ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«**ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**»

В.П. Петрович, Н.А. Воронина, А.В. Глазачев

СИЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Допущено УМО по образованию
в области энергетики и электротехники
в качестве учебного пособия для студентов высших учебных
заведений, обучающихся по специальности
140610 «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий,
организаций и учреждений» направления подготовки
140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии»

Издательство
Томского политехнического университета
2009

УДК 621.314.632(075.8)
ББК 31.264.5я73
П 30

Петрович В.П.

П 30 Силовые преобразователи электрической энергии: учебное пособие / В.П. Петрович, Н.А. Воронина, А.В. Глазачев. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2009. – 240 с.

В учебном пособии рассматриваются основные схемы полупроводниковых преобразователей электрической энергии, основные свойства и характеристики, их принцип действия, электромагнитные процессы, вопросы их практического применения.

Предназначено для студентов, обучающихся по специальности 140610 «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений», и магистров, обучающихся по магистерской программе «Энергосберегающие режимы работы электрических источников питания, комплексов и систем» направления подготовки 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».

УДК 621.314.632(075.8)
ББК 31.264.5я73

Рецензенты

Доктор технических наук,
профессор, первый проректор Томского университета
систем управления и радиоэлектроники

Ю.А. Шурыгин

Кандидат технических наук,
заместитель директора ФГНУ НИИ Автоматики
и электромеханики

И.В. Целебровский

© Петрович В.П., Воронина Н.А., Глазачев А.В., 2009
© Томский политехнический университет, 2009
© Оформление. Издательство Томского
политехнического университета, 2009

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ 6
ГЛАВА 1. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ 7
1.1. СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КЛЮЧИ 7
1.1.1. Полупроводниковые диоды 7
1.1.2. Транзисторы 15
1.1.2.1. Биполярные транзисторы 15
1.1.2.2. Полевые транзисторы 20
1.1.2.3. Комбинированные транзисторы 25
1.1.3. Тиристоры 28
1.1.4. Предельные характеристики полупроводниковых ключей 35
1.1.4.1. Область безопасных режимов 35
1.1.4.2. Защита полупроводниковых ключей от пробоя 37
1.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОНДЕНСАТОРЫ 41
1.3. РЕЗИСТОРЫ 44
1.4. ИНДУКТИВНОСТИ 47
Контрольные вопросы 52
ГЛАВА 2. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА 54
2.1. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ 54
2.1.1. Однофазная однополупериодная схема выпрямления 54
2.1.2. Двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой 65
2.1.3. Однофазная мостовая схема 72
2.1.4. Трехфазная нулевая схема выпрямления 74
2.1.5. Трехфазная мостовая схема выпрямления 79
2.2. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ 83
2.2.1. Однофазные управляемые выпрямители 84
2.2.1.1. Однополупериодный управляемый выпрямитель 84
2.2.1.2. Двухполупериодный управляемый выпрямитель со средней точкой 88
2.2.1.3. Особенности коммутационных процессов в управляемых выпрямителях 91
2.2.1.4. Однофазный мостовой управляемый выпрямитель 93
2.2.2. Трехфазные управляемые выпрямители 95
2.2.2.1. Трехфазный нулевой управляемый выпрямитель 95
2.2.2.2. Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель 98
2.3. Энергетические показатели выпрямителей 101
2.3.1. Методы улучшения энергетических показателей управляемых выпрямителей 104
Контрольные вопросы 109

ГЛАВА 3. СИЛОВЫЕ СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ И УМНОЖИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ 110
3.1. ИНДУКТИВНЫЙ СГЛАЖИВАЮЩИЙ ФИЛЬТР 110
3.2. ЕМКОСТНЫЙ СГЛАЖИВАЮЩИЙ ФИЛЬТР 111
3.3. УМНОЖИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ 113
Контрольные вопросы 114
ГЛАВА 4. ИНВЕРТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА 115
4.1. ЗАВИСИМЫЕ ИНВЕРТОРЫ 115
4.1.1. Однофазные зависимые инверторы 115
4.1.2. Двухполупериодный зависимый инвертор со средней точкой 116
4.1.3. Особенности коммутационных процессов в зависимых инверторах 117
4.1.3. Трехфазные схемы зависимых инверторов 121
4.1.4. Энергетические показатели зависимых инверторов 124
4.2. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ 125
4.2.1. Инверторы тока 130
4.2.1.1. Параллельные инверторы тока 131
4.2.1.2. Последовательные инверторы тока 137
4.2.1.3. Последовательно-параллельные инверторы тока 140
4.2.1.4. Резонансные инверторы 141
4.2.2. Инверторы напряжения 144
4.3. ДВУХСТУПЕНЧАТАЯ КОММУТАЦИЯ В СХЕМАХ ИНВЕРТОРОВ 150
4.4. МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ 154
Контрольные вопросы 155
ГЛАВА 5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ 157
5.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ СО ЗВЕНОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА 157
5.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ 157
5.2.1. Способы управления преобразователями частоты с непосредственной связью 160
5.2.2. Основные характеристики НПЧ 163
5.2.3. НПЧ с принудительной коммутацией вентилей 164
Контрольные вопросы 165
ГЛАВА 6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА 166
6.1. НЕРЕВЕРСИВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА 167

