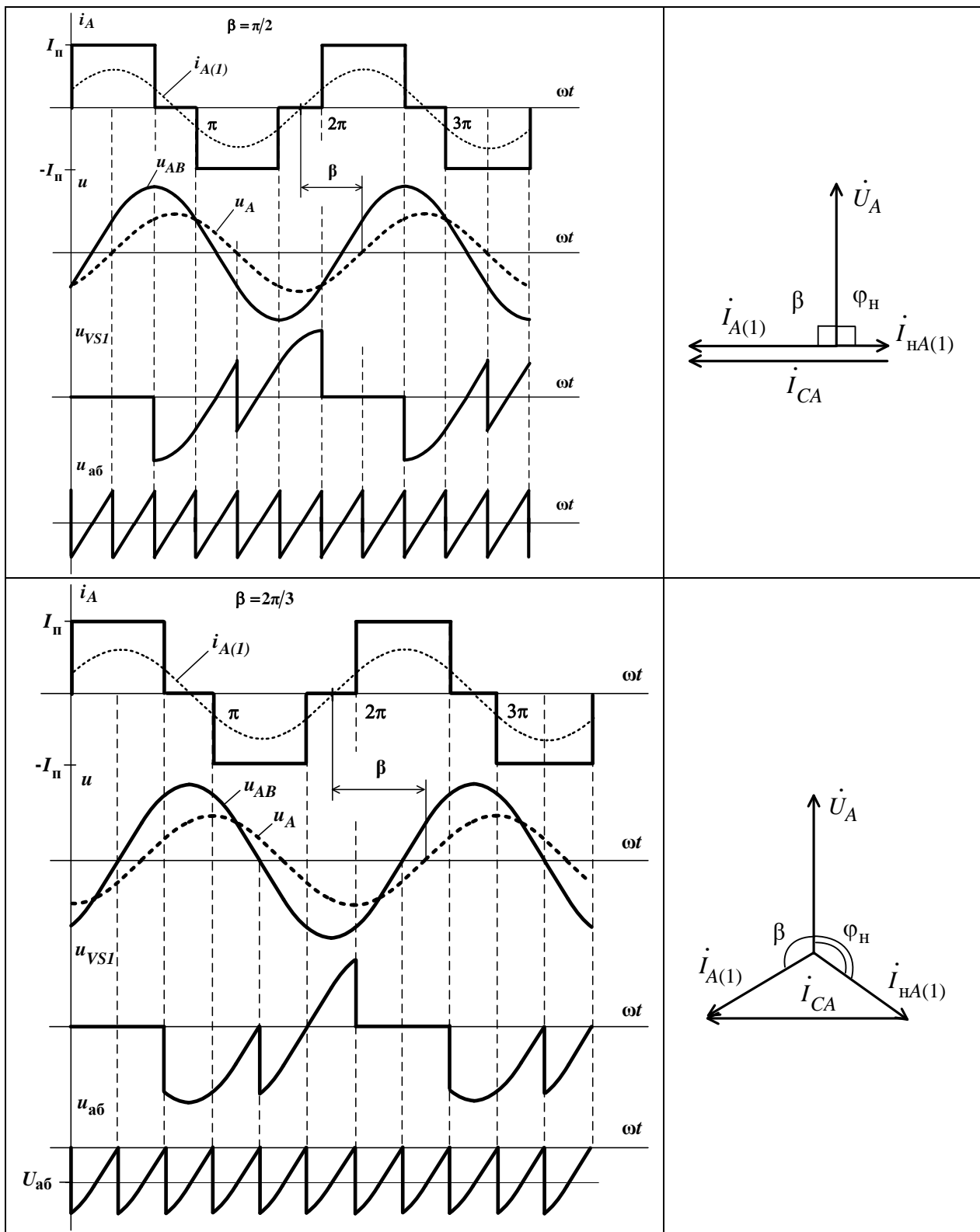


Рис.2.9. Временные и векторные диаграммы трехфазного мостового АИТ при различных режимах работы

Из приведенных диаграмм следует, что в режиме рекуперации энергии входное напряжение АИТ становится отрицательным при неизменном направлении его входного тока. Эта особенность АИТ позволяет упростить решение

задачи рекуперации энергии в питающую сеть преобразователя частоты, выполненного на основе инвертора данного типа.

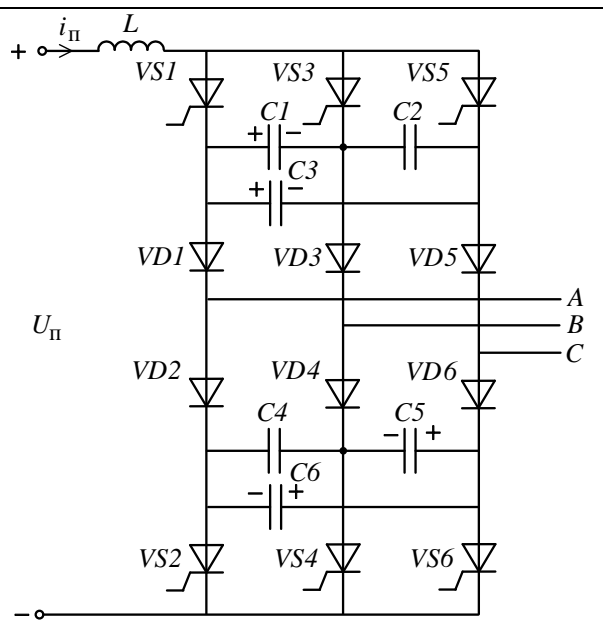
Основной недостаток параллельных АИТ – снижение напряжения ΔU компенсирующих конденсаторов (на рис.2.7,в, 2.8,в) на низких частотах преобразования за счет разряда их на нагрузку и, как следствие, уменьшение угла β и снижение коммутационной устойчивости АИТ, что вызывает необходимость увеличения установленной мощности конденсаторного оборудования.

Трехфазный мостовой АИТ с отсекающими диодами

Указанных недостатков лишены АИТ с отсекающими диодами (рис.2.10), у которых в течение большей части периода выходного напряжения конденсаторы отделены от нагрузки [1, 3, 4].

Рассмотрим процессы, протекающие в силовой схеме такого АИТ, при переключении входного тока I_{Π} инвертора с одной фазы на другую. В начальный момент ωt_0 (рис.2.11) открыты тиристоры $VS1$, $VS6$, диоды $VD1$, $VD6$, и ток I_{Π} протекает в фазах A и C . Конденсаторы $C1$, $C3$, $C5$, $C6$ заряжены до напряжения U_m в указанной полярности, а $C2$ и $C4$ разряжены, а к тиристору $VS3$ через открытый тиристор $VS1$ приложено в прямом направлении напряжение конденсатора $C1$.

Рис.2.10. Трехфазный мостовой АИТ с отсекающими диодами



При подаче импульса управления на тиристор $VS3$ он отпирается и через него к тиристору $VS1$ прикладывается напряжение конденсатора $C1$ в запирающем направлении, и он запирается. Ток фазы A переходит из тиристора $VS1$ в конденсаторы $C1 \dots C3$, причем через $C1$ протекает ток равный $\frac{2}{3}I_{\Pi}$, а через последовательно соединенные $C2$ и $C3$ ток равный $\frac{1}{3}I_{\Pi}$. К тиристору $VS1$ в течение интервала ξ прикладывается обратное напряжение и он восстанавливает свои запирающие свойства.

После перезаряда $C1$ до напряжения u_{BA} в момент ωt_2 отпирается диод $VD3$ и начинается коммутация тока с фазы A на фазу B . На интервале $\omega t_2 \dots \omega t_3$ ток в фазе A спадает до нуля, а в фазе B возрастает до установившегося значения I_Π , причем на этом интервале соблюдается равенство $i_A + i_B = I_\Pi$. Так как диоды $VD1$ и $VD3$ открыты, то конденсатор $C1$ продолжает перезаряжаться до момента ωt_3 окончания процесса коммутации, когда токи фаз примут значения $i_B = I_\Pi$, $i_A = 0$. При снижении тока фазы A до нуля диод $VD1$ закрывается и отделяет (отсекает) конденсатор $C1$ от цепи нагрузки.

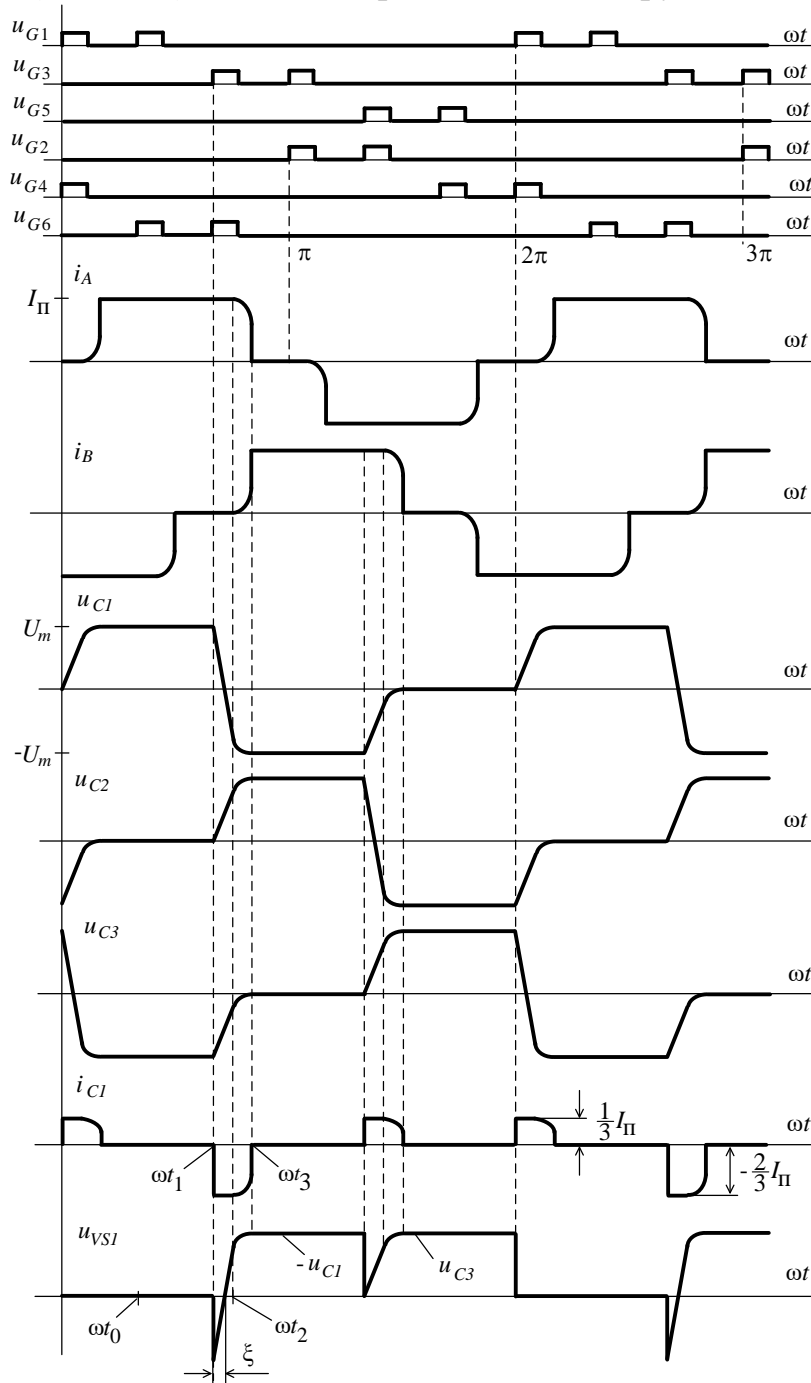


Рис.2.11. Диаграммы работы трехфазного мостового АИТ с отсекающими диодами

По окончании коммутации напряжения конденсаторов $C1 \dots C3$ будут иметь значения $U_{C1} = U_m$, $U_{C2} = -U_m$, $U_{C3} = 0$, которые сохраняются неизменными до момента включения тиристора $VS5$. Все последующие циклы работы аналогичны рассмотренному.

Таким образом, отсекающие диоды препятствуют разряду конденсаторов АИТ на нагрузку, за счет чего длительность интервала ξ (рис.2.11), предоставляемого тиристорам для восстановления запирающих свойств, не зависит от частоты следования управляющих импульсов. Это позволяет успешно применять рассматриваемую силовую схему АИТ в частотно-регулируемом электроприводе.

Гармонический состав токов и напряжений автономных инверторов

Значительная часть напряжений и токов в силовых цепях АИ представляют собой последовательности прямоугольных импульсов, форма и величина которых определяется типом АИ и способом управления. При исследовании и инженерных расчетах АИ в целом ряде случаев необходимо знать гармонический состав этих переменных, который определяют путем разложения математического описания их временных зависимостей в ряды Фурье [10].

Таблица 2.1

Примеры разложения в ряд Фурье функций $f(\omega t)$

№ п/п	График зависимости $f(\omega t)$	Математическое описание
1		$f(\omega t) = \frac{4A}{\pi} \left(\cos \frac{\theta}{2} \sin \omega t + \frac{1}{3} \cos 3 \frac{\theta}{2} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \cos 5 \frac{\theta}{2} \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} \cos 7 \frac{\theta}{2} \sin 7 \omega t \dots \right)$
2		$f(\omega t) = \frac{4A}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t + \dots \right)$
3		$f(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}A}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5 \omega t - \frac{1}{7} \sin 7 \omega t - \frac{1}{11} \sin 11 \omega t \dots \right)$
4		$f(\omega t) = \frac{3A}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t \dots \right)$

В табл.2.1 приведены примеры разложения в ряды Фурье некоторых функций времени $f(\omega t)$, вид которых характерен для напряжений и токов различных АИТ.

Внешние характеристики АИТ

Аналитические выражения внешних характеристик АИТ, представляющих собой зависимости **действующего значения выходного напряжения от действующего значения выходного тока**, могут быть получены на основе анализа электромагнитных процессов, протекающих в них, при различных параметрах нагрузки.

Электромагнитные процессы в однофазном параллельном АИТ и в каждой фазе трехфазного мостового инвертора, согласно эквивалентной схеме на рис.3.7,б (при соединении нагрузки и конденсаторов звездой), на интервалах непрерывности описываются следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} L_{\text{н}} \frac{di_{\text{н}}}{dt} + R_{\text{н}} i_{\text{н}} &= u_{\text{н}}; \\ i_{\text{с}} &= C \frac{du_{\text{н}}}{dt}; \\ i_{\text{с}} + i_{\text{н}} &= i, \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

где $i_{\text{с}}$, $i_{\text{н}}$ – токи конденсатора и нагрузки соответственно; C – величина емкости.

