

Шнейдер Электрик

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Учебный модуль для студентов ВУЗов специальности 141
«Электроэнергетика, электротехника и электромеханика»
(специализация
«Электромеханические системы автоматизации и электропривод»)
Теоретическая часть



2017

Силовые полупроводниковые устройства для управления двигателями переменного тока: Учебный модуль для студентов ВУЗов специальности 141 «Электроэнергетика, электротехника и электромеханика» (специализация «Электромеханические системы автоматизации и электропривод»). Теоретическая часть / Н.Н.Казачковский. Шнейдер Электрик, 2017. – 193 с.

Илл. 180. Табл. 21. Библ. 54 наименований.



Николай Казачковский

Кандидат технических наук, профессор кафедры электропривода Национального горного университета (Днепропетровск), руководитель Авторизованного учебного центра компании Шнейдер Электрик.

Список обозначений

α	– угол управления выпрямителя
β	– угол инвертирования; коэффициент передачи транзистора за током
γ	– скважность
δ	– сдвиг диаграмм работы ключей фаз инвертора с ШИР
ΔI	– амплитуда колебаний исходного тока прерывателя
ε	– кратность частоты модуляции
μ	– коэффициент модуляции
ν	– относительная скорость двигателя
ν_I	– коэффициент искривлений тока (напряжения)
τ	– мертвое время
χ	– коэффициент мощности
$\cos \varphi$	– коэффициент сдвига первой гармоники тока
E	– противо-ЭДС нагрузки
f	– частота тока
f_m	– частота модуляции
G_{gq}	– коэффициент запираания двухоперационного тиристора
i	– мгновенный ток
I	– средний ток
I_d	– средний выпрямленный ток
$I_{вх}$	– средний входной ток
k	– коэффициент передачи преобразователя каналом управления
$k_{ин}$	– коэффициент использования инвертора за напряжением
$k_{гI}$	– коэффициенты гармоник тока (напряжения)
L_n	– индуктивность нагрузки
P	– активная мощность
Q	– мощность сдвига
$r_{дин}$	– динамическое сопротивление ключа в открытом состоянии
R_n	– активное сопротивление нагрузки
S	– полная (кажущаяся) мощность
T	– мощность искажений; период модуляции
u	– мгновенное напряжение
U	– среднее напряжение
U_d	– среднее прямящее напряжение
$U_{m\phi(k)}$	– амплитудное значение фазного напряжения k -й гармоники
U_{mm}	– максимально возможное значение амплитуды первой гармоники фазного напряжения АИН
u_y	– напряжение управления (на входе системы управления преобразователем)
$u_{оп}$	– опорное напряжение и его амплитудное значение
$U_{пор}$	– пороговое напряжение

Основные сокращения

АВ – активный выпрямитель
АД – асинхронный двигатель
АИ – автономный инвертор
АИН – автономный инвертор напряжения
АИТ – автономный инвертор тока
АМ – амплитудная модуляция
НПЧ – непосредственный преобразователь частоты
БТИЗ – биполярный транзистор с изолированным затвором
ВАХ – вольт-амперная характеристика
ВИ – ведомый инвертор
ГОН – генератор опорного напряжения
ИБП – источник бесперебойного питания
ИН – источник напряжения
ДНТ – датчик нуля тока
ИТ – источник тока
ДТ – двухоперационный тиристор
ЭП – электропривод
ЭДС – электродвижущая сила
ЗИ – зависимый инвертор
ВХ – внешняя характеристика
ИИП – импульсный источник питания
УВ – управляемый выпрямитель
КЗ – короткое замыкание
КПД – коэффициент полезного действия
ККМ – корректор коэффициента мощности
КУ – коммутационное устройство
КР – кольцевой распределитель
ЛПУ – логическое переключающее устройство
МОП – метал-окисел-полупроводник
НЗК – несимметричный закон коммутации
ОБР – область безопасной работы
ПЛК – программируемый логический контролер
ПНЧ – преобразователь «напряжение-частота»
ПЧ – преобразователь частоты
РИ – распределитель импульсов
РХ – регулировочная характеристика
СЗК – симметричный закон коммутации
СИФУ – система импульсно-фазового управления
ФИУ – формирователь импульсов управления
ЧИМ – частотно-импульсная модуляция
ШИМ – широтно-импульсная модуляция; широтно-импульсный модулятор
ШИП – широтно-импульсный преобразователь
ШИР – широтно-импульсное регулирование

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	6
ВВЕДЕНИЕ	7
1 СИЛОВЫЕ КЛЮЧИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	11
1.1 Однооперационные тиристоры	12
1.2 Биполярные силовые транзисторы	16
1.3 Силовые полевые транзисторы	19
1.4 Биполярные транзисторы с изолированным затвором (<i>IGBT</i> -транзисторы)	20
1.5 Двухоперационные тиристоры	21
1.6 Силовые модули	24
1.7 Драйверы	27
1.8 Ключи и модули с интегрированной системой защиты	31
1.9 Сравнение и сферы применения силовых ключей	33
2 АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ	37
2.1 Инвертор как элемент преобразователя частоты	37
2.2 Однофазный мостовой инвертор напряжения с амплитудной модуляцией	38
2.3 Трехфазный АИН с амплитудной модуляцией	42
2.4 Работа автономного инвертора напряжения на противо-ЭДС	47
2.5 Автономные инверторы напряжения с широтно-импульсным регулированием	51
2.6 Автономные инверторы напряжения с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией	58
2.7 Трехуровневые инверторы	69
2.8 Составные инверторы напряжения	79
2.9 ШИМ пространственного вектора напряжения трехфазного инвертора	81
2.10 Релейное управление выходным током трехфазных инверторов напряжения	91
3 ЭНЕРГЕТИКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ	98
3.1 Способы торможения в преобразователе частоты с инвертором напряжения	98
3.2 Взаимодействие преобразователя частоты с питающей сетью	101
3.3 Активные выпрямители	112
3.4 Способы улучшения выходных напряжения и тока инверторов	117
3.5 Эффективность применения преобразователей частоты	119
4 АСИНХРОННЫЕ ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ	130
4.1 Законы частотного управления	130
4.2 Скалярные системы частотного управления	134
4.3 Векторные системы частотного управления	136
5 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ КОМПАНИИ «ШНЕЙДЕР ЭЛЕКТРИК»	143
5.1 Общая характеристика	143
5.2 Управляющие входы и выходы	147
5.3 Настройка преобразователя частоты	149
5.4 Прикладные функции ПЧ <i>Altivar</i>	150
6 УСТРОЙСТВА ПЛАВНОГО ПУСКА	158
6.1 Способы пуска асинхронных двигателей	158
6.2 Однофазный тиристорный регулятор напряжения	162

6.3	Трехфазные тиристорные регуляторы напряжения	164
6.4	Устройства плавного пуска компании «Шнейдер Электрик»	167
	ЛИТЕРАТУРА	171
	ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Основные соотношения в автономных инверторах	174
	ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Краткий словарь англоязычных терминов по преобразовательной технике и электроприводу	176
	ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Перечень расчетных примеров	193

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебный модуль посвящен наиболее типичным силовым полупроводниковым устройствам для управления двигателями переменного тока: двухзвенным преобразователям частоты с автономными инверторами напряжения и тиристорным устройствам плавного пуска. В состав модуля не вошел материал по непосредственным преобразователям частоты и преобразователям с инверторами тока, как менее распространенным.

В теоретической части рассмотрены схемотехника, принцип действия и основные расчетные соотношения преобразователей энергии, дан ряд расчетных примеров, рассмотрена реализация преобразователей частоты и устройств плавного пуска на примере продукции компании «Шнейдер Электрик». Большое количество иллюстраций способствует усвоению материала. Краткий словарь англоязычных терминов по преобразовательной технике и электроприводу, данный в Приложении, призван облегчить студентам чтение англоязычной технической документации.

Модуль предназначен для студентов высших технических учебных заведений специальности 141 «Электроэнергетика, электротехника и электромеханика» (специализация «Электромеханические системы автоматизации и электропривод»). Он может быть использован при изучении таких дисциплин, как «Электроника и микросхемотехника», «Силовые преобразователи автоматизированных электроприводов», «Системы управления электроприводами», «Комплектные электроприводы». Может быть полезен также для студентов других электромеханических и электротехнических специальностей.

ВВЕДЕНИЕ

Электропривод (промышленный, тяговый, бытовой) является главной сферой применения преобразователей частоты (ПЧ). Основными требованиями, которым должен отвечать ПЧ в составе современного электропривода, являются:

- регулирование (как согласованное, так и раздельное) частоты и уровня выходного напряжения в широких пределах;
- форма выходного тока, максимально приближенная к синусоидальной;
- способность к кратковременным перегрузкам;
- создание цепи для протекания тормозных токов двигателя;
- минимальное внутреннее сопротивление для обеспечения максимальной жесткости механических характеристик электропривода;
- высокое быстродействие;
- легкость интеграции в системы автоматизации верхнего уровня;
- высокие КПД и коэффициент мощности;
- высокая надежность;
- удобство и безопасность наладки и эксплуатации;
- минимальные генерируемые электромагнитные помехи и акустический шум;
- минимальные габариты и масса;
- уровень защиты от влияния окружающей среды, соответствующий условиям эксплуатации;
- возможность выбора комплектации в зависимости от решаемых задач и условий эксплуатации.

Преобразователи частоты в течение последних десятилетий имели наиболее динамичное развитие. Из рис. В.1 видно, как изменялись основные показатели ПЧ (показатели в 1979 г. приняты за 100%).

В настоящий момент ПЧ выпускаются на мощности от десятков ватт до десятков мегаватт и напряжение от 220 В до 6 кВ. В наивысшем (мегаваттном) диапазоне мощностей иногда целесообразно использование инверторов тока на однооперационных тиристорах или инверторов напряжения на *IGCT*-тиристорах. В диапазоне 0,12 Вт...5 Мвт доминируют *IGBT*-инверторы напряжения. Маломощные (до нескольких киловатт) высокоточные ЭП могут быть построены на АИН с полевыми ключами.

Преобразователи с амплитудной модуляцией имеют ряд изъянов, которые делают их непригодными для использования в большинстве современных электроприводов:

- плохие энергетические показатели (существенно не-

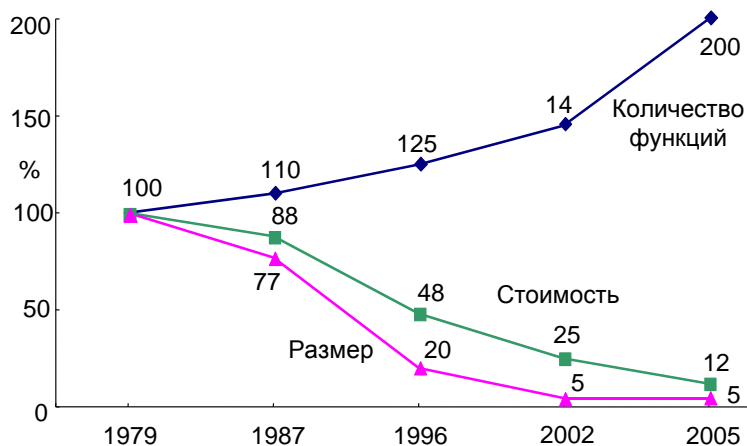


Рис. В.1 Развитие преобразователей частоты

синусоидальный характер входного тока и низкий $\cos \varphi$);

- нестабильность скорости двигателя и ограниченный диапазон ее регулирования в результате несинусоидальности выходного тока;
- между управляемым выпрямителем, предназначенным для регулирования напряжения, и инвертором расположен *LC*-фильтр, который замедляет изменение выходного напряжения ПЧ и затрудняет управление электроприводом;
- низкое быстродействие как следствие малой частоты переключения ключей (так, при выходной частоте 1 Гц сигнал управления ПЧ может обновляться только 6 раз в секунду);
- большое количество управляемых ключей и сложность системы управления.

Поэтому в настоящее время широтно-импульсная модуляция используется в подавляющем большинстве инверторов.

Если учесть также то, что около 80...90% всей энергии, потребляемой электроприводами, приходится на долю асинхронных, а из этих последних 50...75% (по разным оценкам) суммарной мощности (по количеству их еще больше) составляют электроприводы мощностью до 20 кВт, можно утверждать, что наиболее массовой разновидностью автономных инверторов является *IGBT*-инвертор с ШИМ.

Схемотехника силовой части промышленных и бытовых ПЧ с АИН малой и средней мощности на сегодня практически определилась: входной диодный выпрямитель (однофазный на мощности до нескольких кВт и трехфазный на больших), трехфазный автономный инвертор напряжения с ШИМ. Лишь с увеличением мощности возможны вариации: составной диодный или активный диодно-транзисторный выпрямитель, трехуровневые и составные инверторы и т.п.

Для обеспечения надежности во многих преобразователях осуществляется автоматическое изменение частоты модуляции в зависимости от уровня нагрузки. Допускается групповое питание нескольких инверторов от общего выпрямителя (в электроприводах станков с числовым программным управлением и промышленных роботов такое решение вообще является стандартным).

Одной из предпосылок развития систем управления современными ПЧ была появление интегральных драйверов, ШИМ-контроллеров, цифровых сигнальных процессоров (*DSP*-контроллеров), в состав которых входят генераторы треугольных сигналов (от 2 до 20) с программируемой выходной частотой (до нескольких МГц). Генераторы работают автономно и не нуждаются в каких-либо ресурсах центрального процессора. С их помощью можно реализовать не только цифровую синусоидальную, но и векторную ШИМ.

Система управления ПЧ, построенная на базе цифровых процессоров, способна реализовать такие задачи:

- формирование логических сигналов управления ключами (то есть управление самим ПЧ);
- управление координатами электропривода (током, скоростью);
- управление технологическим параметром (положением рабочих органов, давлением, производительностью, натяжением и т.п.);

- диагностирование и защита узлов и элементов преобразователя и электропривода в целом;
- программирование и настройка ПЧ и системы регулирования;
- обеспечение диалога с пользователем и системой автоматизации верхнего уровня.

Преобразователь имеет определенное количество (до 6...8) логических входов (через них он может получать сигналы управления от внешнего контроллера), 1..2 аналоговых входа (через которые к нему поступают сигналы от датчиков или ручных задатчиков), логические или релейные выходы (с них снимается информация о состоянии ПЧ и двигателя). Благодаря наличию логических входов/выходов, а также специальных интерфейсов и осуществляется обмен информацией между ПЧ и системой автоматизации технологического процесса.

Для диалога с пользователем предназначен пульт с клавиатурой и индикатором (8-сегментным или жидкокристаллическим). С помощью пульта или специального программного обеспечения для персональных компьютеров пользователь на стадиях наладки и эксплуатации ПЧ может запрограммировать до нескольких сотен настраиваемых параметров.

В зависимости от требований и режима работы ПЧ могут комплектоваться:

- входными коммутационными реакторами;
- дросселем для звена постоянного тока;
- корректором коэффициента мощности;
- входным и выходным фильтром электромагнитных помех;
- выходным фильтром для ограничения перенапряжений;
- дополнительным тормозным резистором (для более мощных ЭП и в случае больших частоты пусков и торможений или момента инерции механизма);
- платами расширения входов/выходов;
- коммуникационными платами для обмена информацией через промышленную сеть передачи данных;
- специализированными прикладными платами для обеспечения конкретных технологических задач.

Особенности маломощных ПЧ:

- низкое номинальное напряжение (до 400 В);
- возможность одно- и трехфазного питания;
- встроенный входной фильтр электромагнитных помех в однофазных модификациях;
- входной выпрямитель – неуправляемый;
- ключи инвертора – *IGBT* или *MOSFET*;
- высокая частота модуляции (до 20 кГц);
- наивысший уровень интеграции силовой части (иногда может быть реализована на основе одного силового или интеллектуального силового модуля);
- изготавливаются в виде моноблоков (при мощности до 7,5 кВт могут даже монтироваться на двигателе);

- охлаждение преимущественно естественное;
- потери в системе управления в сравнении с потерями в силовой части, а КПД достаточно низки (при мощности 0,12 кВт $\eta = 0,89$);
- сравнительно высокая удельная стоимость киловатта мощности (на рис. В.2 удельная стоимость ПЧ мощностью 250 кВт принята за единицу).

Для мощных ПЧ характерны:

- номинальное напряжение от 0,4 до 6 кВ;
- наличие силового трансформатора на входе (иногда и на выходе);
- использование сложных схем входных выпрямителей и инверторов, а при наличии жестких требований со стороны сети и интенсивных тормозных режимов – активных выпрямителей;
- ключи инвертора *IGBT* или *IGCT*;
- частота модуляции до нескольких кГц;
- конструкция в виде шкафов с отделенными друг от друга высоковольтной силовой частью и низковольтной системой управления;
- охлаждение принудительное (воздушное принудительное охлаждение увеличивает достижимую мощность приблизительно на 80%, водяное – в четыре раза по сравнению с естественным);
- высокий КПД (до 0,98...0,986);
- меньшая способность к перегрузкам (до 120%).

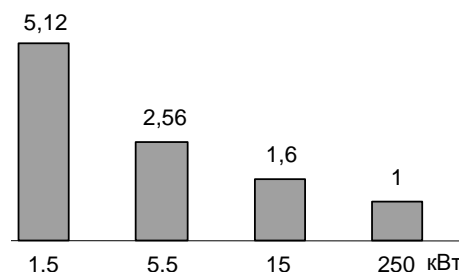


Рис. В.2. Стоимость 1 кВт в зависимости от мощности ПЧ

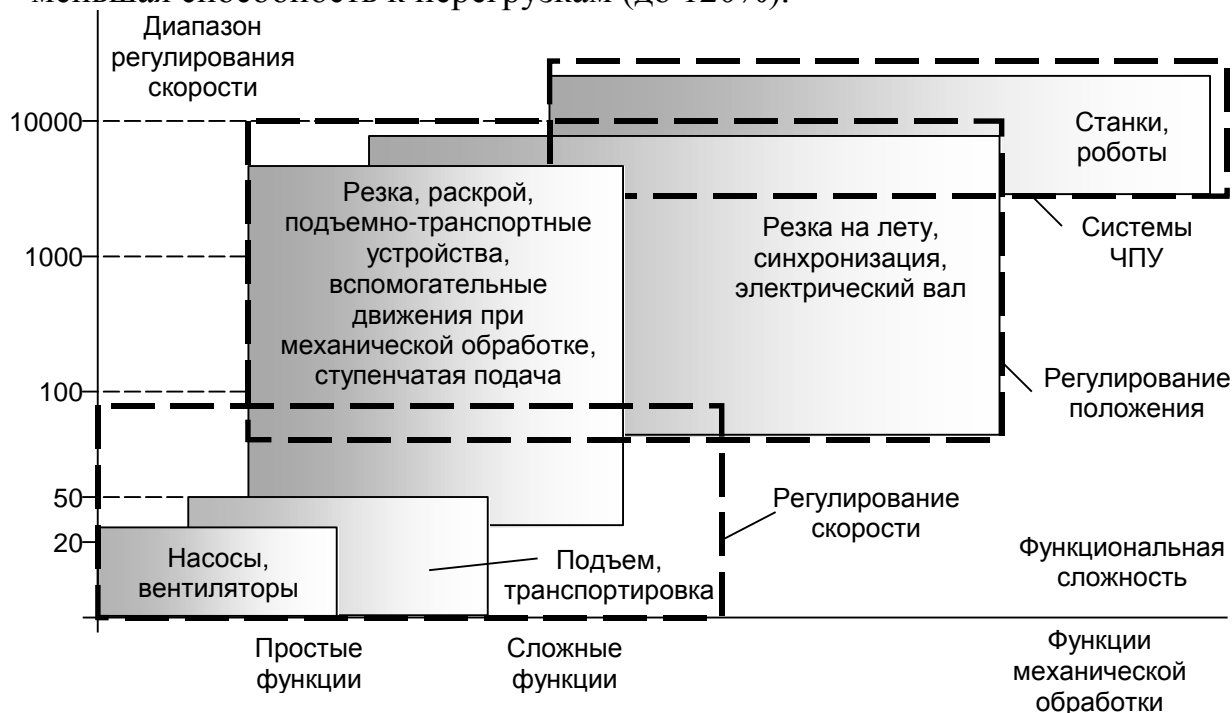


Рис. В.3 Области применения преобразователей частоты

Области применения современных ПЧ показаны на рис. В.3.

1 СИЛОВЫЕ КЛЮЧИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Процесс преобразования энергии в современных вентильных преобразователях осуществляется с помощью полупроводниковых приборов, работающих в ключевом режиме. В этом режиме ключ может иметь лишь два состояния: открытое и закрытое. В обоих состояниях потери в полупроводниковом приборе небольшие, хотя в процессе переключения они могут быть существенными. Такие важные показатели преобразователей и электроприводов на их основе, как стоимость, габариты и масса, коэффициент полезного действия, быстродействие, диапазон регулирования, точность, надежность определяются в первую очередь параметрами и возможностями силовых ключей. С усовершенствованием элементной базы силовой электроники связано большинство технических революций, которые произошли в электроприводе. Основными этапами развития силовых ключей были:

- в 1904 г. – электронная лампа (диод);
- в 1907 г. – электронный триод;
- в 1922 г. – ртутные и газонаполненные вентили (игнитроны, тиратроны);
- в 1948 г. – биполярный транзистор;
- в 1952 г. – *SCR*-тиристор;
- в 1954 г. – силовой полупроводниковый диод (10 А, 200 В);
- в 1959 г. – тиристорный выпрямитель;
- в 1961 г. – *GTO*-тиристор;
- в 1963 г. – *MOSFET*-транзистор;
- в 1974 г. – составной транзистор Дарлингтона;
- в 1980-ые гг. – *IGBT*-транзистор;
- в 1985 г. – интегральные силовые модули;
- в 1990-ые гг. – *IGCT*-тиристор.

Полупроводниковый ключ для коммутации мощных нагрузок можно считать идеальным, если он имеет:

- большой допустимый ток (действующий, средний, ударный);
- высокое допустимое напряжение (длительное, импульсное повторяемое, импульсное неповторяемое перенапряжения);
- способность к быстрому переключению;
- малые потери (статические в открытом состоянии и динамические в процессе переключения);
- высокая частота переключений как следствие двух предыдущих условий;
- высокая надежность;
- компактная конструкция.

Силовые ключи (вентили) подразделяются на неуправляемые (диоды) и управляемые (тиристоры, транзисторы). Состояние неуправляемых ключей целиком определяется знаком прикладываемого к ним напряжения, а состояние управляемых, кроме того, – еще и наличием управляющего напряжения на управляющем электроде (затворе, базе). Используют управляемые ключи двух разновидностей:

- полностью управляемые ключи, которые можно не только открыть, но и закрыть с помощью управляющего сигнала (транзисторы, двухоперационные тиристоры);
- ключи с ограниченным управлением (полууправляемые), которые только открываются путем подачи на управляющий электрод управляющего напряжения, а закрыться способны лишь после исчезновения анодного тока (однооперационные тиристоры).

1.1 Однооперационные тиристоры

Однооперационные тиристоры (*Silicon Controlled Rectifier, SCR*) – полууправляемые ключи. Их вольт-амперная характеристика (ВАХ) и схема включения приведены на рис. 1.1.

Вид ВАХ тиристора зависит от уровня тока управления I_y . Если этот ток достаточно большой, она ничем не отличается от ВАХ диода (линия 0-9-7-5-6). Когда управляющий ток отсутствует, она выглядит, как линия 0-1-2-3-4-8-7-5-6. Как видно из рис. 1.1, на отрезке ВАХ 0-1-2-3 внутреннее сопротивление тиристора намного больше, чем на отрезке 9-7-5-6. Кроме ВАХ тиристора, здесь изображены также ВАХ внешней цепи (источник анодного напряжения E и сопротивление нагрузки R). Это прямые линии, которые описываются уравнением:

$$U = E - IR.$$

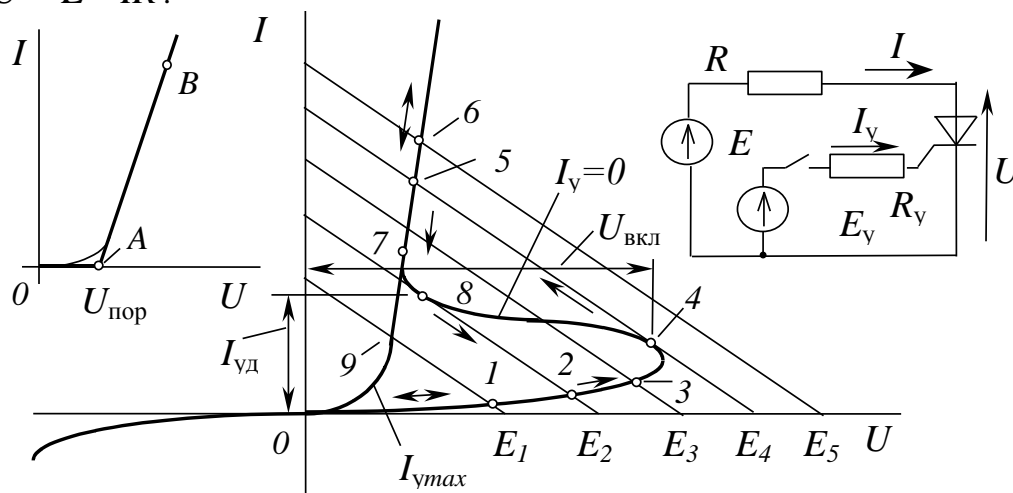


Рис. 1.1 Вольт-амперные характеристики однооперационного тиристора

Рассмотрим процессы открытия и закрытия тиристора изменением напряжения в кругу анода (управляющий ток отсутствует). Если повышать анодное напряжение от 0 до E_3 , тиристор работает в точках 0, 1, 2, 3, а ток анода почти отсутствует (тиристор закрыт). Когда $E=E_4$, ВАХ внешней цепи касается ВАХ тиристора в т. 4. Малейший рост напряжения источника приводит к скачкообразному переходу в т. 5, который сопровождается резким увеличением анодного тока и уменьшением падения напряжения между анодом и катодом (тиристор открывается). С последующим увеличением напряжения анодный ток быстро растет (т. 6). Снижение напряжения имеет следствием перемещение рабочей точки вниз (тт. 5, 7). Если $E=E_4$, ВАХ внешней цепи опять становится касательной к ВАХ тиристора (теперь в т. 8). Даже небольшое уменьшение

анодного напряжения переводит тиристор из т. 8 в т. 2 (тиристор закрывается, падение напряжения между анодом и катодом резко растет, а ток падает). Последующее снижение напряжения передвигает рабочую точку по траектории 2-1-0. Таким образом, траектория закрытия тиристора не совпадает с траекторией открытия (ВАХ имеет гистерезис). Абсцисса т. 4 называется напряжением включения $U_{\text{вк}}$, а ордината т. 8 – током удержания $I_{\text{уд}}$.

Рассмотренный способ включения не только не имеет никакой практической ценности, но и может иметь следствием повреждение pn -перехода. В вентильных преобразователях тиристоры всегда включают путем увеличения управляющего тока. Пусть источник имеет напряжение $E=E_3$, а управляющий ток отсутствует (тиристор закрыт и работает в т. 3). Резкое повышение управляющего тока приводит к резкому уменьшению напряжения включения, и тиристор открывается, переходя в т. 7. Даже если после этого ток управления опять исчезнет, тиристор и в дальнейшем будет работать в т. 7, оставаясь открытым. Закроется он только тогда, когда анодный ток станет меньше тока удержания.

Следовательно, однооперационные тиристоры открывают, подавая к управляющему электроду короткий импульс тока управления. Закрываются они в результате изменения полярности ЭДС E источника питания (в преобразователях с естественной коммутацией) или с помощью специальных устройств искусственной коммутации, где ток разряда коммутирующего конденсатора направляют навстречу току тиристора, чтобы снизить его до уровня $I_{\text{уд}}$.

К основным параметрам тиристоров, которые используются при их выборе, относятся:

- средний ток в открытом состоянии $I_{\text{ос.ср}}$, I_{TAV} : максимально допустимое среднее за период значение прямого тока, которое длительно протекает через прибор (ограничивается допустимой температурой pn -перехода и достигает нескольких кА);
- повторяемое прямое импульсное напряжение в закрытом состоянии $U_{\text{зс.п}}$, U_D : максимально допустимое мгновенное напряжение, которое периодически прикладывается к тиристор в прямом направлении (характеризует уровень напряжения, при котором тиристор не открывается без управляющего импульса);
- повторяемое импульсное обратное напряжение $U_{\text{обр.п}}$, U_{RRM} : максимально допустимое мгновенное напряжение, которое периодически прикладывается к тиристор в обратном направлении (ограничивается напряжением пробоя pn -перехода и достигает, как и предыдущий параметр, 5 кВ);
- критическая скорость роста анодного тока в открытом состоянии $(di_{\text{вс}}/dt)_{\text{кр}}$, $(di_T/dt)_{\text{crit}}$, которая для низкочастотных тиристоров лежит в пределах 50...100 А/мкс, а для быстродействующих достигает 1250 А/мкс (превышение этого параметра может вызывать локальный перегрев и повреждение pn -перехода);
- критическая скорость роста напряжения в закрытом состоянии $(du_{\text{зс}}/dt)_{\text{кр}}$, лежащая в пределах 50...1250 В/мкс (слишком большая ско-

рость роста прямого напряжения может вызывать самопроизвольное открытие тиристора без управляющего импульса, а обратного – пробой *pn*-перехода);

- длительность выключения или возобновления запирающих свойств $t_{\text{вык}}$, t_g (время после исчезновения анодного тока, в течение которого приложенное к тиристорному прямому напряжению приводит к его самопроизвольному открытию, то есть к потере управляемости);
- время включения $t_{\text{вкл}}$, t_{gt} (необходимое для роста прямого анодного тока до 90% его наибольшего значения при переходе от закрытого состояния к открытому).

Через запятую в этом перечне приведены обозначения параметров по международным стандартам.

Кроме того, в расчетах используются также такие параметры:

- пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$, U_T и динамическое сопротивление в открытом состоянии $r_{\text{дин}}$, r_T – параметры вольт-амперной характеристики (характеризуют форму линеаризованной ВАХ, см. рис. 1.1);
- импульсный открывающий ток управления $i_{y.\text{откр.п}}$, I_{GD} (необходимый для открытия тиристора);
- защитный показатель I^2t (характеризует способность тиристора к кратковременным перегрузкам).

Если реальную ВАХ открытого тиристора заменить ее касательной AB (см. рис. 1.1), то падение напряжения в тиристоре вычисляется так:

$$\Delta U = U_{\text{пор}} + I r_{\text{дин}},$$

а мощность потерь в открытом состоянии

$$\Delta P = I \cdot \Delta U = I U_{\text{пор}} + I^2 r_{\text{дин}}.$$

Пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$ для большинства тиристорных составляет 1...1,5 В. Динамическое сопротивление тиристора $r_{\text{дин}} = dU/dI$ характеризует наклон ВАХ, то есть меру его неидеальности, как ключа. С ростом мощности тиристора оно быстро уменьшается.

Виды тиристорных:

- обычный;
- симметричный;
- оптронный;
- тиристор-диод или асимметричный тиристор.

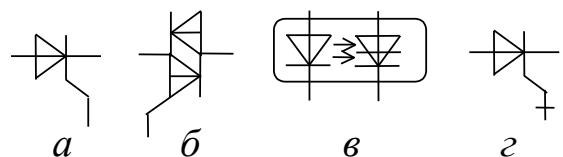


Рис. 1.2 Графические обозначения тиристорных

Условно обозначение обычного тиристора приведено на рис. 1.2,а.

Симметричный тиристор (симистор, триак) – прибор с двусторонней проводимостью (в одном кристалле кремния реализованы два тиристора, включенные встречно-параллельно). Условное графическое обозначение симистора приведено на рис. 1.2,б. Используется в реверсивных выпрямителях, непосредственных преобразователях частоты и прерывателях переменного тока.

Оптронный тиристор (оптотиристор) – это соединение в одном приборе светодиода (источника света) и фототиристора (тиристора, управляемого светом). Условно обозначение – рис. 1.2,в.

Конструктивные исполнения тиристоров:

- бескорпусный (для использования в тиристорных модулях);
- штыревой с гибким или жестким выводом (рис. 1.3,а);
- таблеточный (рис. 1.3,в) с возможностью двустороннего охлаждения;
- фланцевый (рис. 1.3,б).

На рис. 1.3 цифрой 1 обозначен управляющий электрод, цифрой 2 – основание, прижимаемое к охладителю. Тиристор таблеточной конструкции имеет плоские анод и катод, к которым с обеих сторон прижаты охладители.

Тиристоры всех видов разделяются на классы в соответствии со значениями напряжений U_D и U_{RRM} .

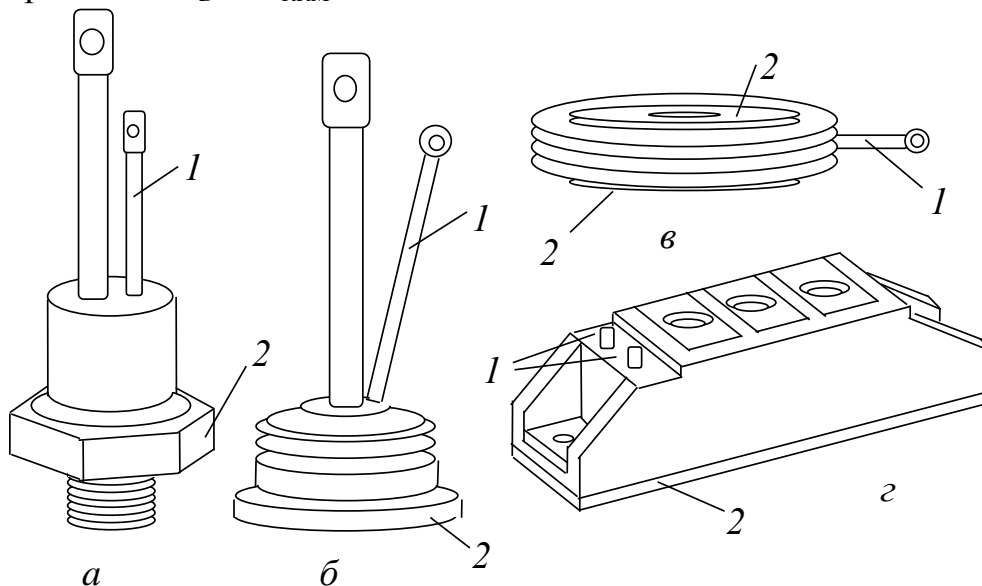


Рис. 1.3 Конструктивные разновидности тиристоров

Для ограничения производной напряжения во время закрытия тиристора параллельно ему включают RC - или RCD -цепь (иначе – снаббер, рис. 1.4). Конденсатор, заряжаясь, замедляет рост напряжения. Резистор ограничивает разрядный ток конденсатора во время открытия тиристора. RC - или RCD -цепи располагают рядом с тиристором, чтобы свести к минимуму паразитную индуктивность соединительных проводов. Диод способствует более быстрому закрытию тиристора (анодный ток в начале закрытия переходит через него на конденсатор).

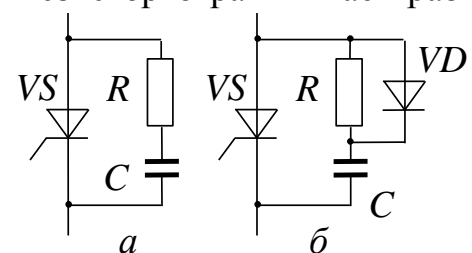


Рис. 1.4 RCD -цепи

Если анодный ток превышает допустимый ток тиристора, применяют параллельное соединение. В результате неидентичности параметров отдельных экземпляров тиристоров ток между ними (особенно во время включения) распределяется неравномерно. Для выравнивания токов используют индуктивные делители (рис. 1.5,а).

Если допустимое напряжение тиристоров недостаточно, их соединяют последовательно. Для выравнивания напряжений на закрытых тиристорах параллельно каждому из них включают резистор (рис. 1.5,б). RC -цепи выравнивают напряжения в динамических режимах.

К преимуществам *SCR*-тириستоров сравнительно с другими полупроводниковыми ключами принадлежат наивысшая перегрузочная способность, самые низкие потери в открытом состоянии, высокая надежность. К недостаткам следует отнести неполную управляемость (невозможность закрытия с помощью управляющего электрода) и низкая частота переключений. Типичная сфера их применения – преобразователи с естественной коммутацией (управляемые выпрямители, тиристорные прерыватели переменного напряжения, непосредственные преобразователи частоты, ведомые нагрузкой инверторы).

Компания «Шнейдер Электрик» использует однооперационные тиристоры в устройствах плавного пуска и торможения (см. п. 6.4).

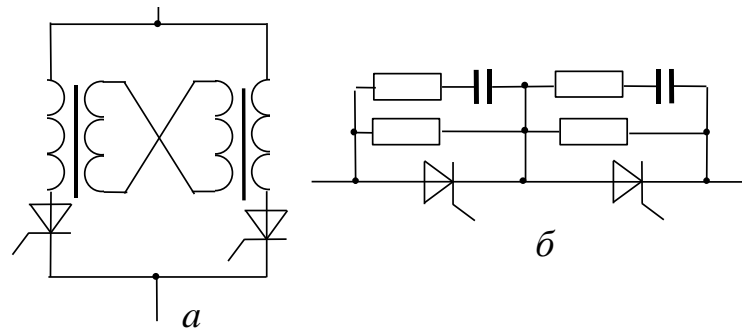


Рис. 1.5 Параллельное и последовательное соединение тиристоров

1.2 Биполярные силовые транзисторы

Транзисторы, в отличие от тириستоров, – полностью управляемые приборы. Они более быстродействующие, но менее мощные, менее стойкие к перегрузкам, неспособны выдержать значительное обратное напряжение, имеют меньшую критическую скорость роста тока. В преобразователях энергии биполярные транзисторы используются исключительно в ключевом режиме. По принципу действия силовой биполярный транзистор (*Bipolar Power Transistor, BPT*) ничем не отличается от маломощного, используемый в информационной электронике. Некоторые особенности конструкции и параметров обусловлены именно их большей мощностью. Так, силовые транзисторы имеют меньший коэффициент передачи по току, потому что для уменьшения падения напряжения в них увеличен ток базы. Для уменьшения мощности управляющего сигнала используют т.н. схему Дарлингтона, или составной транзистор (рис. 1.6).

В его состав входят два или три транзистора, включенные каскадно. Наименее мощный транзистор *VT1* управляет транзистором *VT2*, тот – наиболее мощным *VT3*. Схема Дарлингтона ведет себя как одиночный транзистор с достаточно большим коэффициентом передачи по току $\beta = \beta_1 \beta_2 \beta_3$, но имеет меньшее быстродействие.

Для повышения скорости запирающего ключа используют т.н. «активное запертие» (выключение обратным током базы). Для этого, кроме снятия с базы положительного потенциала, на нее подают короткий импульс отрицательного тока. Диоды *VD1*, *VD2* обеспечивают одновременную подачу отрицательного потенциала на базы всех транзисторов. Резисторы *R1*, *R2*, *R3* предназна-

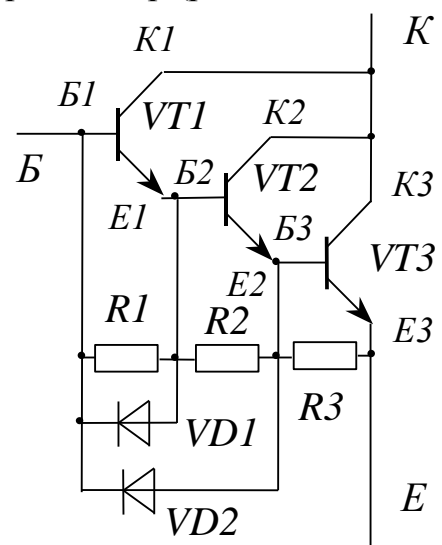


Рис. 1.6 Схема Дарлингтона

ны для ускорения открытия ключа. В закрытом состоянии транзисторами течет небольшой ток отсечки (например, ток отсечки $VT2$ – по цепи $K-K2-E2-R3-E$). В результате падения напряжения в резисторах к переходам «база – эмиттер» прикладывается небольшой положительный потенциал, который несколько смещает его в направлении открытия. Это приводит к обогащению pn -перехода носителями зарядов и ускорению процесса открывания по получению на базу положительного потенциала.

Область безопасной работы (ОБР) транзистора – это диапазон изменения тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер, в котором обеспечивается надежная работа ключа без ухудшения его характеристик и параметров (рис. 1.7). Различают ОБР статические (зона «а» на рис. 1.7) и динамические («б») ОБР. Статическая ОБР отображает допустимые режимы транзистора в длительном режиме, динамическая – в импульсном. Избыточный рост тока приводит к токовому пробоем структуры (линии 1), температуры – к тепловому пробоем (линии 2), длительности импульса тока – к вторичному пробоем (линии 3), напряжению – к лавинному пробоем (линии 4). Размеры ОБР зависят от характеристик режима работы. Как видно из рис. 1.7, ОБР сужается с ростом температуры корпуса прибора и длительности импульса тока. Задачей разработчика является обеспечение работы ключа в пределах ОБР в тех условиях, в которых предусмотрена эксплуатация преобразователя.

На рис. 1.8,а линиями 1 и 2 изображены ВАХ транзистора с минимальным и максимальным уровнями базового тока, линией 3 – ВАХ внешней цепи (источники питания и нагрузки) $U_{кэ} = U_d - I_{кR_n}$. Точка А соответствует режиму насыщения, когда транзистор полностью открыт, а точка В – режиму отсечки, когда он заперт.

Если бы ток базы изменялся медленно, транзистор переходил бы от открытого состояния в закрытое и наоборот через активный режим вдоль линии 3, переходя от одной своей промежуточной статической ВАХ к другой. Однако скачкообразное исчезновение базового тока не может вызвать мгновенное закрытие транзистора, т.к. коллекторный ток благодаря индуктивным элементам L_n в составе нагрузки быстро не спадает. Поэтому траекторией выключения будет линия 4, вдоль которой напряжение на транзисторе первоначально изменяется быстрее, чем ток. К тому же в результате немгновенного открытия диода к транзистору в начале его выключения прикладывается ЭДС самоиндукции нагрузки, следствием чего может быть выход траектории за пределы ОБР.

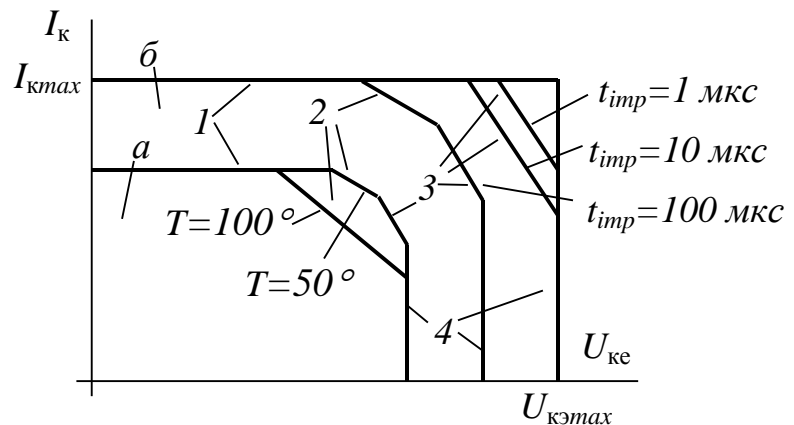


Рис. 1.7 Области безопасной работы транзисторов

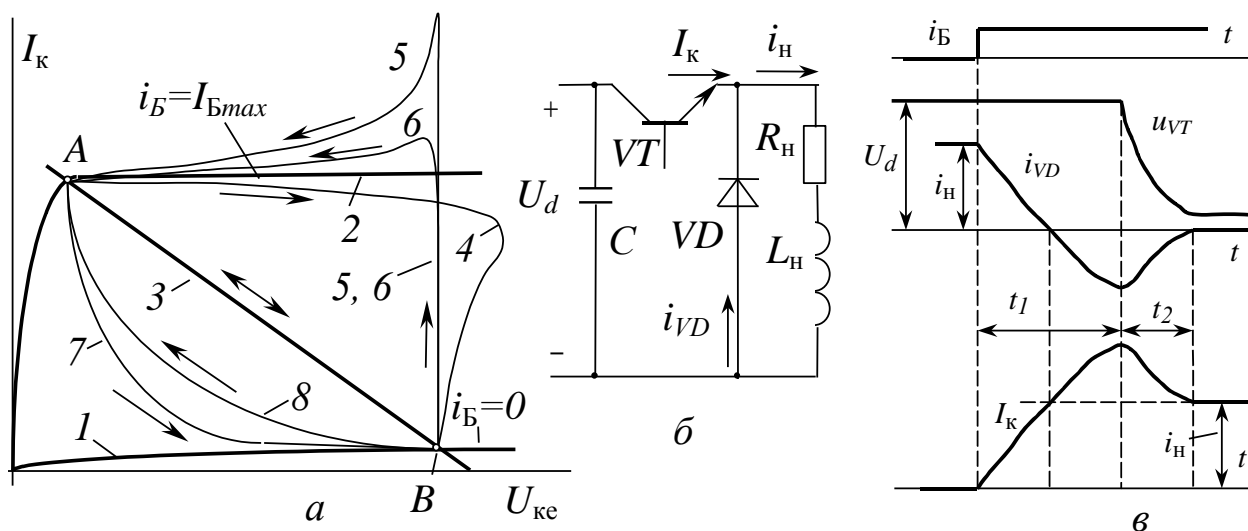


Рис. 1.8 Процесс переключения транзисторного ключа

Когда транзистор закрыт, ток нагрузки i_H продолжает течь, но уже через диод VD (рис. 1.8,б). Этот ток обычно не успевает существенно измениться к тому моменту, когда транзистор опять получает открывающий импульс. Поэтому его открывание начинается при еще открытом диоде и сопровождается кратковременным коротким замыканием заряженного конденсатора C через VT и VD . Поскольку в контуре короткого замыкания индуктивность отсутствует, ток коллектора быстро растет, напряжение же на транзисторе измениться не успевает. Т.к. на восстановление запирающих свойств диода нужно определенное время (t_1 на рис. 1.8,в), ток через него успевает кратковременно изменить знак, и по транзистору течет не только ток нагрузки, но и отрицательный ток диода. Лишь после возобновления запирающих свойств диода его ток и напряжение на транзисторе начинают уменьшаться (интервал t_2). Потому процесс открытия транзистора происходит вдоль траектории 5. Ток транзистора на ней может в несколько раз превысить ток нагрузки. Для ограничения тока транзистора во время включения вместо обычных диодов используют быстродействующие с малой длительностью восстановления запирающих свойств. Тогда отрицательный ток через диод не успеет достичь значительной величины, а включение транзистора будет происходить по траектории 6.

Все три траектории 4, 5, 6 проходят в глубине области активного режима, где потери энергии еще больше, чем на линии 3. Если эти траектории выйдут за пределы области безопасной работы, может быть нарушена целостность полупроводниковой структуры.

Для снижения производной напряжения на транзисторе и потерь в нем в процессе переключения используют $RLCD$ -цепи (т. н. снабберы или цепи формирования траектории переключения), схема которых такая же, как и для тиристоров (см. рис. 1.4), или же как на рис. 1.9.

Дроссель, включенный последовательно с транзистором, ограничивает скорость роста тока во время его включения. Диод $VD1$ выполняет функции об-

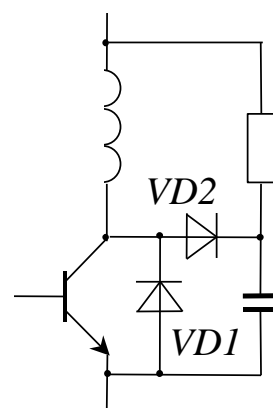


Рис. 1.9
 $RLCD$ -цепи

ратного. Через $VD2$ электромагнитная энергия, накопленная в дросселе во время открытого состояния транзистора, отдается конденсатору, когда транзистор закрывается.

Благодаря наличию $RLCD$ -цепей ток во время включения и напряжение в течение выключения транзистора растут не так быстро, и переключение происходит по траекториям 7 и 8. Эти траектории расположены вблизи областей насыщения и отсечки с малыми уровнями тока и падения напряжения и потому имеют намного меньшие потери энергии, чем все рассмотренные траектории. Таким образом, использование снабберов позволяет облегчить тепловой режим ключей и увеличить допустимую частоту их переключения.

Для уменьшения паразитной индуктивности $RLCD$ -цепи максимально приближены к транзистору, а силовые шины имеют минимальную длину.

Биполярные транзисторы вследствие ограничений на номинальные напряжение и ток, низкой стойкости к перегрузкам, неравномерному распределению токов при параллельном соединении, большой мощности управления практически исчерпали возможности для последующего развития и вытесняются с рынка более совершенными ключами.

1.3 Силовые полевые транзисторы

Полевой транзистор – полупроводниковый прибор с четырьмя выводами (исток, сток, затвор, подложка). Графическое обозначение полевого транзистора с индуцируемым каналом n -типа показано на рис. 1.10. Исток и сток – силовые выводы (подобно коллектору и эмиттеру биполярных транзисторов), затвор выполняет функцию управляющего электрода. Подложка обычно соединяется со стоком.

Силовые полевые транзисторы, или транзисторы, управляемые полем, реализованы по технологии «металл-окисел-полупроводник» (МОП, английское название *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, *MOSFET*). В отличие от биполярных, которые управляются импульсом тока, полевые управляются напряжением. По сравнению с биполярными транзисторами они имеют:

- малую мощность управления,
- простую схему управления,
- малый ток отсечки,
- более высокое быстродействие (в несколько раз),
- большую перегрузочную способность (в 2...2,5 раза),
- термостойкость и невозможность теплового пробоя (в результате роста внутреннего сопротивления с увеличением температуры),
- возможность параллельного включения без использования уравнивающих резисторов (необходимо лишь размещение транзисторов на общем радиаторе),
- отсутствие необходимости в снабберах.

Однако их номинальные напряжение и ток сравнительно невелики (до 100 А и 1000 В). Потому сфера их применения ограничена низковольтными устройствами малой мощности (высокочастотные инверторы и импульсные

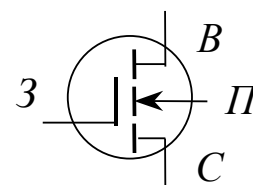


Рис. 1.10
MOSFET-
транзистор

источники питания с широтно-импульсной модуляцией, твердотельные реле и т.п.).

Механизм самовыравнивания нагрузок двух неидентичных параллельно включенных МОП-транзисторов объясняет рис. 1.11. Их выходные характеристики «сток–исток» в холодном состоянии изображены линиями 1 и 2. Общему напряжению U_{DS} отвечают токи стока I_1 и I_2 . Вследствие положительного температурного коэффициента сопротивление обоих ключей будет расти, однако в разной степени, поскольку более нагруженный транзистор будет нагреваться до большей температуры. Потому окончательная разница токов нагретых транзисторов будет намного меньше (линии 1' и 2' и токи I_1' и I_2').

Для полевых транзисторов характерны незначительные потери во время переключения, отсутствие (по крайней мере, теоретическое) нижней границы рабочего напряжения. Поэтому они являются идеальными ключами для низковольтных высокочастотных преобразователей.

Основные параметры силовых полевых транзисторов:

- Максимальное напряжение «сток – исток» U_{DS} ;
- Максимальный длительный ток стока I_D ;
- Максимальный импульсный ток стока I_{DM} ;
- Максимальное напряжение «затвор-исток» U_{GS} ;
- Крутизна характеристики, которая характеризует усиительные свойства ключа (аналог коэффициента передачи по току биполярного транзистора).

1.4. Биполярные транзисторы с изолированным затвором

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (или *Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT*) – своеобразный гибрид силового биполярного и управляющего полевого транзисторов, реализованных в одном кристалле (рис. 1.12). Они совмещают в себе преимущества обоих типов приборов и имеют большее быстродействие и меньшую мощность управления, чем тиристоры и биполярные транзисторы, большие номинальные ток и напряжение, чем биполярные и полевые транзисторы, большую перегрузочную способность при коротких замыканиях (до шестикратной) сравнительно с биполярными транзисторами. Для них характерна большая стойкость к производной напряжения dU_{CE}/dt и меньшая склонность к самопроизвольному открытию сравнительно с другими полупроводниковыми ключами. Как и *MOSFET*-транзисторы, они пригодны для параллельного включения.

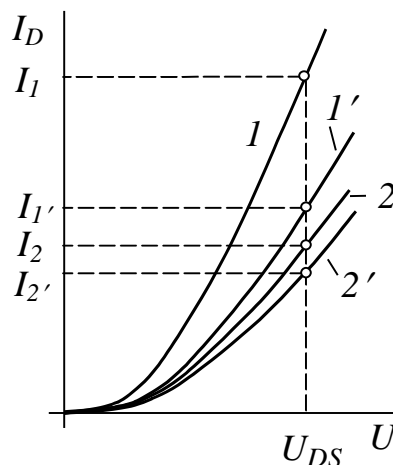


Рис. 1.11 Нагрузка параллельно включенных МОП-транзисторов

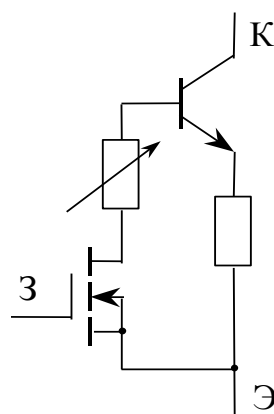


Рис. 1.12 Внутренняя структура IGBT-транзистора

Условно графическое обозначение *IGBT*-транзисторов до сих пор окончательно не стандартизировано. Используются обозначения, изображенные на рис. 1.13.

Основные параметры *IGBT*-транзисторов:

- Максимальное допустимое напряжение коллектор-эмиттер U_{CES} ;
- Максимальный длительный ток коллектора I_C ;
- Импульсный ток коллектора i_{CM} ;
- Напряжение насыщения коллектор-эмиттер U_{CEsat} ;
- Крутизна характеристики $S = dI_C / dU_{GE}$ (U_{GE} – напряжение «затвор-эмиттер»).

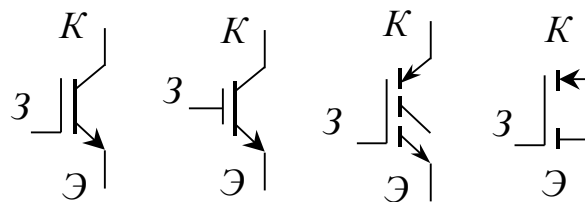


Рис. 1.13 Условные обозначения *IGBT*-транзисторов

Для открытия *IGBT*-транзистора к его затвору следует подать положительный потенциал. Чтобы увеличить его стойкость к электромагнитным помехам и уменьшить потери на переключение, на интервале закрытого состояния к затвору подают отрицательное напряжение смещения.

IGBT-транзисторы выпускаются в виде одиночных ключей и модулей разной степени интеграции. Высоковольтные – в виде таблеток (как на рис. 1.3,в). К недостаткам *IGBT*-транзисторов следует отнести повышенное падение напряжения в открытом состоянии (1,5...5 В), которое растет с увеличением номинального напряжения ключа. Стандартная частота коммутации для них – десятки килогерц с перспективой повышения до 150 кГц. Для них характерна возможность управления темпом изменения силового тока с помощью затвора, которая обеспечивает эффективную защиту от коротких замыканий. Область применения *IGBT*-транзисторов – преобразователи малой и средней мощности напряжением до 6 кВ (в первую очередь с широтно-импульсной модуляцией). В конце 90-х годов XX столетия они стали основной разновидностью ключей в преобразователях для электроприводов, статических компенсаторах реактивной мощности и силовых активных фильтрах, мощных источниках питания, электротехнологических установках. Этот тип ключей является наиболее перспективным для преобразователей средней мощности.

Инверторы всех преобразователей частоты компании «Шнейдер Электрик» реализованы на *IGBT*-транзисторах.

1.5 Двухоперационные тиристоры

Двухоперационные тиристоры (ДТ), или запираемые тиристоры, (международное название *Gate Turn-off Thyristor*, *GTO*-тиристоры), отличаются от однооперационных тем, что способны выключаться с помощью управляющего электрода (то есть они – полностью управляемые ключи). Открываются они, как и обычные тиристоры, с помощью положительного потенциала на управляющем электроде, а закрываются отрицательным потенциалом. Графическое изображение двухоперационного тиристора приведено на рис. 1.2,г.

Кроме параметров, общих с одно-
операционными тиристорами, к основ-
ным параметрам запираемых относятся:

- запираемый ток, I_3 , I_{TGQ} (достигает 3000...4500 А);
- запирающий ток управления $I_{y.i}$, I_{RGM} (ток управляющего электрода, протекание которого имеет следствием закрытие тиристора);
- время выключения с помощью управляющего электрода $t_{y.вык}$, t_{gq} .

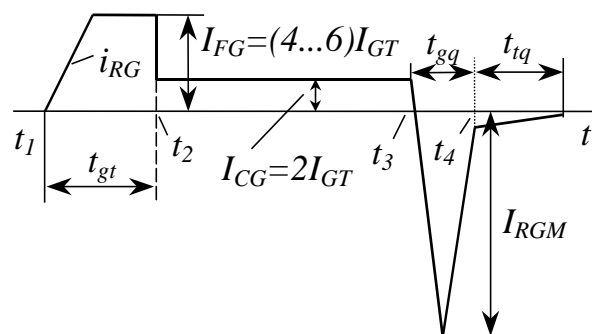


Рис. 1.14 Управляющий импульс ДТ

Кроме полной управляемости, особенность двухоперационных тиристор-
ров – повышенное по сравнению с обычными быстродействие (время выключе-
ния современных *GTO*-тиристоров составляет 6...25 мкс, время включения – 4
мкс, частота переключений – до 800...1000 Гц). Для их запираения, однако, ну-
жен, хотя и кратковременный, но достаточно большой ток управления (иногда
достигает 20...100% анодного). Это требует использования достаточно мощных
схем управления. Кроме того, для них характерно увеличенное падение напря-
жения в открытом состоянии, большие управляющий ток во время включения и
ток удержания. *GTO* уступает *IGBT* по быстродействию, однако лучше их по
достижимым напряжению и току, а также по уровню падения напряжения в от-
крытом состоянии. Его основные статические параметры уже можно сравнить с
такowymi для обычных тиристоров, хотя последние пока еще остаются наибо-
лее мощными полупроводниковыми приборами.

Требования к форме управляющего импульса ДТ специфические
(рис. 1.14).

Для открытия тиристора в момент времени $t = t_1$ к его управляющему
электроду нужно подать положительный импульс тока с достаточно крутым
(5...25 А/мкс) передним фронтом (для уменьшения потерь в тиристоре) и боль-
шой амплитудой, которая для обеспечения надежного открытия должна в 4...6
раз превышать ток, достаточный для открытия. После того, как ДТ открылся,
насушной необходимости в протекании управляющего тока нет, однако для
обеспечения устойчивости работы тиристора целесообразно поддерживать этот
ток на уровне $I_{CG} = 2I_{GT}$ (ток поддержки) в течение всего нужного интервала
проводимости $t_3...t_2$. Кроме того, наличие этого тока несколько уменьшает па-
дение напряжения в открытом тиристоре.

Для запираения ДТ к его управляющему электроду нужно подать отрица-
тельный импульс тока с амплитудой

$$I_{RGM} = I_{TGQ} / G_{gq},$$

где G_{gq} – коэффициент запираения (для большинства ДТ лежит в преде-
лах 3...5, для некоторых достигает 15).

Передний фронт этого импульса должен иметь наклон, оптимальный для
конкретного типа ДТ. Его длительность – не меньшая длительности запираения

тиристора t_{gq} . После исчезновения анодного тока (момент $t = t_4$) в течение времени восстановления запирающих свойств ДТ t_{tq} через его управляющий электрод пропускают небольшой отрицательный ток, который повышает надежность работы тиристора и уровень выключаемого тока.

В преобразователях на *GTO*-тиристорах обязательно использование *RCD*-снабберов по схеме рис. 1.4,б. Поскольку такие тиристоры имеют большую сравнительно с транзисторами допустимую скорость роста анодного тока, роль индуктивных снабберов может выполнять паразитная индуктивность шинпровода силовой схемы.

Мощные двухоперационные тиристоры выпускают в виде таблеток, меньшей мощности – также в виде модулей (см. п. 1.7) вместе с обратными диодами.

Типичная сфера применения – мощные и средней мощности (до 15 МВА) автономные преобразователи постоянного и переменного тока (прерыватели, инверторы), а также выпрямители и непосредственные преобразователи частоты с принудительной коммутацией. Использование двухоперационных тиристоров, которые не нуждаются в схемах принудительной коммутации, значительно улучшает массогабаритные показатели преобразователей энергии. Так, после модернизации тягового преобразователя для электровоза количество управляемых ключей составило 9% сравнительно со схемой на однооперационных тиристорах с емкостной искусственной коммутацией, количество диодов – 18%, мощность потерь – 41%, мощность цепей управления – 50%, масса – 60%, объем – 75%.

Приближение к идеалу силового ключа возможно двумя путями: через структуру транзистора и через структуру тиристора. Основные преимущества тиристора – низкие потери в открытом состоянии, транзистора – быстродействие. До недавнего времени были два реальных претендента на применение в области больших мощностей: *GTO*-тиристор с его громоздким снаббером и *IGBT*-транзистор с присущими ему большими статическими потерями.

Новый класс приборов – тиристор, в котором во время выключения весь анодный ток переходит в цепь управляющего электрода (затвора). Потому он получил название тиристора, коммутируемого через затвор (*Gate Commutated Thyristor*, *GCT*). Его конструкция базируется на *GTO*-структуре, однако он имеет свойства биполярного транзистора в режимах переключения. Отсюда его преимущества:

- более высокое быстродействие сравнительно с *GTO* (частота коммутации может достигать 1 кГц для 6 кВ и 3 кГц для 3,3 кВ);
- меньшее падение напряжения в открытом состоянии в отличие от *IGBT*-транзисторов и *GTO*-тиристоров (в 1,5...2 раза);
- отсутствует потребность в ограничении dU/dt с помощью индивидуальных снабберов;
- меньшие потери во время включения (в 20...40 раз сравнительно с *IGBT*);
- в несколько раз меньшая мощность управления и вдвое меньшие, чем для *GTO*, габариты драйвера (однако большие, чем для *IGBT*);

- высокая надежность (в несколько раз более высокая по сравнению с *GTO* и *IGBT*);
- меньшая масса преобразователя (в 2...3 раз);
- более низкая удельная стоимость преобразователя (грн/МВт), чем для *IGBT* (при мощностях, больших 1 МВА);
- возможность (в отличие от *GTO*-тиристов) реализации быстродействующего обратного диода в одном кристалле с управляемым ключом;
- возможность последовательного соединения тиристов без подбора параметров (хотя и с использованием индивидуальных снабберов).

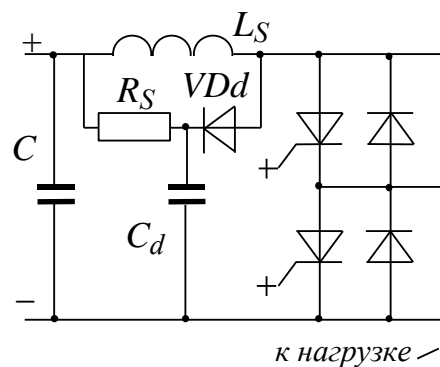


Рис. 1.15 Снаббер *GCT*-тиристов

Особенностью *GCT*-тиристора является то, что ток управления во время выключения больше анодного.

С помощью подобных тиристов можно реализовать преобразователи мощностью до 100 МВА для электроприводов, энергетики, транспорта.

Для ограничения темпа роста анодного тока в преобразователях на *GCT*-тиристорах используют общий индуктивный снаббер на входе инвертора (рис. 1.15). Цепочка R_S , VDd обеспечивает разряд накопленной в индуктивности энергии после закрытия тиристора, а конденсатор C_d ограничивает кратковременные перенапряжения, возникающие во время переключения тиристов.

Сочетание *GCT* с формирователем импульсов управления (драйвером) образует интегрированный *GCT*-тиристор (*Integrated Gate Commutated Thyristor*, *IGCT*), использование которого позволяет значительно упростить конструкцию преобразователя.

1.6 Силовые модули ♦ *

Одним из направлений развития электроники, в том числе силовой, является увеличение степени интеграции элементов. Интеграция силовых ключей происходит путем объединения в одном корпусе (или даже кристалле) управляемого ключа с обратным диодом, нескольких ключей и даже силовой части всего преобразователя в целом. Силовые выводы такого модуля (или силовой интегральной схемы) электрически изолированы от его основания, что дает возможность монтажа нескольких модулей на общем радиаторе. Все это обеспечивает уменьшение габаритов и цены, упрощает конструкцию, увеличивает надежность средств преобразовательной техники. Кроме того, избавление от внешних межэлементных соединений в силовой схеме способствует уменьшению паразитной индуктивности монтажа, обусловленных ими перенапряжений и росту быстродействия схемы.

На рис. 1.16 приведены некоторые варианты схем силовых интегральных модулей: диодных (а...д), диодно-тиристорных (г...ж), тиристорных (з...к), *IGBT* (л...ц). Тиристорные и диодно-тиристорные модули могут быть также

* Символ ♦ означает, что в данном разделе имеются расчетные примеры

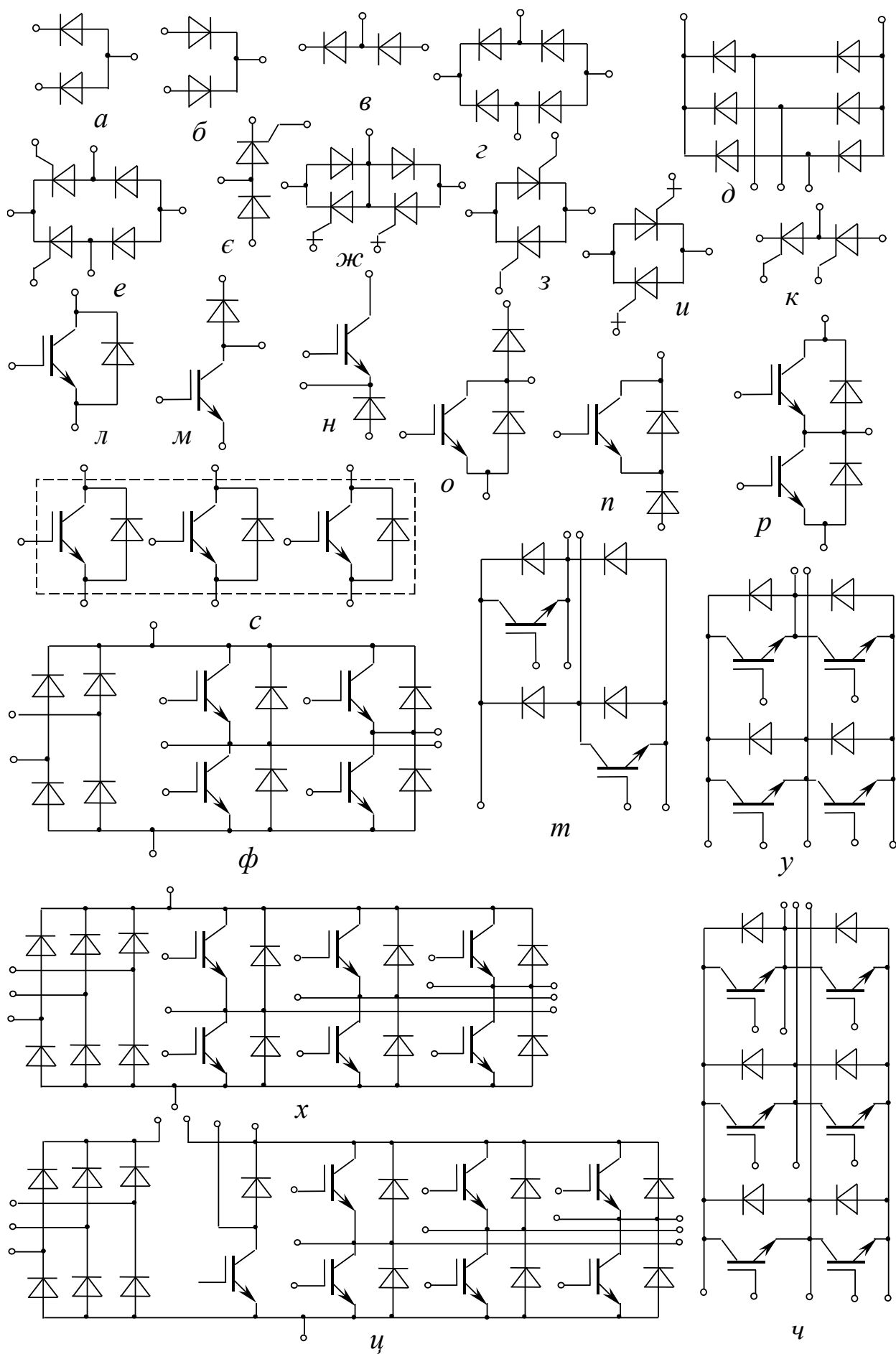


Рис. 1.16 Схемы силовых модулей

построены на базе оптоисторов, а транзисторные – на базе биполярных (схемы л, р) и полевых (л...ц) транзисторов. Использование подобных модулей дает возможность с помощью одного элемента реализовать силовую схему выпрямителя (г, д) или его фазы (в, е, к), фазу прерывателя переменного напряжения или непосредственного преобразователя частоты (е, з, и, к), прерывателя постоянного напряжения (м...у), фазу автономного инвертора напряжения (р) или инвертор целиком (в, ч), а также двухступенчатый преобразователь частоты с тормозным ключом (ц) и без него (ф, х).

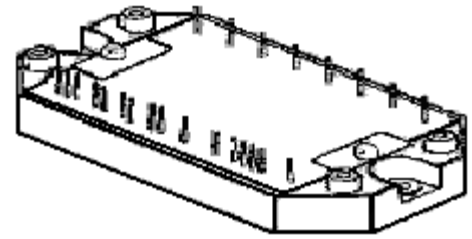


Рис. 1.17
Силовой *IGBT*-модуль

С увеличением мощности модулей степень интеграции уменьшается. Так, *IGBT*-модули по схеме полных трехфазных инверторов (рис. 1.16,ч) производятся на токи до 300 А, двойные ключи по схеме рис. 1.16,р – до 400...900 А, по схеме черт. 1.17,у – 900...1800 А. Для больших токов используют одиночные ключи (рис. 1.16,л), а также и их параллельное и последовательное соединение.

Коммутируемая современными *IGBT*-модулями мощность достигает 5 МВА.

В *MOSFET*, *GTO* и *BPT*-модулях обратные диоды реализованы в одном кристалле кремния вместе с управляемым ключом, в модулях *IGBT* – в отдельных кристаллах, расположенных в общем корпусе. Выпускаются модули, которые содержат датчики температуры полупроводниковой структуры, тока и напряжения коллектора, сигналы от которых могут быть поданы в схему защиты.

Конструкция тиристорного модуля изображена на рис. 1.3,г, *IGBT* – на рис. 1.17.

Для двухключевых *IGBT*-модулей разработаны специальные схемы снабберов (рис. 1.18), поскольку применение отдельных снабберов для каждого транзистора приводит к увеличению динамических потерь. С модулями на токи 10...100 А используют схему черт. 1.19,а, на токи 150...30 А – схему рис. 1.18,б, на токи, большие 400 А, – схему в. В схемах а, б конденсаторы не разряжаются во время каждой коммутации, а реагируют лишь на кратковременные перенапряжения, обусловленные паразитной индуктивностью монтажа.

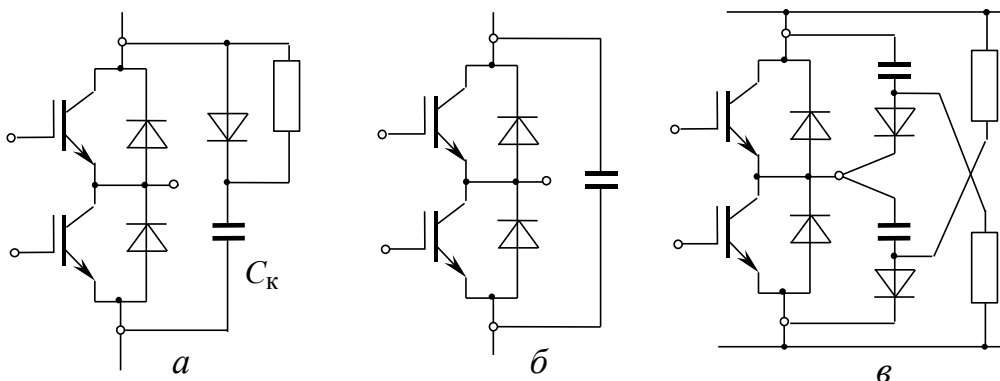


Рис. 1.18 Снабберы двухключевых *IGBT*-модулей

Пример 1.1. Вольт-амперная характеристика IGBT-модуля

Снятые экспериментально вольт-амперные характеристики IGBT-модуля по схеме рис. 1.16, н показаны на рис. 1.19 (черные точки – диод, белые – транзистор). Путем линейной аппроксимации найти пороговые напряжения и динамические сопротивления обоих приборов. Используя результаты аппроксимации, рассчитать мощность статических потерь в модуле при токе 1000 А, если длительность открытого состояния транзистора составляет 60%, диода – 40% от общего времени.

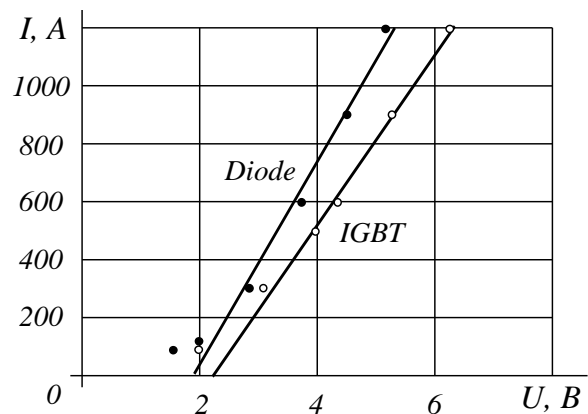


Рис. 1.19 ВАХ IGBT-модуля

Результаты аппроксимации участков открытого состояния приборов показаны линиями на рис. 1.19. Видно, что для транзистора пороговое напряжение равняется $U_{порVT}=2,3$ В, динамическое сопротивление

$$r_{дVT} = \frac{dU}{dI} = \frac{6,3 - 2,3}{1200 - 0} = 0,00333 \text{ Ом. Для диода соответственно } U_{порVD}=1,9 \text{ В и}$$

$$r_{дVD} = \frac{dU}{dI} = \frac{5,3 - 1,9}{1200 - 0} = 0,00283 \text{ Ом.}$$

Мощность потерь

$$\Delta P = (U_{порVT} + I r_{дVT}) I \cdot 0,6 + (U_{порVD} + I r_{дVD}) I \cdot 0,4 =$$

$$= (2,3 + 1000 \cdot 0,00333) 1000 \cdot 0,6 + (1,9 + 1000 \cdot 0,00283) \cdot 0,4 = 5270 \text{ Вт.}$$

1.7 Драйверы

Потребитель силовых ключей часто не в состоянии обеспечить всех требований к форме управляющего импульса. Потому выпускаются готовые специальные устройства – драйверы, которые являются выходными каскадами системы управления преобразователем и предназначены для ее согласования с силовыми ключами. На их вход можно подавать логические ТТЛ- или КМОП-сигналы.

Функции драйверов:

- формирование импульсов управления ключами нужной формы и мощности исходя из полученного от системы управления логического сигнала;
- управление скоростью переключения ключей для уменьшения перенапряжений в силовой схеме путем стабилизации dU/dt и dI/dt с помощью обратных связей (это дает возможность отказаться от использования снабберов по крайней мере для IGBT-транзисторов);
- гальваническая развязка цепей управления и затвора для повышения устойчивости к внешним электромагнитным помехам (для сравнительно высоковольтных ключей);
- реализация мертвого времени;

- защита ключа от аварийных режимов и их индикация (может отсутствовать).

Драйверы могут реализовывать защиты от:

- превышения тока коллектора (стока);
- короткого замыкания;
- перенапряжений на коллекторе (стоке);
- недонасыщения (перехода из полностью открытого состояния в активный режим);
- снижения напряжения питания драйвера.

Классифицируют драйверы по таким признакам.

1. Тип управляемого драйвером ключа (модуля):
 - одиночный ключ;
 - стойка (фаза, полумост);
 - мост (однофазный или трехфазный);
 - мост с разрядным ключом.
2. Способ передачи входного и выходного управляющего сигнала:
 - без гальванической развязки (до 1200 В);
 - с трансформаторной развязкой (до 1700 В);
 - с оптронной развязкой (свыше 1700 В);
 - с оптоволоконной развязкой (свыше 1700 В).
3. Способ передачи энергии и формы управляющего импульса:
 - совместная передача;
 - раздельная передача.
4. Конструктивное исполнение:
 - в одном корпусе с силовым ключом (модулем);
 - в виде отдельной интегральной схемы.

В состав драйверов (рис. 1.20) могут входить:

- узел гальванической развязки УГР, который принимает логический сигнал от системы управления или контроллера;
- узел согласования УС, предназначенный для преобразования логического сигнала в сигнал необходимого уровня и мощности (фактически – усилитель);
- формирователь импульсов управления ФИУ, который окончательно формирует сигнал управления и подает его к затвору ключа;
- блок питания БП узлов драйвера (обычно импульсный).

Для оптических развязок характерны, с одной стороны, высокая помехозащищенность, с другой – нестабильность при изменении температуры, низкий коэффициент передачи по току (особенно для диодных оптопар) и невысокое быстродействие (для транзисторных). Преимущество трансформаторных развязок – высокое напряжение изоляции (до 4 кВ), однако у них ограничена максимальная и минимальная длительности сигнала, а амплитуда выходного импульса зависит от скважности. Самые дешевые драйверы без гальванической развязки, самые дорогие – с оптоволоконной связью.

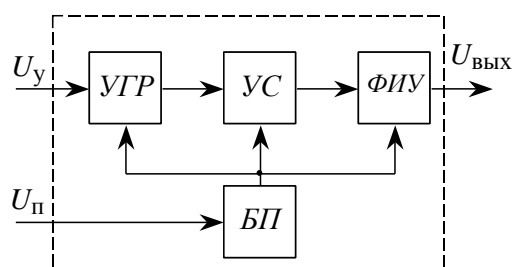


Рис. 1.20 Структура драйвера

Примеры схем формирователей импульсов управления для транзисторов с изолированным затвором приведены на рис. 1.21.

Пока в схеме рис. 1.21,а на входе присутствует нулевой потенциал, транзистор $VT1$ закрыт, а силовой ключ заперт поданным через открытый $VT2$ отрицательным потенциалом от источника $-E$. После поступления на вход схемы логической единицы вместо $VT2$ открывается $VT1$, который подает на затвор положительный потенциал от источника $+E$.

В рассмотренной схеме форма и энергия управляющего импульса передается от ФИУ к затвору ключа отдельно. Кроме того, есть потенциальная связь между источниками питания и силовой цепью. Это не всегда удобно, поскольку не дает возможности использовать общие источники для драйверов верхних и нижних ключей моста, управляющие входы которых не имеют общей точки. Поэтому на выходе ФИУ включают импульсный трансформатор (рис. 1.21,б). После открытия транзистора $VT1$ конденсатор заряжается от источника через первичную обмотку трансформатора и на затвор ключа из вторичной обмотки поступает положительный потенциал. Когда состояния транзисторов меняются на противоположные, конденсатор разряжается через открытый $VT2$, а ключ получает отрицательный импульс, способствующий его запиранию. Использование импульсного трансформатора обусловлена необходимостью широтной модуляции входного логического сигнала высокочастотной несущей. В состав ФИУ *IGBT*-транзисторов могут также входить устройства, которые контролируют напряжение «коллектор-эмиттер» и обеспечивают нужный темп переключения ключа.

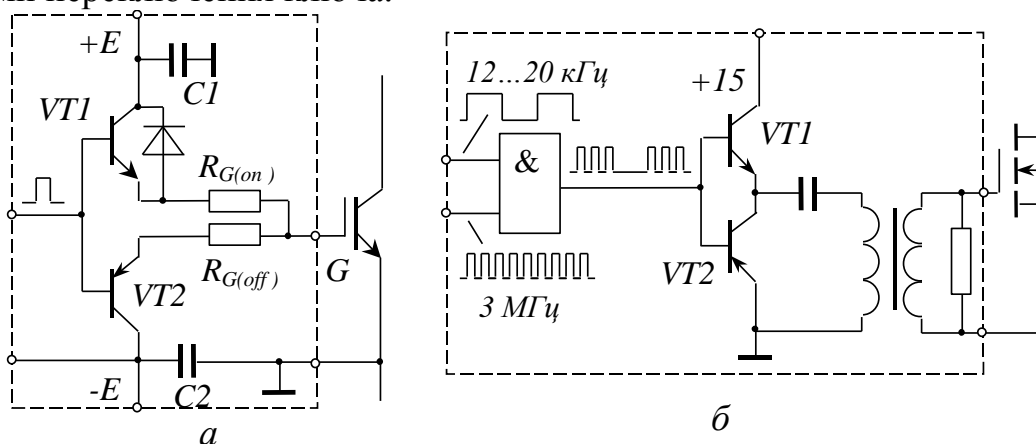


Рис. 1.21 Выходные узлы драйверов силовых транзисторов

Размещают драйверы как можно ближе к ключу, чтобы минимизировать паразитную индуктивность между выходным каскадом драйвера и затвором ключа, которая уменьшает скорость переключения.