6.2. РЕВЕРСИВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА 181
Контрольные вопросы 188
ГЛАВА 7. ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА 189
Контрольные вопросы 194
ГЛАВА 8. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ СИЛОВЫХ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ 195
8.1. СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ 196
8.1.1. Фазоимпульсный способ управления 196
8.2.1. Вертикальный способ управления 199
8.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРАМИ 206
8.3. УПРАВЛЕНИЕ НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ 210
8.4. УПРАВЛЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА 212
8.5. УПРАВЛЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА 213
8.6. СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ 214
Контрольные вопросы 219
ГЛАВА 9. ПРИМЕНЕНИЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ 221
9.1. ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОСТОЯННОГО ТОКА 221
9.2. ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА 225
9.2.1. Частотное регулирование асинхронных двигателей 225
9.3. АСИНХРОННЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ КАСКАД 228
9.4. ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬ 230
9.5. ЭЛЕКТРОМАШИННО-ВЕНТИЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ 232
Контрольные вопросы 237
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ 238

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время основное количество электрической энергии, вырабатываемой во всем мире, производится генераторами переменного тока. В дальнейшем значительная часть этой энергии преобразуется в энергию постоянного тока; во многих случаях бывает необходимо, наоборот, преобразовать энергию постоянного тока в энергию переменного тока или энергию постоянного тока одного напряжения в энергию постоянного тока другого напряжения и т. д. Эти вопросы и целый ряд других инженерных задач во многих областях электротехники позволяют решать силовые преобразователи электрической энергии. Вначале такие преобразователи выполнялись исключительно на основе электромеханических систем, например, в системе «двигатель–генератор», когда двигатель, питаемый электроэнергией одного вида, приводит во вращение генератор, вырабатывающий электроэнергию другого вида или с другими параметрами. В настоящее время такие системы почти полностью вытеснены полупроводниковыми статическими преобразователями, имеющими существенные преимущества, такие как:

- отсутствие вращающихся частей;
- отсутствие скользящих контактов;
- достаточно высокий КПД;
- приемлемые массогабаритные показатели;
- простота обслуживания.

Современная классификационная схема подразделяет силовые преобразователи на следующие группы:

1. Выпрямители, преобразующие энергию переменного тока в энергию постоянного тока.
2. Инверторы, преобразующие энергию постоянного тока в энергию переменного тока.
3. Преобразователи переменного тока, преобразующие энергию переменного тока одних параметров в энергию переменного тока других параметров.
4. Преобразователи энергии постоянного тока одного напряжения в энергию постоянного тока другого напряжения.

ГЛАВА 1. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

Основными элементами силовых преобразователей электроэнергии являются:

- силовые полупроводниковые ключи;
- электрические конденсаторы;
- резисторы;
- индуктивности.

1.1. СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КЛЮЧИ

Все перечисленные силовые преобразовательные устройства выполняются на основе силовых полупроводниковых ключей (управляемых или неуправляемых). Классификационная схема таких ключей представлена на рис. 1.1.

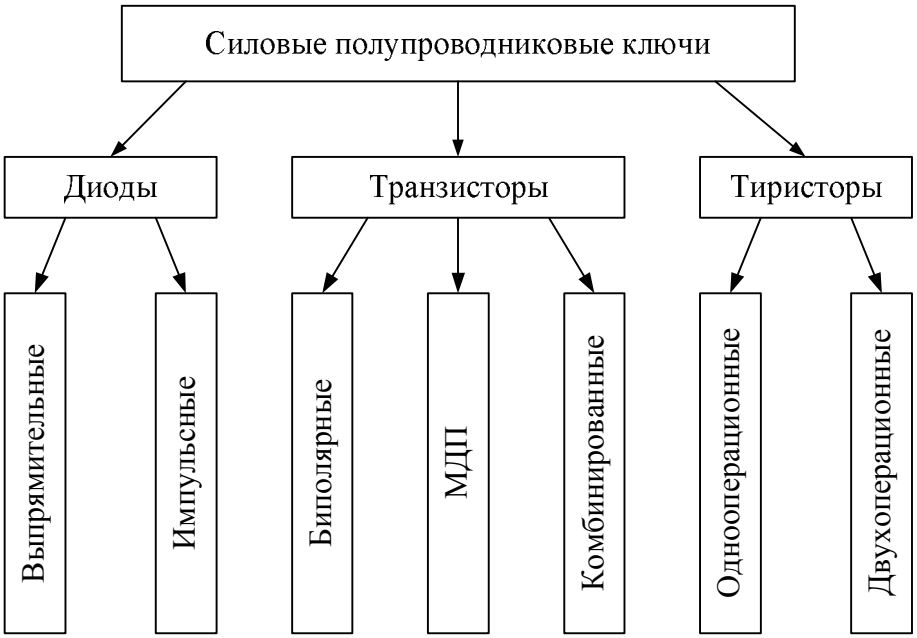


Рис. 1.1. Классификационная схема силовых ключей

1.1.1. Полупроводниковые диоды

Простейшими неуправляемыми силовыми ключами являются полупроводниковые диоды, использующие вентильное свойство *p–n*-перехода, т. е. пропускающие ток в одном направлении и практически не пропускающие его в другом направлении (рис. 1.2). Силовые диоды выполняются в виде дискретных элементов (рис. 1.2, *а*) либо в

виде диодных сборок, к примеру, диодных мостов (рис. 1.2, *б*), силовых диодных модулей (рис. 1.2, *в*), выполненных в едином корпусе. Структура диода показана на рис. 1.2, *г*, его графическое обозначение на рис. 1.2, *д*, а его вольт-амперная характеристика – на рис. 1.2, *е*.