С целью упрощения решения системы уравнений (2.7) пользуются методом основной гармоники, согласно которому учитываются только основные (первые) гармоники токов и напряжений АИТ. Это дает возможность при небольшой (10...15%) погрешности существенно упростить расчеты благодаря возможности применения векторных диаграмм.

При таких допущениях АИТ соответствует схема замещения и векторная диаграмма первых гармоник токов и напряжений, приведенные на рис.2.8,б и рис.2.8,г.

В соответствии с векторной диаграммой условие баланса активных мощностей на входе и выходе АИТ без учета потерь в нем может быть представлено в виде

$$P_{\text{п}} = U_{\text{п}} I_{\text{п}} = U_{\text{н}} I_{\text{н}} \cos \varphi_{\text{н}} = a U_{\text{н}} I_{\text{п}} \cos \beta, \quad (2.8)$$

где a – коэффициент, определяемый схемой инвертора (для однофазной схемы $a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$, для трехфазной мостовой схемы $a = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}$); $\cos \varphi_{\text{н}}$ – коэффициент мощности нагрузки.

Из векторной диаграммы и формулы (2.8) получаем выражение внешних характеристик АИТ в относительных единицах

$$U_H^* = \frac{a}{U_H} U_H = \frac{1}{\cos \beta} = \sqrt{1 + \left(\frac{1 - I_H^* \sin \varphi_H}{I_H^* \cos \varphi_H} \right)^2}, \quad (2.9)$$

где $I_H^* = \frac{I_H}{I_C}$ – относительное действующее значение тока нагрузки АИТ; I_H , I_C – действующие значения токов нагрузки и компенсирующего конденсатора соответственно.

Из формулы (2.9) следует, что выходное напряжение АИТ определяется углом опережения β , который, в свою очередь, зависит от характера и величины нагрузки.

На рис.2.12 приведены внешние характеристики АИТ, построенные в соответствии с выражением (2.9), из рассмотрения которых следует:

- внешние характеристики АИТ мягкие и имеют значительный подъем в области малых нагрузок за счет того, что равенство потребляемой и передаваемой им мощности при увеличении сопротивления нагрузки и постоянном I_H (а также $P_H = U_H I_H$) возможно только при соответствующем возрастании U_H ;
- для АИТ характерна неоднозначная зависимость выходного напряжения U_H^* от тока I_H^* нагрузки при разных φ_H из-за того, что индуктивность нагрузки частично компенсирует реактивность конденсатора. Это ведет к уменьшению β и выходного напряжения при уменьшении $\cos \varphi_H$ и одних и тех же значениях тока;
- работа АИТ затруднена в области малых нагрузок за счет значительного увеличения напряжения на элементах силовой схемы, а также в области больших нагрузок за счет уменьшения угла β и увеличения вероятности опрокидывания.

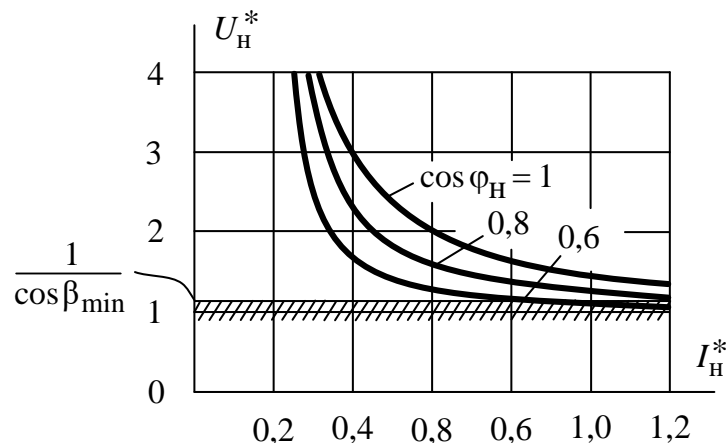


Рис.2.12. Внешние характеристики АИТ

Отмеченные особенности внешних характеристик АИТ не являются препятствием для использования их в электроприводе, так как, например, в системах частотно-регулируемого электропривода с АД ток на входе АИТ автоматически регулируют в функции абсолютного скольжения электродвигателя.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение элементов силовой схемы АИТ?
2. Какой алгоритм управления тиристорами трехфазного мостового АИТ?
3. Как объяснить вид диаграмм, приведенных на рис.2.8?
4. Что называют внешними характеристиками АИТ, и почему они имеют вид, приведенный на рис.2.12, каковы их особенности?
5. Что такое срыв инвертирования в АИТ, и при каких условиях он происходит?
6. Каковы особенности процессов в АИТ с отсекающими диодами и в чем достоинство инверторов этого типа?
7. В чем особенность диаграмм работы АИТ, приведенных на рис.2.9?
8. В чем заключается суть метода основной гармоник? Что дает его применение при изучении работы АИТ?
9. Какова область применения АИТ?
10. Почему длительность импульсов управления в АИН значительно больше, чем в АИТ?

2.1.3. Автономные резонансные инверторы

Автономный резонансный инвертор (АИР) – это инвертор, у которого процессы в силовых цепях имеют резонансный характер.

Силовые схемы АИР, как правило, однофазные и содержат вентили (транзисторы или тиристоры), периодически подключающие к источнику питания цепь нагрузки. В цепь нагрузки, в общем случае, вводят дроссель и конденсатор, которые, в совокупности с ней, образуют резонансный контур. Конденсатор может быть включен либо параллельно нагрузке, либо последовательно, либо последовательно-параллельно с ней. В соответствии с этим различают параллельные, последовательные и последовательно-параллельные АИР.

АИР могут получать питание от источника напряжения (АИР с открытым входом), либо от источника тока (АИР с закрытым входом).

Рассмотрим характерные варианты построения АИР, особенности их работы и их свойства.

Мостовой параллельный АИР

Силовая схема этого типа АИР подобна схеме рассмотренного ранее АИТ. Различие состоит в том, что в АИР индуктивность L дросселя в цепи постоянного тока (рис.2.13,а) относительно невелика. При этом собственная круговая частота ω_0 силового контура, определяемая по формуле

$$\omega_0 \approx 1/\sqrt{(L \parallel L_H)C}, \text{ удовлетворяла условию} \quad \omega_0 > \omega, \quad (2.10)$$

где L_H - индуктивность нагрузки; $L \parallel L_H = LL_H/(L + L_H)$; ω – круговая тактовая частота импульсов управления тиристорами АИР;

Устройство работает следующим образом.

Диагональные в силовой схеме пары тиристоров $VS1, VS4$ и $VS2, VS3$ (рис.2.13,а) отпираются одновременно со сдвигом по фазе между моментами отпирания пар, равным полупериоду тактовой частоты АИР. При отпирании, например, $VS1, VS4$ выходной ток i инвертора, имея колебательный характер, вначале возрастает, а затем уменьшается, достигая при ωt_1 нулевого значения (рис.2.13,в). При этом тиристоры $VS1, VS4$ запираются, в течение интервала ξ к ним прикладывается обратное напряжение и происходит восстановление их запирающих свойств. Длительность интервала ξ и уровень прикладываемого обратного напряжения должны быть не менее паспортных значений, обеспечивающих надежное запираение тиристоров. При $\omega t = \pi$ отпирают тиристоры $VS2, VS3$ и процессы повторяются.

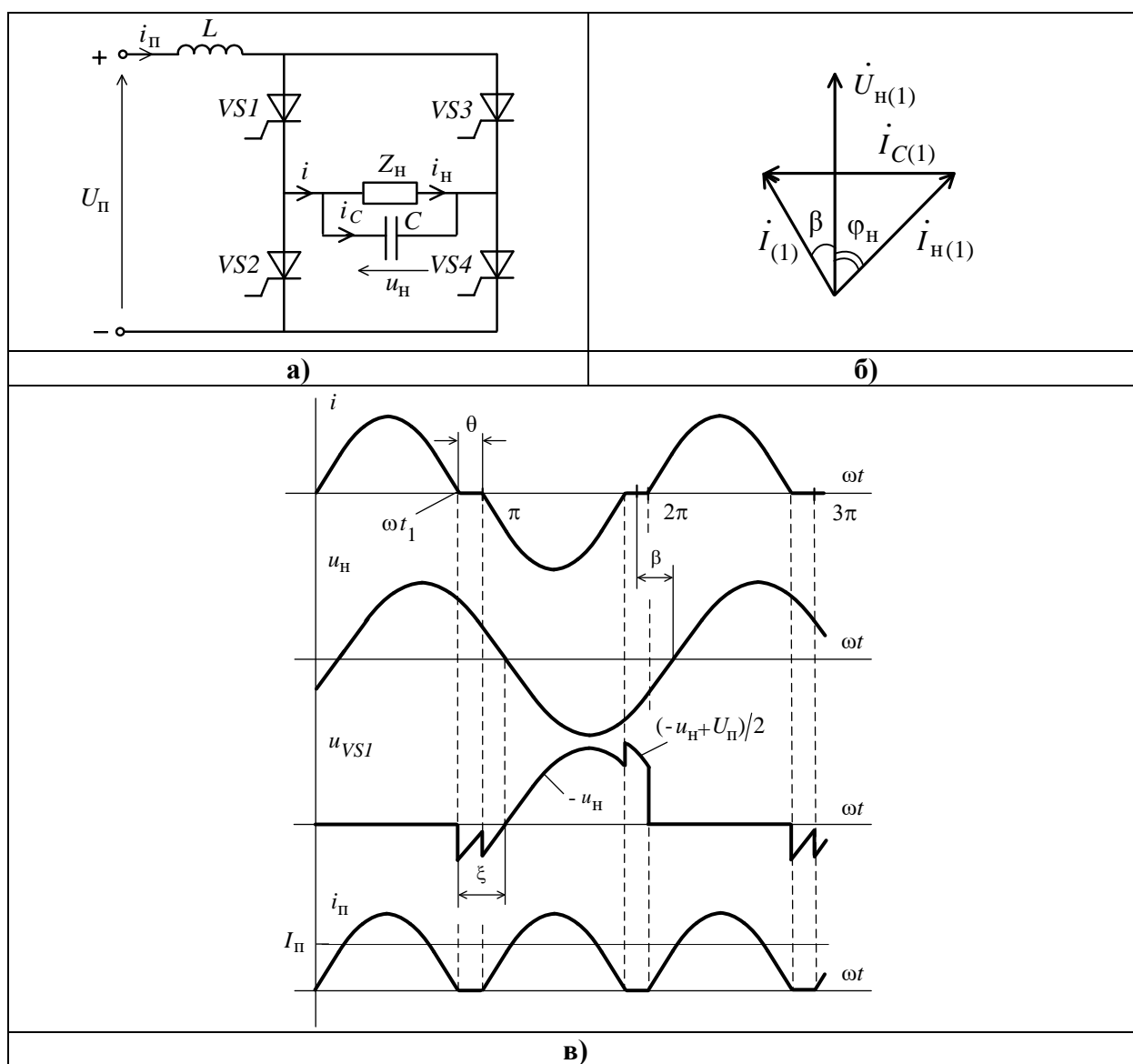


Рис.2.13. Принципиальная электрическая схема (а), векторная диаграмма (б) и временные диаграммы (в) работы однофазного мостового параллельного АИР

Эквивалентная схема АИР и его векторная диаграмма (рис.2.13,б) имеют тот же вид, что и у АИТ (рис.2.7).

Если не учитывать потери в силовых цепях АИТ, то условие баланса мощностей на его входе и выходе, согласно векторной диаграмме, определяется равенством

$$U_{\Pi} I_{\Pi} = U_{H(1)} I_{H(1)} \cos \varphi_H = U_{H(1)} I_{H(1)} \cos \beta, \quad (2.11)$$

в котором I_{Π} - среднее значение тока, потребляемого АИТ от источника питания; $U_{H(1)}$, $I_{H(1)}$ - действующие значения первых гармоник напряжения и тока нагрузки; φ_H - фазовый угол сдвига первых гармоник напряжения и тока нагрузки; β - угол опережения.

При малых θ справедливо соотношение

$$I_{\Pi} = \frac{2}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{(1)}, \quad (2.12)$$

где $I_{(1)m}$, $I_{(1)}$ - амплитудное и действующее значение первой гармоники выходного тока i АИР соответственно.

Подставляя (2.12) в (2.11), находим величину выходного напряжения и выражение внешних характеристик инвертора

$$U_H = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{\Pi} \cdot \frac{1}{\cos \beta}, \quad (2.13)$$

или в относительных единицах, согласно (2.9),

$$U_H^* = \frac{1}{\cos \beta}. \quad (2.14)$$

Вид внешних характеристик АИР, согласно (3.14), подобен характеристикам АИТ на рис.2.12.

Рассмотренный тип АИР имеет следующие особенности:

- естественное запирающее действие тиристоров в режиме прерывистых токов;
- мягкие внешние характеристики, зависящие от фазового угла нагрузки φ_H ;
- сильная зависимость условий, предоставляемых силовой схемой для восстановления запирающих свойств тиристоров, от режимов работы АИР;
- невозможность работы при холостом ходе и коротком замыкании нагрузки.

Мостовые последовательные АИР

Мостовые последовательные АИР выполняют по схемам, в которых дроссель резонансного контура может находиться как в цепи постоянного, так и переменного тока (рис.2.14) [1, 3].

В обоих рассматриваемых вариантах АИР круговая частота ω_0 собственных колебаний резонансного контура, которая определяется по формуле $\omega_0 \approx 1/\sqrt{(L+L_H)C}$, как и в параллельной мостовой схеме, должна выбираться из условия (2.10). При выполнении этого условия выходной ток инвертора и

ток нагрузки (в этих АИР $i = i_H$) имеет прерывистый характер с бестоковой паузой θ , необходимой для безаварийной работы АИР.

Принципы действия последовательных и параллельных АИР подобны. Диаграммы работы последовательных АИР с дросселем в цепи постоянного и переменного тока приведены на рис.2.14,б, 2.14,г.