Формирователи импульсов управления для двухоперационных тиристоров имеют определенную специфику вследствие особых требований к форме импульса управления.

Для маломощных тиристоров такие ФИУ изготавливаются в виде силовых интегральных микросхем, для мощных – на базе дискретных элементов. Как правило, они имеют потенциальную развязку с силовой цепью. Основными узлами ФИУ являются блоки включения и выключения.

Формирователи классифицируют по двум основным признакам.

- 1) По количеству источников питания:
 - с одним независимым источником;
 - с отдельными источниками для включения и выключения;
 - без независимого источника питания (с питанием от анодной цепи);
- 2) По наличию и месту развязки:
 - без развязки;
 - с развязкой в цепи питания;
 - с развязкой на выходе.

На рис. 1.22 изображен простой формирователь с одним источником и развязкой в цепи питания, предназначенный для ДТ на токи до 200 А.

Источники E (стабилизированные выпрямители) – индивидуальные для каждого из тиристоров преобразователя. Потенциальная развязка этих источников между собой обеспечена благодаря их питанию от отдельных вторичных обмоток трансформатора, а от общей системы управления преобразователем – через оптический канал.

После поступления от системы управления на базу транзистора $VT1$ логической единицы образуется контур протекания тока открывания: «источник E – $VT1$ – R_1 – $VD1$ – C – управляющий электрод $VS2$ – катод $VS2$ – источник E » и начинается заряд конденсатора и открывание ДТ. В течение заряда ток конденсатора уменьшается (рис. 1.23), но ток поддержки продолжает протекать через резистор R_2 . Конденсатор остается заряженным с полярностью, обозначенной на рис. 1.22.

Одновременно с исчезновением управляющего сигнала на базе транзистора и его запирающим на управляющий электрод вспомогательного тиристора $VS1$ поступает положительный импульс. Образуется контур тока запирающего « C – $VS1$ – катод $VS2$ – управляющий электрод $VS2$ – C », в котором происходит разряд конденсатора. Силовой тиристор закрывается. После разряда конденсатора ФИУ опять готов для открытия тиристора.

На рис. 1.24 изображена схема формирователя импульсов для мощных тиристоров (до 1000 А). С помощью транзистора $VT1$ формируется положительный импульс управления, $VT3$ и $VT5$ – отрицательный, $VT2$ и $VT4$ – импульс поддержки. Гальваническая развязка с силовой цепью осуществляется на выходе благодаря трансформаторам $T1$ и $T2$. В результате этого источник E может быть общим для всех тиристоров преобразователя.

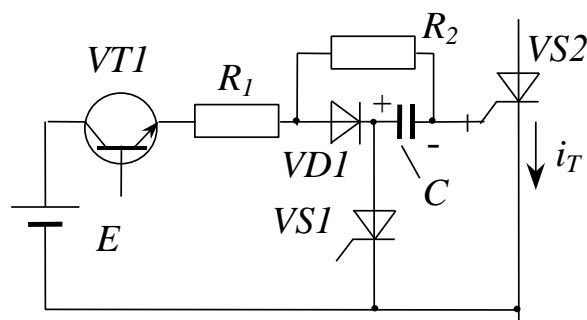


Рис. 1.22 Формирователь для ДТ на 200 А

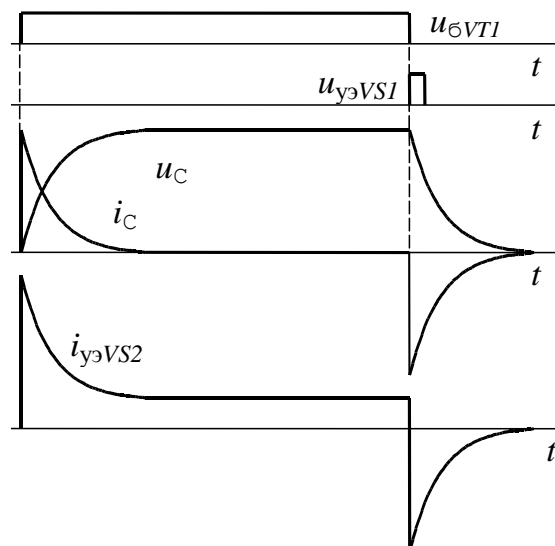


Рис. 1.23 Формирование управляющего импульса в схеме рис. 1.22

Формирование открывающего импульса начинается с поступления на базу $VT1$ логической единицы от системы управления преобразователем (рис. 1.25). Через верхнюю первичную полуобмотку трансформатора $T2$ начинает проходить ток, который наводит во вторичной обмотке ЭДС. По цепи «вторичная обмотка $T2$ – $VD3$ – R_2 – управляющий электрод $VS2$ – катод $VS2$ » начинается протекание управляющего тока. Одновременно с этим управляемый генератор G формирует две противофазные высокочастотные последовательности импульсов, которые

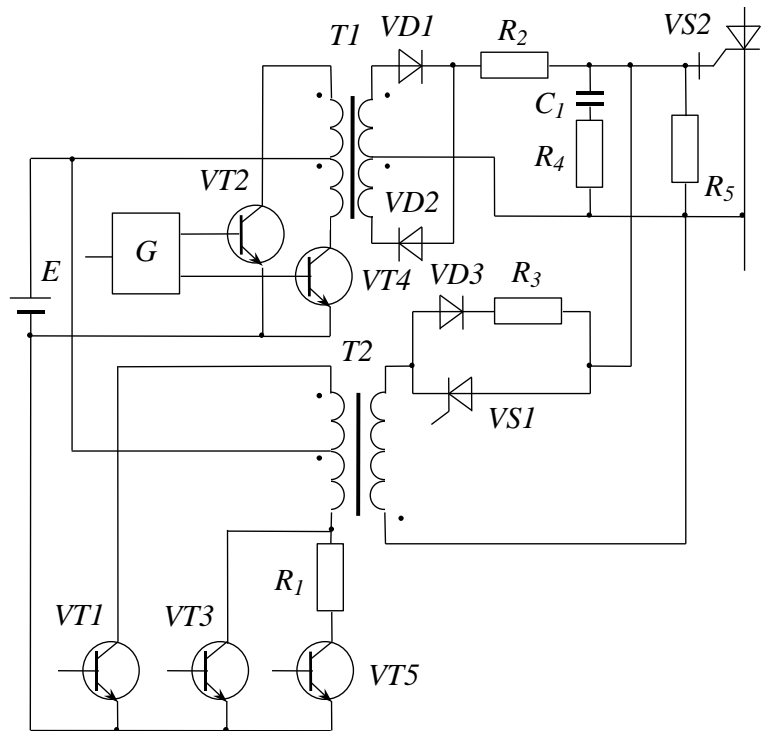


Рис. 1.24 Формирователь импульсов для мощных тиристоров

подаются к базам $VT2$ и $VT4$. Знакопеременная ЭДС вторичной обмотки трансформатора $T1$ выпрямляется, благодаря чему на управляющий электрод ДТ через резистор R_2 поступает неизменный ток поддержки.

В момент снятия логической единицы с базы $VT1$ появляется положительный потенциал на базе $VT3$ и на управляющем электроде тиристора $VS1$. Изменяют знаки токи первичной и вторичной обмоток трансформатора $T2$. К управляющему электроду ДТ через $VS1$ поступает негативный импульс тока. Впоследствии открывается, $VT5$, поддерживая ток управления, но уже на низшем уровне.

1.8 Ключи и модули с интегрированной системой защиты

Ключи с интегрированной системой защиты являются последующим развитием силовых $IGBT$ и $MOSFET$ -модулей и объединяют в себе как силовые (один из вариантов схем рис. 1.16), так и управляющие элементы. Составные части таких ключей могут быть реализованы на одном (до 5 А, 500 В) или на нескольких кристаллах, однако в

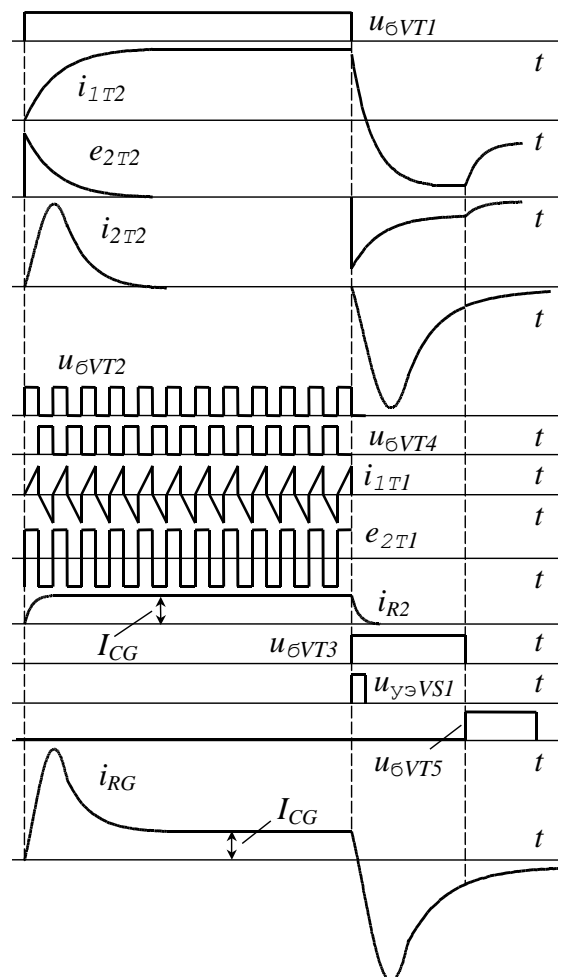


Рис. 1.25 Формирование управляющего импульса в схеме рис. 1.24

любом случае они расположены в общем корпусе. В зависимости от степени интеграции и мощности различают:

Самозащищенные ключи (имеют лишь встроенную систему защиты). Для управления нуждаются во внешнем драйвере.

- Силовые интегральные схемы (*Power Integrated Circuit, PIC*), которые содержат в себе *IGBT* или *MOSFET*-ключи, драйверы (один или несколько в зависимости от структуры силовой части) и систему защиты. Выпускаются на мощность до единиц киловатт.
- Интеллектуальные силовые модули (*Intelligent Power Module, IPM*) или разумные силовые модули (*Smart Power Module, SPM*), которые отличаются от предыдущего варианта мощностью (десятки и сотни киловатт).

Могут быть реализованы защиты от:

- перегрева;
- короткого замыкания;
- перенапряжений;
- снижения напряжения блока питания;
- пробой на землю шины постоянного тока.

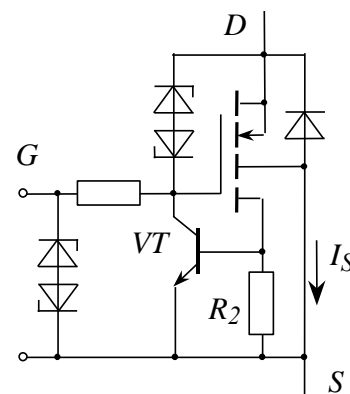


Рис. 1.26
Самозащищенный
ключ

На рис. 1.26 изображен самозащищенный ключ на основе *MOSFET*-транзистора с дополнительным токоизмерительным *SENSE*-электродом. В цепь этого электрода, ток которого пропорционален току истока I_S , включен шунт R_2 . Рост тока приводит к увеличению падения напряжения на шунте, открытию вспомогательного транзистора *VT* и закорачиванию перехода «затвор-исток». Стабилитроны защищают ключ от перенапряжений. Подобные ключи выпускают и на основе *IGBT*-транзисторов.

На рис. 1.27 приведена структура интеллектуального силового модуля (ИСМ) двухступенчатого преобразователя частоты, в состав которого входят:

- силовая часть (выпрямитель В и автономный инвертор напряжения АИН);
- фильтр ($\Phi 1$) для подавления радиопомех;
- конденсаторный фильтр ($\Phi 2$) цепи постоянного тока;
- драйверы;
- датчики тока (ДТ), напряжения (ДН), температуры структуры (Dt°);
- система защиты (СЗ);
- блок питания собственных потребностей (БП).

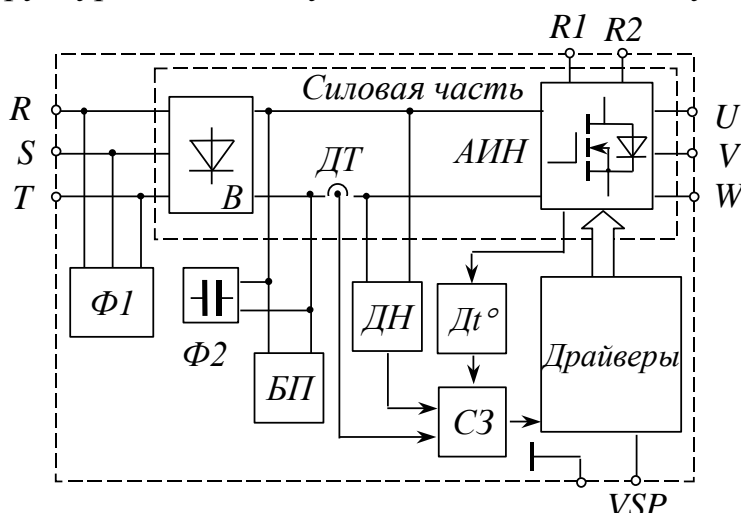


Рис. 1.27 Структура интеллектуального
силового модуля

Наружу выведены лишь клеммы для питания (R, S, T), подключения двигателя (U, V, W) и тормозного резистора ($R1, R2$), а также для логических сигналов управления от системы управления преобразователем (VSP). Есть также мо-

дификации ИСМ для использования в электроприводах с векторным управлением, которые имеют датчики фазных токов, сигналы от которых можно использовать для регулирования тока. Разрез ИСМ показан на рис. 1.28 (1 – кремниевые кристаллы, 2 – керамическое основание, 3 – алюминиевый провод, 4 – медное основание, 5 – корпус, 6 – силиконовый гель, 7 – плата управления, 8 – крышка, 9 – управляющие контакты, 10 – силовые контакты).

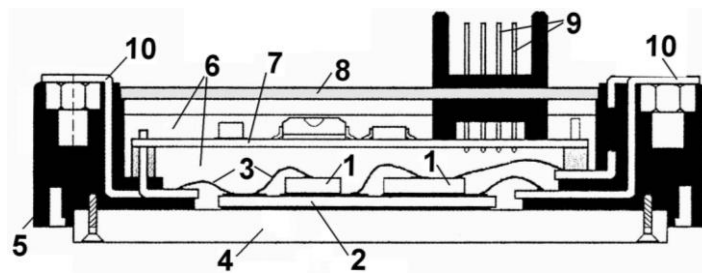


Рис. 1.28 Разрез интеллектуального силового модуля

Резкое уменьшение количества внешних соединений, минимальное расстояние между драйвером и силовым ключом и совместимость с логическими интегральными микросхемами имеет следствием дальнейшее упрощение конструкции, повышение быстродействия, помехозащищенности и надежности. Подобные модули выпускаются на напряжения до 1200 В и токи до 600 А.

Области применения интеллектуальных силовых схем и модулей:

- промышленные электроприводы на основе асинхронных, вентильных и шаговых двигателей;
- электроприводы для бытовой техники (стиральные машины, кухонные комбайны, вентиляторы, кондиционеры) и ручного электроинструмента;
- импульсные источники питания (частотой до 100 кГц) для портативных компьютеров, мониторов, факсов, ксероксов, устройств для зарядки аккумуляторов, телевизоров, видеомэгнитофонов, плееров, мобильных телефонов, бытовой техники, автомобильной и авиационной электроники и т.п.;
- источники бесперебойного питания средств связи, компьютерных систем.

Выпускаются также интеллектуальные силовые модули со встроенной системой управления преобразователем в целом:

- драйверы двигателя (трехфазные мостовые инверторы на ток до 1 А и напряжение до 500 В);
- драйверы преобразователя частоты (то же, но с вынесенной силовой частью большей мощности);
- прерыватели постоянного напряжения (*DC-DC* преобразователи) для импульсных источников питания;
- твердотельные реле постоянного и переменного тока для систем автоматики на базе полевых транзисторов и симисторов;
- полупроводниковые (тиристорные и симисторные) контакторы и регуляторы мощности (однофазные и трехфазные) для управления двигателями и другими потребителями небольшой мощности.

1.9 Сравнение и сферы применения силовых ключей

Основными тенденциями развития силовых полупроводниковых ключей были и остаются:

- повышение быстродействия;
- рост коммутируемой мощности;

- уменьшение мощности управления;
- увеличение степени интеграции;
- интенсификация охлаждения;
- уменьшение потерь (динамических и в открытом состоянии).

Сравнить основные параметры силовых ключей разных типов можно с помощью табл. 1.1.

Таблица 1.1

Сравнение параметров силовых ключей

	<i>SCR</i>	<i>GTO</i>	<i>IGCT</i>	<i>IGBT</i>	<i>BPT</i>	<i>MOSFET</i>
Номинальное напряжение, кВ	10	6	6	6,5	1,2	< 1
Номинальный ток, кА	6	3	4	3,8	0,8	0,3
Частота коммутации, кГц	0,4	0,4	2...3	30	10	500
Пороговое напряжение, В	1...2	2,2,4	1,9...2,2	1,5...5	1...2	3...5
Перегрузочная способность	низкая	низкая	низкая	высокая	очень низкая	очень высокая
Ограничение dU/dt	не нужно	нужно	нужно	не нужно	нужно	не нужно
Ограничение dI/dt	нужно	нужно	не нужно	не нужно	нужно	не нужно
Ток управления	$\ll I_a$	$I_a/(3...5)$	$\geq I_a$	$\ll I_a$	$\ll I_a$	$\ll I_a$
Мощность управления	малая	большая	малая	малая	большая	очень малая
Возможность интеграции с драйвером и обратным диодом	нет	нет	есть	есть	есть	есть
Стоимость киловатта мощности (по отношению к <i>SCR</i>)	100%	200%	300%	400%	200%	—

Дополнительная информация о динамических параметрах ключей (длительности открывания и закрывания) приведена в табл. 1.2. Следует также добавить, что полевые и *IGBT*-транзисторы допускают параллельное и последовательное соединение без подбора параметров приборов и без снабберов, для всех других снабберы обязательны.

В течение последних десятилетий наиболее бурное развитие имели ключи с полевым управлением (*MOSFET*, *IGBT*, *IGCT*). Это способствовало созданию конкурентоспособных частотно-управляемых электроприводов, которые значительно потеснили электроприводы постоянного тока. Следствием этого было значительное сужение сферы использования *SCR*-тиристоров, биполярных транзисторов и даже *GTO*-

Таблица 1.2

Динамические параметры ключей

Тип ключа	t_{off} , мкс	t_{gq} , мкс
<i>BPT</i>	0,5...2	0,5...2
<i>IGBT</i>	0,3...3,6	0,3...3,6
<i>IGCT</i>	10...20	10...20
<i>GTO</i>	12...32	12...32
<i>MOSFET</i>	0,04...0,1	0,04...0,1

тиристоров, с которыми, в зависимости от мощности, конкурируют *IGBT* и *IGCT*-ключи. Характерные сферы применения силовых ключей сведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Сферы применения силовых полупроводниковых ключей

<i>SCR</i> -тиристоры	<ul style="list-style-type: none"> • выпрямители для мощных электроприводов постоянного тока; • устройства возбуждения синхронных двигателей и генераторов; • выпрямители для сварки, плавления, нагревания, гальваники; • бесконтактные пускатели и твердотельные реле переменного тока; • регуляторы мощности с фазовым управлением (в том числе для электропривода и бытовой техники); • ключи статических компенсаторов реактивной мощности
<i>GTO</i> -тиристоры	<ul style="list-style-type: none"> • автономные инверторы, прерыватели и непосредственные преобразователи частоты для мощного промышленного и тягового электропривода; • мощные источники бесперебойного питания; • статические компенсаторы реактивной мощности; • преобразователи для индукционного нагрева
<i>IGCT</i> -тиристоры	<ul style="list-style-type: none"> • ПЧ для сверхмощных электроприводов; • преобразовательные подстанции для железнодорожного транспорта; • ПЧ для линий электропередач постоянного тока (до 100 МВА)
Полевые транзисторы	<ul style="list-style-type: none"> • преобразователи для высокоточного быстродействующего электропривода малой мощности (до нескольких кВт); • маломощные низковольтные импульсные источники питания для материнских плат компьютеров, телекоммуникационного оборудования, мобильных устройств, средств автоматизации; • твердотельные реле постоянного тока
Биполярные силовые транзисторы	<ul style="list-style-type: none"> • низковольтные дешевые преобразователи массового применения (например, импульсные источники питания)
<i>IGBT</i> -транзисторы	<ul style="list-style-type: none"> • преобразователи всех видов для промышленного, тягового и бытового электропривода мощностью от сотен ватт до 1 МВт; • импульсные источники питания; • источники бесперебойного питания; • корректоры коэффициента мощности; • активные фильтры и статические компенсаторы реактивной мощности; • автомобильная и авиационная электроника

Контрольные вопросы

1. Чем реальный клапан отличается от идеального?
2. Чем, с точки зрения управления, отличаются однооперационные и двухоперационные тиристоры?
3. Чем оптотиристор отличается от других тиристоров?
4. Начертите электрическую схему включения тиристора.
5. Начертите, как можно аппроксимировать ВАХ тиристора в открытом состоянии.
6. Как рассчитать мощность потерь в открытом тиристоре, если известны его анодный ток и параметры аппроксимированной ВАХ?

7. Как на электрических схемах отображаются биполярный, силовой полевой, *IGBT*-транзисторы, а также обычный, симметричный и двухоперационный тиристоры?
8. Что такое область безопасной работы транзистора?
9. Какие преимущества транзистора Дарлингтона перед обычным биполярным транзистором?
10. Цели использования снабберов.
11. Какие преимущества *IGBT* и *MOSFET*-транзисторов перед биполярными?
12. Начертите типичную форму импульса управления *GTO*-тиристором.
13. Какие преимущества *GCT* по сравнению с *GTO*-тиристором?
14. Сравните биполярные, полевые, *IGBT*-транзисторы, а также обычные, *GTO* и *GCT*-тиристоры по таким параметрам, как максимально возможные частота переключений и мощность.
15. Каковы сферы применения перечисленных выше ключей?
16. С какой целью вместо одиночных ключей используют силовые модули?
17. Как рост мощности влияет на степень интеграции силовых модулей?
18. Какие функции выполняют драйверы силовых ключей?
19. С какой целью в выходных каскадах драйверов применяют импульсные трансформаторы?
20. Чем интеллектуальный силовой модуль отличается от силового модуля?
21. Расположите в порядке увеличения степени интеграции: разумный силовой модуль, транзисторный ключ, драйвер двигателя, силовой модуль, самозащищенный ключ.

Ответы:

1: наличием сопротивления в открытом состоянии, тока утечки в закрытом состоянии и потерями в процессе переключения; 2: двухоперационный можно закрыть с помощью управляющего электрода; 3: тем, что управляется с помощью света; 4 и 5: см. рис. 1.1; 6: $\Delta P = I \cdot \Delta U = IU_{\text{пор}} + I^2 r_{\text{дин}}$; 7: см. рис. 1.2, 1.9, 1.10, 1.13; 8: диапазон изменения тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер, в котором обеспечивается надежная работа ключа без ухудшения его характеристик; 9: больше мощность и коэффициент передачи по току; 10: для уменьшения темпа изменения напряжения и тока ключа; 11: большая частота коммутации, отсутствие потребности в снабберах, меньшая мощность управления, большая коммутируемая мощность (последнее – лишь *IGBT*); 12: см. рис. 1.15; 13: большие мощность, быстродействие, частота коммутации, меньшие потери в открытом состоянии, отсутствие потребности в индивидуальных снабберах, большие возможности для интеграции; 14: см. табл. 1.1; 15: см. табл. 1.3; 16: для упрощения конструкции, повышения надежности и быстродействия; 17: с увеличением мощности степень интеграции уменьшается (от интеллектуальных силовых модулей к одиночным ключам); 18: формируют импульсы управления ключом, обеспечивают гальваническую развязку силовой цепи и системы управления и защиту ключа; 19: для гальванической развязки; 20: наличием драйвера и системы защиты; 21: транзисторный ключ, силовой модуль, самозащищенный ключ, разумный силовой модуль, драйвер двигателя.

2 АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

2.1 Инвертор как элемент преобразователя частоты

Преобразователи частоты (ПЧ) предназначены для преобразования переменного тока (напряжения) одной (нерегулируемой) частоты в переменный ток (напряжение) другой (регулируемой) частоты. В электроприводе ПЧ используются для питания двигателей переменного тока (синхронных и асинхронных), которые, кроме регулирования частоты, требуют также регулирования напряжения. Поэтому ПЧ выполняют и эту функцию. Другие области применения ПЧ – электротехнологии (высокочастотный нагрев, плавка и электрофизическая обработка металлов, термообработка, сушка), агрегаты бесперебойного питания средств связи и вычислительной техники, автономные системы электроснабжения (в первую очередь бортовые), энергетика (статические источники реактивной мощности, предназначенные для улучшения энергетических показателей в системах электроснабжения; вставки постоянного тока в энергосистемах; фотоэлектрические установки, ветроэнергетические установки переменной скорости и т.п.).

Существуют два больших класса преобразователей частоты:

- двухступенчатые (двухзвенные) ПЧ на базе инверторов (инверторные ПЧ или ПЧ со звеном постоянного тока);
- непосредственные ПЧ (НПЧ) или циклоконверторы.

Общая структура двухступенчатого ПЧ приведена на рис. 2.1. ПЧ *Altivar* производства «Шнейдер Электрик» имеют именно такую структуру.

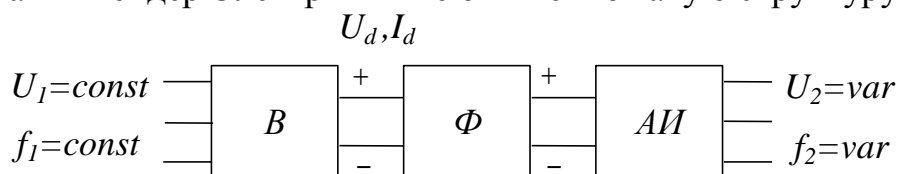


Рис. 2.1 Общая структура двухзвенного преобразователя частоты

В таком ПЧ осуществляется двойное преобразование энергии. Выпрямитель В преобразует энергию переменного тока питающей сети с неизменной частотой и амплитудой в энергию постоянного тока. При использовании АИ с амплитудной модуляцией выпрямитель должен быть управляемым. АИ с широтными способами регулирования напряжения питаются от неуправляемых выпрямителей. В этом случае к одному выпрямителю могут быть подключены несколько инверторов. Автономный инвертор АИ преобразует энергию постоянного тока в энергию переменного тока нужной (как правило, регулируемой) частоты. Фильтр Ф сглаживает колебания выходных тока или напряжения выпрямителя. На рис. 2.1 изображен случай, когда вход и выход ПЧ – трехфазные. Конечно, возможны варианты с однофазными входом и выходом. Если двигатель переменного тока, питаемый от АИН, должен переходить в рекуперативный режим, встречно-параллельно выпрямителю могут включать ведомый сетью инвертор для передачи в сеть рекуперированной энергии.

Инверторы классифицируют по таким признакам.

1. Степень автономности:

- автономные (самокоммутируемые);
- зависимые или ведомые (сетью или нагрузкой).

2. Свойства инвертора как источники питания (только автономные):
 - инверторы тока (питаются от источника тока и потому сами являются источниками тока);
 - инверторы напряжения (питаются от источника напряжения и сами являются источниками напряжения).
3. Количество фаз выходного напряжения: однофазные, трехфазные и многофазные.
4. Степень сложности силовой схемы: простые и составные (состоящие из нескольких простых инверторов).
5. Структура силовой схемы (обычно простые): мостовые, полумостовые, с общей точкой нагрузки.
6. Количество уровней выходного (линейного) напряжения: двухуровневые, трехуровневые, многоуровневые.
7. Способ соединения с нагрузкой: с трансформаторным выходом и бестрансформаторные.
8. Способ управления выходной частотой и напряжением:
 - с амплитудной модуляцией;
 - с широтно-импульсной модуляцией;
 - с широтно-импульсным регулированием.
9. Тип управляемых ключей: тиристорные и транзисторные.
10. Способ коммутации ключей:
 - с естественной коммутацией (лишь ведомые инверторы);
 - с емкостной принудительной коммутацией;
 - с коммутацией с помощью управляющего электрода (полностью управляемые).

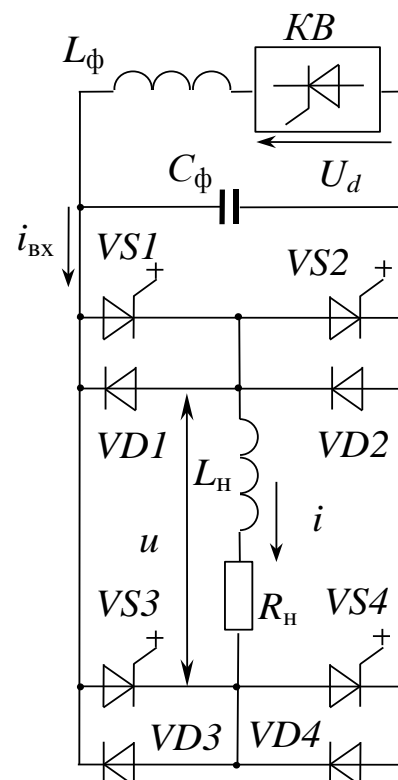


Рис. 2.2 Однофазный мостовой автономный инвертор напряжения

В автономных инверторах (АИ), в отличие от инверторов, ведомых сетью (зависимых инверторов), процесс коммутации ключей никоим образом не связан с напряжением питающей сети (отсюда они и получили такое название). Потому АИ может работать с нагрузкой, в составе которой нет источника переменного напряжения.

2.2 Однофазный мостовой инвертор напряжения с амплитудной модуляцией ♦

Схема однофазного мостового инвертора напряжения приведена на рис. 2.2. Инвертор реализован на двухоперационных тиристорах, хотя вместо них могут быть однооперационные тиристоры, силовые полевые, биполярные или *IGBT*-транзисторы. В случае использования однооперационных тириستоров нужны специальные схемы искусственной коммутации для запираания тиристоров в любой нужный момент. Питается инвертор от источника регулируемого постоянного напряжения (чаще всего от управляемого выпрямителя УВ). Дрос-

сель L_Φ предназначен для сглаживания колебаний выпрямленного тока и обеспечения его непрерывного характера. Скважность выходного напряжения в таком инверторе неизменна и всегда равняется 0,5.

Диаграммы напряжений и токов при чисто активной нагрузке ($L_n = 0$) приведены на рис. 2.3. Благодаря переключению диагоналей инвертора к нагрузке подается напряжение от источника постоянного напряжения с тем или иным знаком. Напряжение и ток на выходе инвертора знакопеременные и синфазные. Частота выходного напряжения равна частоте переключения ключей. Ток через обратные диоды не течет. Ток на входе инвертора неизменен во времени. Энергия в течение всего периода выходного напряжения передается лишь в одном направлении: от источника питания через АИН к нагрузке.

Чтобы изменить частоту выходного напряжения, достаточно изменить частоту переключения ключей, не изменяя последовательности этого переключения. Поскольку инвертор изменить свое выходное напряжение при таком алгоритме управления не способен, регулирование амплитуды выходного напряжения осуществляется с помощью управляемого выпрямителя УВ (то есть изменяется уровень входного напряжения АИН U_d).

Если нагрузка активно-индуктивная (а это бывает чаще), выходной ток имеет кусочно-экспоненциальный характер (рис. 2.4). Хотя каждый из тиристоров, как и раньше, получает управляющие импульсы u_{yi} на протяжении полупериода, длительность их работы меньше. Сразу после запаривания одной пары тиристоров и подачи импульсов к другой ток нагрузки сначала течет через обратные диоды (энергия, накопленная на предыдущем интервале в индуктивности, отдается конденсатору), и только после изменения своего знака переходит на

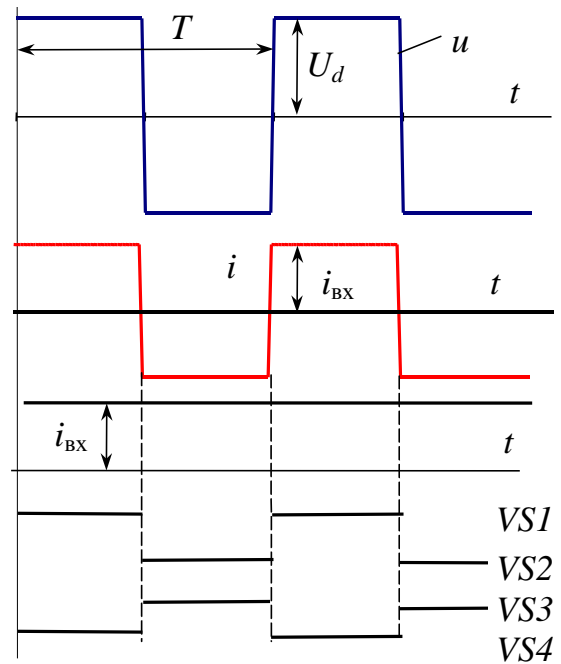


Рис. 2.3 Процессы в однофазном АИН с активной нагрузкой

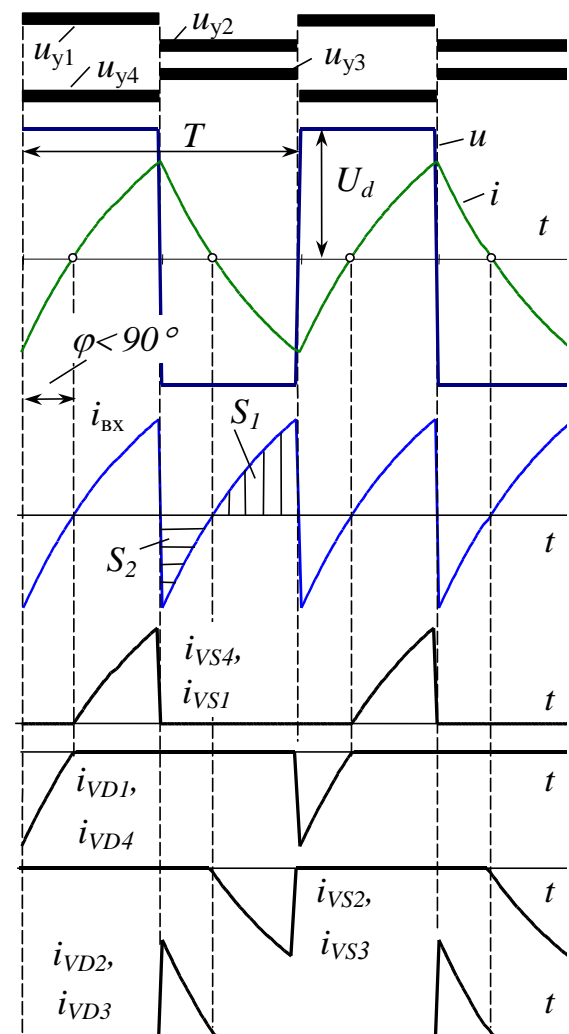


Рис. 2.4 Процессы в АИН с активно-индуктивной нагрузкой

встречно-параллельные им тиристоры. Фазовый сдвиг тока относительно напряжения $\varphi < 90^\circ$.

Входной ток $i_{\text{вх}}$ при этом временно становится отрицательным, однако его среднее значение больше нуля. Это означает, что хотя поток энергии и изменяет периодически направление, но в среднем за период инвертор потребляет электрическую энергию, которая тратится в виде тепла в активном сопротивлении нагрузки (на рис. 2.4 площадь $S_1 > S_2$). Длительность открытого состояния управляемых ключей при RL -нагрузке всегда больше, чем диодов.

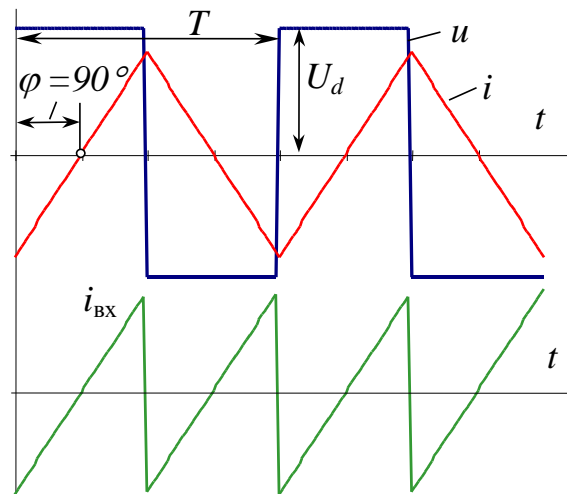


Рис. 2.5. Процессы в АИН с чисто индуктивной нагрузкой

Если инвертор питается от неперереверсивного выпрямителя, как на рис. 2.2, изменение направления входного тока возможно благодаря наличию конденсатора C_ϕ . Кроме накопления энергии, переданной от нагрузки, конденсатор выполняет также функцию сглаживания колебаний выходного напряжения выпрямителя. Потому напряжение на входе инвертора обычно считается идеально гладким.

Если нагрузка чисто индуктивная, выходной и входной токи имеют кусочно-линейный характер (рис. 2.5), причем среднее значение входного тока равняется нулю (вся энергия, потребленная инвертором при работе тиристора, отдается обратно к конденсатору, когда открыт диод). Длительность работы тиристоров и диодов одинакова.

Как видно из рис. 2.3...2.5, выходные напряжение и ток, хоть и знакопеременные, но достаточно далеки от синусоидальных. Высшие гармоники тока нагрузки приводят к увеличению потерь активной энергии в контуре нагрузки.

Действующее значение выходного напряжения

$$U = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} u^2 dt} = U_d.$$

Амплитуда k -ой гармоники выходного напряжения

$$U_{m(k)} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2},$$

где $B_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(k\omega t) dt$, $A_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(k\omega t) dt$ – коэффициенты Фурье.

Если отсчет времени начинать с момента перехода напряжения через нуль в положительном направлении, коэффициенты косинусов в результате симметрии кривого напряжения $A_k = 0$, а амплитуда k -ой гармоники:

$$U_{m(k)} = B_k = \frac{2}{T} \left[\int_0^{T/2} U_d \sin(k\omega t) dt - \int_{T/2}^T U_d \sin(k\omega t) dt \right] =$$

$$= \frac{U_d}{k\pi} \left[\int_0^{k\pi} \sin \theta d\theta - \int_{k\pi}^{2k\pi} \sin \theta d\theta \right] = \frac{4U_d}{k\pi} \cdot \frac{1 - (-1)^k}{2},$$

где $\theta = k\omega t$.

Как видно из последнего выражения, четные гармоники напряжения отсутствуют.

Выходной ток АИН при RL -нагрузке как сумма гармоник

$$i = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\omega t - \varphi_k)}{k \sqrt{R_H^2 + (k\omega L_H)^2}} \cdot \frac{1 - (-1)^k}{2},$$

где $\varphi_k = \arctg \frac{k\omega L_H}{R_H}$ – фазный сдвиг k -ой гармоники тока.

Амплитуда первой гармоники напряжения ($k=1$):

$$U_{m(1)} = B_1 = \frac{4U_d}{\pi}. \quad (2.1)$$

Степень несинусоидальности принято оценивать с помощью коэффициентов искажений и гармоник, функционально связанных друг с другом.

Коэффициент искажений напряжения отображает вклад первой гармоники в действующее значение напряжения

$$\nu_U = \frac{U_{(1)}}{U} = \frac{U_{m(1)}}{\sqrt{2}U} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} = 0,9003. \quad (2.2)$$

Наибольшей из высших гармоник будет третья ($k=3$). Ее амплитуда

$$U_{m(3)} = B_3 = \frac{4U_d}{3\pi}$$

лишь втрое меньше амплитуды первой гармоники.

Коэффициент гармоник (в зарубежной литературе Total Harmonic Distortion, THD) является отношением действующего значения всех высших гармоник к действующему значению первой

$$k_{rU} = THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{(k)}^2}}{U_{(1)}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{m(k)}^2}}{U_{m(1)}} = \sqrt{\frac{1}{\nu_U^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0,4834.$$

Связь между средним входным током и действующим значением выходного можно найти из уравнения энергетического баланса при условии пренебрежения потерями в ключах:

$$U_d I_{\text{вх}} = \frac{U_{m(1)} I_{(1)} \cos \varphi_H}{\sqrt{2}},$$

где $I_{(1)}$ – действующее значение первой гармоники выходного тока; φ_H – сдвиг между выходными напряжением и током.

Отсюда

$$I_{\text{вх}} = I_{(1)} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H.$$

Пример 2.1. Входной ток однофазного мостового инвертора

Однофазный мостовой инвертор с выходной частотой $f=400$ Гц питается от источника напряжения $U_d=24$ В. Параметры нагрузки: $R_H=10$ ом $L_H=0,01$ мГн. Найти среднее значение входного тока.

Реактивное и полное сопротивления нагрузки

$$X_H = 2\pi f L_H = 2\pi \cdot 400 \cdot 0,01 = 25,1 \text{ Ом};$$

$$Z_H = \sqrt{R_H^2 + X_H^2} = \sqrt{10^2 + 25,1^2} = 27,02 \text{ Ом}.$$

$\cos \varphi_H$ нагрузки

$$\cos \varphi_H = \frac{R_H}{Z_H} = \frac{10}{27,02} = 0,37.$$

Действующие значения первых гармоник выходных напряжения и тока

$$U_{(1)} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 24}{\pi} = 21,62 \text{ В};$$

$$I_{(1)} = \frac{U_{(1)}}{Z_H} = \frac{21,62}{27,02} = 0,8 \text{ А}.$$

Среднее значение тока, потребляемого инвертором

$$I_{\text{вх}} = I_{(1)} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H = 0,8 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 0,37 = 0,267 \text{ А}. \quad \blacklozenge$$

2.3 Трехфазный АИН с амплитудной модуляцией

Трехфазные АИН предназначены для питания трехфазных потребителей (обычно асинхронных и синхронных двигателей). Трехфазные инверторы с общей точкой распространения не получили (кроме инверторов для питания шаговых двигателей, где ток фазы однополярен). На практике используются лишь мостовые. Как и раньше, построение и электромагнитные процессы будем рассматривать на примере инвертора на запираемых тиристорах (рис. 2.6).

Он состоит из шести тиристоров ($VS1 \dots VS6$) и такого же количества обратных диодов ($VD1 \dots VD6$). Нагрузка – активно-индуктивная, симметричная и соединена в звезду. В этой схеме возможно большое количество алгоритмов переключения ключей, которые отличаются длительностью и последовательностью их работы, наличием пауз между их рабочими периодами и т.п.

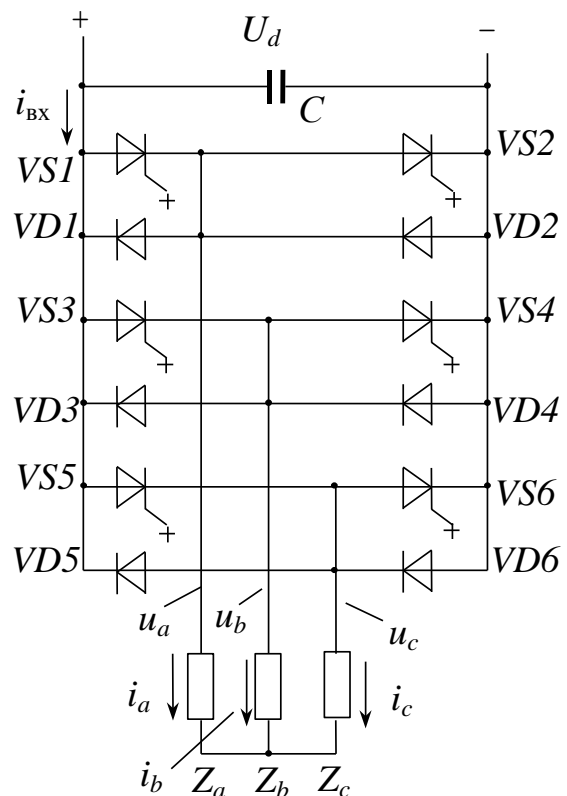


Рис. 2.6 Трехфазный мостовой автономный инвертор напряжения

Рассмотрим наиболее простой и распространенных из них (особенно в инверторах на однооперационных тиристорах).

Каждый вентиль открыт в течение 180° . Это значит, во-первых, что сразу после запираания ключа (например, $VS1$) получает управляющий импульс второй ключ той же фазы ($VS2$). Во-вторых, в каждый момент времени всегда открыто три ключа (по одному в каждой фазе).

Временные диаграммы токов и напряжений изображены на рис. 2.7.

Период выходного напряжения АИН состоит из шести интервалов длительностью 60° каждый (на рис. 2.7 обозначены римскими цифрами). На каждом из этих интервалов открыта своя тройка тиристоров, и нагрузка каждый раз по-новому включается к источнику постоянного напряжения (рис. 2.8).

Поскольку каждая фаза нагрузки периодически включается к разным полюсам источника, фазные напряжения знакопеременные, хотя и несинусоидальные. Когда к полюсу источника включена только одна фаза, на нее приходится две трети напряжения U_d , когда две параллельно – одна треть. Благодаря тому, что диаграмма работы тиристора $VS3$ сдвинута относительно диаграммы тиристора $VS1$ на 120° , такой же взаимный сдвиг имеют и напряжения фаз A и B . Вследствие активно-индуктивного характера нагрузки фазный ток на каждом из интервалов изменяется экспоненциально с некоторым запаздыванием $\varphi_n = \arctg(\omega L_n / R_n)$ относительно напряжения. Поэтому, когда закрывается тиристор в любой фазе (например, $VS1$), фазный ток, не изменяя еще направления (благодаря ЭДС самоиндукции), переходит на диод $VD2$ той же фазы. К фазе прикладывается напряжение другого знака, ток интенсивно снижается до нуля, передавая энергию, накопленную в индуктивности фазы A , в цепь постоянного тока и фазу B . Схема для этой ситуации изображена на рис. 2.9,а. Если $\cos \varphi_n$ мал, энергия, накопленная в индуктивных элементах фазы нагрузки на момент выключения в ней тиристора, и ток этой фазы недостаточно большой ($i_a < i_b$) и не способен привести к изменению знака входного тока (в отличие от однофазного АИН, где входной ток всегда знакопеременный). Энергия, накопленная в индуктивности, рассеивается в нагрузке.

Фактически благодаря диоду еще до включения следующего тиристора схема соединения фаз уже готова (ср. рис. 2.9,а и схему для интервала IV на рис. 2.8). После исчезновения тока закрывается $VD2$, и теперь может открыться параллельный ему тиристор $VS2$, который обеспечивает изменение направления фазного тока. Поскольку тиристор не может открыться в самом начале интервала, длительность его работы несколько меньше 180° .

Таким образом, обратные диоды обеспечивают пути протекания реактивных токов и предотвращают тем самым перенапряжения на ключах при индуктивном характере нагрузки.

Фаза нагрузки, в которой происходит коммутация, перед ее началом всегда подключена параллельно другой фазе.

Потребляемый инвертором ток $i_{вх}$ всегда равняется току той фазы, которая включена последовательно с двумя другими. При преимущественно индук-

тивном характере нагрузки ($\varphi_H > 60^\circ$) реактивный ток фазы после запираания ее тиристора достаточно большой, а ток фазы, которая остается включенной

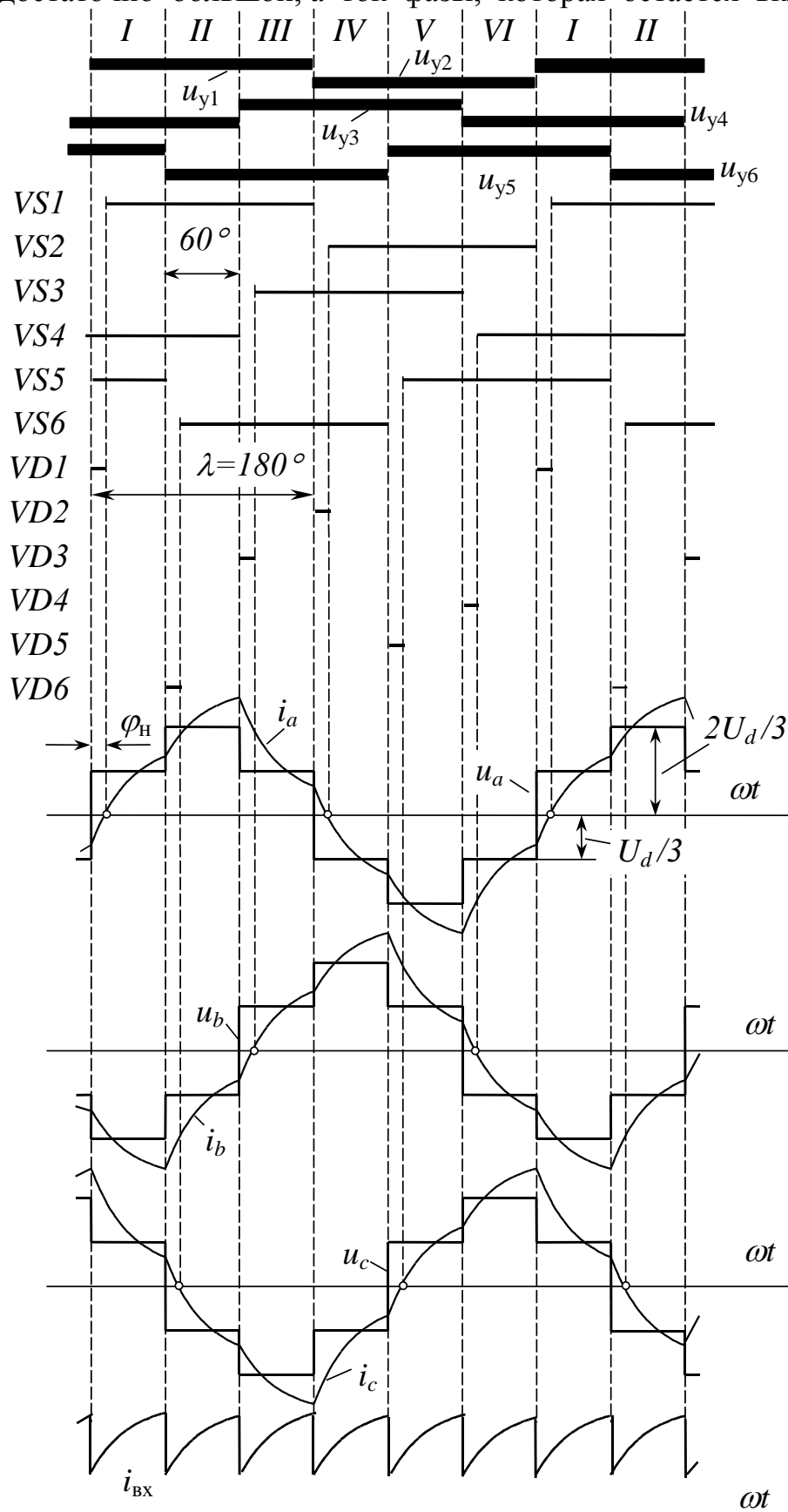


Рис. 2.7 Процессы в трехфазном АИН с $\lambda = 180^\circ$

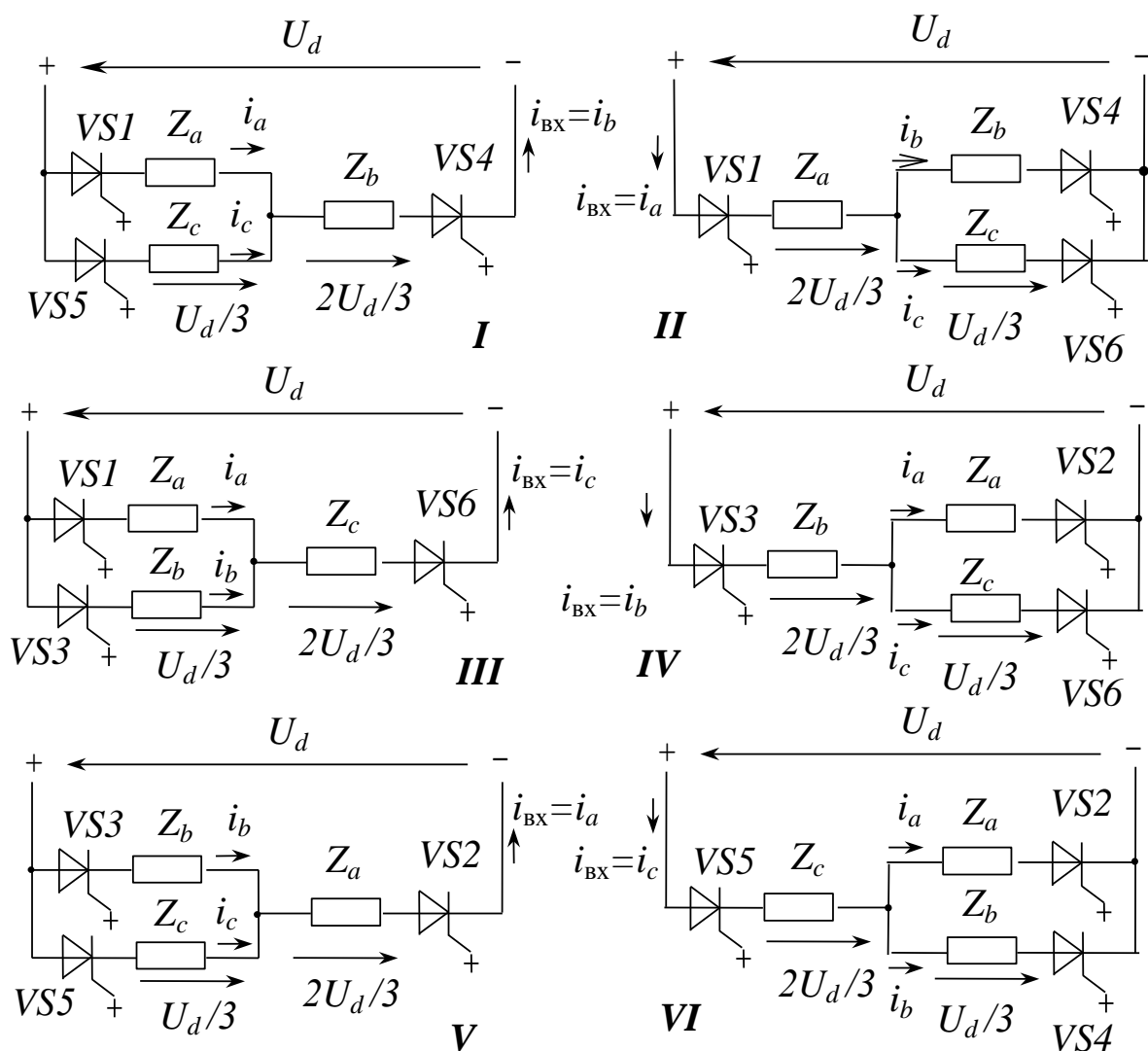


Рис. 2.8 Схемы соединения фаз нагрузки

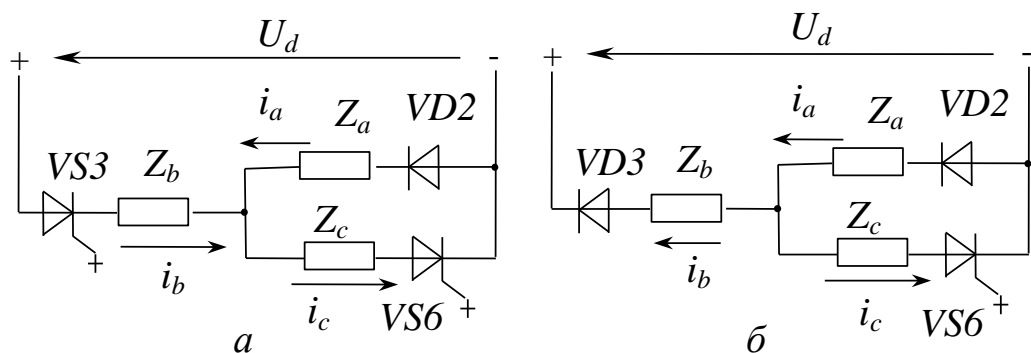


Рис. 2.9 Схема соединения фаз нагрузки после записания ключа VS1

последовательно с другими (i_b на рис. 2.9,б), еще не успел изменить знак после предыдущей коммутации в этой фазе. Это приводит к изменению знака тока i_{BX} сразу после коммутации, пока открыт обратный диод $VD3$. Реактивная энергия фазы после коммутации в ней передается через два диода к источнику питания и частично к другой фазе. Подобная ситуация может возникнуть, например, в режиме холостого хода двигателя, когда его ток преимущественно индуктивный.

Изменение порядка чередования фаз, нужное для реверса двигателей переменного тока, в АИН осуществляется очень просто, без каких-либо изменений и дополнений в схеме. Для этого нужно ключи фазы *B* переключать так, как раньше переключались ключи фазы *C*, и наоборот, ключи фазы *C* – как раньше ключи фазы *B*.

Амплитуда *k*-ой гармоники выходного фазного напряжения трехфазного АИН

$$U_{\phi m(k)} = \frac{2}{k\pi} U_d.$$

Форма выходного напряжения трехфазного инвертора значительно лучше по сравнению с однофазным мостовым. Отсутствуют не только четные гармоники, как в однофазном АИН, но и те, которые имеют номера 3, 9, 15, 21, 27 и т.д. (то есть те, у которых $n = 0, 1, 2, \dots \infty$).

Амплитуда первой гармоники напряжения

$$U_{\phi m(1)} = \frac{2}{\pi} U_d = 0,637 U_d. \quad (2.3)$$

Наибольшей из гармоник будет пятая:

$$U_{\phi m(5)} = \frac{2}{5\pi} U_d = 0,127 U_d.$$

Действующее и среднее значение фазного выходного напряжения

$$U_{\phi} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d;$$

$$U_{\phi, \text{ср}} = \frac{4}{9} U_d.$$

Коэффициент искажений напряжения также ближе к единице, чем для однофазного АИН:

$$\nu_U = \frac{U_{\phi m(1)}}{\sqrt{2} U_{\phi}} = \frac{3}{\pi} = 0,9549. \quad (2.4)$$

Коэффициент гармоник, напротив, заметно меньше:

$$k_{\Gamma} = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} = 0,3108.$$

Вследствие значительного содержания высших гармоник в выходном напряжении АИН с амплитудной модуляцией их используют там, где требования к форме тока невысокие или невозможно использование ШИМ (например, высокочастотные ПЧ для высокоскоростных электрошпинделей).



Пример 2.2. Гармоники тока трехфазного АИН

Трехфазный инвертор с $\lambda=180^\circ$ питается от источника напряжения $U_d=400$ В. Выходная частота $f=50$ Гц. Его трехфазная нагрузка, соединенная звездой: синусоидальная противо-ЭДС $e = E_m \sin(2\pi f t - \theta_E)$; $E_m=250$ В $\theta_E=30^\circ$; $R=0,0118$ Ом; $L=0,31$ мГн. Рассчитать действующее значение тока нагрузки, коэффициенты искажений тока и гармоник тока с учетом пяти старших высших гармоник.

Действительную ось направим вдоль комплекса напряжения. Тогда амплитуда первой гармоники тока

$$I_{m(1)} = \left| \frac{U_{m(1)} - E_m e^{j\theta_E}}{Z_{(1)}} \right|,$$

где $Z_{(1)} = R + j \cdot 2\pi f L$ – комплексное сопротивление нагрузки для первой гармоники тока.

Противо-ЭДС не имеет высших гармоник. Потому амплитуды высших гармоник тока

$$I_{m(k)} = \left| \frac{U_{m(k)}}{Z_{(k)}} \right|,$$

где $Z_{(k)} = R + jX_{(k)} = R + j \cdot 2\pi k f L$ – комплексное сопротивление нагрузки для k -ой гармоники тока.

Результаты расчета сопротивлений и гармоник тока сведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Результаты расчетов к примеру 2.2

κ	1	5	7	11	13	17
$U_m(k)$	254,64	50,93	36,38	23,15	19,59	14,98
$X(k)$	0,0973	0,4865	0,6811	1,0703	1,2649	1,6541
$I_m(k)$	1333,39	104,65	53,40	21,63	15,49	9,06

Действующее значение тока по данным табл. 2.1

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^{17} I_{m(k)}^2} = 946,71 \text{ А.}$$

Коэффициенты искажений и гармоник тока

$$\nu_I = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}I} = \frac{1333,39}{\sqrt{2} \cdot 946,71} = 0,9959;$$

$$k_{\Gamma I} = \sqrt{\frac{1}{\nu_I^2} - 1} = \sqrt{\frac{1}{0,9959^2} - 1} = 0,0906.$$

Как видно, вследствие фильтрующих свойств нагрузки коэффициент искажений тока заметно выше, чем коэффициент искажений напряжения (2.4). ◆

2.4 Работа автономного инвертора напряжения на противо-ЭДС

Рассмотрим однофазный автономный инвертор напряжения с амплитудной модуляцией, нагрузкой которого является фазная обмотка статора двигателя переменного тока. Во время вращения ротора двигателя в обмотке статора возникает синусоидальная противо-ЭДС. На рис. 2.10 обозначены направления токов и противо-ЭДС, которые в дальнейшем будут считаться положительными. Уравнение напряжений для контура нагрузки имеет вид:

$$u = e + iR_{\text{н}} + L_{\text{н}} \frac{di}{dt};$$

$$e = E_m \sin(\omega t - \theta),$$

где θ – фаза противо-ЭДС относительно выходного напряжения.

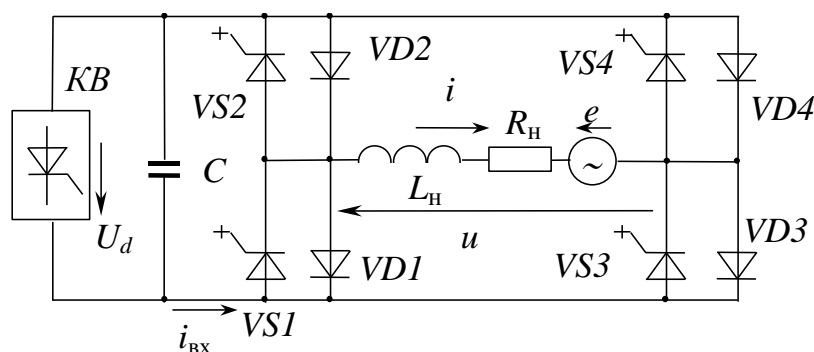


Рис. 2.10 АИН при работе на против-ЭДС

Режим работы инвертора существенно зависит от фазы θ . Когда электрическая машина работает в двигательном режиме, против-ЭДС статора запаздывает относительно выходного напряжения АИН на угол θ (векторная диаграмма на рис. 2.11,б).

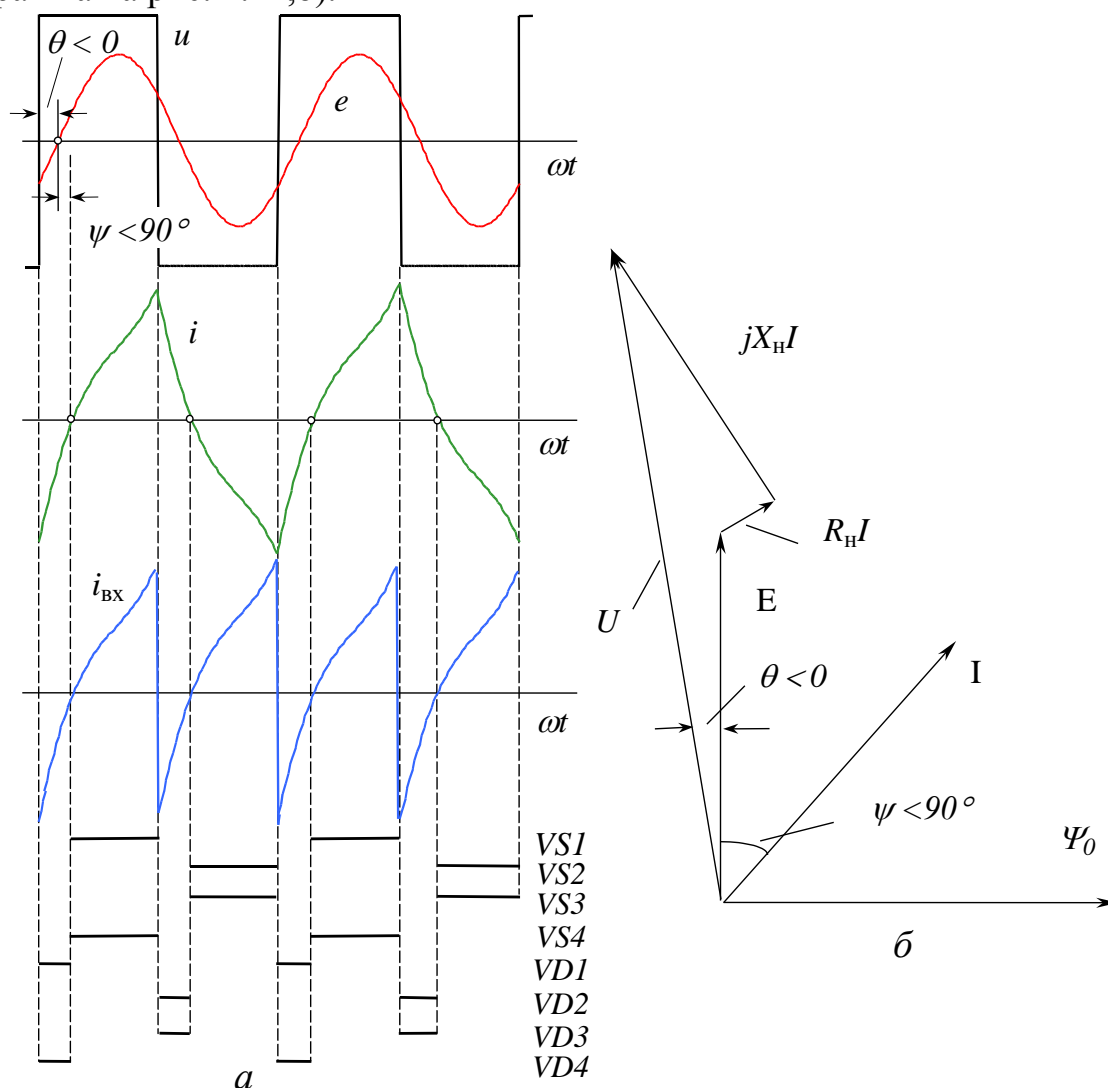


Рис. 2.11 Работа АИН на против-ЭДС
(электрическая машина в режиме двигателя)

Поэтому сразу же после очередной коммутации против-ЭДС всегда направлена согласно с напряжением инвертора и навстречу току. Это способствует более быстрому уменьшению последнего, чем при активно-индуктивной нагрузке. Диоды закрываются раньше, а большую часть периода выходного на-

пряжения открыты тиристоры АИН (рис. 2.11,а). Ток статора при этом отстает от противо-ЭДС на угол $\psi < 90^\circ$. Среднее значение выпрямленного тока совпадает по знаку с выпрямленным напряжением. Энергия потребляется инвертором от выпрямителя (даже при отсутствии активного сопротивления нагрузки).

Если электрическая машина переходит в режим идеального холостого хода, угол между противо-ЭДС и напряжением АИН приближается к нулю (тем ближе, чем меньше активное сопротивление обмотки статора). Противо-ЭДС в течение всего периода направлена навстречу напряжению АИН. Поэтому, искажая лишь форму выходного тока, она не способна сдвинуть его относительно напряжения.

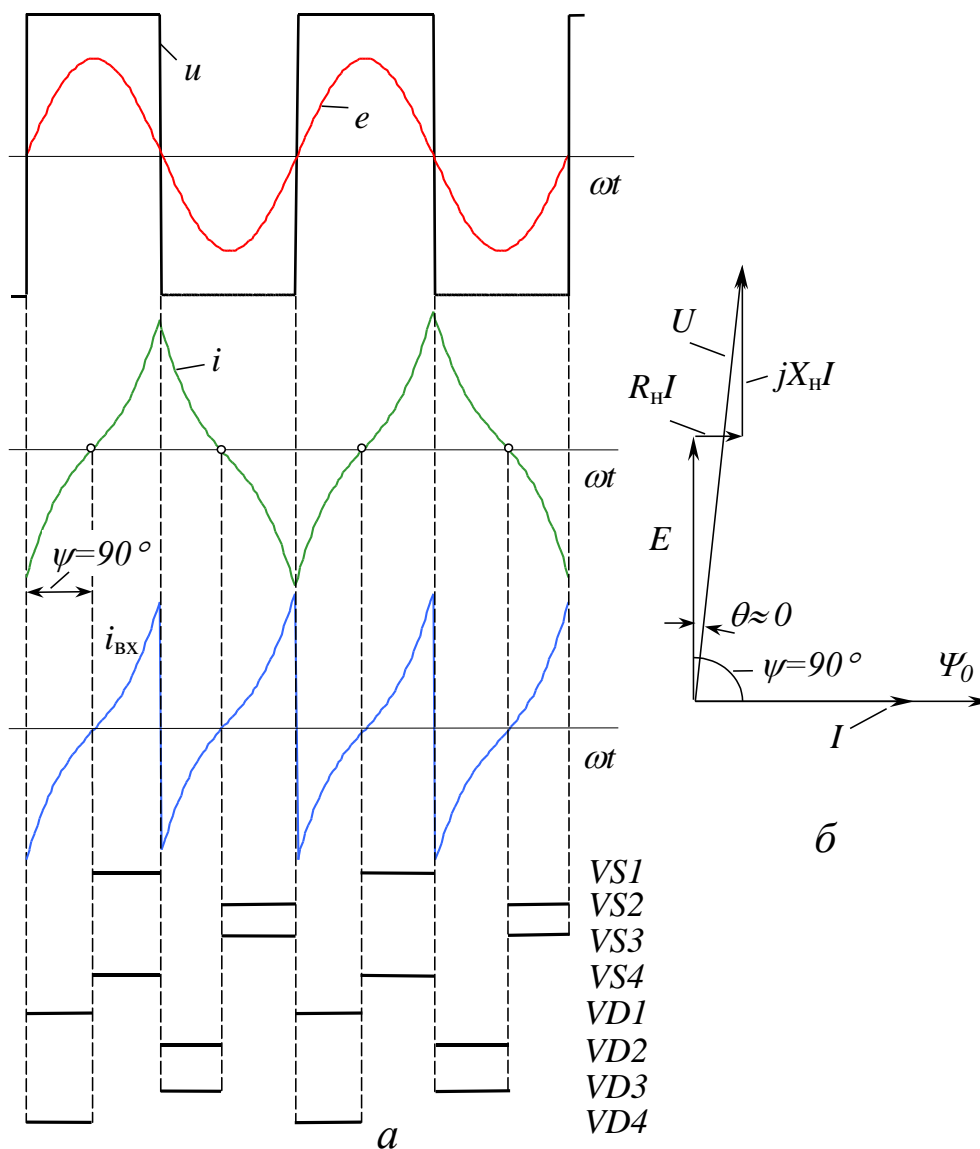


Рис. 2.12 Работа АИН на противо-ЭДС (машина в режиме холостого хода)

В случае отсутствия в двигателе потерь на гистерезис ток статора синфазен с главным потоком и запаздывает относительно противо-ЭДС на угол $\psi = 90^\circ$ (рис. 2.12,б). Это означает, что источник противо-ЭДС не потребляет активной энергии от АИН (в течение одной половины каждого периода выходного напряжения отдается то же количество энергии, которое потребляется в течение второй половины). Об этом также свидетельствует то, что среднее зна-

чение потребляемого инвертором тока равно нулю, а длительности открытого состояния тиристоров и диодов одинаковы (рис. 2.12,а).

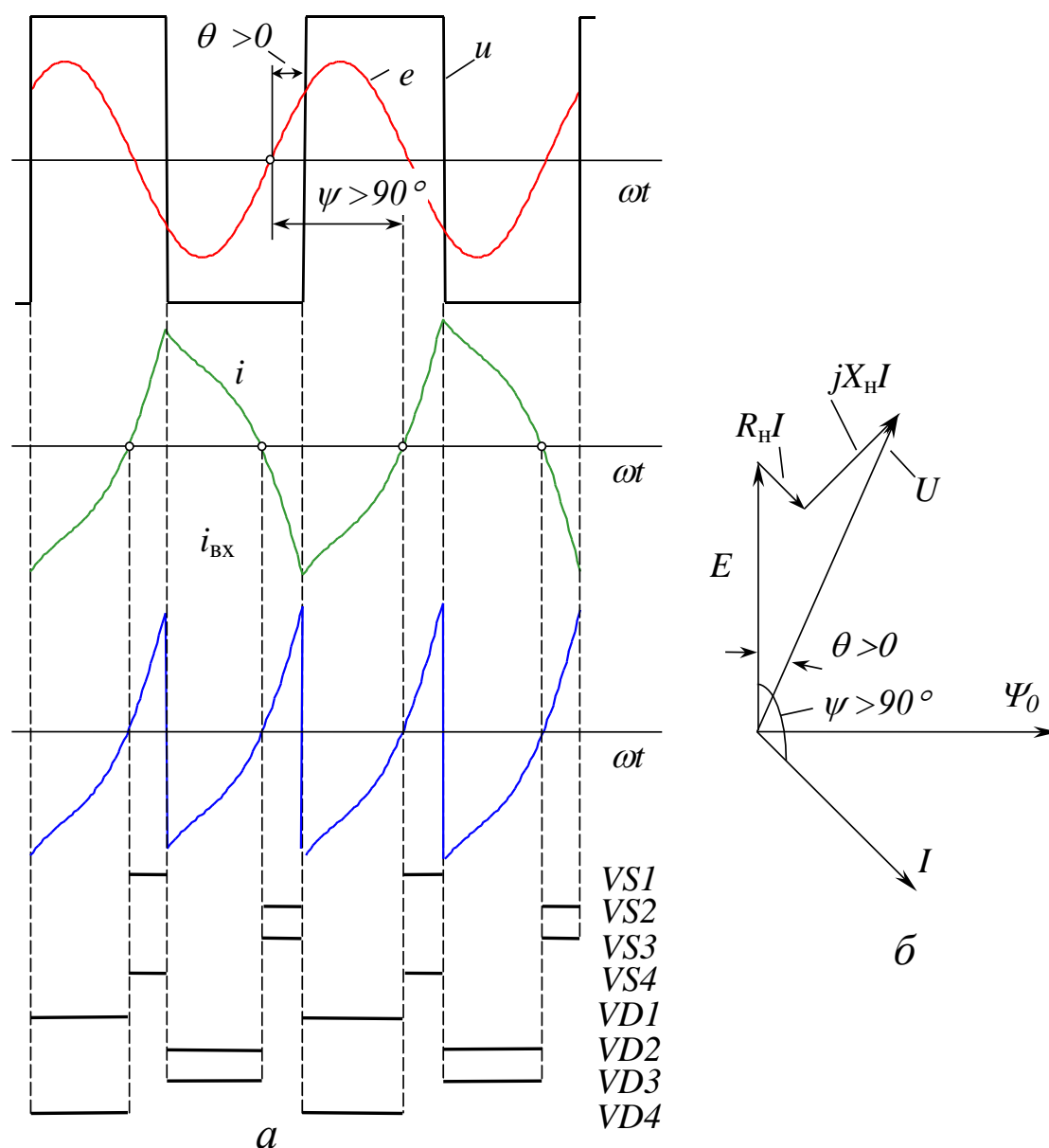


Рис. 2.13 Работа АИН на противо-ЭДС
(электрическая машина в рекуперативном режиме)

При работе машины переменного тока в рекуперативном режиме противо-ЭДС опережает напряжение. Поэтому на момент коммутации напряжение на выходе инвертора и противо-ЭДС направлены встречно. Как следствие, ток после коммутации спадает медленнее и потому отстает от противо-ЭДС на угол (рис. 2.13). Длительность открытого состояния диодов больше, чем тиристоров, в результате чего среднее значение входного тока I_{BX} отрицательно. АИН передает энергию от источника противо-ЭДС в звено постоянного тока, подзаряжая конденсатор C и работая фактически в режиме выпрямителя.

2.5 Автономные инверторы напряжения с широтно-импульсным регулированием

Амплитудная модуляция выходного напряжения АИН предусматривает использование управляемого источника питания АИН. В случае питания от сети переменного тока это требует использования управляемого выпрямителя. Если же в наличии лишь нерегулируемый источник постоянного тока (контактная сеть или аккумулятор), нужен прерыватель на входе АИН. В обоих случаях растет количество управляемых ключей и удорожается преобразователь.

Широтно-импульсное регулирование (ШИР) выходного напряжения АИН осуществляется не с помощью изменения входного напряжения, а путем изменения длительности открытого состояния ключей инвертора. Последний, таким образом, выполняет две функции: изменение частоты и уровня выходного напряжения, а источник его питания может быть неуправляемым.

А) Однофазный мостовой инвертор с ШИР

Рассмотрим принцип ШИР сначала на примере однофазной мостовой схемы (рис. 2.2). Самым простым способом регулирования является сдвиг управляющих импульсов одного плеча моста относительно другого (рис. 2.14). Как и раньше (рис. 2.3, 2.4) ключи получают управляющие импульсы в течение половины периода T . Однако благодаря их сдвигу на угол δ после записывания одного из тиристоров открывается диод из того же плеча, а к нагрузке прикладывается нулевое напряжение. Изменяя длительность интервала δ , можно изменять среднее и действующее значение выходного напряжения:

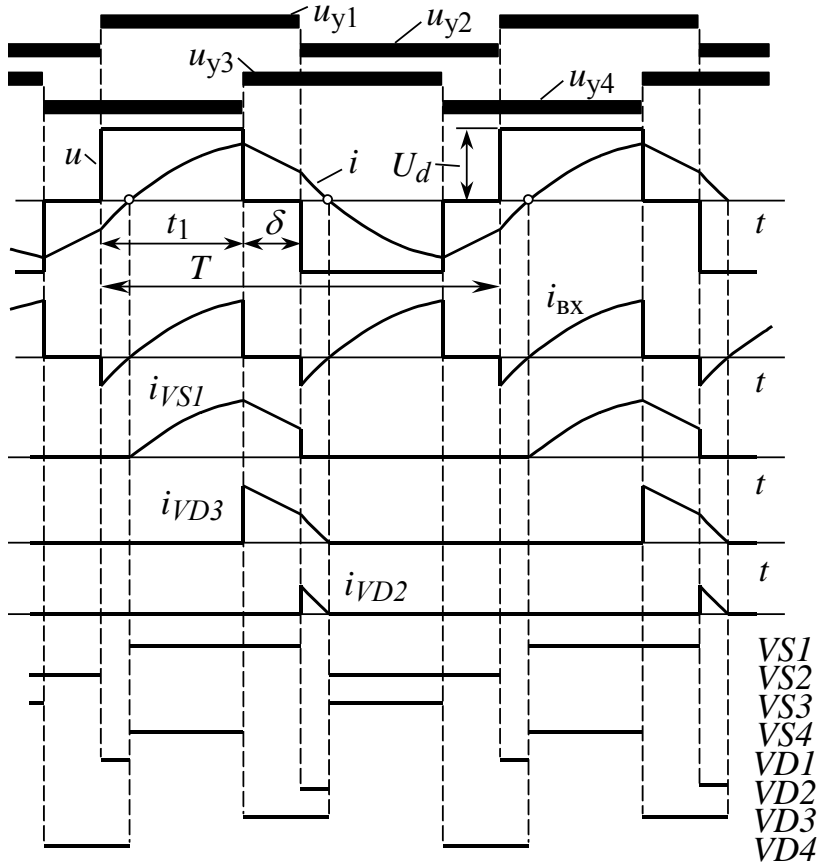


Рис. 2.14 Широтно-импульсное регулирование выходного напряжения однофазного мостового АИН со сдвигом управляющих импульсов

$$U_{\text{cp}} = U_d(1 - \delta/\pi) = U_d\gamma;$$

$$U = U_d \sqrt{1 - \delta/\pi} = U_d \sqrt{\gamma},$$

где $\gamma = \frac{2t_1}{T} = 1 - \frac{\delta}{\pi}$ – скважность выходного напряжения.