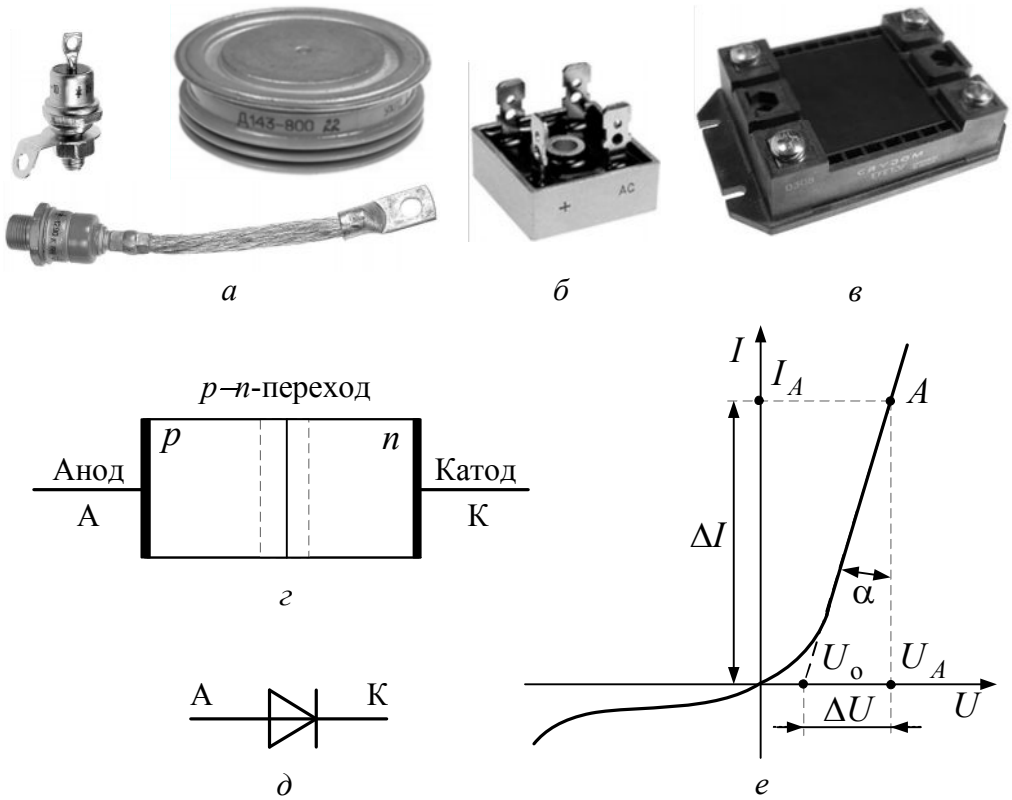


Рис. 1.2. Полупроводниковые диоды: дискретное исполнение (а); диодный мост (б); диодный силовой модуль (в); структура диода (г); условное графическое обозначение диода (д); вольт-амперная характеристика диода (е)

Поскольку на начальном участке прямой ветви вольт-амперной характеристики диод имеет большое сопротивление, то обычно прямую ветвь аппроксимируют в виде двух отрезков прямых (пунктир на рис. 1.2, *е*), что позволяет определить напряжение отсечки – U_o, а также динамическое сопротивление диода, вычисляемое по формуле:

$$R_{дин} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \mathrm{tg}\alpha\,, \tag{1.1}$$

необходимые для анализа, расчёта и моделирования. Таким образом, в прямом направлении диод описывается уравнением

$$U = U_o + R_{дин} I\,. \tag{1.2}$$

В обратном направлении сопротивление силового диода обычно принимают равным бесконечности, а обратным током *p–n*-перехода пренебрегают, считая его равным нулю.

Силовые диоды характеризуются системой статических, динамических и предельных параметров.

К статическим параметрам относятся:

- статическое сопротивление диода $R_{\text{ст}} = \dfrac{U_A}{I_A}$ (рис. 1.2, *е*);
- номинальное значение прямого тока $I_{\text{пр ном}}$;
- номинальное значение обратного тока $I_{\text{обр ном}}$;
- номинальное значение обратного напряжения $U_{\text{обр ном}}$;
- номинальное значение прямого падения напряжения $U_{\text{пр ном}}$;
- напряжение отсечки U_0;

К динамическим параметрам относятся:

- динамическое сопротивление $R_{\text{дин}}$;
- скорость нарастания прямого тока $\dfrac{di}{dt}$;
- скорость нарастания обратного напряжения $\dfrac{du}{dt}$;
- время восстановления обратного напряжения $t_{\text{восст}}$;
- предельная частота $f_{\max}$.