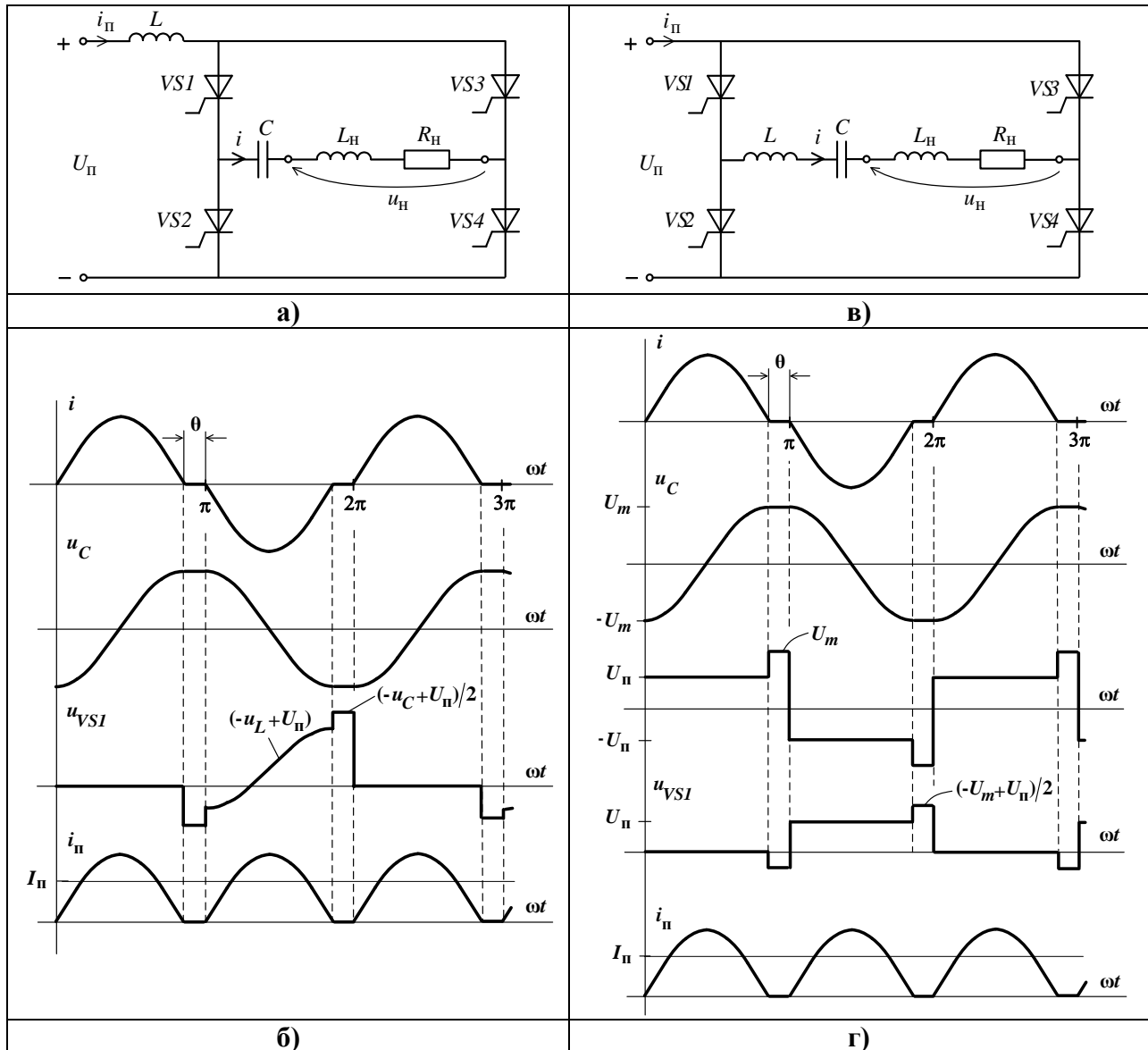


Рис.2.14. Схемы силовых цепей и диаграммы работы последовательных АИР:

а, б – дроссель в цепи постоянного тока; в, г – дроссель цепи постоянного тока

Выражение внешних характеристик последовательных АИР можно получить из условия баланса мощностей на входе и выходе силовой схемы, определяемого формулой

$$U_{\Pi} I_{\Pi} = U_{H(1)} I_{H(1)} \cos \varphi_H \quad (2.15)$$

При малых значениях угла θ справедливо следующее равенство

$$I_{\Pi} \approx \frac{2}{\pi} I_{(1)m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{(1)} \quad (2.16)$$

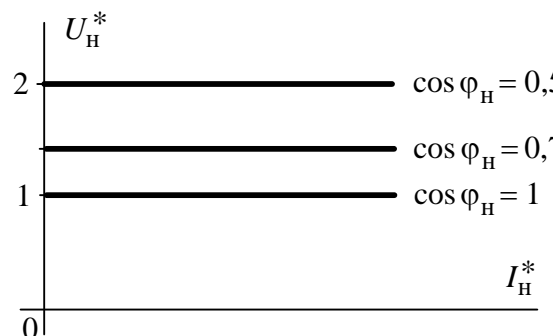
Подставляя (2.16) в (2.15) находим выражение внешних характеристик АИР в относительных единицах

$$U_{H(1)}^* = \frac{U_{H(1)}}{U_0} = \frac{1}{\cos \varphi_H}, \quad (2.17)$$

в котором за базовое принято напряжение $U_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{\Pi}$.

Вид внешних характеристик в относительных единицах представлен на рис.2.15.

Рис.2.15. Внешние характеристики последовательных АИР



Определим амплитуду напряжения на конденсаторе C резонансного контура

$$U_m = \frac{I_{Hm}}{C\omega_0} \approx I_{Hm} \sqrt{\frac{L+L_H}{C}}, \quad (2.18)$$

где I_{Hm} - амплитудное значение тока нагрузки.

Амплитуда тока нагрузки определяется по формуле

$$I_{Hm} = \frac{U_{mH}}{Z_H} = \frac{\frac{4}{\pi} U_{\Pi}}{Z_H \cos \varphi_H} = \frac{\frac{4}{\pi} U_{\Pi}}{R_H}, \quad (2.19)$$

где Z_H и R_H - соответственно полное и активное сопротивление нагрузки АИР

Подставляя (2.19) в (2.18), получаем

$$U_m = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_{\Pi}}{R_H} \sqrt{\frac{L+L_H}{C}} = \frac{4}{\pi} Q U_{\Pi}, \quad (2.20)$$

где $Q = \frac{1}{R_H} \sqrt{\frac{L+L_H}{C}}$ - добротность резонансного контура АИР.

Учитывая, что на практике значение добротности контура может находиться в диапазоне $Q = 2 \dots 10$, то, согласно выражению (2.20), напряжение на конденсаторе и напряжение, прикладываемое к тиристорам в этих АИР, может значительно превышать напряжение их питания.

В качестве особенностей, рассмотренных АИР, можно отметить следующее:

- естественное запирающее действие тиристоры в режиме прерывистых токов;
- жесткие внешние характеристики, зависящие от фазового угла нагрузки φ_H ;
- сильная зависимость условий, предоставляемых силовой схемой для восстановления запирающих свойств тиристоры, от режимов работы АИР;

- затруднена работа при коротком замыкании нагрузки за счет значительного увеличения напряжения на тиристорах.

Мостовой последовательно-параллельный АИР

Силовая часть данного АИР и диаграммы его работы приведены на рис.2.16. Она содержит два резонансных контура $L1 - C1$, $L_H - C2$ настроенных на частоту ω_0 , равную $\omega_0 \approx \omega$. При этом на нагрузке будет синусоидальное напряжение с частотой ω_0 .

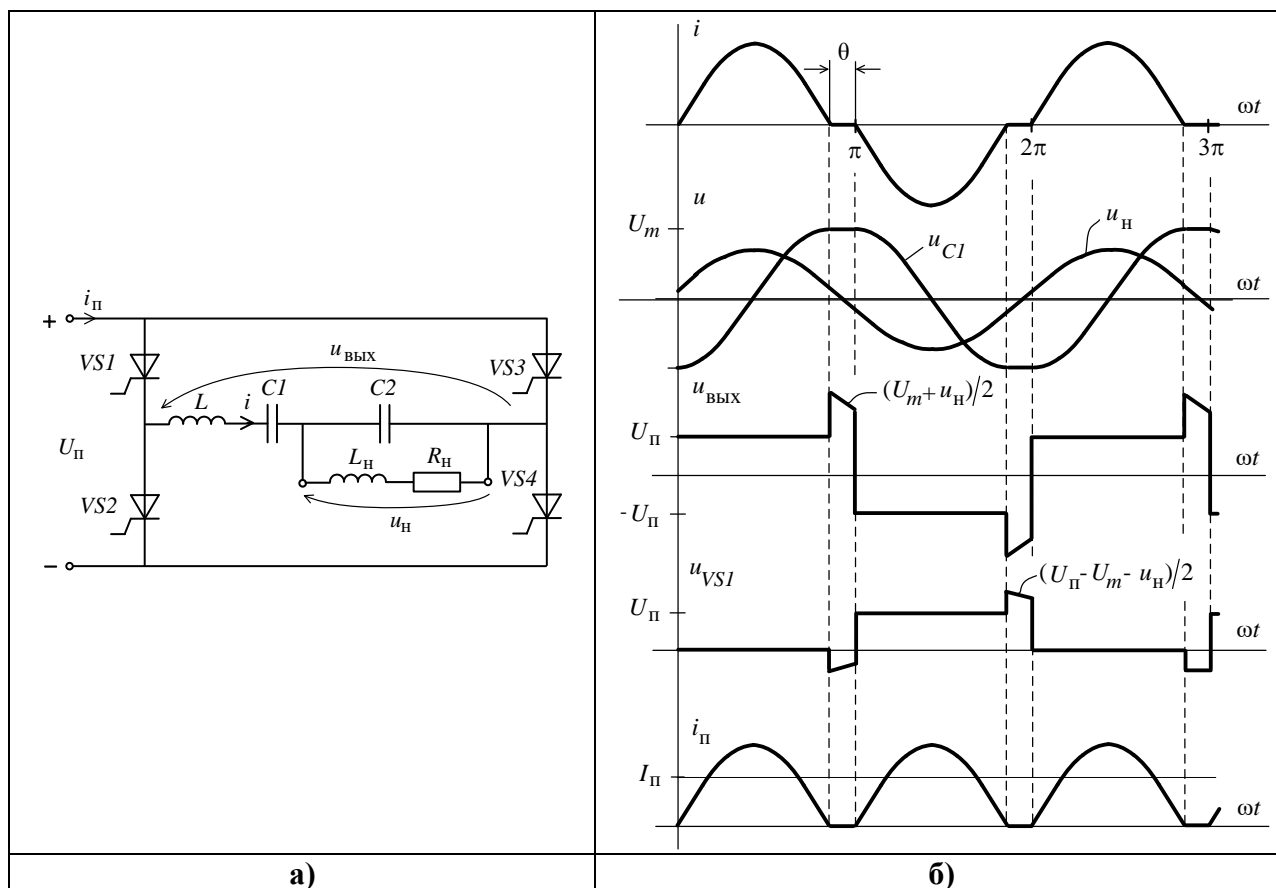


Рис.2.16. Схема силовых цепей и диаграммы работы последовательно-параллельного АИР

Действующее значение напряжения нагрузки равно действующему значению первой гармоники прямоугольного выходного напряжения АИР, чему соответствует следующая формула, описывающая его внешнюю характеристику:

$$U_H = U_{ВЫХ(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{\Pi}, \quad (2.21)$$

или в относительных единицах

$$U_H^* = 1. \quad (2.22)$$

Определим действующее значение выходного тока данного АИР.

При подстановке в уравнение баланса мощностей на входе и выходе силовой схемы АИР, которое имеет вид

$$U_{\Pi} I_{\Pi} = U_{\text{H}} I_{\text{H}} \cos \varphi_{\text{H}}, \quad (2.23)$$

выражения (3.21) получаем формулу для расчета среднего значения тока i_{Π} , потребляемого от источника питания:

$$I_{\Pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{H}} \cos \varphi_{\text{H}}. \quad (2.24)$$

Среднее значение тока i_{Π} при его форме, близкой к синусоиде (при $\theta \rightarrow 0$), связано с его действующим значением соотношением

$$I_{\Pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I. \quad (2.25)$$

Подставляя (2.24) в (2.25), получаем искомое действующее значение выходного тока

$$I = I_{\text{H}} \cos \varphi_{\text{H}}. \quad (2.26)$$

Из выражения (2.26) следует, что в данном АИР при $\cos \varphi_{\text{H}} < 1$ действующее значение выходного тока и, следовательно, токовая нагрузка вентиля меньше, чем в ранее рассмотренных инверторах, в которых ток I имел величину $I = I_{\text{H}}$.

Таким образом, в качестве особенностей последовательно – параллельного АИР в сравнении с последовательными следует отметить пониженную токовую нагрузку тиристорov и однозначность внешней характеристики.

Мостовой последовательный АИР с обратными диодами

В рассмотренных схемах АИР длительность интервалов времени, предоставляемых тиристорам для восстановления запирающих свойств, значительно сокращается при увеличении рабочей частоты АИР, что ограничивает диапазон их рабочих частот значениями (2,5...5)кГц.

Применение в этих устройствах силовых транзисторов требует введения в схему последовательно соединенных с ними диодов для блокирования прикладываемого обратного напряжения.

Отмеченного недостатка лишена силовая схема АИР (рис.2.17), в которой силовые вентили (транзисторы) зашунтированы обратными диодами.

Круговая частота ω_0 собственных колебаний резонансного контура, определяемая по формуле $\omega_0 \approx 1/\sqrt{(L+L_{\text{H}})C}$, может быть выбрана из условия $\omega_0 \geq 2\omega$, либо $\omega_0 < 2\omega$.

На рис.2.18 представлены диаграммы работы АИР при $\omega_0 \geq 2\omega$.