Амплитуда k -ой гармоники

$$U_{m(k)} = \frac{4U_d}{k\pi} \cos \frac{k\delta}{2}.$$

Коэффициент искажения напряжения

$$\nu_U = \frac{U_{(1)}}{U} = \frac{U_{m(1)}}{\sqrt{2}U} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{1-\delta/\pi}} \cos \frac{\delta}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\gamma}} \cos \frac{\pi(1-\gamma)}{2}.$$

На рис. 2.15 изображены зависимости действующего выходного напряжения АИН и амплитуд гармоник выходного напряжения (в долях от U_d) от угла сдвига δ . Как видно, благодаря изменению δ есть возможность не только уменьшения, но и полного исключения определенных гармоник. Так, при $\delta = 60^\circ$ отсутствует наибольшая из гармоник – третья, а также все гармоники с номерами $3+6n$. При $\delta \approx 46$ можно получить минимальное значение коэффициента гармоник ($k_{\Gamma U_{\min}} = 0,29$), то есть обеспечить наилучшую из возможных при данном способе управления форму выходного напряжения. Глубокое регулирование напряжения по такому способу нецелесообразно, поскольку с уменьшением скважности растет относительный вклад высших гармоник и значительно ухудшается форма напряжения.

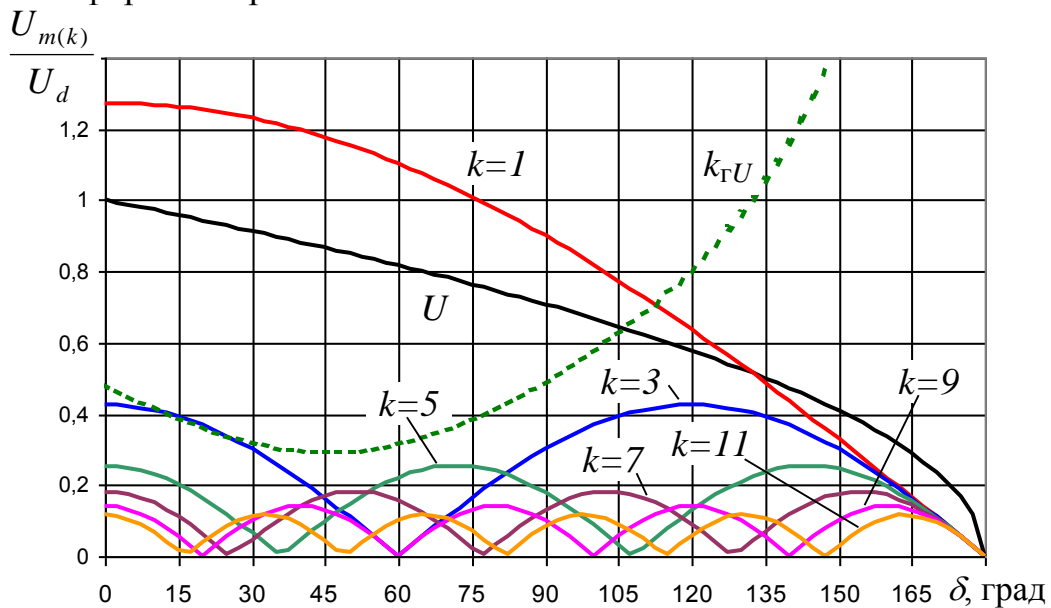


Рис. 2.15 Действующее напряжение (U), амплитуды гармоник напряжения и коэффициент гармоник как функции сдвига δ

Подобный способ регуляции выходного напряжения АИН иногда называют однократной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), или ШИМ на основной частоте, поскольку для регулирования не требуется увеличения частоты переключения ключей.

Еще один вариант регулирования напряжения показан на рис. 2.16.

Внутри интервала проводимости каждой из диагоналей моста один из ключей на определенное время t_0 закрывается, а вместо него управляющие импульсы подаются к другому ключу из того же плеча. Ток нагрузки после этого замыкается мимо источника питания, а к нагрузке прикладывается нулевое напряжение. Действующее значение выходного напряжения определяется так же,

как и для предыдущего способа, однако гармонический состав напряжения будет другим. Количество пауз t_0 может быть увеличено. Размещая их определенным образом вдоль полупериода выходного напряжения, можно оптимизировать его форму, уменьшив вклад отдельных гармоник. По своим регулировочным свойствам подобные алгоритмы могут несколько превосходить рассмотренный на рис. 2.14, однако требуют увеличения частоты коммутации ключей. Период модуляции выходного напряжения в инверторах с ШИР меньше периода ее изменения (на рис. 2.16 – вчетверо).

Однофазные инверторы с ШИР используют в импульсных источниках питания переменного тока, а также в источниках постоянного тока с промежуточным звеном переменного тока.

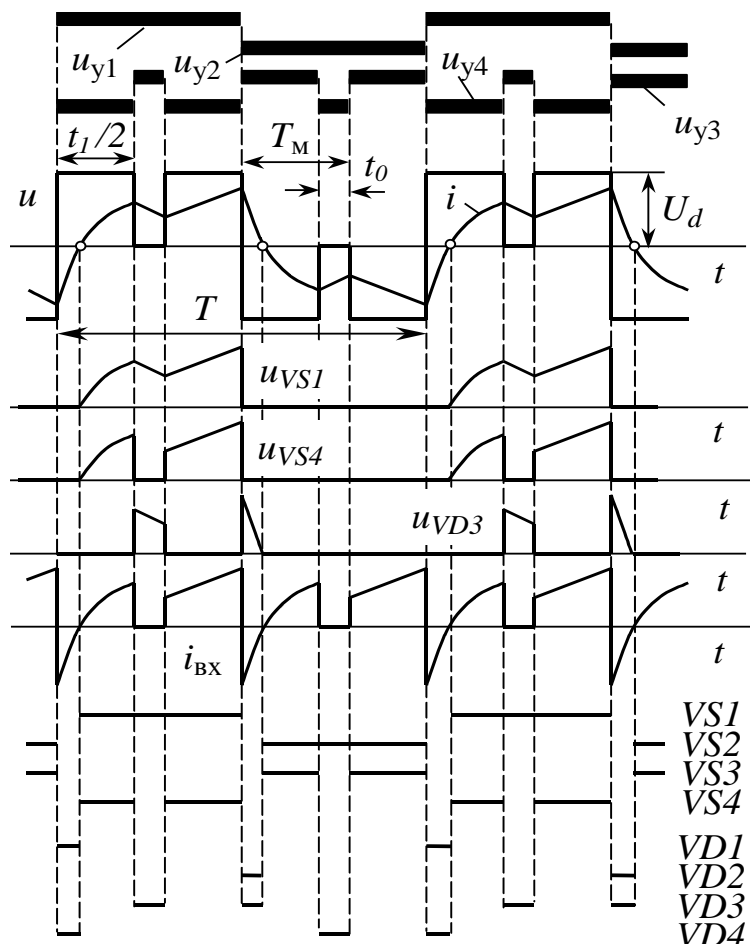
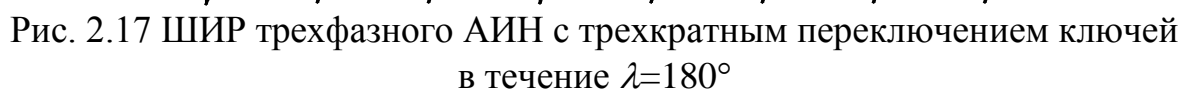


Рис. 2.16 Широтно-импульсное регулирование напряжения однофазного мостового АИН с одной дополнительной коммутацией

Б) Трехфазный мостовой инвертор с ШИР

Аналогией однофазного алгоритма рис. 2.14 для трехфазного АИН (рис. 2.6) является алгоритм, согласно с которым изменяется длительность λ подачи импульсов ко всем ключам с сохранением их фазового сдвига. Фактически алгоритм с $\lambda=180^\circ$ рассмотренный в п. 2.3, является отдельной реализацией такого обобщенного алгоритма ШИР. Однако алгоритмы с $\lambda < 180^\circ$ широкого приложения не нашли, поскольку форма выходного напряжения в них существенно зависит от характера нагрузки (это особенно важно при их использовании в электроприводе, где уровень нагрузки и его $\cos \varphi$ изменяются в широких пределах). Потому рассмотренные ниже алгоритмы базируются на алгоритме с длительностью открытого состояния $\lambda=180^\circ$.

Существует большое количество алгоритмов ШИР [7] трехфазных инверторов, которые отличаются частотой и порядком переключения ключей. Один из самых простых изображен на рис. 2.17.



54

индуктивного характера нагрузки. Потому под воздействием ЭДС самоиндукции открываются обратные диоды. Через них часть энергии, накопленной в индуктивности нагрузки, возвращается в фильтр в цепи постоянного тока, а к нагрузке прикладывается напряжение противоположного знака. Входной ток АИН также кратковременно изменяет знак. Таким образом, регулирование напряжения осуществляется путем двухполярной модуляции.

На рис. 2.18,а, б изображены схемы соединения источника питания с нагрузкой до и сразу после выключения тиристоров, $VS4$ и $VS6$.

Изменяя соотношение между длительностями α и β (то есть скважность работы ключей), регулируют среднее значение выходного напряжения. Когда $\alpha = \beta$, средние значения выходного напряжения и входного тока равняются нулю и передача энергии через АИН прекращается.

Регулирование выходной частоты осуществляется так же, как и в АИН с амплитудной модуляцией: путем изменения частоты переключения ключей без изменения порядка этого переключения.

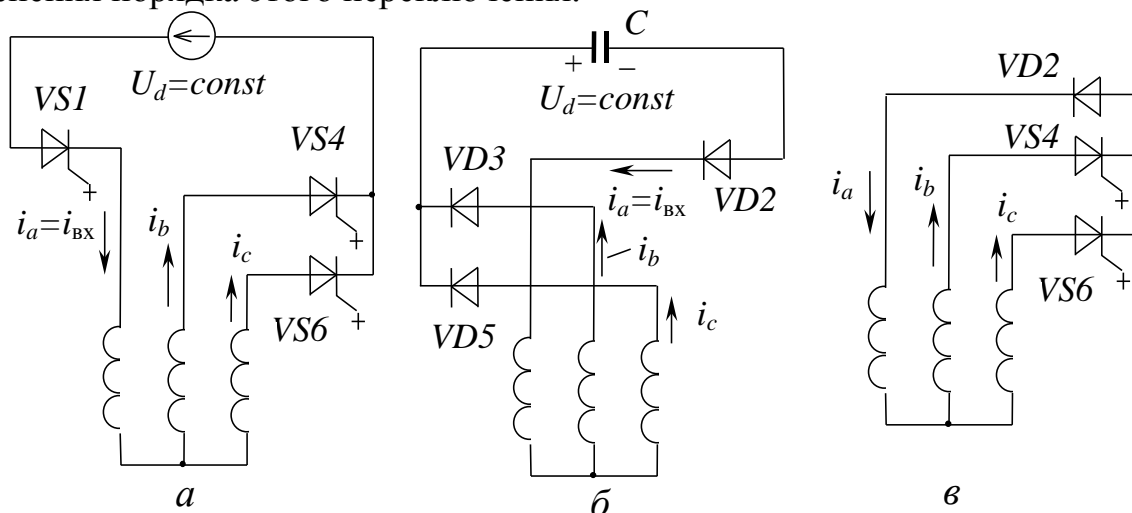


Рис. 2.18 Пути протекания токов на интервалах α и β .

В результате периодического изменения знака мгновенного выходного напряжения увеличиваются колебания выходного тока. Когда амплитуда выходного тока небольшая или длительность пауз β приближается к α , мгновенное значение тока при открытых диодах может упасть до нуля. Возникает режим прерывистых токов. Следствия этого – повышенные колебания момента двигателя, искажение формы и ограничение возможного диапазона регулирования выходного напряжения.

Чтобы предотвратить изменение полярности напряжения на интервале β , следует выключать не все три тиристора, а лишь один – тот, фаза которого не включена параллельно с другой (для схемы рис. 2.18,а это $VS1$). После этого возникает ситуация, изображенная на рис. 2.18,в: все фазы подключены к одному полюсу источника питания, а все фазные напряжения равняются нулю. Кроме того, чтобы сделать невозможными бестоковые паузы на интервале β , вместо только что закрытого ключа открывается ключ из той же фазы. Временные диаграммы для алгоритма с одной дополнительной коммутацией на интервале проводимости каждого ключа изображены на рис. 2.19. Как видно, модуляция напряжения – однополярная. Поскольку дополнительная коммутация происхо-

дит 6 раз за период, фазное напряжение обнуляется также 6 раз, то есть кратность модуляции фазного напряжения $K_{\text{фн}} = f_{\text{м}} / f_{\text{вх}} = T / T_{\text{м}} = 6$.

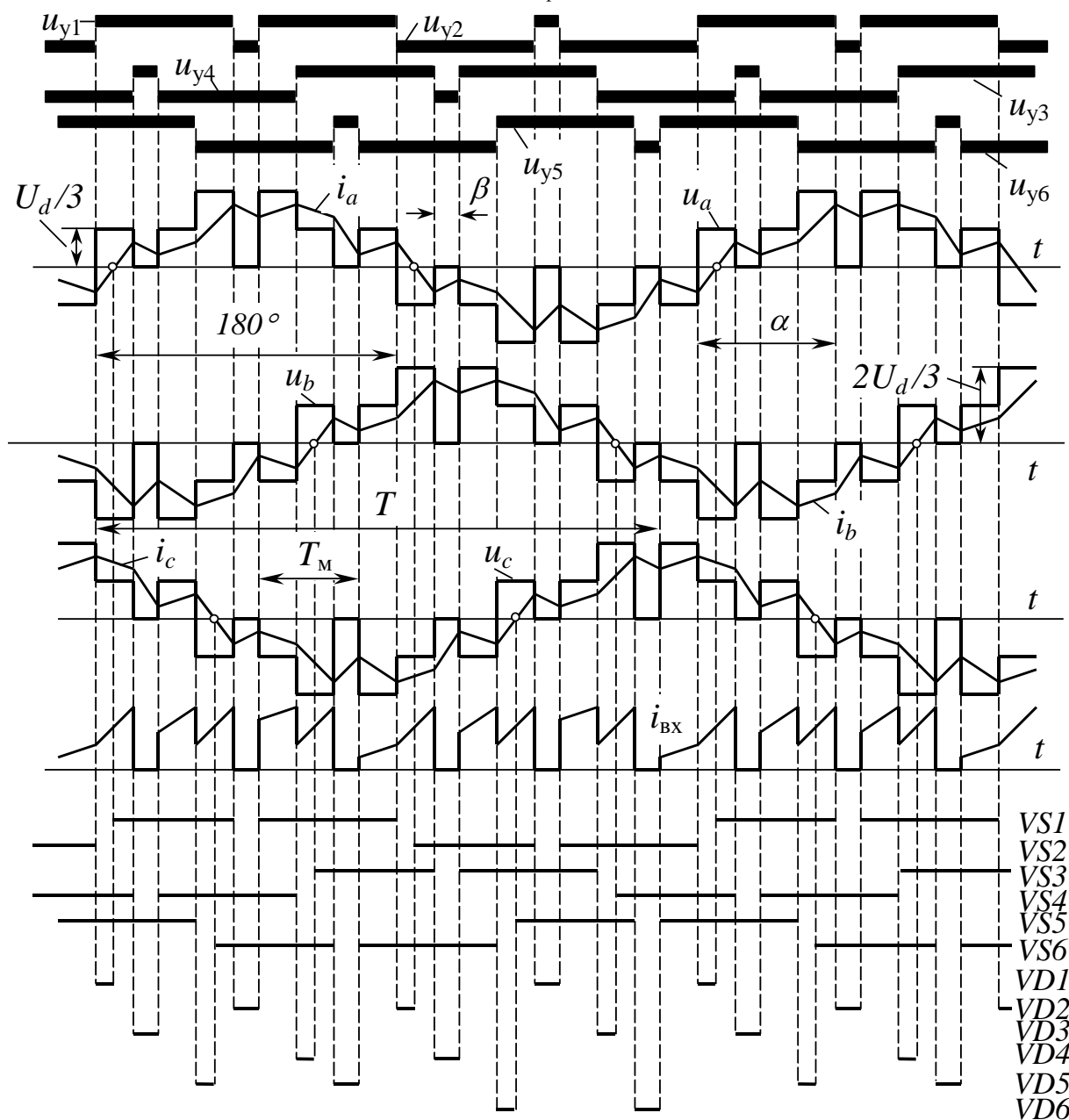


Рис. 2.19 ШИР трехфазного АИН с шестикратной модуляцией напряжения

С увеличением паузы β первая гармоника выходного напряжения линейно уменьшается (рис. 2.20). К сожалению, при этом растут амплитуды многих высших гармоник, которые в нижней части диапазона регулирования (правая часть рис. 2.20) достигают амплитуды первой гармоники. Следует учитывать, что при использовании АИН в частотно-управляемом электроприводе уменьшение напряжения всегда сопровождается приблизительно пропорциональным уменьшением выходной частоты. Потому амплитуды высших гармоник растут одновременно с уменьшением их частоты. Результат – значительное ухудшение формы выходного тока и увеличение колебаний момента.

Если увеличить количество интервалов β (как на рис. 2.21, где их три), можно несколько улучшить форму тока, хотя не радикально и ценой повышения частоты переключений ключей.

Преимущества ШИР сравнительно с амплитудной модуляцией:

- возможность питания АИН от источника неизменного напряжения (в т.ч. группового питания нескольких АИН);
- независимость напряжения на коммутирующих конденсаторах от выходной частоты в результате неизменности питающего напряжения и обусловленная этим стабильность процесса искусственной коммутации однооперационных тиристоров;
- сглаживающий дроссель в звене постоянного тока не нужен вследствие малых колебаний выпрямленного тока;
- емкость конденсатора фильтра намного меньше.

Недостатки:

- ухудшение формы выходного тока со снижением выходного напряжения;
- большие пульсации момента двигателя;
- большие токи в момент запираания ключа;
- повышенные потери в ключах вследствие более высокой частоты их переключения;
- ограничен диапазон регулирования выходного напряжения;
- при некоторых соотношениях выходной частоты и частоты переключения ключей возможно появление постоянной составляющей выходного напряжения или инфранизкочастотных его колебаний [22].

Сфера применения АИН с ШИР ограничивается достаточно мощными электроприводами с неглубоким регулированием скорости и невысоким быстродействием. Так, они используются на электрическом транспорте для частотного пуска и регулирования скорости асинхронных тяговых двигателей (в случае питания электропривода от контактной сети постоянного тока). При этом количество переключений ключей на интервале проводимости может автоматически увеличиваться с уменьшением выходной частоты с целью улучшения формы выходного тока.

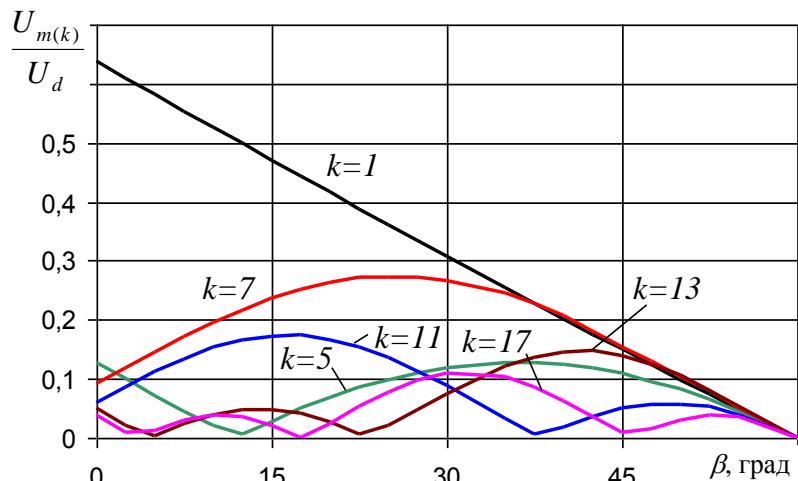


Рис. 2.20 Амплитуды гармоник напряжения трехфазного АИН с ШИР (алгоритм рис. 2.19)

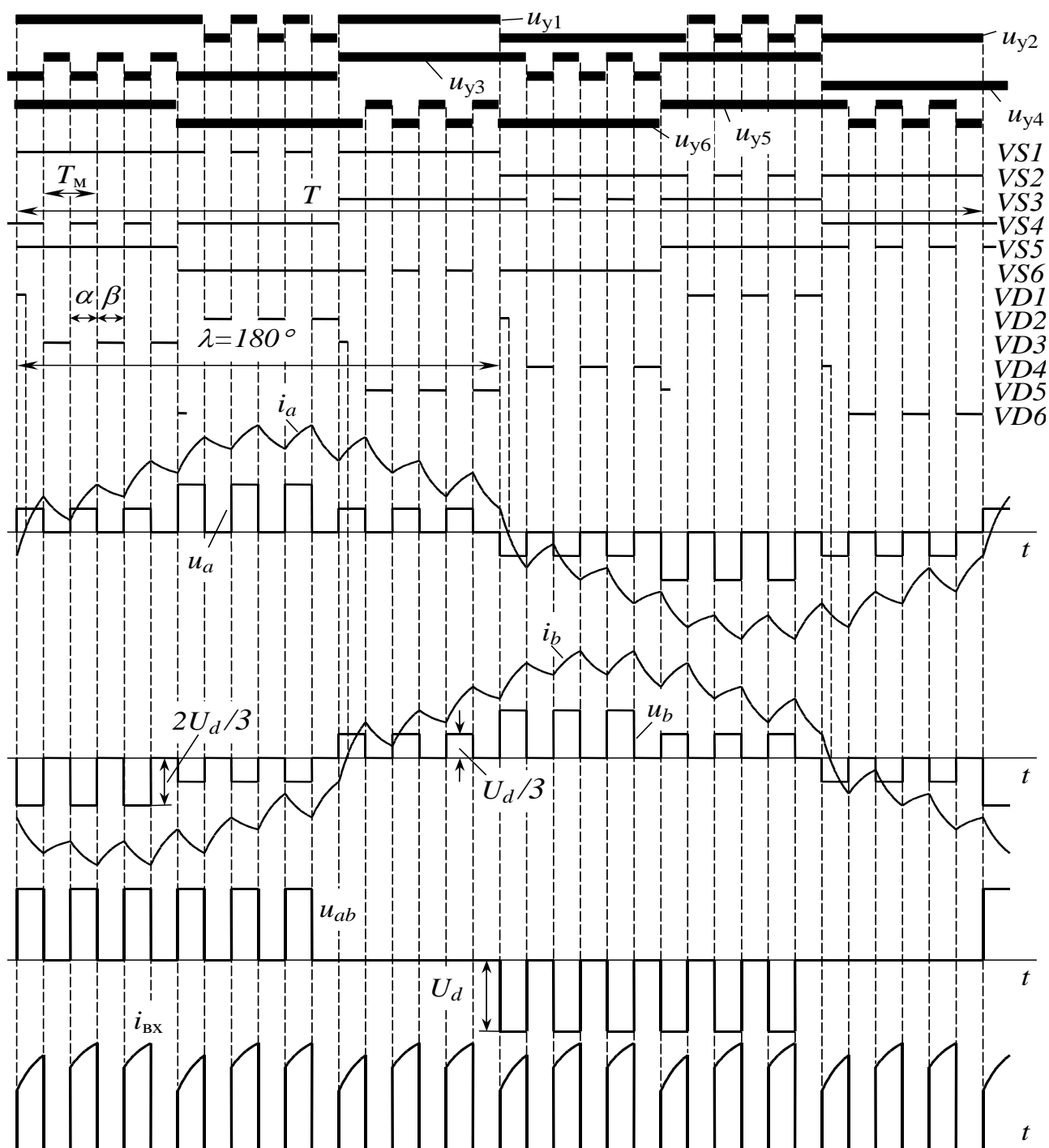


Рис. 2.21 Алгоритм ШИР с $K_{\text{фн}} = 18$

2.6 Автономные инверторы напряжения с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией ♦

Автономные инверторы с широтно-импульсной модуляцией являются наиболее совершенной и перспективной разновидностью преобразователей энергии для многих приложений, особенно для нужд электропривода (именно такой способ управления используется в ПЧ компании «Шнейдер Электрик»). В АИН с ШИМ частота переключения ключей намного больше частоты выходного напряжения. Благодаря этому появляется возможность путем плавного изменения скважности в течение периода выходного напряжения не только ре-

гулировать уровень этого напряжения, но и обеспечить практически синусоидальную форму выходного тока. Именно переменный характер скважности и отличает этот способ управления от ШИР.

А) Однофазный АИН с ШИМ

Принцип широтно-импульсной модуляции (ШИМ) рассмотрим вначале на примере однофазного АИН (рис. 2.2). Наиболее простым способом управления данными инверторами является вертикальный, подобный используемому при управлении выпрямителями. Упрощенная схема системы симметричного управления однофазным АИН с двухполярной ШИМ изображена на рис. 3.38,а (ГОН – генератор опорного напряжения, НО – нуль-орган, Д – драйверы).

Принцип ее действия основан на сравнении треугольного опорного напряжения $u_{оп}$ с синусоидальным напряжением управления u_y . Каждый раз после пересечения напряжением управления нисходящего участка опорного напряжения выходное напряжение инвертора увеличивается, восходящей – уменьшается. Исследованиями [22] установлено, что при треугольном (симметричном) опорном напряжении гармонический состав выходного напряжения лучше, чем при использовании пилообразного (несимметричного).

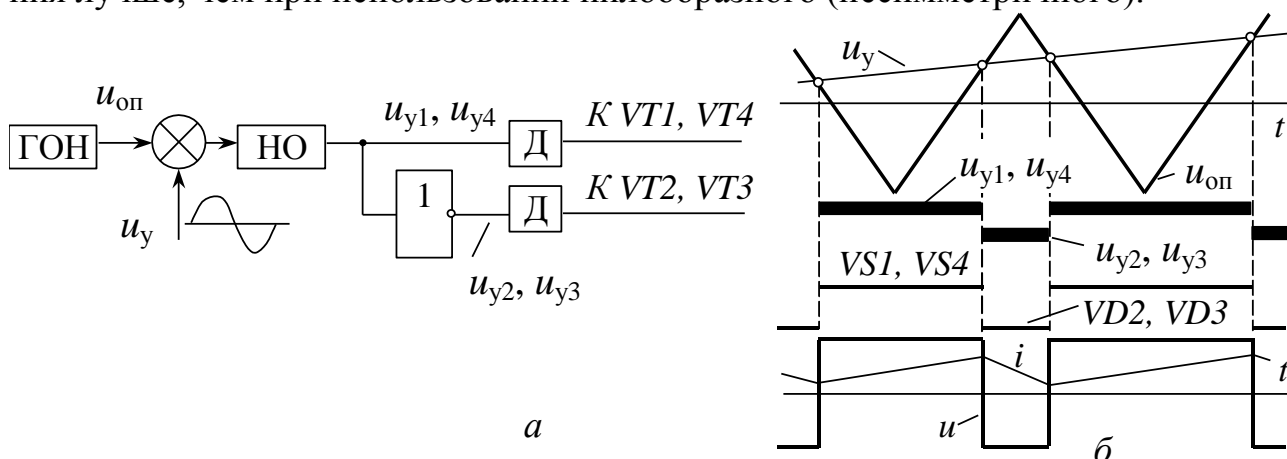


Рис. 2.22 Система управления однофазным АИН с двухполярной ШИМ

На рис. 2.23 приведены диаграммы напряжений и токов в инверторе с ШИМ. Как видно, мгновенное выходное напряжение изменяется с частотой модуляции, намного большей частоты первой гармоники выходного тока. Среднее за период модуляции T_m выходное напряжение $U(I)$ (то есть первая гармоника выходного напряжения) благодаря синусоидальному изменению скважности изменяется также синусоидально. Средний за период модуляции входной ток положителен, что означает потребление инвертором энергии из звена постоянного тока.

Для изменения амплитуды и частоты выходного напряжения изменяют амплитуду и частоту напряжения управления u_y . Т.к. ключи инвертора выполняют обе функции: регулирования и уровня напряжения, и его частоты, выпрямитель может быть неуправляемым.

Поскольку скважность изменяется по синусоидальному закону, а частота переключений не зависит от частоты тока и определяется лишь системой

управления, такой способ управления называют синусоидальной ШИМ на несущей частоте (в отличие от ШИМ на основной частоте, см. п. 2.5).

С увеличением частоты модуляции форма выходного тока также приближается к синусоиде. В современных АИН на *IGBT*-транзисторах эта частота лежит в пределах от 2 до 20...30 кГц, что обеспечивает практически идеальную форму тока. Его фазовый сдвиг относительно напряжения определяется соотношением активного и индуктивного сопротивлений нагрузки, а также величиной и фазой противо-ЭДС (если она есть). Мгновенный ток $i_{\text{вх}}$ на входе инвертора с двухполярной модуляцией в результате поочередного переключения диагоналей моста всегда носит знакопеременный характер. На каждом из межкоммутационных интервалов этот ток равняется мгновенному выходному току, однако с разным знаком в зависимости от того, которая из диагоналей моста работает. Знак входного тока (как мгновенного, так и среднего) несет информацию о направлении передачи энергии между источником U_d и нагрузкой АИН. Если в составе нагрузки есть источник противо-ЭДС, которое по фазе опережает среднее выходное напряжение U , выходной ток сдвинут относительно напряжения на угол $\varphi_n > 90^\circ$, знаки мгновенных выходных напряжения и тока АИН преимущественно противоположны, инвертор передает энергию в звено постоянного тока, причем знак среднего входного тока изменяется.

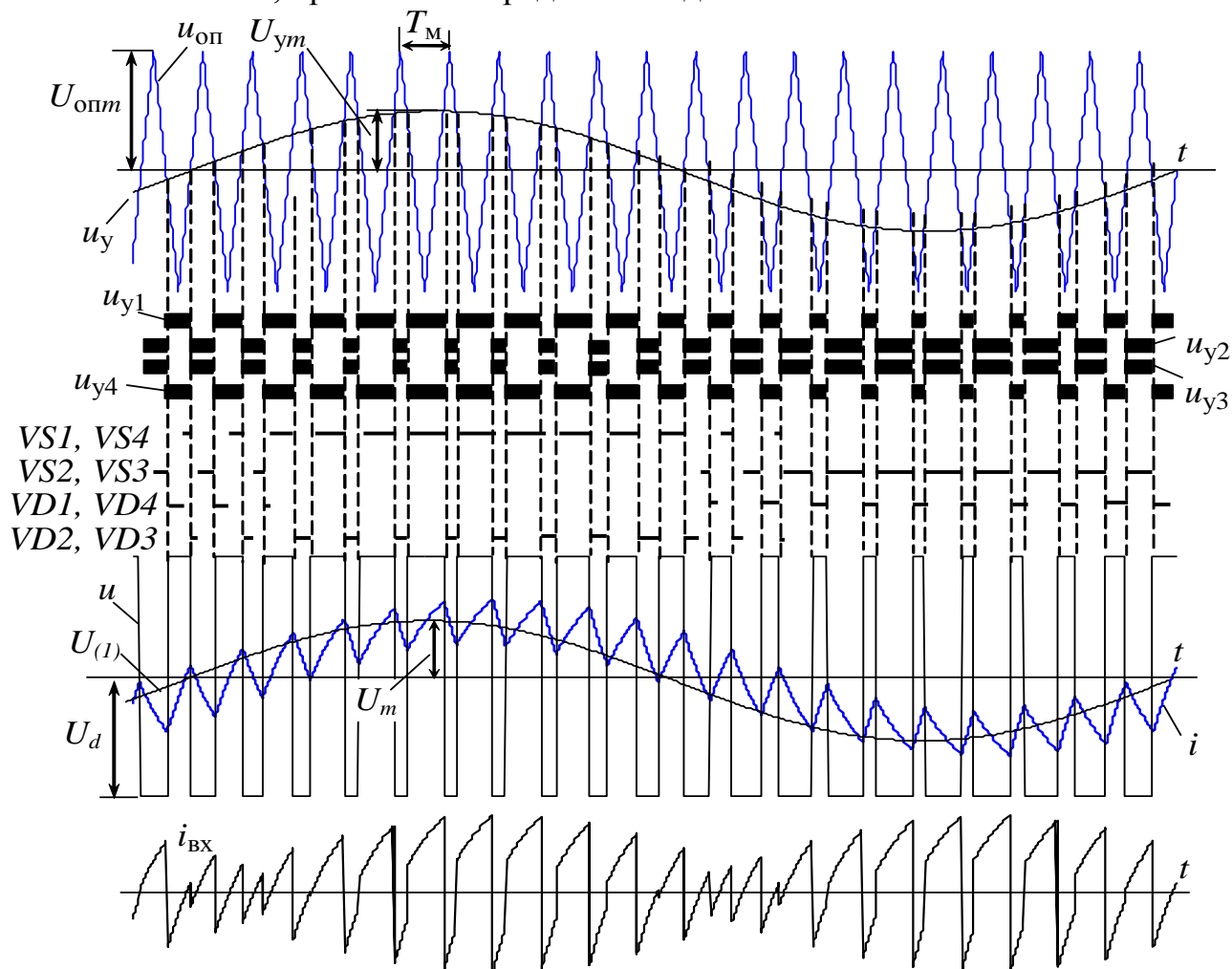


Рис. 2.23 Временные диаграммы однофазного АИН с двухполярной ШИМ

Соотношения амплитуд управляющего и опорной напряжения называют коэффициентом (индексом или глубиной) модуляции

$$\mu = \frac{U_{ym}}{U_{опм}}. \quad (2.4)$$

Одновременно этот коэффициент отображает отношение амплитуды среднего за период модуляции напряжения U_m к его максимально возможному значению

$$\mu = \frac{U_{m(1)}}{U_{mm}}. \quad (2.5)$$

(для однофазного мостового АИН $U_{mm} = U_d$). Чем ближе μ к единице, тем большего выходного напряжения можно достичь и тем полнее будет использование инвертора по напряжению. Однако, поскольку вентилю необходимо определенное время для запираания (t_{off}) и возобновления своих запирающих свойств (t_{gq}), всегда должна быть пауза между моментом его выключения и следующим включением. Потому всегда $\mu < 1$. Максимально возможная глубина модуляции $\mu_m \approx 1 - (t_{off} + t_{gq})f_m$. Наименьшие длительности t_{off} и t_{gq} , а потому наибольшие допустимые глубину модуляции и частоту коммутации имеют силовые транзисторные ключи (табл. 1.1). С увеличением частоты модуляции диапазон регулирования напряжения сужается.

Коэффициент использования силовой схемы по напряжению для однофазного АИН

$$k_{ин} = \frac{U_{mm}}{U_d} = 1.$$

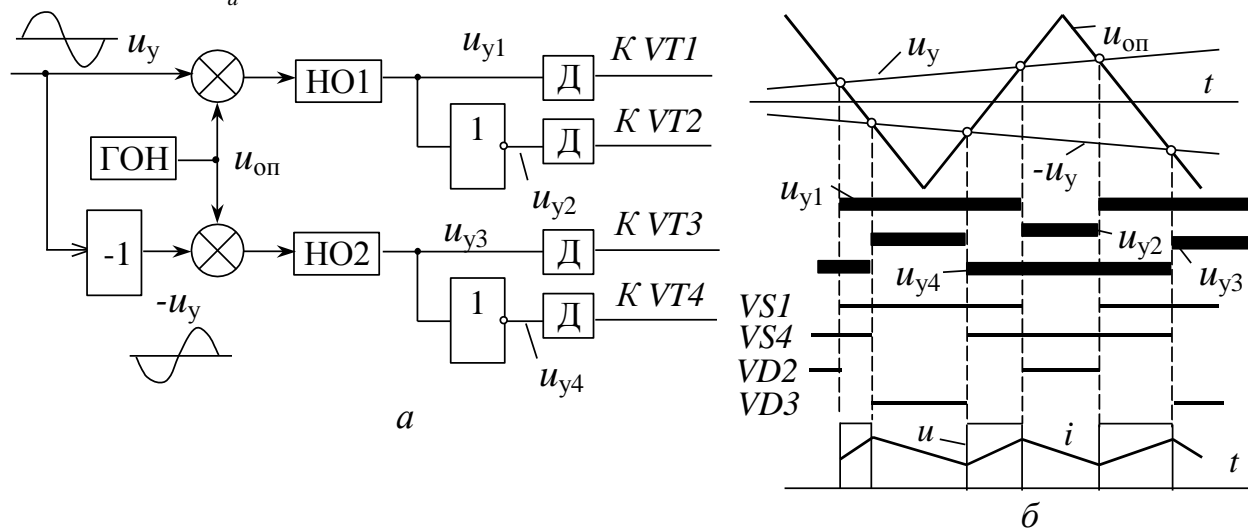


Рис. 2.24 Система управления однофазным АИН с однополярной ШИМ

Упрощенная схема системы управления однофазным АИН с однополярной ШИМ изображена на рис. 2.24,а. В ней использован поочередный закон коммутации ключей. Для него характерен сдвиг диаграмм работы фаз (плеч) моста на полпериода модуляции, который обеспечивает поочередное подключение нагрузки к источнику U_d через одну из диагоналей моста или его замыкание накоротко через транзистор и диод (см. рис. 2.24,б и 2.25). Вследствие

этого мгновенное выходное напряжение в течение полупериода свою полярность не изменяет (в отличие от АИН с симметричным законом управления). Входной ток изменяет знак лишь тогда, когда не совпадают знаки мгновенных выходных тока и напряжения. Преимуществом поочередного закона является вдвое большая частота коммутации выходного напряжения при той же частоте переключения ключей и обусловленная этим лучшая форма выходного тока. Необходимая емкость конденсатора также меньше, поскольку ток нагрузки не протекает через него в течение значительной части периода.

Б) Трехфазные АИН с ШИМ

Наибольшее применение (в том числе и в ПЧ производства «Шнейдер Электрик») нашли трехфазные АИН с ШИМ. Принцип управления ими такой же, как и однофазными. Если для управления трехфазными АИН также используют симметричный закон коммутации, система управления такого инвертора состоит из трех одинаковых каналов (подобных изображенному на рис. 2.22), каждый из которых управляет своей фазой АИН. Единственным отличием является то, что синусоидальные напряжения управления отдельных каналов сдвинуты во времени на 120° одна от другой.

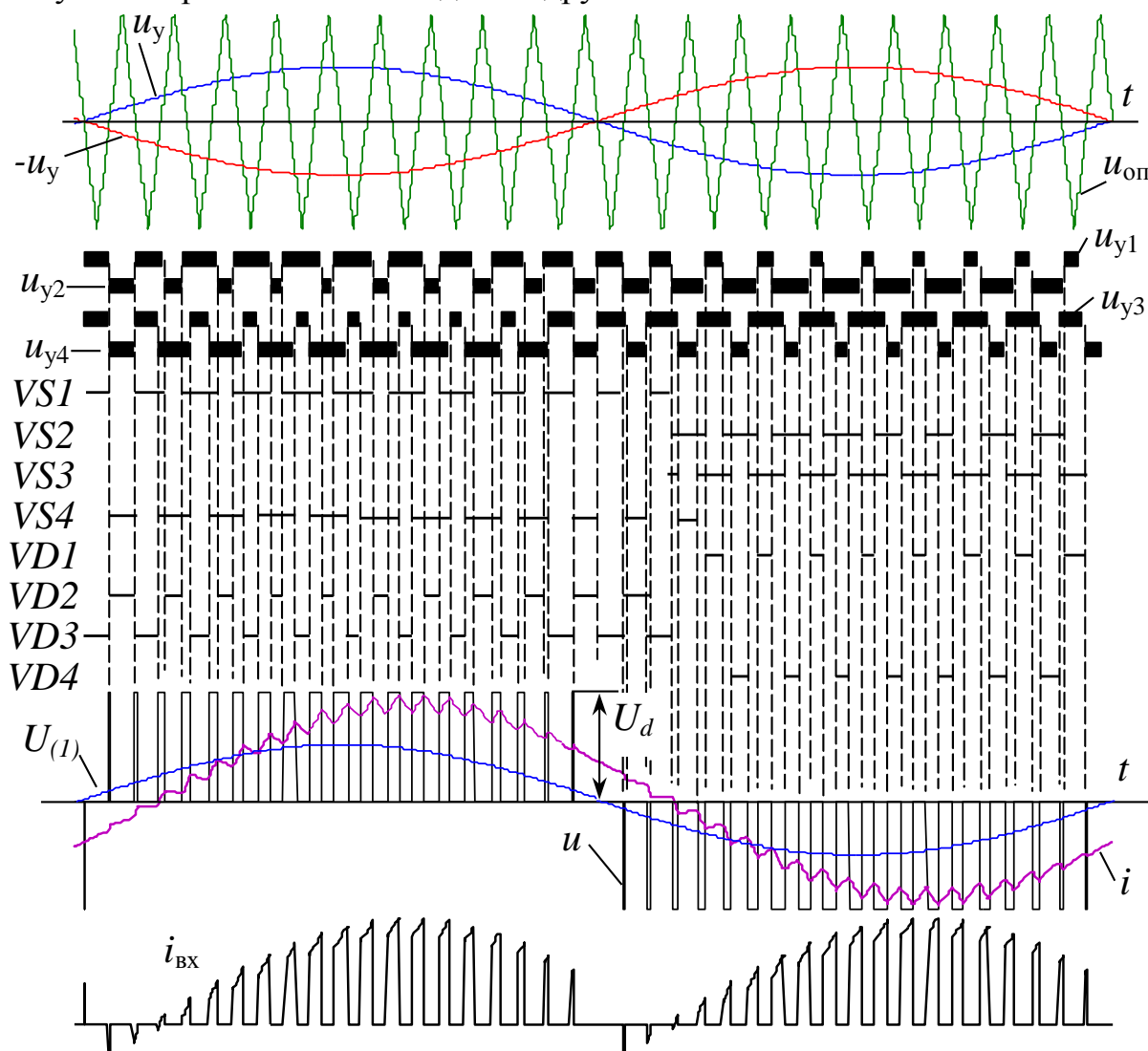


Рис. 2.25 Временные диаграммы однофазного АИН с однополярной ШИМ

Кроме схем, изображенных на рис. 2.8, при синусоидальной ШИМ возможно также соединение через открытые вентили всех три фаз между собой. К нагрузке при этом прикладывается нулевое напряжение, а фазные токи протекают, минуя звено постоянного тока. Подобные ситуации возникают, когда закрывается ключ, включенный последовательно с двумя другими (например, $VS1$ на интервале II , см. рис. 2.8), или оба других. Примеры таких соединений изображены на рис. 2.26.

В результате этого форма выходного напряжения трехфазного АИН с синусоидальной ШИМ сложнее, чем однофазного (рис. 2.27). Когда фаза включена параллельно с другой, мгновенное напряжение на ней равняется $\pm \frac{2}{3} U_d$, при последовательном соединении с двумя другими $\pm \frac{1}{3} U_d$, а если все три фазы подключены лишь к одному полюсу источника питания (как на рис. 2.26) – нулю. При амплитудной же модуляции (см. п. 2.3) нулевое состояние не используется.

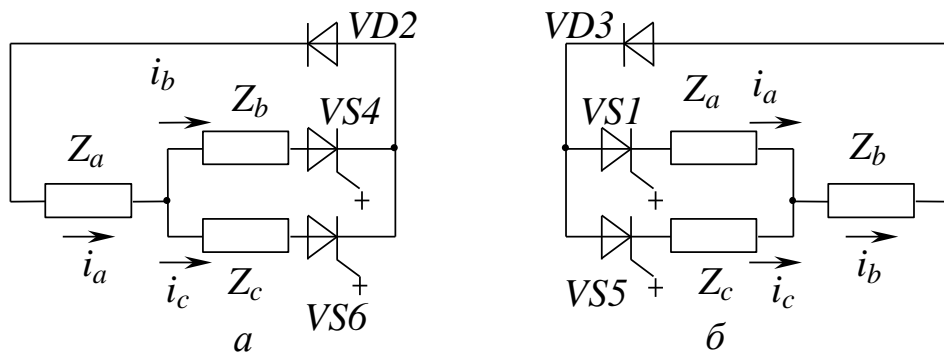


Рис. 2.26 Соединение фаз АИН с нулевым выходным напряжением

Мгновенный входной ток инвертора на каждом из межкоммутационных интервалов равняется току той фазы нагрузки, которая не имеет параллельно включенных фаз, а ее напряжение равняется $\pm(2/3) U_d$. Поэтому огибающими входного тока всегда есть кривые токов соответствующих фаз нагрузки. Паузы в токе $i_{вх}$ наблюдаются, когда три фазы нагрузки одновременно подключены к одному полюсу источника. Если нагрузка преимущественно индуктивная и выходной ток АИН запаздывает относительно среднего выходного напряжения на угол $\varphi_n = \arctg(\omega L/R) > 30^\circ$, мгновенный входной ток знакопеременный, как на рис. 2.27.

Увеличение активного сопротивления нагрузки уменьшает фазовый сдвиг выходного тока, и при $\varphi < 30$ мгновенный входной ток своего знака не изменяет (рис. 2.28). К тому же эффекту приводит появление в составе нагрузки противо-ЭДС, которая запаздывает относительно фазного напряжения на угол $\theta < 90^\circ$.

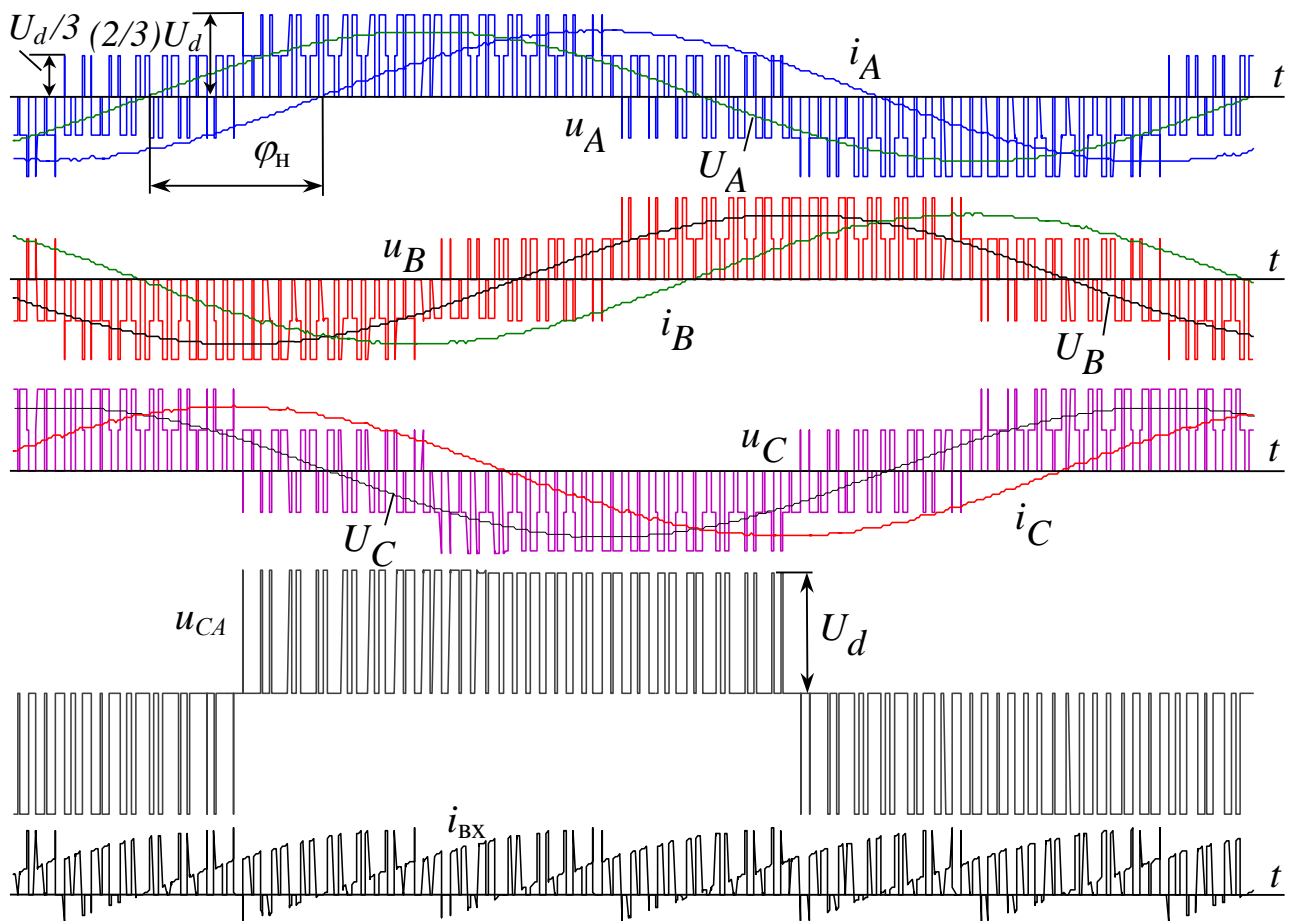


Рис. 2.27 Временные диаграммы трехфазного АИН с RL -нагрузкой ($\varphi > 30^\circ$)

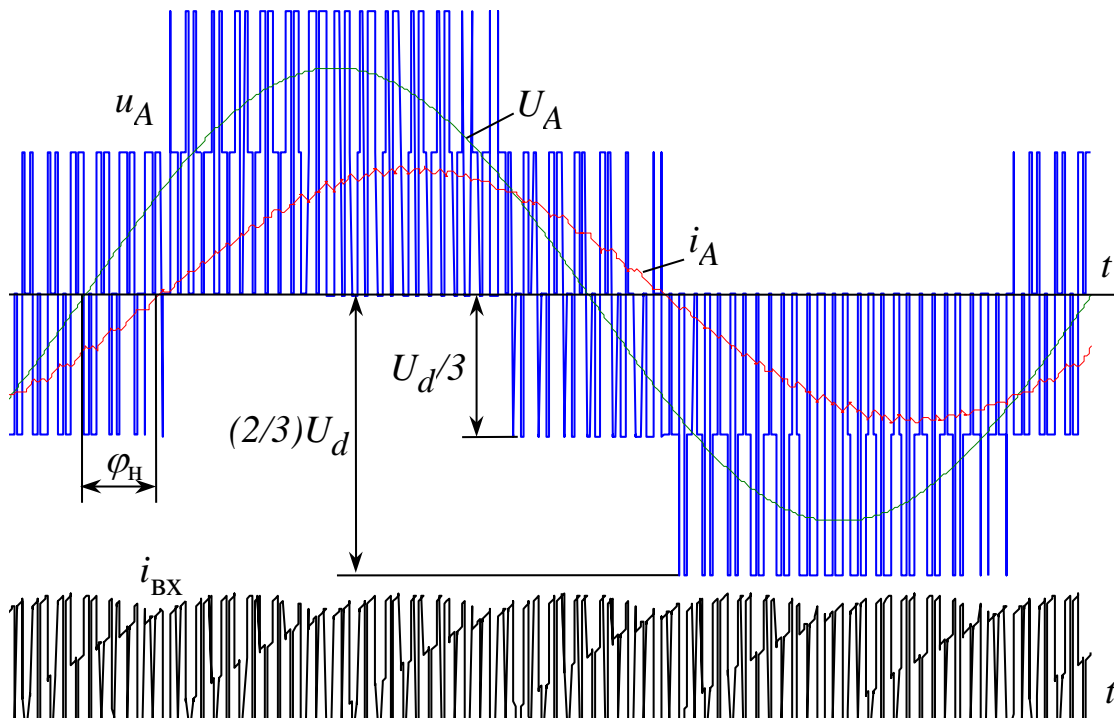


Рис. 2.28 Временные диаграммы трехфазного АИН с RL -нагрузкой ($\varphi < 30^\circ$)

Чтобы определить максимально возможную амплитуду фазного напряжения трехфазного инвертора, рассмотрим рис. 2.29. На нем для коэффициента модуляции $\mu = 1$ изображены диаграммы работы ключей в течение периода мо-

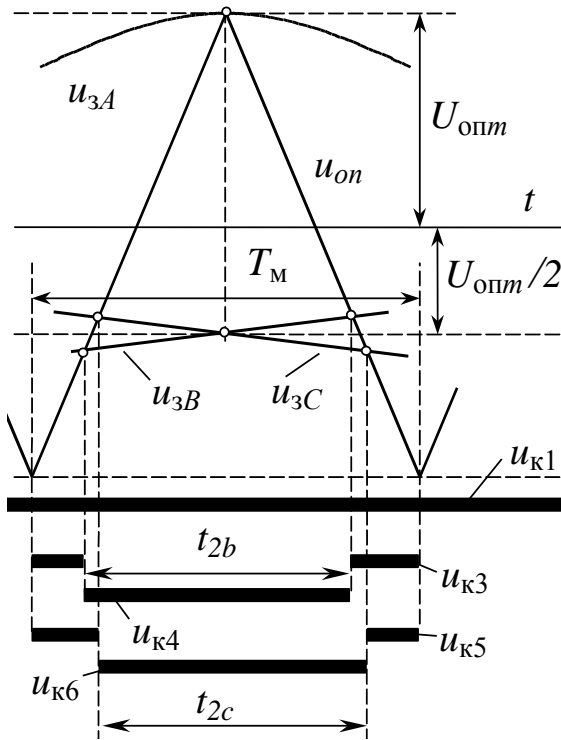


Рис. 2.29 К определению амплитуды выходного напряжения

дуляции, на котором заданное напряжение u_{3A} фазы A достигает максимума, а другие две (u_{3B} и u_{3C}) – его половины.

Скважность фазы A на этом периоде модуляции $\gamma_a = 1$ (ключ $VS1$ не закрывается). Чтобы обеспечить половинное напряжение двух других фаз, их скважности должны быть $\gamma_c = \gamma_b = 0,25$. В реальных инверторах период модуляции намного меньше периода выходного тока. Потому моменты коммутации в фазах B и C на рис. 2.29 практически совпадают во времени, а интервалы $t_{2c} = t_{2b}$. Пока открыты ключи $VS1, VS4, VS6$, мгновенное выходное напряжение $u_a = \frac{2}{3}U_d$. После открытия ключей 3, 5 все три фазы подключены к одному полюсу источника питания, благодаря чему $u_a = u_b = u_c = 0$. В итоге наи-

большее значение среднего за период модуляции напряжения фазы A

$$U_a = U_{mm} = \frac{1}{T_M} \left[\frac{2}{3} U_d t_{2b} + 0 \cdot (T_M - t_{2b}) \right] = (1 - \gamma_b) \frac{2}{3} U_d + \gamma_b \cdot 0 = \frac{U_d}{2}.$$

Как видно, это напряжение в результате влияния других фаз вдвое меньше, чем в однофазном мостовом АИН. Кроме того, она даже меньше наибольшего напряжения той же схемы, но с амплитудной модуляцией (п. 2.3). Это приводит к определенному ухудшению массогабаритных показателей инвертора. Коэффициент использования по напряжению АИН с вертикальным управлением

$$k_{ин} = U_{mm} / U_d = 0,5.$$

Гармонический состав выходного напряжения АИН с ШИМ определяется формой опорного напряжения, кратностью частоты модуляции $\varepsilon = f_m / f$ и коэффициентом модуляции. В выходном напряжении, в отличие от АИН с амплитудной модуляцией, отсутствуют гармоники, кратные основной частоте. Присутствуют лишь комбинационные гармоники с частотами $f_{(k)} = m f_m \pm n f$ (n – весь ряд натуральных чисел, не кратных трем; m – весь ряд натуральных чисел; кроме того, n и m не могут оба одновременно быть четными или нечетными). Номера гармоник $k = f_{(k)} / f = m \varepsilon \pm n$. На рис. 2.30 по данным [22] даны зависимости амплитуд гармоник фазного напряжения трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ (опорное напряжение – треугольное симметричное, как на рис. 2.25) от μ и номера гармоники при условии $\varepsilon > 10$. Лишь 6 первых из них имеют заметную амплитуду. Отметим, что с увеличением частоты модуляции

растет и кратность всех высших гармоник, а форма выходного тока улучшается. Это является существенным преимуществом ШИМ по сравнению с амплитудной модуляцией, где снижение основной частоты сопровождается пропорциональным уменьшением частоты высших гармоник. Зависимость коэффициента гармоник выходного тока АИН с ШИМ от частоты модуляции при неизменной частоте первой гармоники показано на рис. 2.31,а.

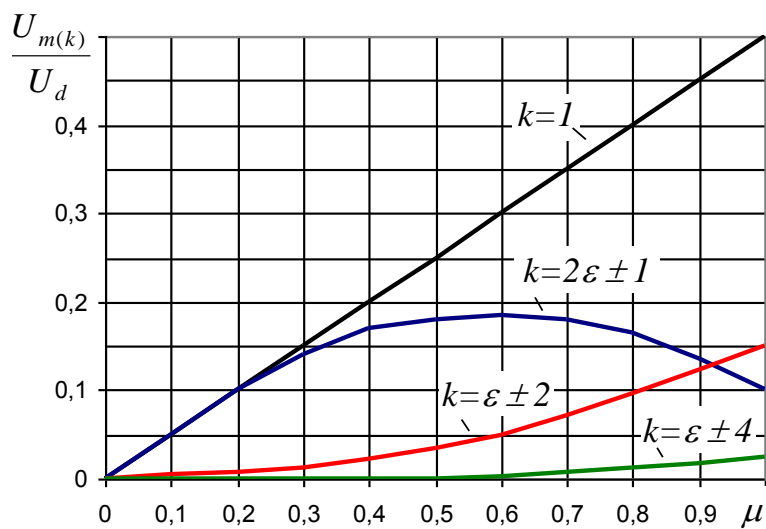


Рис. 2.30 Гармоники фазного напряжения трехфазного АИН с ШИМ

Если опорное напряжение – несимметричное пилообразное (как в СИФУ выпрямителей), в выходном напряжении АИН растет количество высших гармоник и их амплитуда [22]. Вследствие худшей формы выходного тока подобное опорное напряжение в системах управления АИН практически не используется.

Увеличение частоты модуляции в конкретном инверторе имеет определенные границы, поскольку сопровождается увеличением динамических потерь в ключах и сужением диапазона регулирования напряжения. Поэтому предпосылкой повышения f_m является в первую очередь использование более совершенных ключей с меньшей длительностью записания и потерями в процессе переключений.

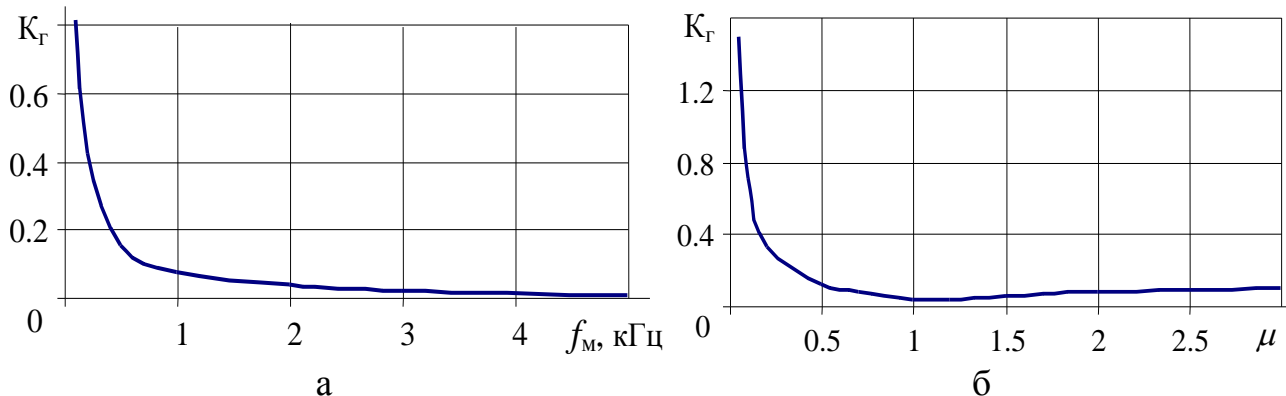


Рис. 2.31 Коэффициент гармоник выходного тока АИН с ШИМ как функция частоты модуляции (а) и коэффициента модуляции (б)

Чтобы увеличить использование инвертора по напряжению, в некоторых электроприводах при отсутствии жестких требований к форме тока на больших скоростях используют т.н. перемодуляцию. Для этого амплитуду синусоидального управляющего напряжения увеличивают сверх амплитуды опорного напряжения ($U_{km} > U_{опт}$). При этом вблизи максимумов напряжения управления

прекращаются переключения ключей соответствующих фаз. С увеличением амплитуды управляющего сигнала скважность работы ключей приближается до 0,5 и происходит плавный переход от синусоидальной ШИМ к амплитудной модуляции с длительностью открытого состояния $\lambda=180^\circ$ (рис. 2.32).

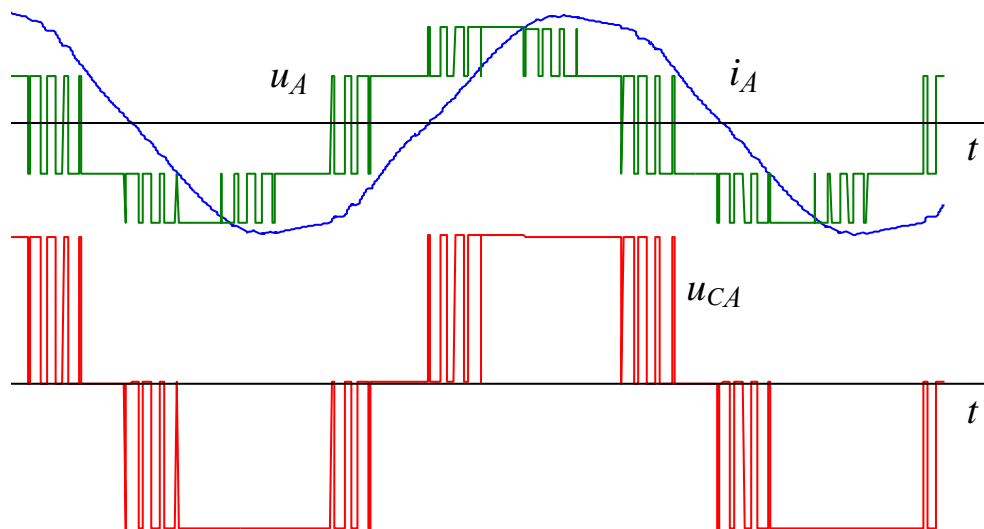


Рис. 2.32 Напряжения и ток трехфазного АИН при перемодуляции

Несколько возрастает первая гармоника выходного напряжения, хотя и одновременно с третьей (это последнее и приводит к ухудшению формы фазного тока, несинусоидальность которого сравнительно с рис. 2.28 заметна на рис. 2.32). Как видно из рис. 2.31,б, коэффициент гармоник выходного тока АИН, достигнув минимума при коэффициенте модуляции $\mu = 1$, в дальнейшем растет.

Наряду с преимуществами, общими для ШИР и ШИМ (более надежный и дешевый неуправляемый выпрямитель с большим коэффициентом мощности, возможность группового питания от него нескольких АИН), для синусоидальной ШИМ также характерны:

- намного большее быстродействие (в инверторе с ШИМ информация о скважности обновляется на каждом периоде модуляции, а при ШИР, как и при амплитудной модуляции – на каждом периоде выходного тока);
- заметно лучшая форма выходного тока во всем диапазоне регулирования напряжения и частоты (причем с уменьшением частоты тока вклад высших гармоник снижается), которая обеспечивает практически неограниченный диапазон регулирования и меньшие дополнительные потери в двигателе, обусловленные высшими гармониками тока;
- меньшая емкость конденсатора звена постоянного тока;
- возможность снижения модуляционного акустического шума, который генерируется двигателем, путем повышения частоты модуляции за пределы слышимого диапазона (свыше 15...20 кГц).

Есть также и недостатки:

- увеличенные динамические потери в ключах в результате большей частоты их переключений. Для ограничения температуры ключей на больших частотах (свыше 8...16 кГц) снижают допустимый ток нагрузки (т.н. деноминация, см. рис. 2.33);

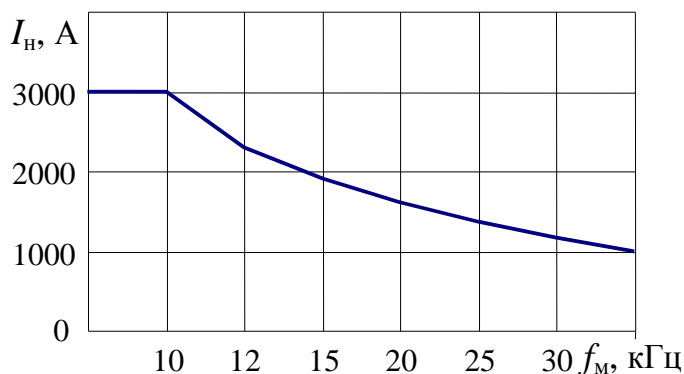


Рис. 2.33 Деноминация *IGBT*-модуля с ростом частоты модуляции

- генерация высокочастотных электромагнитных радиопомех, которые могут нарушить работу средств связи и систем автоматизации.

Отмеченные преимущества и обусловили использование инверторов с ШИМ в высокоточных, глубокорегулируемых и быстродействующих электроприводах (станки с ЧПУ, промышленные роботы, следящие системы и т.п.), а также высококачественных источниках питания переменного тока. Расширяется также сфера их применения и в электроприводах общепромышленных механизмов малой и средней мощности.

Наиболее распространенной разновидностью ключей для АИН с ШИМ являются *IGBT*-транзисторы. Однооперационные тиристоры в современных инверторах не используются, поскольку ни они сами, ни схемы их искусственной коммутации не способны работать при высоких частотах коммутации.



Пример 2.3. Гармоники тока трехфазного инвертора с ШИМ

Трехфазный инвертор с синусоидальной ШИМ питается от источника напряжения $U_d=400$ В. Выходная частота $f=50$ Гц. Частота модуляции $f_m=2$ кГц. Рассчитать коэффициенты гармоник и искажений тока нагрузки для глубины модуляции $\mu=1$ с учетом шести высших гармоник с наибольшими амплитудами для нагрузки из примера 3.3.

Кратность частоты модуляции

$$\varepsilon = \frac{f_m}{f} = \frac{2 \cdot 10^3}{50} = 40.$$

Амплитуда первой гармоники напряжения

$$U_{m(1)} = \mu \frac{U_d}{2} = 1 \cdot \frac{400}{2} = 200 \text{ В.}$$

Номера высших гармоник $k=36, 38, 42, 44, 79, 81$.

Их амплитуды для $\mu=1$ согласно с рис. 2.30 сведены в табл. 2.2.

Методика расчетов сопротивлений и тока та же, что и в примере 2.2. Результаты расчетов сопротивлений и гармоник тока приведены в табл. 2.2.

Действующее значение тока по данным табл. 2.2

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^{44} I_{m(k)}^2} = 909,78 \text{ A.}$$

Таблица 2.2

Результаты расчетов к примеру 3.5

κ	1	36	38	79	81	42	44
$U_m(k)$	200	10	60	40	40	60	10
$X(k)$	0,0973	3,503	3,697	7,687	7,881	4,087	4,281
$I_m(k)$	1286,41	2,85	16,23	5,20	5,075	14,68	2,34

Коэффициенты искажений и гармоник тока

$$\nu_I = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}I} = \frac{1286,41}{\sqrt{2} \cdot 909,78} = 0,99984;$$

$$k_{rI} = \sqrt{\frac{1}{\nu_I^2} - 1} = \sqrt{\frac{1}{0,99984^2} - 1} = 0,01835. \blacklozenge$$

2.7 Трехуровневые инверторы ◆

А) Однофазные трехуровневые инверторы

В мощных высоковольтных преобразователях частоты в промышленности и на транспорте для улучшения формы выходного тока используют трехуровневые инверторы (другое название – инверторы с фиксацией нулевой точки). На рис. 2.34 приведена схема самого простого однофазного трехуровневого АИН с общей точкой. Существуют также мостовые (одно- и трехфазные) трехуровневые инверторы. Общим для всех таких инверторов есть:

- наличие общей точки (0) источника питания;
- удвоенное количество управляемых ключей;
- наличие фиксирующих (кламперных) диодов ($CVD1$, $CVD2$), предназначенных для замыкания индуктивных токов нагрузки после подключения нагрузки к общей точке.

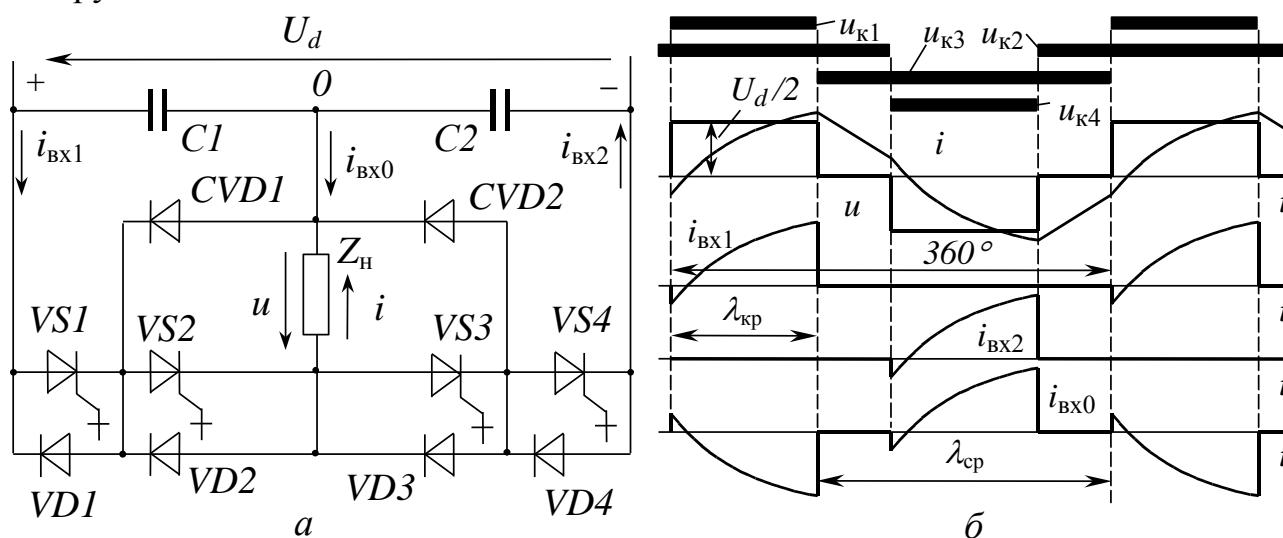


Рис. 2.34 Однофазный трехуровневый инвертор с общей точкой

Длительность работы $\lambda_{кр}$ крайних ключей ($VS1$ и $VS4$) меньше, чем средних $\lambda_{ср}$ ($VS2$ и $VS3$), однако их сумма $\lambda_{ср} + \lambda_{кр} = 360^\circ$ для обеспечения непрерывности тока нагрузки. Ключи одной фазы с четными номерами переключаются в противофазе друг к другу (соответственно как и нечетные). Когда открыты оба левых ключа, ток нагрузки течет по цепи «+ источника – $VS1$ – $VS2$ – нагрузка – 0 источника», а к нагрузке прикладывается напряжение левой половины источника питания ($+U_d/2$). После запираания $VS1$ ток нагрузки замыкается через диоды $VD2$ и $CVD1$, а к нагрузке приложено нулевое напряжение. Оба средних тиристора $VS2$ и $VS3$ на этом интервале получают сигналы управления, чтобы дать возможность току нагрузки, если нужно, изменить знак. На втором полупериоде все повторяется при участии правых ключей и правой половины источника. Как видно из рис. 2.34,б, выходное напряжение имеет три уровня: 0 и $\pm U_d/2$ и, как следствие, меньшее содержание высших гармоник. Мгновенные входные токи i_{BX1} и i_{BX2} кратковременно изменяют знак вследствие индуктивного характера нагрузки. Средние их значения равняются друг другу. Ток нулевой точки $i_{BX0} = i_{BX2} - i_{BX1}$, который протекает через фиксирующие диоды, всегда знакопеременный.

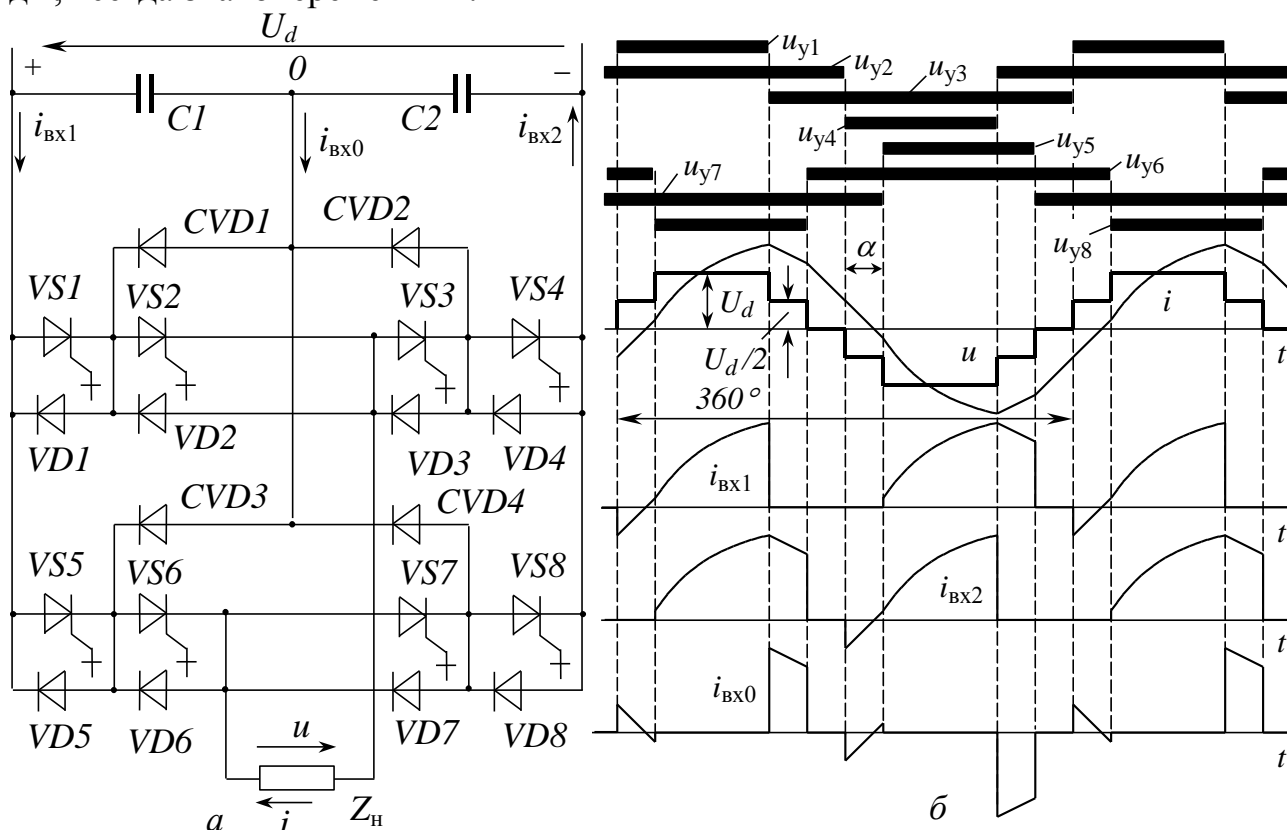


Рис. 2.35 Однофазный мостовой трехуровневый инвертор

Большие регулировочные возможности имеет мостовой трехуровневый АИН (рис. 2.35). Он состоит из двух одинаковых плеч из предыдущей схемы. Если бы ключи $VS7$, $VS8$ работали синфазно с $VS1$, $VS2$, а $VS5$, $VS6$ – с $VS3$, $VS4$, выходное напряжение ничем не отличалось бы от напряжения однофазного двухуровневого моста (п. 2.2). Однако, хотя законы управления верхним и нижним плечами схемы идентичны, диаграмма управляющих импульсов ниж-

него сдвинута по фазе на угол α относительно верхнего. Благодаря этому форма выходного напряжения еще больше приближена к синусоиде.

Б) Трехфазный трехуровневый инвертор

Трехфазный мостовой трехуровневый инвертор изображен на рис. 2.36. Усложнение схемы сравнительно с обычным трехфазным мостом (рис. 2.6) предоставляет дополнительные возможности. Каждая из фаз нагрузки может быть подключена не только к положительному (например, фаза A – через ключи $VS1$, $VS2$ или соответствующие диоды) и отрицательному (через ключи $VS3$, $VS4$) полюсам источника питания, но и к общей точке (через ключи $VS2$, $VS3$ и диоды $CVD1$, $CVD2$). Это дает возможность существенного увеличения количества возможных состояний АИН (до 27 вместо 8 для обычного трехфазного моста) и улучшения формы выходных напряжения и тока.

На рис. 2.37 приведены временные диаграммы инвертора для алгоритма управления, который использует 12 из 27 возможных состояний. Алгоритм построен таким образом, что все крайние ключи получают импульсы управления в течение $\lambda_{кр}=150^\circ$, а все средние – в течение $\lambda_{ср}=210^\circ$. Каждый ключ, как и в обычном мостовом АИН, переключается только раз за период выходного напряжения, однако благодаря большому количеству ключей фазное напряжение коммутируется вдвое чаще, что приводит к улучшению формы тока. Фазное напряжение может иметь четыре уровня: $0, \pm U_d/3, \pm U_d/2, \pm 2U_d/3$; линейное – три: $0, \pm U_d/2, \pm U_d$. Как видно, переключение фазы от одного крайнего потенциала к другому всегда осуществляется через нулевой. Мгновенные входные токи i_{BX1} и i_{BX2} знака не изменяют, если сдвиг между током и напряжением меньше 75° . Их переменные составляющие с частотой $3f$ сдвинуты на полпериода пульсаций.

На рис. 2.38 изображены схемы соединения фаз нагрузки (состояния АИН) для всех 12 интервалов диаграммы рис. 2.37. В начале интервала III ток фазы A отрицательный, и потому он течет через обратные диоды $VD1$ и $VD2$ и только после изменения знака – через тиристоры, как показано на рис. 2.38. Если бы угол φ_n был меньше 30° , ток изменял бы знак на интервале II (сначала – схема II , потом – IIa).