Динамические параметры определяются в переходных режимах работы диода. Рассмотрим процесс переключения силового диода, когда входное напряжение изменяется по прямоугольному закону (рис. 1.3).

Входное напряжение в момент времени $t = 0$ скачком приобретает положительное значение $+U_{\text{вх}}$, и в *p–n*-переходе начинается процесс инжекции носителей из эмиттерной области в базовую. По причине инерционности этого процесса и из-за накопления инжектированных носителей в базовой области, ток в диоде *i* появляется не мгновенно, а нарастает в течение времени $t_{\text{нар}}$. Одновременно с нарастанием тока снижается напряжение на диоде $U_{\text{д}}$, которое после $t_{\text{нар}}$ становится равным $U_{\text{пр}}$. В момент времени t_1 в цепи устанавливается стационарный режим, при котором ток диода выражается по формуле:

$$i = I_{\text{н}} = \frac{+U_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}}. \qquad (1.3)$$

Такое положение сохраняется вплоть до момента времени t_2, когда полярность входного напряжения меняется на противоположную. За счёт накопленного заряда инжектированных носителей диод ещё не-

которое время поддерживается в открытом состоянии, но направление тока в нём меняется на противоположное. При этом происходит рассасывание объёмного электрического заряда на границе *p–n*-перехода. И только после этого начинается процесс выключения диода, т. е. восстановление его запирающих свойств.

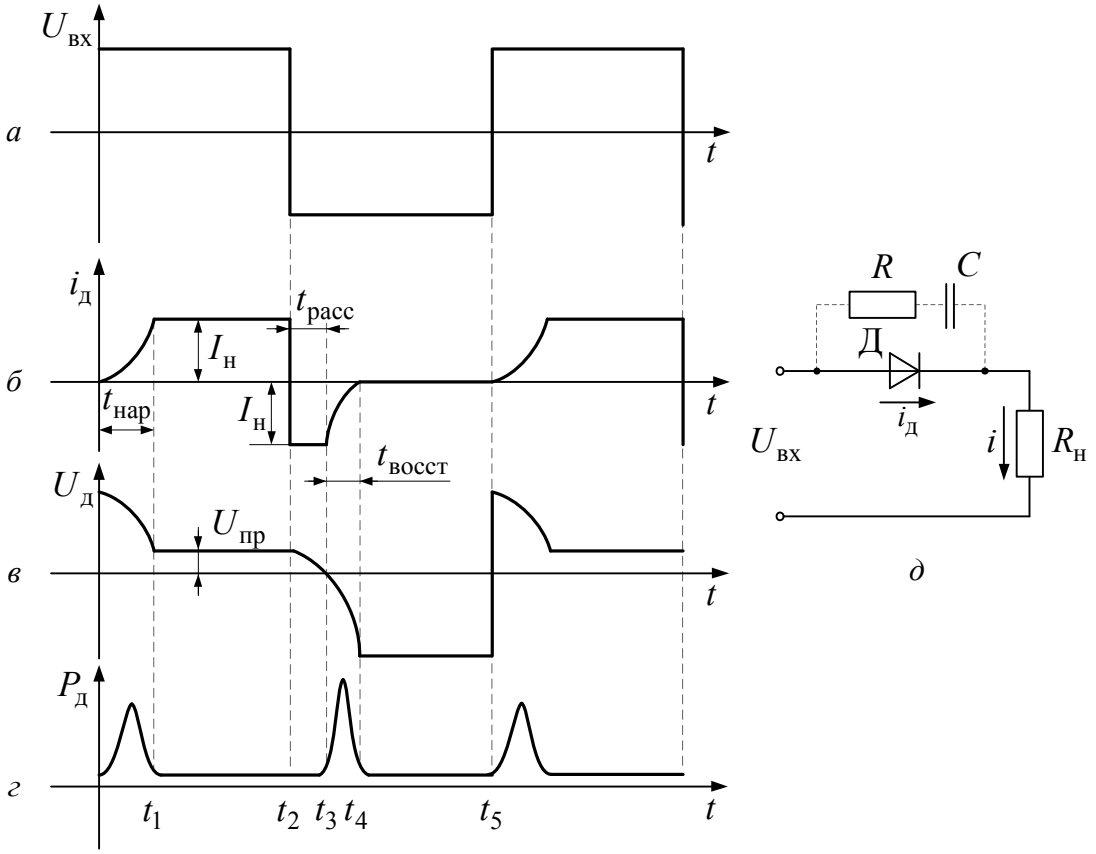


Рис. 1.3. Переходные режимы работы диода

К моменту времени t_3 напряжение на диоде становится равным нулю, а в дальнейшем приобретает обратное значение. Процесс восстановления запирающих свойств диода продолжается до момента времени t_4, после чего диод оказывается запертым. Ток в диоде становится равным нулю, а напряжение достигает значения $U_{вх}$. Таким образом, время $t_{восст}$ можно отсчитывать от перехода $U_д$ через нуль до достижения током диода значения $i_д = 0$. Рассмотренный процесс показывает, что диод не является идеальным ключом и в определённых условиях обладает проводимостью в обратном направлении, что особенно важно для импульсных диодов. На рис. 1.3, *г* показано мгновенное значение мощности, выделяемой на диоде в моменты его включения и выключения, из чего можно сделать вывод, что потери на диоде резко возрастают при его включении и, особенно, выключении. Для снижения этих

потерь, особенно в импульсных диодах, можно использовать специальные схемы формирования динамических процессов, простейшей из которых является *RC*-цепь, подключённая параллельно диоду (рис. 1.3, *д*).