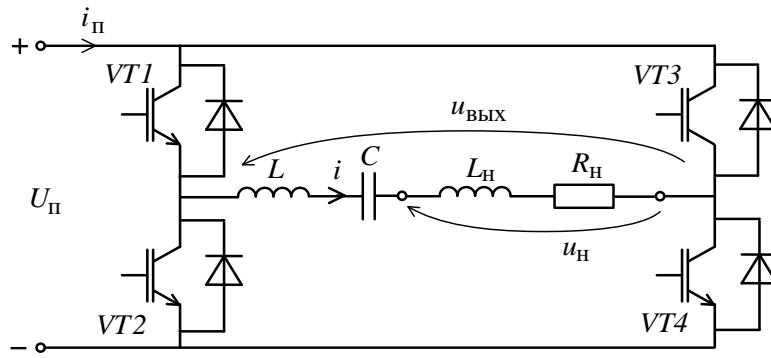


Рис.2.17. Схема силовых цепей последовательного АИР с обратными диодами

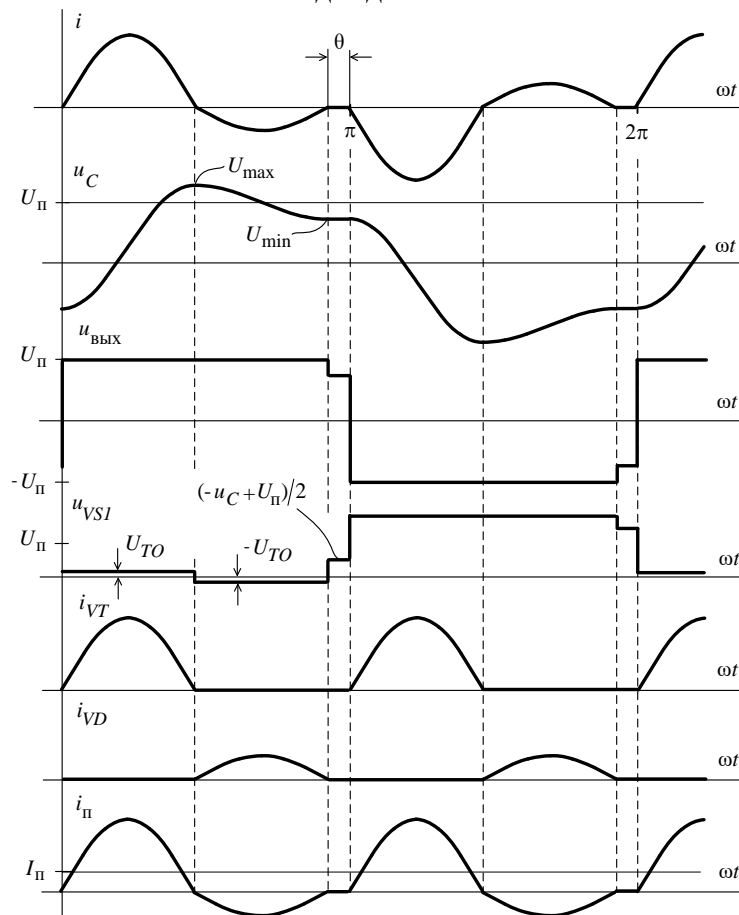


Рис.2.18. Диаграммы работы АИР с обратными диодами

Устройство работает следующим образом.

При отпирании пары транзисторов $VT1, VT4$ по силовой цепи под действием суммы напряжений $(U_{\min} + U_{\Pi})$ протекает полуволна выходного тока АИР и конденсатор C перезаряжается с отрицательного напряжения $-U_{\min}$ до положительного напряжения $U_{\max} > U_{\Pi}$ (рис.2.18). Затем ток в цепи меняет полярность, протекая под действием разности напряжений $(U_{\max} - U_{\Pi})$ через обратные диоды $VD1, VD4$. При этом конденсатор C разряжается до напряже-

ния $U_{\min} < U_{\pi}$. По окончании обратной полуволны тока диоды запираются, и начинается интервал θ бестоковой паузы. Затем при отпирании пары транзисторов $VT2, VT3$ процессы повторяются, а конденсатор C вновь перезаряжается до напряжения обратной полярности.

Если круговая частота ω_0 собственных колебаний резонансного контура выбрана из условия $\omega_0 < 2\omega$, то отпирание очередной пары транзисторов, например, $VT2, VT3$ происходит на интервале проводимости диодов $VD1, VD4$, шунтирующих другую пару. При этом эти диоды $VD1, VD4$ запираются, и ток i начинает протекать через транзисторы $VT2, VT3$, при этом бестоковой паузы нет, и ток имеет непрерывный характер.

Отличительные особенности АИР с обратными диодами:

- мягкие внешние характеристики;
- возможность работы в широком диапазоне токов нагрузки от холостого хода до короткого замыкания;
- неизменное максимальное напряжение на силовых транзисторах, равное напряжению источника питания.

Мостовой АИР с удвоением частоты

Данный вариант реализуют на базе тиристорного последовательного АИР с обратными диодами (рис.2.19) [1, 3]. На входе инвертора включен дроссель L_{π} с относительно большой индуктивностью, который блокирует переменную составляющую потребляемого тока и делает эту схему с закрытым входом, что отличает ее от ранее рассмотренных. В силовой цепи также имеется разделительный конденсатор C_p , который отделяет цепь нагрузки от источника постоянного напряжения U_{π} . Емкость конденсатора C_p выбирают из условия $C_p \geq (2 \div 5)C_k$, где C_k - емкость резонансного контура АИР с обратными диодами.

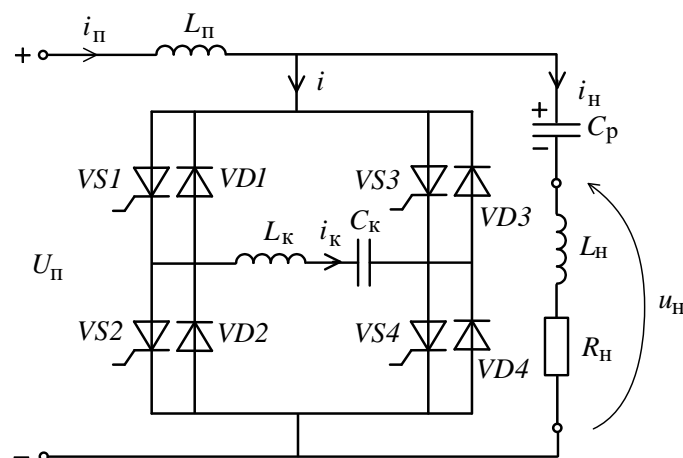


Рис.2.19. Схема силовых цепей АИР с удвоением частоты

Принцип действия этого АИР поясняется диаграммами на рис.2.20.

В установившемся режиме работы конденсатор C_p заряжен до напряжения источника питания в полярности, показанной на рис.2.20, и осуществляет питание последовательного АИР с обратными диодами через цепь нагрузки $L_H - R_H$. При этом ток резонансного контура i_K и входной ток i (рис.2.20) имеют вид, аналогичный диаграммам на рис.2.18.

При условии $C_p \gg C_k$ и больших значениях индуктивности дросселя L_Π пульсациями напряжения конденсатора C_p и тока i_Π дросселя L_Π можно пренебречь. В этом случае выражения для определения токов в элементах силовой цепи АИР будут следующими

$$\left. \begin{aligned} i_\Pi &= i + i_H; \\ i_\Pi &= I_\Pi; \\ i &= I + i_\sim; \\ i_H &= i_{H\sim}, \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

где I_Π , I – постоянные составляющие тока i_Π дросселя L_Π и входного тока i АИР с обратными диодами соответственно; i_\sim , $i_{H\sim}$ – переменные составляющие входного тока АИР и тока i_H нагрузки соответственно.

Решая систему уравнений (2.27), находим выражение тока нагрузки

$$i_H = -i_\sim. \quad (2.28)$$

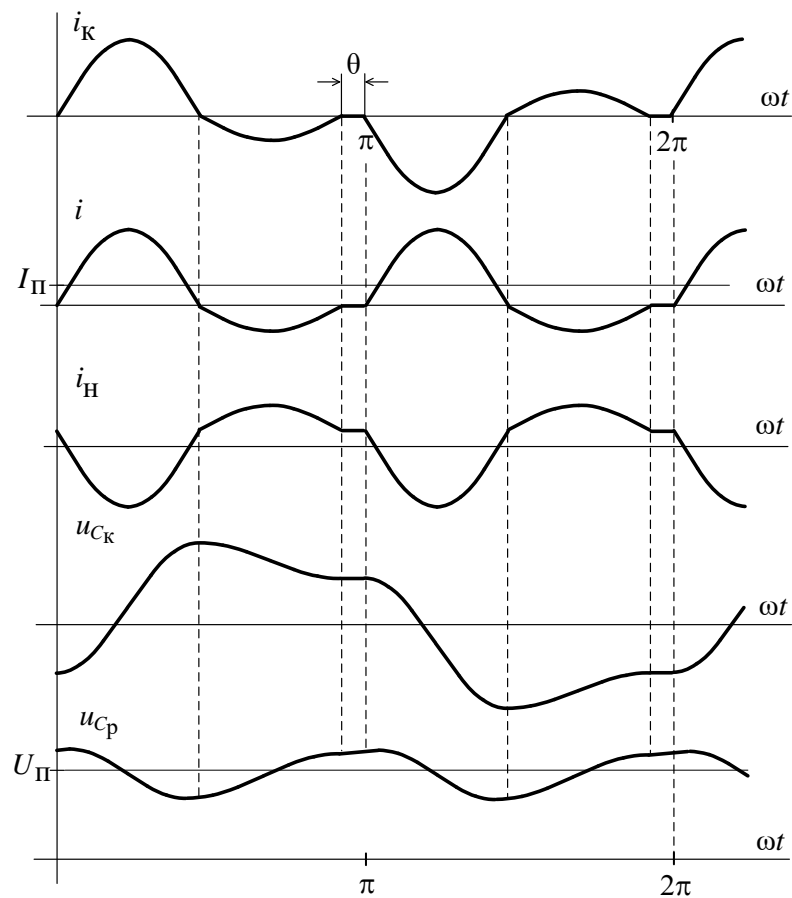


Рис.2.20. Диаграммы работы АИР с удвоением частоты

Из (2.28) следует, что ток нагрузки представляет собой переменную составляющую входного тока последовательного АИР с обратными диодами (рис.2.21), взятую с обратным знаком, и имеет двойную частоту относительно тактовой частоты АИР.

Таким образом, данный инвертор при одинаковых условиях работы силовых вентилях позволяет получить значение выходной рабочей частоты вдвое выше рассмотренных ранее вариантов АИР.

Данный тип силовой схемы нашел широкое применение в технологических установках индукционной поверхностной закалки деталей с рабочими частотами до (8...10)кГц.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение элементов силовой схемы АИР?
2. Какой алгоритм управления тиристорами АИР?
3. В чем состоят особенности работы рассмотренных типов АИР?
4. Что называют внешними характеристиками АИР, и в чем особенность этих характеристик в различных типах АИР?
5. Каковы особенности процессов в АИР с удвоением частоты?
6. Каковы области применения АИР?
7. В каких из рассмотренных типов АИР целесообразно применение транзисторов в качестве силовых вентилях?

2.2. Преобразователи частоты

Для электропитания регулируемых электроприводов, реализации целого ряда технологических процессов требуется электрическая энергия переменного тока с частотой, отличной от промышленной, и возможностью регулирования мощности, напряжения и тока в нагрузке.

Эти задачи решают с помощью преобразователей частоты (ПЧ), преобразующих электрическую энергию переменного тока одной частоты в электрическую энергию переменного тока другой частоты (АС/АС – преобразователи), которые по принципу действия можно разделить на две группы:

- ПЧ со звеном постоянного тока;
- ПЧ с непосредственным преобразованием энергии с частотой сети в энергию с выходной частотой;
- ПЧ со звеном постоянного тока;
- ПЧ с непосредственным преобразованием энергии с частотой сети в энергию с выходной частотой.

2.2.1. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока

Преобразователи частоты (ПЧ) со звеном постоянного тока имеют структуру (рис.2.21), содержащую выпрямитель (В), сглаживающий $L - C$ или $L -$ фильтр (Ф), автономный инвертор (АИ).

В этих ПЧ энергия переменного тока питающей сети с частотой f_1 и напряжением U_1 сначала преобразуется выпрямителем в энергию постоянного тока, а затем автономным инвертором – в энергию переменного тока с выходной частотой f_2 и напряжением U_2 . Фильтр Ф сглаживает пульсации входного напряжения или тока АИ.

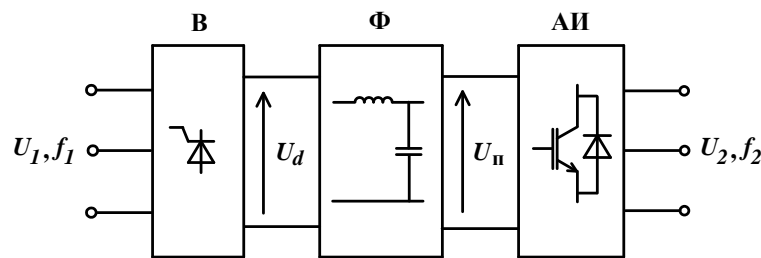


Рис.2.21. Структура ПЧ со звеном постоянного тока

Такая структура позволяет получить практически любую изменяемую в широких пределах частоту выходного напряжения. Основной ее недостаток состоит в двойном преобразовании энергии, что ведет к некоторому увеличению потерь. Вместе с тем, массо-энергетические показатели современных ПЧ этого типа имеют достаточно высокие значения:

- удельная масса $g = (1,5 \dots 2) \text{ кг/кВА}$;
- КПД $\eta \geq 90\%$;
- коэффициент мощности в номинальном режиме $K_{\text{ном}} \geq 0,9$;
- суммарный коэффициент гармонических составляющих потребляемого тока в номинальном режиме ($THD_{\text{ном}} \leq 48\%$).

Кроме того, ПЧ со звеном постоянного тока характеризуются высокой надежностью, минимальным содержанием высших гармоник в кривых выходных токов и напряжений.

2.2.2. Регулирование выходного напряжения ПЧ

Практическое применение ПЧ различного назначения в различных областях производства, в бытовой технике требует регулирования их выходных параметров, одним из которых является выходное напряжение. Так, например, в электроприводе переменного тока для реализации законов частотного управления электрической машиной ПЧ должны обеспечивать регулирование выходного напряжения АИ при изменении его выходной частоты.

Регулирование выходного напряжения ПЧ производится различными методами [2,3]:

- регулированием по цепи питания АИ (изменением U_d);
- регулированием по цепи нагрузки;
- регулированием внутренними средствами АИ.

Первый метод, получивший название амплитудного, осуществляется на входе АИ управляемым выпрямителем. Этот метод наиболее простой и до недавнего времени находил широкое применение в серийных ПЧ для электроприводов и электротехнологических установок.

В качестве недостатков данного метода регулирования следует отметить снижение коэффициента k_m потребляемой мощности ПЧ при снижении его выходного напряжения, а также невысокое быстродействие, обусловленное инерционностью процессов в сглаживающем фильтре при изменении угла управления выпрямителем.