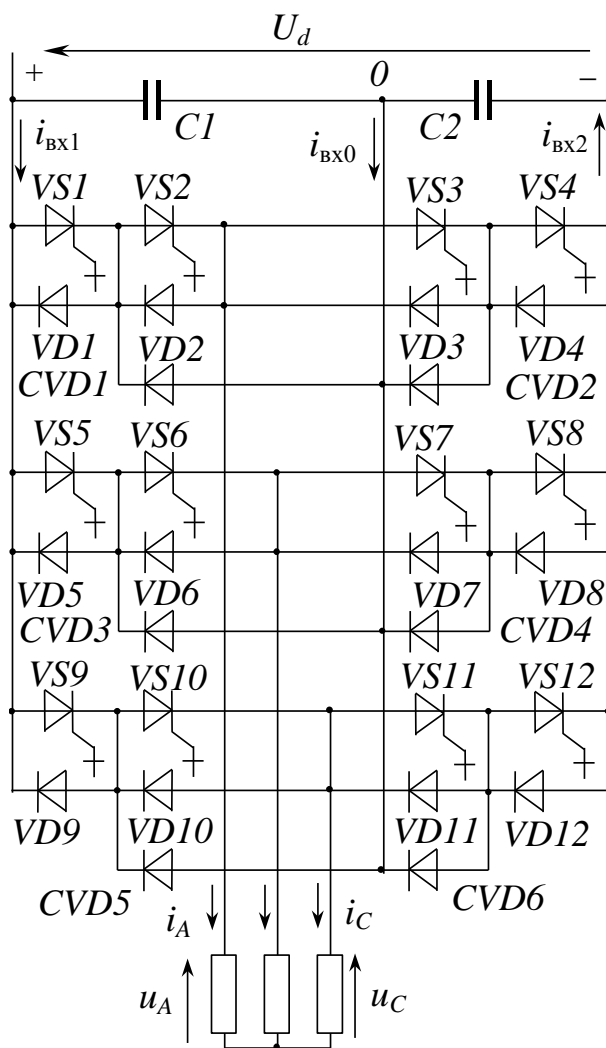


Рис. 2.36 Трехфазный трехуровневый АИН

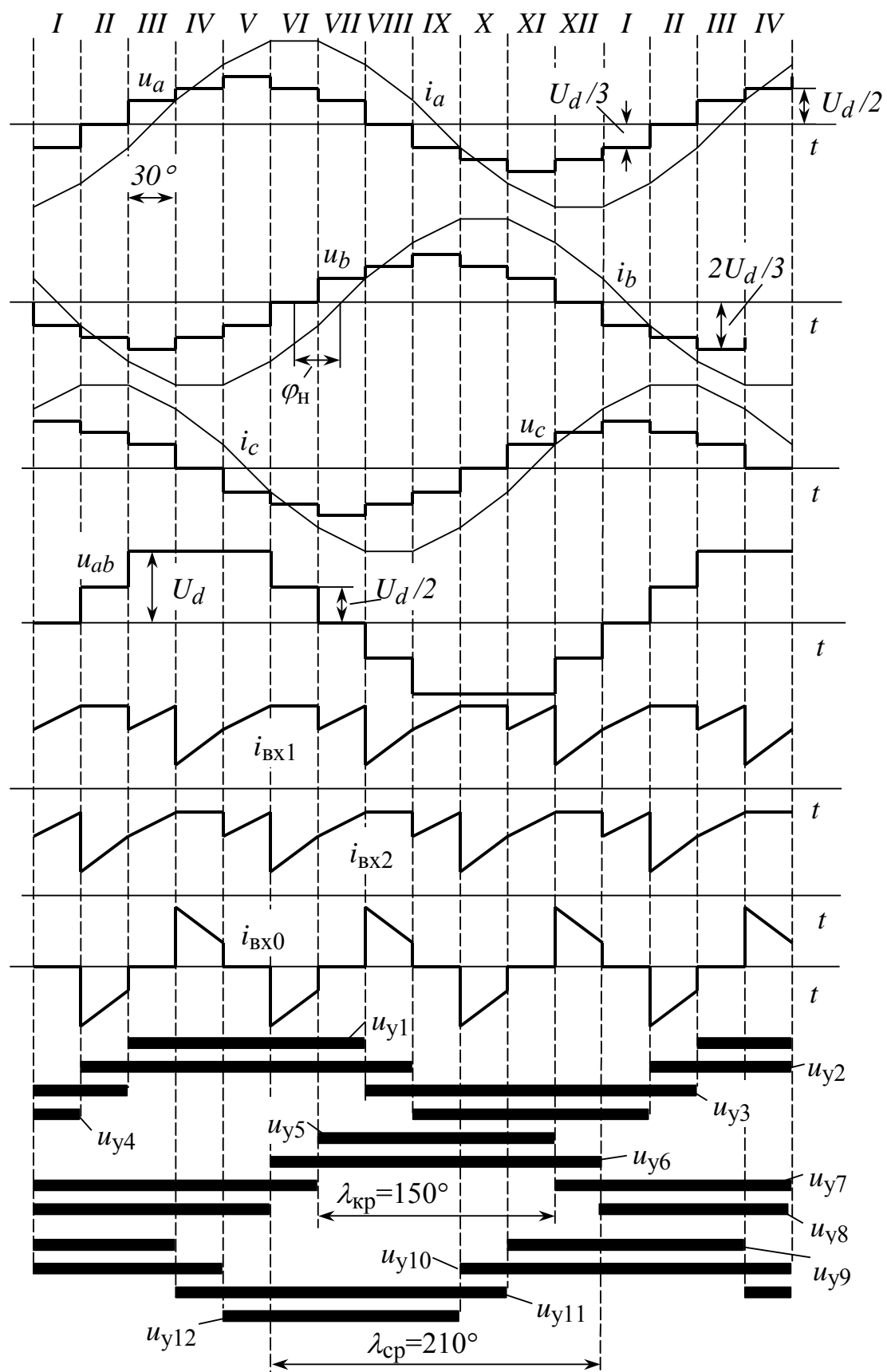


Рис. 2.37 Временные диаграммы трехуровневого АИН

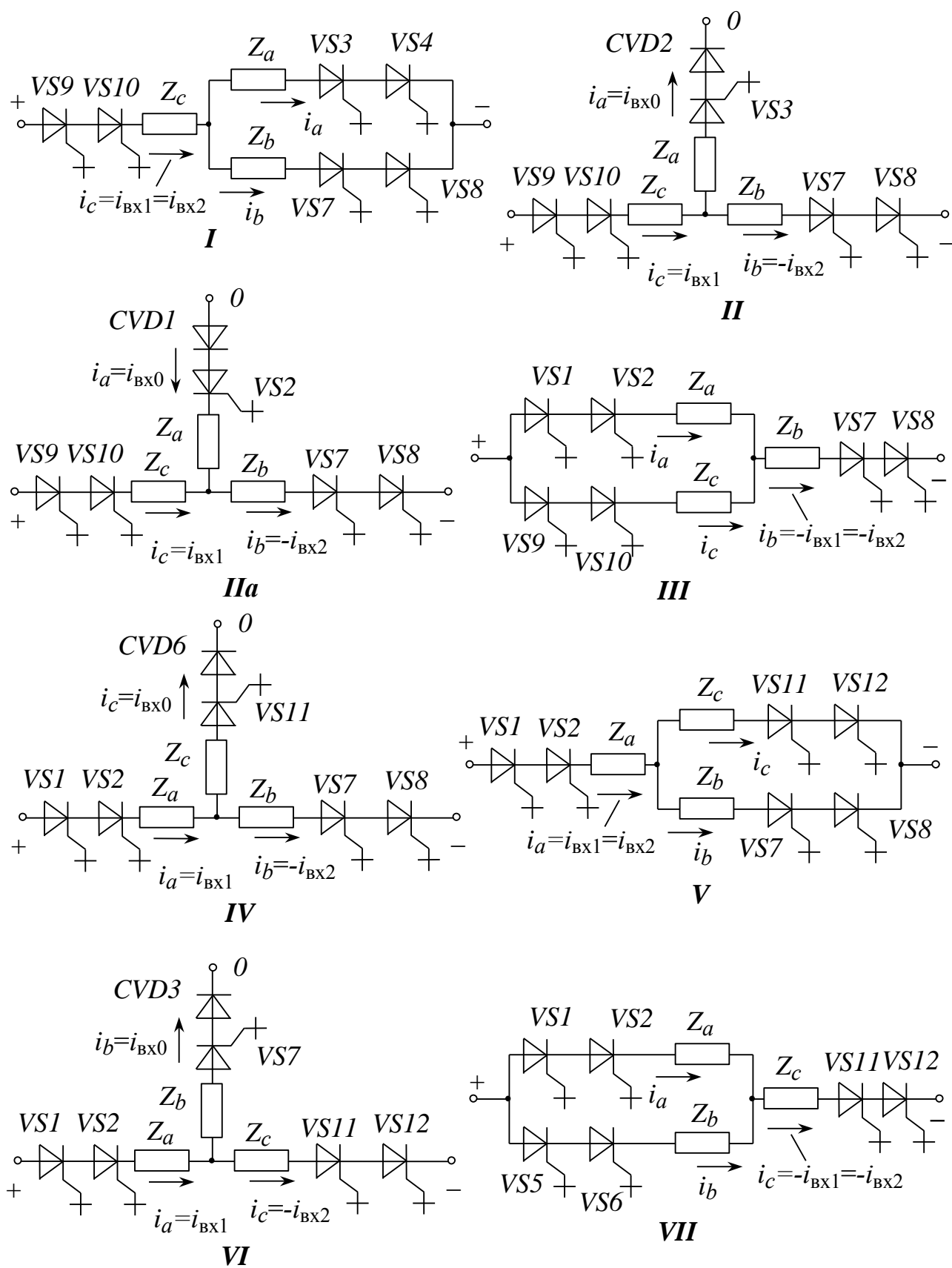


Рис. 2.38 Состояния трехуровневого инвертора

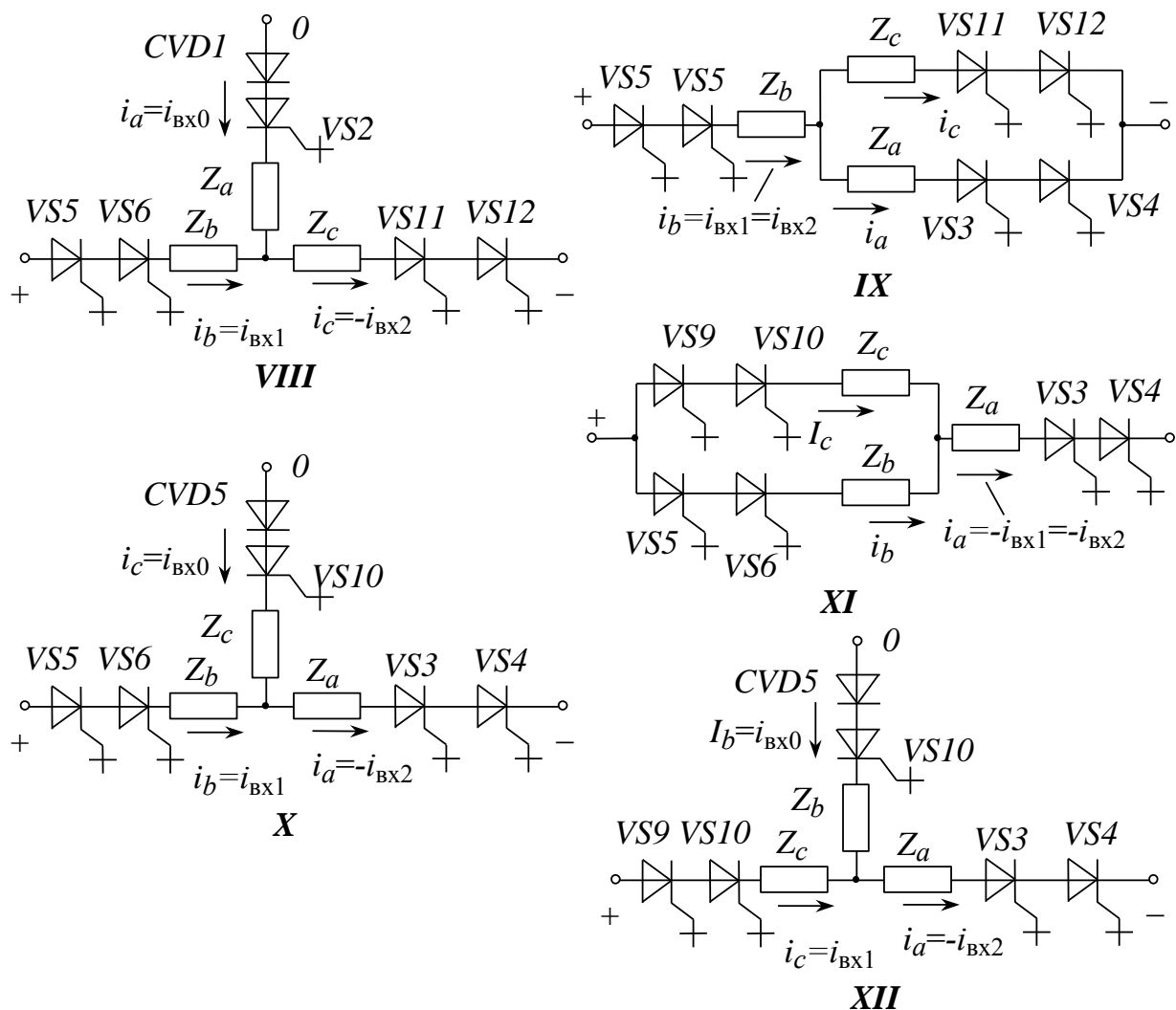


Рис. 2.38 (продолжение) Состояния трехуровневого инвертора

Анодное напряжение на закрытых тиристорах вдвое меньше сравнительно с обычной мостовой схемой благодаря последовательному соединению двух ключей.

Таблица 2.3

Гармоники фазного напряжения

k	1	5	7	11	13	17	19	23	25	29	31
$\frac{U_{m(k)}}{U_d}$	0,594	0,0085	0,0061	0,054	0,0457	0,0025	0,0022	0,0258	0,0238	0,0015	0,0014

Амплитуда первой гармоники фазного напряжения

$$U_{m(1)} = \frac{U_d(2 + \sqrt{3})}{2\pi} = 0,594.$$

Амплитуды других старших гармоник выходного фазного напряжения представлены в табл. 2.3 и на рис. 2.39. Как видно, первая гармоника несколько ниже, чем в обычной трехфазной мостовой схеме (п. 2.3), однако гармоники с номерами $12i + 5$, $12i + 7$ ($i = 0, 1, 2 \dots \infty$) ослаблены больше, чем на порядок. Самая старшая из высших гармоник с заметной амплитудой – одиннадцатая. Следствием этого является намного лучшая форма выходного тока. При одина-

ковых же коэффициентах искажения тока частота переключения ключей в таких АИН будет вчетверо меньше.

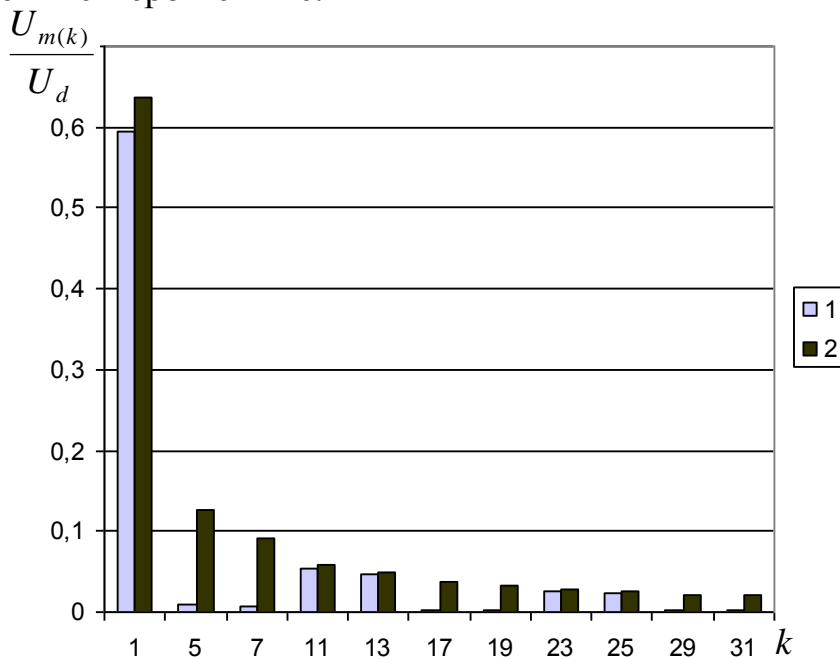


Рис. 2.39 Гармоники выходного напряжения трехфазных мостовых инверторов (1– трехуровневого; 2 – двухуровневого)

◆ Пример 2.4. Гармоники тока трехуровневого АИН

Рассчитать коэффициент искажений тока нагрузки трехуровневого трехфазного инвертора ($\lambda_{кр}=150^\circ$) с учетом пяти старших высших гармоник для условий примера 3.3.

Методика расчетов та же, что и в примере 3.3. Для расчета гармоник напряжения и тока использованы данные табл. 2.3. Результаты расчетов сопротивлений и гармоник тока сведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Результаты расчетов к примеру 2.4

k	1	5	7	11	13	17
$U_m(k)$	237,6	3,412	2,436	21,6	18,28	1,004
$X(k)$	0,0973	0,4865	0,6811	1,0703	1,2649	1,6541
$I_m(k)$	1293,37	7,0113	3,5760	20,180	14,451	0,60696

Действующее значение тока по данным табл. 2.4

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^{17} I_m(k)} = 914,74 \text{ А.}$$

Коэффициенты искажений и гармоник тока

$$\nu_I = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}I} = \frac{1293,37}{\sqrt{2} \cdot 914,74} = 0,9998;$$

$$k_{rI} = \sqrt{\frac{1}{\nu_I^2} - 1} = \sqrt{\frac{1}{0,9998^2} - 1} = 0,0201.$$

Из сравнения результатов видно, что коэффициент гармоник тока намного меньше, чем в обычной трехфазной схеме с амплитудной модуляцией (пример 2.2) и близкий к таковому при широтно-импульсной модуляции (пример 2.3). ◆

В) Трехуровневые инверторы с ШИМ

Наиболее эффективным в трехуровневых инверторах является использование синусоидальной ШИМ. На рис. 2.40 изображена упрощенная схема системы управления однофазным трехуровневым инвертором с общей точкой (рис. 2.34), которая ее реализует. Она состоит из двух одинаковых каналов (верхний – для управления ключами с нечетными номерами, нижний – с четными). На входы обоих каналов поданы треугольное опорное напряжение от генератора ГОН и синусоидальное напряжение управления, которое задает уровень и частоту первой гармоники выходного напряжения инвертора. Каналы отличаются лишь тем, что к этим двум напряжениям прибавлены напряжения смещения разных знаков $U_{см} = \pm U_{опт}$. Диаграммы работы системы управления представлены на рис. 2.41.

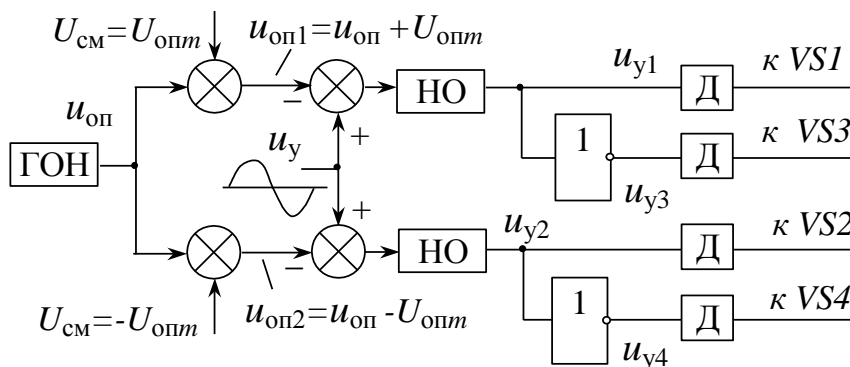


Рис. 2.40 Система управления однофазным трехуровневым АИН с общей точкой и синусоидальной ШИМ

Диаграммы работы системы управления представлены на рис. 2.41.

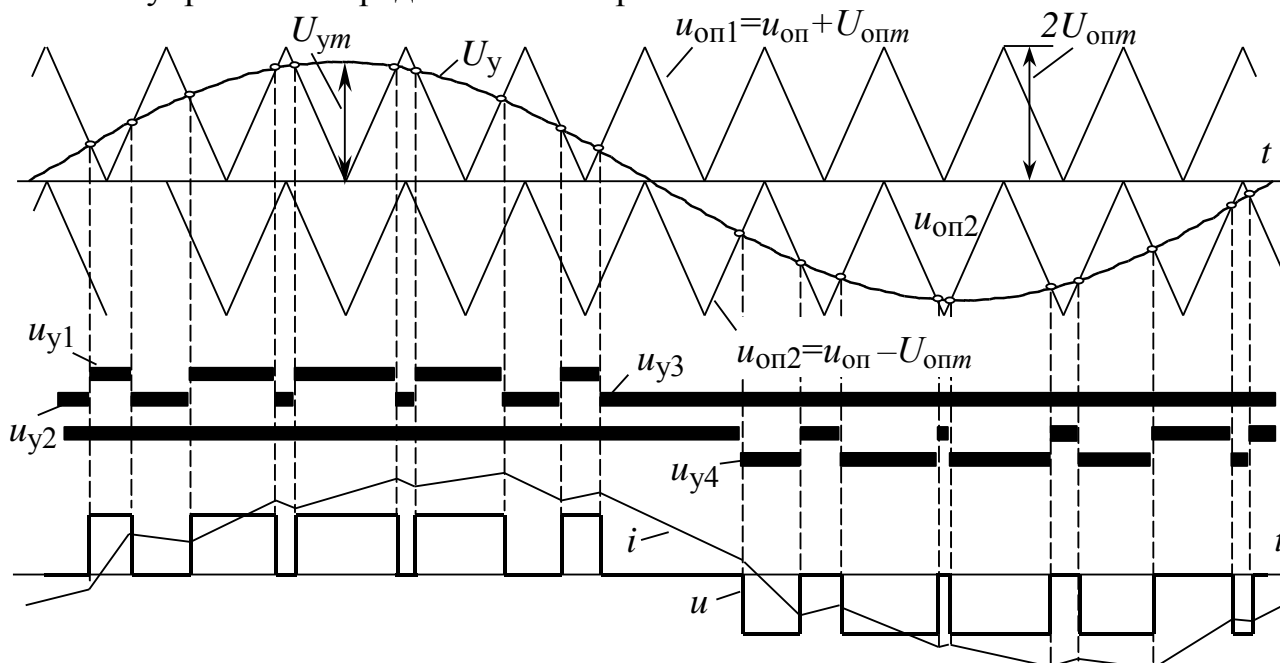


Рис. 2.41 Формирование импульсов управления для трехуровневого инвертора

При одной полярности задающего напряжения всегда открыт один из средних тиристоров, при другой – второй. Каждый из средних тиристоров работает в противофазе со своим крайним. Благодаря этому нагрузка периодически

ски переключается между средней точкой источника питания и одним из его полюсов. Каждый раз после пересечения напряжением управления нисходящего участка опорного напряжения выходное напряжение инвертора увеличивается на одну ступень, восходящей – уменьшается на одну ступень.

Система управления трехфазным трехуровневым АИН состоит из трех одинаковых каналов, идентичных изображенному на рис. 2.38. Разница лишь в том, что задающие синусоидальные напряжения фазных каналов сдвинуты по фазе на 120° .

В отличие от рассмотренных ранее алгоритмов управления, для синусоидальной ШИМ характерно использование дополнительных состояний трехфазного АИН. Они возникают тогда, когда все три фазы нагрузки подключены лишь к одной (правой или левой) половине источника питания (подобно рис. 2.42). Как следствие, появляется еще один уровень фазного напряжения: $\pm U_d/6$.

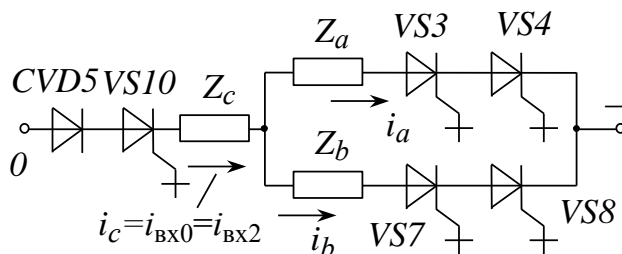


Рис. 2.42 Соединение нагрузки с правой половиной источника питания

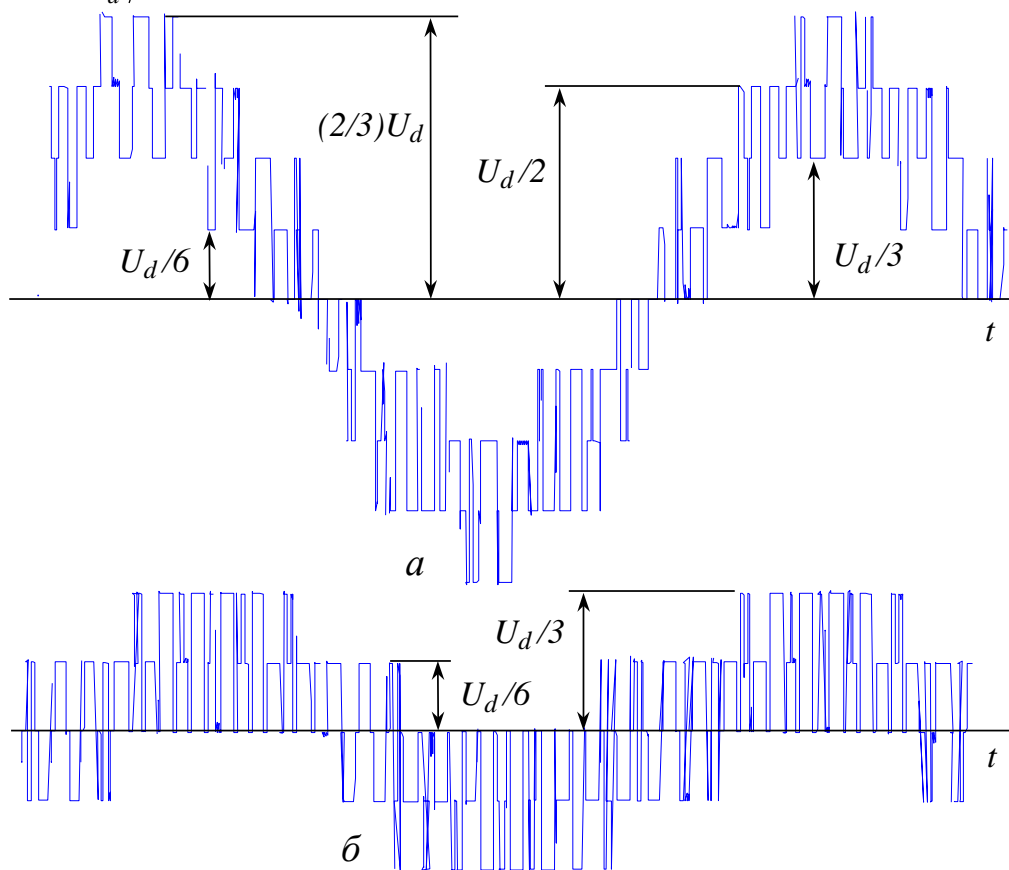


Рис. 2.43 Формы фазного напряжения при разных уровнях задания

Если амплитуда синусоидального напряжения управления $U_{ym} > (4/3)U_{огт}$, мгновенное фазное напряжение формируется с помощью всех пяти возможных в схеме рис. 2.36 уровней (рис. 2.43,а). Амплитуда мгновенного линейного напряжения равняется U_d . При малых амплитудах задания уровни $\pm 2U_d/3$ и $\pm U_d/2$ не используется (рис. 2.43,б). Нагрузка подключается

лишь к половине источника питания (правой или левой). Амплитуда мгновенного линейного напряжения вдвое меньше ($U_d/2$). Эффект исчезновения уровня $\pm 2U_d/3$ объясняет рис. 2.44, где показано формирование управляющих импульсов вблизи амплитуды напряжения фазы A для большой и малой амплитуд задающего сигнала (здесь u_{KB} , u_{KC} и u_{KC} – фрагменты синусоид задающих сигналов фазных напряжений, которые при большой разнице между частотами модуляции и выходного тока можно считать на периоде T_m горизонтальными отрезками). Из рис. 2.44,б видно, что с уменьшением задания средние ключи $VS6$ и $VS10$ открываются раньше $VS1$, что и делает невозможным присоединение нагрузки к обеим крайним точкам источника.

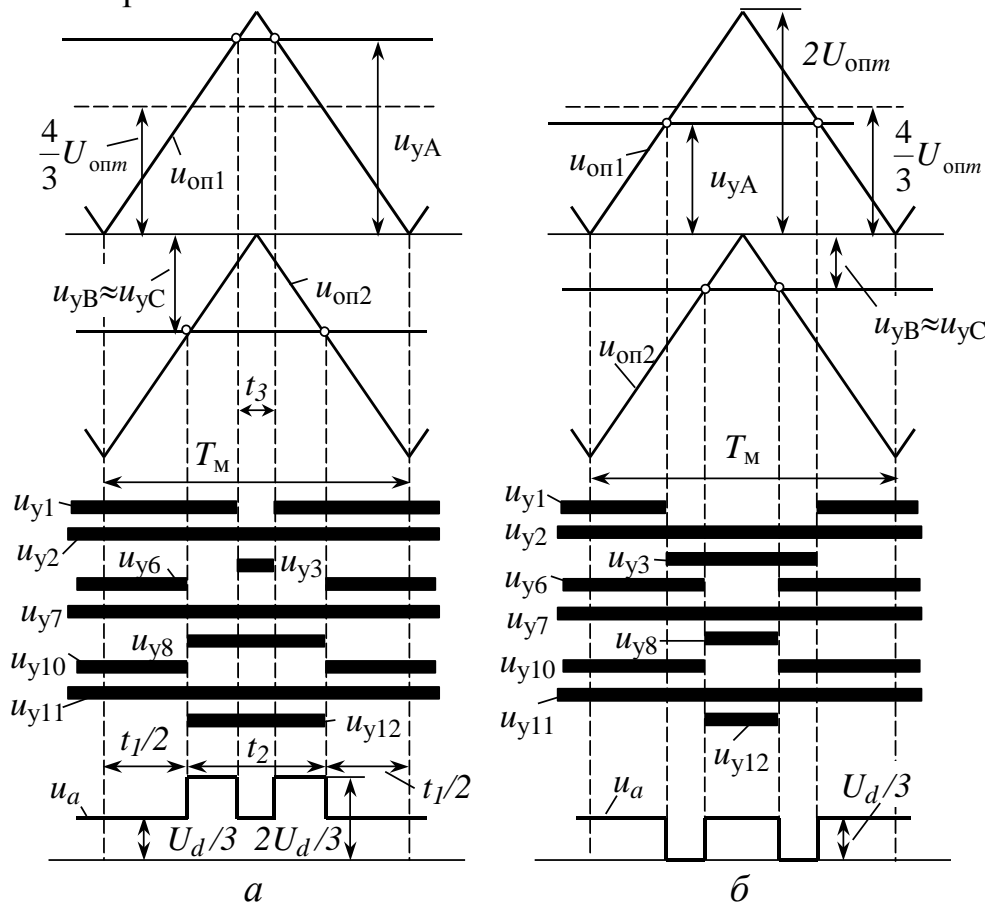


Рис. 2.44 Формирование управляющих импульсов вблизи амплитуды напряжения фазы A

Из рис. 2.44,а также можно определить максимально достижимую амплитуду первой гармоники фазного напряжения. Увеличение амплитуды задания до максимального уровня $2U_{опm}$ приведет к исчезновению интервала t_3 и увеличению длительности t_2 до $T_m/2$. Поэтому среднее за период модуляции значение напряжения фазы A достигнет, как и для обычного трехфазного моста (см. п. 2.6), уровня

$$U_a = U_{mm} = \frac{1}{T_m} \left(\frac{2}{3} U_d t_1 + \frac{1}{3} U_d t_2 \right) = \frac{1}{T_m} \left(\frac{2}{3} U_d \cdot 0,5 \cdot T_m + \frac{1}{3} U_d \cdot 0,5 \cdot T_m \right) = \frac{U_d}{2}.$$

Выражения для коэффициента модуляции трехуровневого АИН с синусоидальной ШИМ:

$$\mu = \frac{U_{\text{км}}}{2U_{\text{опт}}}; \mu = \frac{U_{m(1)}}{U_{mm}} = \frac{2U_{m(1)}}{U_d}.$$

Отсюда регулировочная характеристика:

$$U_{m(1)} = kU_{ym},$$

где $k = \frac{du}{du_y} = \frac{U_{mm}}{2U_{\text{опт}}} = \frac{U_d}{4U_{\text{опт}}}$ – коэффициент передачи инвертора.

Возможны также схемы с большим количеством уровней (5, 7, 9 и т.д.), в которых форма выходного напряжения еще лучше [36].

Недостатком всех трехуровневых схем с общей точкой питания является возможность перекоса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока.

2.8 Составные инверторы напряжения

В высоковольтных преобразователях частоты находят применение составные автономные инверторы напряжения, которые состоят из нескольких одинаковых простых инверторов. Потребность в этом возникает в первую очередь тогда, когда номинальное напряжение имеющихся ключей меньше необходимого для питания нагрузки. В этом случае к нагрузке подают сумму напряжений отдельных инверторов. Используют два способа суммирования выходных напряжений инверторов: с помощью трансформаторов с последовательно соединенными вторичными обмотками и путем последовательного соединения выходов самих инверторов. Кроме обеспечения нужного уровня напряжения, наличие нескольких инверторов позволяет решить еще и проблему улучшения формы тока нагрузки.

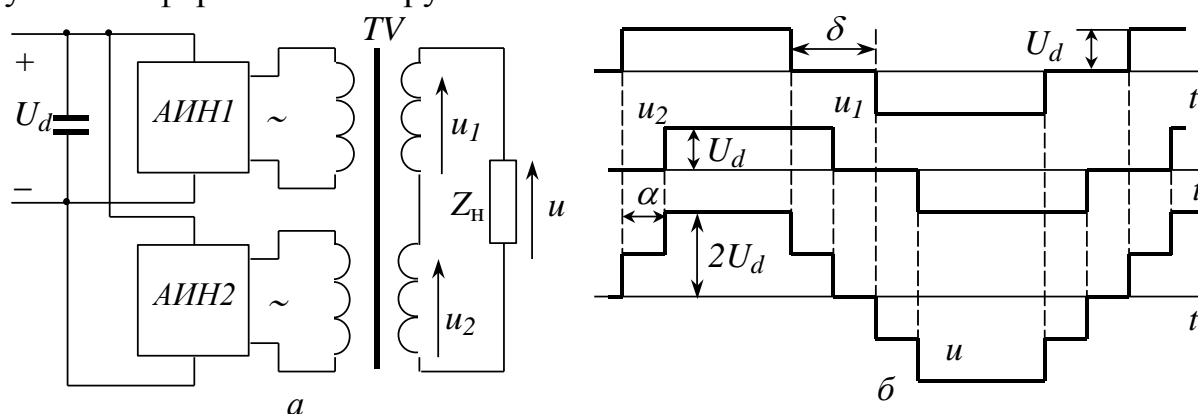


Рис. 2.45 Однофазный составной инвертор с трансформаторным выходом

На рис. 2.45 дана схема однофазного составленного АИН с трансформаторным выходом. Он состоит из двух одинаковых однофазных инверторов АИН1 и АИН2 (например, мостовых), которые питаются от общего источника (их входы подключены к источнику параллельно), и трансформатора \$TV\$ с двумя первичными и двумя вторичными обмотками. Инверторы для улучшения формы напряжения имеют сдвиг \$\delta\$ импульсов управления, подобно рассмотренному на рис. 2.14. Напряжение на нагрузке является суммой напряжений вторичных обмоток трансформатора. Благодаря сдвигу \$\alpha\$ выходных напряжений инверторов \$u_1\$ и \$u_2\$ суммарное напряжение на нагрузке \$u\$ имеет еще меньшее содержание высших гармоник, чем напряжение каждого из них.

Если элементарных инверторов больше двух, форма суммарного напряжения может быть еще лучшей. Конечно, в случае необходимости может быть применена и ШИМ на несущей. Подобные инверторы используют, например, для питания однофазной контактной сети переменного тока электрифицированных железных дорог. Недостатком такого типа инверторов является необходимость использования трансформатора.

На рис. 2.46 изображен представитель другой разновидности составленных инверторов. Он предназначен для питания трехфазных потребителей. Каждая его фаза состоит из трех однофазных мостовых АИН (например, $A1$, $A2$, $A3$), которые питаются от независимых источников постоянного напряжения $U_{di} = U_d$.

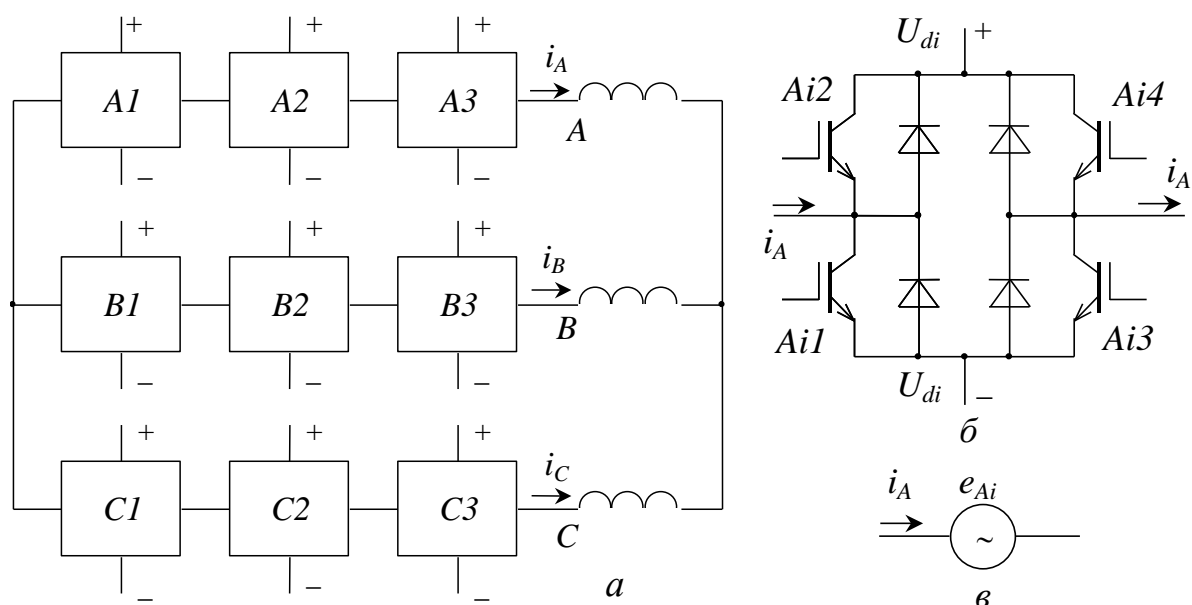


Рис. 2.46 Трехфазный составной инвертор напряжения (а – общая структура силовой цепи; б – однофазный АИН; в – схема замещения однофазного АИН)

В схемах такого рода благодаря последовательному соединению мостов удастся применить сравнительно недорогие низковольтные ключи (напряжение на каждом из мостов втрое меньше выходного фазного напряжения). Увеличение статических потерь в результате большего количества одновременно открытых ключей (в схеме рис. 2.46 – по 6 ключей в каждой фазе) в высоковольтных инверторах не столь актуально. Зато появляется возможность формирования алгоритмов управления, которые улучшают качество выходного тока и минимизируют число коммутаций управляемых ключей.

Каждый из однофазных АИН может быть представлен как эквивалентный источник ЭДС (рис. 2.46, в). Для обеспечения непрерывности фазного тока в нем всегда должен быть одновременно открыто 2 ключа. Потому однофазный АИН характеризуется тремя состояниями в зависимости от того, какие ключи открыты:

- $Ai1$ и $Ai4$ ($e_{Ai} = U_d$);
- $Ai2$ и $Ai3$ ($e_{Ai} = -U_d$);
- $Ai1$ и $Ai3$ или $Ai2$ и $Ai4$ ($e_{Ai} = 0$).

Отметим, что переход от одного уровня ЭДС моста к соседнему сопровождается одной коммутацией (запирающим одним ключом и открытием другого).

го). Количество уровней суммарной ЭДС каждой фазы зависит от количества n элементарных инверторов в каждой фазе:

$$N_E = (2n + 1).$$

Общее количество состояний трехфазного составного АИН определяется количеством уровней N_E ЭДС фазы и количеством фаз m :

$$N_S = N_E^m.$$

Для схемы рис. 2.46 количество уровней $N_E = 7: \pm 3U_d; \pm 2U_d; \pm U_d; 0$, а количество состояний равняется $N_S = 7^3 = 343$.

Как и в предыдущей схеме, возможно управление отдельными инверторами фазы со сдвигом их ЭДС (то есть путем ШИМ на основной). Однако большинство подобных составных АИН имеют синусоидальную ШИМ выходного напряжения. На рис. 2.47 показан принцип формирования ЭДС фазы A в

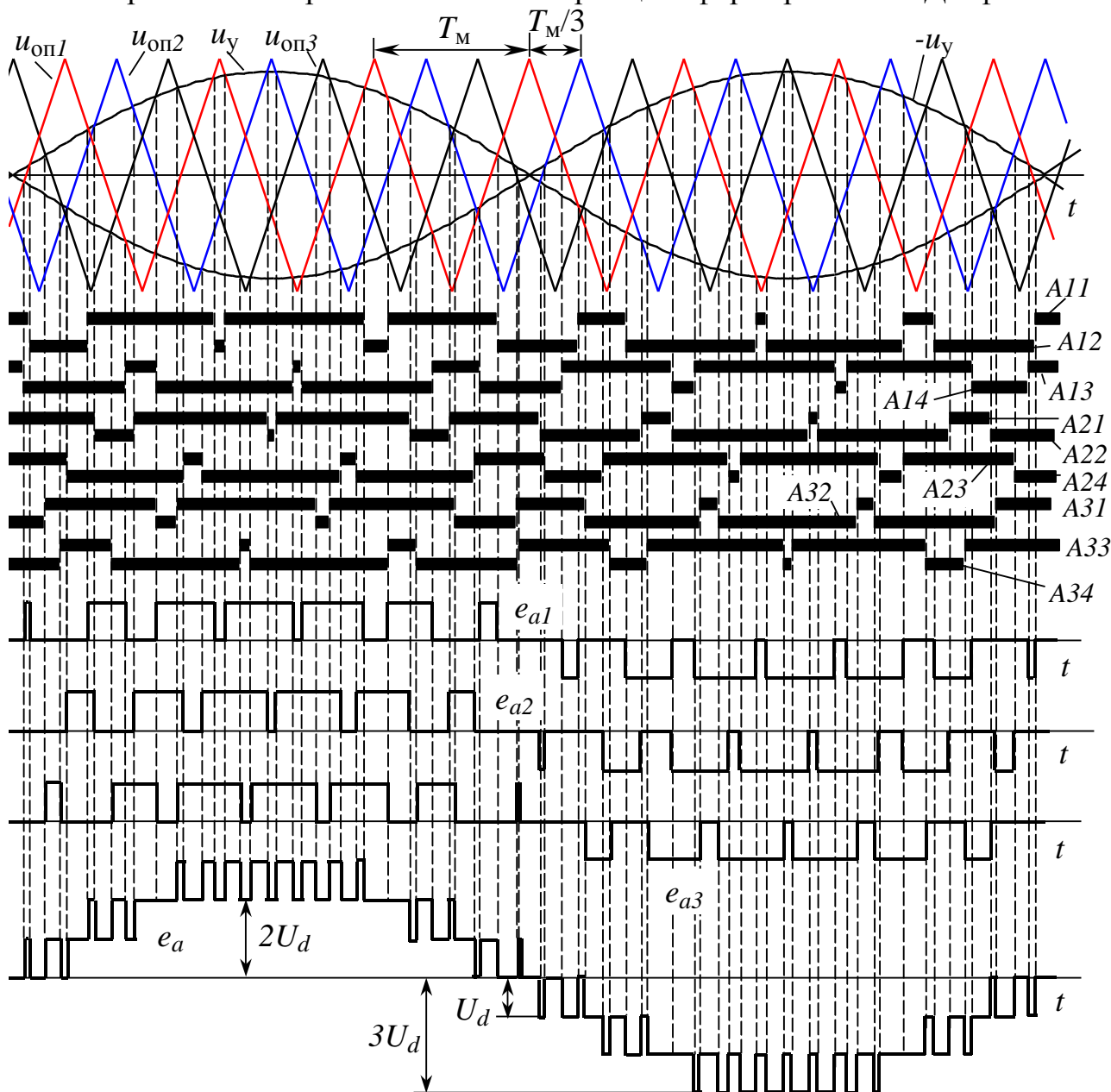


Рис. 2.47 Формирование ЭДС фазы составного инвертора с синусоидальной ШИМ

схеме рис. 2.46 с помощью однополярной синусоидальной ШИМ. Системы управления элементарными инверторами $A1$, $A2$, $A3$ идентичны системе рис. 2.24,а. Они имеют на входах одинаковые синусоидальные задания u_y . Единственным отличием от рис. 2.14 является относительный сдвиг их опорных напряжений $u_{оп1}$, $u_{оп2}$, $u_{оп3}$ на T_m/n (в данном случае на треть периода модуляции). Благодаря такому сдвигу диаграммы переключений ключей первого АИН ($A11...A13$), второго ($A21...A23$) и третьего ($A31...A33$) сдвинуты во времени также на треть периода модуляции. Следствием этого является форма суммарной ЭДС фазы, намного лучше формы ЭДС e_{a1} , e_{a2} , e_{a3} элементарных инверторов, а частота ее коммутации втрое больше. Это обеспечивает практически идеальную форму фазного тока.

Преимуществом такого инвертора является отсутствие выходного трансформатора, а также отсутствие ограничений на выходное номинальное напряжение (проблема решается увеличением количества последовательно соединенных мостов), недостатком – сложность звена постоянного тока (необходимость иметь $m \cdot n$ отдельных выпрямителей, которые питаются от отдельных трансформаторов или отдельных вторичных обмоток одного многообмоточного трансформатора). Выпускаются составные инверторы, к фазе которых включено до 6 однофазных АИН.

2.9 ШИМ пространственного вектора трехфазного инвертора

В инверторах с микропроцессорным управлением и наиболее жесткими требованиями к качеству выходного тока и быстродействию используют метод модуляции пространственного вектора (*Space Vector Modulation, SVM*). Этот способ управления иногда называют также векторной ШИМ. Он имеет целью максимальное использование возможностей инвертора. Метод основывается на понятии обобщенного вектора.

Пространственный (или обобщенный) вектор является удобным способом пространственного изображения трехфазных функций времени (напряжений, токов, потоков и т.п.). Так, пространственный вектор напряжения является таким вектором, проекции которого на оси фаз (A , B , C) численно равняются мгновенным значениям фазных напряжений (рис. 2.48).

На рис. 2.49,а дан пример построения пространственного вектора выходного напряжения трехфазного мостового АИН для случая, когда в схеме рис. 3.8 открыты ключи $VS1$, $VS3$, $VS6$. Фазные напряжения условно изображены как векторы, расположенные вдоль оси соответствующей фазы, длина которых равняется уровню мгновенного фазного напряжения. Если к фазе подано положительное напряжение, направление вектора фазного напряжения совпадает с положительным направлением оси (как у

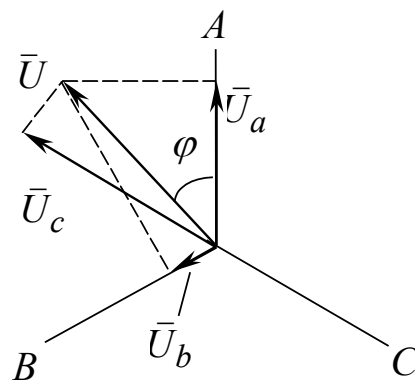


Рис. 2.48 Проекция пространственного вектора

вектора напряжения фазы A), если отрицательную, – направление вектора противоположно (как у вектора \bar{U}_c).

Пространственный вектор напряжения пропорционален векторной сумме фазных векторов:

$$\bar{U} = \frac{2}{3} \left(\bar{U}_a + \bar{U}_b + \bar{U}_c \right).$$

Поскольку вектор напряжения фазы C вдвое длиннее двух других векторов, суммарный пространственный вектор на рис. 2.49,а совпадает по модулю и фазе с вектором \bar{U}_c . При других комбинациях открытых ключей пространственный вектор всегда совпадает с вектором напряжения той фазы, которая включена последовательно с другими двумя фазами (рис. 2.8). Модуль пространственного вектора всегда $U = U_m = \frac{2}{3} U_d$ (U_m – максимальное значение мгновенного фазного напряжения).

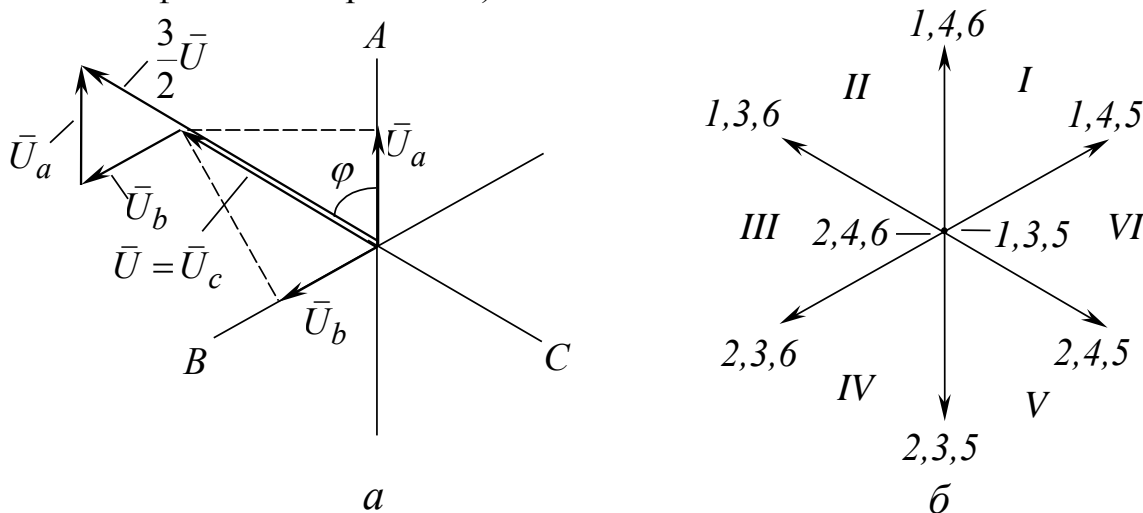


Рис. 2.49 Формирование пространственного вектора напряжения

На рис. 2.49,б показано шесть положений, которые может занимать пространственный вектор напряжения АИН в течение его периода. Возле концов векторов показаны номера открытых ключей. Назовем эти векторы базовыми. Кроме базовых векторов, возможные еще два «нулевых», когда открыты все ключи, соединенные с одним полюсом источника питания. Достичь этого можно, закрыв ключ в фазе, соединенной последовательно с другими, и открыв другой ключ той же фазы. Как видно из рис. 2.49,б, комбинации открытых ключей для соседних базовых векторов отличаются лишь одним ключом.

Мгновенные фазные напряжения могут принимать лишь пять значений ($\pm \frac{2}{3} U_d$, $\pm \frac{1}{3} U_d$, 0). Потому, если бы управление АИН происходило по алгоритму, показанному на рис. 2.7, пространственный вектор напряжения имел бы только шесть состояний, изображенных на рис. 2.49,б. Использование ШИМ позволяет получить и другие, промежуточные положения, которые лежат внутри секторов $I \dots VI$ (рис. 2.49,б), обеспечивая практически круговую траекторию конца пространственного вектора и синусоидальный характер изменения сред-

них за период модуляции напряжений и токов. На рис. 2.50 показан принцип формирования вектора напряжения \bar{U} с заданными модулем и положением, который расположен между базовыми векторами 1,4,5 и 1,4,6.

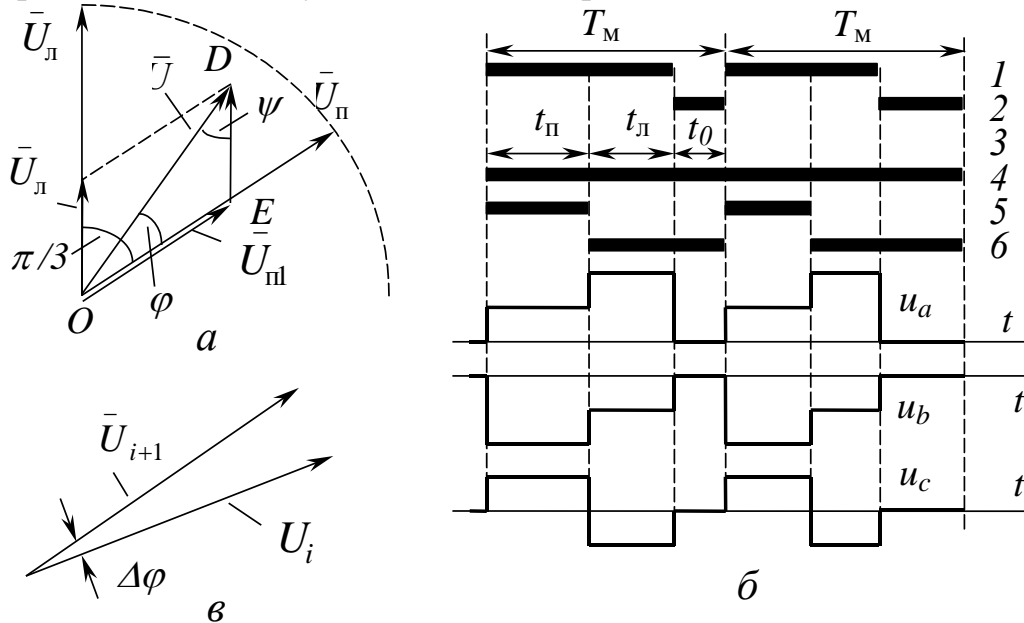


Рис. 2.50 К принципу ШИМ пространственного вектора

Пространственный вектор напряжения получим путем усреднения ближайших к нему правого \bar{U}_p и левого \bar{U}_l базовых векторов (задают положение), а также нулевого вектора (задает модуль). Естественно, в разных секторах роль правого и левого векторов исполняют разные базовые векторы.

Период модуляции T_m состоит из трех интервалов:

- интервала длительностью t_p , в течение которого формируется ближайший правый базовый вектор \bar{U}_p ;
- интервала длительностью t_l , в течение которого формируется ближайший левый базовый вектор \bar{U}_l ;
- интервала длительностью t_0 , в течение которого формируется нулевой вектор.

Длительности формирования правого и левого векторов пропорциональны модулям составляющих \bar{U}_{pl} и \bar{U}_{lp} пространственного вектора:

$$\frac{t_p}{U_{pl}} = \frac{t_l}{U_{lp}}. \quad (2.6)$$

Из векторного треугольника ODE (рис. 2.50,а) найдем составляющие пространственного вектора по его модулю U и фазе φ относительно правого базового вектора:

$$U_{lp} = U \frac{\sin \varphi}{\sin(2\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} U \sin \varphi; \quad (2.7)$$

$$U_{pl} = U \frac{\sin \psi}{\sin(2\pi/3)} = U \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin(2\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} U \sin(\pi/3 - \varphi). \quad (2.8)$$

Средние за период модуляции модули правого, левого и суммарного векторов

$$U_{\text{пс}} = U_m t_{\text{п}} / T_{\text{м}} = U_m \gamma_{\text{п}};$$

$$U_{\text{лс}} = U_m t_{\text{л}} / T_{\text{м}} = U_m \gamma_{\text{л}};$$

$$U = \sqrt{U_{\text{пс}}^2 + U_{\text{лс}}^2 + 2U_{\text{пс}}U_{\text{лс}} \cos \frac{\pi}{3}} = U_m \sqrt{\gamma_{\text{п}}^2 + \gamma_{\text{л}}^2 + \gamma_{\text{п}}\gamma_{\text{л}}},$$

где $\gamma_{\text{п}} = t_{\text{п}} / T_{\text{м}}$, $\gamma_{\text{л}} = t_{\text{л}} / T_{\text{м}}$ – скважности правого и левого базовых векторов.

Используя (2.6)...(2.8), из последнего выражения получим:

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{л}} &= \frac{U}{U_m \sqrt{\left(\frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}\right) + 1}} = \frac{U}{U_m \sqrt{\frac{\sin^2(\pi/3 - \varphi)}{\sin^2 \varphi} + \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin \varphi} + 1}} = \\ &= \frac{U \sin \varphi}{U_m \sqrt{\sin^2(\pi/3 - \varphi) + \sin(\pi/3 - \varphi) \sin \varphi + \sin^2 \varphi}}. \end{aligned}$$

Поскольку выражение под радикалом при любом φ равняется 3/4, окончательно имеем

$$\gamma_{\text{л}} = \frac{2U \sin \varphi}{U_m \sqrt{3}}. \quad (2.9)$$

Также

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{п}} &= \frac{U}{U_m \sqrt{\left(\frac{U_{\text{л1}}}{U_{\text{п1}}}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{л1}}}{U_{\text{п1}}}\right) + 1}} = \frac{U}{U_m \sqrt{\frac{\sin^2 \varphi}{\sin^2(\pi/3 - \varphi)} + \frac{\sin \varphi}{\sin(\pi/3 - \varphi)} + 1}} = \\ &= \frac{U \sin(\pi/3 - \varphi)}{U_m \sqrt{\sin^2(\pi/3 - \varphi) + \sin(\pi/3 - \varphi) \sin \varphi + \sin^2 \varphi}} = \frac{2U \sin(\pi/3 - \varphi)}{U_m \sqrt{3}}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Скважность нулевого базового вектора

$$\gamma_0 = 1 - (\gamma_{\text{п}} + \gamma_{\text{л}}) = 1 - \frac{2U}{U_m \sqrt{3}} \left[\sin \varphi + \sin \left(\frac{\pi}{3} - \varphi \right) \right]. \quad (2.11)$$

Длительность интервала t_0 не должна быть отрицательной. Потому с учетом выражения (2.11) амплитуда выходного фазного напряжения ограничивается уровнем

$$U \leq U_{\text{мм}} = \frac{U_m}{1 + \frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}} \sqrt{\left(\frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{п1}}}{U_{\text{л1}}}\right) + 1}. \quad (2.12)$$

Правая часть неравенства (2.12) достигает максимума, когда $U_{\text{п1}} = U_{\text{л1}}$ (то есть когда $\varphi = \pi/6$). При этом

$$U_{\text{мм}} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m = \frac{U_d}{\sqrt{3}},$$

а коэффициент использования АИН по напряжению

$$k_{ин} = 1/\sqrt{3} = 0,577,$$

что на 15% больше, чем при синусоидальной ШИМ.

Таким образом, амплитуда выходного напряжения, хотя и не может достичь такого уровня, как в АИН с амплитудной модуляцией, однако больше, чем при вертикальном управлении. Благодаря этому той же схемой к нагрузке может быть передана большая мощность.

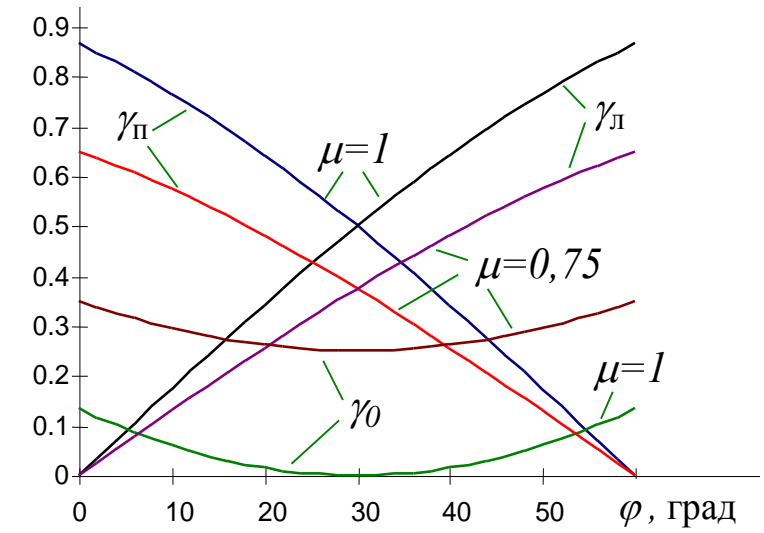


Рис. 2.51 К расчету длительностей интервалов

С учетом только что полученного выражения для U_{mm} соотношения

$$\frac{U}{U_m} = \frac{U}{U_{mm}} \cdot \frac{U_{mm}}{U_m} = \mu \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Тогда выражения (2.9)...(2.11) получают вид

$$\gamma_{л} = \mu \sin \varphi; \quad (2.13)$$

$$\gamma_{п} = \mu \sin(\pi/3 - \varphi); \quad (2.14)$$

$$\gamma_0 = 1 - \gamma_{л} - \gamma_{п} = 1 - \sin \varphi - \sin(\pi/3 - \varphi). \quad (2.15)$$

Зависимости (2.13)...(2.15) в интервале $0 < \varphi < \pi/3$ для двух глубин модуляции изображены на рис. 2.51.

Скважности работы фаз получим с учетом того, что в каждом из шести секторов переключение от правого к левому векторов осуществляется ключами разных фаз. В табл. 2.5 сведены формулы, по которым нужно рассчитывать скажности в случае использования разных нулевых векторов. Зависимости скажностей от угла поворота пространственного вектора приведены на рис. 2.52.

Таблица 2.5

Формулы для расчета скажностей

	I	II	III	IV	V	VI	Нулевой вектор
γ_a	$\gamma_{п} + \gamma_{л}$	$\gamma_{п} + \gamma_{л}$	$\gamma_{п}$	0	0	$\gamma_{л}$	246
γ_b	0	$\gamma_{л}$	$\gamma_{п} + \gamma_{л}$	$\gamma_{п} + \gamma_{л}$	$\gamma_{п}$	0	246
γ_c	$\gamma_{п}$	0	0	$\gamma_{л}$	$\gamma_{п} + \gamma_{л}$	$\gamma_{п} + \gamma_{л}$	246
γ_a	1	1	$\gamma_{п} + \gamma_0$	γ_0	γ_0	$\gamma_{п} + \gamma_0$	135
γ_b	γ_0	$\gamma_{л} + \gamma_0$	1	1	$\gamma_{п} + \gamma_0$	γ_0	135
γ_c	$\gamma_{п} + \gamma_0$	γ_0	γ_0	$\gamma_{л} + \gamma_0$	1	1	135

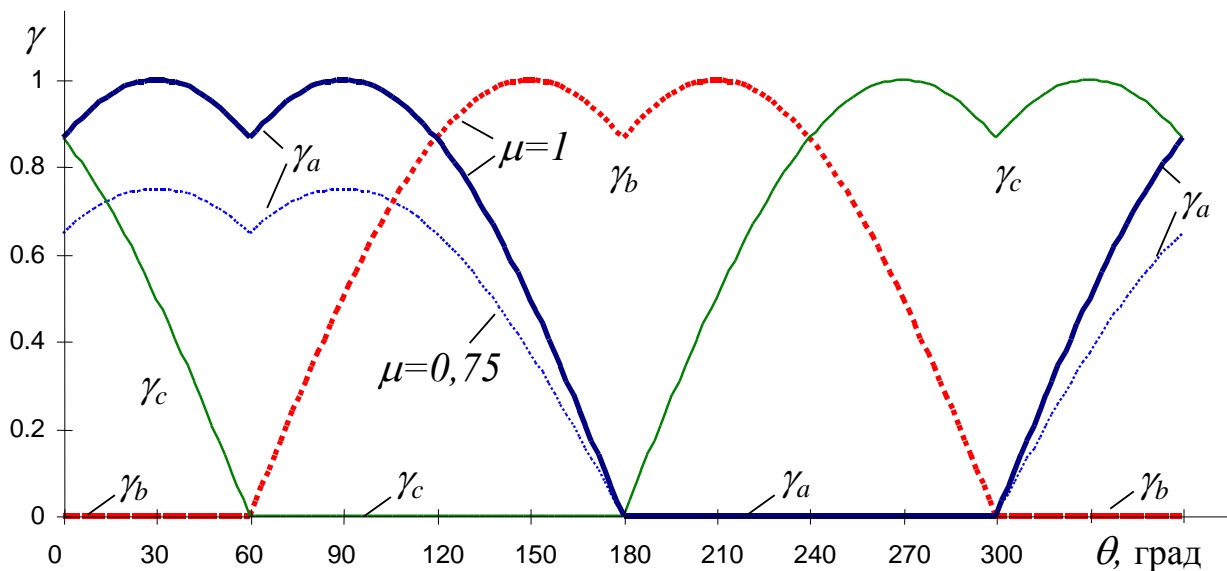


Рис. 2.52 Скважности фаз

Кроме длительности интервалов t_{π} , t_{λ} , t_0 , важна также их последовательность. Самыми простыми последовательностями будут $t_{\pi}-t_{\lambda}-t_0$ (алгоритм ПЛ0) или обратная последовательность (алгоритм ЛП0), идентичные по своим свойствам. В этих алгоритмах может быть использован любой из двух нулевых векторов.

На рис. 2.50,б изображены диаграммы работы ключей и мгновенные фазные напряжения для сектора I (в течение двух периодов модуляции с двумя разными модулями пространственного вектора). Диаграммы включения ключей по алгоритму ПЛ0 для всех секторов сведены в табл. 2.6.

Как видно из табл. 2.6, в каждом из секторов переключаются ключи двух фаз. В течение периода модуляции происходит четыре коммутации ключей и три коммутации фазного напряжения (см. рис. 2.50,б). Благодаря этому частота переключения ключей по сравнению с синусоидальной ШИМ меньше. Таким образом, модуляция пространственного вектора обеспечивает не только лучшее использование АИН по напряжению ($k_{\text{ин}} = 1/\sqrt{3}$), чем вертикальное управление, но и облегчен режим работы ключей.

Таблица 2.6.

Порядок работы ключей (алгоритм ПЛ0)

	Секторы и интервалы																	
	I			II			III			IV			V			VI		
	t_{π}	t_{λ}	t_0	t_{π}	t_{λ}	t_0	t_{π}	t_{λ}	t_0	t_{π}	t_{λ}	t_0	t_{π}	t_{λ}	t_0	t_{π}	t_{λ}	t_0
1	+	+		+	+	+	+					+	+	+			+	+
2			+					+	+	+	+		+	+	+	+		
3					+	+	+	+		+	+	+	+				+	+
4	+	+	+	+					+					+	+	+	+	
5	+					+					+	+	+	+		+	+	+
6		+	+	+	+		+	+	+	+					+			

Угол поворота обобщенного вектора $\varphi = \int \omega dt$ определяется заданной выходной частотой АИН ω . В результате конечного уровня частоты модуляции наименьший прирост угла (то есть его дискрета, рис. 2.50,в) пропорционален периоду модуляции $\Delta\varphi = \omega T_m$.

Использование быстродействующих ключей обеспечивает высокую частоту модуляции (10 кГц и выше). Потому даже на выходной частоте 50 Гц дискрета угла $\Delta\varphi \approx 0,2$ и качество формирования выходных напряжений достаточно высоко. Таким образом, алгоритм управления трехфазным АИН из ШИМ в течение одного периода модуляции такой:

- рассчитывается текущий угол поворота пространственного вектора напряжения $\theta = \int \omega dt$;
- определяется номер сектора, в котором расположен этот вектор:

$$N = \text{int} \left(\frac{\theta}{\pi/3} \right) + 1;$$
- исходя из номера сектора определяются правый и левый базовые векторы, а также фаза относительно правого вектора $\varphi = \theta - 2\pi(N-1)$;
- рассчитываются длительности интервалов t_{π} , t_{π} , t_0 по формулам (2.9)...(2.11) и реализуется открытие ключей согласно табл. 2.6 в соответствии с избранным сектором;
- дается приращение $\Delta\theta$ углу поворота и повторяются отмеченные выше действия.

Есть определенные ограничения на возможность реализации заданного вектора напряжения. Во-первых, не может быть реализован вектор, более длинный, чем $U_{mm} = U_d / \sqrt{3}$. На рис. 2.53 окружность 2 имеет радиус U_{mm} . Она вписана в правильный шестиугольник 1, натянутый на звезду базовых векторов. Во-вторых, нужно учитывать ограничение на скважность работы ключей. Приближение заданного вектора напряжения к левому базовому значит, что интервал t_{π} и длительность работы ключа 5 (см. рис. 2.50,б) приближаются к нулю. Чтобы ключ 6 успел в течение интервала t_{π} обновить свои запирающие свойства, нужно, чтобы $t_{\pi} > t_{gq}$. Аналогично увеличение амплитуды заданного вектора приводит к неограниченному уменьшению интервала t_0 и длительности работы ключа 2. Чтобы ключ 1 также успел в течение интервала t_0 восстановить свои запирающие свойства,

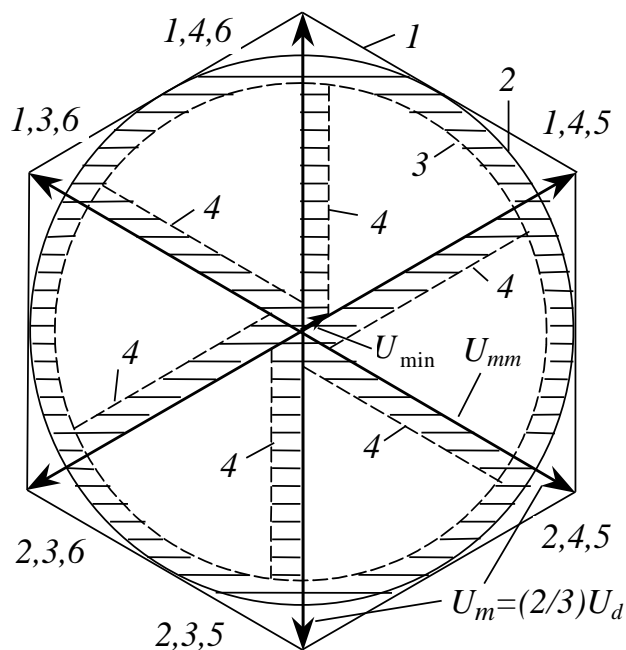


Рис. 2.53 Зоны, в которых невозможно формирование пространственного вектора напряжения

нужно, чтобы $t_0 > t_{gq}$. Потому минимальный модуль вектора $|\bar{U}_{\text{пл}}| \geq |\bar{U}_{\text{мин}}| = U_m t_{gq} / T_M$, а углы φ , близкие к $\pi/3$ и модули, близкие к U_{mm} , не могут быть реализованы (ограничение на максимальную амплитуду показано на рис. 2.53 окружностью 3, а на угол – прямыми 4). Изображенные на рис. 2.53 запрещенные зоны, конечно, преувеличены для наглядности. В результате этого диапазон регулирования амплитуды выходного напряжения АИН сужается (амплитуды, меньшие $U_{\text{мин}}$ и близкие к U_m , вообще невозможны), а вблизи базовых векторов неминуем фазовый скачок пространственного вектора (наибольший при малых амплитудах).

Таблица 2.7

Диаграммы работы ключей (алгоритм ЛПЛЮ)

	Секторы и интервалы																							
	I				II				III				IV				V				VI			
	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0	Л	П	Л	0
1	+	+	+		+	+	+	+		+						+					+		+	+
2				+					+		+	+	+	+	+		+	+	+	+		+		
3					+		+	+	+	+	+		+	+	+	+		+						+
4	+	+	+	+		+						+				+	+	+	+	+	+	+	+	+
5		+			+	+	+						+		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
6	+		+	+	+	+	+		+	+	+	+		+						+				

Если лишь раздвинуть во времени моменты включения ключей 1 и 5 на рис. 2.50,б, получим алгоритм ЛПЛЮ (табл. 2.7 и рис. 2.54), в соответствии с которым осуществляется дополнительная коммутация фазного напряжения на периоде модуляции и улучшается ее гармоничный состав.

Наличие ограничений на длительность закрытого состояния ключа приводит к появлению таких же запрещенных зон, как и для алгоритма ПЛЮ (рис. 2.53).

Если нужно получить очень малые выходные напряжения, используют более сложный симметричный алгоритм ОПЛЮЛП, который имеет шесть коммутаций на периоде модуляции. На рис. 2.55 изображены диаграммы работы ключей и фазные напряжения для больших выходных напряжений (левая часть) и для малых (правая). В этом алгоритме в течение периода модуляции используются оба нулевых состояния, а также переключаются ключи всех трех фаз. Для выходных напряжений, близких к U_m , он имеет такую же запрещенную зону, как и рассмотренные алгоритмы (в левой части рис. 2.55

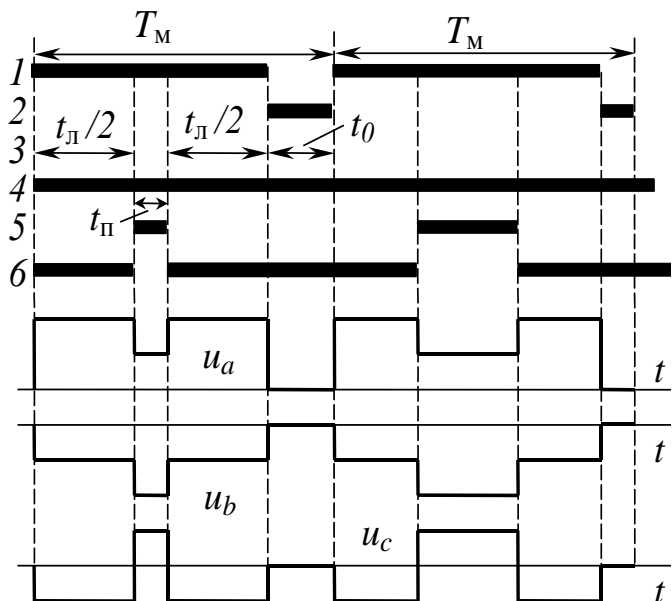


Рис. 2.54 Алгоритм ЛПЛЮ

– в результате ограничения на минимальную длительность закрытого состояния ключей 1 и 6).

Поскольку малые напряжения реализуются со скважностью работы всех ключей, близкой к 0,5, может быть получено сколь угодно малое выходное напряжение, а запрещенные зоны вблизи базовых векторов (рис. 2.53) отсутствуют.

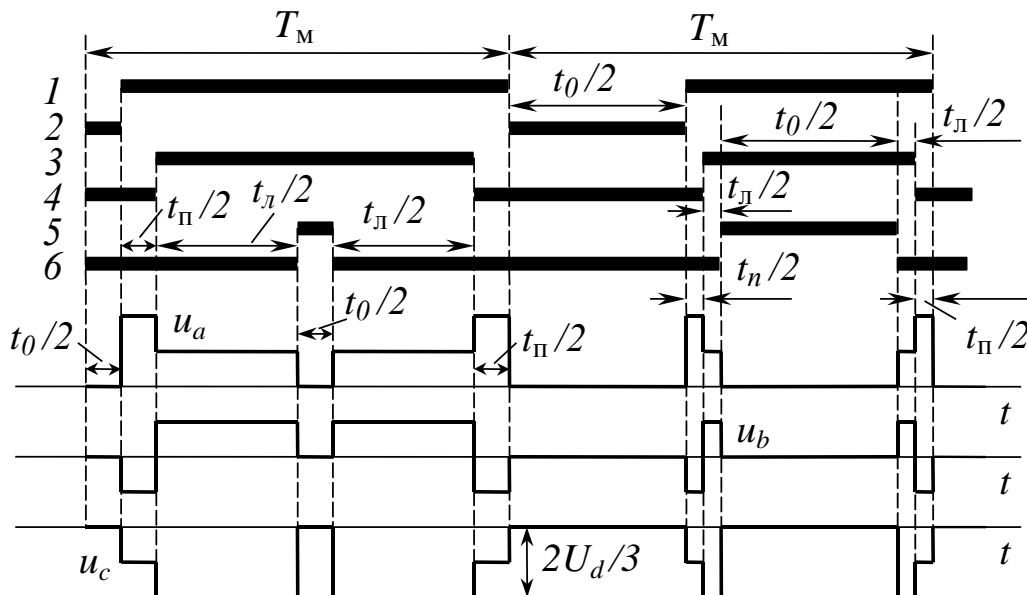


Рис. 2.55 Алгоритм ОПЛОП

При алгоритме ОПЛОП ключей каждой фазы переключаются однократно в течение периода модуляции, однако в результате сдвига моментов коммутации в других фазах уровень фазного напряжения изменяется шестикратно. Для алгоритма характерна симметрия диаграммы переключений относительно середины периода модуляции.

Алгоритмы векторной ШИМ можно реализовать с использованием принципов вертикального управления. Если алгоритм несимметричен (как рассмотренные сначала), нужно несимметричное (пилообразное) опорное напряжение, для симметричных (как ОПЛОП) – симметричное (треугольное). На рис. 2.56,а изображена функциональная схема системы управления для векторной ШИМ, которая по структуре ничем не отличается от таковой для синусоидальной ШИМ. Однако сигналы задания на напряжения фаз u_{yA} , u_{yB} , u_{yC} не являются синусоидами.

На рис. 2.56,б на фоне треугольного опорного напряжения изображены задания на напряжения фаз и диаграммы импульсов управления ключами для одного из 6 секторов. Период модуляции состоит из 7 интервалов (ОПЛОП0).

Задание на напряжения фаз из рис. 2.56,б:

$$u_{yA} = 2U_{\text{огм}} \gamma_a;$$

$$u_{yB} = 2U_{\text{огм}} \gamma_b;$$

$$u_{yC} = 2U_{\text{огм}} \gamma_c,$$

где $\gamma_a = t_A/T_M$; $\gamma_b = t_B/T_M$; $\gamma_c = t_C/T_M$ – скважности работы фаз. Для каждого из секторов они определяются из табл. 2.5 по скважностям γ_{Π} , $\gamma_{\text{Л}}$, γ_0 , которые в свою очередь, зависят от коэффициента модуляции μ и угла поворота φ вектора заданного напряжения.

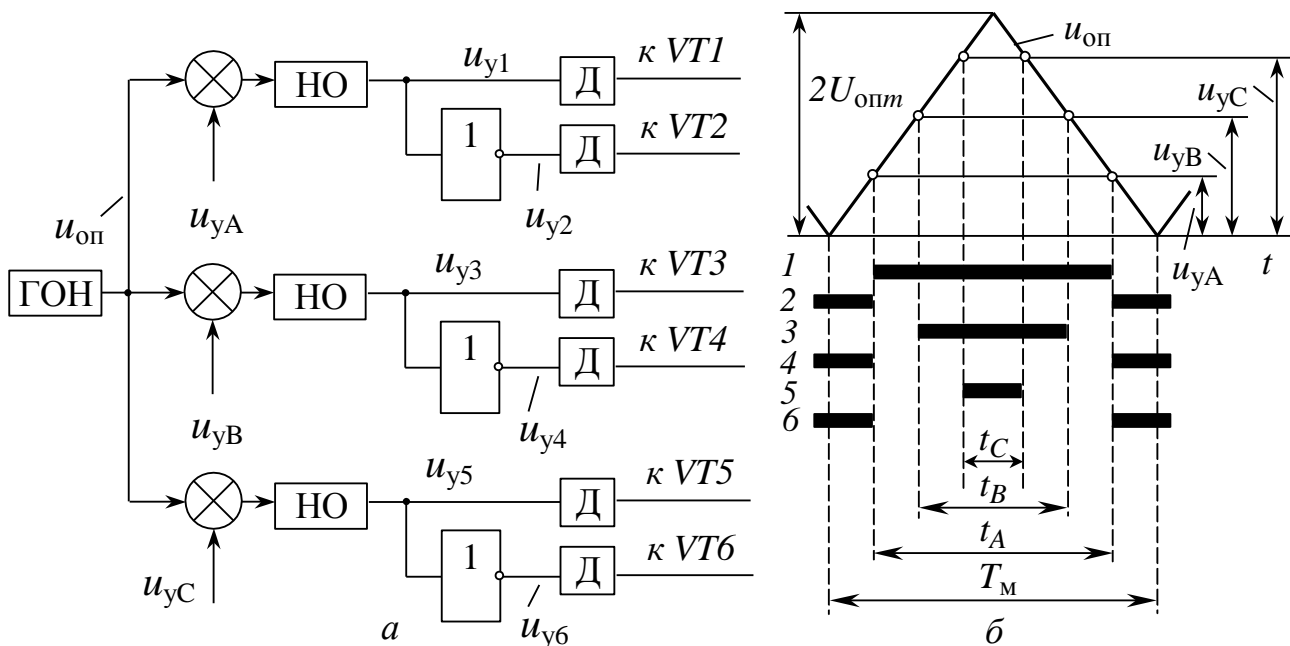


Рис. 2.56 Реализация векторной ШИМ по принципу вертикального управления

Поскольку сигналы фаз u_{yA} , u_{yB} , u_{yC} пропорциональны соответствующим скважностям, в функции времени они изменяются подобно кривым рис. 2.52. Такой способ управления целесообразно реализовывать с помощью цифровых средств, которые бы рассчитывали задание на напряжения фаз в функции μ и φ на каждом шаге управления.

2.10 Релейное управление выходным током трехфазных инверторов напряжения

В автоматизированных электроприводах с целью обеспечения высокого быстродействия и точности регулирования преобразователи энергии (инверторы в том числе) охватывают обратной связью по выходному току. Одним из вариантов регуляторов тока есть релейный регулятор, для которого характерны наибольшее быстродействие и нечувствительность к возмущениям разного рода. Выходной сигнал релейного регулятора не может изменяться плавно и имеет лишь два уровня: отрицательный и положительный. Такой характер сигнала соответствует дискретной природе ключевых преобразователей энергии. Статическая характеристика (зависимость выходного сигнала от входного) релейного регулятора тока (РРТ) изображена на рис. 2.57,б. Она имеет гистерезис шириной 2Δ . Если входной сигнал РРТ положителен и больше Δ , его выходной сигнал положителен, если входной сигнал отрицательнее Δ , выходной сигнал также становится отрицательным.

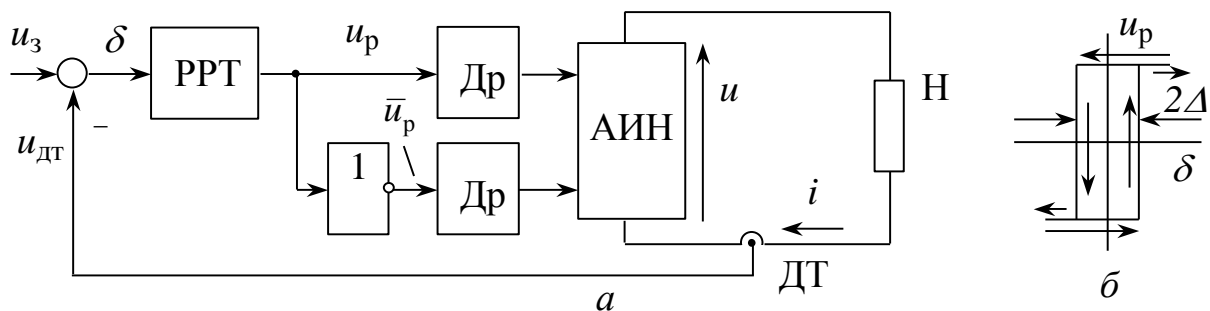


Рис. 2.57 Релейный контур тока

На вход РРТ подают ошибку регулирования тока δ , которая является разницей между задающим напряжением u_3 (например, синусоидальной формы) и напряжением $u_{дт}$ датчика выходного тока АИН. Если выходной логический сигнал РРТ положителен (логическая единица), он через драйвер (рис. 2.57,а) поступает к тем ключам инвертора, которые подают положительное напряжение к нагрузке (например, ключи $VS1, VS4$ схемы рис. 2.2). Ключи, которые подают к нагрузке отрицательное напряжение, включаются, когда на выходе РРТ присутствует логический нуль. Потому при синусоидальном задающем сигнале выходной ток АИН будет колебаться вокруг синусоиды в границах $\pm\Delta$ (рис. 2.58), а выходное напряжение инвертора имеет форму, характерную для широтно-импульсной модуляции.