В настоящее время силовые диоды выпускаются на токи до 2000 А и рабочие напряжения до 4000 В. На большие значения предельных токов и напряжений необходимо использовать параллельное, либо последовательное, либо последовательно-параллельное включение диодов.

При параллельном соединении силовых диодов (рис. 1.4, *а*) их количество *n* определяется соотношением между током I, который будет протекать в цепи и $I_{\text{а доп}}$ – допустимым значением тока для каждого из параллельно соединенных диодов:

$$n = \frac{I}{I_{\text{а доп}}} \ , \tag{1.4}$$

причем, в случае дробного значения выражения (1.4) его округляют до целого значения в сторону увеличения. Но из-за неидентичности прямых участков вольтамперных характеристик параллельно включенных диодов возможно неприемлемое распределение прямого тока между ними (рис. 1.4, *б*).

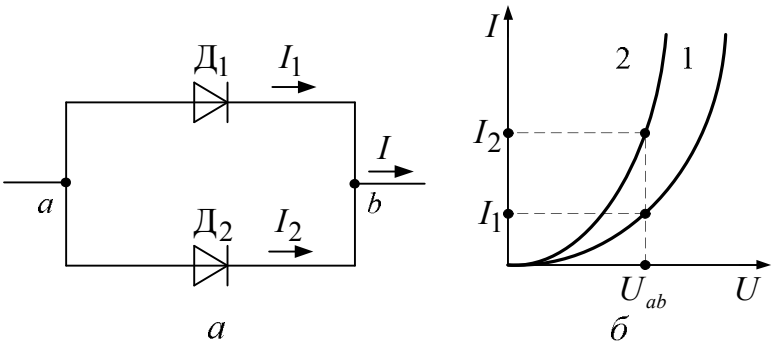


Рис. 1.4. Параллельное соединение силовых диодов и их вольт-амперные характеристики

Пусть параллельно соединенные диоды $Д_1$ и $Д_2$ имеют прямые участки вольтамперных характеристик 1 и 2, несовпадающие между собой из-за естественного разброса параметров. Тогда, учитывая, что прямое падение напряжения на обоих диодах одинаково и равно U_{ab}, полный ток *I* разделяется между диодами $Д_1$ и $Д_2$ на I_1 и I_2:

$$I = I_1 + I_2 \ . \tag{1.5}$$

При этом неравенство между I_1 и I_2 может быть настолько значительным, что наибольшее значение тока (в нашем случае I_2) может превысить предельно допустимое значение для данного типа диодов:

$I_2 > I_{доп}$, что приведет к выходу из строя всей системы. Для устранения такой возможности применяются специальные выравнивающие устройства. Для диодов малой мощности в качестве выравнивающих устройств используются резисторы $R_в$ (рис. 1.5), сопротивление которых должно быть больше сопротивления диодов в прямом направлении.

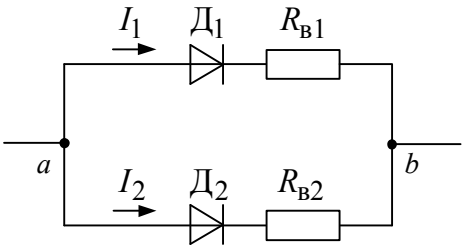


Рис. 1.5. Выравнивание токов с помощью выравнивающих сопротивлений

Тогда величины токов I_1 и I_2 будут определяться в основном выравнивающими сопротивлениями $R_{в1}$ и $R_{в2}$, и, следовательно, будут приближаться друг к другу. Такой способ выравнивания неэкономичен, т. к. потери мощности на резисторах $R_{в1}$ и $R_{в2}$ могут быть довольно значительными. Поэтому при параллельном соединении диодов большой мощности используют так называемые индуктивные делители тока, в которых активные сопротивления заменяются индуктивными. Некоторые варианты индуктивных делителей представлены на рис. 1.6.