Второй метод регулирования реализуется, например, путем геометрического сложения напряжений или токов с регулируемым фазовым сдвигом [7] нескольких АИ (рис. 2.22,а). На рис. 2.22,б приведена векторная диаграмма первых гармоник выходных напряжений $\dot{U}_{1(1)}$ и $\dot{U}_{2(1)}$ двух АИН и выходного напряжения $\dot{U}_{(1)}$, которая иллюстрирует данный метод. Фазовый угол α между векторами изменяют за счет изменения фазового сдвига управляющих импульсов ключами одного инвертора (например, АИН2) относительно другого (АИН1). Данный метод используется, в частности, в электротехнологических установках с АИР.

К этому методу можно также отнести способ регулирования (или стабилизации) выходного напряжения АИТ с обратным выпрямителем (рис. 2.23), а также с индуктивно-тиристорным компенсатором (рис. 2.24) [3], который представляет собой аналог дросселя с изменяемой индуктивностью. Сущность способа состоит в регулировании угла опережения β , или поддержании его неизменным при изменениях нагрузки АИТ.

Так, например, в АИТ с обратным выпрямителем это достигается за счет возврата части активной и реактивной энергии с его выхода через обратный выпрямитель в источник питания. Для стабилизации выходного напряжения АИТ при изменении нагрузки угол управления α обратного выпрямителя должен выбираться из условия $\alpha = \beta$ [3]. Такой способ стабилизации напряжения нашел применение в ПЧ с фиксированной выходной частотой для питания групп электрических машин переменного тока небольшой мощности.

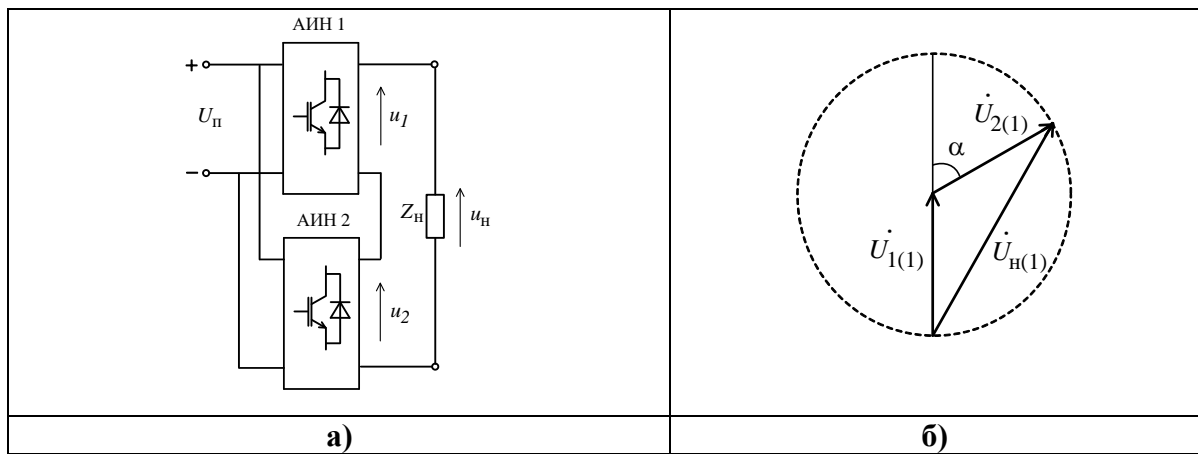


Рис. 2.22. Регулирование выходного напряжения ПЧ суммированием напряжений АИН:

a – схема; *б* – векторная диаграмма

В АИТ с индуктивно-тиристорным компенсатором угол β изменяют путем регулирования величины первой гармоники токов i_k дросселей L компенсатора за счет изменения задержки углов отпирания входящих в него тиристоров. Индуктивные токи дросселей частично компенсируют емкостные токи конденсаторов АИТ, благодаря чему обеспечивается неизменность угла β и выходного напряжения АИТ, либо его регулирование.

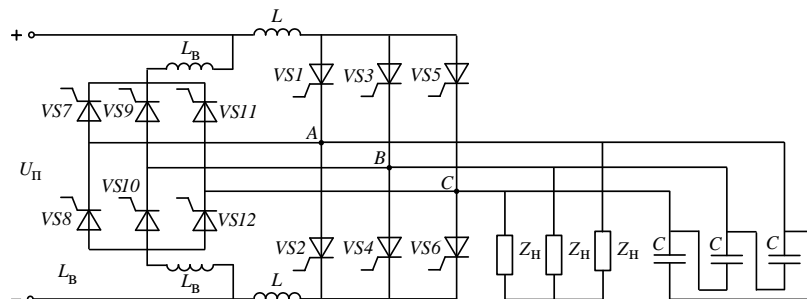


Рис. 2.23. АИТ с обратным выпрямителем

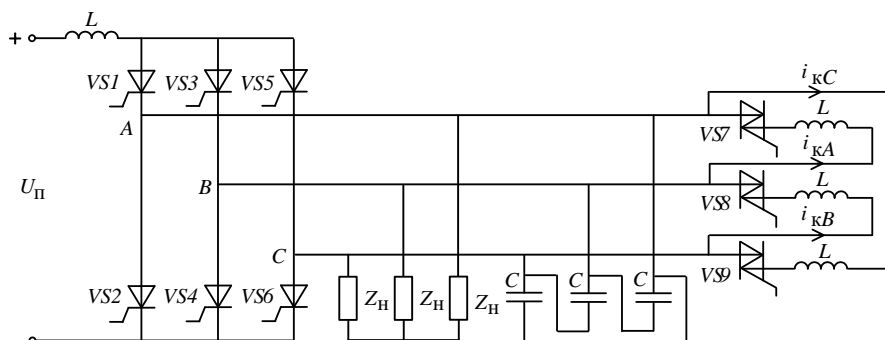


Рис.2.24. АИТ с индуктивно-тиристорным компенсатором

Третий метод регулирования, который в основном применяется в настоящее время, основывается на импульсных методах, среди которых наибольшее распространение получила широтно-импульсная модуляция (ШИМ) (*PWM – Pulse-Width Modulation*). Она реализуется в АИН и АИТ на полностью управляемых вентилях. Кроме регулирования, импульсные методы позволяют реализовать любые требуемые (в том числе синусоидальные) законы изменения во времени выходных усредненных напряжений и токов АИ.

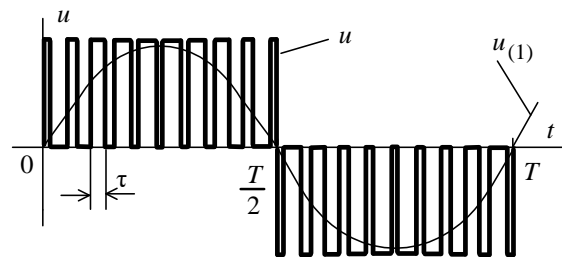


Рис. 2.25. Регулирование напряжения АИН методом ШИМ

При ШИМ (рис.2.25) кривая выходного напряжения формируется в виде прямоугольных импульсов неизменной амплитуды с переменной длительностью ($\tau = var$), модулированной (изменяемой) по заданному закону. Регулирование уровня и формирование кривой выходного напряжения достигается изменением глубины модуляции.

Достоинства импульсных методов регулирования:

- отпадает необходимость в регуляторе напряжения в составе ПЧ;
- малые масса и габариты фильтра в звене постоянного тока ПЧ;
- высокое быстродействие;
- постоянный и близкий к единице коэффициент мощности ПЧ;
- отсутствие в кривой выходного напряжения АИН и ПЧ (при ШИМ) гармоник, кратных их выходной частоте $\omega = 2\pi/T$.

Гармонический анализ выходного напряжения АИН с ШИМ показывает, что в нем содержатся:

- основная гармоника с частотой ω ;
- гармоники с частотами, кратными тактовой частоте $\omega_{кр} = n\omega_T$;
- комбинационные гармоники с частотами $\omega_{комб} = n\omega_T \pm m\omega$,
где $n = 1, 2, 3, \dots$; $m = 1, 2, 3, \dots$

Гармоники с частотами $\omega_{кр}$ и $\omega_{комб}$ не оказывают существенного влияния на работу различных типов нагрузки АИ, и, при необходимости, легко фильтруются.

Контрольные вопросы

1. Какова структура ПЧ со звеном постоянного тока и функции компонентов этой структуры?
2. Каковы достоинства и недостатки известных методов регулирования выходного напряжения ПЧ со звеном постоянного тока?
3. В силу каких причин в настоящее время преимущественное применение в ПЧ получили импульсные методы регулирования выходного напряжения?
4. Каков гармонический состав выходного напряжения АИН с ШИМ и чем он отличается от гармонического состава напряжения, формируемого другими методами?

2.2.3. Преобразователи частоты с непосредственной связью сети и нагрузки

В частотно-регулируемом электроприводе, питающемся от сети переменного тока, наряду с ПЧ со звеном постоянного тока находят применение преобразователи частоты с непосредственной связью сети и цепи нагрузки (ПЧН), в частности, тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью (ТПЧН). В них формирование кривой выходного напряжения производится непосредственно из отрезков кривых напряжения питающей сети при циклическом подключении нагрузки на определенные интервалы времени к различным фазам сети.

ТПЧН, принципиально, могут выполняться с естественной и искусственной коммутацией. Практическое применение нашли в основном, ТПЧН с естественной коммутацией тиристоров за счет напряжения сети. К достоинствам этого класса ТПЧН можно отнести:

- отсутствие звена постоянного тока и необходимости двойного преобразования энергии, что снижает потери мощности в ТПЧН;
- возможность двухстороннего обмена энергией между сетью и нагрузкой, достигаемая без дополнительного усложнения силовой схемы;
- возможность плавного регулирования амплитуды и частоты основной гармоники выходного напряжения от номинального значения практически до нуля;
- возможность получения с помощью системы управления выходного напряжения, усредненная составляющая которого изменяется по синусоидальному закону.

Недостатками ТПЧН с естественной коммутацией являются:

- относительно невысокий коэффициент потребляемой мощности, обусловленный отстающим фазовым сдвигом основной гармоники потребляемого тока и широким спектром высших гармоник;
- относительно большое число тиристоров в силовой схеме;
- ограничение верхнего предела рабочих частот по условиям коммутации тока в тиристорах и устойчивости системы.

Указанные особенности ТПЧН с естественной коммутацией делают целесообразным их применение: в относительно тихоходных электроприводах средней и большой мощности с асинхронными двигателями; в приводах с машинами двойного питания и вентильными двигателями.

В электроприводе применяются ТПЧН с трехфазным выходным напряжением (рис. 2.26), каждая фаза которых представляет собой трехфазно-однофазный ТПЧН, выполненный на базе нулевого (рис. 2.26,а), или мостового (рис. 2.2,б) реверсивного ведомого сетью ВП [1 - 4].

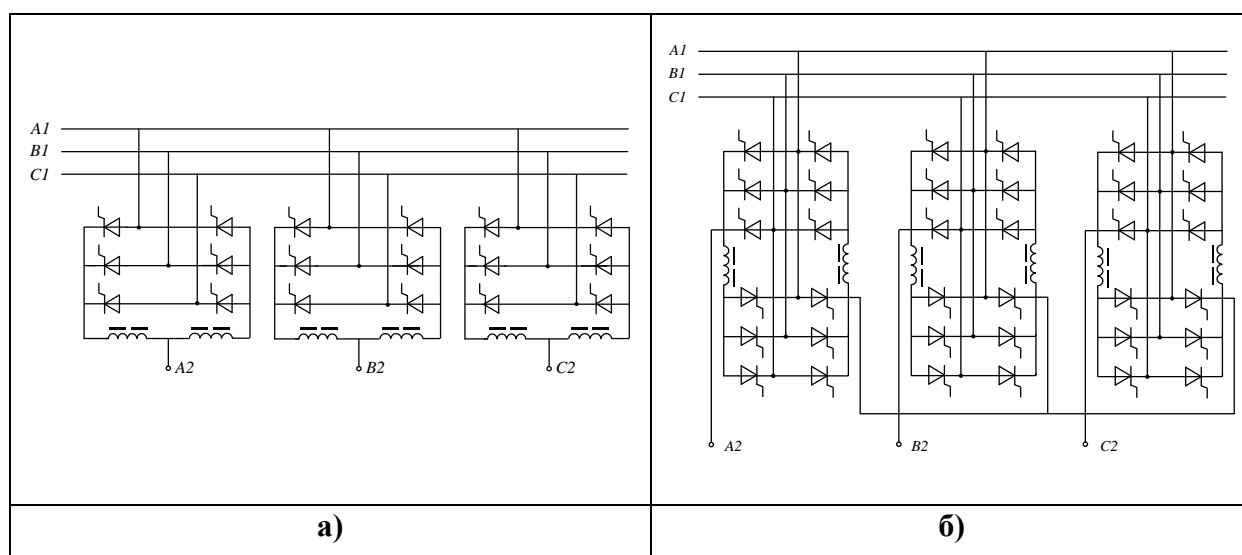


Рис. 2.26. Схемы силовых цепей трехфазных ТПЧН:

а – на базе нулевого реверсивного ВП; *б* – на базе мостового реверсивного ВП

Принцип действия ТПЧН можно пояснить на примере трехфазно – однофазной схемы с нулевым выходом (рис.2.27). Этот ТПЧН, по существу, представляет собой трехфазный реверсивный ведомый сетью ВП постоянного тока с нулевым выходом.

При активной нагрузке положительный полупериод выходного напряжения формируется при поочередном отпирании тиристоров $VS1 \dots VS3$ катодной группы, а отрицательный при поочередном отпирании тиристоров анодной

группы ($VS1 \dots VS6$). Поочередная работа групп позволяет получить на выходе и нагрузке регулируемое переменное напряжение u_2 с частотой f_2 .

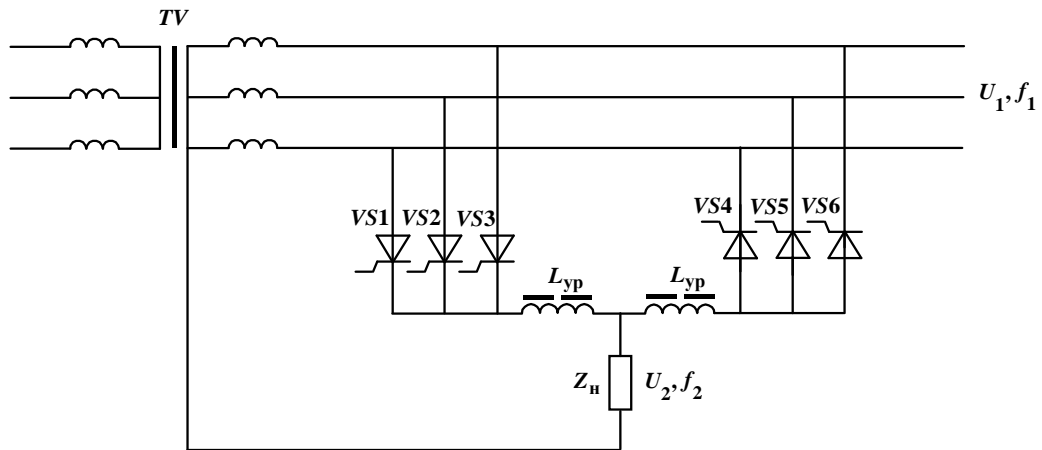


Рис. 2.27. Трехфазно – однофазный ТПЧН с нулевым выходом

Выходное напряжение ТПЧН можно представить как сумму усредненной (гладкой) составляющей \tilde{U}_2 и пульсационной составляющей $u_{2п}$ (рис. 2.28).