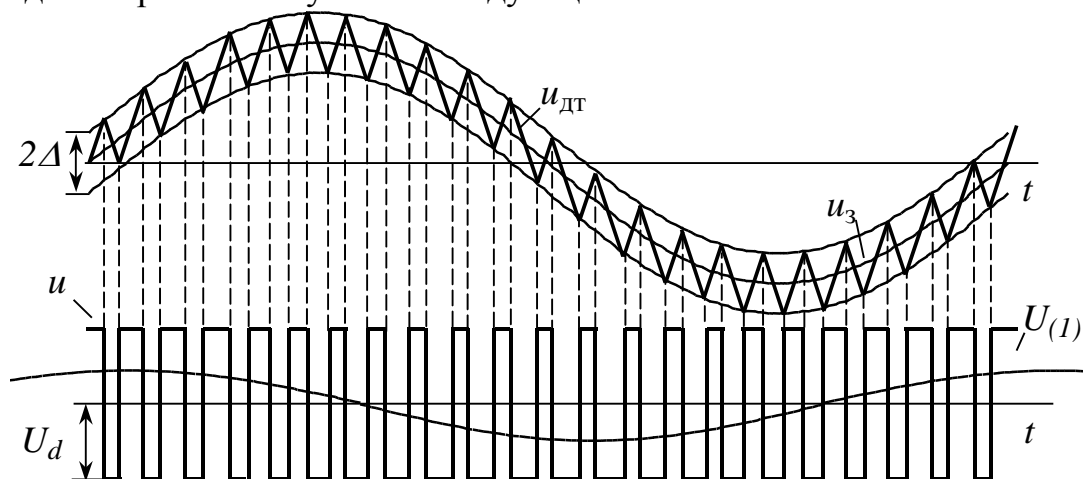


Рис. 2.58 Работа релейного контура тока

Для управления трехфазными инверторами необходимо применить три релейных регулятора (рис. 2.59), каждый из которых обрабатывает синусоидальное задание на фазный ток, открывая попеременно два ключа своей фазы. Задания на фазные токи, конечно, сдвинуты во времени один относительно другого на $1/3$ периода:

$$\begin{aligned} u_{3A} &= U_{3m} \sin 2\pi f_3 t; \\ u_{3B} &= U_{3m} \sin(2\pi f_3 t - 2\pi/3); \\ u_{3C} &= U_{3m} \sin(2\pi f_3 t - 4\pi/3), \end{aligned}$$

где f_3 – заданная частота выходного тока; U_{3m} – задание на амплитуду фазного тока.

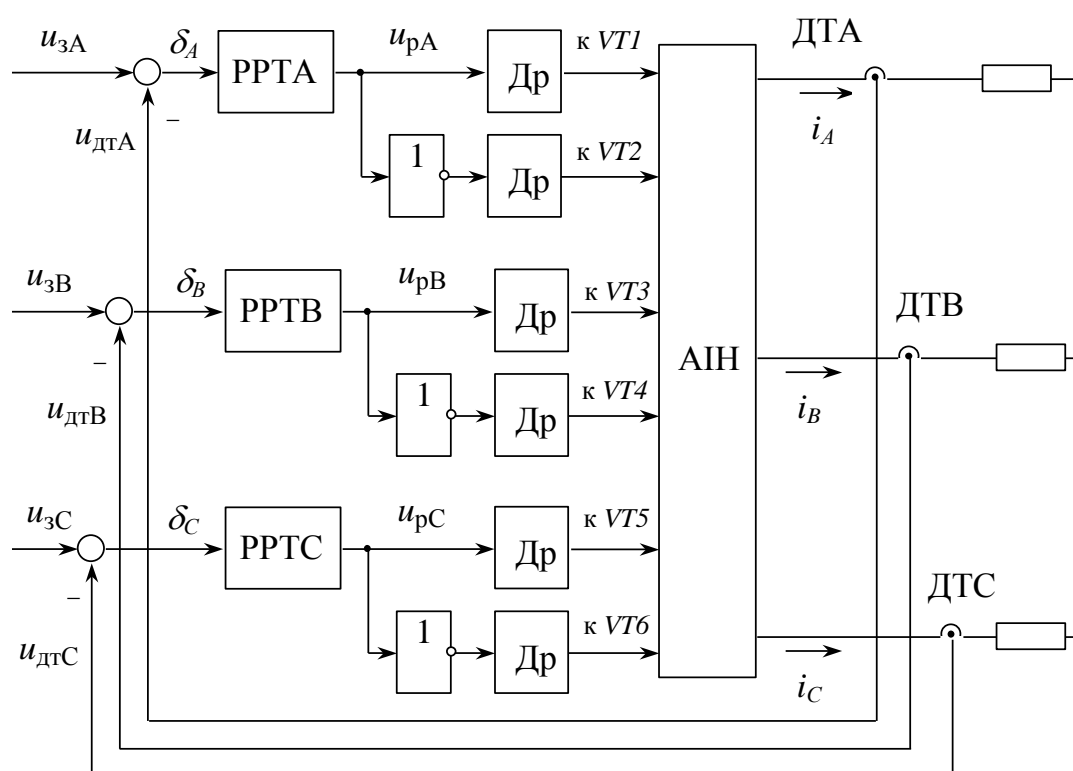


Рис. 2.59 Релейные регуляторы фазных токов трехфазного АИН

В подобных структурах фазные токи регулируются независимо друг от друга, в результате чего не всегда выбирается то состояние инвертора, которое обеспечивает самое быстрое изменение амплитуды и положения обобщенного вектора тока. Это приводит к некоторому увеличению частоты переключений ключей. Кроме того, максимальное фазное напряжение, как и при синусоидальной ШИМ, не превышает $U_d/2$.

Другой алгоритм релейного управления выходным током трехфазного инвертора напряжения является родственным с известным алгоритмом прямого управления моментом (*Direct Torque Control, DTC*) двигателя переменного тока [40]. В отличие от предыдущего алгоритма, система управления током реализована не в неподвижной системе координат, связанной со статором, а во вращающейся системе координат. Обычно эта вращающаяся система координат связана с полем ротора двигателя. Известно, что обобщенный вектор любой трехфазной переменной может быть представлен как векторная сумма проекций в произвольной системе координат. Так, на рис. 2.60,а показаны проекции вектора напряжения \bar{U}_i на неподвижные оси $\alpha\beta$ и вращающиеся dq . Переход от одной системы координат к другой означает переход от одних проекций к другим по известным тригонометрическим соотношениям с учетом угла θ между системами координат.

На рис. 2.60,б системы координат dq , продольная ось d которой совпадает с продольной осью поля ротора, изображена на фоне уже знакомых нам пространственных векторов выходного напряжения АИН. Угол поворота θ этой системы относительно неподвижного статора непрерывно измеряется специальным датчиком или рассчитывается.

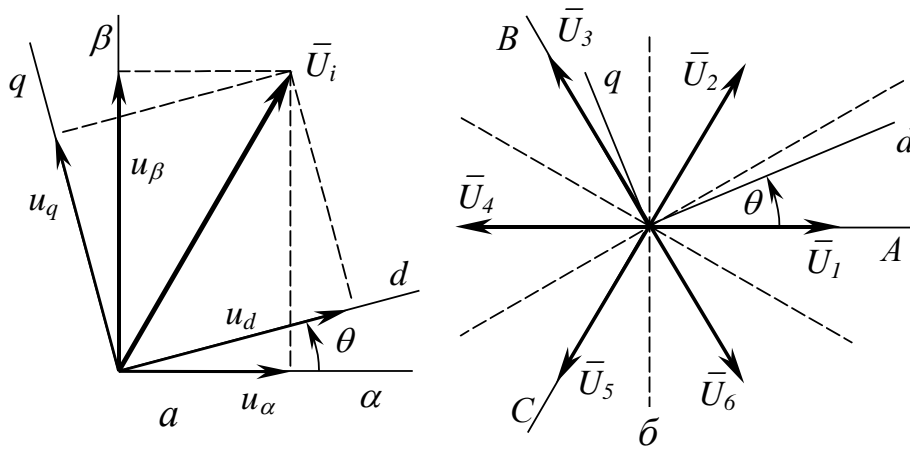


Рис. 2.60 К прямому управлению током

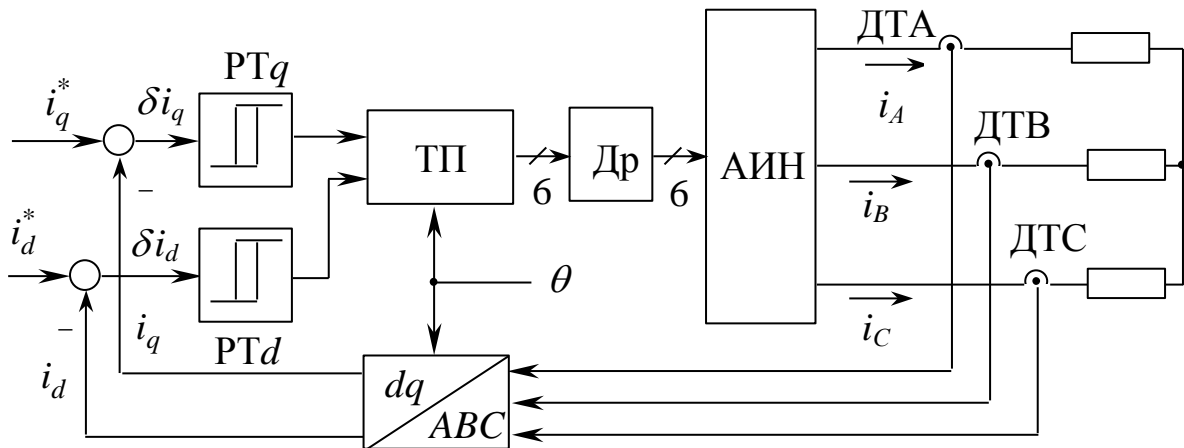


Рис. 2.61 Система прямого управления током трехфазного АИН

Система управления (рис. 2.61) состоит из двух релейных регуляторов тока (PTd и PTq) с небольшим гистерезисом Δ , которые регулируют проекции тока на оси d и q . Задание на токи i_d^* и i_q^* поступают от регуляторов внешних контуров управления (соответственно потока и скорости). Текущие значения проекций тока i_d и i_q определяются с помощью датчиков фазных токов и преобразователя координат (ABC/dq).

Нужное состояние АИН выбирается в зависимости от знаков ошибок регулирования токов i_d и i_q . Так, если погрешность регулирования тока $\delta i_d = i_d^* - i_d > \Delta$, для увеличения проекции i_d необходимо избирать те состояния АИН, векторы напряжения которых имеют положительные проекции на ось d . Если ось d расположена в секторе притяжения вектора \bar{U}_1 (как на рис. 2.60,б), такими состояниями будут \bar{U}_1 , \bar{U}_2 и \bar{U}_6 :

$$U_i = \begin{cases} U_1 \text{ или } U_2 \text{ или } U_6, & \text{если } \delta i_d > \Delta; \\ U_3 \text{ или } U_4 \text{ или } U_5, & \text{если } \delta i_d < -\Delta. \end{cases} \quad (2.16)$$

Точно так же для увеличения проекции тока i_q при таком расположении оси d выбирают состояния \bar{U}_2 или \bar{U}_3 , проекции которых на ось q положи-

тельны (вектор \bar{U}_4 не используется, поскольку знак его проекции u_q зависит от положения оси d внутри сектора притяжения):

$$U_i = \begin{cases} U_2 \text{ или } U_3, & \text{если } \delta i_q > \Delta; \\ U_5 \text{ или } U_6, & \text{если } \delta i_q < -\Delta. \end{cases} \quad (2.17)$$

Для одновременного управления обеими проекциями тока условия (2.16) и (2.17) следует использовать также одновременно (по логической схеме «И»). Тогда совокупность знаков ошибок по току однозначно будет определять нужное состояние. Варианты выбора состояний для всех шести секторов приведены в табл. 2.7. Если же обе ошибки не превышают по модулю Δ , состояние инвертора не изменяется.

Выбор состояний в системе рис. 2.61 осуществляет блок ТП (таблица переключений), результатом работы которого является совокупность шести логических сигналов управления ключами, которые через драйверы Др поступают к инвертору.

С целью снижения частоты переключений ключей для уменьшения тока i_q (две последних строки табл. 2.8) иногда используют не состояния, показанные в таблице, а нулевые состояния АИН (см. п. 2.5).

Таблица 2.8

Выбор состояний инвертора

δi_q	δi_d	Номера состояний при расположении оси d в секторе:						
		1	2	3	4	5	6	в любом (i)
$> \Delta$	$> \Delta$	2	3	4	5	6	1	$i+1$
$> \Delta$	$< -\Delta$	3	4	5	6	1	2	$i+2$
$< -\Delta$	$> \Delta$	6	1	2	3	4	5	$i-1$
$< -\Delta$	$< -\Delta$	5	6	1	2	3	4	$i-2$

Алгоритмы прямого управления током, так же, как и алгоритм векторного релейного регулятора тока, предназначены для микропроцессорной реализации.

Контрольные вопросы

1. Кто при активно-индуктивной нагрузке АИН открыт в течение более длительного времени: тиристоры или обратные диоды?
2. Откуда и куда направлен поток энергии сразу после запираания пары ключей однофазного мостового АИН?
3. Чему равняется средний входной ток АИН с чисто индуктивной нагрузкой?
4. Каким способом изменяется амплитуда и частота выходного напряжения АИН с амплитудной модуляцией?
5. В каких разновидностях АИН можно менять уровень выходного напряжения при неизменном входном?
6. Почему в инверторах с ШИМ с уменьшением основной частоты при неизменной частоте модуляции улучшается форма тока?
7. Как частота колебаний входного тока одно- и трехфазного мостовых АИН связана с частотой выходного напряжения?

8. Сколько раз за период выходного напряжения происходит очередная коммутация ключей в трехфазном АИН с амплитудной модуляцией?
9. Каким путем протекает ток фазы A трехфазного АИН (рис. 2.6) сразу после закрывания ключа $VS2$?
10. Когда при работе АИН на машину переменного тока длительность работы тиристоров наименьшая: если машина работает в режиме двигателя, рекуперативном или в режиме идеального холостого хода?
11. Почему при работе электрической машины в режиме рекуперации (рис. 2.13) выходной ток АИН сразу после очередной коммутации изменяется медленнее, чем в режиме двигателя (рис. 2.11)?
12. Почему для передачи от АИН в сеть переменного тока рекуперируемой энергии нужен ведомый сетью инвертор?
13. Какими путями будут протекать фазные токи трехфазного АИН сразу после закрывания $VS1$, если открыты также $VS4$ и $VS6$? Чему в этой ситуации будут равняться выходные фазные напряжения?
14. Какими путями будут протекать фазные токи трехфазного АИН сразу после одновременного закрывания $VS1$, $VS4$ и $VS6$? Чему в этой ситуации будут равняться выходные фазные напряжения?
15. К каким положительным и отрицательным последствиям приводит увеличение частоты синусоидальной ШИМ в инверторах?
16. Току какой фазы будет равняться входной ток $i_{вх0}$ трехфазного трехуровневого АИН ($\lambda_{кр} = 150^\circ$) сразу после закрывания ключа $VS5$?
17. Из какого минимального количества каких транзисторных модулей рис. 1.17 можно собрать схему трехфазного трехуровневого инвертора рис. 2.36?
18. Какая из форм выходного напряжения однофазного АИН имеет больший коэффициент гармоник напряжения: рис. 2.4 или рис. 2.14?

Ответы

1: тиристоры; 2: от нагрузки через обратные диоды к цепи постоянного тока; 3: нулю; 4: амплитуда – путем изменения уровня входного напряжения, частота – путем изменения частоты переключения ключей; 5: в АИН с ШИР и ШИМ; 6: в результате увеличения кратности $\varepsilon = f_m / f$ и частоты комбинационных гармоник напряжения; 7: для однофазного $f_{id} = 2f_{вих}$, для трехфазного $f_{id} = 6f_{вих}$; 8: шесть; 9: через $VD1$; 10: в рекуперативном режиме; 11: потому что сразу после коммутации разница между напряжением и противо-ЭДС меньше; 12: потому что входной ток в режиме рекуперации меняет знак; 13: i_a – через $VD2$, i_b – через $VS4$, i_c – через $VS6$, напряжения – те же, что и до коммутации; 14: токи – через диоды в своих фазах и конденсатор, напряжения меняют знак; 15: выходной ток становится более синусоидальным, уменьшается нужная емкость конденсатора в звене постоянного тока, увеличивается быстродействие инвертора, снижается шум (положительные), уменьшается максимальное достижимое выходное напряжение, растут потери в ключах (отрицательные); 16: току фазы B ; 17: модуль «р» – 6 шт., модуль «в» – 3 шт.; 18: рис. 2.4.

Упражнения

1. Начертите диаграмму мгновенного выходного напряжения АИН с ШИМ, если соотношение частоты модуляции и выходной частоты $f_m / f_{\text{вых}} = 8$.
2. Начертите диаграмму мгновенного выходного напряжения АИН с амплитудной модуляцией, если $\lambda=180^\circ$, а нагрузка соединена в треугольник.
3. Начертите диаграмму мгновенных выходных напряжения и тока, а также входного тока АИН с амплитудной модуляцией, если $\lambda=180^\circ$, а $\varphi_n > 60^\circ$ (нагрузка соединена в звезду).
4. Составьте таблицу переключения ключей (подобную табл. 2.7) для алгоритмов ПЛПО и ОПЛОП.
5. Для трехфазного АИН с синусоидальной ШИМ рассчитать минимально необходимое напряжение звена постоянного тока, если наибольшее выходное линейное действующее напряжение (первая гармоника) инвертора 400 В, а максимальный коэффициент модуляции $\mu_m = 0,95$. (Ответ: 687,6 В)
6. Используя условия примеров 2.3. и 2.4, рассчитайте коэффициенты гармоник тока k_{Tl} для основной частоты $f = 10$ Гц. Сравните с результатами, полученными в примерах 2.3. и 2.4, и объясните разницу.
7. Исходя из уравнения энергетического баланса трехфазного АИН с синусоидальной ШИМ (пренебрегая потерями в инверторе), вывести выражение, которое связывает средний входной ток с действующим значением первой гармоники фазного тока. (Ответ: $I_{\text{вх}} = \frac{3}{2\sqrt{2}} \mu I_{(1)} \cos \varphi_n$).

3 ЭНЕРГЕТИКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

3.1 Способы торможения в преобразователе частоты с инвертором напряжения ♦

Потребность в переходе двигателя в тормозной режим возникает перед его остановкой или во время перехода на низшую скорость. В двухзвенном преобразователе частоты возможны два способа торможения асинхронного двигателя: рекуперативное и динамическое.

Переход в рекуперативный режим происходит естественным образом без изменения структуры силовой цепи лишь путем изменения фазового сдвига между выходным напряжением инвертора и ЭДС статора (см. п. 2.4) или уменьшения частоты выходного напряжения по сравнению с частотой ЭДС. Рекуперация сопровождается передачей энергии в цепь постоянного тока и зарядом конденсаторного фильтра. Если входной выпрямитель неререверсивный, передача энергии в сети переменного тока невозможна, и напряжение на конденсаторе будет расти. Есть несколько путей решения этой проблемы.

Первый из них – организация сети постоянного тока (рис. 3.1), где от общего выпрямителя питаются разные потребители постоянного тока, близкие территориально или связанные технологически (например, электрифицированные транспортные средства, инверторы электроприводов клеток многоклетьевого прокатного стана, механизмов промышленного робота или станка с программным управлением). При достаточном количестве и мощности, а также разнообразии режимов таких потребителей тормозная энергия всегда будет использована в звене постоянного тока. Подобная организация силовой цепи предусмотрена в большинстве серий ПЧ компании «Шнейдер Электрик (см. гл. 5).

Второй вариант – уменьшение темпа торможения таким образом, чтобы рекуперированная энергия тратилась лишь на потери в двигателе и инверторе, практически не доходя до звена постоянного тока (это легко реализовать стабилизацией напряжения U_d путем автоматического изменения темпа торможения).

К сожалению, тормозной момент будет сравнительно небольшим, причем тем меньше, чем больше мощность двигателя [6] (причина – большой КПД мощных машин и инверторов). Потому такой способ используют в электроприводах малой мощности с малыми маховыми массами, редкими остановками и невысокими требованиями к быстродействию. В ПЧ *Altivar* подобное тормо-

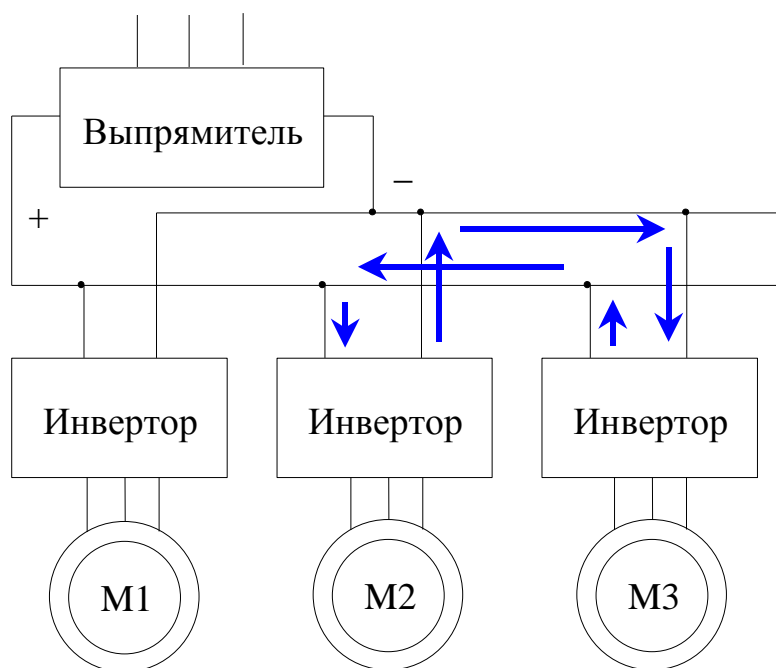


Рис. 3.1 Структура сети постоянного тока

жение реализуется с помощью функции «адаптация темпа» (см. гл. 5).

Если необходимо интенсифицировать тормозные режимы, самым простым решением является использование тормозного резистора R_T в цепи постоянного тока (рис. 3.2), который с помощью специального разрядного ключа $VS0$ подключается к конденсатору после повышения напряжения на нем до недопустимого уровня. Тормозная энергия, накопленная в конденсаторе, рассеивается на резисторе в виде тепла. Такой способ утилизации тормозной энергии используют в электроприводах малой и средней мощности (в том числе большинства серий ПЧ компании «Шнейдер Электрик»), для которых характерны относительно малая частота пусков и невысокие требования к энергетическим показателям. Выпускаются силовые модули, в состав которых, кроме инвертора и выпрямителя, входят разрядные *IGBT*-ключи (рис. 1.17,ц).

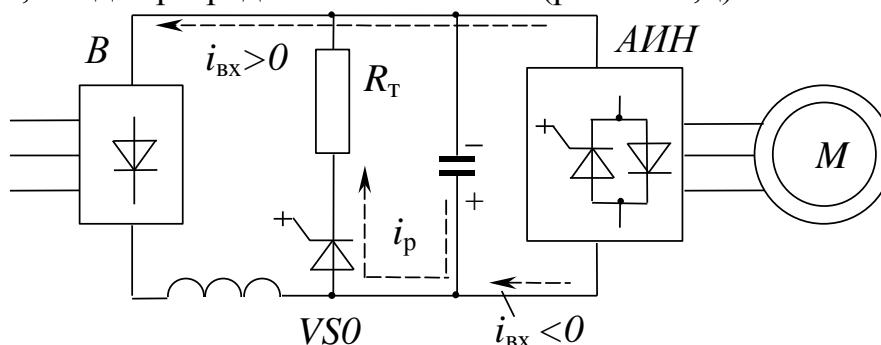


Рис. 3.2 Тормозной резистор в цепи постоянного тока

Необходимую величину сопротивления тормозного резистора можно рассчитать исходя из наибольшей мощности торможения

$$R_T = \frac{P_T - \Delta P}{U_{dm}^2},$$

или из среднего тока на входе инвертора во время наиболее интенсивного торможения

$$R_T = \frac{U_{dm}}{I_{BX}}.$$

Здесь P_T – наибольшая механическая мощность торможения, Вт (определяется технологическими и конструктивными особенностями механизма); ΔP – суммарные потери в двигателе, механической передаче и инверторе, Вт; U_{dm} – максимально допустимое напряжение звена постоянного тока (может превышать номинальное на 20...30%).

При отсутствии данных о потерях их можно не учитывать.

Чтобы не терять тормозную энергию, применяют реверсивный входной выпрямитель. Для этого встречно-параллельно мосту, питающему звено постоянного тока (управляемому или неуправляемому), включают другой. Дополнительный мост, работая в инверторном режиме, в случае необходимости передает энергию из звена постоянного тока в сеть переменного тока. В случае использования однооперационных тиристоров этот мост работает как обычный ведомый сетью инвертор (ВИ на рис. 3.3) с небольшим постоянным углом инвертирования β [23]. Форма рекуперируемого тока несинусоидальна, а коэффи-

коэффициент мощности в режиме рекуперации с тиристорным ВИ невысокий. Потому в мощных электроприводах с жесткими требованиями к энергетике используют инвертор на полностью управляемых ключах, который вместе с диодным мостом образует т.н. активный выпрямитель (п. 3.4). Он способен обеспечить практически идеальную форму тока сети и близкий к единице коэффициент мощности при обоих направлениях обмена энергией с сетью переменного тока.

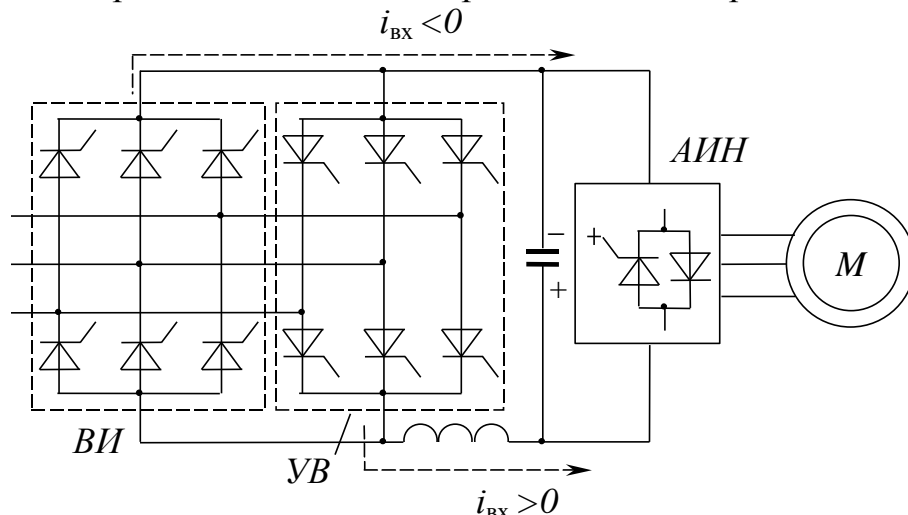


Рис. 3.3 Ведомый сетью инвертор для рекуперации

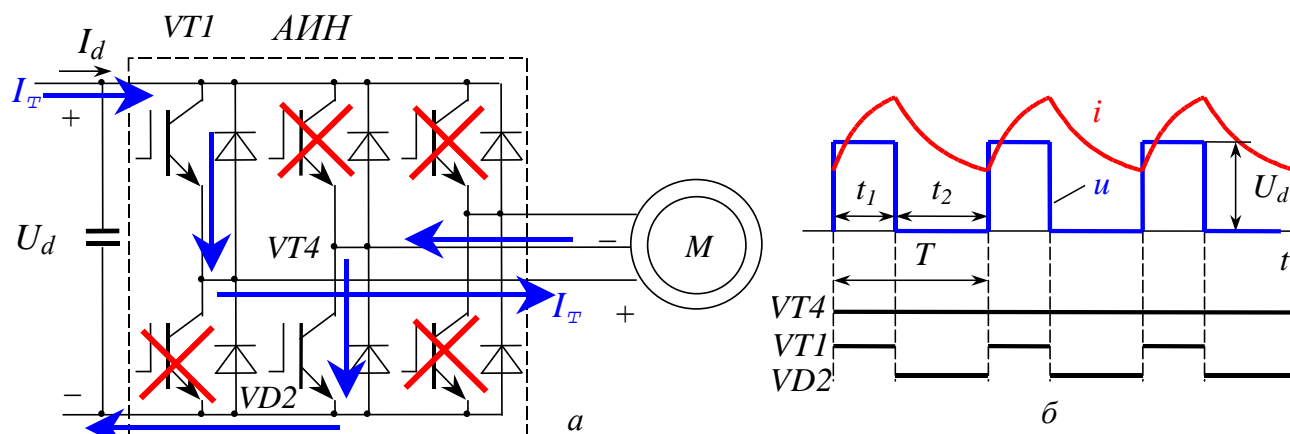


Рис. 3.4 Динамическое торможение с помощью инвертора

Если тормозные режимы достаточно интенсивны, а все рассмотренные способы по каким-либо причинам неприемлемы, используют динамическое торможение. Оно осуществляется путем питания двух фаз обмотки статора двигателя постоянным током. Для этого необходимо изменить алгоритм управления инвертором: используя ключи лишь двух фаз инвертора (на рис. 3.4,а — VT1 и VT4), управлять ими как прерывателем постоянного тока (как на рис. 3.4,б). Изменяя скважность работы ключей $\gamma = t_1 / (t_1 + t_2)$, можно изменять величину среднего напряжения, подаваемого на статор, и уровень тормозного тока. Преимуществами такого способа торможения являются отсутствие дополнительных устройств и возможность фиксации ротора в определенном положении, недостатками — нестабильность темпа и длительности торможения, повышенные потери в двигателе. Динамическое торможение предусмотрено во всех сериях ПЧ Altivar (гл. 5). Возможно также комбинация динамического

торможения с рекуперативным (когда к обмотке статора одновременно подаются переменное и постоянное напряжение).

◆ **Пример 3.1. Тормозной резистор в цепи постоянного тока**

Асинхронный двигатель 4A180S4 в составе частотно-управляемого электропривода осуществляет спуск груза в рекуперативном режиме на естественной механической характеристике с номинальным моментом. Параметры двигателя: $P_n=22$ кВт, $n_n=1470$ об/мин, $\eta_n=0,9$. Напряжение питания преобразователя частоты $U_{пл}=380$ В, входной выпрямитель – трехфазный мостовой. Рассчитать сопротивление тормозного резистора в звене постоянного тока и его мощность.

Номинальный момент двигателя

$$M_n = \frac{9550 P_n}{n_n} = \frac{9550 \cdot 22}{1470} = 142,9 \text{ Нм.}$$

Номинальное скольжение

$$s_n = \frac{n_c - n_n}{n_c} = \frac{1500 - 1470}{1500} = 0,02.$$

Скорость спуска груза

$$\omega_r = \omega_c (1 + s_n) = \frac{\pi n_c}{30} (1 + s_n) = \frac{\pi \cdot 1500}{30} (1 + 0,02) = 160,2 \text{ с}^{-1}.$$

Тормозная мощность

$$P_r = M_n \omega_r = 142,9 \cdot 160,2 = 22892,6 \text{ Вт.}$$

Потери в двигателе

$$\Delta P_d = P_n \frac{1 - \eta_n}{\eta_n} = 22000 \frac{1 - 0,9}{0,9} = 2444,4 \text{ Вт.}$$

Мощность, которая должна быть рассеяна на резисторе

$$P_R = P_r - \Delta P_d = 22892,6 - 2444,4 = 20448,2 \text{ Вт.}$$

Напряжение звена постоянного тока

$$U_d = \sqrt{2} U_{жл} = \sqrt{2} \cdot 380 = 537,4 \text{ В.}$$

Сопротивление тормозного резистора

$$R_r = \frac{P_R}{U_d^2} = \frac{20448,2}{537,4^2} = 0,0715 \text{ Ом.} \quad \blacklozenge$$

3.2 Взаимодействие преобразователя частоты с питающей сетью ◆

При анализе энергетических показателей в цепях переменного тока используют три составляющие полной мощности $S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}$:

- активную мощность P , которая за исключением потерь идет на выполнение полезной работы;
- реактивную мощность сдвига, обусловленную взаимным сдвигом (φ) первых гармоник напряжения и тока;

- неактивную мощность искажений T , обусловленную высшими гармониками тока.

Полная мощность определяет загрузку питающих линий, коммутационных устройств и силовых трансформаторов.

Коэффициент мощности $\chi = P/S$ любого потребителя переменного тока зависит от двух основных характеристик потребителя: коэффициента сдвига первой гармоники потребляемого тока $\cos \varphi$ (относительно напряжения сети) и коэффициента искажений этого тока ν_I :

$$\chi = \nu_I \cos \varphi < 1.$$

Чем меньше коэффициент сдвига, тем большим будет ток потребителя даже при неизменной его активной мощности. Он приводит к увеличению потерь в питающей сети и уменьшению ее пропускной способности. Малый коэффициент искажений (то есть, несинусоидальная форма тока) приводит, кроме того, к искажению формы напряжения в сети и нарушению работы других потребителей. Особенно актуальной эта проблема является для мощных преобразователей частоты.

Входной выпрямитель двухзвенного преобразователя частоты является не только источником питания автономного инвертора, но и звеном, которое соединяет ПЧ с сетью переменного тока. Именно он определяет такие важные эксплуатационные показатели ПЧ, как коэффициент мощности, форма потребляемого тока, степень влияния на сеть, электромагнитная совместимость, характер аварийных процессов.

А) Особенности входных выпрямителей

Для питания инверторов напряжения и тока с амплитудной модуляцией (АМ) используют управляемые выпрямители (как УВ на рис. 3.3). Регулирование скорости асинхронного двигателя требует изменения не только частоты выходного напряжения ПЧ, но и ее уровня (чаще всего по закону $U/f = U_n/f_n = \text{const}$). Если изменяется скорость двигателя, то относительное напряжение инвертора и выпрямителя чаще всего должны быть пропорциональны скорости $u = U/U_n = f/f_n = \nu$. Поскольку же изменение напряжения выпрямителя происходит путем фазового регулирования, то с другой стороны его относительное напряжение $u = U_d/U_{d0} = \cos \alpha$. Сравнив последние два выражения и принимая во внимание, что угол сдвига входного тока выпрямителя приблизительно равняется углу управления $\varphi \approx \alpha$, получим коэффициент сдвига $\cos \varphi \approx \nu$.

В действительности в результате влияния процессов естественной коммутации ключей он еще меньше: $\cos \varphi \approx \cos(\alpha + \gamma/2)$, где γ – длительность процесса коммутации, рад [1, 23].

Таким образом, снижение скорости асинхронного двигателя с помощью ПЧ с АМ сопровождается приблизительно пропорциональным уменьшением коэффициента сдвига и увеличением потребляемой из сети реактивной мощности. Ситуация окажется еще хуже, если учесть несинусоидальность входного

тока выпрямителя. Даже при идеально сглаженном токе на выходе выпрямителя коэффициент искажений ν_I его входного тока не превышает:

- для однофазной мостовой схемы 0,903;
- для трехфазной мостовой 0,9549;
- для составной 12-пульсной 0,9896.

Для закона частотного управления, который используют для турбомеханизмов (вентиляторы, насосы, дымососы и т.п.) рост реактивной мощности со снижением скорости будет еще стремительнее, поскольку для него $\cos \varphi \approx \nu^2$.

В периоды же пуска и замедления, когда скорость и напряжение близки к нулю, потребления реактивной мощности растет еще больше.

◆ Пример 3.2. Средневзвешенный коэффициент мощности ПЧ с АМ

Двухзвенный ПЧ с амплитудной модуляцией работает в составе электропривода в повторно-кратковременном режиме с диаграммами скорости ν и момента μ , изображенными на рис. 3.5. Значения скорости и момента в относительных единицах для каждого из трех интервалов диаграммы приведены в табл. 3.1. Рассчитать средневзвешенный коэффициент мощности ПЧ с учетом того, что входной выпрямитель является трехфазным мостовым и управляемым. Нулевой угол управления соответствует номинальной скорости двигателя. Потерями в ПЧ и двигателе пренебречь.

Активная энергия, употребленная ПЧ на каждом из трех интервалов

$$W_{a1} = \int_0^{t_1} p dt = \int_0^{t_1} \mu_1 \nu dt = \mu_1 \int_0^{t_1} 0,5t dt = 0,5 \mu_1 \frac{t_1^2}{2} = 0,5 \cdot 2,5 \frac{1}{2} = 0,625;$$

$$W_{a2} = \mu_2 \nu_2 t_2 = 1 \cdot 0,5 \cdot 10 = 5;$$

$$W_{a3} = -W_{a1} = -0,625.$$

Таблица 3.1

Исходные данные к примеру 3.2

u	1	2	3
t_i, c	1	10	1
μ_u	2,5	1	-2,5
ν_u	0,5t	0,5	0,5(1-t)

Реактивная энергия сдвига, потребленная на первом интервале

$$W_{\varphi 1} = \int_0^{t_1} p \operatorname{tg} \varphi dt = \int_0^{t_1} \mu_1 \nu \frac{\sqrt{1 - \cos^2 \varphi}}{\cos \varphi} dt = \mu_1 \int_0^{t_1} \sqrt{1 - \nu^2} dt = \frac{\mu_1}{0,5} \int_0^{\nu_2} \sqrt{1 - \nu^2} d\nu.$$

В соответствии с [34]

$$\int \sqrt{a^2 - x^2} dx = \frac{x}{2} \sqrt{a^2 - x^2} + \frac{a^2}{2} \arcsin \frac{x}{a}.$$

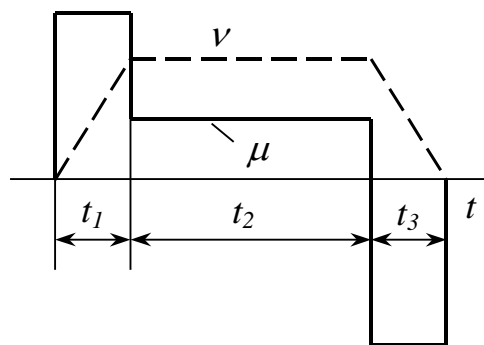


Рис. 3.5 Диаграммы скорости и момента

Поэтому

$$W_{\varphi 1} = \frac{\mu_1}{0,5} \left(\frac{\nu_2}{2} \sqrt{1 - \nu_2^2} + \frac{1}{2} \arcsin \nu_2 \right) = \frac{2,5}{0,5} \left(\frac{0,5}{2} \sqrt{1 - 0,5^2} + \frac{\arcsin 0,5}{2} \right) = 2,392.$$

По соображениям симметрии реактивная энергия на третьем интервале $W_{\varphi 3} = W_{\varphi 1} = 2,392$.

На втором интервале

$$W_{\varphi 2} = W_{a2} \operatorname{tg} \varphi = \mu_2 \nu_2 t_2 \frac{\sqrt{1 - \nu_2^2}}{\nu_2} = 1 \cdot 0,5 \cdot 10 \frac{\sqrt{1 - 0,5^2}}{0,5} = 8,66.$$

Средневзвешенный коэффициент сдвига

$$\cos \varphi_c = \cos \left(\operatorname{arctg} \frac{\sum W_{\varphi i}}{\sum W_{ai}} \right) = \cos \left(\operatorname{arctg} \frac{2,392 + 8,66 + 2,292}{0,625 + 5 - 0,625} \right) = 0,3486.$$

Средневзвешенный коэффициент мощности

$$\chi = \nu_1 \cos \varphi_c = 0,9549 \cdot 0,3486 = 0,3329.$$

Как видно, в результате влияния пуско-тормозных режимов средневзвешенный коэффициент мощности значительно меньше, чем в установившемся режиме на втором интервале. ♦

Если для регулирования напряжения используется ШИР или ШИМ, входной выпрямитель – неуправляемый. Сдвиг его входного тока относительно напряжения сети практически отсутствует ($\cos \varphi \approx 1$). Однако характер его нагрузки накладывает значительный отпечаток на форму потребляемого входного тока. Дело в том, что в ПЧ с ШИМ в звене постоянного тока обычно используется емкостный фильтр.

Рассмотрим процессы в однофазном выпрямителе (как, например, в ПЧ *Altivar 12*, 320, 600, 900, см. гл. 5) с нагрузкой в виде АИН с ШИМ и емкостным фильтром (рис. 3.6), пренебрегая активными сопротивлениями элементов схемы. Поскольку в цепи заряда конденсатора всегда есть индуктивные элементы (или дроссель L_1 в звене выпрямленного тока, или коммутационный реактор L_2 на входе выпрямителя), учтем их наличие, перенеся их в звено постоянного тока.

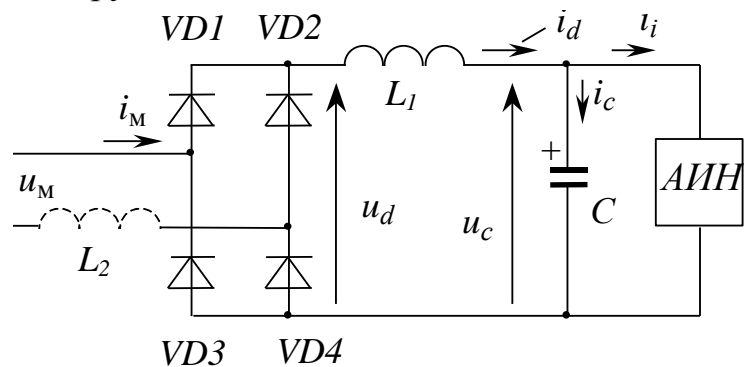


Рис. 3.6 Входной выпрямитель ПЧ с ШИМ

На рис. 3.7 изображены электромагнитные процессы в выпрямителе для двух значений (i_{i1} и i_{i2}) входного тока АИН (то есть двух уровней нагрузки преобразователя частоты). Наличие конденсатора в составе нагрузки обуславливает довольно значительную специфику протекания процессов в выпрямителе. Диоды могут быть открыты лишь тогда, когда напряжение на конденсаторе меньше напряжения, которое прикладывается к диодам со стороны питающей сети. Потому выпрямленный ток i_d преимущественно прерывистый. Как

$e_d = |u_M|$ на рис. 3.7 обозначено «выпрямленную» ЭДС сети (так выглядело бы выпрямленное напряжение, если бы выпрямленный ток был непрерывным), как u_{c1} , u_{c2} и i_{d1} , i_{d2} – напряжения на конденсаторе и выпрямленные токи, которые соответствуют двум уровням тока инвертора.

Период пульсаций выпрямленного напряжения T_Π состоит из двух интервалов:

- интервал, когда диоды выпрямителя закрыты, а конденсатор разряжается на инвертор с током $i_c = -i_i$;
- интервалу, в течение которого диоды открыты, и из сети потребляется энергия.

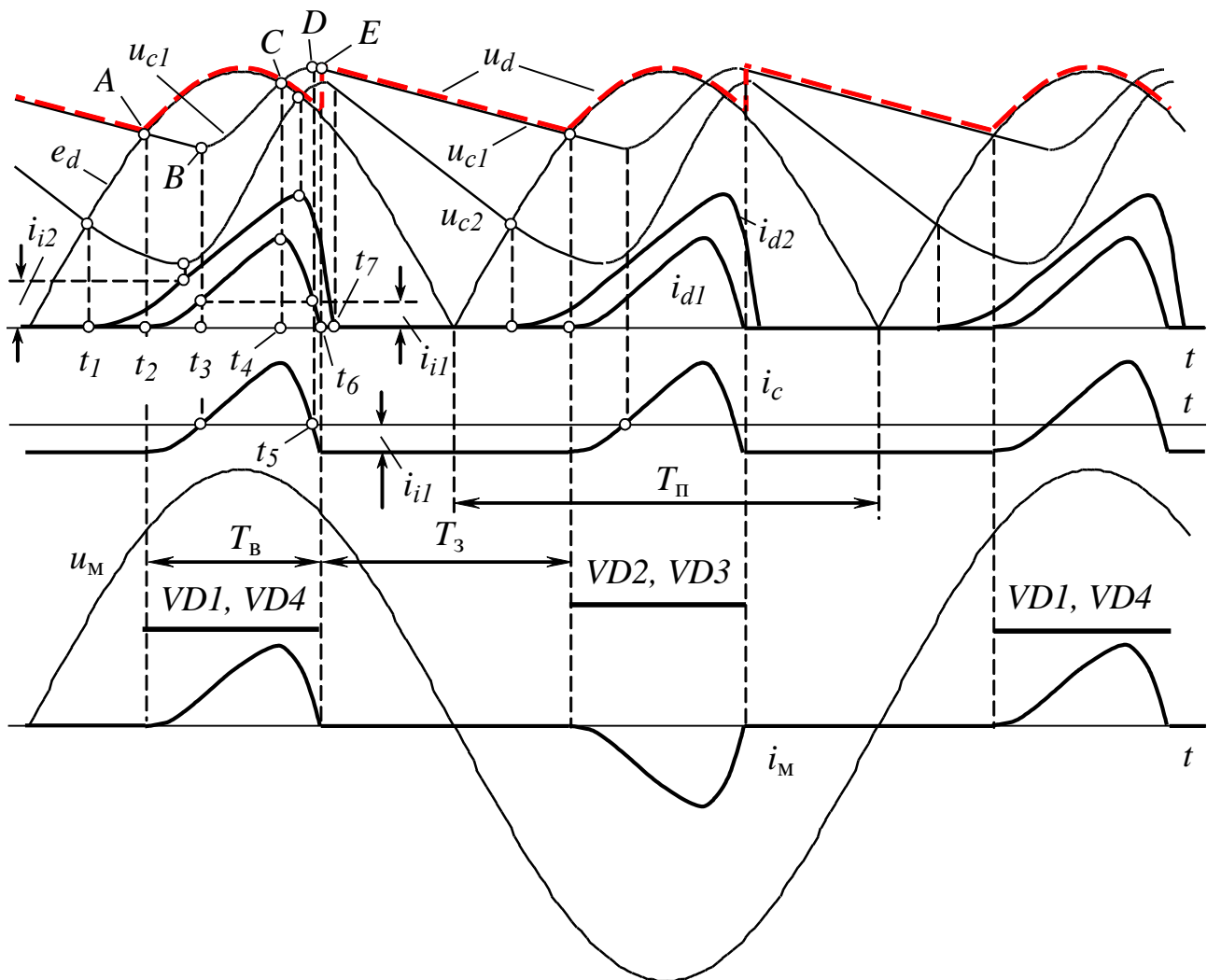


Рис. 3.7 Процессы во входном выпрямителе

На интервале T_3 выпрямленный ток отсутствует, и напряжения на выходе выпрямителя u_d и на конденсаторе u_c равняются друг друга и уменьшаются с темпом $\frac{du_c}{dt} = \frac{i_c}{C} = -\frac{i_i}{C}$. Напряжение u_c сравнивается в конечном итоге в т. А с напряжением сети u_M и ЭДС e_d (момент времени t_2). Открываются диоды $VD1$, $VD4$, благодаря чему из сети через них и индуктивность к конденсатору начинает течь ток i_d . Пока этот ток меньше от тока инвертора, напряжение u_c

продолжает снижаться. Выпрямленное напряжение после этого совпадает с напряжением сети.

Когда ток i_d достигнет тока инвертора (момент времени t_3), напряжение на конденсаторе станет минимальным (т. В), после чего начнется колебательный заряд конденсатора от сети через индуктивность (интервал времени $t_2 \dots t_5$). В момент t_4 напряжение на конденсаторе, увеличиваясь, достигает напряжения сети (т. С), а выпрямленный ток – максимума. Падение напряжения на индуктивности при этом равняется разнице между напряжениями на выходе выпрямителя и на конденсаторе: $\Delta u_L = -L \frac{di_d}{dt} = u_d - u_c$. После того, как в момент времени t_5 выпрямленный ток снизится до уровня тока инвертора i_{i1} (т. D), заряд конденсатора прекращается, напряжение на нем опять начинает уменьшаться. После исчезновения выпрямленного тока в момент t_6 диоды закрываются, напряжение на выходе выпрямителя прыжком растет до напряжения на конденсаторе (т. E). Вновь начинается разряд конденсатора на инвертор на интервале T_3 . На следующем полупериоде питающего напряжения процессы повторяются с диодами VD2, VD3.

Ток конденсатора знакопеременный, а его среднее значение равняется нулю (иначе напряжение на конденсаторе непрерывно росло бы или снижалось). После открытия диодов ток заряда конденсатора не может вырасти мгновенно в результате наличия в цепи питания выпрямителя индуктивности коммутационного реактора L , линии или питающего трансформатора. Однако, если емкость достаточно большая, а индуктивность мала, темп изменения и амплитуда зарядного тока могут быть довольно большими. Ток источника питания i_m равняется выпрямленному току с тем или иным знаком в зависимости от того, какие диоды открыты. В результате периодического запираания диодов на интервале разряда конденсатора этот ток, как и выпрямленный, имеет прерывистый несинусоидальный характер (наибольшей гармоникой будет третья). Из сравнения кривых u_{c1} и u_{c2} на рис. 3.7 видно, что рост нагрузки АИН приводит к увеличению его входного тока, более интенсивного разряду конденсатора, увеличению колебаний напряжения на нем и уменьшению его среднего значения (электролитические же конденсаторы допускают колебание лишь порядка нескольких вольт). При этом также растет длительность открытого состояния диодов (диаграммы работы диодов на рис. 3.7 показаны лишь для меньшей нагрузки инвертора) и среднее значение выпрямленного тока и тока источника питания выпрямителя. Из рис. 3.7 также видно, что с уменьшением тока инвертора среднее значение выпрямленного напряжения приближается к амплитуде напряжения u_m , а форма потребляемого тока ухудшается. Хотя фазовый сдвиг тока почти отсутствует, коэффициент мощности в результате несинусоидальности тока в зависимости от уровня нагрузки лежит в пределах 0,5...0,7.

Входной ток трехфазного выпрямителя, имеет хотя и несколько лучшую форму (рис. 3.8), чем у однофазного, однако также существенно несинусоидальную с низким коэффициентом мощности.

На рис. 3.7 изображены квазиустановившиеся процессы для случая, когда емкость фильтра уже заряжена до уровня, близкого к амплитуде выпрямленного напряжения. Еще большую проблему для сети представляет процесс первого включения ПЧ с незаряженным конденсатором (пуск ПЧ). После открытия первых двух диодов выпрямителя к сети подключается конденсатор, сопротивление которого для постоянного тока еще практически нулевое. Следствием этого будет скачок зарядного тока и возможность заряда конденсатора до напряжения, большего амплитуды линейного напряжения сети. Результатом может быть не только выход из строя диодов и электролитических конденсаторов звена постоянного тока, но и ухудшение работы других потребителей.

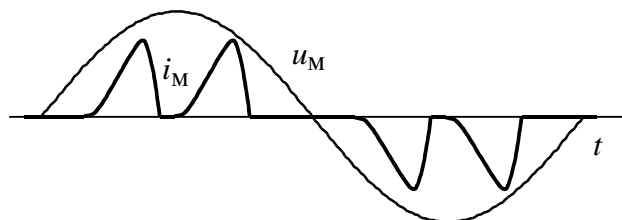


Рис. 3.8 Ток, потребляемый трехфазным выпрямителем

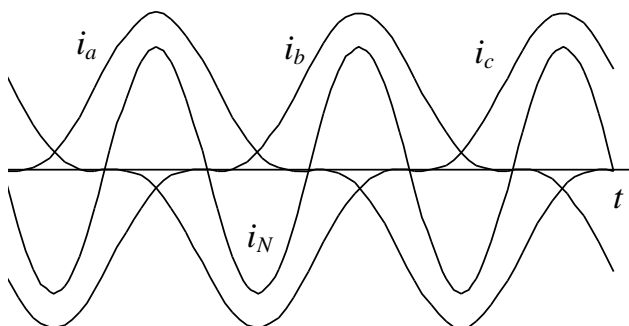


Рис. 3.9 Несинусоидальные фазные токи и ток нейтрали

Б) Способы повышения входных энергетических показателей

Увеличить $\cos \varphi$ ПЧ с амплитудной модуляцией можно было бы путем использования во входных управляемых выпрямителях полностью управляемых ключей и ШИМ. Однако при этом теряется последнее на сегодня преимущество амплитудной модуляции по сравнению с широтно-импульсной: меньшая стоимость выпрямителя на однооперационных тиристорах. Потому наиболее рациональным и распространенным решением этой проблемы является отказ от инверторов с АМ в пользу ШИР и особенно ШИМ с применением вместо тиристорных выпрямителей диодных, а иногда диодно-транзисторных. Однако усиление требований к влиянию потребителей на сеть часто делает невозможным использование не только выпрямителей с фазовым управлением, но и неуправляемых, если не приняты дополнительные меры для ослабления этого влияния. Наиболее жесткие требования выдвигаются к потребителям сетей с нейтралью (это характерно для бытовых сетей), поскольку сумма высших гармоник фазных токов, в отличие от основных гармоник, даже при равномерной нагрузке на фазы не равняется нулю, а токи высших гармоник протекают по нейтральному проводу. Из рис. 3.9, где изображены фазные токи с третьей гармоникой, которая составляет 35% от первой, и ток нейтрального провода, видно, что нагрузка нейтрали близка к нагрузке фазных проводов.

Наиболее простым и распространенным средством улучшения формы входного тока является использование реакторов на входе выпрямителя (L на рис. 3.6). Они одновременно выполняют несколько функций:

- подавление высших гармоник потребляемого выпрямителем тока (к ним особенно чувствительны конденсаторные батареи, предназначенные для компенсации реактивной мощности);
- уменьшение темпа роста зарядного тока во время пуска ПЧ;
- защита выпрямителя от перенапряжений со стороны питающей сети (особенно при наличии вблизи конденсаторных батарей, других выпрямителей);
- защита выпрямителя от перекоса фаз сети (если перекос достигает 1,8...3% номинального напряжения);
- ограничение аварийных токов после короткого замыкания на входе или выходе выпрямителя.

Потребность в реакторе реально возникает, когда мощность силового трансформатора более чем на два порядка превышает мощность ПЧ. В большинстве случаев достаточно иметь u_k реактора на уровне 1,5...5 % в зависимости от индуктивности сети. Если ПЧ (обычно мощный) имеет собственный силовой трансформатор, дополнительный реактор не нужен.

Первые две из упомянутых выше функций способен выполнить и дроссель в звене постоянного тока между выпрямителем и конденсатором. Создавая с конденсатором Г-образный LC -фильтр, он ограничивает темп роста зарядного тока и его амплитуду, продлевает длительность открытого состояния диодов и уменьшает содержание высших гармоник в потребляемом токе. Максимально достижимый при этом коэффициент ν_I соответствует идеально сглаженному выпрямленному току.

Более радикальным способом уменьшения содержания высших гармоник является повышение пульсности выпрямителя. Если мощность ПЧ меньше 2...3 кВт, использование однофазной двухпульсной схемы целесообразно лишь по соображениям стоимости и габаритов силовой части. При большей мощности используют исключительно трехфазные схемы: мостовые шестипульсные и составные 12-, 18- и 24-пульсные.

Для реализации составных схем нужны силовые трансформаторы с несколькими вторичными обмотками. Если две вторичных обмотки имеют разные схемы соединения (звезда и треугольник), их выходные напряжения сдвинуты по фазе на 30° (рис. 3.10,а), то есть на половину межкоммутационного интервала. Если к каждой системе вторичных обмоток присоединить свой трехфазный мостовой выпрямитель, а выходы выпрямителей соединить последовательно, получим схему рис. 5.9,а, которая по отношению к нагрузке и сети ведет себя как 12-пульсная. Преимущества такой схемы сравнительно с обычной трехфазной мостовой:

- вдвое меньшие колебания выпрямленного напряжения и вдвое большая частота этих колебаний (это облегчает стабилизацию напряжения звена постоянного тока и значительно уменьшает необходимую индуктивность входного дросселя или вообще исключает потребность в нем);
- лучшая форма потребляемого из сети тока (рис. 3.11,в), в котором самые старшие из высших гармоник, – одиннадцатая и тринадцатая (коэффициент гармоник $k_{г1}=0,12$ вместо 0,31);

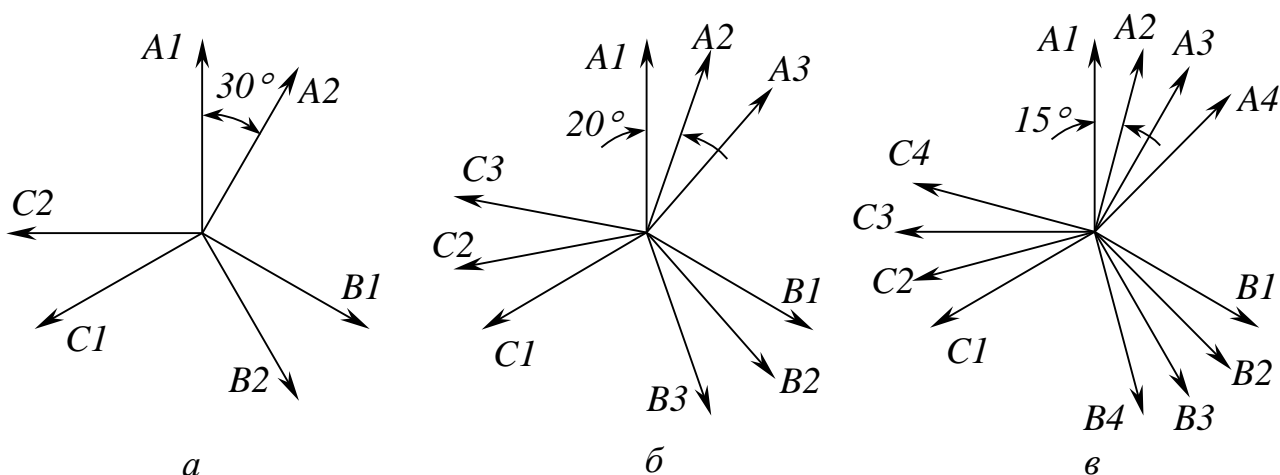


Рис. 3.10 Системы напряжений многопульсных выпрямителей

- выходное напряжение вдвое больше, хотя напряжения вторичных обмоток трансформатора и напряжения на диодах те же (позволяет получить недостижимые до сих пор уровни напряжений).

Подобную схему благодаря наличию общей точки часто используют для питания трехуровневых инверторов (п. 2.7).

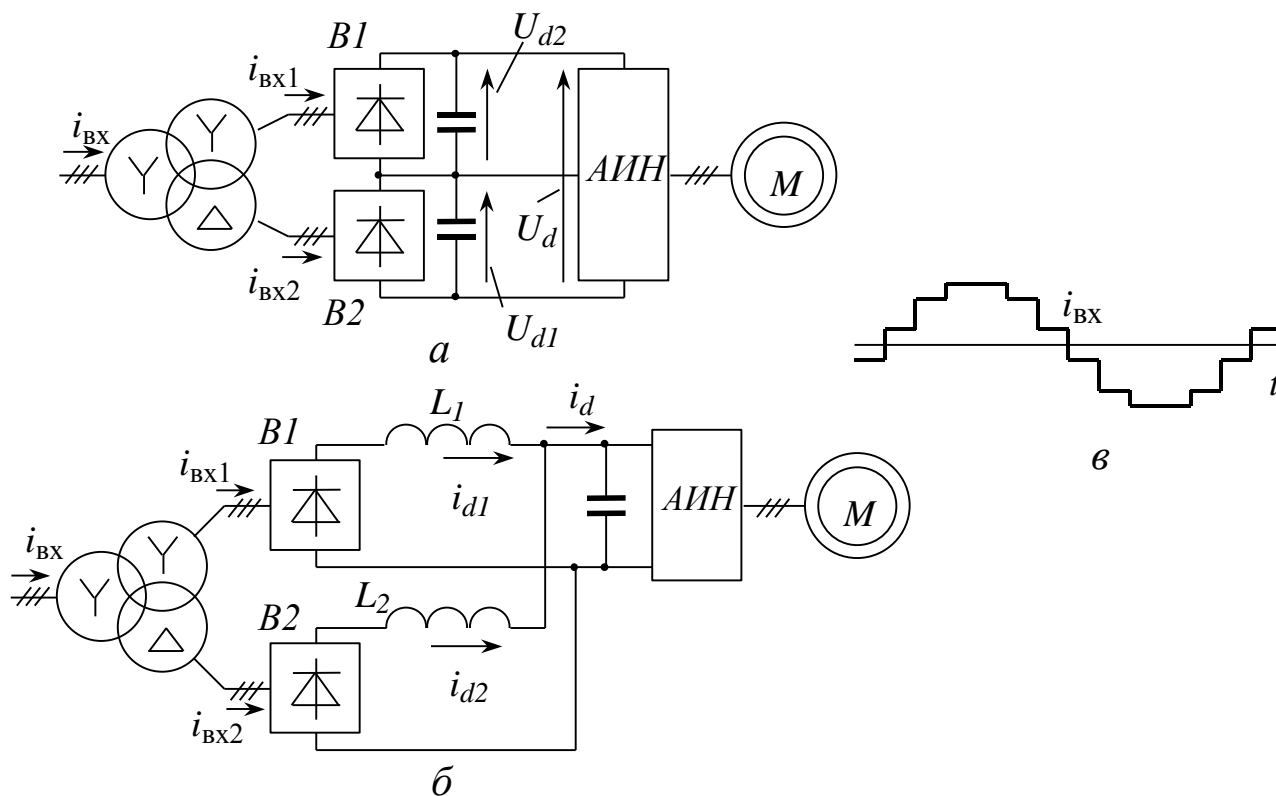


Рис. 3.11 Составные 12-пульсные выпрямители

Если проблемой является повышение не выпрямленного напряжения, а тока, мосты соединяют параллельно (рис. 3.11,б). Форма входного тока и пульсации прямающего напряжения в ней такие же, как и в предыдущей. Если индуктивность трансформатора недостаточна, для ограничения уравнивающих токов между двумя мостами используют реакторы ($L1$ и $L2$ на рис. 3.11,б). Подобным образом реализованы силовые цепи входных выпрямителей мощных ПЧ *Altivar 600* и *900*.

Последующее увеличение количества вторичных обмоток трансформатора (и, к сожалению, усложнение их схемы) дает возможность создать 18-пульсную (сдвиг осей трех систем фазных напряжений 20° , рис. 3.10,б) и 24-пульсную схем (сдвиг осей четырех систем фазных напряжений 15° , рис. 3.10,в). В этих схемах благодаря последовательному соединению соответственно трех и четырех выпрямителей выпрямленное напряжение еще больше, пульсации выпрямленных напряжения и тока еще меньше, а потребляемый ток еще ближе к синусоиде (так, в 18-пульсной схеме 11-я и 13-я гармоники отсутствуют, а коэффициент гармоник тока равен 0,06). В преобразователе частоты с составным инвертором (п. 2.8) для индивидуального питания 9 однофазных мостовых АИН используют 9 мостовых выпрямителей, которые вместе с трансформатором с соответствующим количеством вторичных обмоток также образуют для сети 18-пульсную схему.

Общим недостатком всех составных схем является сложность конструкции, увеличенные габариты и стоимость трансформатора.

Улучшить форму входного тока можно также с помощью активных корректоров коэффициента мощности и активных выпрямителей с ШИМ (п. 3.4).

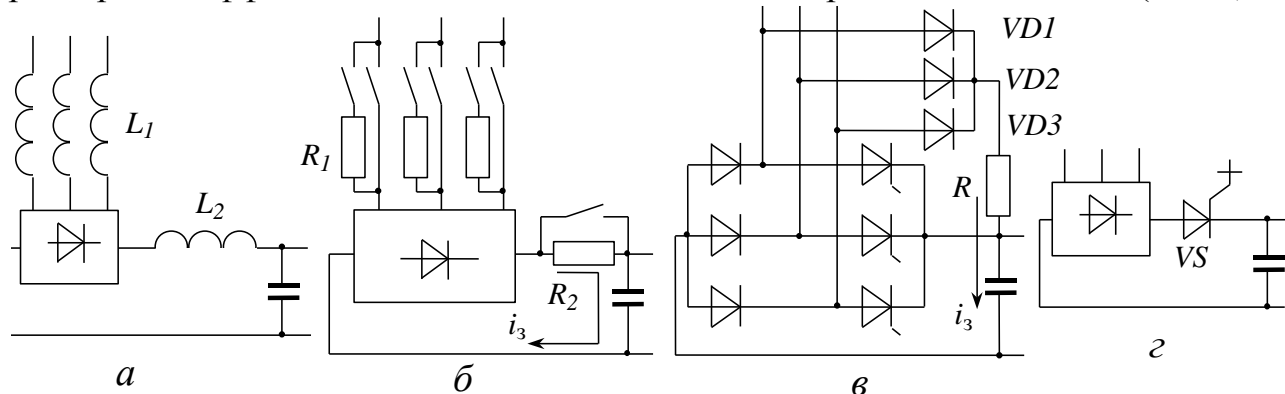


Рис. 3.12 Схемы ограничения зарядного тока конденсаторного фильтра

Ограничения начального зарядного тока конденсаторного фильтра и замедление процесса заряда при включении преобразователя частоты осуществляют несколькими способами:

- включением индуктивных элементов (рис. 3.12,а) на входе (L_1) или на выходе (L_2) выпрямителя ;
- временным включением в цепь заряда резисторов (рис. 3.12,б) на входе (R_1) или на выходе выпрямителя (R_2), которые шунтируются по окончании заряда (используют в преобразователях малой мощности);
- организацией специальной цепи заряда (рис. 3.12,в) и использованием тиристоров в составе выпрямителя (на этапе заряда конденсатора тиристоры выключены, анодная группа выпрямителя вместе с дополнительными диодами $VD1 \dots VD3$ и резистором R образуют цепь заряда; по окончании заряда тиристоры получают управляющие импульсы с углом управления $\alpha = 0$, в результате чего выпрямитель работает как неуправляемый, а зарядный резистор шунтирован тиристорами);
- применением полууправляемого или полностью управляемого выпрямителя вместо диодного, чтобы путем фазного управления выходного напряжения

обеспечить плавный рост напряжения на конденсаторе и ограничение его тока (по окончании заряда выпрямитель может перейти в режиму неуправляемому с $\alpha = 0$).

Поскольку два последних способа позволяют поддерживать зарядный ток на максимально допустимом уровне в течение всего процесса заряда, они обеспечивают более быстрый заряд. Их обычно используют в преобразователях частоты мощностью от нескольких десятков киловатт. В случае необходимости полууправляемые или управляемые входные выпрямители могут выполнять и другие функции: стабилизация напряжения ланок постоянного тока, блокировки питания от сети во время аварии в выпрямителе или инверторе. Выпускаются специальные драйверы плавного старта для управления тиристорами трехфазных и однофазных мостов подобных схем. В высоковольтных преобразователях обычно используют отдельные схемы управляемого заряда мимо входного выпрямителя ПЧ или одноквадрантные прерыватели (VS на рис. 3.12,г) между выпрямителем и емкостным фильтром для ограничения зарядного тока.

В) Подавление электромагнитных помех

В результате переключений ключей ПЧ и благодаря наличию в его составе индуктивных элементов (в том числе и паразитной индуктивности монтажных проводов) возникают ЭДС самоиндукции и соответствующие токи. Эти токи, протекая силовыми цепями ПЧ и сети, индуктируют электромагнитные поля, которые могут нарушить работу средств автоматизации и связи. Преобразователь и питающая линия фактически работают как излучающие антенны электромагнитных помех. Особенно актуальна эта проблема в преобразователях на *IGBT*-транзисторах, поскольку для них характерны наибольшие скорости переключения и, как следствие – наибольшие уровни генерирующих помех. Средства борьбы с этим явлением такие:

- общее заземление корпусов ПЧ, программируемого логического контролера (ПЛК), двигателя;
- обеспечение наибольшей площади электрического контакта корпуса ПЧ с металлоконструкциями силового шкафа, в котором он размещен;
- использование экранированных контрольных кабелей между ПЧ и ПЛК с заземлением экрана с обеих сторон, а также экранированных или бронированных силовых кабелей;
- разнесение в пространстве силовых и контрольных кабелей (в крайнем случае их пересечение под прямым углом);
- применение специальных фильтров электромагнитных помех (радиофильтров) на входе (иногда и на выходе) ПЧ, которые размещают как можно ближе к преобразователю.

Примеры наиболее употребительных схем радиофильтров приведены на рис. 3.13 (а – однофазного, б – трехфазного). Главная задача таких фильтров – не дать токам помех пройти к питающей сети. Конденсаторы предназначены для замыкания высокочастотных токов, генерируемых преобразователем, а в дросселе LI со встречно намотанными обмотками эти токи взаимно компенси-

руются. Еще одним вариантом фильтра является ферритовое кольцо, через которое проходят все три провода питания ПЧ (используют в преобразователях малой и средней мощности). Подобные ферритовые кольца применяют также на выходе АИН с ШИМ.

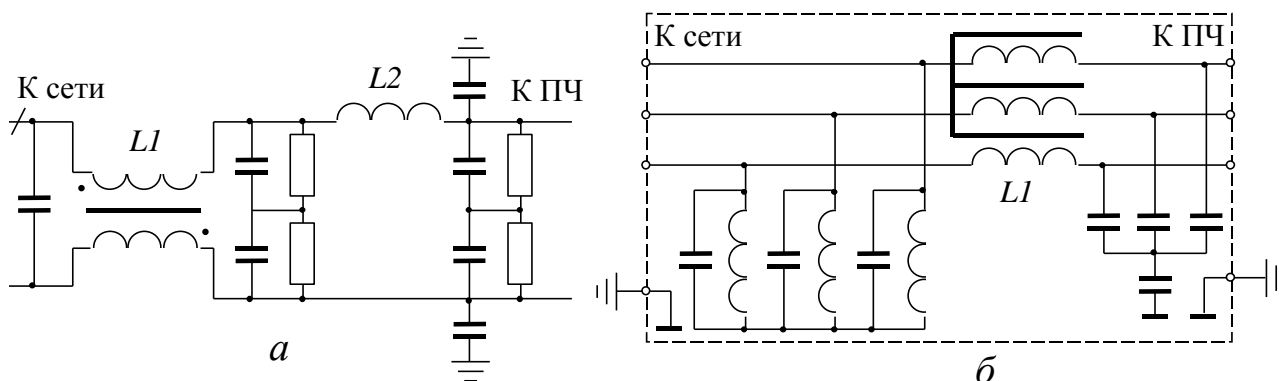


Рис. 3.13 Фильтры электромагнитных помех

3.3 Активные выпрямители ♦

Рассмотренные выше способы улучшения входных энергетических показателей преобразователей частоты имеют определенные ограничения при их применении в ПЧ средней и большой мощности, тем более в случае изменения направления передачи энергии.

Еще в п. 2.4 мы выяснили, что автономный инвертор напряжения при наличии в цепях переменного и постоянного тока источников ЭДС способен передавать энергию в обоих направлениях, работая в режимах как инвертора, так и выпрямителя. Конечно, это касается также и АИН с ШИМ, преимуществом которого является практически синусоидальная форма фазного тока. Это означает, что АИН из ШИМ может быть использован в качестве входного преобразователя двухзвенного преобразователя частоты. Преобразователи такого рода получили название активных выпрямителей (в некоторых источниках — диодно-транзисторные выпрямители), а также четырехквadrантных (поскольку обеспечивают длительную работу двигателя в четырех квадрантах его механической характеристики). Схема трехфазно-трехфазного ПЧ с активным выпрямителем изображена на рис. 3.14.

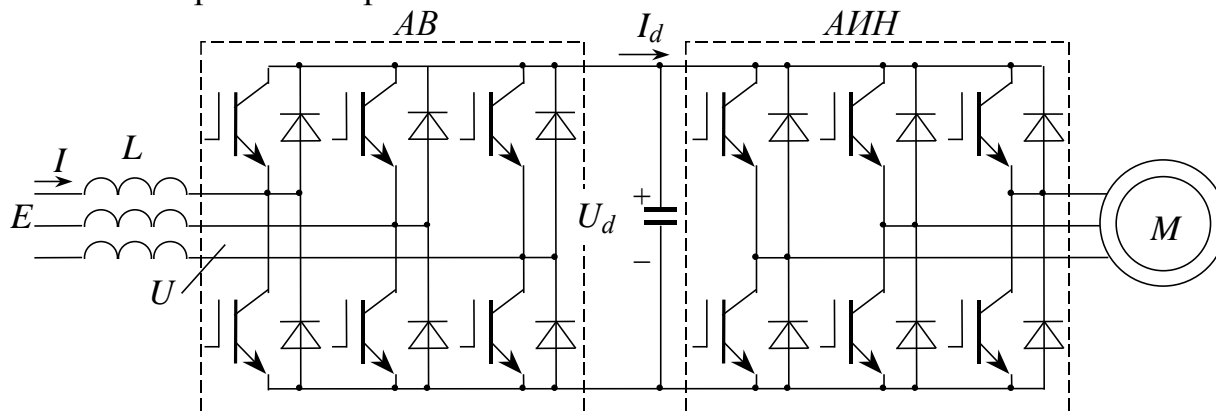


Рис. 3.14 Четырехквadrантный ПЧ с активным входным выпрямителем

Как видно из рис. 3.14, силовые схемы активного выпрямителя (АВ) и АИН идентичны. Это способствует унификации комплектующих и, как будет

показано позже, принципов управления. На входе АВ со стороны сети переменного тока включен трехфазный реактор, главное назначение которого – ограничение токов сети и перенапряжений в ней в моменты коммутации транзисторов выпрямителя и подавления высших гармоник тока. С точки зрения управления ключами АВ не имеет никаких отличий от АИН (см. п. 2.6). Форма фазного напряжения АВ U ничем не отличается от таковой в АИН (рис. 2.23, 2.25, 2.27, 2.28). Именно изменяя амплитуду и фазу первой гармоники этого напряжения, и можно влиять на процессы во входной цепи ПЧ. Активные выпрямители, как и АИН, в составе электропривода всегда имеют специальные регуляторы фазных токов, которые с помощью синусоидальных сигналов задания для системы управления преобразователем формируют нужное фазное напряжение, которое имеет необходимый фазовый сдвиг относительно ЭДС сети переменного тока. Задание на токи для этих контуров формирует регулятор напряжения звена постоянного тока. Этот регулятор в зависимости от уровня напряжения обеспечивает или потребление энергии из сети, или рекуперацию в нее. Активный выпрямитель является преобразователем, который имеет признаки как АИН (полностью управляемые ключи), так и ведомого сетью инвертора (моменты коммутации ключей определенным образом связаны с формой напряжения сети).

Особенностью режима работы АВ является неизменность амплитуды и частоты ЭДС в цепи переменного тока (в отличие от АИН, нагрузкой которого является двигатель, который нуждается в регуляции как амплитуды, так и частоты выходного напряжения).

Использование активного выпрямителя с ШИМ дает следующие возможности:

- рекуперация тормозной энергии в сеть переменного тока;
- формирование практически синусоидального тока сети как в режиме потребления активной энергии, так и в режиме рекуперации (коэффициент гармоник фазного тока современных АВ не превышает 0,04);
- стабилизация напряжения в звене постоянного тока, которая обеспечивает неизменное качество управления инвертором и электроприводом в целом (при этом появляется возможность даже несколько уменьшить емкость и габариты конденсаторного фильтра);
- получение (благодаря наличию входного реактора) напряжения звена постоянного тока $U_d > \sqrt{2}U_n$ (в известной мере это даже необходимо для работы АВ, поскольку при меньших напряжениях его транзисторы не способны открыться, что ограничивает регулировочные свойства АИН);
- обеспечение нужной фазы тока относительно ЭДС сети, которая дает возможность получить любой $\cos \varphi$ ПЧ, а также генерировать в случае необходимости реактивную энергию для других потребителей;
- возможность активной фильтрации высших гармоник тока других потребителей путем генерации высших гармоник тока АВ соответствующих частот с противоположным знаком.

Рассмотрим работу активного выпрямителя при обоих направлениях передачи как активной, так и реактивной энергии. Будем считать сеть переменного тока идеальной (активные и реактивные опоры в ней отсутствуют), а активным сопротивлением реактора пренебрежем. Уравнение напряжений цепи переменного тока (речь будет идти лишь о первых гармониках напряжений и токов, потому что соответствующие индексы отсутствуют):

$$\bar{E} = \bar{U} + \Delta \bar{U}_L,$$

где \bar{E} – ЭДС сети; \bar{U} – первая гармоника напряжения на входе АВ; $\Delta \bar{U}_L = jx_L \bar{I}$ – падение напряжения в реакторе; \bar{I} – ток сети; $x_L = 2\pi fL$ – реактивное сопротивление реактора.

Будем считать, что ток имеет две составляющие: активную, направленный вдоль вектора ЭДС сети, и реактивную, ей ортогональную. Напряжение АВ также является суммой активной составляющей \bar{U}_a (направленной вдоль вектора тока), и реактивной \bar{U}_p , параллельной этому вектору. Вектор падения напряжения в реакторе в результате отсутствия в нем активной составляющей всегда направлен перпендикулярно вектору тока (с опережением). Угол между током и ЭДС сети обозначим как φ_E , током и напряжением АВ – как φ_U , между напряжением и ЭДС – θ .

Уравнение баланса активных мощностей при отсутствии потерь в АВ

$$P = 3EI \cos \varphi_E = 3UI \cos \varphi_U = U_d I_d,$$

или

$$P = 3EI_a = 3U_a I = U_d I_d.$$

Активная энергия, потребляемая или рекуперованная в сеть, определяется нагрузкой и режимом работы двигателя, который питается от АИН. Для обеспечения баланса энергии в звене постоянного тока (то есть, стабильности его напряжения), необходимо, чтобы действующее значение активной составляющей фазного тока соответствовало уровню выпрямленного тока:

$$I_a = \frac{U_d I_d}{3E}.$$

Баланс реактивных мощностей

$$Q_E = Q_{AB} - Q_L;$$

$$Q_E = 3EI \sin \varphi_E = 3EI_p;$$

$$Q_{AB} = 3UI \sin \varphi_U = 3U_p I;$$

$$Q_L = 3I^2 x_L;$$

$$Q_E = 3U_p I - 3I^2 x_L.$$

На рис. 3.15,а изображена векторная диаграмма АВ в режиме выпрямителя, когда ток синфазен с ЭДС сети. В сеть поступает лишь активная мощность, хотя АВ генерирует реактивную мощность, необходимую для компенсации падения напряжения в реакторе (ток опережает напряжение, а реактивная составляющая напряжения $\bar{U}_p = -\Delta \bar{U}_L$). Напомним (п. 2.4), что условием потребления активной энергии из цепи переменного тока является отставание на-

пряжения от ЭДС. Чтобы сеть получила реактивную мощность, необходимо, чтобы ток опережал ЭДС (рис. 3.15,б). Это обеспечивается путем роста напряжения АВ (то есть, увеличения его коэффициента модуляции). Напротив, уменьшение напряжения приводит к отставанию тока от ЭДС и потреблению выпрямителем реактивной энергии из сети (он становится индуктивным потребителем). Для увеличения активной мощности, переданной через АВ, необходимо также увеличивать его напряжение.

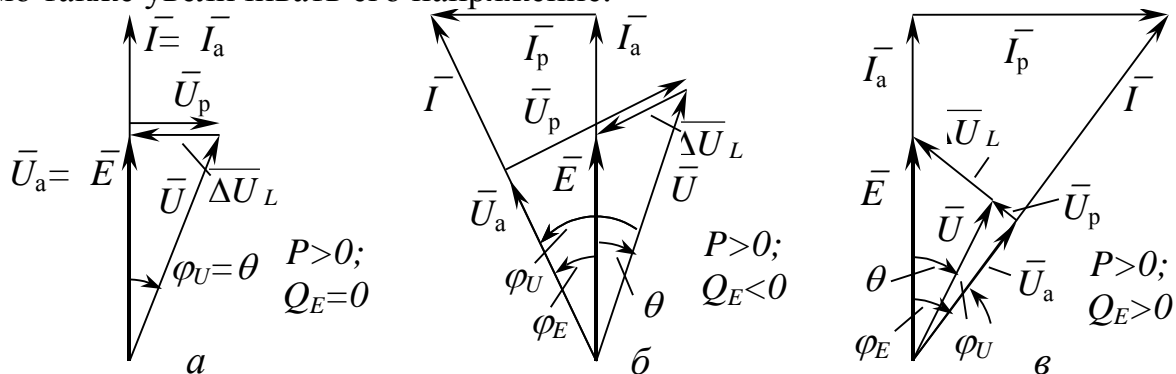


Рис. 3.15 Векторные диаграммы активного выпрямителя (выпрямительный режим)

Для перевода АВ в инверторный режим необходимо изменить знак активной составляющей тока (векторные диаграммы рис. 3.16). В этом режиме также возможна работа с потреблением реактивной энергии из сети (рис. 3.16,а), ее генерацией (рис. 3.16,в) или с рекуперацией лишь активной энергии (рис. 3.16,б).