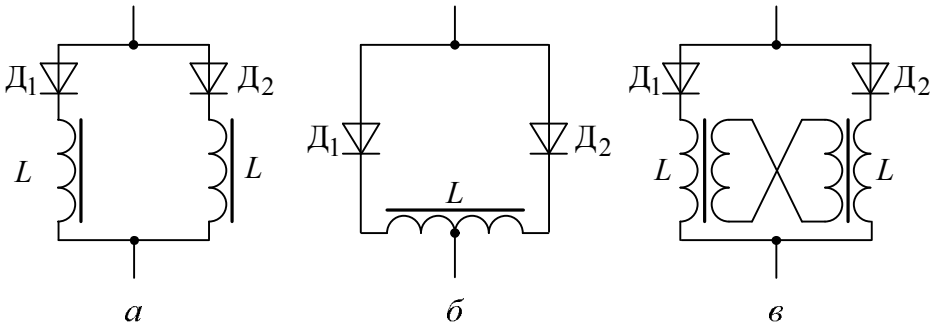


Рис. 1.6. Выравнивание токов с помощью индуктивных делителей

Принцип действия делителя тока на рис. 1.6, *а* аналогичен уже рассмотренному, но вместо активных выравнивающих сопротивлений используются линейные дроссели *L*. В схеме рис. 1.6, *б* эти дроссели выполнены магнитосвязанными (на одном магнитном сердечнике), а в схеме рис. 1.6, *в* дроссели *L* выполнены со вторичными обмотками, включенными последовательно друг с другом. Магнитодвижущие силы первичных и вторичных обмоток должны уравновешивать друг друга. Поскольку ток вторичных обмоток дроссе-

лей одинаков, то и токи в первичных обмотках должны быть одинаковы. В противном случае в дросселях возникает нескомпенсированный магнитный поток, наводящий в первичных обмотках ЭДС, которая будет направлена навстречу току перегруженного диода и согласно току недогруженного диода, в результате этого будет происходить выравнивание токов в параллельно включенных диодах. Индуктивные делители тока эффективно работают в переходных режимах или когда через диоды протекают пульсирующие токи, периодически изменяющиеся по величине от максимального значения до нуля. Если же через диоды в течение длительного времени будет протекать постоянный ток, то произойдет насыщение магнитной системы индуктивных делителей и выравнивание токов прекратится. Вообще говоря, лучшим способом выравнивания токов параллельно включенных диодов является их тщательный подбор из большого числа однотипных приборов экземпляров с идентичными параметрами.

В случае, если обратное напряжение, прикладываемое к диоду, превышает максимально допустимое значение, то осуществляется последовательное включение нескольких диодов. Количество их n определяется соотношением величин прикладываемого обратного напряжения $U_{\text{обр}}$ и максимально допустимой величины обратного напряжения диодов $U_{\text{обр max}}$:

$$n = \frac{U_{\text{обр}}}{U_{\text{обр max}}}, \tag{1.6}$$

причем при дробном значении отношения (1.6) оно округляется до целого значения в сторону увеличения.

Пусть последовательно включены два диода (рис. 1.7, *а*). Тогда, учитывая, что величина обратного тока $I_{\text{обр}}$ будет одинакова для обоих диодов, то обратное напряжение $U_{\text{обр}}$ распределится между диодами $Д_1$ и $Д_2$ в соответствии с обратными ветвями вольтамперных характеристик (рис. 1.7, *б*).

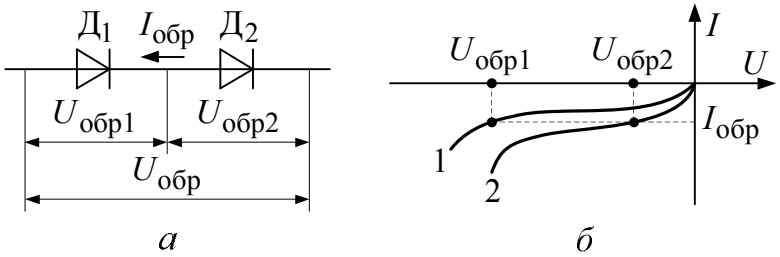


Рис. 1.7. Последовательное включение диодов и их вольт-амперные характеристики

Очевидно, что в нашем случае $U_{обр1} > U_{обр2}$ и, если оно превысит максимальное значение обратного напряжения, то вся система может выйти из строя. Для предотвращения этого принимают меры для принудительного выравнивания обратного напряжения между последовательно включенными диодами. Это достигается с помощью шунтирования каждого из последовательно включенных диодов резисторами $R_ш$ (рис. 1.8), сопротивление которых должно быть меньше сопротивления диодов в обратном направлении, в результате чего результирующее обратное сопротивление будет определяться в основном резисторами $R_ш$, а следовательно, будут выравниваться величины обратных напряжений на диодах.

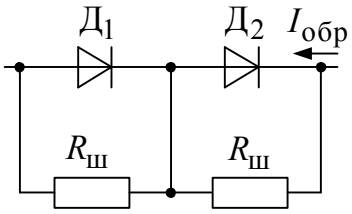


Рис. 1.8. Выравнивание обратных напряжений с помощью шунтовых резисторов

Сопротивление выравнивающих резисторов определяется по формуле:

$$R_ш < \frac{nU_{обр\,max} - U_{обр}}{(n-1)I_{обр\,max}}, \qquad (1.7)$$

где n – число последовательно включенных диодов; $U_{обр\,max}$ – максимально допустимое обратное напряжение для данного типа диодов; $U_{обр}$ – максимальное обратное суммарное напряжение, приложенное к диодам; $I_{обр\,max}$ – максимальное значение обратного тока диодов.