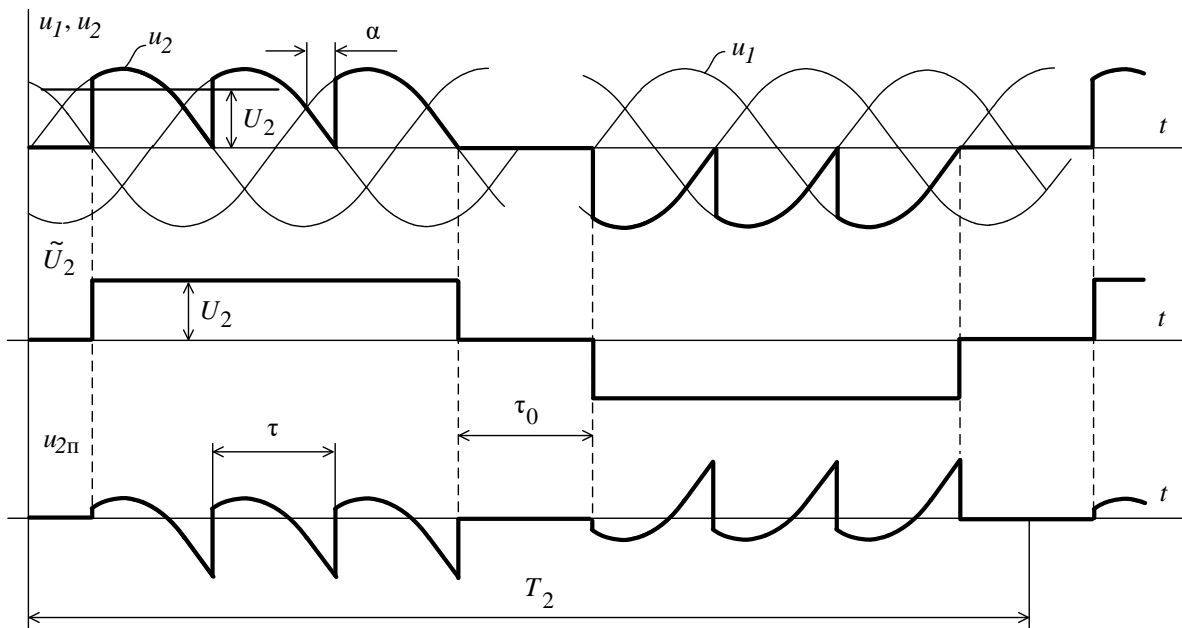


Рис. 2.28. Формирование выходного напряжения ТПЧН

Усредненная составляющая \tilde{U}_2 определяется по формуле расчета выходного напряжения ВП, ведомого сетью:

$$\tilde{U}_2 = \frac{m_1}{\pi} U_{1m} \sin \frac{\pi}{m_1} \cos \alpha, \quad (2.29)$$

где U_{1m} – амплитуда фазного напряжения сети; m_1 – число фаз питающей сети; α – угол управления. Регулирование выходного напряжения ТПЧН в соответствии с (2.29) производится путем изменения угла управления α .

Частота f_2 выходного напряжения зависит от частоты сети f_1 , числа ее фаз m_1 , числа интервалов τ проводимости тиристоров и длительности t_0 бестоковой паузы между интервалами работы групп тиристоров.

На практике ТПЧН работают на активно-индуктивную, двигательную нагрузку, поэтому, кроме выпрямительного режима, они должны обеспечивать и инверторный режим работы тиристорных групп. Он необходим для выведения энергии, накопленной в магнитном поле индуктивных элементов в цепи нагрузки, и обеспечения генераторного режима работы электрической машины, подключенной к выходу ТПЧН.

Способы управления тиристорным ПЧН

Для реализации различных режимов работы в ТПЧН используют совместное и раздельное управление тиристорными группами.

Совместное управление

При совместном управлении на тиристоры одной группы подают импульсы управления, соответствующие выпрямленному режиму $\alpha_I < \pi/2$, и одновременно на тиристоры другой группы подают импульсы, соответствующие инверторному режиму $\alpha_{II} > \pi/2$.

При совместном управлении углы α_I и α_{II} связаны соотношением $\alpha_I + \alpha_{II} = \pi$, которое обеспечивает равенство усредненных значений напряжений обеих групп.

Вместе с тем, мгновенные значения напряжений групп различны, что вызывает появление между ними уравнительного тока. Для ограничения этого тока в силовые цепи ТПЧН необходимо вводить уравнительные реакторы L_y , которые увеличивают массу и габариты преобразователя.

Некоторого снижения массы и габаритов добиваются при совместном несогласованном управлении (при $\alpha_I + \alpha_{II} > \pi$). В этом случае усредненное значение напряжения инверторного режима больше, чем выпрямительного, что ведет к снижению уравнительного тока и необходимой величины индуктивности уравнительных реакторов.

В качестве примера на рис. 2.29 приведены диаграммы работы ТПЧН с совместным управлением при $\alpha_I = \beta_{II} = \pi/6$.

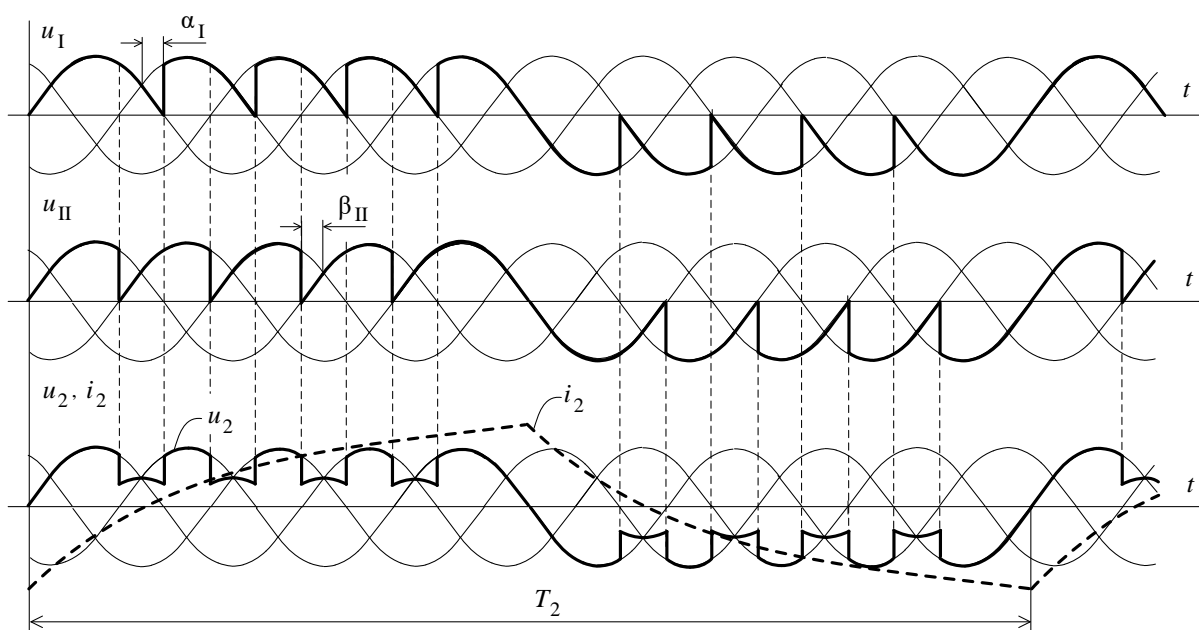


Рис. 2.29. Диаграммы работы ТПЧН с совместным управлением

На рис.2.30 даны диаграммы усредненного выходного напряжения и тока трехфазно – однофазного ТПЧН при совместном управлении. Из диаграмм следует, что на интервалах времени τ_B , где направления напряжения и тока совпадают, ток проводит группа, работающая в выпрямительном режиме.

При изменении знака напряжения, ток продолжает протекать в прежнем направлении через группу тиристоров, работающую в инверторном режиме (интервал τ_H). При изменении направления тока, вновь в работу вступает группа, с выпрямительным режимом и т.д.

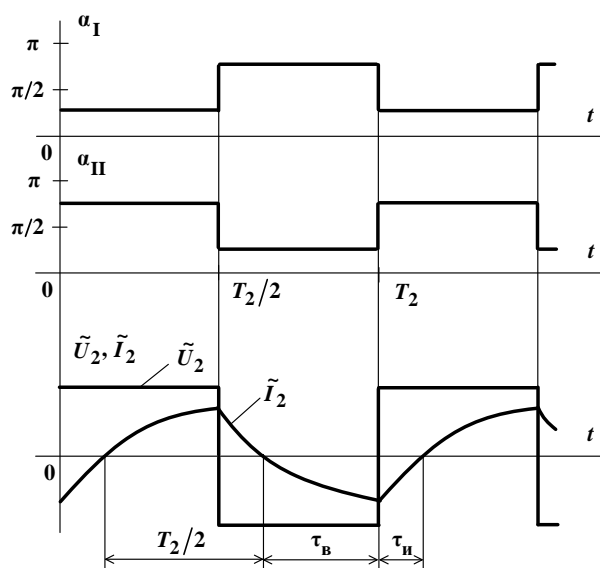


Рис. 2.30. Диаграммы работы ТПЧН при совместном управлении

Преимущество совместного управления в том, что переход из выпрямительного режима работы ТПЧН в инверторный происходит автоматически и не связан с какими-либо логическими операциями в системе управления.

Раздельное управление

При раздельном управлении импульсы подают только на одну, проводящую на данном интервале времени, группу тиристоров. Это исключает возможность протекания уравнительного тока и позволяет отказаться от уравнительных реакторов.

Возможно раздельное программное управление и раздельное управление с контролем тока нагрузки.

В случае **раздельного программного управления** импульсы управления, соответствующие инверторному режиму, подают на тиристоры в течение фиксированного интервала $\tau_{и}$, за который ток нагрузки должен снизиться до нуля (рис. 2.31,а). Затем, после бестоковой паузы τ_0 , необходимой для восстановления запирающих свойств тиристоров, вновь подают импульсы управления, соответствующие выпрямительному режиму, на противоположенную группу тиристоров. Длительность интервала $\tau_{и}$ выбирается так, чтобы ток нагрузки успел достичь нуля при наименьшем значении ее коэффициента мощности $\cos\varphi_H$.

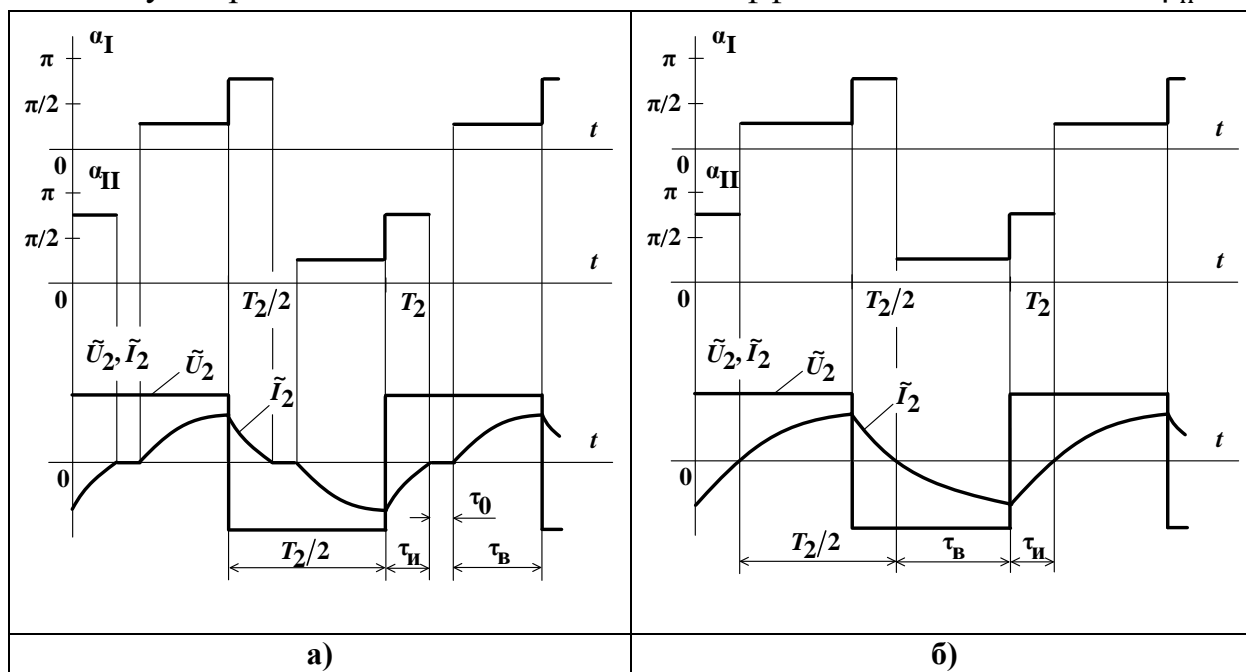


Рис. 2.31. Диаграммы работы ТПЧН при раздельном управлении:
а – программное управление; б – управление с контролем тока нагрузки

Недостаток такого способа управления состоит в том, что увеличение $\cos\varphi_H$ ведет к увеличению интервала бестоковой паузы свыше величины τ_0 , что ухудшает форму выходного напряжения и тока ТПЧН и снижает его коэффициент мощности k_M .

Кроме того, затруднена рекуперация энергии из нагрузки в питающую сеть. Поэтому применение такого управления ограничено электроприводами относительно небольшой мощности.