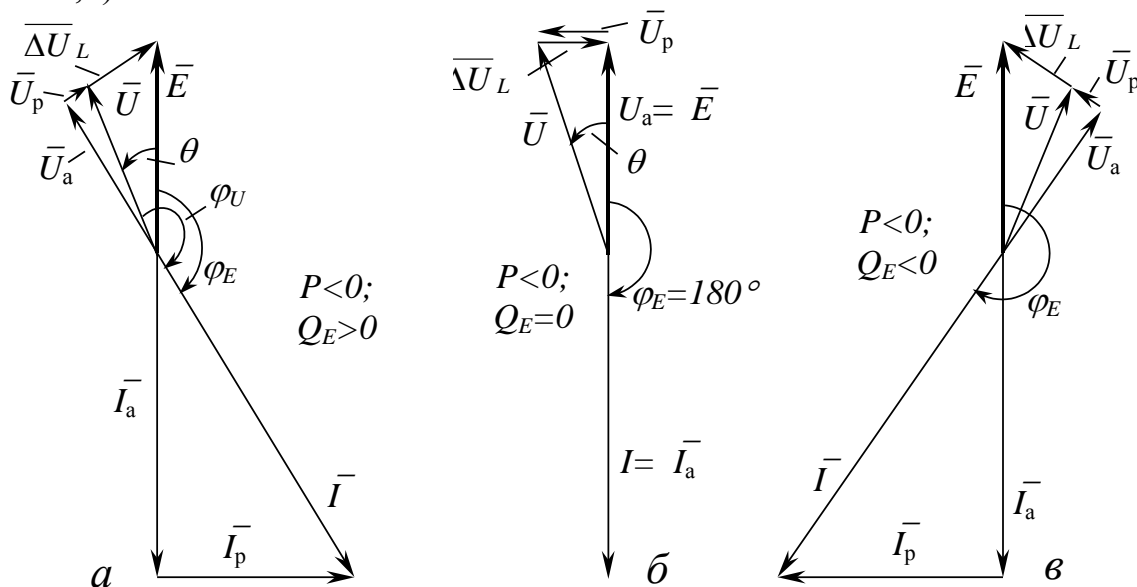


Рис. 3.16 Векторные диаграммы активного выпрямителя (инверторный режим)

Возможен также режим, когда АВ не передает активной энергии в ни одном из направлений. Вектор тока в этом случае должен быть перпендикулярным к ЭДС, то есть быть чисто реактивным. В зависимости от знака реактивного тока можно придать активному выпрямителю свойства индуктивного (рис. 3.17,б) или емкостного (рис. 3.17,а) потребителя. В этом режиме АВ может исполнять роль компенсатора реактивной мощности, генерируя в сеть реактивную энергию, необходимую для работы индуктивных потребителей (на-

пример, асинхронных двигателей). Нагрузкой такого преобразователя может быть лишь конденсатор. С помощью подобного преобразователя может также быть реализован параллельный активный фильтр (активный кондиционер гармоник), включенный в сети параллельно нелинейной нагрузке. Он способен компенсировать высшие гармоники тока нагрузки, генерируя те же гармоники, но с противоположным знаком.

Конечно, в качестве активных выпрямителей могут использоваться и однофазные схемы (такая потребность возникает на электровозах в тяговых сетях однофазного переменного тока), и многоуровневые (в этом случае форма фазного тока будет еще лучшей). Возможно также создание составных АВ путем последовательного или параллельного соединения

выходов отдельных мостов (подобно рассмотренным в п. 3.5). Однако в этом случае не нужны трансформаторы с несколькими вторичными обмотками (достаточно намного более дешевых реакторов), а улучшение формы тока достигается благодаря сдвигу опорных напряжений в системах управления мостов (как в составном АИН в п. 2.8). Целесообразной сферой применения АВ являются электроприводы подъемных механизмов и электротранспорта мощностью от нескольких десятков киловатт с интенсивными тормозными режимами.

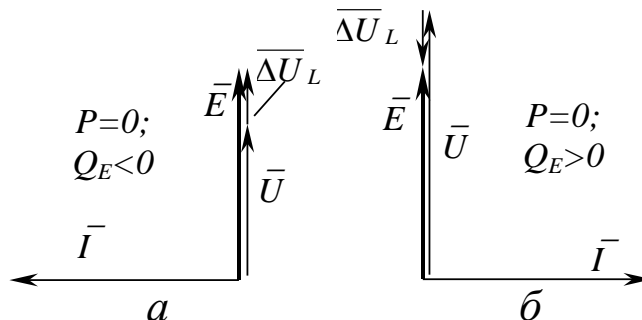


Рис. 3.17 Векторные диаграммы активного выпрямителя (режим компенсатора реактивной мощности)

◆ Пример 3.3. Энергетические параметры активного выпрямителя

Двухзвенный ПЧ подключен к сети переменного тока с линейным напряжением $E_{\text{л}} = 380$ В через активный выпрямитель (рис. 3.14) с синусоидальной ШИМ. Максимально возможен коэффициент модуляции АВ $\mu_{\text{max}} = 0,98$. Инвертор потребляет от АВ мощность $P = 75$ кВт. Индуктивность коммутационного реактора $L = 0,01$ мГн. Рассчитать минимально необходимое напряжение звена постоянного тока, если одновременно с питанием инвертора АВ должен передать в сети реактивную (емкостную) мощность $Q_E = 30$ кВАр. Потерями в АВ и реакторе пренебречь.

Полная мощность, употребленная АВ из сети

$$S_E = \sqrt{P^2 + Q_E^2} = \sqrt{75^2 + 30^2} = 80,8 \text{ кВА.}$$

Действующее значение фазного тока

$$I = \frac{S_E}{\sqrt{3}E_{\text{л}}} = \frac{80800}{\sqrt{3} \cdot 380} = 122,8 \text{ А.}$$

Реактивная мощность реактора

$$Q_L = 3I^2 x_L = 3 \cdot 122,8^2 \cdot 2\pi \cdot L = 3 \cdot 122,8^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 0,01 \cdot 10^{-3} = 2,84 \text{ кВАр.}$$

Полная мощность АВ

$$S_{\text{AB}} = \sqrt{P^2 + (Q_E + Q_L)^2} = \sqrt{75^2 + (30 + 2,84)^2} = 81,9 \text{ кВА.}$$

Поскольку полная мощность АВ та же, амплитуда его фазного напряжения

$$U_m = \frac{\sqrt{2}S_{AB}}{3I} = \frac{\sqrt{2} \cdot 81900}{3 \cdot 122,8} = 314,4 \text{ В.}$$

Минимально необходимо напряжение звена постоянного тока при условии непревышения максимального коэффициента модуляции

$$U_{d \min} = 2U_{mm} = \frac{2U_m}{\mu_{\max}} = \frac{2 \cdot 314,4}{0,98} = 641,6 \text{ В.}$$

Следует обратить внимание, что это напряжение заметно выше максимально возможного напряжения в случае использования неуправляемого выпрямителя ($U_d = \sqrt{2}E_d = \sqrt{2} \cdot 380 = 537 \text{ В}$). Это является платой за возможность рекуперации. ◆

3.4 Способы улучшения выходных напряжения и тока инверторов

Несинусоидальность выходного тока ПЧ имеет следствием некоторое увеличение потерь в электрической машине и появление пульсаций движущего момента. Пульсации же момента (особенно на малых скоростях) приводят к нарушению равномерности движения двигателя и ограничению диапазона регулирования его скорости. В частотно-управляемых электроприводах используются такие способы улучшения условий питания двигателей.

- Использование широтно-импульсной модуляции вместо амплитудной (иногда даже в инверторах тока). В результате того, что частота высших гармоник достаточно высока (см. п. 2.5), высшие гармоники тока легко фильтруются во всем диапазоне регулирования. Рекомендуются для ПЧ любой мощности (кроме высокочастотных).
- Включение на выходе ПЧ т.н. «синусных» фильтров. В ПЧ с амплитудной модуляцией они эффективны лишь при неизменной выходной частоте и потому используются редко. В случае широтно-импульсной модуляции они способны существенно улучшить форму тока, однако осложняют управление двигателем и ухудшают массогабаритные показатели ПЧ, поскольку должны быть рассчитаны на полную его мощность. Их использование оправдано лишь при наличии очень жестких востребований к форме тока и уровня шума, генерируемого АИН.
- Применение многоуровневых (п. 2.7) и составных (п. 2.8) схем инверторов.
- Использование отдельных инверторов с амплитудной модуляцией для питания мощных двигателей с несколькими (n) обмотками статора, сдвинутыми в пространстве на угол $60^\circ/n$ (т.н. расщепленные обмотки). Моменты коммутации таких инверторов также сдвинуты во времени на угол $60^\circ/n$. В результате сдвига пульсаций моментов, созданных отдельными обмотками, суммарные колебания момента и скорости двигателя имеют меньшую амплитуду и в n раз большую частоту. Инверторы целесообразно питать от общего источника. На рис. 3.18 изображены пространственные оси обмоток статора АД с двумя обмотками (а), а также схемы включения инверторов тока (б, в) и напряжения (г). В схеме рис. 3.18, в два последовательно вклю-

ченных управляемых выпрямителя питаются от отдельных вторичных обмоток трансформатора (это улучшает форму потребляемого из сети тока, см. п. 3.2). Поочередное же включение выпрямителей и инверторов уменьшает вдвое разность потенциалов между любыми точками звена постоянного тока, что повышает безопасность эксплуатации высоковольтных ПЧ.

- Подавление отдельных наиболее опасных (с наибольшими амплитудами и наименьшими частотами) гармоник выходного тока АИН с ШИР путем соответствующего расположения интервалов выключения ключей β .

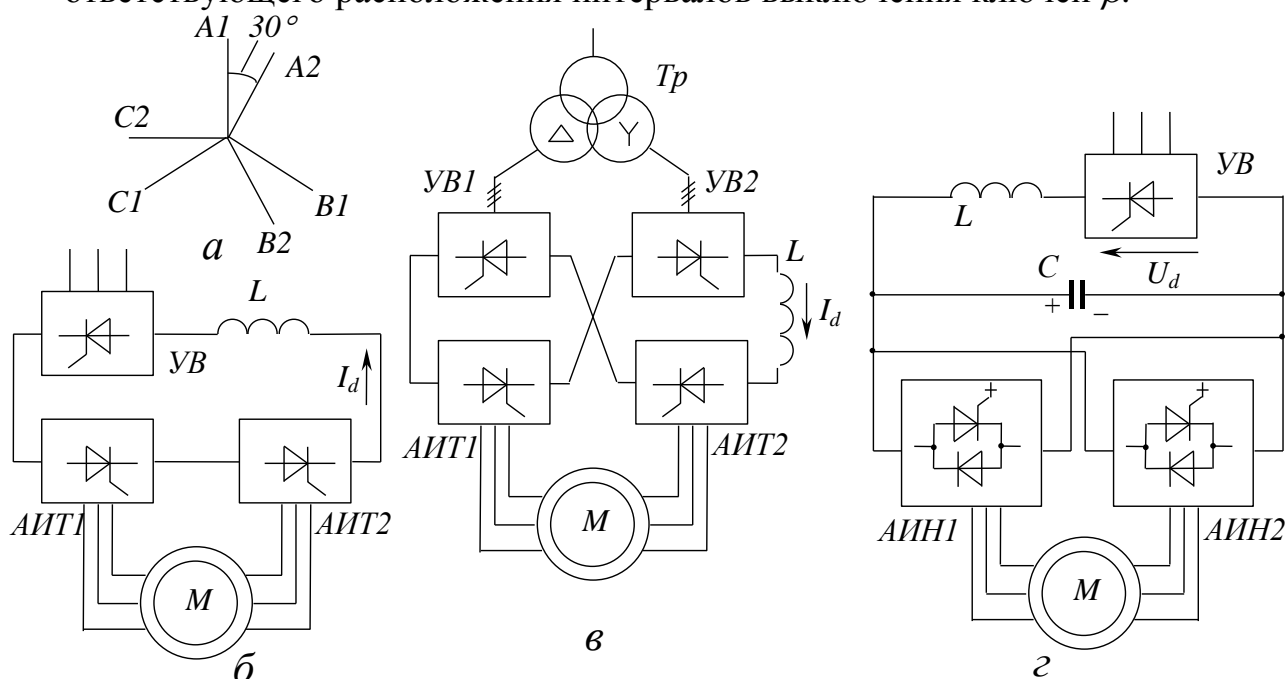


Рис. 3.18 ПЧ для питания АД с расщепленными обмотками статора

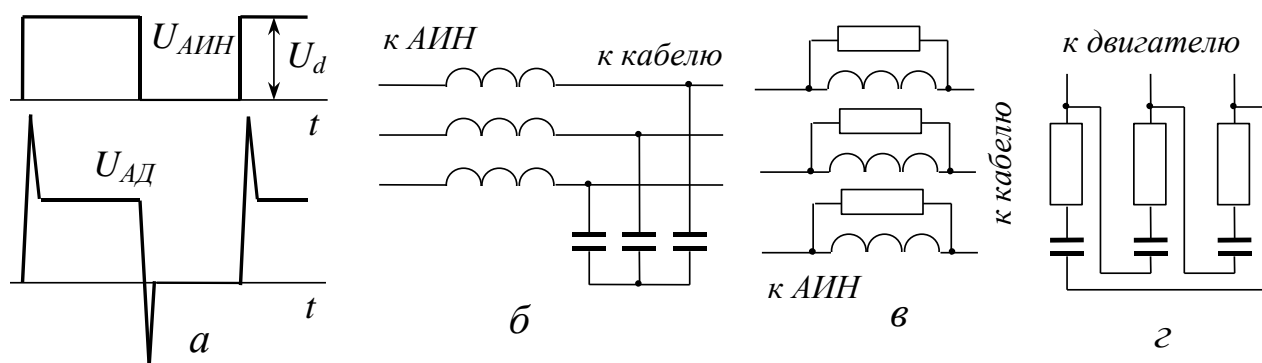


Рис. 3.19 Перенапряжения на выходе длинного кабеля и средства для их уменьшения

Если АИН с ШИМ реализован на основе *IGBT*-транзисторов, темп изменения мгновенного выходного напряжения вследствие их высокого быстродействия очень большой (длительность коммутации около 0,05...0,01 мкс). Вследствие собственной рассредоточенной индуктивности и емкости кабеля, который соединяет АИН с двигателем, быстрое изменение напряжения приводит к возникновению волновых процессов в кабеле и появлению на обмотке статора перенапряжений. Если длина кабеля достаточно большая (около 7...20 м), амплитуда перенапряжений приближается к двойной (рис. 3.19,а). Чтобы уменьшить

перенапряжения в обмотке и увеличить надежность ее работы, используют три способа, которые уменьшают темп изменения напряжения на статоре:

- последовательный Γ -образный LC -фильтр между выходом АИН и кабелем (рис. 3.19,б);
- последовательный RL -фильтр (рис. 3.19,в) между АИН и кабелем;
- параллельный RC -фильтр у двигателя (рис. 3.19,г) для уменьшения волнового сопротивления на выходе кабеля.

Подобные фильтры уменьшают, кроме того, высокочастотные емкостные токи утечки, возникающие между фазами кабеля и землей, а также электромагнитное излучение кабеля.

3.5 Эффективность применения преобразователей частоты ♦

Регулирование скорости двигателей переменного тока с помощью преобразователей частоты обеспечивает ряд технических и экономических преимуществ по сравнению с простейшими системами электропривода:

- увеличение пускового момента по сравнению с начальным пусковым моментом двигателя (с возможностью форсировки) и его стабилизация на всем протяжении пуска;
- плавный пуск и остановка, ограничение динамических нагрузок двигателя и механизма;
- уменьшение потерь в двигателе и снижение его нагрева в процессе пуска и регулирования скорости благодаря уменьшению скольжения и регулированию уровня напряжения на статоре при изменении нагрузки;
- уменьшение пусковых токов и облегчение режима работы коммутационной аппаратуры и питающей сети;
- энергосбережение (в силу разных причин и в различной степени в зависимости от специфики механизма);
- резкое (практически до нуля) снижение потребления реактивной мощности;
- возможность автоматизации технологического процесса благодаря наличию встроенного регулятора технологического параметра;
- простота интеграции электропривода в систему автоматизации более высокого уровня благодаря наличию сетевых возможностей ПЧ;
- диагностика состояния (в том числе дистанционная) и защита ПЧ, двигателя и механизма от аварийных режимов;
- повышение надежности электрической и механической частей электропривода.

Ниже рассмотрены некоторые аспекты оценки эффективности применения ПЧ в наиболее важных классах механизмов.

А) Эффективность применения ПЧ в турбомеханизмах

Турбомеханизмами называют центробежные механизмы, предназначенных для перемещения или перемешивания жидкостей или газов (насосы, вентиляторы, воздуходувки, дымососы, миксеры, некоторые компрессоры). Турбомеханизмы имеют широкое распространение в промышленности, коммунальном хозяйстве, быту. Они потребляют около 40% всей электроэнергии, произ-

веденной в стране. Эти механизмы работают преимущественно в продолжительном режиме работы, а стоимость потребленной ими энергии составляет значительную долю эксплуатационных расходов (для насосных установок не менее 40...50%). Статический момент турбомеханизмов чаще всего пропорционален квадрату скорости благодаря вязкому трению в перемещаемой жидкости или газе.

Для большинства турбомеханизмов характерно изменение расхода воды или воздуха с течением времени. Для насосов, например, это обусловлено различной потребностью в воде в различные периоды суток, недели или года (рис. 3.20).

Зависимость давления (напора) H , создаваемого насосом, от расхода Q называют напорно-расходной (или HQ) характеристикой насоса (рис. 3.21). Как видно, давление при увеличении расхода обычно несколько снижается.

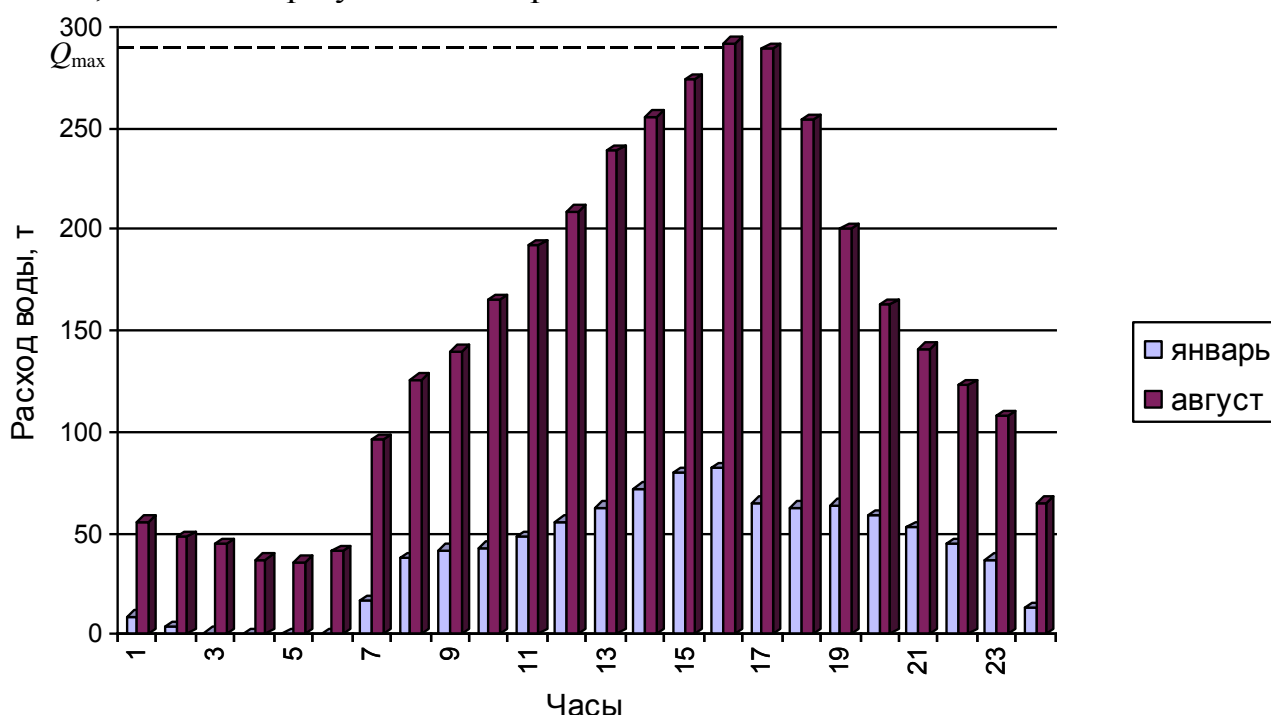


Рис. 3.20 Изменение расхода охлаждающей воды в системе кондиционирования общественного здания

Для перемещения воды по магистрали насос должен преодолеть силы вязкого трения, пропорциональные квадрату скорости движения воды или расхода (динамический напор), и силу тяжести (статический напор или противодействие), если необходим подъем воды на некоторую высоту. Поэтому напор, создаваемый насосом

$$H = H_c + H_d = H_c + R_r Q^2,$$

уравновешивается статическим напором H_c (противодавлением), численно равным высоте подъема, и динамическим напором $H_d = R_r Q^2$. Здесь R_r – гидравлическое сопротивление движению воды по магистрали, зависящее от диаметра и длины трубопровода, шероховатости внутренней поверхности и нали-

чия местных сопротивлений (колен, кранов, заслонок, обратных клапанов и т.п.).

На рис. 3.21 показаны три напорно-расходные характеристики магистрали при отсутствии противодействия (кривые 1, 2 и 3), отличающиеся величиной гидравлического сопротивления. Кривая 1, например, может соответствовать ситуации, когда у большинства потребителей краны открыты и гидравлическое сопротивление магистрали минимально, а кривая 3 – ночному времени, когда потребность в воде практически отсутствует. Точки пересечения этих характеристик с характеристикой насоса отображают рабочий режим установки.

При неизменной частоте вращения насоса снижение расхода приводит к росту давления в магистрали (ср. ординаты тт. А и С на рис. 3.21), ее повышенному износу, увеличению утечек. Поскольку насос и приводной двигатель приходится выбирать по максимально возможному расходу (Q_{\max} на рис. 3.20), большую часть суток насос будет недоиспользован по производительности (в среднем до 50...55%).

Известны способы регулирования производительности турбомеханизмов, призванные стабилизировать давление в магистрали при изменении расхода:

- заслонки на входе или на выходе вентилятора;
- задвижка на выходе насоса (В2 на рис. 3.22);
- возврат избытка воды в резервуар (рециркуляция или байпас, задвижка В1 на рис. 3.22);
- отключение (включение) отдельных насосов (вентиляторов) при их совместной работе на общую магистраль.

Первые три способа, хотя и позволяют снизить давление у потребителей, сопряжены с дополнительными затратами энергии (связанные либо с преодолением дополнительного гидравлического сопротивления, либо с непроизводительной циркуляцией воды через байпас). Последний способ, помимо того, что не всегда реализуем, обеспечивает слишком грубое регулирование. Периодические же пуски и остановки насосов приводят к т.н. гидравлическому удару в магистрали (скачку давления), снижающему ее надежность.

Зависимости мощности на валу вентилятора (в долях от номинальной) от расхода (также в долях от номинального) при различных способах регулирования производительности приведены на рис. 3.23. Аналогичные зависимости для насоса даны на рис. 3.24.

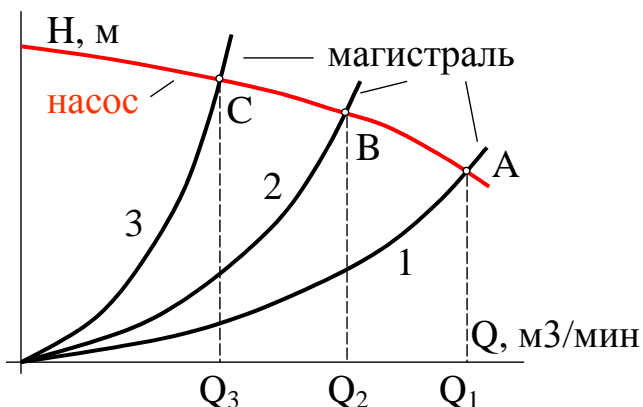


Рис. 3.21 Напорно-расходные характеристики насоса и магистрали

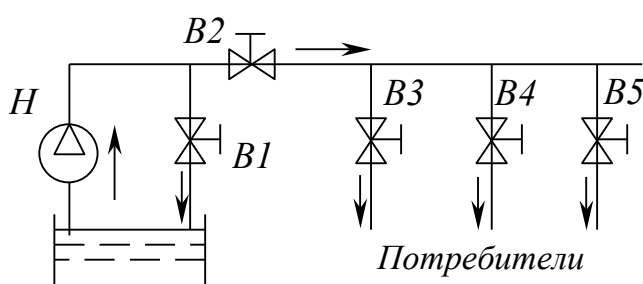


Рис. 3.22 Упрощенная схема насосной магистрали

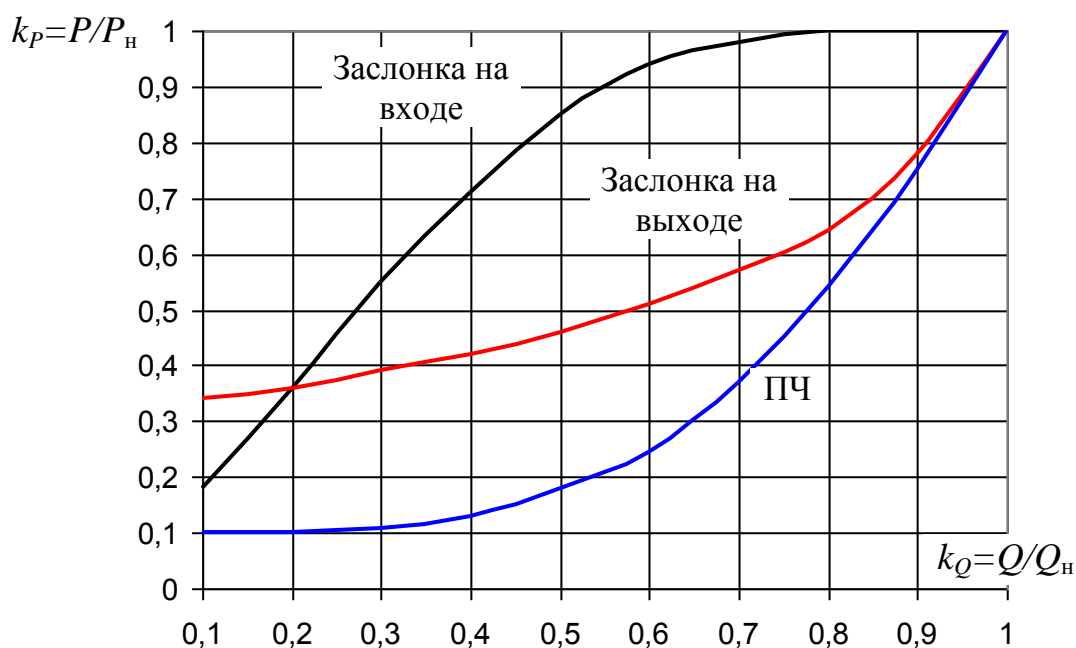


Рис. 3.23 Мощность вентилятора как функция производительности

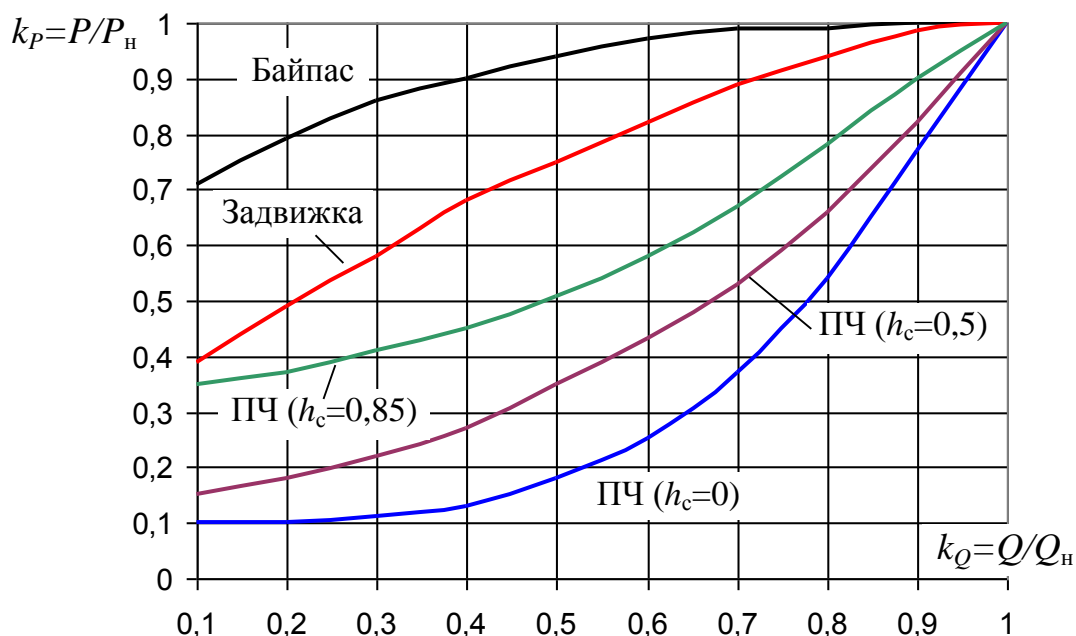


Рис. 3.24 Мощность насоса как функция производительности

Как видно, наиболее эффективным является плавное регулирование скорости турбомеханизма. Поскольку производительность турбомеханизма пропорциональна первой степени скорости, момент сопротивления – ее квадрату, а мощность на валу – кубу, снижение скорости вращения вдвое приводит к уменьшению энергопотребления в 8 раз. Обычно регулирование скорости производят с целью стабилизации какого-либо технологического параметра (давления воды в системе водоснабжения, содержания углекислого газа в системе вентиляции, температуры в топке котельной и т.п.).

Стабилизация давления в насосных установках иллюстрируется рис. 3.25 (при снижении расхода рабочей точкой вместо т. А на станет не т. В с большим давлением на характеристике 3, как при неизменной скорости, а т. С с тем же давлением, но меньшей частотой вращения насоса на характеристике 4).

Отличием насосов от вентиляторов есть то, что нередко перекачка воды сопряжена с ее подъемом на некоторую высоту (водонапорные башни, многоэтажные дома, особенности рельефа местности). Обусловленный этим статический напор H_c искажает QH -характеристики магистрали (кривая 2 на рис. 3.26), ограничивает возможный диапазон регулирования частоты вращения насоса и несколько повышает статический момент и мощность на валу двигателя. Поэтому на рис. 3.24 приведены три зависимости для регулируемого насоса при трех значениях статического напора h_c (в долях от номинального).

Для количественной оценки эффективности применения частотно-управляемого электропривода в конкретных условиях необходимо знать эти конкретные условия.

Исходными данными для расчета являются:

- режим работы турбомеханизма (график часовых расходов, число часов работы в течение года);
- способ механического регулирования производительности в базовом варианте и зависимости рис. 3.23 или 3.24;
- номинальная мощность установки;
- номинальный часовой расход;
- стоимость 1 кВт часа электроэнергии.

График часовых расходов получают экспериментально, измеряя часовой расход в течение суток (рис. 3.20). Если, кроме суточных, имеются и сезонные колебания расхода, наблюдения должны быть более длительными.

График рис. 3.20 недостаточно удобен для использования. Поэтому его преобразовывают в т.н. гистограмму. Для этого необходимо:

- диапазон расходов от 0 до номинального разбить на несколько (n) равных интервалов;
- подсчитать, сколько (n_i) часовых интервалов попадает в каждый из n интервалов расхода (например, на графике августовских расходов рис. 3.20 расход в интервале 100...150 т/час наблюдается в течение пяти часов);
- для каждого интервала расхода определить коэффициент использования по производительности $k_Q = Q/Q_n$, взяв в качестве текущего расхода расход, соответствующий середине этого интервала;
- для каждого интервала расхода определить долю рабочего цикла $\delta_i = n_i/N$, разделив n_i на общее число часов наблюдения N (фактически параметр δ_i ра-

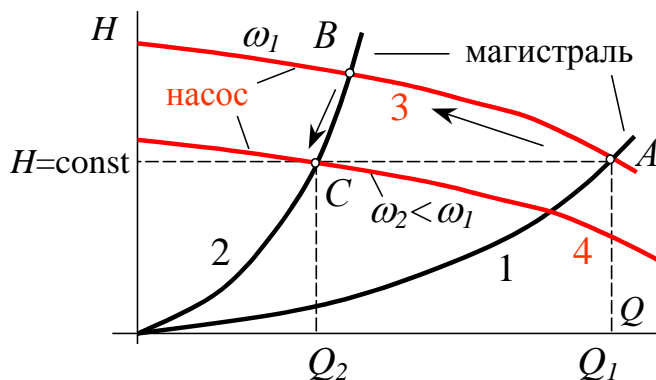


Рис. 3.25 Рабочие точки насоса при регулировании скорости

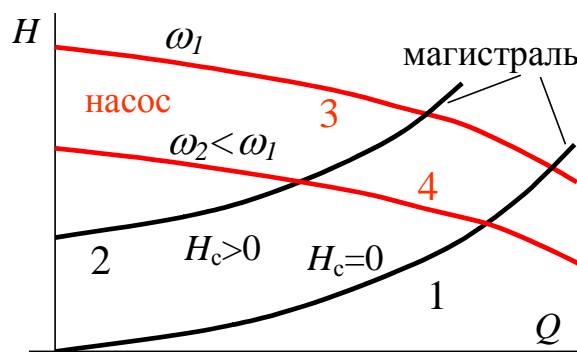


Рис. 3.26 Влияние противодавления на характеристику магистрали

вен вероятности попадания расхода в рассматриваемый интервал расходов, а сумма всех δ_i равна 1);

- получить гистограмму, построив зависимость доли рабочего цикла от коэффициента использования (рис. 3.27).

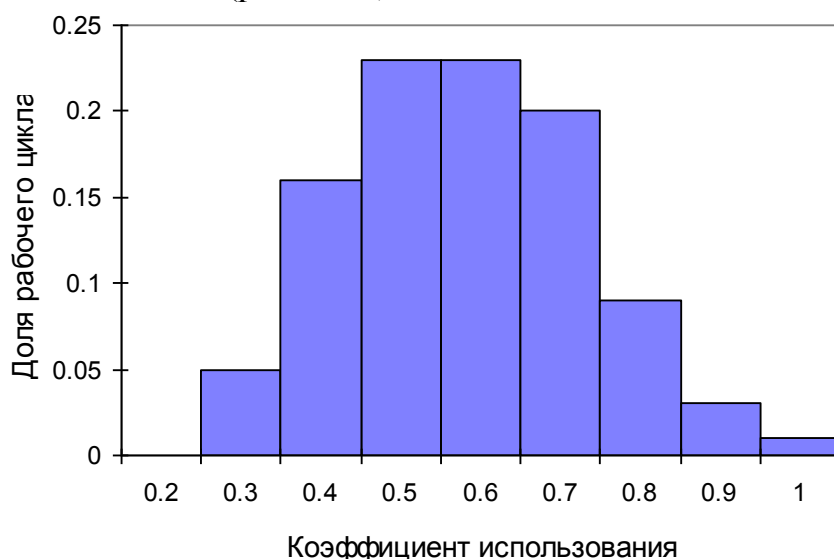


Рис. 3.27 Гистограмма коэффициентов использования k_Q

◆ Пример 3.4. Расчет эффективности ПЧ для вентилятора

Определим экономию электроэнергии при применении частотно-управляемого электропривода вентилятора мощностью $P_H=15$ кВт, работающего 6500 часов в год. В таблицу сведены гистограмма k_Q , относительные мощности при различных расходах для нерегулируемой системы (НС), при применении заслонки на выпускном отверстии (ЗВО), входного направляющего аппарата (ВНА) и частотно-управляемого электропривода (ПЧ).

Годовая экономия электроэнергии определяется как

$$W_a = \frac{t_r P_H}{\eta_{дн}} \sum_{i=1}^N \left(k_{P1i} - \frac{k_{P2i}}{\eta_{ПЧ} k_{\eta i}} \right) \delta_i, \text{ кВт}\cdot\text{час},$$

где k_{P1i} и k_{P2i} – относительные мощности для базового и проектируемого вариантов (для каждой строки табл. 3.2); $t_r=6500$ – число часов работы в году; $\eta_{ПЧ} \approx 0,97$ – КПД ПЧ; $\eta_{дн}=0,895$ – КПД двигателя при номинальной скорости и номинальной нагрузке; $k_{\eta i} = \eta_d / \eta_{дн}$ – коэффициент, учитывающий уменьшение КПД двигателя при снижении скорости (для каждой строки табл. 3.2, см. рис. 3.28, где $v = k_Q$).

Подобным образом можно рассчитать и экономию реактивной энергии (табл. 3.3):

$$W_p = \frac{t_r P_H}{\eta_{дн}} \sum_{i=1}^N \left(k_{P1i} \frac{\sqrt{1 - k_{\varphi i}^2 \cos^2 \varphi_{дн}}}{k_{\varphi i} \cos \varphi_{дн}} - \frac{k_{P2i} \cdot \operatorname{tg} \varphi_{ПЧ}}{\eta_{ПЧ} k_{\eta i}} \right) \delta_i, \text{ кВАр}\cdot\text{час},$$

где $k_{\varphi i} = \cos \varphi_{\text{д}} / \cos \varphi_{\text{дн}}$ – коэффициент, учитывающий изменение коэффициента мощности АД при снижении нагрузки в случае нерегулируемого привода (для каждой строки табл. 3.3, см. рис. 3.29); $\cos \varphi_{\text{дн}} = 0,8$ – номинальный коэффициент мощности АД.

Таблица 3.2

Расчет экономии активной энергии

k_Q	δ_i	Мощность k_P (в долях от номинальной)				k_η	Экономия активной энергии, кВт·час, по сравнению с:		
		НС	ЗВО	ВНА	ПЧ		НС	ЗВО	ВНА
0,2	0	1	0,36	0,36	0,1	0,78	0	0	0
0,3	0,05	1	0,38	0,65	0,11	0,85	4720,23	1343,14	2813,81
0,4	0,16	1	0,43	0,72	0,13	0,895	14820,11	4884,91	9939,66
0,5	0,23	1	0,46	0,85	0,18	0,93	20056,36	6526,19	16297,99
0,6	0,23	1	0,52	0,94	0,25	0,956	18300,95	6274,14	16797,60
0,7	0,2	1	0,57	0,97	0,37	0,97	13219,90	3851,18	12566,27
0,8	0,09	1	0,64	0,99	0,54	0,98	4234,92	705,31	4136,88
0,9	0,03	1	0,78	1,0	0,75	0,99	715,71	-3,29	715,71
1,0	0,01	1	1,0	1,0	1,0	1	-33,70	-33,69	-33,69
ВСЕГО							76034,48	23547,89	63234,23

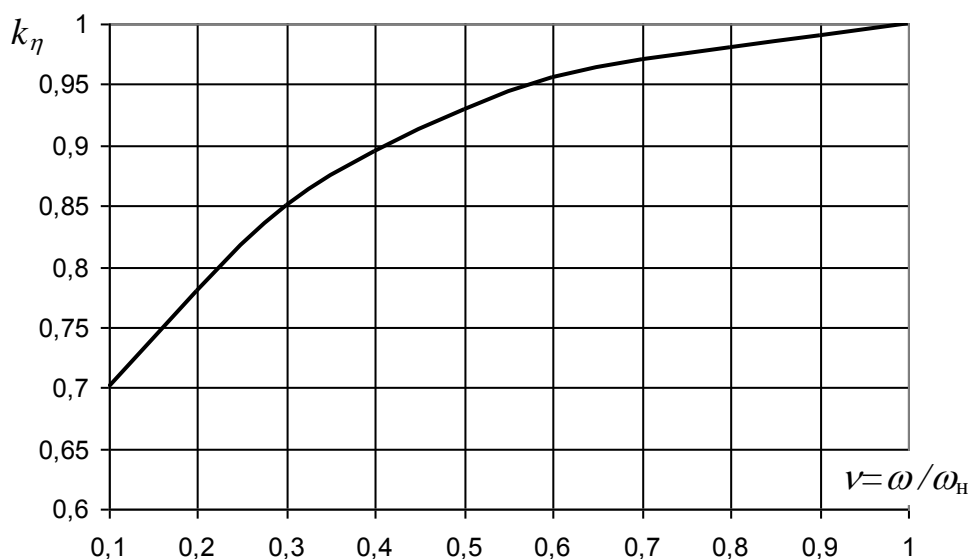


Рис. 3.28 Коэффициент снижения КПД двигателя при малых скоростях

Следует учесть, что у современных ПЧ $\operatorname{tg} \varphi_{\text{ПЧ}} \approx 0,02 \dots 0,03$ и от коэффициента мощности двигателя не зависит. Известно, что $\cos \varphi$ мощных машин выше по сравнению с машинами малой мощности. Из кривых рис. 3.29 видно, что он, кроме того, менее интенсивно снижается с уменьшением нагрузки. Поэтому при прочих равных условиях частотное регулирование скорости двигателей малой мощности даст больший эффект в части снижения потребления реактивной мощности (тем более что на долю машин мощностью до 20 кВт вследствие их многочисленности приходится не менее половины энергии, потребляемой всеми асинхронными электроприводами). ♦

Таблица 3.3

Расчет экономии реактивной энергии

k_Q	δ_i	Мощность k_P (в долях от номинальной)				k_η	k_ϕ			Экономия реактивной энергии, кВАр·час, по сравнению с:		
		НС	ЗВО	ВНА	ПЧ		НС	ЗВО	ВНА	НС	ЗВО	ВНА
0,2	0	1	0,36	0,36	0,1	0,78	1	0,743	0,913	0	0	0
0,3	0,05	1	0,38	0,65	0,11	0,85	1	0,758	0,941	3018,22	2488,81	2516,90
0,4	0,16	1	0,43	0,72	0,13	0,895	1	0,792	0,978	9650,90	8276,08	7688,49
0,5	0,23	1	0,46	0,85	0,18	0,93	1	0,812	0,994	13840,73	12057,74	12101,12
0,6	0,23	1	0,52	0,94	0,25	0,956	1	0,848	0,998	13795,09	12329,83	13088,58
0,7	0,2	1	0,57	0,97	0,37	0,97	1	0,875	0,999	11925,69	10809,99	11620,40
0,8	0,09	1	0,64	0,99	0,54	0,98	1	0,908	0,913	5321,99	4889,06	7515,70
0,9	0,03	1	0,78	1,0	0,75	0,99	1	0,96	1	1755,90	1631,88	1755,90
1,0	0,01	1	1,0	1,0	1,0	1	1	1	1	578,22	578,22	578,22
ВСЕГО										59886,74	53061,62	56865,31

Существенно упростить расчеты эффективности применения преобразователей частоты позволяет программа *Eco8*, разработанная компанией Шнейдер Электрик и распространяемая бесплатно (доступна по адресу www.telemecanique.com). Она дает возможность определить экономию активной и реактивной энергии, а также срок окупаемости при применении преобразователей частоты.

Преимущества регулирования скорости турбомеханизмов:

- резкое снижение потребляемой мощности со снижением расхода;
- сокращение количества пусков;
- исключение гидравлического удара и повышение надежности работы элементов магистрали;
- предотвращение резонансных явлений в механизме;
- сокращение утечек воды (в насосных установках) или расхода топлива (в котельных);
- обеспечение водой верхних этажей многоквартирных домов независимо от этажности и объемов потребления воды;
- снижение потребления реактивной мощности;
- снижение шума при пуске и работе.

Мировой опыт (в том числе и украинский) применения частотно-регулируемых приводов турбомеханизмов подтверждает высокую эффективность капиталовложений в эту сферу (срок окупаемости не пре-

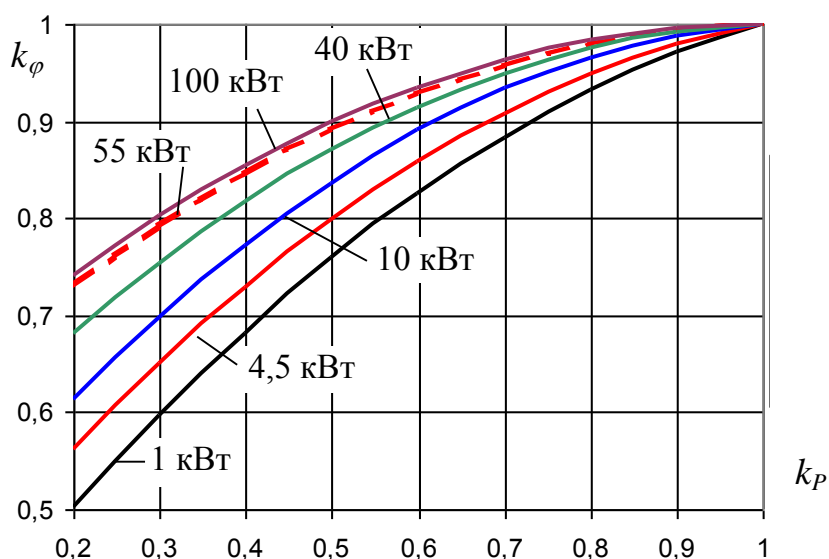


Рис. 3.29 Степень снижения коэффициента мощности двигателя при уменьшении нагрузки

вышает 0,5...2 года). Наибольший эффект наблюдается при больших колебаниях расхода или значительном недоиспользовании турбомеханизмов по производительности, при малом противодавлении, в многонасосных установках (с одним регулируемым приводом) и при высокой стоимости электроэнергии.

Наиболее целесообразные области применения регулируемых электроприводов:

- насосные станции горячего и холодного водоснабжения жилых, общественных и производственных зданий;
- насосы и вентиляторы систем вентиляции и кондиционирования воздуха;
- дутьевые вентиляторы и дымососы, подпиточные и циркуляционные насосы котельных установок, тепловых и атомных электростанций;
- насосы канализационных насосных станций.

Б) Эффективность применения ПЧ в подъемно-транспортных механизмах

К подъемно-транспортным механизмам относятся подъемные краны (цеховые, строительные, портовые), лебедки, подъемники, эскалаторы, штабелеры, лифты. Большинство механизмов данного класса работает в повторно-кратковременном режиме с частыми пусками и торможениями и переменной нагрузкой. Наиболее широко распространены в таких механизмах электроприводы с реостатным регулированием в цепи фазного ротора.

В силу того, что величина нагрузки подъемно-транспортных механизмов от величины скорости не зависит, эффективность их частотного регулирования обеспечивается не только и не столько за счет экономии электроэнергии, как в турбомеханизмах, сколько благодаря повышению производительности, надежности оборудования и удобства его эксплуатации.

Основными преимуществами частотного регулирования в подъемно-транспортных механизмах являются:

- повышение точности остановки и расширение зоны обслуживания благодаря низкой ползучей скорости;
- снижение динамических нагрузок в кинематических цепях и повышение комфортности пассажиров вследствие ограничения рывка в переходных режимах;
- удешевление двигателя (применение односкоростного двигателя взамен многоскоростного, АД с короткозамкнутым ротором вместо двигателя с фазным ротором);
- повышение производительности благодаря высокому быстродействию электропривода, снижению момента инерции двигателя, исключению маховика в лифтах;
- экономия электроэнергии и снижение нагрева двигателя благодаря резкому уменьшению потерь скольжения на малой скорости, потерь при пуске и торможении, а также вследствие отказа от режима противовключения;
- повышение безопасности и удобства эксплуатации, упрощение релейной автоматики благодаря наличию в ПЧ специальных прикладных функций (управление электромагнитным тормозом, позиционирование по концевым

выключателям, исключение обратного хода, выбор слабины каната, предотвращение колебаний груза);

- возможность удержания (фиксации) груза на нулевой скорости с номинальным моментом перед наложением электромагнитного тормоза;
- выравнивание скоростей и нагрузок многодвигательных приводов путем организации системы «ведущий/ведомый».

По данным [38, 39], благодаря применению ПЧ потери при пуске снижаются в 5...10 раз, в процессе тормозного спуска – в 15...20 раз, в переходных тормозных режимах – в 2...3 раза. Для крановых механизмов, работающих с ПВ=40% и частотой пусков 120 в час, даже без использования активных выпрямителей для рекуперации может быть достигнуто снижение энергопотребления на 61% (механизм подъема) и на 44% (механизм горизонтального перемещения). Для лифтов снижение энергопотребления достигает 40%, а потери в двигателе уменьшаются 4 раза.

Единственной проблемой при использовании ПЧ в подъемно-транспортных механизмах является обеспечение рекуперации тормозной энергии (особенно в механизмах подъема). Частично ее можно решить путем организации общих шин постоянного тока (см. п. 3.1), полностью – благодаря применению активных выпрямителей (рекуператоров).

В) Эффективность применения ПЧ в пищевой промышленности

В современной пищевой промышленности ПЧ находят широчайшее применение при производстве кондитерских и мясных изделий, хлеба, напитков, молочных товаров, макарон, свежемороженых и консервированных продуктов, полуфабрикатов и т.п. К типичным механизмам этой отрасли относятся конвейеры технологических линий, шнековые питатели, дозаторы, мешалки, вентиляторы, насосы, упаковочные и маркировочные машины. Количество частотно-управляемых электроприводов в одной технологической линии может исчисляться сотнями.

Применение преобразователей частоты обеспечивает в данной отрасли следующие преимущества:

- повышение надежности оборудования благодаря упрощению кинематики механизмов и исключению механических вариаторов, плавности разгона и торможения;
- возможность полной автоматизации и рост производительности;
- упрощение и ускорение переналадки при переходе на новую номенклатуру продукции;
- согласование скоростей движения и положения технологически связанных механизмов;
- повышение точности дозирования ингредиентов;
- сокращение брака и отходов;
- снижение расхода электроэнергии;

- стабильность технологического процесса благодаря уменьшению влияния параметров сырья и человеческого фактора на характеристики готового продукта;
- уменьшение шума в производственных помещениях.

Контрольные вопросы

1. Перечислите средства, с помощью которых обеспечиваются тормозные режимы в ПЧ с ШИМ.
2. Какие параметры характеризуют форму тока, потребляемого ПЧ из сети?
3. При какой выходной частоте ПЧ с амплитудной модуляцией потребление им реактивной энергии из сети максимально?
4. Чем обусловлено значение коэффициента мощности неуправляемого выпрямителя, меньшее единицы?
5. Как изменяется этот коэффициент с увеличением нагрузки выпрямителя?
6. С какой целью на входе входного неуправляемого выпрямителя включают реакторы?
7. Что является причиной большого пускового тока во время включения ПЧ?
8. Как входной ток активного выпрямителя должен быть сфазирован относительно ЭДС сети, чтобы последняя не загружалась реактивными токами?
9. Почему в электроприводе улучшение формы выходного тока АИН с амплитудной модуляцией с помощью выходных (синусных) фильтров неэффективно?
10. Какова наиболее распространенная схема силовой цепи современных ПЧ?

Ответы:

- 1: тормозной резистор в кругу постоянного тока, ведомый сетью инвертор на входе, активный входной выпрямитель, АИН в режиме прерывателя постоянного тока для динамического торможения;
- 2: коэффициенты искажений и гармоник тока;
- 3: при минимальной;
- 4: наличием в звене постоянного тока емкостного фильтра и паузами выпрямленного тока;
- 5: растет;
- 6: для улучшения формы входного тока, ограничения токов КЗ и пусковых токов, защита выпрямителя от перенапряжений со стороны сети и перекоса фаз в ней;
- 7: наличие большой емкости на выходе выпрямителя;
- 8: в выпрямительном режиме синфазно, в режиме инвертора – в противофазе;
- 9: поскольку частоты высших гармоник пропорциональны выходной частоте, которая в электроприводе должна изменяться;
- 10: неуправляемый входной выпрямитель и трехфазный АИН с ШИМ.

4 АСИНХРОННЫЕ ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ

4.1 Законы частотного управления

Законы частотного управления вытекают из схемы замещения АД (рис. 4.1). Векторная диаграмма, соответствующая этой схеме, приведена на рис. 4.2.

Анализ будем производить с учетом обычных допущений:

- АД симметричен;
- насыщение магнитопровода отсутствует;
- напряжение питания АД (то есть выходное напряжение ПЧ) симметрично и синусоидально.

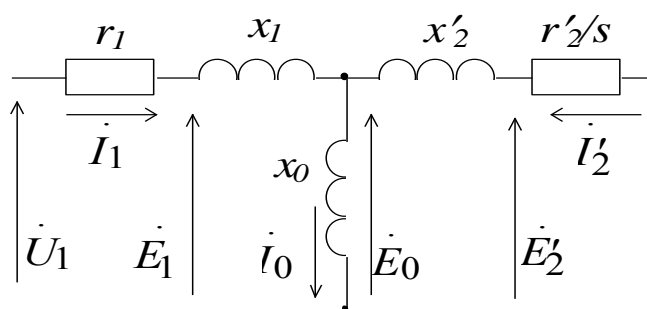


Рис. 4.1 Схема замещения АД

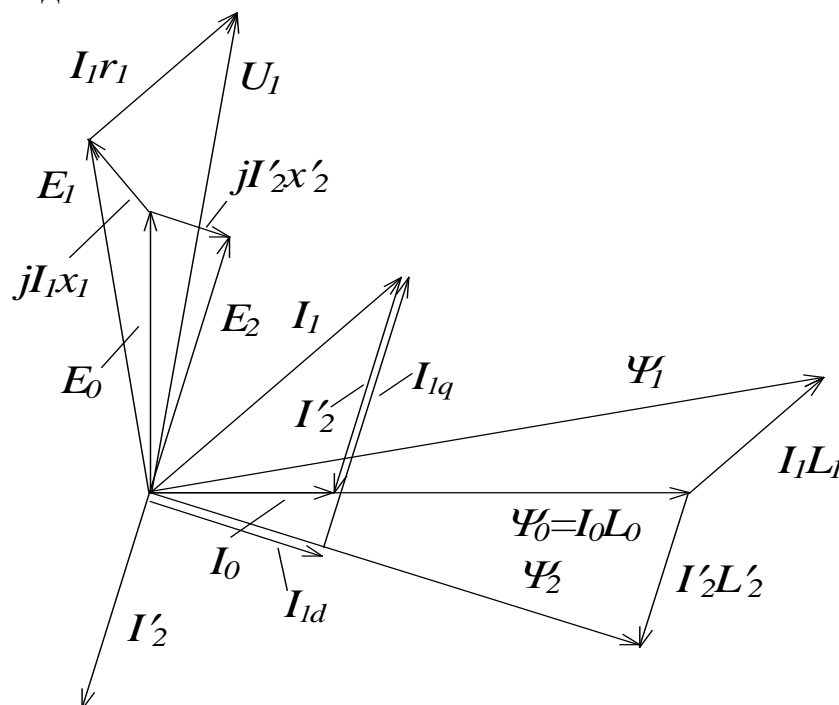


Рис. 4.2 Векторная диаграмма АД в режиме двигателя

Момент двигателя достаточно точно описывается упрощенной формулой Клосса:

$$M = \frac{2M_k}{s/s_k + s_k/s}. \quad (4.1)$$

Критический момент АД и его критическое скольжение

$$M_k = \frac{pm_1 U_1^2}{2\omega_1 \left(r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_k^2} \right)}; \quad (4.2)$$

$$s_k = \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}}, \quad (4.3)$$

где p , m_1 – количество пар полюсов и фаз обмотки статора; $\omega_1 = 2\pi f_1$ круговая частота питающего напряжения; $x_k = x_1 + x'_2 = \omega_1(L_1 + L'_2)$ реактивное сопротивление короткого замыкания.

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки статора по сравнению с x_k , вместо (4.2) будем иметь

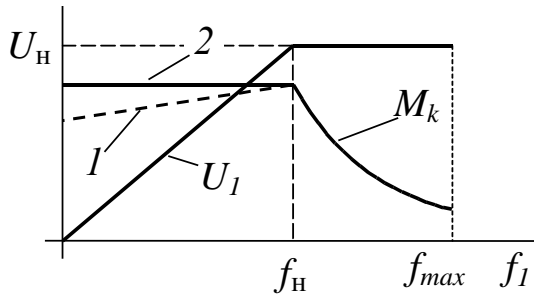


Рис. 4.3 Вольт-частотные характеристики (ВЧХ) для закона $U_1/f_1 = const$

$$M_k = \frac{pm_1 U_1^2}{2\omega_1 x_k} = \frac{pm_1 U_1^2}{2\omega_1^2 L_k}. \quad (4.4)$$

Из уравнения (4.4) видно, что для обеспечения неизменного критического момента одновременно с изменением частоты нужно изменять и напряжение по закону

$$\frac{U_1}{f_1} = const. \quad (4.5)$$

Для получения скорости, большей номинальной, частоту увеличивают при неизменном (номинальном) напряжении, ослабляя таким образом магнитный поток (т.н. вольт-частотные характеристики для этого случая изображены на рис. 4.3). При таком двухзонном частотном регулировании перегрузочная способность АД во второй зоне снижается примерно обратно пропорционально квадрату частоты (4.4).

При частотной регулировании турбомеханизмов, статический момент которых уменьшается с уменьшением скорости и частоты

$$M_c = M_{c0} + k\omega^2 \approx k_1 f_1^2,$$

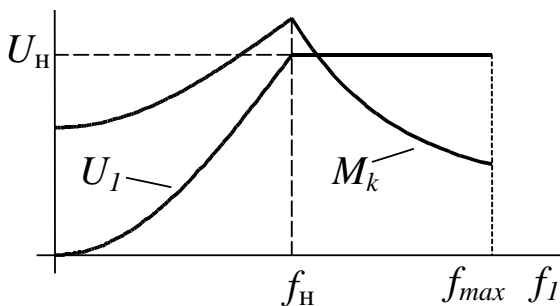


Рис. 4.4 ВЧХ закона частотного управления для турбомеханизмов

в поддержании неизменного критического момента во всем диапазоне регулирования частоты нет необходимости. С целью уменьшения потерь энергии в закон управления (4.5) нужно внести определенные изменения. Так, если напряжение изменять таким образом, чтобы обеспечить неизменный запас по перегрузке АД, получим

$$\frac{U_1}{f_1 \sqrt{M_c}} = const \quad (4.6)$$

или с учетом квадратичной зависимости статического момента от частоты

$$U_1/f_1^2 = const. \quad (4.7)$$

В соответствии с законом (4.7) напряжение снижается быстрее частоты (рис. 4.4), а критический момент достигает максимума при номинальной частоте.

В некоторых механизмах из-за большего коэффициента трения покоя, чем во время движения (конвейеры и другие транспортные средства, мельницы, кривошипно-шатунные механизмы), наблюдается увеличение статического момента с уменьшением скорости. Чтобы обеспечить запуск двигателя, при ма-

лых частотах закон управления (4.5) нарушают, увеличивая напряжение (рис. 4.5).

Для мощных двигателей предположение о малом значении активного сопротивления статора достаточно обосновано, однако уже для АД средней мощности при уменьшении частоты x_k приближается к r_1 и критический момент уменьшается по сравнению с (4.4) (см. рис. 4.6 и линию 1 на рис. 4.3). Увеличивается также наклон механических характеристик.

Снижение момента можно объяснить падением напряжения в обмотке статора. Для компенсации этого падения и обеспечения неизменной перегрузочной способности двигателя стабилизируют соотношение

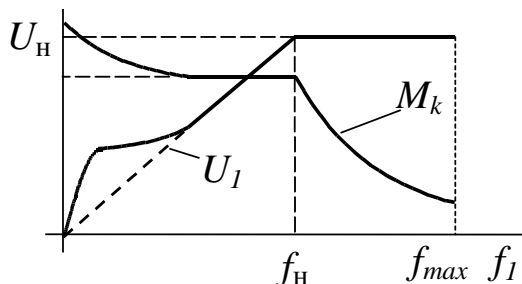


Рис. 4.5 ВЧХ для механизмов с тяжелым пуском

$$\frac{E_1}{f_1} = \frac{|\dot{U}_1 - \dot{I}_1 r_1|}{f_1} = const \quad (4.8)$$

или для турбомеханизмов

$$\frac{E_1}{f_1^2} = \frac{|\dot{U}_1 - \dot{I}_1 r_1|}{f_1^2} = const. \quad (4.9)$$

Подобный закон часто называют *IR*-компенсацией.

Модуль ЭДС статора E_1 (рис. 4.1) пропорционален потокоцеплению статора:

$$E_1 = \omega_1 \Psi_1.$$

Поэтому реализация закона (4.8) фактически означает стабилизацию модуля потокоцепления статора (рис. 4.7):

$$\Psi_1 = const.$$

Стабилизация Ψ_1 не только стабилизирует критический момент, но и повышает его даже при номинальной частоте благодаря увеличению напряжения питания с ростом нагрузки двигателя. При этом механические характеристики становятся жестче, чем при законе (4.5). Во второй зоне поток Ψ_1 уменьшается.

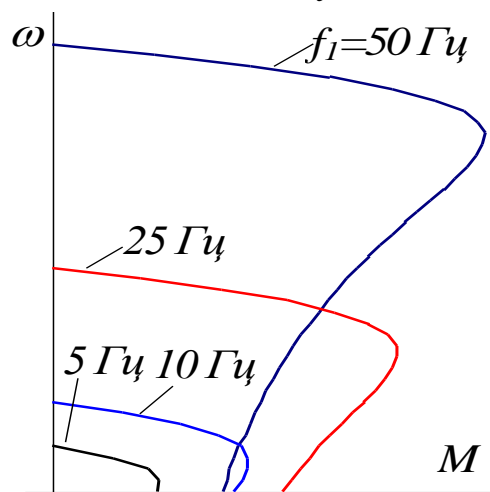


Рис. 4.6 Механические характеристики при $U_1/f_1 = const$

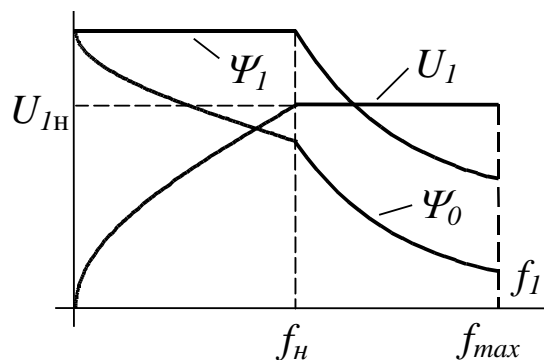


Рис. 4.7 К частотному управлению с *IR*-компенсацией

В первой зоне с уменьшением частоты потокоцепление Ψ_0 увеличивается (рис. 4.7). Поскольку АД — активно-индуктивный потребитель, а в режиме двигателя вектор \bar{I}_1 всегда отстает от вектора ЭДС E_1 (рис. 4.2), выполняется соотношение

$$|\dot{E}_0| < |\dot{E}_1|,$$

где $\dot{E}_0 = j\omega_1 \dot{\Psi}_0$ — главная ЭДС, связанная с главным потокоцеплением (или потокоцеплением в зазоре) Ψ_0 .

Снижение частоты приводит к уменьшению индуктивного сопротивления статора, и ЭДС \dot{E}_0 приближается к \dot{E}_1 по модулю и фазе (рис. 4.2). Это означает, что с уменьшением частоты E_0 спадает медленнее, чем E_1 (последняя пропорциональна частоте), а соотношение $\Psi_0 = \frac{E_0}{f_1}$ увеличивается. Потокосцепление в зазоре Ψ_0 при близких к нулю частотах возрастает в 1,5...2 раза в сравнении с номинальной частотой. Это может вызывать насыщение магнитопровода на путях главного потока, увеличения потерь в обмотках и нарушения закона управления (4.8).

Чтобы предотвратить насыщение, вместо потока статора стабилизируют главный поток:

$$\Psi_0 = const$$

или

$$\frac{E_0}{f_1} = \frac{|\dot{U}_1 - \dot{I}_1(r_1 + j\omega_1 L_1)|}{f_1} = const \quad (4.10)$$

(т.н. IZ -компенсация).

Компенсация падения напряжения в индуктивном сопротивлении статора повышает критический момент, однако появляется опасность насыщения магнитопровода на путях потока рассеяния статора (в первую очередь зубцов), поскольку стабилизация главного потока возможна лишь ценой увеличения потока статора вблизи номинальной частоты (рис. 4.8).

В быстродействующих электроприводах используют закон управления

$$E'_2 / f_1 = const \quad (4.11)$$

или (что то же) $\Psi_2 = const$.

При стабилизации потокосцепления ротора хотя и несколько ухудшаются энергетические показатели электропривода, намного улучшаются регулировочные свойства последнего (механические характеристики линейны и не имеют максимумов момента; упрощается структура АД как объекта управления; повышается быстродействие

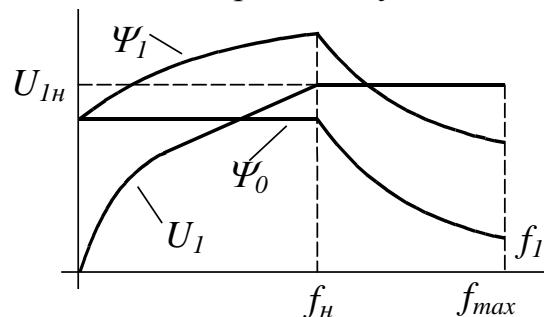


Рис. 4.8 К частотному управлению с IZ -компенсацией

САР и диапазон регулирования скорости). Именно такой закон управления используют в векторных и частотно-токовых системах, где прямо или косвенно осуществляется управление не только модулем, но и фазой векторов.

Для достаточно мощных электроприводов, преимущественно работающих в длительном режиме, для уменьшения потерь используют закон минимального тока. Возможность реализации такого закона базируется на том, что зависимость между током нагруженного АД и питающим напряжением при неизменной частоте имеет минимум (рис. 4.9). С одной стороны, ток статора растет при увеличении подведенного напряжения, а с другой — уменьшение напряжения вызывает смягчение механических характеристик, рост скольжения и

тока ротора и в конечном итоге – статорного тока. Конечно, уровень напряжения, который обеспечивает минимум тока, зависит от частоты и нагрузки АД.

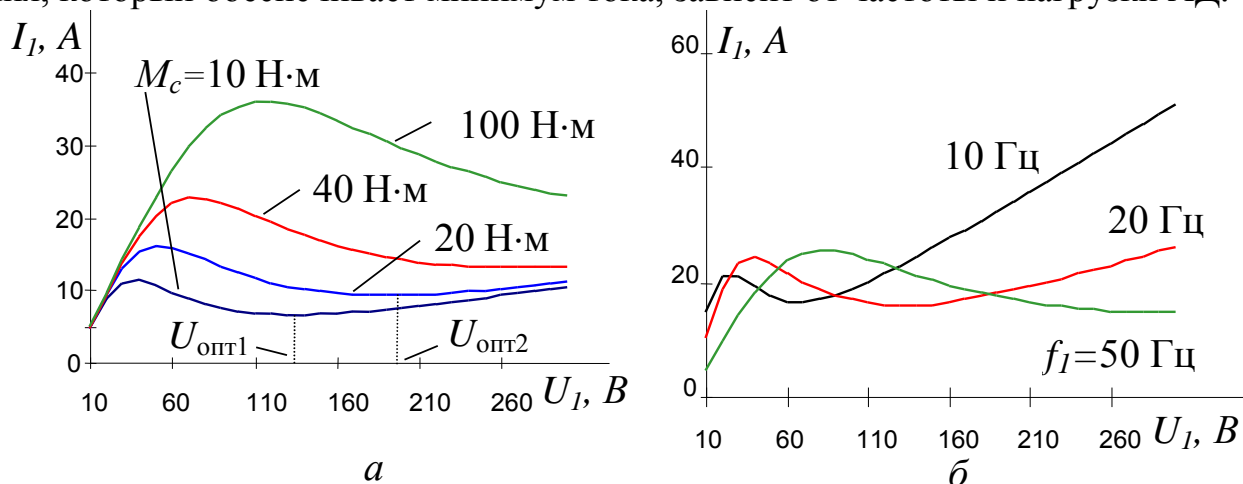


Рис. 4.9 Зависимость тока статора АД 4А132М4 от питающего напряжения при различных частотах питания и нагрузках

Минимизация тока обеспечивает уменьшение потерь в двигателе и питающей сети, а также повышение коэффициента мощности при малых нагрузках.

Как видно из рис. 4.9, при увеличении частоты и нагрузки оптимальное напряжение, при котором наблюдается минимум току, также увеличивается.

При больших нагрузках и частотах минимум тока без превышения номинального напряжения недостижим. Поэтому закон $I_1 \Rightarrow \min$ можно осуществить лишь в первой зоне, где есть запас по напряжению. Кроме того, электропривод, управляемый по такому закону, плохо отрабатывает скачки нагрузки. Это обусловлено инерционностью канала регулирования потока (поскольку минимизация тока осуществляется фактически путем изменения потока). Следовательно, подобный закон пригоден лишь для электроприводов с достаточно спокойным графиком нагрузки.

4.2 Скалярные системы частотного управления

Скалярные системы частотного управления – исторически первая практически реализованная структура частотно-управляемого электропривода. В таких системах, в отличие от векторных, контролируют и регулируют не векторы токов, напряжений, потоков, а лишь их модули (без учета фазы) и частоту их изменения. Результат: качество регулирования скорости как по управляющему, так и возмущающему воздействиям невысокая. Появляются также проблемы с ограничением момента в пуско-тормозных режимах. Во время возникновения таких систем это было обусловлено как недостаточными регулировочными свойствами существующих преобразователей частоты, так и отсутствием совершенных методов управления асинхронными двигателями. Подобные системы и до сих пор находят и будут находить в дальнейшем применения в приводах с неглубоким регулированием скорости и невысокими требованиями к динамическим показателям. Это в первую очередь механизмы, работающие преимущественно в продолжительном режиме *SI* (вентиляторы, компрессоры,

насосы, дымососы, конвейеры, транспортеры) и разнообразные вспомогательные механизмы (рольганги прокатных станов, дозаторы, лебедки, подъемные краны, задвижки и тому подобное). В таких системах используют обычно автономные инверторы с амплитудной модуляцией.

Самые простые системы частотного управления (СЧК) – разомкнуты. На рис. 4.10 изображена функциональная схема СЧК, которая реализует закон управления (4.5).

Соотношение U_1/f_1 стабилизируется благодаря тому, что канал регулирования амплитуды напряжения (управляемый выпрямитель УВ) и канал регулирования частоты (автономный инвертор АИ) получают одинаковые задания (первый – в виде аналогового сигнала задающего напряжения, второй – серии импульсов, частота которых f_3 пропорциональна заданному напряжению). Преобразование аналогового сигнала в последовательность импульсов осуществляется преобразователем «напряжение-частота» ПНЧ. Задатчик интенсивности ЗИ обеспечивает плавный пуск и торможение.

Коэффициент пропорциональности между напряжением и частотой (то есть коэффициент передачи ПНЧ):

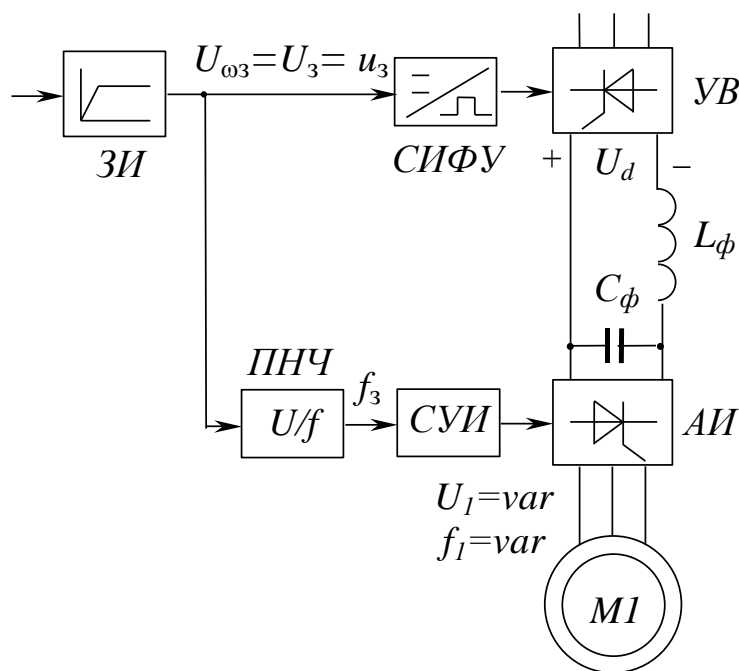
$$k_{Uf} = \frac{f_{1н}}{U_{1н}}.$$

Для реверса электропривода по схеме рис. 4.10, как и других скалярных систем, необходимо введение специального узла, который в зависимости от знака задания на скорость изменяет порядок переключения ключей АИ.

Законы управления (4.7)...(4.10), а также закон управления для механизмов с тяжелым пуском (рис. 4.5) в разомкнутой системе могут быть реализованы включением в канал регулирования амплитуды функционального преобразователя ФП (рис. 4.11). Он воспроизводит соответствующие зависимости между напряжением питания и частотой (рис. 4.4, 4.5, 4.7, 4.8). В подобных системах закон частотного управления реализуется параметрически, без непосредственного контроля ЭДС или потока.

Статическую характеристику ФП для законов (4.8), (4.10) (фактически – зависимость напряжения питания от соответствующей ЭДС или пропорциональной ей частоты) можно получить двумя путями:

- 1) численным расчетом для схемы рис. 4.1 такого напряжения, которое обеспечивает неизменное отношение ЭДС к частоте при любой частоте, и



2) аналитически.

В [7] для схемы замещения рис. 4.1 получена зависимость относительно-го напряжения статора от параметров АД и частоты питающего напряжения:

$$\gamma = \frac{U_1}{U_{1н}} = \sqrt{\frac{r_1 \nu + \sqrt{(b^2 + c^2 \nu^2)(d^2 + e^2 \nu^2)}}{r_1 + \sqrt{(b^2 + c^2)(d^2 + e^2)}}} \quad (4.12)$$

где $\nu = f_1/f_{1н}$ – относительная частота; $b = r_1(1 + k_{\sigma 2})$; $c = x_{0н}k_{\sigma}$; $d = r_1/x_{0'}$; $e = 1 + k_{\sigma 1}$; $k_{\sigma 1} = x_{1н}/x_{0н}$, $k_{\sigma 2} = x_{2н}/x_{0н}$; $k_{\sigma} = k_{\sigma 1} + k_{\sigma 2} + k_{\sigma 1}k_{\sigma 2}$ – коэффициенты рассеяния статора, ротора и полный.

Параметры схемы замещения в выражении (4.12) представлены для номинальной частоты $f_{1н}$.

Для реализации закона управления (4.7) турбомеханизмами ФП должен иметь характеристику

$$u_3 = u_{3н} \left(\frac{U_{\omega 3}}{U_{\omega 3н}} \right)^{1/2}.$$

Диапазон регулирования разомкнутых СЧУ ограничен неточностью реализации ФП, а также ростом главного потока с уменьшением нагрузки и частоты. Поэтому подобные системы работоспособны лишь в нешироком диапазоне регулирования скорости и при почти неизменной нагрузке. Обычно их диапазон регулирования не превышает 3...7 с неизменным статическим моментом и 10...50 при вентиляторной нагрузке. Во всех сериях преобразователей частоты *Altivar* компании «Шнейдер Электрик» (см. гл. 5) предусмотрены скалярные законы частотного управления.

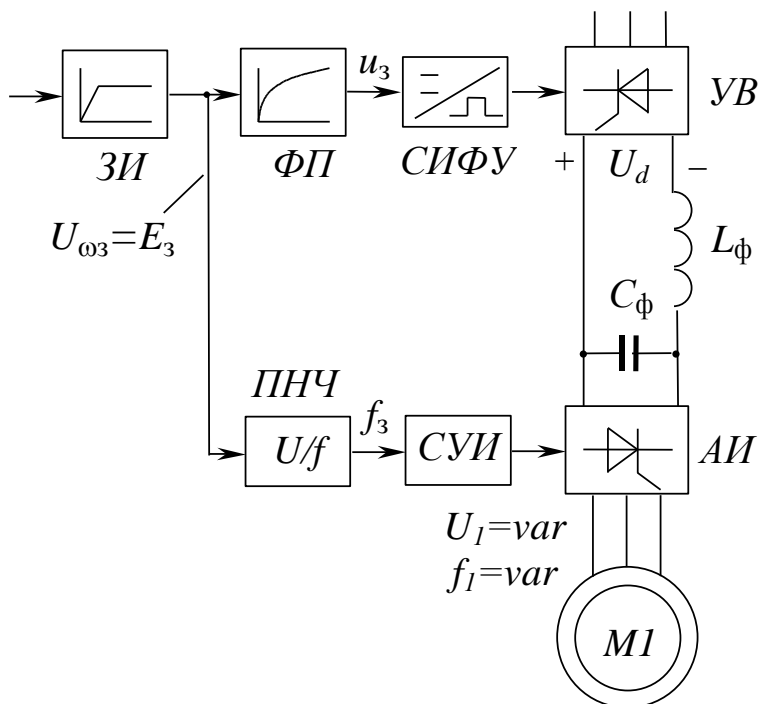


Рис. 4.11 Разомкнутая СЧУ с функциональным преобразователем

4.3 Векторные системы частотного управления

В отличие от скалярных систем частотного управления, где регулируются напряжение (ток) и частота питания, векторные системы, кроме этого, регулируют и фазу между векторами.

Идея векторного управления базируется на понятии обобщенного вектора (ОВ). В п. 2.9 мы выяснили, что система трехфазных напряжений может быть представлена в виде обобщенного вектора напряжения. Подобным образом в виде ОВ могут быть представлены трехфазные токи, ЭДС, потокосцепления. Хотя обобщенный вектор большинства трехфазных переменных является математической абстракцией, упрощающей запись уравнений, для одной пере-

менной (магнитного потока) он имеет вполне осязаемое физическое истолкование:

- ОВ магнитного потока всегда совпадает по направлению с направлением на северный полюс магнитного поля, а длина его численно равна суммарному магнитному потоку трехфазной обмотки;
- в симметричной трехфазной системе ОВ магнитного потока, имея неизменную длину, вращается с частотой изменения магнитного потока.

Обобщенный вектор может быть одновременно представлен как в неподвижной системе координат ABC , связанной со статором, так и в произвольной вращающейся системе координат dq (рис. 4.12). Из векторной диаграммы рис. 4.12 вытекают следующие соотношения между проекциями ОВ тока

$$\left. \begin{aligned} i_a &= i_d \cos \gamma - i_q \sin \varphi; \\ i_b &= i_d \cos \left(\varphi + \frac{2\pi}{3} \right) - i_q \sin \left(\varphi + \frac{2\pi}{3} \right); \\ i_c &= i_d \cos \left(\varphi - \frac{2\pi}{3} \right) - i_q \sin \left(\varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\}; \quad (4.13)$$

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{2}{3} \left[i_a \cos \varphi + i_b \cos \left(\varphi + \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \cos \left(\varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \right]; \\ i_q &= \frac{2}{3} \left[i_a \sin \varphi + i_b \sin \left(\varphi + \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \sin \left(\varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{aligned} \right\}. \quad (4.14)$$

Принцип векторного управления вытекает из анализа уравнений АД, записанных для обобщенных векторов токов и потокосцеплений:

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 r_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} = \bar{I}_1 r_1 + j\omega_1 \bar{\Psi}_1; \quad (4.15)$$

$$0 = \bar{I}_2 \frac{r'_2}{s} + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} = \bar{I}_2 \frac{r'_2}{s} = j\omega_1 \bar{\Psi}_2; \quad (4.16)$$

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{I}_1 L_1 + \bar{I}_0 L_0 = \bar{I}_1 (L_1 + L_0) - \bar{I}_1 L_0 + \bar{I}_0 L_0 = \bar{I}_1 L_s + \bar{I}_2 L_0; \quad (4.17)$$

$$\bar{\Psi}_2 = \bar{I}_2 L_2 + \bar{I}_0 L_0 = \bar{I}_0 (L_2 + L_0) - \bar{I}_0 L_0 = \bar{I}_2 L_r + \bar{I}_1 L_0 \quad (4.18)$$

где $L_0 = x_0 / \omega_{1H}$; $L_1 = x_1 / \omega_{1H}$; $L_2 = x'_2 / \omega_{1H}$; r_1 , r'_2 параметры схемы замещения АД (рис. 4.1); $L_s = L_1 + L_0$; $L_r = L_2 + L_0$ – синхронные индуктивности цепей статора и ротора.