Для выравнивания напряжений в переходных режимах параллельно диодам включают *RC*-цепочки (рис. 1.9).

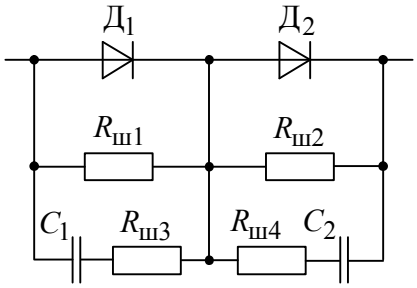


Рис. 1.9. Схема выравнивания обратных напряжений в переходных режимах

1.1.2. Транзисторы

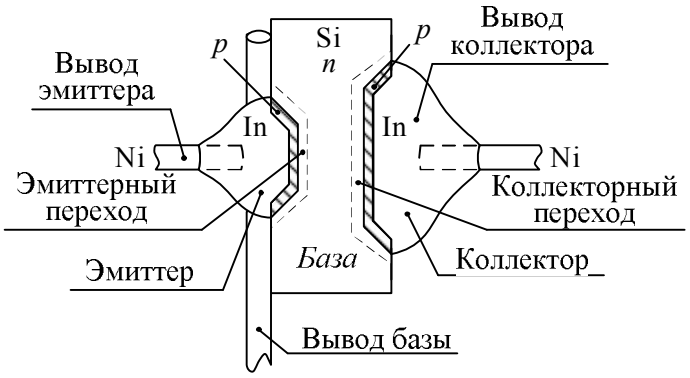
Транзисторы представляют собой управляемые полупроводниковые приборы, использующие различные физические принципы в своей работе. В силовой преобразовательной технике наибольшее распространение получили:

- биполярные транзисторы;
- полевые транзисторы с изолированным затвором;
- комбинированные транзисторы.

1.1.2.1. Биполярные транзисторы

Биполярным транзистором называют полупроводниковый прибор, имеющий два взаимодействующих *p–n*-перехода. Конструктивно биполярные транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах (рис. 1.10, *а*). Структура биполярного транзистора изображена на рис. 1.10, *б*.

а



б

Рис. 1.10. Биполярный транзистор: конструкции (а); структура одного из транзисторов (б)

Он представляет собой монокристалл полупроводника, в котором созданы три области с чередующимися типами электропроводности. На границах этих областей возникают электронно-дырочные переходы. От каждой области полупроводника сделаны токоотводы (омические контакты, не имеющие контактной разности потенциалов). Среднюю область транзистора, расположенную между электронно-дырочными переходами, называют базой. Примыкающие к базе области обычно делают неодинаковыми. Одну из областей делают так, чтобы из неё наи-

более эффективно проходила инжекция носителей в базу, а другую так, чтобы *p–n*-переход между базой и этой областью наилучшим образом собирал инжектированные в базу носители, то есть осуществил экстракцию носителей из базы. Область транзистора, основным назначением которой является инжекция носителей в базу, называют эмиттером, а *p–n*-переход между базой и эмиттером – эмиттерным. Область транзистора, основным назначением которой является собирание, экстракция носителей из базы называют коллектором, а *p–n*-переход между базой и коллектором – коллекторным.

В зависимости от последовательности чередования областей с различным типом проводимости различают *p–n–p*-транзисторы и *n–p–n*-транзисторы, условные графические обозначения которых представлены, соответственно, на рис. 1.11.

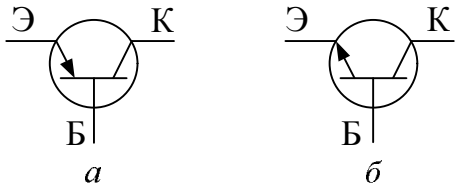


Рис. 1.11. Условные обозначения биполярных транзисторов: транзистор p–n–p-типа (а); транзистор n–p–n-типа (б)

В обоих типах транзисторов физические процессы аналогичны, они различаются только типом инжектируемых и собираемых носителей и имеют одинаково широкое применение.

Если на эмиттерном переходе напряжение прямое и он инжектирует носители в базу, а на коллекторном переходе напряжение обратное и он собирает носители из базы, то такое включение транзистора называют нормальным.

Если же на коллекторном переходе напряжение прямое и он инжектирует носители в базу, а на эмиттерном переходе напряжение обратное и он осуществляет экстракцию носителей из базы, то такое включение транзистора называют инверсным. Следует отметить, что вследствие несимметрии реальной структуры транзистора относительно базы схемное включение транзистора в инверсном режиме, как правило, не применяется, в переходных процессах оно иногда имеет место.

При работе транзистора возможны следующие три режима: линейный (усилительный), насыщения и отсечки. В линейном режиме эмиттерный переход смещён в прямом направлении, а коллекторный – в обратном. В режиме насыщения оба перехода смещены в прямом направлении, а в режиме отсечки – в обратном. Работа транзистора основана на управлении токами электродов, в зависимости от приложенных к его переходам напряжений. В линейном режиме, когда эмиттерный

переход открыт благодаря приложенному к нему прямому напряжению, через него протекает ток базы $I_б$, что приводит к инжекции носителей из эмиттера в базу. Смещённый в обратном направлении коллекторный переход экстрагирует неосновные носители из базы, образуя ток коллектора $I_к$:

$$I_б = \beta I_б, \tag{1.8}$$

где β – коэффициент передачи транзистора по току.