Отличие *раздельного управления с контролем тока нагрузки* состоит в том, что при протекании тока через одну группу тиристоров запрещается подача импульсов в другую группу (рис.2.31,б), что усложняет систему управления ТПЧН, так как требует введения в нее элементов контроля тока нагрузки, или проводящего состояния тиристорных групп. Вместе с тем, этот способ, практически исключает бестоковую паузу и позволяет получить качество выходного напряжения и тока, соответствующее совместному управлению.

Из приведенных диаграмм (рис.2.29...2.31) следует, что во всех рассмотренных случаях кривая выходного напряжения трехфазно – однофазного ТПЧН содержит широкий спектр нечетных высших гармоник, амплитуды которых убывают с увеличением порядкового номера гармоники.

Гармонический состав выходного напряжения трехфазных ТПЧН несколько лучше, за счет исключения из его кривой гармоник кратных трем.

Несмотря на это, питание электродвигателей напряжением ступенчатой формы в области малых частот ведет к значительной неравномерности вращения ротора и даже возможности шагового режима, что ограничивает снизу диапазон рабочих частот тиристорных ТПЧН.

Для снижения неравномерности вращения ротора двигателя и расширения диапазона рабочих частот тиристорных ТПЧН их усредненное выходное напряжение должно иметь синусоидальную форму.

Тиристорный ПЧН с квазисинусоидальным выходным напряжением

Определим закон изменения во времени угла управления $\alpha(t)$ тиристорной группой, при котором кривая усредненного выходного напряжения ТПЧН будет иметь синусоидальную форму, а его мгновенное значение определяться из выражения

$$\tilde{U}_2 = U_{2m} \sin \omega_2 t, \quad (2.30)$$

где U_{2m} – амплитуда усредненного выходного напряжения.

При меняющемся во времени значении угла управления формула (2.29) примет вид

$$\tilde{U}_2 = \frac{m_1}{\pi} U_{1m} \sin \frac{\pi}{m_1} \cos \alpha(t). \quad (2.31)$$

Решая совместно (2.30) и (2.31), находим требуемый закон изменения во времени угла управления α :

$$\alpha = \arccos \left(\frac{U_{2m}}{U_{2m0}} \sin \omega_2 t \right), \quad (2.32)$$

или

$$\alpha = \arccos(\mu \sin \omega_2 t), \quad (2.33)$$

где $\mu = U_{2m}/U_{2m0}$ - глубина модуляции выходного напряжения ТПЧН; $U_{2m0} = \frac{m_1}{\pi} U_{1m} \sin \frac{\pi}{m_1}$ - наибольшая амплитуда усредненного выходного напряжения синусоидальной формы.

При совместном согласованном управлении вентильными группами аналитические расчетные выражения их углов управления и усредненных выходных напряжений с учетом (2.33) и (2.29) будут представлены следующими формулами

$$\alpha_I = \arccos(\mu \sin \omega_2 t); \quad (2.34)$$

$$\alpha_{II} = \arccos(-\mu \sin \omega_2 t); \quad (2.35)$$

$$U_{2I} = U_{2m0} \cos \alpha_I = \mu U_{2m0} \sin \omega_2 t; \quad (2.36)$$

$$U_{2II} = U_{2m0} \cos(\pi - \alpha_I) = -\mu U_{2m0} \sin \omega_2 t. \quad (2.37)$$

Такое управление обеспечивает изменение усредненной составляющей выходного напряжения по синусоидальному закону и минимальное содержание высших гармоник.

Диаграммы изменения во времени углов управления α_I , α_{II} мгновенного u_{2I} и усредненного выходного напряжения \tilde{U}_{2I} одной их вентильных групп ТПЧН представлены на рис. 2.32.

Увеличение выходной частоты ТПЧН и приближение ее к частоте сети ведет к появлению в кривой u_2 субгармонических составляющих. По этой причине наибольшую выходную частоту ТПЧН с естественной коммутацией тиристорov ограничивают, как правило, значениями $f_{2\max} = (10 \div 20) \text{ Гц}$.

Характерной особенностью ТПЧН с естественной коммутацией является низкое значение коэффициента потребляемой из сети мощности k_m при любой силовой схеме преобразователя и способе управления.

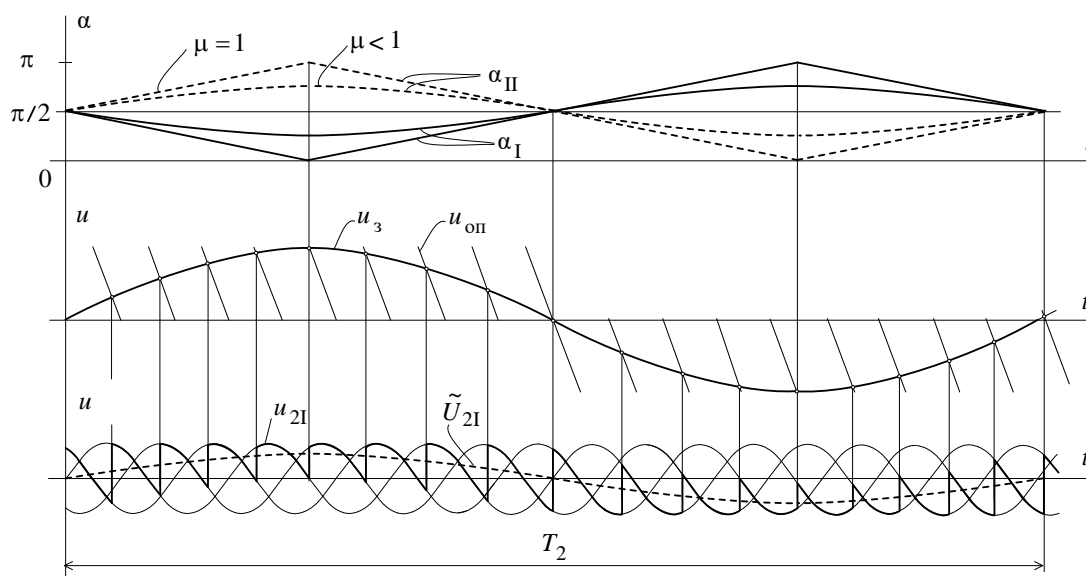


Рис. 2.32. Формирование квазисинусоидального выходного напряжения ТПЧН

Применение в ПЧН запираемых по цепи управляющего электрода тиристоров или транзисторов позволяет формировать выходное напряжение с частотами, как ниже, так и выше частоты питающей сети.

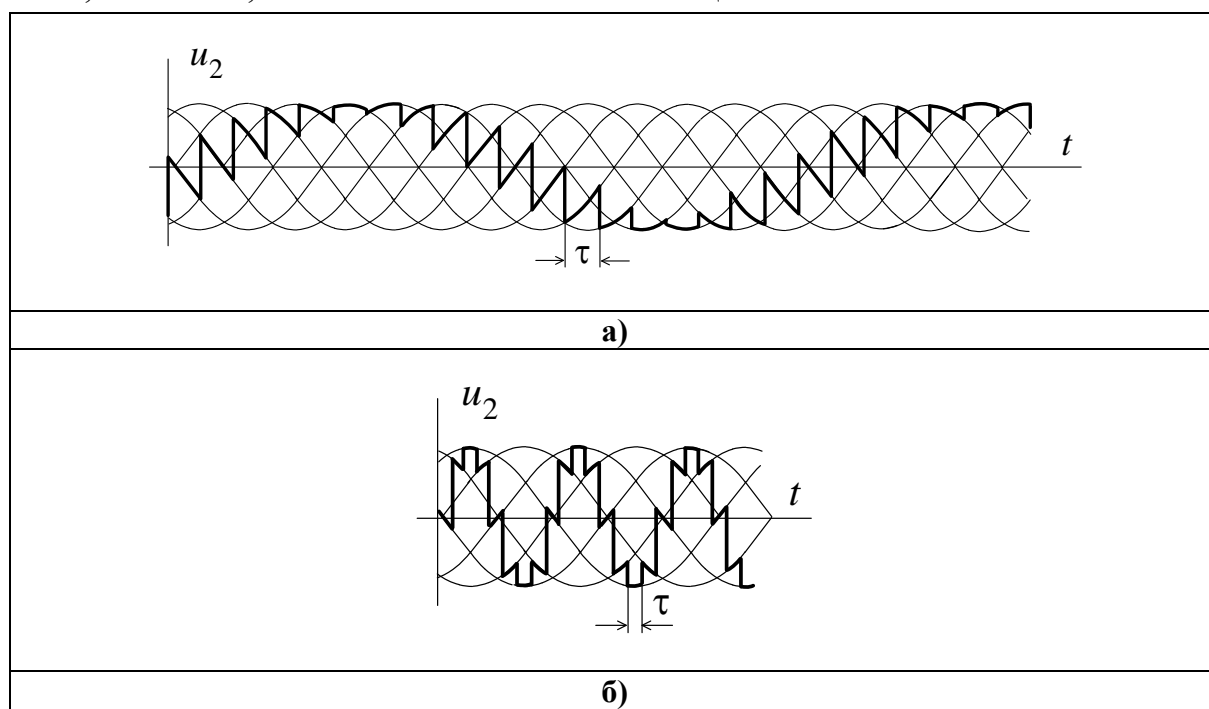


Рис. 2.33. Диаграммы выходного напряжения транзисторного трехфазно-однофазного ПЧН:

$a - f_2 < f_1$; $б - f_2 > f_1$

На рис. 2.33 в качестве примера приведены диаграммы выходного напряжения трехфазно-однофазного ПЧН при использовании способа управления с фиксируемой длительностью τ проводящего состояния вентилей и различных

значениях этой длительности. Из диаграмм следует, что изменение τ позволяет регулировать частоту выходного напряжения ПЧН.

Дальнейшим развитием ПЧН явилась разработка так называемых матричных преобразователей частоты (МПЧ).

Матричный преобразователь частоты

Силовая часть МПЧ имеет конфигурацию квадратной матрицы и в трехфазно-трехфазном варианте исполнения содержит девять вентилялей (ключей) $S1 \div S9$ (рис. 2.34,а) с двухсторонней проводимостью [6. 9], каждый из которых реализован на основе двух силовых транзисторов, соединенных, например, как показано на схеме рис. 2.34,б.

Эти ключи дают возможность соединять любую фазу на выходе ПЧН с любой фазой на его входе.

Применение широтно-импульсной модуляции при управлении ключами позволяет формировать усредненную синусоидальную кривую выходного напряжения с минимальным содержанием высших гармоник.

Для обеспечения режима непрерывного входного и выходного тока, сглаживания пульсаций выходного напряжения на входе и выходе матричного ПЧН устанавливают LC -фильтры (рис. 2.34,а).

К достоинствам МПЧ следует отнести высокий КПД, простоту обмена энергией между питающей сетью и нагрузкой, отсутствие в силовой схеме фильтровых конденсаторов большой емкости, возможность получения коэффициента мощности равного единице.

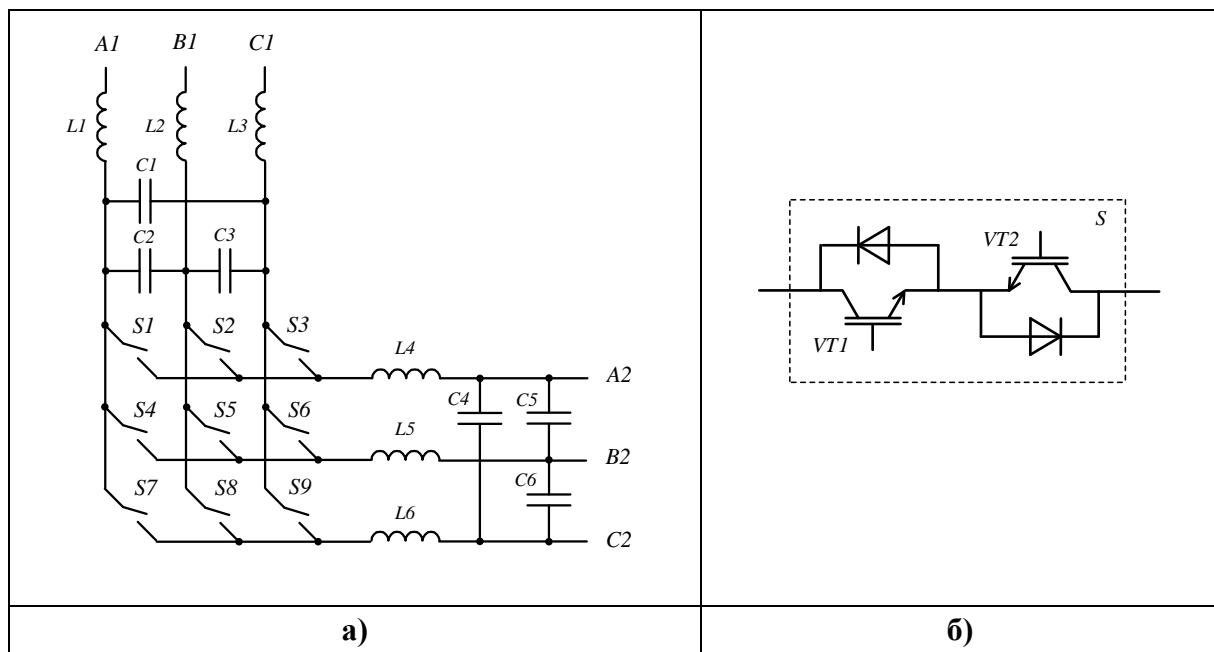


Рис. 2.34. Силовая схема МПЧ (а) и реализация ключа (б)

Недостатками МПЧ являются: увеличенное число полупроводниковых приборов силовой схемы; меньший коэффициент использования входного напряжения; более сложный алгоритм управления; менее отработанную и освоенную на данный момент времени технологию производства полупроводниковых модулей и микропроцессоров, учитывающих топологию МПЧ. В силу этих причин МПЧ к настоящему времени не получили широкого промышленного применения.

Контрольные вопросы

1. Какова структура, принцип действия ТПЧН, область применения, достоинства и недостатки этого типа ПЧ?
2. Какой принцип действия трехфазно-однофазного ТПЧН?
3. Каким образом регулируют выходное напряжение и частоту ТПЧН?
4. Какие известны способы управления ТПЧН, и в чем их особенности?
5. Каким образом получают квазисинусоидальное выходное напряжение ТПЧН?
6. Что такое матричный преобразователь частоты? В чем его особенность, и каковы его достоинства и недостатки в сопоставлении с ПЧ со звеном постоянного тока?

2.3. Регуляторы переменного напряжения

Регуляторы переменного напряжения (РПН) находят применение в промышленных электроприводах переменного тока в качестве пусковых устройств, ограничивающих пусковые токи АД, а также в электроприводах малой мощности с коллекторными машинами переменного тока в различной бытовой технике, где регулирование скорости производится путем изменения напряжения, подводимого к машине. РПН относятся к группе АС/АС – преобразователей.