Найдем ток ротора из уравнения (4.18):

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{\Psi}_2 - \bar{I}_1 L_0}{L_r}$$

и подставим его в уравнение (4.16):

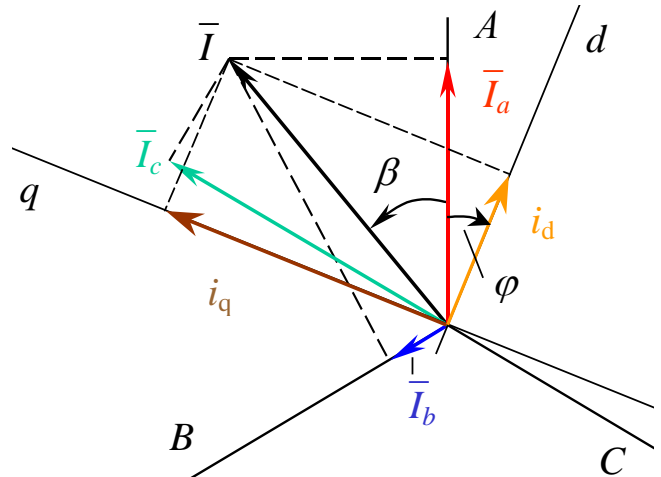


Рис. 4.12 Представление ОВ в различных системах координат

$$0 = \frac{\bar{\Psi}_2}{L_r} \frac{r'_2}{s} - \frac{\bar{I}_1 L_0}{L_r} \frac{r'_2}{s} + j\omega_1 \bar{\Psi}_2,$$

откуда

$$\bar{\Psi}_2 \left(\frac{r'_2}{L_r s} + j\omega_1 \right) = \bar{I}_1 \frac{L_0}{L_r} \frac{r'_2}{s}. \quad (4.19)$$

Поскольку до сих пор никакие условия относительно ориентации действительной оси не выдвигались, сориентируем ее таким образом, чтобы действительная ось имела направление, совпадающее с направлением вектора потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_2$. Поэтому это потокосцепление не будет иметь мнимой составляющей ($\bar{\Psi}_2 = \Psi_2 + j0$), а ток статора $\bar{I}_1 = I_{1d} + jI_{1q}$. Тогда уравнение (4.19) приобретет вид

$$\Psi_2 \left(\frac{r'_2}{L_r s} + j\omega_1 \right) = (I_{1d} + jI_{1q}) \frac{L_0 r'_2}{L_r s}.$$

Сравнив действительные и мнимые части последнего выражения, найдем соответственно продольную и поперечную проекции тока статора (рис. 4.13):

$$I_{1d} = \Psi_2 / L_0; \quad (4.20)$$

$$I_{1q} = \frac{\Psi_2 \omega_1 L_r s}{L_0 r'_2} = \Psi_2 \frac{\omega_{1n} \beta}{L_0 \alpha_r} \quad (4.21)$$

где $\alpha_r = r'_2 / L_r$; $\beta = \omega_1 s / \omega_{1n} = \nu s$ абсолютное скольжение; $\nu = \omega_1 / \omega_{1n}$ относительная частота.

Чтобы получить выражение для момента, сначала рассмотрим потребляемую двигателем активную мощность как скалярное произведение питающего напряжения и тока статора:

$$P_1 = 3 \cdot \bar{U}_1 \bar{I}_1 = 3 \cdot (\bar{I}_1 r_1 + j\omega_1 \bar{\Psi}_1) \bar{I}_1 = 3 \bar{I}_1 \bar{I}_1 + j3\omega_1 \bar{\Psi}_1 \bar{I}_1.$$

Первая составляющая последнего уравнения равняется активным потерям в обмотке статора, вторая (при условии пренебрежения потерями в стали) – электромагнитной мощности двигателя:

$$P_e = 3\omega_1 (j\bar{\Psi}_1) \bar{I}_1.$$

Выразив из уравнений (4.17), (4.18) потосцепления статора

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{I}_1 \left(L_s - \frac{L_0^2}{L_r} \right) + \bar{\Psi}_2 \frac{L_0}{L_r}$$

и подставив результат в выражение для электромагнитной мощности, получим

$$P_e = 3\omega_1 (j\bar{I}_1) \cdot \bar{I}_1 \left(L_s - \frac{L_0^2}{L_r} \right) + 3\omega_1 (j\bar{\Psi}_2) \cdot \bar{I}_1 \frac{L_0}{L_r} =$$

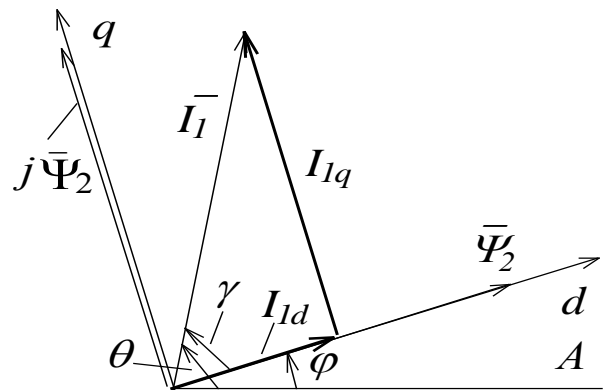


Рис. 4.13 Составляющие тока статора (режим двигателя)

$$= 3\omega_1 I_1^2 \left(L_s - \frac{L_0^2}{L_r} \right) \cos \frac{\pi}{2} + 3\omega_1 \frac{L_0}{L_r} \Psi_2 I_1 \cos \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) = 3\omega_1 \frac{L_0}{L_r} \Psi_2 I_{1q}.$$

Электромагнитный момент АД

$$M = \frac{zP_e}{\omega_1} = \frac{3zL_0}{L_r} \Psi_2 I_{1q} = \frac{3z\omega_1 s}{r'_2} \Psi_2^2 = \frac{3z\omega_{1н}}{\alpha_s \alpha_r} \beta \Psi_2^2. \quad (4.22)$$

где $\alpha_s = r_1/L_s$; z – количество пар полюсов.

Из уравнений (4.20)...(4.22) видно, что частотно-управляемый асинхронный двигатель с неизменным потокоцеплением ротора во многом подобен двигателю постоянного тока (ДПТ) независимого возбуждения:

- потокоцепление ротора пропорционально продольной составляющей тока статора (поэтому последнюю называют потокообразующей) так же как в ДПТ, где поток пропорционален току возбуждения;
- при неизменном потокоцеплении ротора момент пропорционален поперечной (моментаобразующей) составляющей тока статора (в ДПТ ей соответствует ток якоря);
- при неизменных потокоцеплении ротора и частоте питания момент пропорционален скольжению (т.е. механические характеристики АД линейны, как у ДПТ);
- возможно раздельное управление составляющими I_{1d} и I_{1q} .

Поэтому в векторных системах чаще всего стабилизируют именно потокоцепление Ψ_2 , что обеспечивает самую простую структуру САР, наибольшее быстродействие и линейность механических характеристик. Для изменения момента при неизменном потоке необходимо изменять лишь составляющую I_{1q} , поддерживая компоненту I_{1d} неизменной (рис. 4.14). Для перевода АД в режим рекуперации достаточно изменить знак моментаобразующей компоненты. Ослабление поля достигается путем уменьшения составляющей I_{1d} .

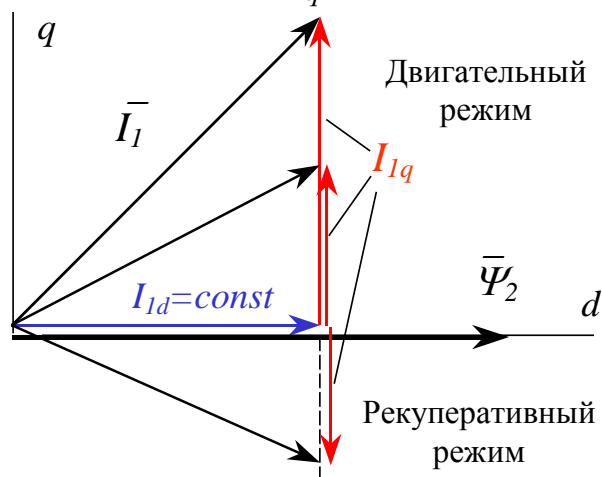


Рис. 4.14 Компоненты тока статора в различных режимах

На рис. 4.15 изображена функциональная схема системы полеориентированного («полного») векторного управления, используемой в преобразователях частоты Altivar 900 компании Шнейдер Электрик (см. гл. 5).

Регулирование осуществляется в системе координат dq , связанной с полем ротора. По оси q регулируются скорость и моментаобразующая составляющая тока статора I_{1q} , по оси d – потокоцепление ротора Ψ_2 и потокообразующая компонента тока статора I_{1d} .

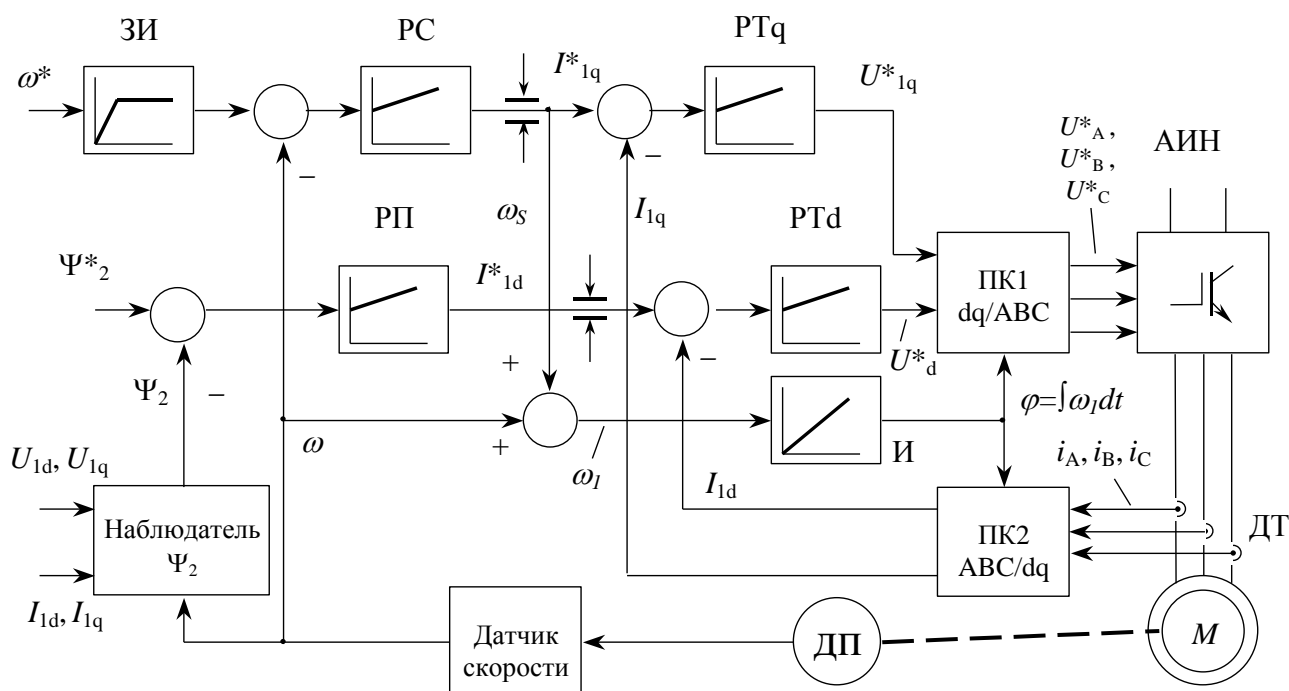


Рис. 4.15 Функциональная схема системы полеориентированного векторного управления

Задания на напряжения U_q^* и U_d^* , сформированные регуляторами тока PTq и PTd , преобразуются в задания на напряжения фаз статора U_A^*, U_B^*, U_C^* преобразователем координат ПК1 в соответствии с уравнениями (4.13). Токи фаз i_A, i_B, i_C , измеренные датчиками тока ДТ, преобразуются к системе координат dq преобразователем координат ПК2 по алгоритму, заданному уравнениями (4.14). Выходной сигнал регулятора скорости РС является заданием на момент, а благодаря постоянству потока ротора – также на моментобразующую компоненту тока I_{1q} и на частоту скольжения ω_s . Угол φ между осями статора и поля ротора определяется интегратором И исходя из суммы текущей частоты вращения вала ω и задания на частоту скольжения ω_s :

$$\varphi = \int (\omega + \omega_s) dt.$$

Текущее значение потокосцепления ротора Ψ_2 вычисляется вычислительным устройством (наблюдателем потока) исходя из измеренных токов и напряжений статора, а также текущей скорости АД. Выходной сигнал регулятора потока РП является заданием на потокообразующую компоненту тока статора I_{1d} . Сигнал обратной связи по скорости формируется датчиком скорости исходя из информации от импульсного датчика положения ДП.

Системы такого рода по быстродействию, точности и диапазону регулирования скорости не уступают электроприводам постоянного тока, а по надежности и массогабаритным показателям превосходят их. Область их применения – быстродействующие электроприводы с частыми пуско-тормозными режимами (например, для грузоподъемных механизмов, реверсивных прокатных станов).

Во многих случаях применение импульсного датчика положения ротора либо оправдано экономически, либо затруднено из конструктивных соображений. В таких случаях при отсутствии жестких требований к качеству регулирования применяют т.н. «бездатчиковое» векторное управление (рис. 4.16), являющееся упрощенным вариантом «полного» векторного управления.

Рис. 4.16 Функциональная схема системы «бездатчикового» векторного управления

Контрольные вопросы

5. Для реализации каких законов частотного управления необходимо использование функционального преобразователя в канале управления амплитудой напряжения?
6. Что нужно сделать с составляющими тока статора, чтобы перевести АД в рекуперативный режим?
7. Как ведет себя составляющая тока статора I_{1d} в первой зоне регулирования, когда поток ротора неизменный?
8. Преимущества и недостатки частотно управляемого электропривода с ШИМ.
9. Перечислите способы использования тормозной энергии в частотно-управляемых электроприводах. В каких случаях дополнительные расходы для этого не нужны?

Ответы

1: растет при увеличении нагрузки; 2: частота возрастает с ростом скорости, амплитуда неизменна; 3: $U_1 / f^2 = const$; 4: возрастает максимальный и начальный пусковой момент двигателя при малых частотах; 5: скалярных; 6: изменить знак моментобразующей составляющей тока; 7: остается неизменной; 8: преимущества – более синусоидальная форма выходного тока, больший диапазон регулирования скорости, большее быстродействие, возможность использования неуправляемого входного выпрямителя и более высокий коэффициент мощности, недостатки – большая частота переключения ключей, большая их стоимость, возможность перенапряжений на зажимах обмотке статора при большой длине кабеля; 9: рекуперация в сеть переменного тока, преобразование в тепло в разрядном резисторе, динамическое торможение (последнее не требует никаких дополнительных расходов).

5 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ КОМПАНИИ «ШНЕЙДЕР ЭЛЕКТРИК»

5.1 Общая характеристика

Компания «Шнейдер Электрик» продает в Украине 5 серий низковольтных преобразователей частоты, предназначенных для регулирования скорости двигателей переменного тока. Сферы применения преобразователей приведены в табл. 5.1, основные характеристики – в табл. 5.2.

Таблица 5.1

Области применения преобразователей частоты
компании «Шнейдер Электрик»

Серия ПЧ	Области применения
<i>Altivar 12</i> (ATV12)	<ul style="list-style-type: none"> • Небольшие конвейеры; • Вентиляторы и насосы; • Смесители, моечные машины, центрифуги; • Автоматические двери, шлагбаумы; • Рекламные щиты, тренажеры; • Упаковочные машины
<i>Altivar 212</i> (ATV212)	<ul style="list-style-type: none"> • Вентиляторы и насосы для систем теплоснабжения, водоснабжения, кондиционирования воздуха в жилищно-коммунальном секторе и в общественных зданиях
<i>Altivar 320</i> (ATV320)	<ul style="list-style-type: none"> • Подъемно-транспортное и погрузочно-разгрузочное оборудование (конвейеры, краны, электротали); • Фасовочно-упаковочное оборудование; • Вентиляторы, насосы, компрессоры; • Мешалки, смесители, моечные машины, центрифуги; • Механизмы пищевой промышленности • Текстильные машины
<i>Altivar 600</i> (ATV600)	<ul style="list-style-type: none"> • Вентиляторы; • Воздуходувки и дымососы; • Компрессоры и насосы
<i>Altivar 900</i> (ATV900)	<ul style="list-style-type: none"> • Подъемно-транспортное оборудование (лифты, эскалаторы, подъемные краны); • Погрузочно-разгрузочное оборудование (конвейеры, транспортеры, штабелеры); • Фасовочно-упаковочные и этикетировочные машины; • Оборудование технологических линий (пищевая, химическая, фармацевтическая, бумажная промышленность); • Деревообрабатывающие и текстильные машины; • Высокоинерционные механизмы (центрифуги, мешалки, прессы, маятниковые насосы)

Таблица 5.2

**Основные характеристики преобразователей частоты
компании «Шнейдер Электрик»**

	<i>ATV12</i>	<i>ATV212</i>	<i>ATV320</i>	<i>ATV600</i>	<i>ATV900</i>
Напряжение питания, В	1×100...120 1×200...240 3×200...240	3×200...240 3×380...480	1×200...240 3×380...500	3×200...240 3×380...480	3×200...240 3×380...480
Мощность двигателя, кВт	0,18...4	0,75...75	0,18...15	0,75...500	0,75...800
Выходная частота, Гц	0...400	0,5...200	0...599	0,1...500	0,1...500
Диапазон регулирования скорости	20	10	100	100	1000
Количество логических входов	4	3+1	6	6+2	8+2
Количество аналоговых входов	1	2	3	2	3
Количество аналоговых выходов	1	1	1	1	2
Количество дискретных выходов	-	-	1	-	-
Количество релейных выходов	1	2	2	3	3
Количество настраиваемых параметров	189	168	848	1346	1448
Регулятор технологического параметра	ПИД	ПИД	ПИД	ПИД	ПИД
Количество прикладных функций	40	50	150	>150	>150
Количество предустановленных скоростей	8	7	16	16	16
Скалярное управление U/f	+	+	+	+	+
Скалярное управление U/f^2	+	+	+	+	-
Бездатчиковое векторное управление	+	+	+	-	+
Полное векторное управление	-	-	-	-	+
Управление СД	-	+	+	+	+

Преобразователи построены по принципу двухзвенного ПЧ с трехфазным мостовым автономным инвертором напряжения с ШИМ на *IGBT*-транзисторах. Частота коммутации ключей настраивается от 1..2 до 16 кГц. Система управления преобразователями – цифровая. Серии различаются диапазоном

номинальных напряжений и мощностей, сферой применения и функциональными возможностями. Серии *Altivar 212* и *Altivar 600* разрабатывались для применения в механизмах, момент сопротивления которых падает со снижением скорости (т.н. механизмы с «переменным моментом»). Серия *Altivar 900*, наоборот, предназначена исключительно для механизмов со статическим моментом, не зависящим от скорости (механизмы с «постоянным моментом»). Во всех сериях предусмотрено скалярное управление со стабилизацией U/f и бездатчиковое векторное управление и лишь в наиболее функциональной серии *Altivar 900* – векторное управление с обратной связью по скорости. В последней серии предусмотрена также возможность установки дополнительных плат (для увеличения числа входов/выходов, решения задач автоматизации технологического процесса, связи с коммуникационными сетями).

Преобразователи *Altivar 900* обладают наибольшими функциональными возможностями и предназначены для решения сложных задач управления электроприводами. Они способны работать с датчиками положения ротора, обеспечивая векторное управление с диапазоном регулирования скорости до 1000 и точностью поддержания скорости 0,01%. Преобразователи способны поддерживать момент двигателя на уровне 80...100% от номинального даже при неподвижном вале. Повышенная перегрузочная способность (до 220% в течение 2 с) является предпосылкой высокого быстродействия электропривода. Благодаря изменению структуры системы регулирования возможно не только управление скоростью по различным законам, но и управление моментом с точностью до 5% (для перематывающих механизмов). Внутренний ПИД-регулятор позволяет решать простые задачи автоматизации. Набор дополнительных встраиваемых плат (плата встроенного программируемого логического контроллера, интерфейсные карты датчиков положения различных типов, сетевые карты для обеспечения связи по различным протоколам, платы с дополнительными входами/выходами) расширяет функциональные возможности преобразователя (в преобразователь одновременно может быть установлено до трех таких плат).

Схема внешних соединений преобразователя *Altivar* показана на рис. 5.1. Силовые клеммы $R/L1$, $S/L2$, $T/L3$ служат для подключения ПЧ к питающей сети, $U/T1$, $V/T2$, $W/T3$ – для присоединения двигателя. Наружу выведены также входные клеммы питания инвертора постоянным током $PA/+$, $PC/-$ (их можно использовать для питания инвертора от внешнего источника постоянного напряжения), а также один из выходов выпрямителя PO (между этой клеммой и $PA/+$ при необходимости вместо перемычки включают дроссель постоянного тока). В ПЧ *Altivar 900* встроен разрядный ключ звена постоянного тока. Поэтому при его применении в грузоподъемных механизмах с частыми или длительными тормозными режимами между клеммами PB и $PA/+$ необходимо включить тормозной резистор. Для передачи тормозной энергии в сеть переменного тока может быть использован модуль рекуперации (активный выпрямитель), включаемый встречно-параллельно входному выпрямителю между клеммами $PA/+$, $PC/-$ и $R/L1$, $S/L2$, $T/L3$ (рис. 5.2). Возможно объединение звеньев постоянного тока нескольких ПЧ для обеспечения обмена тормозной энергией между ними (рис. 5.3).

Помимо силовых клемм, на рис. 5.1 показаны клеммы управляющих входов и выходов (см. п. 5.2).

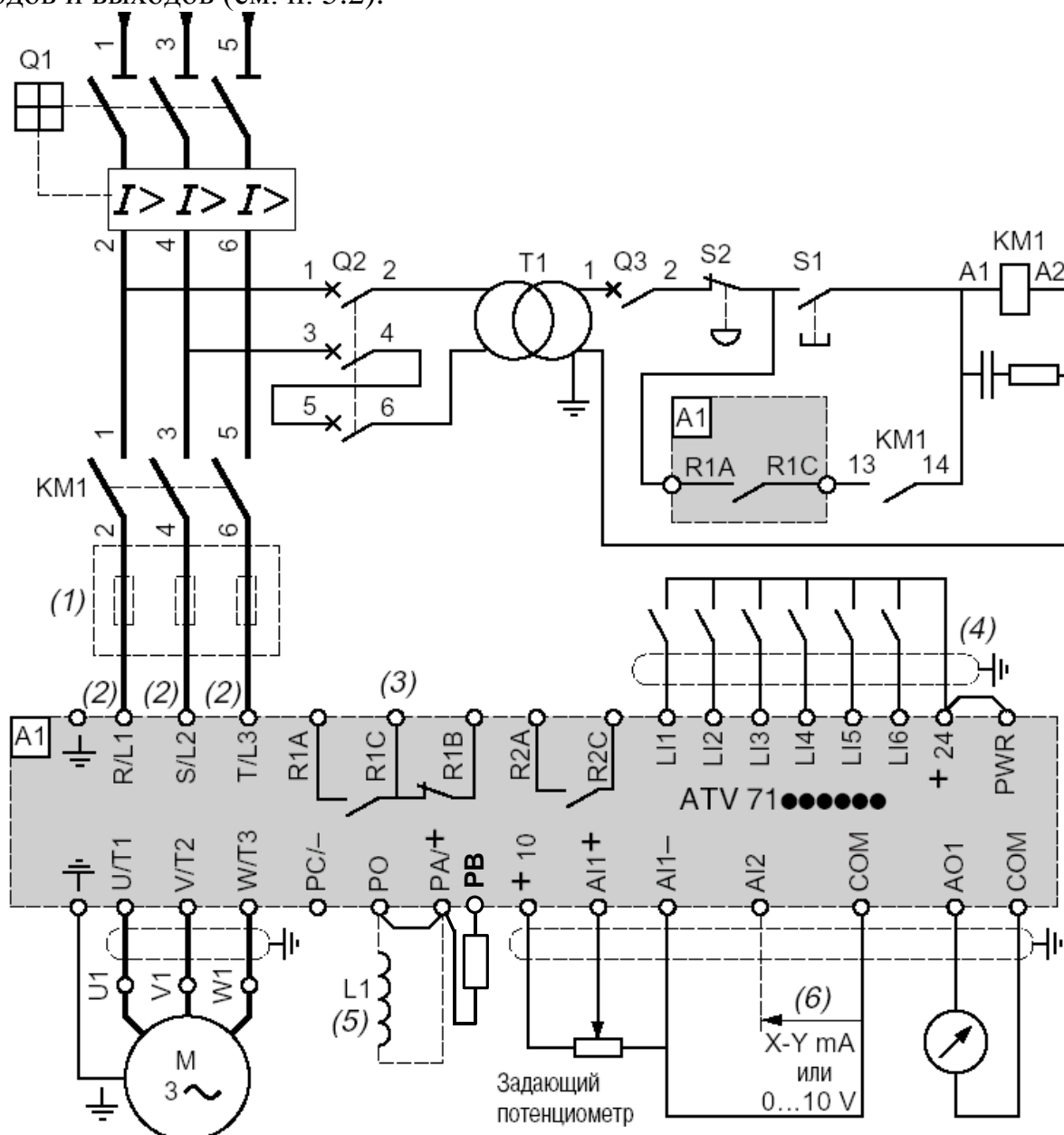


Рис. 5.1 Схема внешних соединений ПЧ *Altivar*

5.2 Управляющие входы и выходы

Управляющие входы преобразователя предназначены для автоматизации управления электроприводом от внешних устройств (например, программируемых логических контроллеров) или вручную при наладке. Предусмотрены три типа входов:

- аналоговые (клеммы $AI1+$, $AI1-$, $AI2$, COM), предназначенные для подачи внешних аналоговых сигналов задания на частоту, момент или другую переменную, а также сигналов обратных связей от аналоговых датчиков (имеется 2 входа на ПЧ и еще до 2 на дополнительных платах расширения);
- логические (клеммы $LI1...LI6$), служащие для подачи управляющих логических команд на начало движения, реверс, остановку и т.п.;

- импульсные, воспринимающие частотно-модулированные сигналы задания от внешних устройств (подобный вход имеется на одной из дополнительных плат).

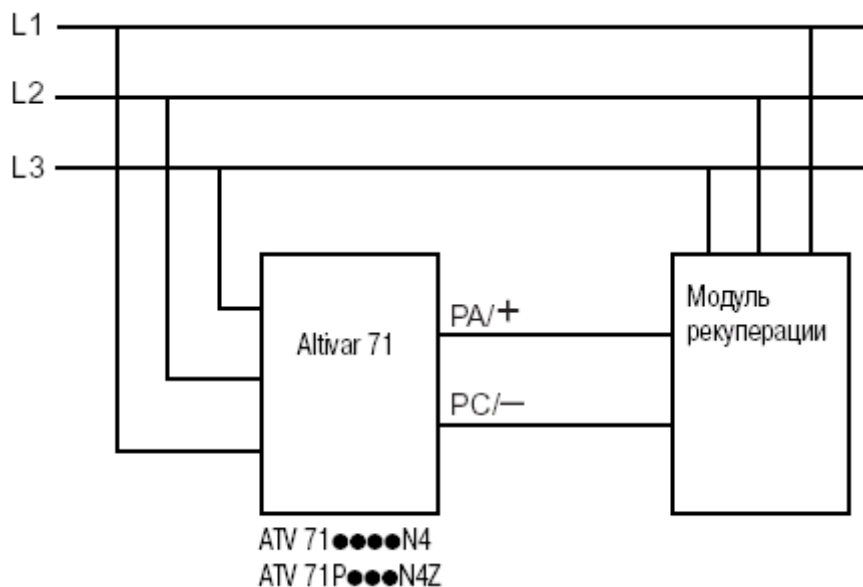


Рис. 5.2 Включение модуля рекуперации

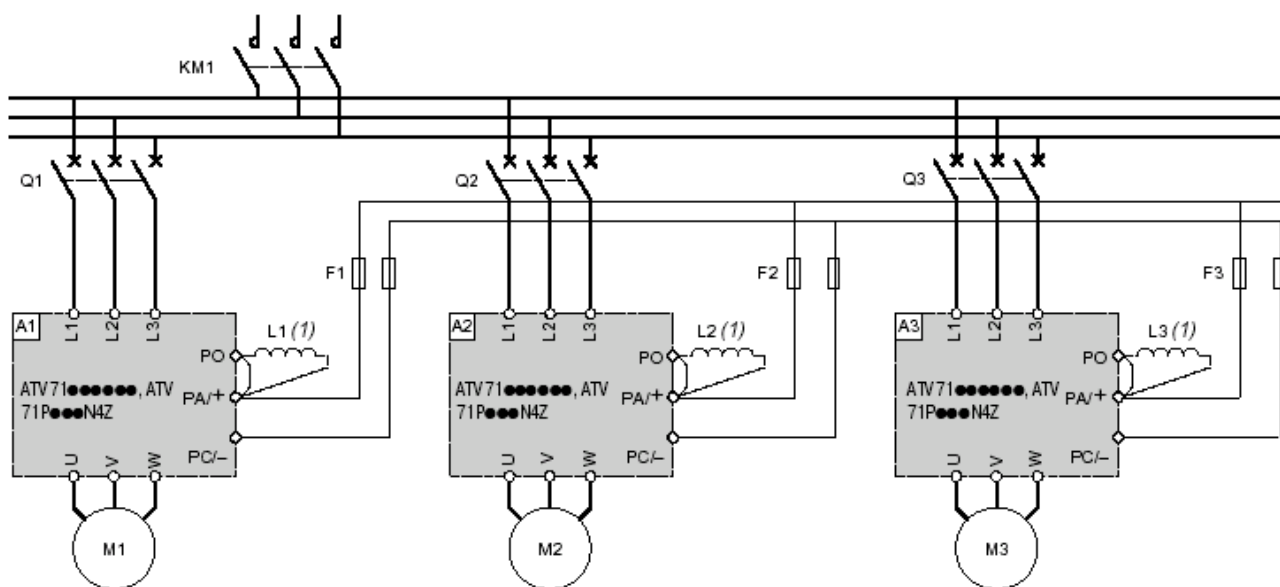


Рис. 5.3 Объединение звеньев постоянного тока

Подача логической команды производится путем подключения или отключения цепи соответствующего логического входа от клеммы внутреннего источника +24 В. Имеется возможность переназначения входов. Благодаря этому фактически реализуется определенная договоренность о том, как будет интерпретироваться команда, поступившая на конкретный вход (например, логическая единица на каком-либо логическом входе в зависимости от этой договоренности может быть понята как команда реверса, быстрой остановки или активизации ограничения момента). Некоторые возможные назначения логических входов:

- активизация остановки на выбеге;
- активизация быстрой остановки;
- активизация динамического торможения;

- переключение темпов;
- реверс;
- активизация локального управления;
- активизация пошагового режима;
- выбор предустановленных скоростей;
- быстрее-медленнее;
- быстрее-медленнее вокруг задания;
- остановка по концевому выключателю (вперед и назад);
- замедление (вперед и назад);
- намагничивание двигателя;
- выбор предустановленных заданий для ПИД-регулятора;
- отключение интегральной составляющей ПИД-регулятора;
- деактивация ПИД-регулятора и переход к ручному управлению;
- переключение между регулированием скорости и регулированием момента;
- активизация ограничения момента;
- переключение комплектов параметров;
- активизация автоподстройки;
- переключение конфигураций параметров;
- активизация внешней неисправности;
- сброс неисправности.

Наличие в ПЧ *Altivar* большого количества логических входов дает возможность реализации многообразных режимов привода и его адаптации к конкретным условиям применения. Еще до 7 логических входов может быть задействовано на дополнительных платах, устанавливаемых при необходимости в преобразователь.

Выходы ПЧ служат для диагностики его состояния.

В преобразователе *Altivar* имеется аналоговый выход (клеммы *AO1*, *SOM*), на который может быть подан аналоговый сигнал, пропорциональный текущему значению какой-либо внутренней переменной ПЧ или двигателя (тока, напряжения, выходной частоты, мощности, момента, степени нагрева, ошибки ПИД-регулятора и т.п. по выбору пользователя). Этот сигнал может быть использован для индикации переменной на аналоговом измерительном приборе, подан на вход программируемого логического контроллера или другого ПЧ (например, для реализации согласованного движения нескольких приводов). Аналоговый выход может быть настроен как источник напряжения (0...10 В) или тока (0...20 мА). Еще один аналоговый выхода доступен на плате расширения.

Имеется также переназначаемые релейные выходы, служащие для целей сигнализации и управления внешними устройствами. Выход *R1* с переключающими контактами (клеммы *R1A*, *R1B*, *R1C*) предназначен для индикации состояния ПЧ и двигателя (например, достижения выходной частотой, температурой обмоток или током определенного уровня, наличия неисправности и т.п.). В схеме рис. 5.1 выход *R1* назначен на сигнализацию неисправности, а его клеммы *R1A* и *R1C* включены в цепь самоподхвата сетевого контактора *KM1*. Выход *R2* (клеммы *R2A* и *R2C*) может быть использован для управления кон-

такторами на входе ПЧ или на его выходе (при поочередном питании от одного ПЧ нескольких двигателей), включения и отключения электромагнитного тормоза в грузоподъемных механизмах. На платах расширения имеется еще два релейных выхода с переключающими контактами, которые могут быть использованы как управляющие.

5.3 Настройка преобразователя частоты

Настройка ПЧ необходима для его адаптации к конкретной технологической задаче. Настройку производят путем изменения значений настраиваемых параметров. Основные категории таких параметров:

- параметры двигателя (номинальные мощность, ток, напряжение, частота вращения);
- диапазон выходных частот;
- частота модуляции;
- темпы разгона и торможения и форма тахограммы;
- параметры автоподстройки;
- способы остановки;
- выбор закона частотного управления и его параметров;
- параметры регуляторов и обратных связей;
- назначение и конфигурирование входов/выходов;
- параметры прикладных функций;
- активизация и уставки защит;
- отображение состояния ПЧ и его внутренних переменных;
- сохранение и загрузка, переключение и защита конфигураций параметров;
- выбор макроконфигурации и т.п.

Каждый параметр имеет код, состоящий из нескольких латинских букв или цифр (например, *AC2*, *nSPS*), имя (например, *Acceleration2*) и значение. Различают значение по умолчанию (или заводскую настройку), которое присваивается параметрам на заводе-изготовителе, и пользовательскую настройку (значение, присвоенное параметру пользователем в процессе настройки). Параметры для удобства доступа упорядочены в тематические меню и подменю (вложенные меню). Изменение значений параметров можно производить на месте с помощью терминала оператора, дистанционно по коммуникационной сети или с помощью персонального компьютера.

Совокупность значений настраиваемых параметров называют конфигурацией (они также бывают заводской и пользовательской). Для ускорения ввода в эксплуатацию ПЧ поставляется с 8 заводскими конфигурациями (макроконфигурациями), которые отличаются назначениями некоторых входов и выходов, значениями некоторых параметров и предназначены для типовых технологических применений:

- Пуск/стоп – для механизмов с простыми тахограммами (макроконфигурация по умолчанию);
- Транспортировка – для транспортного оборудования с перемещением по горизонтальной плоскости;
- Общее применение;

- Подъемно-транспортное оборудование;
- ПИД-регулятор – для систем с автоматическим регулированием технологического параметра;
- Коммуникация – для систем с управлением по коммуникационной сети;
- Ведущий/ведомый – для многодвигательных механизмов с согласованием скоростей или работой на общий вал и автоматическим выравниванием нагрузок, для перематывающих механизмов;
- Лифт.

Пользователь может выбрать одну из этих макроконфигураций, а также создать на базе любой из них пользовательскую конфигурацию, изменив настройки нужных параметров.

Возможные операции с конфигурациями:

- сохранение текущей пользовательской конфигурации в памяти ПЧ (до 3 конфигураций), в памяти графического терминала (до 4 конфигураций) или на диске персонального компьютера (неограниченное количество);
- возврат к заводской конфигурации или одной из ранее сохраненных конфигураций пользователя;
- перенос конфигураций на другие ПЧ с помощью графического терминала;
- переключение (активизация) конфигураций с помощью сигналов на логических входах.

Для обеспечения диалога с пользователем могут быть использованы:

- встроенный терминал (его возможности: перемещение по системе меню, выбор параметров и изменение их значений, отображение текущих значений параметров и состояния ПЧ на четырехразрядном семисегментном индикаторе, сброс ошибки);
- съемный графический терминал (дополнительно к возможностям встроенного терминала позволяет также подавать управляющие команды на пуск, реверс, останов, имеет лучшие возможности отображения благодаря наличию восьмистрочного графического жидкокристаллического дисплея, способен хранить до 4 пользовательских конфигураций параметров);
- коммуникационная сеть;
- персональный компьютер со специальным программным обеспечением *So-Move* (имеется возможность формирования файлов конфигураций как в офисе без подключения к ПЧ, так и в режиме прямого обмена настройками, а также управления ПЧ и осциллографирования внутренних переменных привода). Программа может быть использована для настройки ПЧ всех серий, устройств плавного пуска, сервоприводов и интеллектуальных пускателей производства Шнейдер Электрик.

5.4 Прикладные функции ПЧ Altivar

Прикладной функцией называют совокупность нескольких тематически близких параметров, реализующих некоторую технологическую задачу (например, управление электромагнитным тормозом, позиционирование по конечным выключателям, пропуск резонансных частот, переключение темпов и т.п.). Параметры, реализующие прикладную функцию, обычно размещаются в общем

подмену и становятся доступными только после активизации функции с помощью специального параметра.

Работа ПЧ обычно начинается с активизации функции **автоподстройки**. Эта функция обеспечивает подачу на двигатель тестовых воздействий и автоматически определяет параметры схемы его замещения. Для корректной работы автоподстройки предварительно следует ввести в ПЧ номинальные данные двигателя, помещенные на его табличке. Результаты автоподстройки используются для автоматической настройки регуляторов и повышения качества регулирования.

В зависимости от требований к электроприводу преобразователь может обеспечить три **способа остановки**:

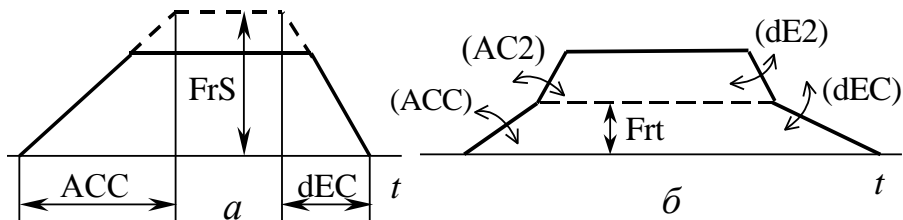


Рис. 5.4 Темпы разгона и торможения

- в рекуперативном режиме (тормозная энергия передается через инвертор в звено постоянного тока);
- в режиме динамического торможения (инвертор работает в режиме широтно-импульсного преобразователя, подавая в обмотки статора постоянный ток);
- в режиме выбега (ключи инвертора запираются, а двигатель останавливается под действием статического момента на валу).

Переход к режиму остановки обычно производится по команде на логическом входе, а способ торможения выбирается с помощью специальных параметров.

Не менее важной задачей является **ограничение темпов** изменения скорости. Параметр ACC (рис. 5.4а) имеет размерность времени и численно равен длительности разгона от нулевой частоты до номинальной FrS . Соответственно

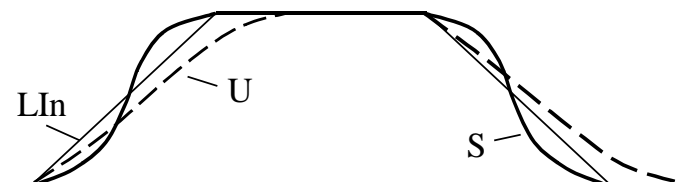


Рис. 5.5 Формы тахограмм

dEC равен длительности торможения (в рекуперативном режиме) от номинальной частоты до нулевой. Имеется также второй набор темпов ($AC2$ и $dE2$), переход к которым может осуществляться при переходе через некоторую граничную частоту (Frt , см. рис. 5.4б) или по команде на логическом входе. Помимо темпа изменения скорости, можно выбрать также нелинейный характер этого изменения в процессе разгона и торможения (рис. 5.5). Это дает возможность благодаря ограничению рывка (производной ускорения) снизить динамические нагрузки в механизмах с упругими звеньями и зазорами, а также повысить комфортность пассажирских лифтов.

Для механизмов, требующих движения с несколькими фиксированными уровнями скорости, предназначена функция «**Предустановленные скорости**». Задав с помощью параметров $SP2...SP16$ требуемые уровни выходных частот ПЧ и назначив на логические входы функции $PS2, PS4, PS8, PS16$, можно, из-

меняя двоичный код на логических входах, выбирать уровни скорости (рис. 5.6). Переход от одной скорости к другой происходит с темпами *ACC* и *dEC*.

Функция «**Быстрее-медленнее**» (рис. 5.7) применяется для плавного изменения заданной частоты с помощью лишь логических входов (другое название – моторный потенциометр). Возможные применения: управление подъемным краном с подвесного пульта, подстройка скоростей многодвигательных приводов. При наличии логической единицы на входе, назначенном на команду *USP*, заданная частота плавно возрастает с темпом *ACC*. Появление единицы на входе, назначенном на *dSP*, приводит к плавному снижению заданной частоты с темпом *dEC*.

Шаговый режим используется при ручном управлении (например, в процессе наладки оборудования или в механизмах с ручной подачей или заправкой материала). В этом режиме движение (обычно с пониженной скоростью) происходит только тогда, когда на выбранном логическом входе присутствует логическая единица (рис. 5.8). Если командой на одном из логических входов активизирована функция шагового режима, то наличие команды «Вперед» («Назад») приводит к движению с наперед заданной шаговой скоростью.

Для ограничения частоты пусков можно задать интервал времени t_{JOG} , в течение которого очередная команда на движение не будет восприниматься.

ПИД-регулятор предназначен для регулирования технологической переменной (натяжения перематываемого материала, уровня жидкости в резервуаре, давления жидкости или газа в магистрали, температуры). Выходной сигнал регулятора является заданием на выходную частоту ПЧ. Источниками задающего сигнала для ПИД-регулятора могут быть аналоговый или импульсный вход, предварительно сформированные задания (выбираемые, подобно предусмотренным скоростям, с помощью логических входов), задание, сформиро-

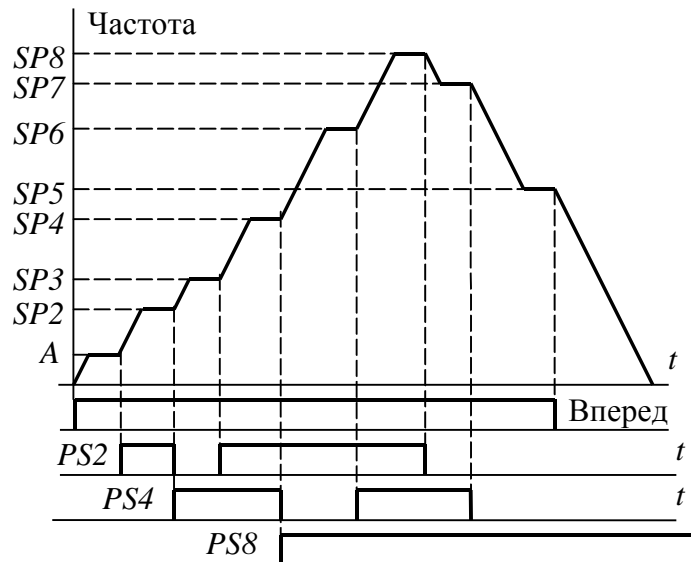


Рис. 5.6 Восьмиуровневая тахограмма

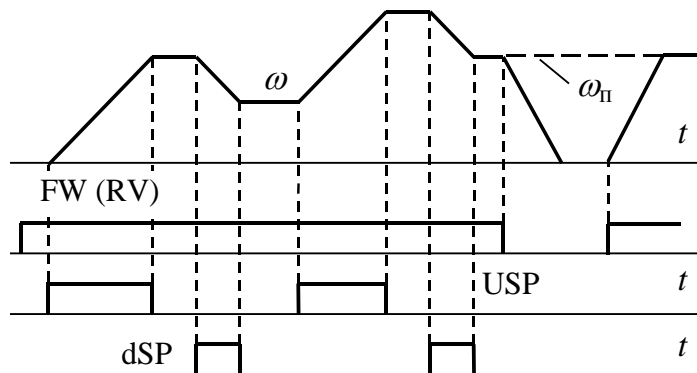


Рис. 5.7 Работа в режиме «быстрее-медленнее»



Рис. 5.8 Шаговый режим

ванное вручную с помощью графического терминала. Сигнал обратной связи может быть получен регулятором с аналогового или импульсного входа, а также по коммуникационной сети. Параметры, связанные с ПИД-регулятором, позволяют обеспечить необходимое качество регулирования технологической переменной.

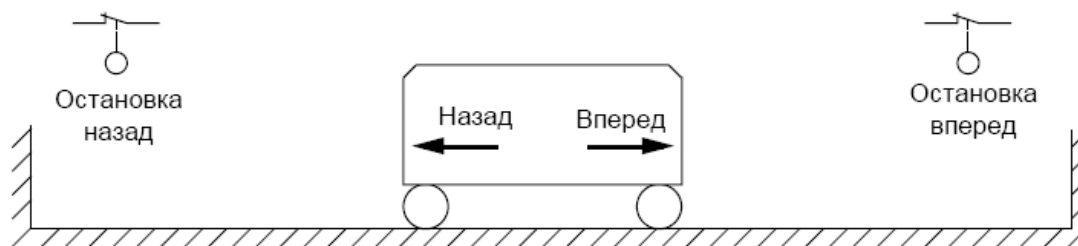


Рис. 5.9 Схема управления окончанием хода

В механизмах с поступательным или поворотным перемещением рабочего органа (стол строгального станка, простейшие манипуляторы, подъемные краны и т.п.) допустимый диапазон перемещений обычно ограничен упорами (концевыми выключателями, рис. 5.9). Функция

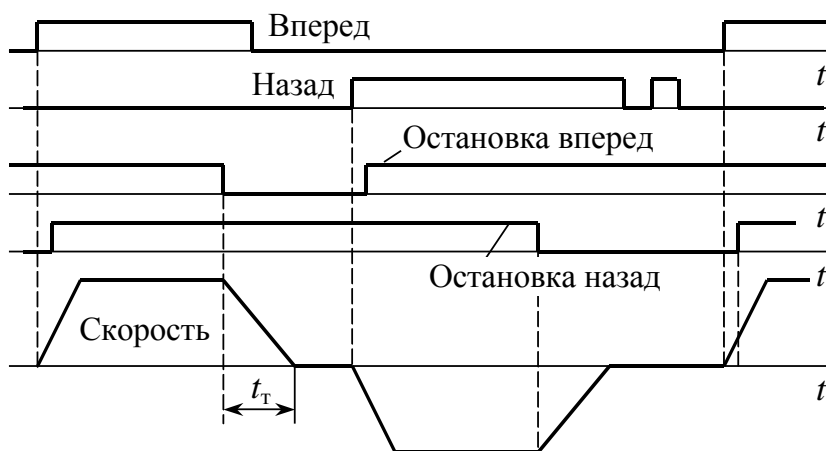


Рис. 5.10 Работа в режиме окончания хода

«**Управление окончанием**

хода» благодаря использованию 4 логических входов обеспечивает выбор направления движения и автоматическую остановку после получения команды от конечного выключателя (рис. 5.10). Способ остановки (выбег или остановка с контролируемым темпом в режиме рекуперативного торможения) можно выбрать с помощью отдельного параметра. Точность остановки в данном режиме не очень высока, т.к. торможение начинается с достаточно большой скорости. Поэтому путь, пройденный рабочим органом за время торможения t_T , может заметно варьировать в зависимости от нагрузки на валу.



Рис. 5.11 Позиционирование по двум выключателям

Функция «**Позиционирование по конечным выключателям**» обеспечивает точную остановку рабочего органа (например, тележки крана) благодаря использованию т.н. «ползучей» скорости. Для ее реализации необходимы 4 конечных выключателя (рис. 5.11) и 6 логических входов (4 – для сигналов от

выключателей и два – для выбора направления движения). По достижении подвижной частью механизма выключателя замедления дается команда замедления до «ползучей» скорости (рис. 5.12). Двигаясь на этой скорости до выключателя остановки, привод замыкает его, получая вследствие этого команду на остановку. Движение в обратном направлении начинается после получения команды на реверс.

В ряде механизмов, выполняющих перематывание различных материалов (металлопровода, пленок, кабельно-проводниковой продукции, бумаги) возникает необходимость **стабилизации** усилия и **момента**. В этом случае привод должен иметь абсолютно мягкую механическую характеристику, параллельную оси скорости (отрезок BC на рис. 5.13а).

Стабилизация та может осуществляться в делах некоторого диапазона скоростей. При выходе за пределы этого диапазона происходит автоматический переход к стабилизации скорости на уровне одной из резервных частот f_{p1} или f_{p2} (отрезки DC и BA). При отрицательном знаке задания на момент его стабилизация происходит в рекуперативном режиме (рис. 5.13б). Если скорость вновь возвращается в пределы $f_{p1} \dots f_{p2}$, стабилизация момента возобновляется. Задание на момент может быть подано на аналоговый вход ПЧ.

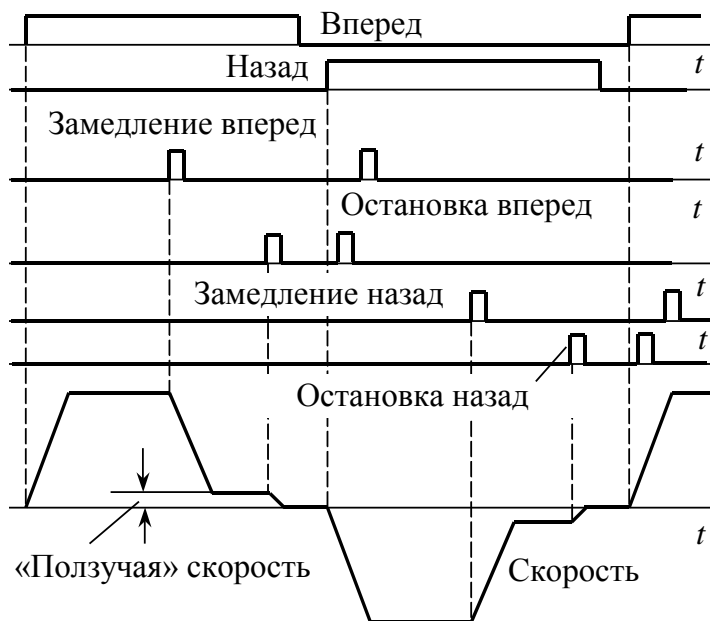


Рис. 5.12 Процесс позиционирования

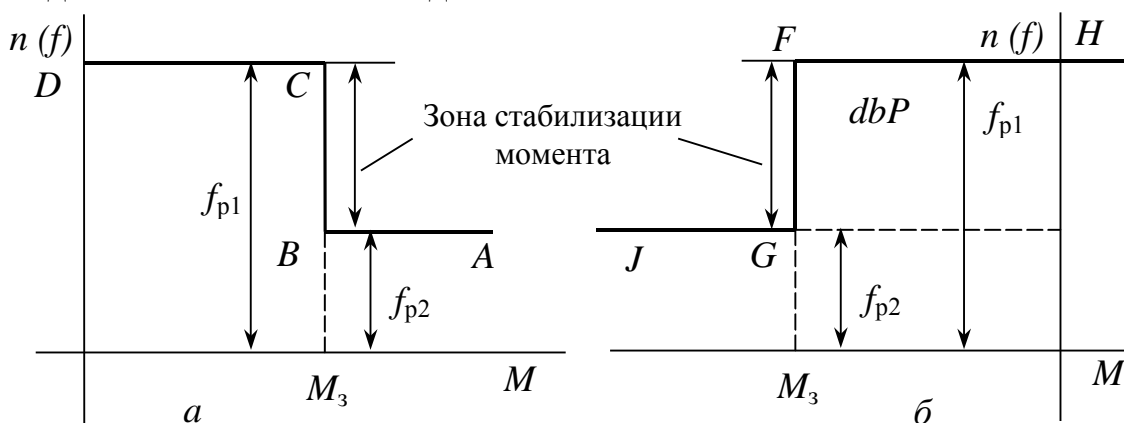


Рис. 5.13 Механические характеристики при регулировании момента (а – в двигательном режиме, б – в рекуперативном)

Прикладная функция **управления электромагнитным тормозом** предназначена для механизмов подъема и горизонтального перемещения подъемных кранов. Координируя работу тормоза и ПЧ, она обеспечивает своевременное наложение и снятие тормоза, предотвращая падение груза при отпуске тормоза и колебания при его отпуске.

Преобразователь может иметь до трех конфигураций, параметров, заранее созданных и сохраненных в памяти ПЧ. Имеется возможность **выбора** с помощью логических входов одной из двух или трех **конфигураций** с целью:

- поочередного подключения ПЧ к двум или трем различным двигателям, имеющим различные параметры и условия работы (рис. 5.14);
- поочередного выбора одной из конфигураций для одного двигателя.

Для управления контакторами на выходе ПЧ необходимо использование релейных выходов.

Функция «**Ведущий/ ведомый**» может обеспечить:

- синхронное вращение нескольких приводов (если сигнал, пропорциональный текущей частоте, с аналогового выхода ведущего ПЧ подать на аналоговый вход ведомого как задание на частоту);
- равномерное распределение нагрузок двигателей, работающих на общий вал (для этого сигнал, пропорциональный моменту ведущего привода, подают на аналоговый вход ведомого ПЧ как задание на момент).

Функция намагничивания двигателя предназначена для повышения быстродействия электропривода и предполагает кратковременную подачу постоянного тока в обмотки статора перед пуском и обеспечение тем самым полного магнитного потока двигателя на начальной стадии пуска. Намагничивание может производиться как автоматически перед каждым пуском, так и по сигналу на логическом входе.

Для грузоподъемных механизмов предназначены функции «**Подъем с повышенной скоростью**» и «**Выборка слабины канатов**». Первая из них обеспечивает автоматическое измерение нагрузки привода в процессе движения и увеличение скорости подъема легких грузов с целью повышения производительности. Благодаря второй каждому циклу подъема предшествует движение на малой скорости, что обеспечивает плавное натяжение каната и предотвращение ударов.

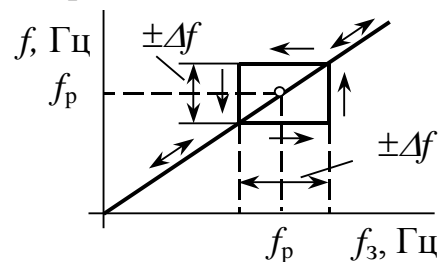


Рис. 5.15. Пропуск резонансной частоты

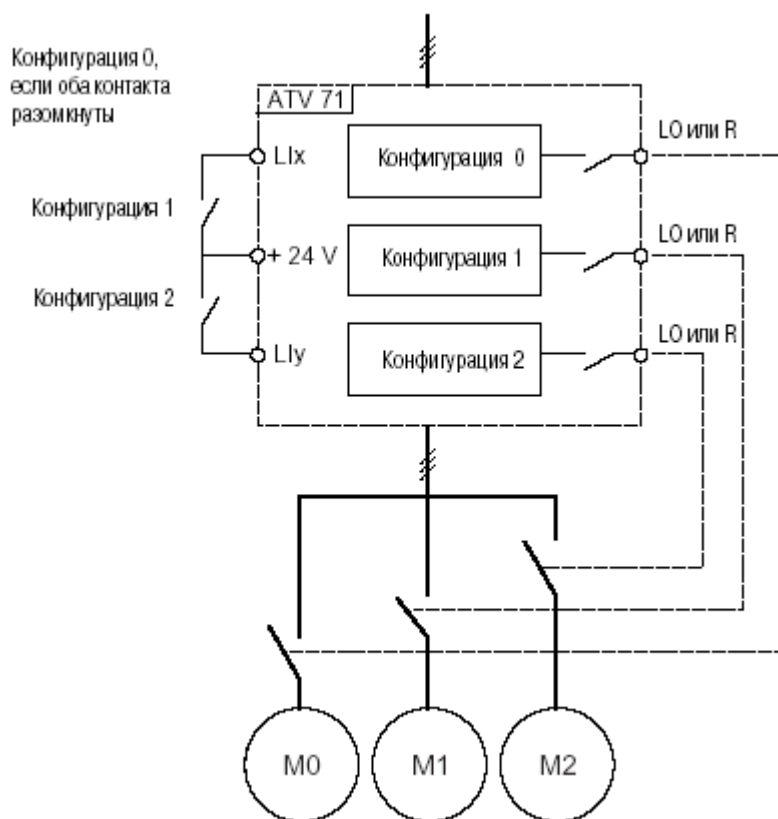


Рис. 5.14 Переключение конфигураций

Функция «**Подхват на ходу**» применяется для механизмов с большим моментом инерции, допускающих автоматический повторный пуск после кратковременного отключения питания. После возобновления питания ПЧ осуществляет поиск выходной частоты, соответствующей текущей скорости вращения вала, безударное подключение двигателя и его плавный разгон до скорости, предшествовавшей аварии.

Если в механизме на некоторых скоростях в пределах рабочего диапазона частот наблюдается механический резонанс, резонансную частоту можно исключить с помощью функции «**Пропуск резонансной частоты**». Благодаря этому в окрестностях этой частоты задать выходную частоту будет невозможно. На рис. 5.15 видно, что при изменении задания на частоту в интервале $f_p \pm \Delta f$ действительная выходная частота благодаря гистерезису в регулировочной характеристике не изменяется, делая затем скачок в момент выхода за пределы запрещенного диапазона. В процессе разгона или торможения кратковременная работа в данном диапазоне возможна. Имеется возможность пропуска нескольких резонансных частот.

Функция «**Ночной/дневной режимы**» («Сон/пробуждение») дополняет ПИД-регулятор. Ее назначение – предотвращение длительной работы насоса на низких скоростях, когда это не полезно или нежелательно (такая ситуация возникает, например, в ночные часы в системах коммунального водоснабжения вследствие почти полного отсутствия расхода воды). Функция позволяет остановить двигатель, если в течение времени, большего Δt (рис. 5.16), заданная частота ПЧ не превышает минимальную частоту рабочего диапазона (режим сна). При этом ПИД-регулятор ПЧ продолжает контролировать величину давления в магистрали. Если заданная частота вновь возрастает выше уровня минимальной частоты (например, по причине увеличения ошибки регулирования давления вследствие роста потребления воды утром), ПЧ разгоняет двигатель до заданной частоты (режим пробуждения).

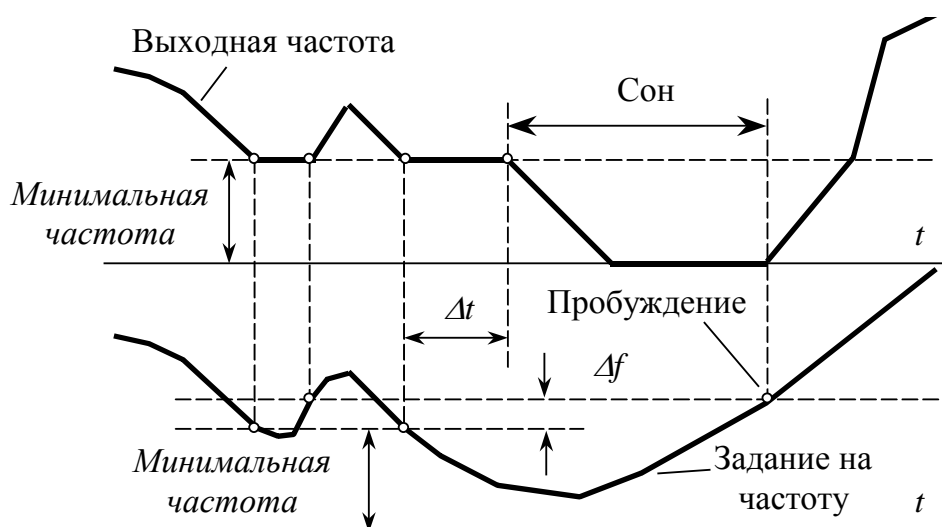


Рис. 5.16 Работа функции «сон/пробуждение»

В преобразователях *Altivar* предусмотрены **защитные функции**, обеспечивающие надежную работу привода в любой ситуации:

- температурная защита двигателя с помощью встроенных терморезисторов с положительным температурным коэффициентом;
- тепловая время-токовая защита двигателя, ПЧ и тормозного сопротивления;
- от обрыва фаз сети (на входе ПЧ) и инвертора (на выходе);
- от снижения напряжения и перенапряжения в звене постоянного тока;
- от короткого замыкания отдельных транзисторов инвертора, замыкания на землю и от междуфазного замыкания на его выходе;
- от затяжного перезапуска (при автоматическом повторном пуске);
- от обрыва аналогового задания;
- от неисправности коммуникационной сети;
- от несоответствия схемной и программной конфигураций (например, при назначении входов-выходов, имеющих на отсутствующей карте расширения).

Контрольные вопросы

1. Для механизмов с каким характером нагрузки предназначены преобразователи частоты *Altivar* 212, 600 и 900?
2. Какие из серий ПЧ компании «Шнейдер Электрик» имеют наименьший и наибольший диапазон номинальной мощности?
3. Каково назначение логических входов ПЧ?
4. Каково назначение аналоговых входов ПЧ?
5. С какой целью используют релейные выходы ПЧ?
6. Что такое конфигурация параметров?
7. С помощью каких устройств возможен диалог пользователя с ПЧ?
8. Как выглядит механическая характеристика электропривода в режиме стабилизации момента?
9. Сколько конечных выключателей необходимо для реализации прикладной функции «Позиционирование по конечным выключателям»?
10. С помощью какой прикладной функции обеспечивается синхронное движение нескольких приводов?
11. Назначение прикладной функции «Ночной/дневной режим».

Ответы

1: *Altivar* 212 и 600 – для механизмов с моментом, возрастающих с ростом скорости, *Altivar* 900 – для механизмов, момент которых от скорости не зависит; 2: *Altivar* 12 – наименьший, *Altivar* 600 – наибольший; 3: управление преобразователем с помощью логических команд; 4: формирование задания на частоту или момент; 5: для диагностики состояний ПЧ и управления внешними устройствами; 7: с помощью встроенного или съемного терминалов, персонального компьютера и коммуникационной сети; 8: параллельна оси частоты вращения; 9: 4; 10: «ведомый/ведущий»; 11: остановка насоса при отсутствии расхода с целью энергосбережения.

6 УСТРОЙСТВА ПЛАВНОГО ПУСКА

6.1 Пуск асинхронных двигателей

Прямой пуск двигателя с короткозамкнутым ротором сопровождается большими пусковыми токами. Кратность пускового тока по отношению к номинальному при номинальной мощности двигателя свыше 10 кВт достигает 7,5 (рис. 6.1). Это приводит к падению напряжения в питающей линии, нарушениям в работе соседних потребителей, сокращению срока службы коммутационных приборов, снижению пускового момента запускаемого двигателя и увеличению потерь в нем. Наибольшие проблемы возникают при пуске двигателей, мощность которых сопоставима с мощностью питающей линии.

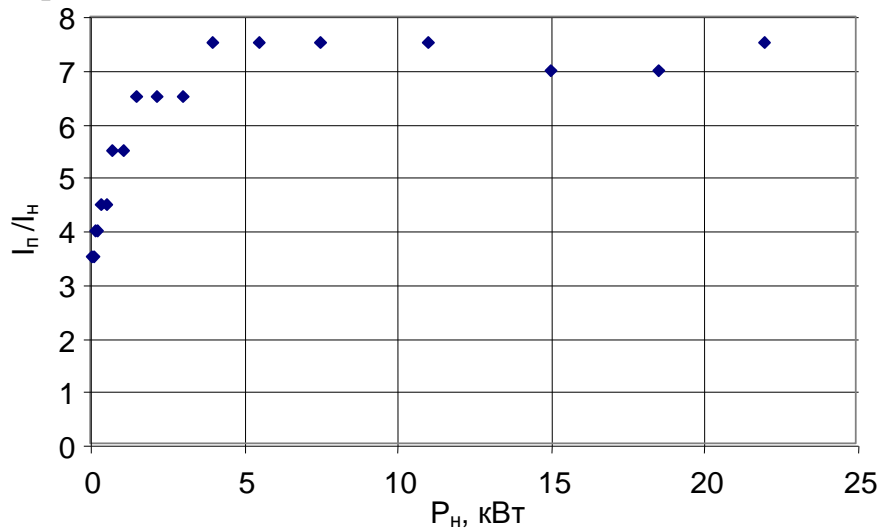


Рис. 6.1 Кратность пускового тока в зависимости от номинальной мощности

Кроме того, форма механической характеристики АД обуславливает непостоянство момента и ускорения в течение пуска (рис. 6.2), что является нежелательным для многих механизмов.

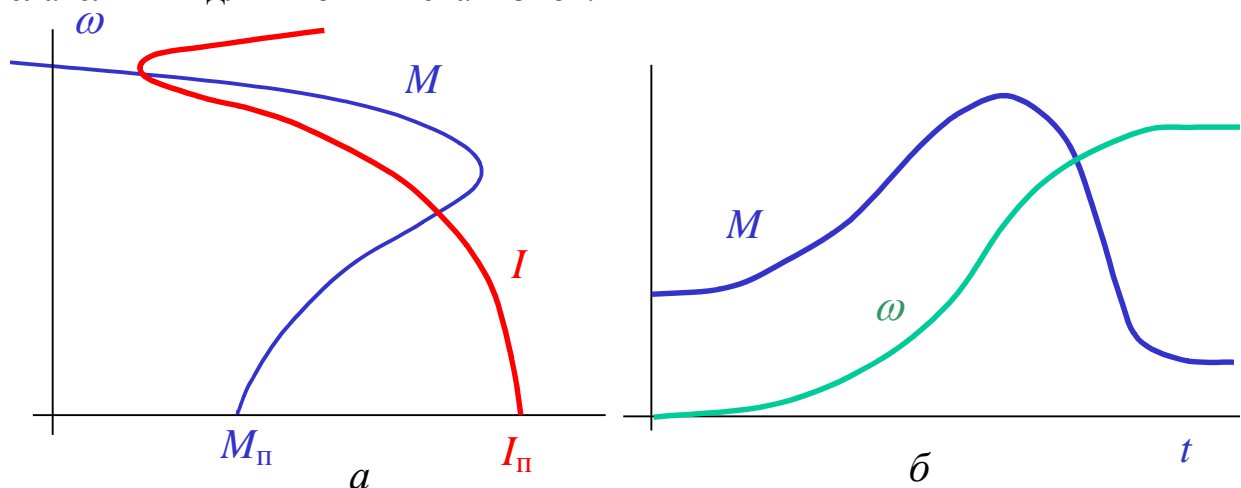


Рис. 6.2 Ток и момент на протяжении пуска

При прямом пуске наблюдаются высокочастотные колебания момента двигателя (рис. 6.3), обусловленные тем, что на начальной стадии пуска магнитный поток не достиг номинального. Это вызывает динамические нагрузки в

механизмах с зазорами и упругими элементами в кинематической цепи и дополнительные потери в двигателе.

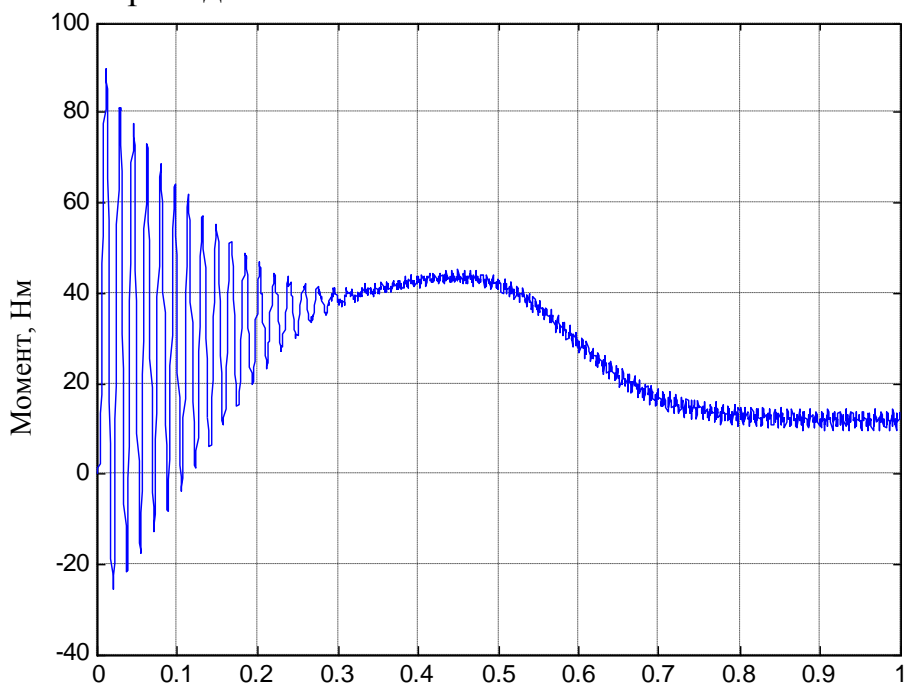


Рис. 6.3 Высокочастотные колебания момента при пуске

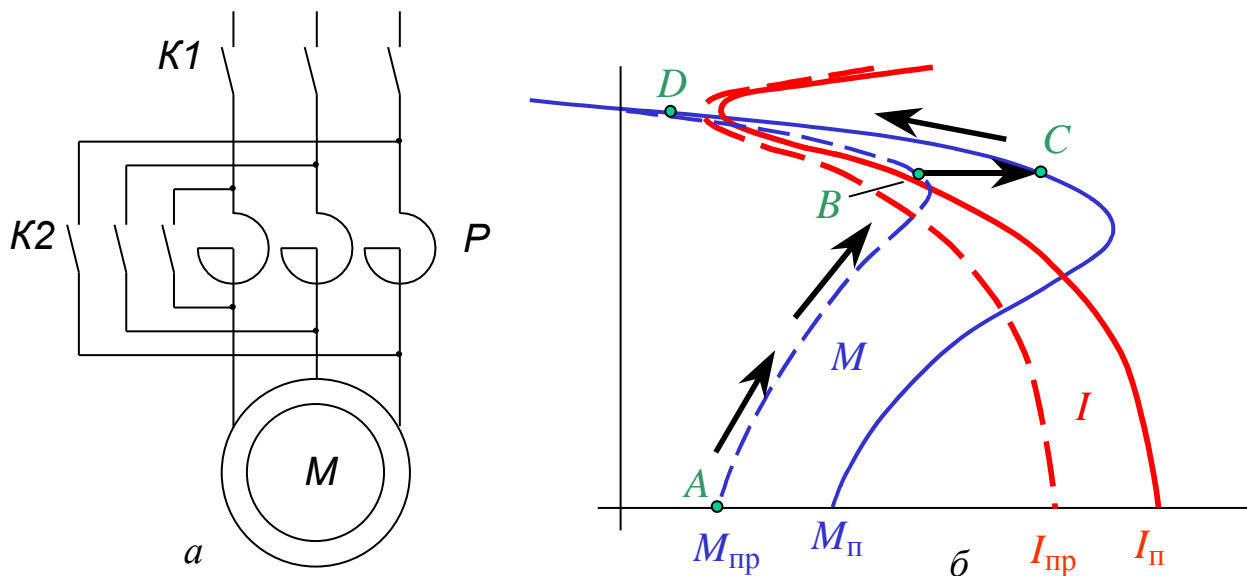


Рис. 6.4 Реакторный пуск

Существует ряд способов уменьшения влияния пусковых токов на систему электроснабжения. Все они предполагают преднамеренное снижение напряжения на двигателе на начальной стадии пуска и применяются для двигателей, пускаемых вхолостую или с небольшим моментом нагрузки (вентиляторы, насосы, компрессоры).

Первый способ предусматривает включение последовательно с обмоткой статора реакторов (рис. 6.4а). При протекании пускового тока в реакторах возникает падение напряжения, напряжение на зажимах двигателя снижается, что приводит к снижению начального пускового тока $I_{пр}$ и момента (пунктирные кривые на рис. 6.4):

$$k_{I\Pi} = \frac{I_{\text{пр}}}{I_{\Pi}} < 1;$$

$$k_{M\Pi} = \frac{M_{\text{пр}}}{M_{\Pi}} = k_{I\Pi}^2.$$

Индуктивность реакторов подбирается исходя из требуемой степени снижения пускового тока. Пусковой момент падает пропорционально квадрату степени снижения тока. Реакторы шунтируются контактами $K2$ перед окончанием разгона (траектория разгона $ABCD$ на рис. 6.4б).

Реакторный пуск применяют в основном при пуске вхолостую мощных двигателей.

Если для понижения начального напряжения использовать автотрансформатор (схема рис. 6.5), пусковой момент снижается не столь сильно, как в предыдущем случае:

$$k_{I\Pi} = \frac{I_{\text{па}}}{I_{\Pi}} < 1;$$

$$k_{M\Pi} = \frac{M_{\text{па}}}{M_{\Pi}} = k_{I\Pi}.$$

Однако автотрансформатор намного дороже реактора.

Наименьших затрат требует схема пуска с переключением обмоток статора со звезды на треугольник (рис. 6.6). Она применима для двигателей, у которых доступна общая точка обмотки статора (например, двигатель с номинальным напряжением 220/380 В может быть запущен таким образом в сети 220 В). Кратность снижения тока и момента в данном случае неизменна:

$$k_{I\Pi} = \frac{I_{\Pi Y}}{I_{\Pi \Delta}} = \frac{1}{3};$$

$$k_{M\Pi} = \frac{M_{\Pi Y}}{M_{\Pi \Delta}} = k_{I\Pi} = \frac{1}{3}.$$

Наибольшие возможности управления пуском обеспечивает тиристорный регулятор напряжения (рис. 6.7а), включаемый между сетью и обмоткой статора. Такой регулятор, в отличие от преобразователя частоты, способен изменять лишь уровень выходного напряжения при неизменной его частоте. Благодаря плавному регулированию напряжения появляется возможность плавного разгона с неизменным и настраиваемым уровнем тока (линия ABC на рис. 6.7б) или момента (вплоть до начальных тока и момента на естественной характеристике), ограничения и стабилизации ускорения, плавного торможения.

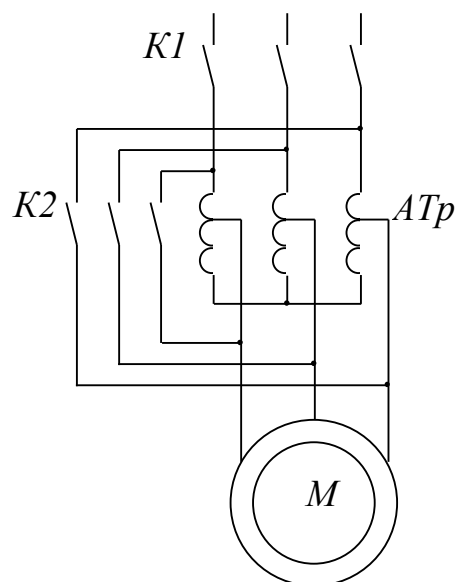


Рис. 6.5 Схема автотрансформаторного пуска

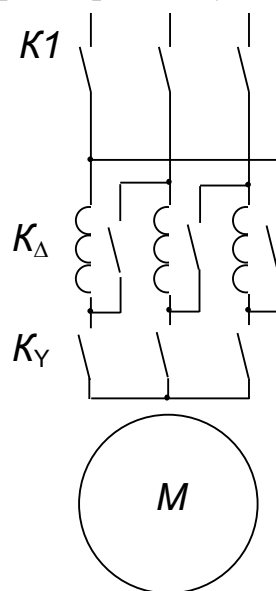


Рис. 6.6 Схема пуска Y/Δ

Подобный способ пуска, естественно, не дает тех же возможностей, что и частотный. Ограничение тока и момента в процессе разгона достигается лишь путем снижения напряжения по сравнению с номинальным. Поэтому начальный пусковой момент не может быть больше того, который соответствует естественной механической характеристике ($M_{пе}$ на рис. 6.8). Пусковые потери также выше, чем при частотном пуске (особенно при пуске под нагрузкой). При повышенном моменте трогания (например, при пуске конвейера под завалом) можно обеспечить кратковременную форсировку движущего момента путем увеличения напряжения вплоть до номинального (участок ABC на рис. 6.8).

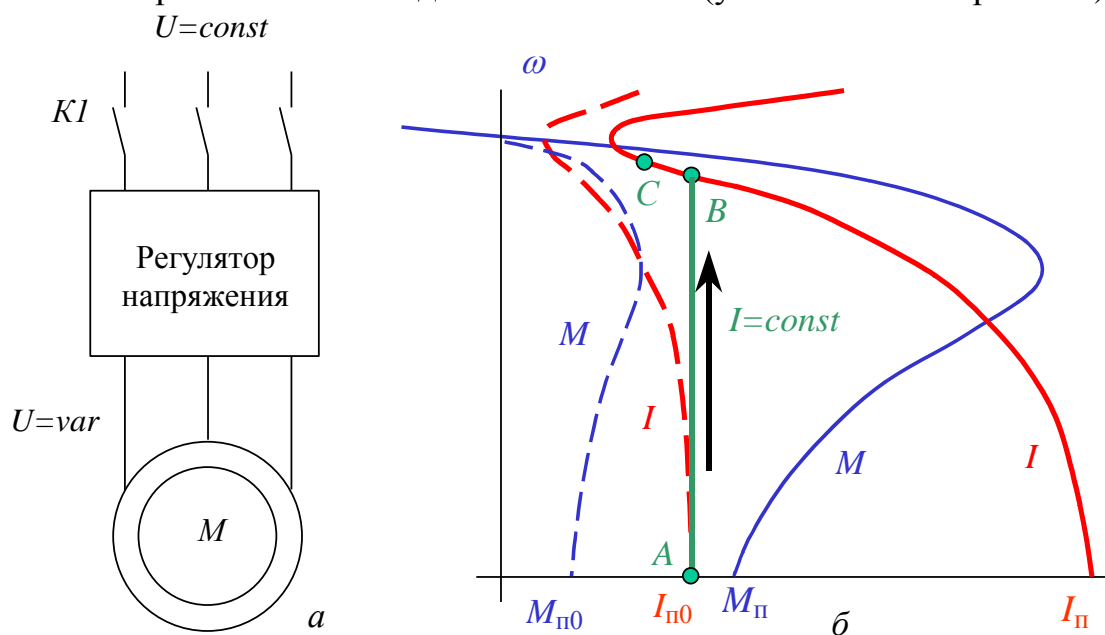


Рис. 6.7 Пуск АД при плавном изменении напряжения

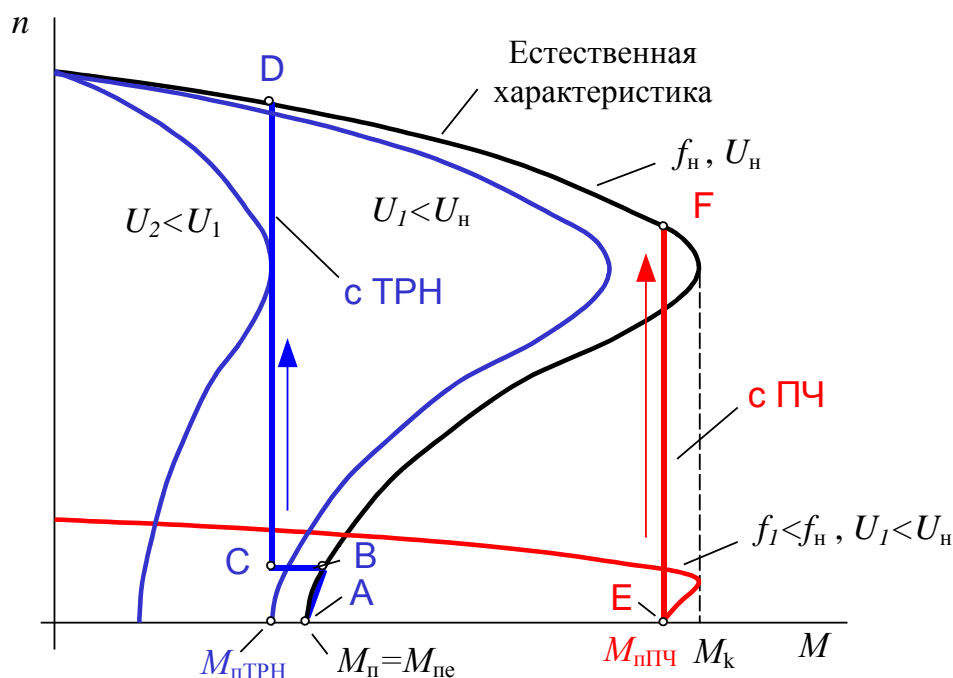


Рис. 6.8 Сравнение частотного пуска и пуска с плавным изменением напряжения

При пуске же от преобразователя частоты в процессе регулирования частоты поддерживается постоянство критического момента M_k , благодаря чему начальный пусковой момент $M_{пПЧ}$ может достичь величины критического, а ускорение – максимально возможного (траектория EF на рис. 6.8).

Устройство и принцип действия тиристорных регуляторов напряжения рассмотрены ниже.

6.2 Однофазный тиристорный регулятор напряжения

Схема однофазного тиристорного регулятора напряжения (ТРН) изображена на рис. 6.9. Встречно-параллельно включенные тиристоры $VS1$ и $VS2$

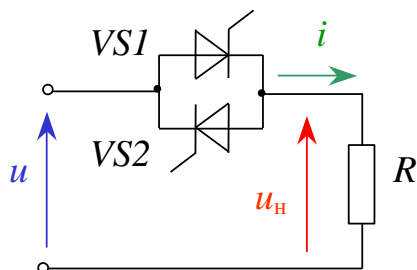
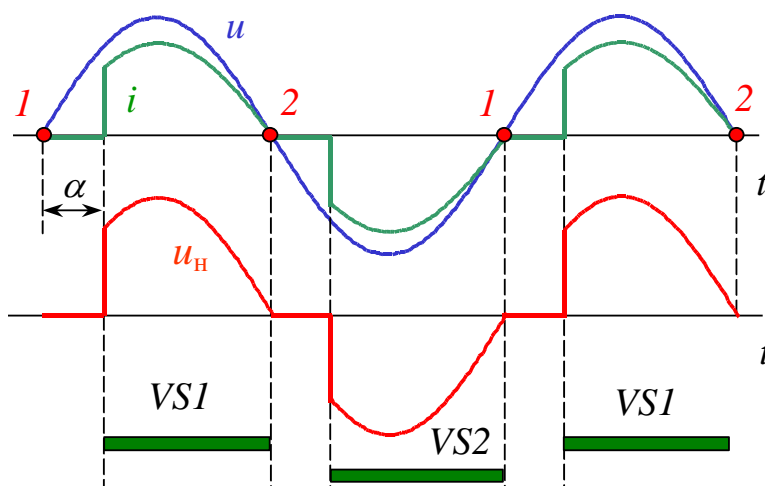


Рис. 6.9 Однофазный ТРН

обеспечивают протекание по нагрузке знакопеременного тока. На рис. 6.10 показаны процессы в схеме при чисто активной нагрузке. На интервале времени от точки естественной коммутации (т. 1 на рис. 6.10) до момента подачи управляющего импульса тиристоры заперты, напряжение и ток в нагрузке отсутствуют. После открывания тиристора к нагрузке прикладывается напряжение источника u , а ток повторяет по форме напряжение. Тиристоры запираются в момент снижения напряжения и тока до нуля (точки 2). Меняя длительность фазовой задержки подачи импульсов управления тиристорами u_{y1} и u_{y2} в диапазоне $0...180^\circ$, можно регулировать уровень среднего выходного напряжения от номинального до нуля (т.н. фазовое управление).



Управляющие импульсы тиристоров $VS1$ и $VS2$:

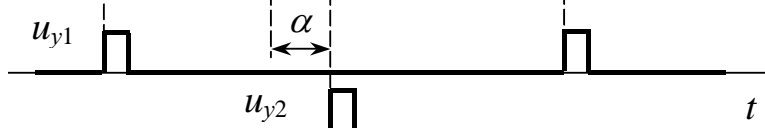
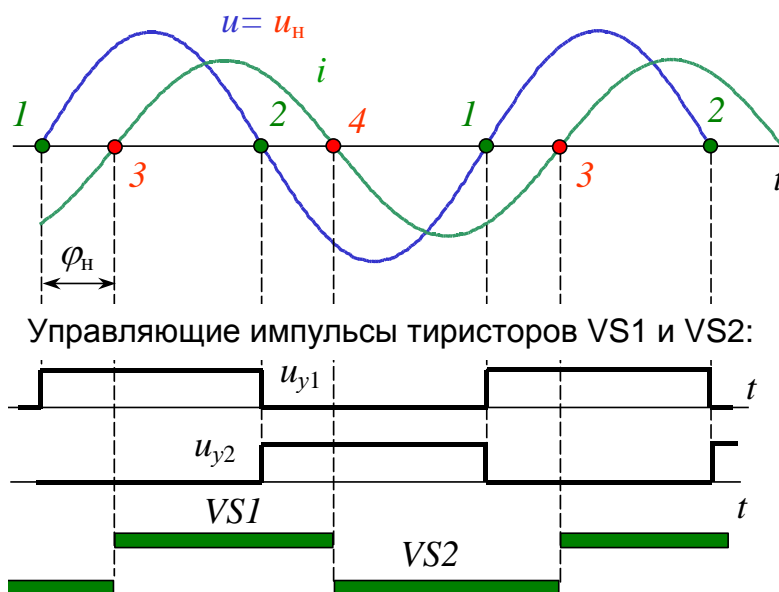


Рис. 6.10 Процессы в однофазном ТРН (чисто активная нагрузка)



Управляющие импульсы тиристоров $VS1$ и $VS2$:

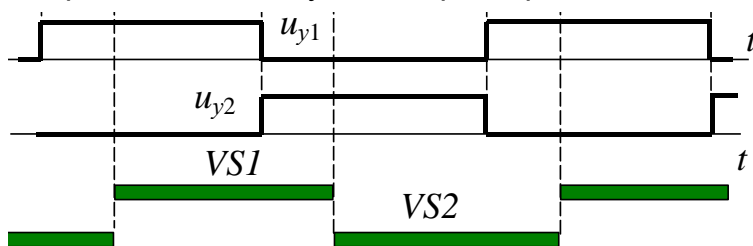


Рис. 6.11 Процессы в однофазном ТРН (активно-индуктивная нагрузка, $\alpha = 0$)

При активно-индуктивной нагрузке характер электромагнитных процессов существенно иной. Если угол управления $\alpha = 0$, а импульсы управления достаточно длительные, тиристоры открываются в момент перехода тока через ноль (т.т. 3, 4 на рис. 6.11), напряжение на нагрузке u_H равно входному, а ток непрерывен, имеет синусоидальную форму и отстает от напряжения на угол нагрузки $\varphi_H = \arctg R/L$. Увеличение угла управления никак не влияет на характер процессов, пока этот угол меньше угла нагрузки (рис. 6.12). Пауза между диаграммами проводимости встречно-параллельных тиристоров отсутствует.

Как только угол управления превышает угол нагрузки, к моменту получения очередным тиристором управляющего импульса (например, т.т. 1 и 2 на рис. 6.13) предыдущий тиристор успевает закрыться (т.т. 4 и 3). Следствием этого являются бестоковые паузы и несинусоидальная форма выходного напряжения и тока. Длительность проводящего состояния тиристоров становится меньше 180° .

Однофазные схемы, подобные рассмотренной, применяются для регулирования мощности осветительных, нагревательных, сварочных установок. Выпускаются т.н. твердотельные реле (двухключевые модули по схеме рис. 6.1 с потенциальной развязкой силовой цепи и цепей управления). При фазовом управлении первая гармоника тока, потребляемого ТРН из сети, отстает от пи-

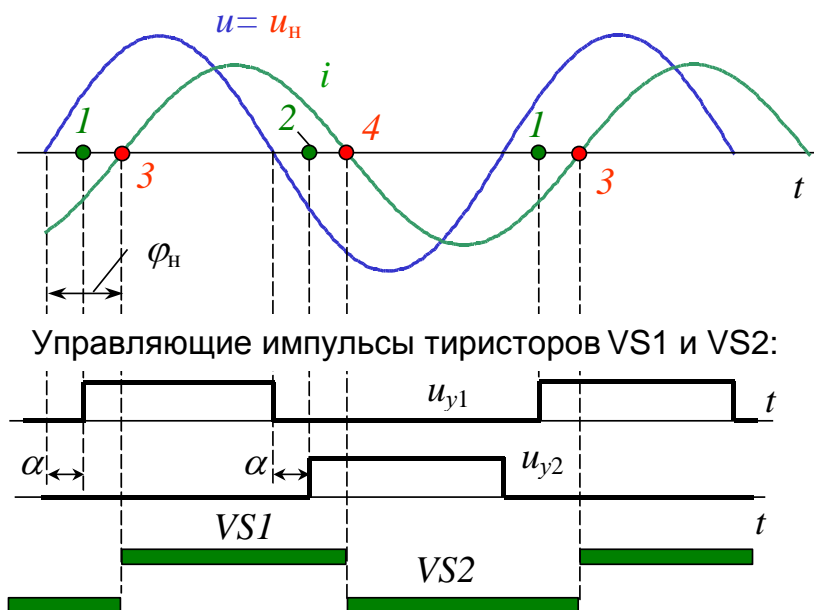


Рис. 6.12 Процессы в однофазном ТРН (активно-индуктивная нагрузка, $\alpha < \varphi_H$)

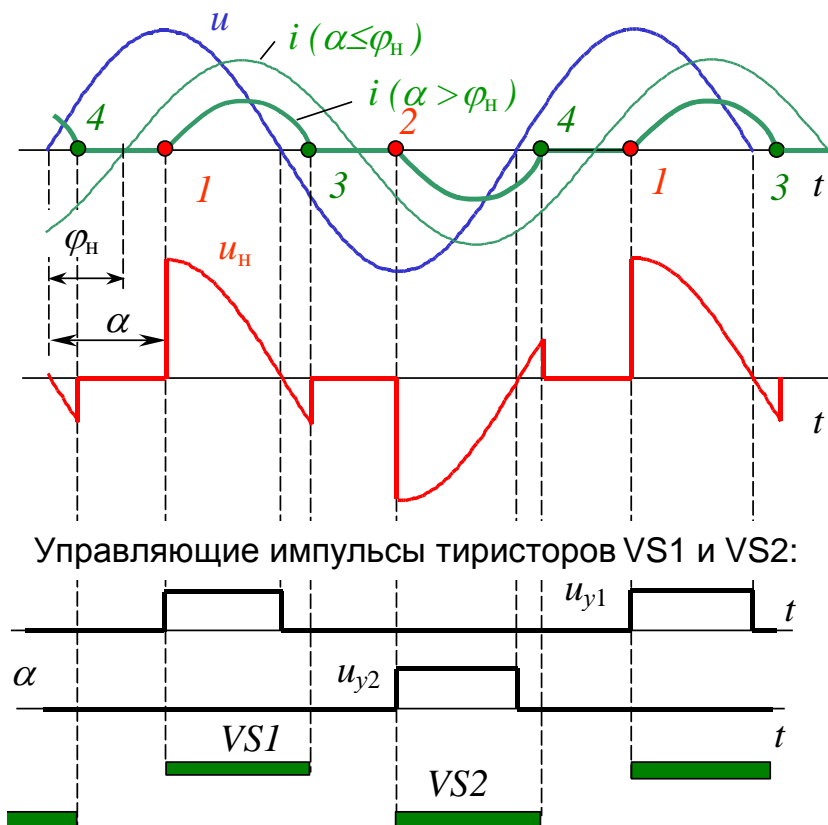


Рис. 6.13 Процессы в однофазном ТРН (активно-индуктивная нагрузка, $\alpha > \varphi_H$)

тающего напряжения на угол, близкий к половине угла управления. Поэтому для подобных схем характерно снижение коэффициента сдвига по мере увеличения угла управления и снижения выходного напряжения:

$$\cos \varphi \approx \cos(\alpha/2).$$

По этой причине их применение для длительного регулирования мощных электроустановок энергетически нецелесообразно.

6.3 Трехфазные тиристорные регуляторы напряжения

Силовая схема симметричного трехфазного регулятора напряжения приведена на рис. 6.14а. Управление тиристорами каждой из фаз производится таким же образом, как и в однофазной схеме. Единственным отличием является то, что угол управления для тиристорov отсчитывается от момента перехода через ноль соответствующего фазного напряжения. Процессы в ней при сравнительно небольших углах управления (но больших φ_H) приведены на рис. 6.15.

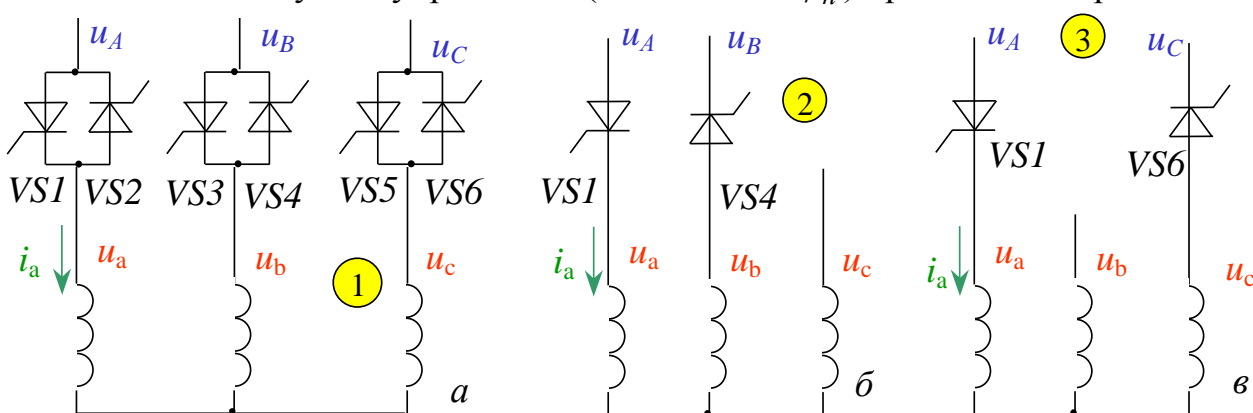


Рис. 6.14 Симметричный трехфазный ТРН

Благодаря тому, что при $\alpha > \varphi_H$ имеется пауза между моментом выключения одного и включением другого тиристора одной фазы (как на рис. 6.13), форма выходных тока и напряжения намного сложнее, чем в однофазной схеме. На рис. 6.15 показан принцип формирования тока и напряжения фазы А. Период фазного тока состоит из интервалов четырех типов:

- открыты 3 тиристора (например, VS1, VS4, VS5) в различных фазах, а к фазе А нагрузки приложено фазное напряжение u_A (на рис. 6.15 такие интервалы помечены цифрой 1);
- открыты 2 тиристора (фазы А и фазы В, схема рис. 6.14б), а к фазе А нагрузки приложена половина линейного напряжения $u_a = u_{AB}/2$ (интервалы помечены цифрой 2);
- открыты 2 тиристора (фазы А и фазы С, схема рис. 6.14в), а к фазе А нагрузки приложена половина линейного напряжения $u_a = u_{AC}/2$ (интервалы помечены цифрой 3);
- все тиристоры закрыты, токи отсутствуют, на всех фазах нагрузки нулевые напряжения (интервалы помечены цифрой 4).

С дальнейшим ростом угла управления (когда $\alpha > \alpha_{гр}$) наступает момент, когда каждый тиристор (например, VS4) закрывается раньше, чем открывается очередной тиристор следующей фазы (например, VS6, см. рис. 6.16).

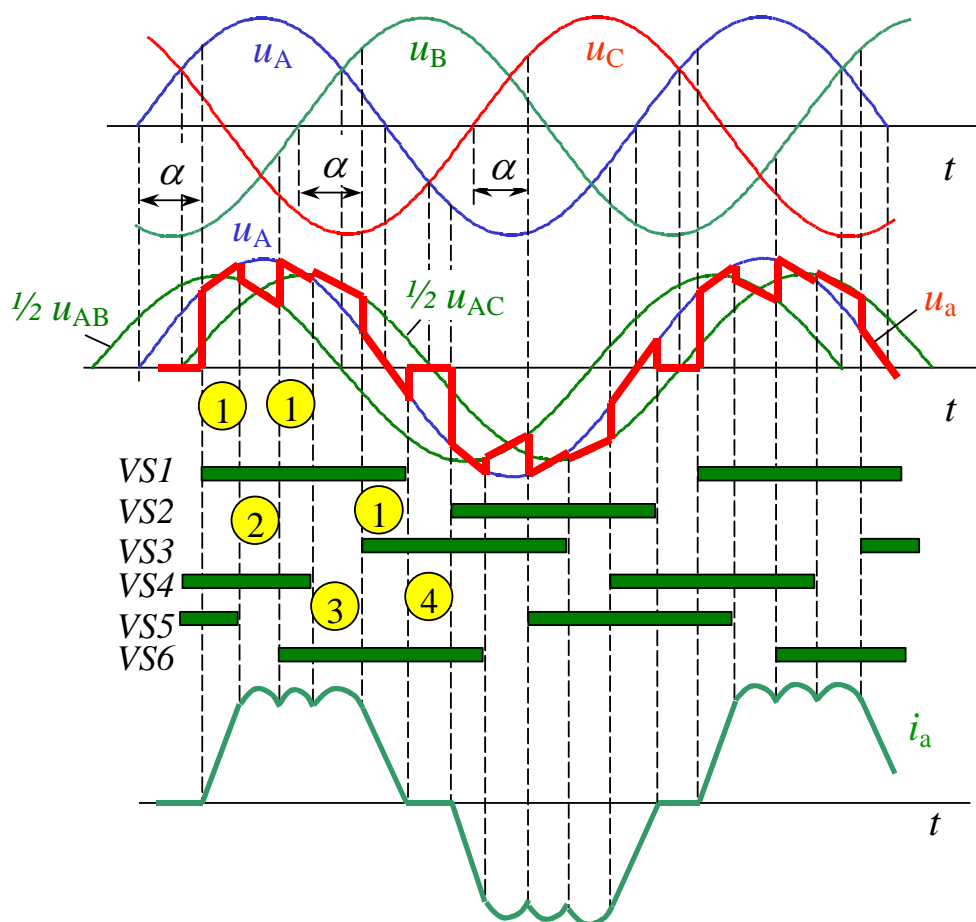


Рис. 6.15 Процессы в симметричном трехфазном ТРН при активно-индуктивной нагрузке ($\varphi_H < \alpha < \alpha_{TP}$)

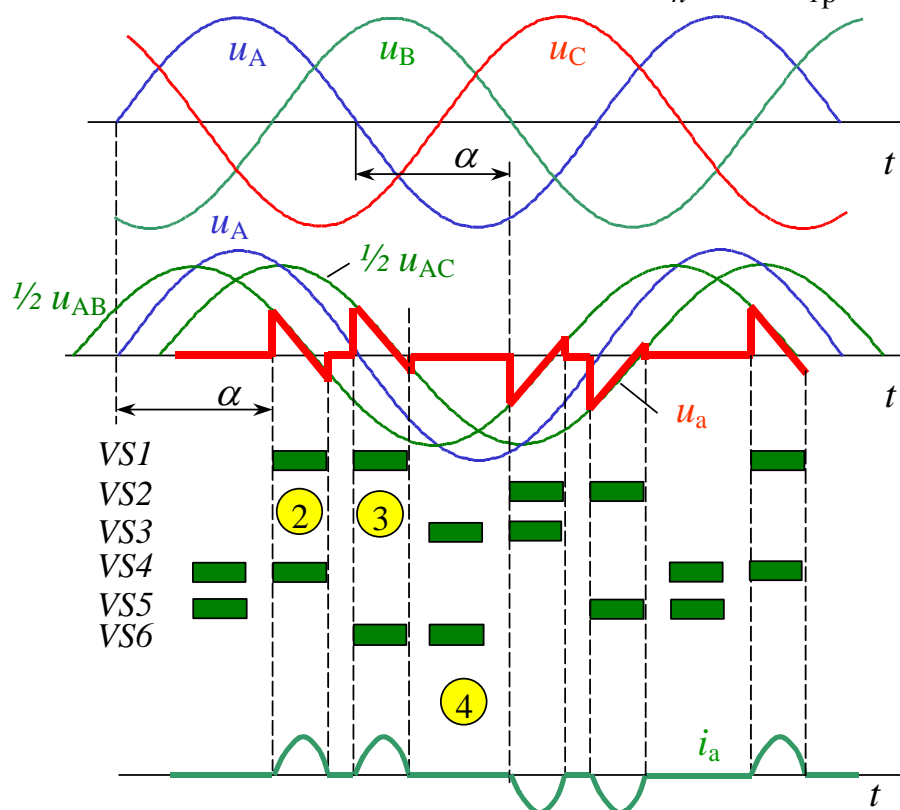


Рис. 6.16 Процессы в симметричном трехфазном ТРН при активно-индуктивной нагрузке ($\alpha > \alpha_{TP}$)

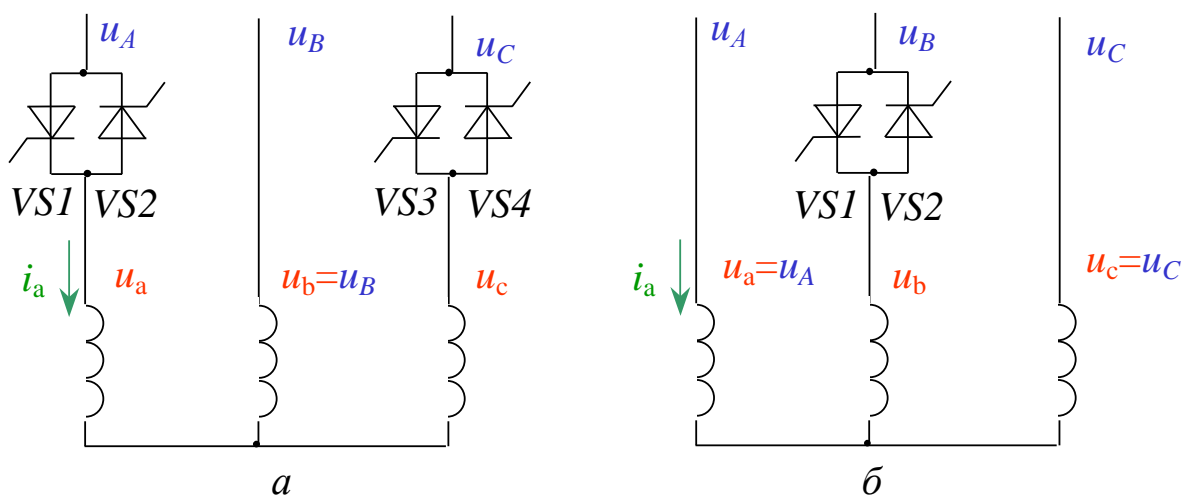


Рис. 6.17 Несимметричные ТРН

Исчезают интервалы типа 1 (когда открыты три тиристора), вместо них появляется дополнительная бестоковая пауза, ток и напряжение на нагрузке становятся еще менее синусоидальными. Выходное напряжение снижается до нуля, когда угол управления достигает 150° .

С целью удешевления в маломощных установках применяют несимметричные схемы ТРН (рис. 6.17), регулирование в которых производится только в некоторых фазах. Это приводит к несимметрии напряжения на статоре, появлению моментов не только прямой, но и обратной последовательности (рис. 6.18), снижению момента (особенно пускового), росту потерь в двигателе.

Путем некоторого усложнения схемы рис.

6.14а можно обеспечить изменение порядка чередования фаз на выходе и реверс двигателя. На рис. 6.19 для этого вместо ключей $VS3 \dots VS6$ следует использовать $VS7 \dots VS10$.

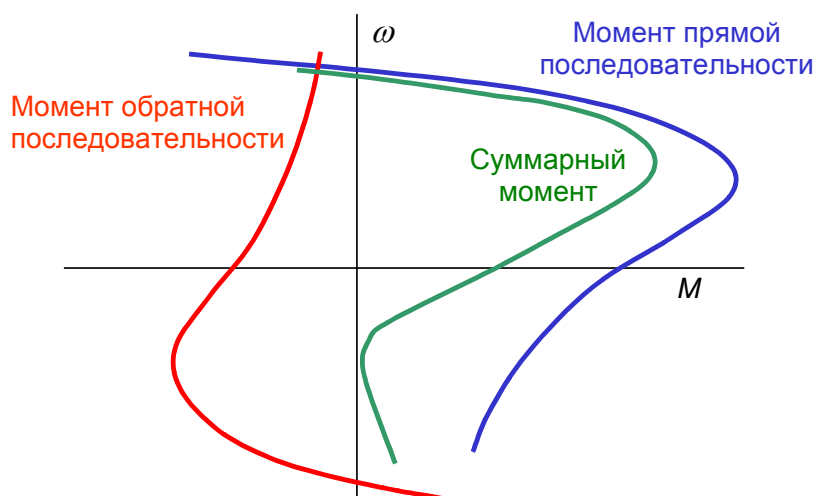


Рис. 6.18 Механические характеристики АД при несимметричном питании

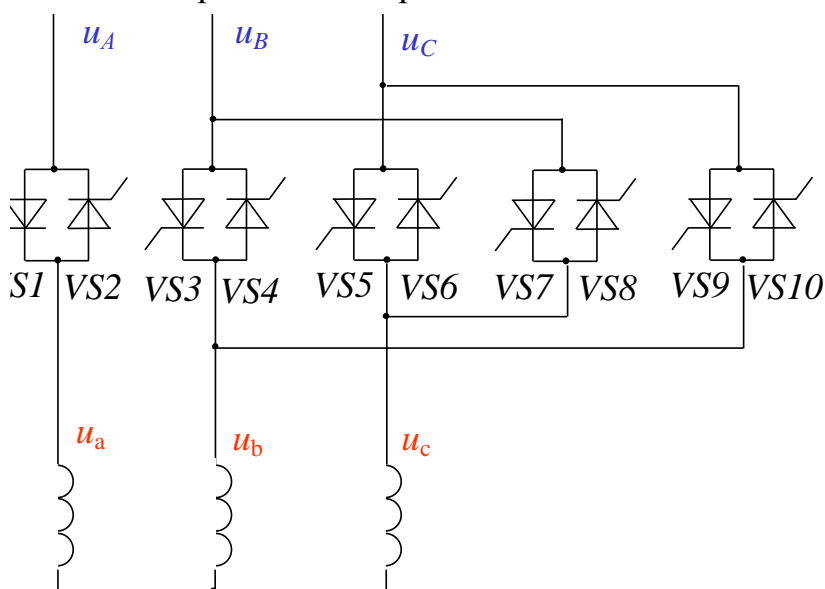


Рис. 6.19 Реверсивный симметричный ТРН

Если в схеме рис. 6.14а синхронно подавать управляющие импульсы лишь на два тиристора разных фаз, можно получить схему однополупериодного выпрямителя (как на рис. 6.14б). По двум фазам статора будет протекать знакопостоянный ток (рис. 6.20), а АД при этом перейдет в режим динамического торможения. Меняя угол управления, можно изменять среднее значение тока и уровень тормозного момента.

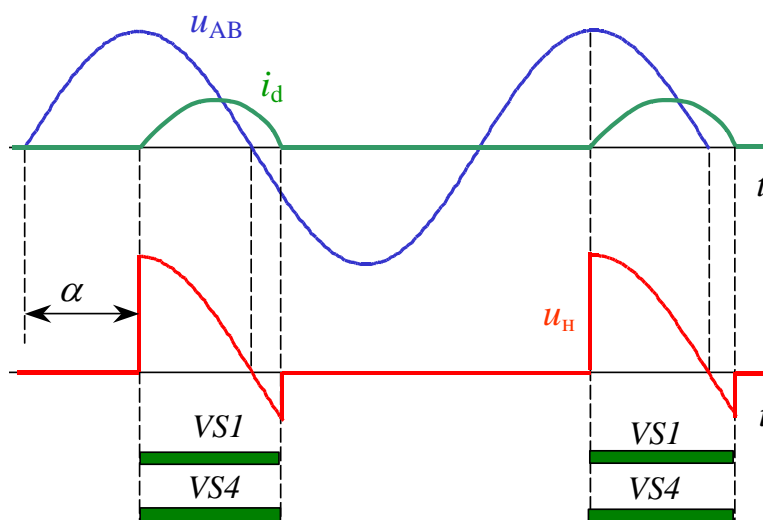


Рис. 6.20 ТРН в режиме выпрямителя

С помощью рассмотренных трехфазных схем возможно регулирование скорости АД, однако процесс регулирования сопровождается повышенными потерями в обмотках и, как уже отмечалось, снижением коэффициента мощности. По этой причине в таком качестве ТРН применяют редко и лишь для неглубокого и кратковременного регулирования. Типичным же их применением является обеспечение плавного пуска с последующим выходом на прямое питание от сети, а также плавного торможения двигателей.

6.4 Устройства плавного пуска компании «Шнейдер Электрик»

Компания «Шнейдер Электрик» выпускает три серии тиристорных устройств плавного пуска (софтстартеров): *Altistart 48 (ATS48)*, *Altistart 22 (ATS22)* и *Altistart 01 (ATS01)*. Эти устройства предназначены для плавного пуска и торможения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и регулируемой частотой вращения. Типичные области применения таких устройств: насосы; вентиляторы, компрессоры, конвейеры и транспортеры, мешалки и смесители, подъемники, механизмы с большим моментом инерции (мельницы, дробилки, прессы, центрифуги). Серии отличаются друг от друга диапазоном мощности и функциональными возможностями.

Устройства обеспечивают плавный разгон двигателя благодаря плавному изменению напряжения на его зажимах, остановку на выбеге или в режиме динамического торможения, имеют возможность управления через логические входы. После окончания пуска софтстартер обычно шунтируется силовыми контактами контактора (т.н. «байпас»), что исключает потери в тиристорах в установившемся режиме и одновременно облегчает коммутацию контактов, происходящую при токах, значительно меньших пусковых.

В результате применения подобных устройств обеспечивается:

- снижение динамических нагрузок механизма;
- защита двигателя и механизма от аварийных режимов;
- снижение бросков пускового тока и провалов напряжения в сети;

- смягчение гидравлических ударов при запуске и остановке (насосные применения);
- повышение надежности электрического и механического оборудования;
- возможность автоматизации технологических процессов.

Основные технические характеристики устройств плавного пуска семейства *Altistart* приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Технические характеристики устройств плавного пуска
компании «Шнейдер Электрик»

	<i>ATS01</i>	<i>ATS22</i>	<i>ATS48</i>
Диапазон мощности, кВт	0,37...75	4...400	3...1200
Напряжение питания, В	1×110...690; 3×110...690	3×208...600 3×230...440	3×230...690
Номинальный ток, А	3...85	14...885	17...1200
Количество логических входов	3	3	4
Количество логических выходов	1	-	2
Количество аналоговых выходов	—	-	1
Количество релейных выходов	1	2	3
Количество настраиваемых параметров	3	73	70
Система управления	аналоговая	цифровая	цифровая
Функции:			
Длительность пуска и торможения	+	+	+
Ограничение пускового тока	+	+	+
Форсировка начального пускового момента	+	+	+
Стабилизация пускового момента	—	-	+
Предварительный прогрев двигателя	—	-	+
Каскадный пуск	—	-	+
Автоматический повторный запуск	—	-	+
Питание от автономного источника	—	-	+

Устройства *Altistart 01* с аналоговой системой управления предназначены для простых (в том числе однофазных) электроприводов небольшой мощности и имеют небольшое количество настраиваемых параметров, малые габариты. В серии используются несимметричные силовые схемы (рис. 6.17).

Серия *Altistart 48* имеет симметричную силовую схему, цифровую систему управления, отличается большим количеством функций и более широким диапазоном мощности. Внутренняя структура *ATS48* изображена на рис. 6.21. Помимо общих с *Altistart 01* функций, данный пускатель имеет возможность пуска с постоянным моментом и ускорением, плавного снижения момента на начальной стадии остановки (для предотвращения гидравлического удара в насосной магистрали), обогрева двигателя перед пуском для предотвращения отпотевания изоляции обмоток, поочередного пуска и остановки нескольких двигателей, включения тиристоров в обмотку статора, соединенную в треугольник, индикацию состояния пускателя и возникших неисправностей и т.п. Настройка параметров устройства возможна со встроенного терминала (пульта управления), с помощью компьютера и коммуникационной сети.

В пускателе реализованы следующие защиты:

- температурная защита двигателя и пускового устройства с помощью встроенных терморезисторов;
- тепловая время-токовая защита двигателя;
- от недогрузки и перегрузки двигателя;
- от затяжного пуска;
- от неверного чередования фаз;
- от обрыва фазы.

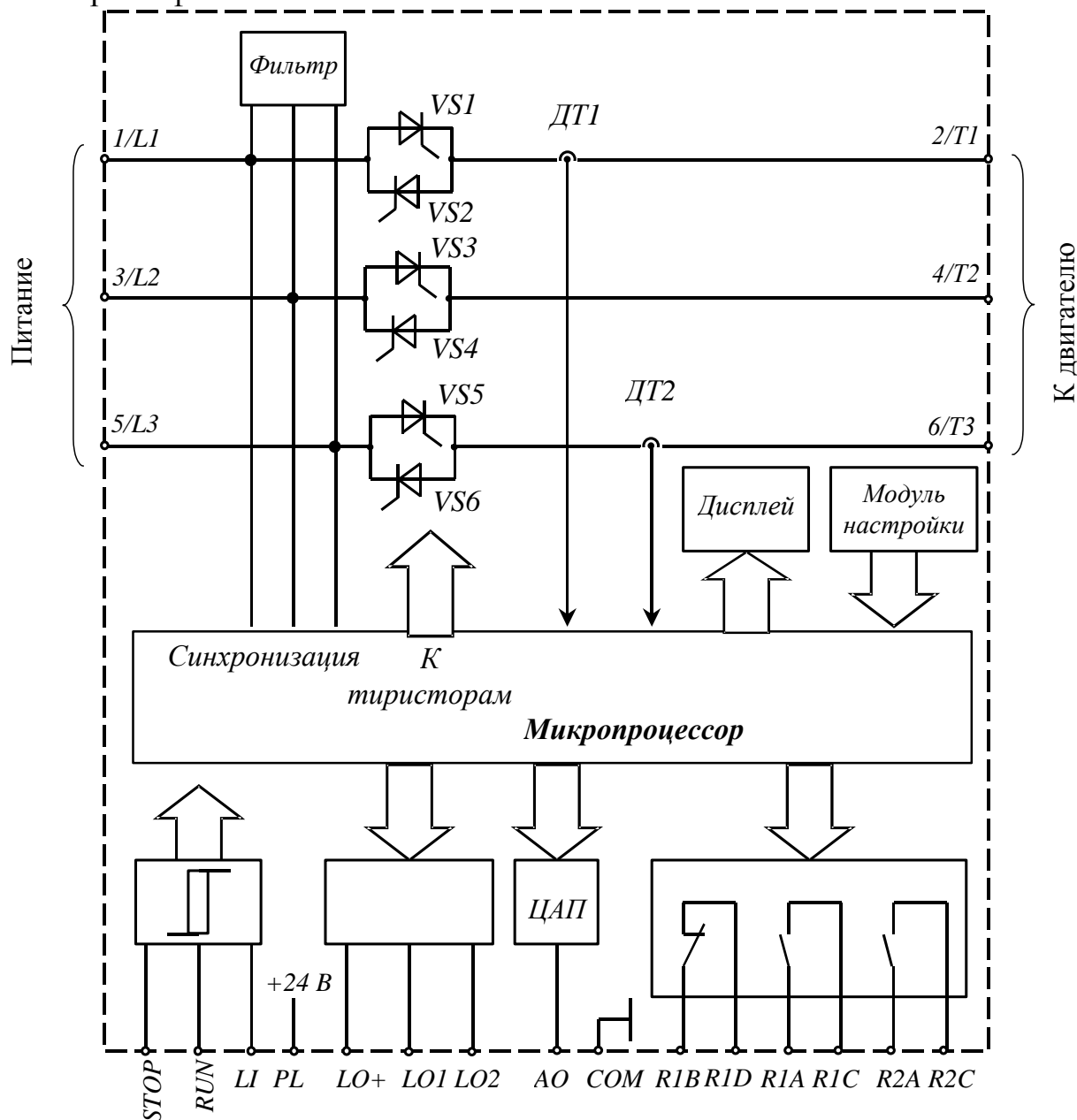


Рис. 6.21 Внутренняя структура устройства плавного пуска *Altistart 48*

Устройство *Altistart 22* менее функционально по сравнению с *Altistart 48*, имеет меньший диапазон мощностей, но оборудовано встроенным контактным байпасом и дешевле.

Контрольные вопросы

1. Какова кратность пускового тока АД с короткозамкнутым ротором?

2. К каким последствиям для питающей сети может привести прямой пуск мощного АД?
3. Перечислите способы ограничения пускового тока.
4. В каком случае может быть получен больший пусковой момент: при использовании ПЧ или устройства плавного пуска?
5. При каком угле управления ТРН его выходное напряжение максимально?
6. Возможен ли режим непрерывного тока ТРН при угле управления $\alpha > \varphi_n$?
7. Как $\cos \varphi$ ТРН изменяется со снижением выходного напряжения?
8. Из скольких ключей состоит силовая схема трехфазного симметричного ТРН?
9. Сколько ключей может быть одновременно открыто в трехфазном симметричном ТРН?
10. С какой целью используют несимметричные схемы трехфазных ТРН?
11. Сколько тиристорov необходимо добавить в схему трехфазного симметричного ТРН, чтобы обеспечить реверс АД?
12. Сколько тиристорov трехфазного симметричного ТРН необходимо использовать для реализации динамического торможения АД?
13. Почему ТРН редко используют для регулирования скорости АД?
14. Какие преимущества получают при использовании устройств плавного пуска?
15. Какая из серий устройств плавного пуска компании «Шнейдер Электрик» способна управлять однофазными двигателями?
16. Какая из серий устройств плавного пуска компании «Шнейдер Электрик» обеспечивает пуск с неизменным пусковым моментом?
17. Каков диапазон номинальных мощностей устройств плавного пуска *Altistart* 48?
18. Можно ли обеспечить динамическое торможение АД в схемах рис. 6.17?
19. С какой целью устройства плавного пуска шунтируют после окончания пуска?

Ответы

1: до 7,5; 2: к недопустимому падению напряжения; 3: реакторный пуск, автотрансформаторный пуск, пуск по схеме «звезда/треугольник», пуск с плавным изменением напряжения; 4: при использовании ПЧ; 5: при $\alpha < \varphi_n$; 6: невозможен; 7: снижается; 8: из шести тиристорov; 9: 2 или 3 в зависимости от угла управления; 10: с целью удешевления установки; 11: 4; 12: 2; 13: из-за низкого $\cos \varphi$ и повышенных потерь в АД; 14: снижение пускового тока, ограничение динамических нагрузок, защита двигателя и механизма, возможность автоматизации; 15: *Altistart* 01; 16: *Altistart* 48; 17: 3...1200 кВт; 18: можно; 19: с целью исключения потерь в тиристорax в установившемся режиме.

ЛИТЕРАТУРА

1. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: Вища школа, 1983. – 431 с.
2. Справочник по преобразовательной технике. Под ред. И.М. Чиженко. – К.: Техніка, 1978. – 447 с.
3. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 232 с.
4. Глазенко Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. – Л.: Энергия, 1973. – 304 с.
5. Розенфельд В.Е., Шевченко В.В., Майбога В.А., Долаберидзе Г.П. Тиристорное управление электрическим подвижным составом постоянного тока. – М.: Транспорт, 1970. – 240 с.
6. Бернштейн А.Я., Гусяцкий Ю.М., Кудрявцев А.В., Сарбатов Р.С. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе. / Под ред. Р.С. Сарбатова. – М.: Энергия, 1980. – 328 с.
7. Забродин Ю.С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. – М.: Энергия, 1977. – 136 с.
8. Забродин Ю.С. Узлы принудительной коммутации тиристоров. – М.: Энергия, 1974. – 128 с.
9. Чехет Э.М., Мордач В.П., Соболев В.Н. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. – К.: Наук. думка, 1988. – 224 с.
10. Энергетическая электроника: Справочное пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.
11. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.
12. Силовая электроника: Примеры и расчеты/ Ф. Чаки, И. Герман, И. Ипшич и др. – М.: Энергоиздат, 1982. – 384 с.
13. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
14. Фираго Б.И., Готовский Б.С., Лисс З.А. Тиристорные циклоконверторы. – Минск: Наука и техника, 1973. – 296 с.
15. Джюджи Л., Пелли Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
16. Бернштейн И.Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. – М.: Энергия, 1968. – 88 с.
17. Аранчий Г.В., Жемеров Г.Г., Эпштейн И.И. Тиристорные преобразователи частоты для электроприводов. – М.: Энергия, 1968. – 128 с.
18. Формирователи импульсов управления двухоперационными тиристорами / О.Г. Булатов, А.В. Жеглов, С.В. Одынь, Я. Акияма // Электротехника. – 1996. – №1. – С. 42-48.
19. Сандлер А.С., Гусяцкий Ю.М. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1968. – 96 с.
20. Розанов Ю.К., Соколова Е.М. Электронные устройства электромеханических систем. – М.: Academia, 2004. – 272 с.
21. Тарасов А.Н. Аварийные процессы в тиристорных преобразователях частоты с промежуточным звеном постоянного тока // Электричество. – 1997. – №8. – С. 48-58.

22. Поздеев Д.А. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
23. Казачковський М.М. Керовані випрямлячі. – Дніпропетровськ: НГА України, 1999. – 228 с.
24. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий // Электротехника. – 1999. – №4. – С. 2-10.
25. Лоренц Л. Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки, производства и применения силовых полупроводниковых приборов // Электротехника. – 2001. – №12. – С. 2-9; 2002. – №3. С. 2-17 (окончание).
26. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: Семейства, характеристики, применение. – М.: Издат. дом Додэка-XX1, 2001. – 384 с.
27. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. – СПб: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
28. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника: Лабораторные работы на ПК. – СПб: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002. – 304 с.
29. Флоренцев С.Н., Аванесов В.М. Управление силовыми транзисторами с изолированным затвором // Электротехника. – 2000. – №12. – С. 1-14.
30. Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов. – М.: Солон-Р, 2001. – 327 с.
31. Современные мощные полупроводниковые приборы и их функциональные возможности / В.И. Галанов, Ю.А. Шершнев, М.К. Гуревич, М.А. Козлова // Электротехника. – 1998. – №3. – С. 48-52.
32. Райхман А.Е. *POWERTRAN* – современное решение проблемы управления электроприводами // Электротехника. – 1998. – №2. – С. 57-59.
33. Макаренко В. Силовые запираемые тиристоры // Электронные компоненты и системы. – 2002. – №2. – С. 36-41.
34. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. – М.: Наука, 1981. – 800 с.
35. Хрисанов В.И., Бржезинский Р. Анализ состояния и перспектив развития силовой электроники и электропривода (по материалам международной конференции *EPE-PEMC'2002*)// Электротехника. – 2003. – №6. – С. 10-14.
36. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2. – 197 с.
37. Лезнов Б.С. Экономия электроэнергии в насосных установках. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 143 с.
38. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Плотников Ю.В. Энерго- и ресурсосберегающие технологии на основе регулируемых асинхронных электроприводов // Электротехника. – 2004. – №4. – С. 33-39.
39. Браславский И.Я., Плотников Ю.В. Математические модели для определения энергопотребления различными типами асинхронных электроприводов и примеры их использования // Электротехника. – 2005. – №9. – С. 14-18.
40. Перельмутер В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока. – Харьков: Основа, 2004. – 210 с.
41. *Altivar Process*. Преобразователи частоты *ATV930, ATV950, ATV960, ATV980*: Руководство по программированию. *Schneider Electric*. 2016. – 666 с.

42. *Altivar Process*. Преобразователи частоты ATV630, ATV650: Руководство по программированию. *Schneider Electric*. 2015. – 738 с.
43. *Altivar Process*. Преобразователи частоты ATV630, ATV650: Руководство по установке. *Schneider Electric*. 2015. – 89 с.
44. Преобразователи частоты *Altivar Process ATV900*: Каталог. *Schneider Electric*. 2015. – 66 с.
45. Преобразователи частоты *Altivar Machine ATV320*: Каталог. *Schneider Electric*. 2016. – 48 с.
46. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи / М.Г. Попович, В.Б. Клепиков, О.Ю. Лозинський та ін. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.
47. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 134 с.
48. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. – М.: Энергоиздат, 1982. – 192 с.
49. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
50. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. – М.: – Энергия. – 1979. – 616 с.
51. Теорія електропривода/ М.Г. Попович, В.Г. Борисюк, В.А. Гаврилюк та ін. – К.: Вища школа, 1993. – 494 с.
52. Казачковський М.М. Автономні перетворювачі та перетворювачі частоти. – Дніпропетровськ: НГА України, 2000. – 196 с.
53. Колб Ант.А., Колб А.А. Теорія електроприводу: Навч.: посібник. – Дніпропетровськ, Національний гірничий університет, 2006. – 511 с.
54. Устройства плавного пуска и торможения *Altistart 22*. Каталог: *Schneider Electric*. 2011. – 28 с.

Приложение 1.
Основные соотношения в автономных инверторах

Таблица 1

Автономные инверторы напряжения с амплитудной модуляцией

	Однофаз- ный мостовой	Однофазный трехуровне- вый ($\lambda_{кр}=120^\circ$)	Трехфазный мостовой ($\lambda=180^\circ$)	Трехфазный трехуровне- вый ($\lambda_{кр}=150^\circ$)
Действующее значение фазного напряжения U_ϕ/U_d	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3}=0,816$	$\sqrt{2}/3=0,4714$	$\sqrt{7}/6=0,441$
Среднее значение фазно- го напряжения $U_{\phi c}/U_d$	1	$2/3=0,667$	$4/9=0,444$	$7/18=0,3889$
Количество уровней фаз- ного напряжения	2	3	4	7
Максимум мгновенного фазного напряжения	1	1	$2/3$	$2/3$
Амплитуда первой гармоники фазного на- пряжения $U_{\phi m(1)}/U_d$	$4/\pi=1,273$	$\frac{2\sqrt{3}}{\pi}=1,103$	$2/\pi=0,637$	$\frac{2+\sqrt{3}}{2\pi}=0,594$
Коэффициент искажений фазного напряжения ν_U	$2\sqrt{2}/\pi =$ $=0,9003$	$3/\pi=0,9549$	$3/\pi=0,9549$	$\frac{3(2+\sqrt{3})}{\pi\sqrt{14}}=$ $=0,9524$
Коэффициент гармоник фазного напряжения k_{rU}	0,4834	0,3108	0,3108	0,3198
Номера отсутствующих гармоник	$2n$	$2n; 3+6n$	$2n; 3+6n$	$2n;$ $3+6n; 12n+5,$ $12n+7$
Коэффициент пропор- циональности между средним входным током и действующим значени- ем первой гармоники выходного $I_{вх}/I_{(1)}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H$		$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H$	$\frac{3(2+\sqrt{3})}{2\sqrt{2}\pi} \cos \varphi_H$

Таблица 2

Автономные инверторы тока

	Однофазный мостовой	Трехфазный мостовой
Действующее значение выходного тока I_{ϕ}/I_d	1	$\sqrt{2}/\sqrt{3}=0,816$
Среднее значение выходного тока $I_{\phi c}/I_d$	1	$2/3=0,667$
Амплитуда первой гармоники выходного тока $I_{\phi m(1)}/I_d$	$4/\pi=1,273$	$2\sqrt{3}/\pi=1,102$
Коэффициент искажений выходного тока ν_I	$2\sqrt{2}/\pi=0,9003$	$3/\pi=0,9549$
Коэффициент гармоник выходного тока k_{rI}	0,4834	0,3108
Номера отсутствующих гармоник	2n	2n; 3+6n
Коэффициент пропорциональности между средним входным напряжением и действующим значением первой гармоники выходного $U_d/U_{\phi(1)}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H = 0,9003 \cos \varphi_H$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_H = 1,35 \cos \varphi_H$

Таблица 3

Автономные инверторы напряжения с ШИМ

Схема и закон управления	$\frac{I_{BX}}{I_{\phi(1)}}$	$\frac{U_{\phi(1)}}{U_d}$	$k_{BH} = \frac{U_{mm}}{U_d}$	$k = \frac{dU}{du_K}$	Количество уровней фазного напряжения
Однофазная мостовая	$\frac{\mu k_{ин}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$	$\frac{\mu k_{ин}}{\sqrt{2}}$	1	$U_d/U_{опт}$	2
Трехфазная мостовая (синусоидальная ШИМ)	$\frac{3\mu k_{ин}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$		0,5	$U_d/(2U_{опт})$	5
Трехфазная мостовая (SVM)	$\frac{3\mu k_{ин}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$		$1/\sqrt{3}=0,577$	—	5
Трехфазная мостовая трехуровневая (синусоидальная ШИМ)	$\frac{3\mu k_{ин}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$		0,5	$U_d/(4U_{опт})$	9
Трехфазная составная (3 однофазных моста в фазе, синусоидальная ШИМ)	$\frac{3\mu k_{ин}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_H$		0,5	$U_d/(2U_{опт})$	7

Краткий словарь англоязычных терминов по преобразовательной технике и электроприводу

- 3-level PWM inverter* – трехуровневый инвертор с ШИМ
- 6-pack* – шестиключевой модуль (обычно *IGBT*)
- 6-pulse Converter* – шестипульсный преобразователь
- AC motor* – электродвигатель переменного тока
- AC-AC (AC to AC) converter* – преобразователь переменного напряжения в переменное
- AC-DC Converter (Alternating Current-Direct Current converter)* – преобразователь переменного напряжения в постоянное
- AC-DC-AC Converter* – преобразователь переменного напряжения в переменное со звеном постоянного тока
- A-contact* – замыкающий контакт
- Active Front-end (AFE) Rectifier* – активный входной выпрямитель
- Active Harmonic Conditioner (AHC)* – активный кондиционер гармоник (параллельный активный фильтр)
- Active Power Factor Corrector (APFC)* – активный корректор коэффициента мощности
- Active Region* – область активного режима
- Active snubber* – активный снаббер (резонансное коммутационное устройство со вспомогательным ключом)
- Adjustable speed drive* – привод с регулируемой скоростью
- Alternating Current (AC)* – переменный ток
- Alternating-current drive* – электропривод переменного тока
- Ambient temperature* – температура окружающей среды
- Amplitude modulated frequency converter* – преобразователь частоты с амплитудной модуляцией
- Amplitude Modulation (AM)* – амплитудная модуляция
- Analogue input* – аналоговый вход
- Anode-cathode voltage* – напряжение между анодом и катодом
- Anti-parallel Diode* – антипараллельный (обратный) диод
- Apparent power* – кажущаяся мощность
- Application Specific Integrated Circuit (ASIC)* – интегральная микросхема специального назначения
- Application Specific Intelligent Power Module (ASIPM)* – интеллектуальный силовой модуль специального назначения
- Armature coil* – обмотка ротора
- Asynchronous drive* – асинхронный электропривод
- Autonomous (offline) Inverter (dc link inverter)* – автономный инвертор
- Auto-tuning* – автонастройка, самонастройка
- Avalanche Diode* – лавинный диод
- Back emf* – противо-ЭДС (ЭДС вращения)

Back-to-back connection – встречно-параллельное соединение
Back-to-back converter – реверсивный преобразователь
Basic (Fundamental) frequency – частота первой (основной) гармоники
B-contact – размыкающий контакт
Bi-directional power flow – двусторонний поток энергии
Bipolar Power Transistor (BPT) – силовой биполярный транзистор
Bipolar voltage-switching PWM – двухполярная ШИМ
Blower – воздуходувка, вентилятор
Boost Converter – повышающий преобразователь (DC-DC)
Brake Chopper – тормозной прерыватель (ключ)
Brake current recovery – рекуперация тормозного тока
Brake resistance (braking resistance) – тормозной резистор
Braking circuit – тормозная цепь
Braking switch – тормозной ключ
Braking torque – тормозной момент
Braking unit – тормозное устройство
Branch – ветвь (электрической цепи)
Breakdown Region – область пробоя
Breakdown torque – максимальный вращающий момент
Breakdown Voltage – напряжение пробоя
Breakover Voltage – напряжение переключения (тиристора)
Bridge – мост (мостовая схема)
Brushless DC motor – бесщеточный двигатель постоянного тока
Buck converter – понижающий преобразователь (DC-DC)
Buck-boost Converter – понижающе-повышающий (инвертирующий) преобразователь
Built-in – вмонтированный, встроенный
Built-up Rectifier – составной выпрямитель
Bypass – обходная цепь питания (байпас); шунт; шунтировать
Bypass diode (flyback diode, catch diode) – обратный диод
Capacitor – конденсатор
Capacity – емкость (электрическая); мощность
Card – плата
Carrier frequency – несущая частота (частота модуляции)
Cathode – катод
Center-tapped transformer – трансформатор со средней точкой
Charge – заряд
Chip – микросхема (преимущественно маломощная)
Choke – дроссель
Chopper – прерыватель (чоппер)
Chopper frequency – частота переключения
Chopper-Fed – питаемый от прерывателя (чоппера)
Circuit board – монтажная плата
Circuit diagram – принципиальная схема; схема соединений
Circulating current – уравнивающий ток

Clamped diode – фиксирующий (обратный) диод
Clearing – отключение
Closed-loop control – управление в замкнутом контуре (с помощью обратной связи)
Coast stop – остановка в режиме выбега (по инерции)
Coefficient of efficiency (efficiency factor, efficiency) – коэффициент полезного действия
Collector-emitter voltage – напряжение «коллектор-эмиттер»
Commutating capacitor – коммутирующий конденсатор
Commutation – коммутация
Commutation angle – угол коммутации (перекрытия)
Commutation failure – опрокидывание инвертора
Conduction Losses – потери в состоянии проводимости
Constant Torque (CT) – постоянный момент
Continuous – длительный (непрерывный)
Continuous duty – продолжительный режим
Continuous forward current – длительный прямой ток
Control – управление
Control angle – угол управления
Control gate – управляющий электрод (тиристора)
Control system (Control unit, Control circuit) – система (схема) управления (регулирования)
Control voltage (Drive voltage) – управляющее напряжение
Controlled rectifier – управляемый выпрямитель
Controller – регулятор
Converter (Inverter) with Active Front End (AFE) – активный входной преобразователь
Converter transformer – преобразовательный трансформатор
Converting – преобразование, преобразовательный
Cooling – охлаждение
Coordinate converter – преобразователь координат
Critical rate of rise of off-state voltage – критическая скорость роста напряжения в закрытом состоянии
Critical rate of rise of on-state current – критическая скорость роста тока в открытом состоянии
Current – ток
Current (voltage) transducer – измерительный преобразователь тока (напряжения)
Current amplification factor (Current gain) – коэффициент усиления по току
Current circuit – цепь протекания тока
Current control – управление током
Current controller (regulator) – регулятор тока
Current feedback – обратная связь по току
Current gain (Current amplification factor) – коэффициент усиления по току
Current inrush – скачок тока

Current inverter (Current source inverter) – инвертор тока
Current protection – защита по току
Current sensor (current-sensing device) – датчик тока
Current source – источник тока
Current source inverter (CSI) – инвертор тока
Current transformer (CT) – трансформатор тока
Current-limiting fuse – токоограничивающий плавкий предохранитель
Current-voltage curve (current-voltage characteristic, current-voltage diagram) – вольт-амперная характеристика
Cut-in – включение, начало работы
Cut-off – выключение; отсечка
Cutoff Current – ток отсечки
Cutoff Region – область отсечки
Cycle time – длительность цикла
Cycloconverter – непосредственный преобразователь частоты (циклоконвертор)
Darlington transistor – транзистор Дарлингтона (составной транзистор)
DC braking (см. DC-injection) – торможение постоянным током (динамическое торможение)
DC bus – шина постоянного тока
DC bus voltage – напряжение звена постоянного тока
DC characteristic – статическая характеристика
DC-DC (DC to DC) converter – преобразователь постоянного напряжения в постоянное
DC-injection (см. DC braking) – инжекционное (динамическое) торможение
DC-Link – звено постоянного тока
Dead time – «мертвое» время
Degree of protection (protection degree) – степень защиты
Delay time – время задержки
Derating – деноминация (снижение номинальной мощности или тока)
Digital Signal Processor (DSP) – цифровой сигнальный процессор
Diode – диод; диодный
Direct Current (DC) – постоянный ток
Direct frequency converter – непосредственный преобразователь частоты
Direct-current (DC) drive – электропривод постоянного тока
Disc housing – дисковый корпус
Discharge circuit – разрядная цепь
Discontinuous current – прерывистый ток
Displacement factor – коэффициент сдвига фаз (между напряжением и током)
Drain – сток
Drive – привод (иногда – инвертор); приводить в движение; руководить; ехать
Drive motor – приводной двигатель
Drive voltage (Control voltage) – напряжение управления
Driver – драйвер
Driver output stage – выходной каскад драйвера

Duty cycle – скважность
Earthing – заземление
Efficiency (coefficient of efficiency, efficiency factor) – коэффициент полезного действия
Electric drive – электропривод
Electric energy – электрическая энергия
Electric mains – электрическая сеть
ElectroMagnetic compatibility (EMC) – электромагнитная совместимость
Electromagnetic induction – электромагнитная индукция
ElectroMagnetic Interference (EMI) – электромагнитные помехи (внешние)
Electromagnetic leakage field – электромагнитное поле рассеяния
Electromagnetic torque, internal torque – электромагнитный момент
Electromechanical time constant – электромеханическая постоянная времени
Electromotive force (emf) – электродвижущая сила (ЭДС)
EMC-filter (EMI-filter) – фильтр электромагнитной совместимости (от электромагнитных помех)
Emergency state – аварийный режим
emf of self-induction – ЭДС самоиндукции
Encoder – импульсный датчик положения, энкодер
Energy Save (Energy Saving) – энергосбережение
Excitation current – ток возбуждения (намагничивания)
Factory setting – заводская настройка
Fast Recovery Diode (Fast Diode) – диод с быстрым возобновлением запирающих свойств (быстродействующий диод)
Fast Response – быстродействие
Feed – питающая сеть
Feedback (FB) – обратная связь
Feedback factor – коэффициент обратной связи
Feedforward control – упреждающее управление (управление по возмущению)
Fieldbus – полевая шина
Field-effect (unipolar) Transistor (FET) – полевой (униполярный) транзистор
Field-weakening – ослабление поля
Flux – поток
Fly-back Converter – обратноходовой преобразователь (DC-DC)
Forced commutation – принудительная (искусственная) коммутация
Forward Converter – прямоходовый преобразователь (DC-DC)
Forward voltage – прямое падение напряжения
Four-quadrant (4Q) – четырехквadrантный
Frame size – габарит
Freewheel – шунт
Freewheeling (Free-wheel) diode – обратный диод
Frequency converter (Frequency changer) – преобразователь частоты
Frequency domain – частотная область
Frequency range – диапазон частот
Front-end converter – входной преобразователь

Full-bridge (FB) – полный (однофазный) мост
Full-wave – двухполупериодный
Fundamental (Basic) frequency – частота первой (основной) гармоники
Fuse – предохранитель
Gain (gain factor) – коэффициент передачи (усиления)
Galvanic isolation – гальваническая развязка
Gate – затвор; управляющий электрод
Gate Commutated Turn-off Thyristor (GCT) – запираемый тиристор с коммутацией через затвор
Gate controlled turn-off time – время выключения с помощью управляющего электрода
Gate Drive – вентиль
Gate Turn-off Thyristor (GTO) – двухоперационный (запираемый) тиристор
Gate voltage – напряжение управления (тиристора)
Gating unit – система управления (преобразователем)
Gearless drive – безредукторный привод
Grounding – заземление
Half wave – полуволна
Half wave rectifier – однополупериодный выпрямитель
Half a cycle – полупериод
Half-Bridge – полумост (полумостовая схема)
Hall current transformer (HCT) – Холловский датчик тока
Hand mode – ручной режим
Hard Drive GTO (HD-GTO) – GTO-тиристор с жестким управлением
Hard switching (HS) – жесткое переключение
Harmonic filter – фильтр гармоник
H-Bridge – H-образный мост (однофазный)
Heat sink – радиатор
Heavy duty – тяжелый режим
High (или Low) Side Gate Driver – драйвер верхнего (или нижнего) ключа
High Voltage ASIC (HVASIC) – высоковольтная интегральная схема специального назначения
High Voltage IC, High Voltage Integrated Circuit (HVIC) – высоковольтная интегральная схема
High Voltage IGBT (HV-IGBT) – высоковольтный IGBT
High-efficiency – высокоэкономичный
High-frequency inverter – высокочастотный инвертор
High-side (H-side) – верхняя сторона (группа ключей, подключенная к положительному полюсу источнику питания; коллекторная группа)
Holding current – ток удержания (тиристора)
Hole-electron pair – пара «электрон-дырка»
Hunting – перерегулирование, рыскание, слежение
HVI driver – драйвер для высоковольтного IGBT
Ideal switch – идеальный ключ
Idling loss – потери холостого хода

Imbedded inverter – встроенный инвертор
In phase – в фазе (синфазно)
Incoming bridge – входной мост
Inductance – индуктивность
Inductive reactance (Inductive resistance) – индуктивное сопротивление
Inductor – катушка индуктивности; индуктор
Input current – входной (потребляемый) ток
Input-side reactor – входной [сетевой, коммутационный] реактор
Inrush current – пусковой ток
Inrush value – максимально допустимая величина
Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) – биполярный транзистор с изолированным затвором
Integrated circuit (IC) – интегральная схема (ИС)
Integrated GCT (IGCT) – GCT-тиристор с интегрированной управляющей структурой
Integrated Power Module – интегральный силовой модуль
Integrated Power Stage (IPS) – интегральный силовой каскад
Integrated thyristor/diode module – интегральный тиристорно-диодный модуль
Intelligent Power Module (IPM) – интеллектуальный силовой модуль
Intermediate circuit – промежуточная цепь
Internal impedance – внутреннее сопротивление
Interrupted current – прерывистый ток
Inverse diode – обратный диод
Inverse-parallel connection – встречно-параллельное соединение
Inverter – инвертор
Inverter mode – инверторный режим
Jog – наладка
Jogging – подача толчками
Key Diagram – функциональная схема
Knee voltage – пороговое напряжение (у диода)
Leakage (см. Shoot-through) current – ток утечки
Light Triggered Thyristor (LTT) – тиристор, управляемый светом (оптотиристор)
Line – линия; питающая сеть
Line frequency – частота сети (питания)
Line voltage (line-to-line voltage, Phase-to-phase voltage) – линейное напряжение
Line-commutated converter – преобразователь, коммутируемый сетью
Line-fed (online) inverter – инвертор, который питается от сети
Load – нагрузка
Load resistance – сопротивление нагрузки
Load-Commutated Inverter (LCI) – инвертор, коммутируемый (ведомый) нагрузкой
Load-dependent – ведомый нагрузкой
Load-side converter – преобразователь со стороны нагрузки
Local control mode – режим локального (местного) управления
Loss turn-on – потери во время включения

Low Voltage (LV) – низкое напряжение
Low Voltage ASIC (LV ASIC) – низковольтная микросхема специального назначения
Low-pass filter – фильтр низких частот
Low-side (L-side) – нижняя сторона (группа ключей, подключенная к отрицательному полюсу источника питания; эмиттерная группа)
Magnetizing current – намагничивающий ток
Magnitude – амплитуда
Mains (main circuit) – питающая сеть
Mains current – ток сети; потребляемый ток
Mains filter – сетевой (входной, коммутационный) фильтр
Mains transformer – силовой трансформатор
Mains voltage – напряжение сети
Matrix converter – матричный преобразователь
Maximum repetitive forward current – повторяемый импульс прямого тока
Maximum repetitive turn-off current – максимально допустимый повторяемый запираемый ток
Metal Oxide Semiconductor (MOS) – метал-окисел-полупроводник (МОП)
Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) – полевой транзистор с изолированным затвором
Midpoint rectifier – выпрямитель со средней точкой
Mode – узел (электрической цепи); режим; способ
Modulation index (modulation factor) – индекс (коэффициент) модуляции
Momentary value – мгновенное значение
MOS Composite Static Induction Thyristor/MOS Controlled Thyristor (MCT) – комбинированный тиристор (полевой тиристор или тиристор, управляемый полем)
Motor-side inverter – инвертор со стороны двигателя (в преобразователе частоты со звеном постоянного тока)
Multichip – многокристальный
Multilevel inverters – многоуровневый инвертор
Multiphase – многофазный
Multiple phase chopper – многофазный прерыватель
Nameplate – табличка с паспортными данными (шильдик)
Natural commutation – естественная коммутация
Naturally-commutated inverter – инвертор с естественной коммутацией (ведомый)
Negative temperature coefficient (NTC) – отрицательный температурный коэффициент (рост сопротивления со снижением температуры)
Neutral Point Clamped (NPC) inverter – инвертор с фиксацией нулевой точки
Neutral terminal – нулевой вывод
No-contact – бесконтактный
no-load loss – потери холостого хода
Non-controlled – неуправляемый

Non-repetitive peak reverse voltage – неповторяемое максимальное обратное напряжение

Non-sinusoidal (nonsinusoidal, non-sine) – несинусоидальный

N-Side – группа ключей, соединенная с отрицательным полюсом источника питания

Null circuit – нулевая схема

Off-state – закрытое состояние (ключа)

On time – время включения (время пребывания во включенном состоянии), длительность импульса

One-operation – однооперационный

On-state – состояние проводимости; открытое состояние

open circuit loss – потери холостого хода

Open collector output – выход с открытым коллектором

Operating instruction – инструкция по эксплуатации

Operating mode – рабочий режим

Operating Point – рабочая точка

Optocoupler – оптическая связь, оптрон, оптопара

Output (Terminal) current – выходной ток

Output stage – выходной каскад

Output-side reactor – выходной реактор

Overcurrent (OC) – перегрузка по току

Overexcitation – перевозбуждение

Overheating – перегрев

Overlap angle – угол перекрытия (коммутации)

Overload capability – перегрузочная способность

Overmodulation – перемодуляция

Overshoot – перерегулирование

Overvoltage – перенапряжение

Peak torque – максимальный момент

Peak current – пиковый ток; амплитуда тока

Period – период

Permanent magnet (PM) – постоянный магнит

Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) – синхронная машина с постоянными магнитами

Phase modulation – фазная модуляция

Phase voltage – фазное напряжение

Phase-controlled converter – преобразователь с фазовым управлением

Phase-shift modulation (PSM) – модуляция со сдвигом фазы (ШИМ на основной)

Phase-to-phase (Line-to-line) voltage – линейное (межфазное) напряжение

pick-and-place device – подъемно-транспортное устройство

PI-Filter – П-образный фильтр

Pin – разъем

Pin-Out – вывод

Plug – включать в сеть; разъем; штекер

Plug & Drive – включи и езжай

p-n junction – *p-n* переход

Polarities – полярность

Positive temperature coefficient (PTC) – положительный температурный коэффициент

Power – мощность

Power amplifier – усилитель мощности

Power circuit – силовая схема

Power Electronics – силовая электроника

Power factor – коэффициент мощности

Power factor corrected (PFC) Rectifier – выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности

Power factor corrector (PFC) – корректор коэффициента мощности

Power frequency – частота сети (питания)

Power Integrated Circuit (PIC) – силовая интегральная схема

Power Integrated Module (PIM) – силовой интегральный модуль

Power loss – потери мощности

Power Module – силовой модуль

Power semiconductor – силовой полупроводниковый прибор

Power Supply – питание; электроснабжение

Power Supply system (Power supply unit) – блок питания

Pre-charge Circuit – схема предварительного заряда

Preset – предварительно заданный (предустановленный)

Press-pack IGBT – IGBT-ключ прижимной (таблеточной) конструкции

Proportional-Integrated-Derivative (PID) – пропорционально-интегро-дифференциальный

Protection – защита

P-Side – группа ключей, соединенная с положительным полюсом источника питания

Pulsating current – пульсирующий (прерывистый) ток

Pulse Amplitude Modulation (PAM) – амплитудно-импульсная модуляция

Pulse distributor – распределитель импульсов

Pulse gate transformer – импульсный трансформатор

Pulse width – ширина импульса

Pulse-Frequency Modulation (PFM) – частотно импульсная модуляция (ЧИМ)

Pulse-Width Modulation (PWM) – широтно импульсная модуляция (ШИМ)

Push-pull converter – однофазный двухполупериодный преобразователь с общей точкой

PWM frequency – частота ШИМ

PWM Generator – ШИМ-генератор (широтно-импульсный модулятор)

PWM Rectifier – выпрямитель с ШИМ

PWM-Inverter – инвертор с ШИМ

Quasi-resonant – квазирезонансный

Radio noise filter (RF noise filter, RFI-filter, Radio Interference Attenuating Filter) – фильтр от радиопомех

Ramp – темп роста
Ramp time – длительность роста
Rate of voltage to frequency – отношение напряжения к частоте
Rated current – номинальный ток
Real power – активная мощность
Recharging – перезаряд
Rectifier – выпрямитель
Rectifier diode – выпрямительный диод
Rectifier mode – выпрямительный режим
Reference value – заданное (опорное) значение
Reference voltage – опорное (задающее) напряжение
Regeneration – рекуперация
Regenerative braking – рекуперативное торможение
Regulation curve – регулировочная характеристика
Remote control – дистанционное управление; пульт дистанционного управления
Repetitive peak off-state voltage – повторяемое импульсное напряжение в закрытом состоянии
Repetitive peak reverse voltage – повторяемое импульсное обратное напряжение
Resistance – сопротивление (активное)
Resistance temperature detector (RTD) – резистивный датчик температуры
Response time – длительность отклика (реакции)
Retry – повторный запуск
Return converter – преобразователь для рекуперации
Reverse conducting – обратная проводимость
Reverse recovery – обратное возобновление (возобновление запирающих свойств)
Reverse Voltage – обратное напряжение
Reversible rectifier – реверсивный выпрямитель
Revolutions Per Minute (RPM) – обороты в минуту
rf interference (RFI) – электромагнитные помехи
Ripple factor – коэффициент пульсаций
Ripple frequency – частота пульсаций
Rippling – пульсации
Rise time – время роста (импульса тока)
Root Mean Square (RMS) current – среднеквадратичный (действующий) ток
Rotor-flux-based – ориентированный по потоку ротора
Safe Operation Area (SOA) – область безопасных режимов (транзистора)
Saturation region – область насыщения
Saturation voltage – напряжение насыщения
Sawtooth generator – генератор пилообразного напряжения
Sawtooth voltage – пилообразное напряжение
Scaling – масштабирование
SCR inverter – инвертор на однооперационных тиристорах
Secondary (secondary coil) – вторичная обмотка
Secondary breakdown – тепловой (вторичный) пробой

Selective Harmonic Elimination – выборочное исключение гармоник
Self-commutated converter – самокоммутируемый преобразователь (с искусственной коммутацией)
Self-inductance electromotive force – электродвижущая сила самоиндукции
Self-ventilated motor – электродвигатель с самовентиляцией
Semiconductor – полупроводник, полупроводниковый прибор
Semiconductor converter – полупроводниковый преобразователь
Semiconductor device – полупроводниковый прибор
Semiconrolled – полууправляемый
Sense resistor – шунт
SENSE-IGBT – IGBT-транзистор с датчиком тока
Sensor – датчик
Sensorless control (SLC) – бездатчиковое (векторное) управление
Series Chopper – последовательный прерыватель
Servo drive – сервопривод (следающий электропривод)
Shoot-through (см. Leakage) current – ток утечки
Short Circuit (SC) – короткое замыкание
Short-time current – ток короткого замыкания
Silicon Controlled Rectifier (SCR) – кремниевый управляемый вентиль (тиристор)
Sine wave – синусоида
Single phase rectifier – однофазный выпрямитель
Single pulse forward current – одиночный импульс прямого тока
Single-ended – однотактный
Sinus Pulse-Width Modulation – синусоидальная ШИМ
Six-pulse – шестипульсный
Slip – скольжение
Slowdown – замедление, снижение скорости
Smart Power Module (SPM) – «разумный» силовой модуль
Smoothing choke (Smoothing reactor) – сглаживающий дроссель; реактор
Snubber circuit (snubber) – защитная цепь (снаббер)
Soft recovery diode – диод с мягким возобновлением запирающих свойств
Soft shut down – мягкое записание
Soft start – плавный пуск
Soft start unit (Soft-starter) – устройство мягкого (плавного) пуска
Soft switching – мягкая коммутация
Soft Turn-Off – мягкое выключение (полупроводникового ключа)
Solid-state Relay (Contactor) – твердотельное (бесконтактное) реле (контактор)
Source – исток (один из электродов полевого транзистора)
Source resistance – сопротивление источника питания
Space vector – пространственный (обобщенный) вектор
Space Vector Modulation (SVM) – модуляция пространственного вектора
Speed control range – диапазон регулирования скорости
Speed references – заданная скорость
Speed-torque characteristic – механическая характеристика

Spike – всплеск (напряжения или тока)
Stack – блок, набор, сборка
standby loss – потери холостого хода
Start-up – пуск; пусковой
Static converter – статический преобразователь
Static var compensator (SVC) – статический компенсатор реактивной мощности
Steady-state characteristic (static characteristic) – статическая характеристика
Steady-state regime (steady state) – установившийся режим
Steady-state value – установившееся значение
Step – скачок; шаг
Step-Down Converter – понижающий преобразователь (DC-DC)
Step-Up Converter – повышающий преобразователь (DC-DC)
Stray inductance – паразитная индуктивность, индуктивность рассеяния
Substrate – подложка (субстрат)
Supply frequency – частота сети (питания)
Supply transformer – силовой трансформатор
Supply-side converter (Front-end converter) – преобразователь со стороны сети
 (входной преобразователь в преобразователе частоты со звеном постоянного тока)
Surge on-state current – ударный ток в открытом состоянии
Switch – ключ; переключать; коммутировать
Switch mode Power Supplies (SMPS) – импульсный источник питания
Switch mode rectifier – импульсный выпрямитель
Switched (switching) current – коммутируемый ток
Switching – переключение [коммутация]
Switching frequency – частота переключения
Switching loss – потери при переключении
Switching overvoltage (switching surge, switching surge voltage) – коммутационное перенапряжение
Synchronization Voltage – напряжение синхронизации
Terminal (Output) current – выходной ток
Three-phase bridge converter – трехфазный мостовой преобразователь
Three-phase to three-phase – трехфазно-трехфазный
Threshold – порог, уставка
Threshold voltage – пороговое напряжение
Thyristor – тиристор
Time constant – постоянная времени
Time domain – временная область
Top-side – верхнее плечо (анодная или коллекторная группа инвертора, прерывателя)
Total Harmonic Distortion (THD) – коэффициент гармонических искажений (в отечественной литературе – коэффициент гармоник)
Total Power – полная мощность
Trace – осциллограмма
Transducer – датчик

Transfer function – передаточная функция
Transient response – переходной процесс
Transient state – переходное состояние
Transistor – транзистор
Triac (bi-directional thyristor) – двунаправленный тиристор (симистор, триак)
Triangle carrier wave – треугольная несущая (опорное напряжение)
Triode AC semiconductor (Triac) – триак (симистор)
Tuning – настройка
Turn-off – выключение
Turn-off thyristor – запираемый (выключаемый, двухоперационный) тиристор
Turn-on – включение
Turn-On Switching Loss – потери во время включения
Two-quadrant (2Q) converter – двухквadrантный преобразователь
Two-stage – двухступенчатый (двухкаскадный)
U/f characteristic – вольт-частотная характеристика
U/f control – управление со стабилизацией U/f
U/f-ratio – отношение U/f
Ultra High Power GTO – сверхмощный GTO-тиристор
Ultra High Power Light Trigger Thyristor – мощный тиристор, переключаемый квантами света
Ultra High Voltage Thyristor – высоковольтный тиристор
Ultrafast diode – сверхбыстрый диод
Unidirectional (unipolar) voltage – однополярное напряжение
Uninterruptible Power Supply (UPS) – источник бесперебойного питания (ИБП)
Variable frequency drive – электропривод с переменной скоростью
Variable Torque (VT) – переменный момент
Variable voltage – регулируемое напряжение
Voltage controlled – управляемый напряжением
Voltage drop (voltrop) – падение напряжения
Voltage sharing – деление напряжения
Voltage source – источник напряжения
Voltage source inverter (VSI) – инвертор напряжения
Voltage spike – всплеск напряжения
Voltage stress – скачок напряжения
Waveform – форма сигнала, временная диаграмма
Winding – обмотка
Wye-delta start – пуск по схеме «звезда-треугольник»
Zero-current switched (ZCS) – переключаемый в нуле тока (ПНТ)
Zero-voltage switched (ZVS) – переключаемый в нуле напряжения (ПНН)

Англоязычные сокращения

Ω – Ohm
 2Q – Two-quadrant
 4Q – Four-quadrant
 A – Ampere; Anode

AAC – Ampere Alternating Current
AC – Alternating Current
AFE – Active Front-end
AHC – Active Harmonic Conditioner
AM – Amplitude Modulation
Amps – Amperes
APFC – Active Power Factor Corrector
ARMS – Ampere Root Mean Square
ASIC – Application Specific Integrated Circuit
ASIPM – Application Specific Intelligent Power Module
B – Base
BJT – Bipolar Junction Transistor
BPT – Bipolar Power Transistor
C – Cathode; Collector
CE – Common Emitter
CIB – “Converter, Inverter, Brake” (разновидность силового модуля)
CMOS – Complementary metal-oxide semiconductor
CSI – Current source inverter
CSTBT – Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor
CT– Current transformer, Constant Torque
DC – Direct Current
DFE – Diode Front-end
DSP – Digital Signal Processor; Digital Signal Processing
E – Emitter
EMC – Electromagnetic compatibility
EMI – Electromagnetic Interference
F – Farad
FB – Feedback; Full bridge
FOC – Field Orientation Control
FRED – Fast Recovery Epitaxial Diode
FWD – Free-wheel diode
G – Gate
GCT – Gate Commutated Turn-off Thyristor
GTO – Gate Turn-off Thyristor
H – Henry
HCT – Hall current transformer
HD-GTO – Hard Drive GTO
HP – Horsepower
HS – Hard switching
HVASIC – High Voltage ASIC
HVIC – High Voltage Integrated Circuit
HV-IGBT – High Voltage IGBT
HVIPM – High Voltage IPM
Hz – Hertz
IC – Integrated circuit

IEEE – Institute for Electrical & Electronic Engineers
IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT – Integrated GCT
IP – International Protection Code (Ingress Protection)
IPM – Intelligent Power Module
IPS – Integrated Power Stage
LCI – Load-Commutated Inverter
LSI – Large-scale integration circuit
LTT – Light Triggered Thyristor
LV – Low Voltage
LV ASIC – Low Voltage ASIC
MCT – MOS Composite Static Induction Thyristor (MOS Controlled Thyristor)
MOS – Metal Oxide Semiconductor
MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MV – Medium Voltage
NPC – Neutral Point Clamped
NTC – negative temperature coefficient
OC – Overcurrent
OCP – Over-current protection
PAM – Pulse Amplitude Modulation
PFC – Power factor corrected (corrector)
PFM – Pulse-Frequency Modulation
PIC – Power Integrated Circuit
PID – Proportional-Integrated-Derivative
PIM – Power Integrated Module
PM – permanent magnet
PMSM – Permanent Magnet Synchronous Machine
PSM – Phase-shift Modulation
PTC – Positive Temperature Coefficient
PTC – Positive temperature coefficient
PWM – Pulse-Width Modulation
PWM VSI – Pulse-Width Modulated Voltage Source Inverter
rf – radio frequency
RMS – Root Mean Square
RPM – Revolutions Per Minute
RTD – Resistance temperature detector
SC – Short Circuit
SCR – Silicon Controlled Rectifier
SGCT – Symmetrical Gate Commutated Thyristor
SLC – Sensorless control
SMPS – Switch mode Power Supplies
SOA – Safe Operation Area
SPM – Smart Power Module
SSI – Small-scale integration circuit
SSR – Solid-state Relay

SVC – Static var compensator; Sensorless Vector Control
SVM – Space Vector Modulation
THCD – Total Harmonic Current Distortion
THD – Total Harmonic Distortion
THVD – Total Harmonic Voltage Distortion
TTL – Transistor-transistor logic
UPS – Uninterruptible Power Supply
V – Volt
VAC – Volt of an Alternating Current
VDC – Volt of an Direct Current
VFD – Variable Frequency Drive
VSI – Voltage source inverter
VT – Variable Torque
W – Watt
ZCS – Zero-current switched
ZCZVS – Zero-current zero-voltage switched
ZVS – Zero-voltage switched

Перечень расчетных примеров

№	Название	Стр.
<i>Глава 1. Силовые ключи вентильных преобразователей</i>		
1.1	Вольт-амперная характеристика IGBT-модуля	
<i>Глава 2. Автономные инверторы напряжения</i>		
2.1	Входной ток однофазного мостового инвертора	
2.2	Гармоники тока трехфазного АИН	
2.3	Гармоники тока трехфазного инвертора с ШИМ	
2.4	Гармоники тока трехуровневого АИН	
<i>Глава 3. Энергетика преобразователей частоты</i>		
3.1	Тормозной резистор в звене постоянного тока	
3.2	Средневзвешенный коэффициент мощности ПЧ с АМ	
3.3	Энергетические параметры активного выпрямителя	
3.4	Расчет эффективности ПЧ для вентилятора	