Основой таких преобразователей являются вентильные коммутаторы, как правило, на основе двух встречно-параллельно соединенных тиристорov или одного симистора (в бытовой технике). В таких устройствах применяются фазовый, ступенчатый, фазоступенчатый, широтно-импульсный и другие методы регулирования переменного напряжения [1 - 3, 7].

Наиболее простой широко применяемый – фазовый метод регулирования напряжения основан на изменении действующего значения напряжения нагрузки изменением длительности открытого состояния тиристорov в течение периода питающего напряжения.

Чаще всего применяют фазовое регулирование с отстающим углом управления α , которое аналогично фазовому управлению выпрямителей.

2.3.1. Однофазный регулятор переменного напряжения

Рассмотрим работу таких устройств на примере однофазной схемы РПН при активной и активно-индуктивной нагрузке.

Активная нагрузка

На рис.2.35 приведена схема и диаграммы работы регулятора в рассматриваемом случае ($Z_H = R_H$).

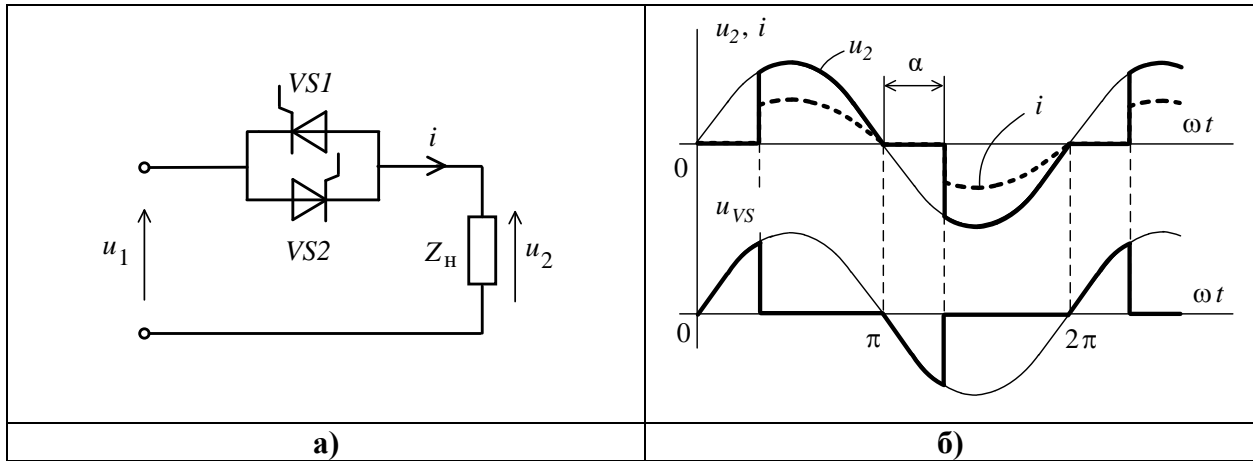


Рис.2.35. Схема однофазного РПН (а) и диаграммы работы (б) при активной нагрузке

Изменением угла α в пределах $\alpha = 0 \dots \pi$ можно регулировать действующее значение напряжения на нагрузке в пределах от действующего значения напряжения U_1 сети до нуля.

Регулировочная характеристика преобразователя при активной нагрузке может быть определена из выражения для действующего значения выходного напряжения РПН:

$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_2^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi U_{1m}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = U_1 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}, \quad (2.38)$$

или в относительных единицах:

$$U_2^* = U_2 / U_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}. \quad (2.39)$$

Активно-индуктивная нагрузка

Ведение в цепь нагрузки индуктивности вносит изменения в работу устройства. Индуктивность цепи нагрузки затягивает процесс нарастания и спада тока, в результате этого угол проводимости λ тиристоров возрастает (рис.2.36), принимая значение

$$\lambda = \pi - \alpha + \delta, \quad (2.40)$$

где δ – фазовый угол, в течение которого происходит рекуперация энергии, накопленной индуктивностью нагрузки, в питающую сеть.

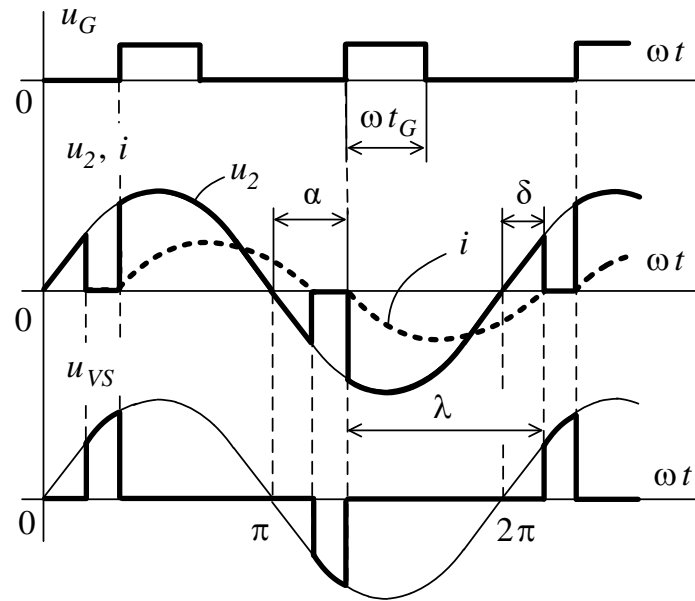


Рис. 2.36. Диаграммы работы однофазного РПН при активно-индуктивной нагрузке

Регулировочная характеристика при активно-индуктивной нагрузке определяется из выражения

$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\delta} U_{1m}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} =$$

$$= U_1 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - (\alpha - \delta) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\delta \right]}, \quad (2.41)$$

или в относительных единицах

$$U_2^* = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\pi - (\alpha - \delta) + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\delta \right]}. \quad (2.42)$$

Очевидно, что выходное напряжение зависит от угла δ , который определяется параметрами нагрузки.

Рассмотрим электромагнитные процессы в устройстве, полагая, что вентили имеют свойства идеальных ключей.

На интервале проводимости ток в цепи определяется из уравнения

$$L_H \frac{di}{dt} + R_H i = U_{1m} \sin(\omega t + \alpha), \quad (2.43)$$

где L_H , R_H – параметры нагрузки; α – угол управления, измеряемый с момента перехода кривой напряжения сети через ноль до момента подачи импульса управления на управляющий электрод тиристора.

Интегрирование уравнения (2.43) позволяет определить мгновенное значение тока нагрузки

$$i = \frac{U_{1m}}{z_H} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\omega T_H}} \right], \quad (2.44)$$

где $z_H = \sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2}$ – полное сопротивление нагрузки; $\varphi = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}$ – фазовый угол нагрузки; $T_H = \frac{L_H}{R_H}$ – постоянная времени цепи нагрузки.

Подставляя в (2.44) значение $\omega t = \pi + \delta$, соответствующее току $i = 0$, получаем трансцендентное уравнение для определения угла δ :

$$\sin(\delta - \varphi) + \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\pi + \delta - \alpha}{\omega T_H}} = 0. \quad (2.45)$$

Решая уравнение (2.45), можно найти значения δ и, подставляя их в выражение (2.42) регулировочной характеристики, получить искомую зависимость $U_2^* = f(\alpha)$.

Из выражения (2.44) следует, что при $\alpha = \varphi$ свободная составляющая тока не возникает и в токе отсутствует пауза. При этом момент отпирания одного тиристора совпадает с моментом запираания другого. Это значение угла управления α называют критическим, т.е. $\alpha_{кр} = \varphi$. При $\alpha < \alpha_{кр}$ – ток имеет прерывистый характер, а при $\alpha > \alpha_{кр}$ – ток непрерывный.

Для обеспечения нормальной (без пропусков включения) работы тиристорov необходимо выполнение следующего условия при выборе длительности t_G импульсов управления u_G :

$$t_G > \varphi / \omega. \quad (2.46)$$

Из описания действия регулятора видно, что диапазон изменения угла α в однофазном регуляторе составляет $(\varphi \div \pi)$.

2.3.2. Трехфазные регуляторы переменного напряжения

Трехфазные РПН могут быть выполнены по различным схемам, приведенным на рис. 2.37.

Процессы в схемах, приведенных на рис. 2.37,а и 2.37,б, ничем не отличаются от ранее рассмотренных, так как все фазы автономны. В остальных схемных вариантах характер процессов более сложный, так как работа всех фаз РПН взаимосвязана и для протекания тока нагрузки необходимо отпирание тиристорov в нескольких (двух или трех) фазах. Кроме того, в токах фаз РПН, приведенных на рис. 2.37,в ÷ 2.37,е, нет гармоник, кратных трем.

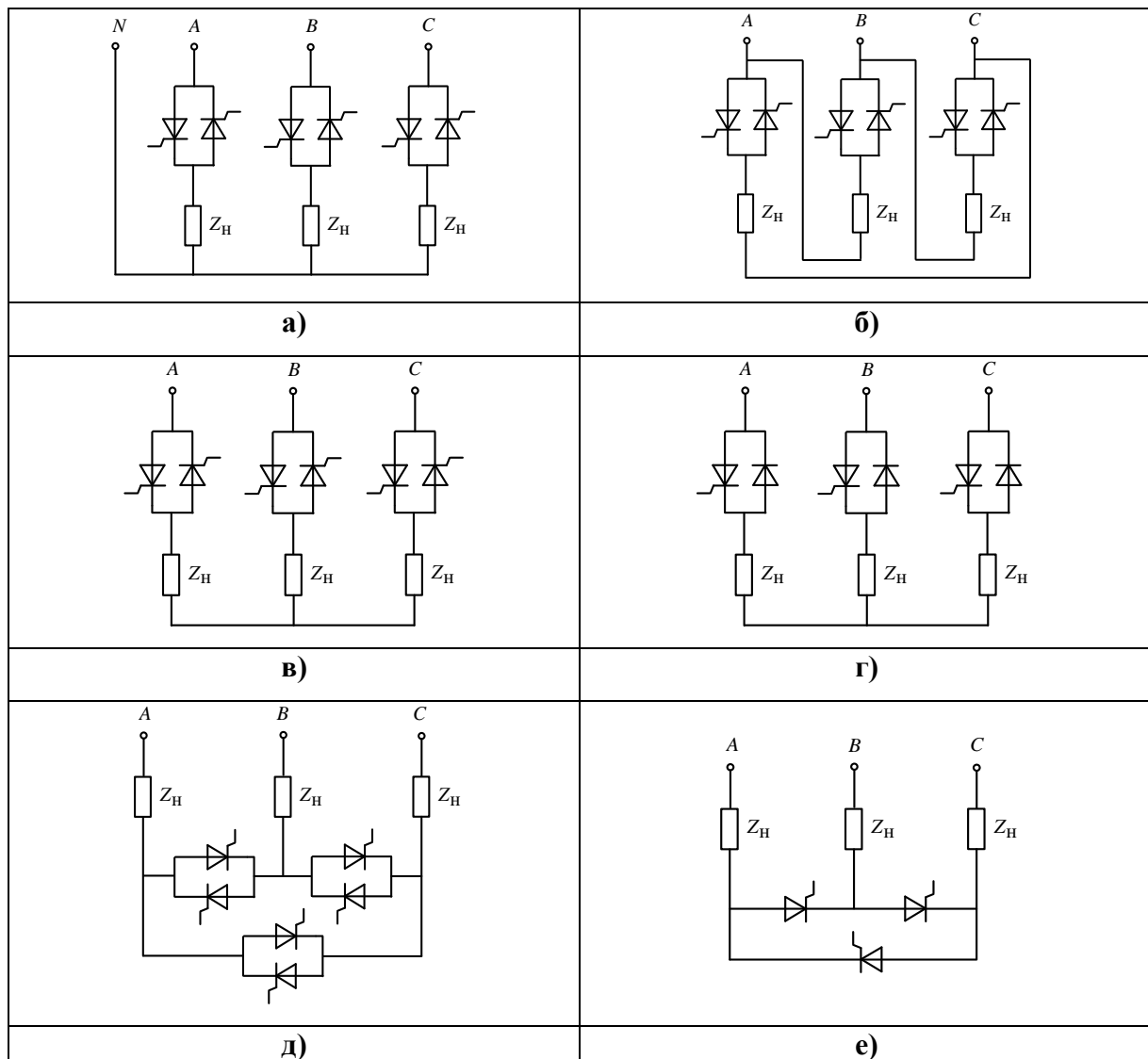


Рис.2.37. Схемы трехфазных РПН

Данные схемы находят применение в электроприводах переменного тока при неглубоком регулировании скорости, а также в устройствах плавного пуска АД, где они выполняют функцию ограничения их пусковых токов.

Контрольные вопросы

1. Почему РПН применяют при неглубоком регулировании скорости АД?
2. В чем особенность управления тиристорами РПН?
3. К какому еще классу ВП могут быть отнесены РПН?
4. В чем состоит особенность работы трехфазных РПН?
5. Какой вид имеют внешние характеристики РПН при различном характере нагрузки, и почему?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Руденко, В.С.** Основы преобразовательной техники / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – М.: Высш. шк., 1980. – 424 с.
2. **Попков, О.З.** Основы преобразовательной техники / О.З. Попков. – М.: Изд. Дом МЭИ, 2007. – 200 с.
3. **Забродин, Ю.С.** Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – М.: Альянс, 2008. – 496 с.
4. **Бурков, А. Т.** Электронная техника и преобразователи: учебник / А.Т. Бурков. – Транспорт, 1999. – 464 с.
5. **Булгаков, А.А.** Новая теория управляемых выпрямителей / А.А. Булгаков. – М.: Наука, 1970. – 320 с.
6. **Розанов, Ю.К.** Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К.Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. – М.: Изд. Дом МЭИ, 2007. – 632 с.
7. **Зиновьев, Г.С.** Основы силовой электроники: учеб. пособие / Г.С.Зиновьев. – 4-е изд., испр. и доп. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2009. – 671 с.
8. **Зиновьев, Г.С.** Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров / Г.С. Зиновьев. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Юрайт, 2012. – 668 с.
9. **Кулик, В.Д.** Силовая электроника. Автономные инверторы, активные преобразователи: учеб. пособие / В.Д. Кулик. – СПб.: СПбГТУ РП, 2010. – 89 с.
10. **Зевеке, Г.В.** Основы теории цепей: учебник для вузов / Г.В. Зевеке [и др.]. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.