В зависимости от соединения двух источников напряжений, смещающих эмиттерный и коллекторный переходы транзистора, различают три способа включения:

- с общей базой,
- общим эмиттером,
- общим коллектором.

В силовой электронике, где наиболее важными являются энергетические показатели, схемы с общей базой и с общим коллектором практически не применяются, а используются схемы с общим эмиттером. Семейство входных и выходных характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером представлены на рис. 1.12, *а*, *б*.

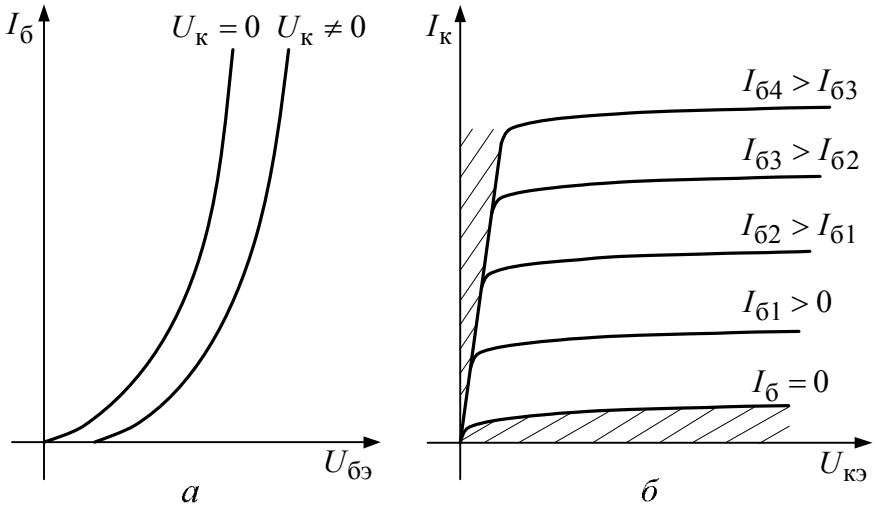


Рис. 1.12. Семейство входных (а) и выходных характеристик (б) биполярного транзистора

Заштрихованная область около оси абсцисс называется зоной отсечки, а область около оси ординат называется зоной насыщения. Между ними располагается линейная область, которую ещё называют активной зоной. Основными особенностями работы транзистора в активной зоне являются следующие:

- ток коллектора изменяется пропорционально току базы;
- ток коллектора при $I_б = \text{const}$ слабо зависит от напряжения на коллекторе;

▪ напряжение на базе транзистора слабо зависит от напряжения на коллекторе;

▪ напряжение на базе слабо зависит от тока базы $I_б$.

Отсюда следует, что в линейном режиме для малых приращений тока транзистор можно представить как источник тока коллектора, управляемого током базы.

Для перехода из линейного режима в режим насыщения необходимо увеличивать ток базы до тех пор, пока напряжение на коллекторе не понизится до такого значения $I_{б\,нас}$, при котором произойдёт отпирание коллекторного перехода. Условием насыщения транзистора, выраженным в формуле (1.9), является равенство напряжения между коллектором и базой, которое приравнивается нулю:

$$U_{кб} = U_{кэ} - U_{бэ} = 0. \qquad (1.9)$$

Это условие обычно называют граничным режимом. В режиме насыщения базовый ток транзистора $I_б$ превышает граничное значение базового тока насыщения $I_{б\,нас}$. По выражению (1.10) можно определить относительное значение насыщения транзистора, называемое степенью насыщения:

$$N = \frac{I_б - I_{б\,нас}}{I_{б\,нас}}. \qquad (1.10)$$

При глубоком насыщении транзистора $U_{кб} > 0$, а в базе накапливается электрический заряд из инжектированных туда неосновных носителей, который затягивает процесс выключения. В режиме отсечки между базой и эмиттером транзистора прикладывается обратное, запирающее напряжение.

Граничным режимом в этом случае является выполнение условия $U_{бэ} = 0$. В режиме отсечки через транзистор протекает очень маленький обратный коллекторный ток $I_{ко}$, которым в силовых транзисторах часто пренебрегают, а сам транзистор представляют в виде замкнутого ключа. Наоборот, в режиме насыщения через транзистор протекает максимальный коллекторный ток $I_{к\,max}$, а напряжение $U_{кэ}$ очень мало, что позволяет представить насыщенный транзистор в виде замкнутого ключа. И в режиме насыщения, и в режиме отсечки на транзисторе выделяется небольшая мощность, значительно меньшая, чем в линейном режиме. Для транзисторного ключа очень важным является скорость переключения, т. е. время, необходимое для перехода транзистора из режима отсечки в режим насыщения и наоборот.

Рассмотрим процесс включения и выключения транзистора (рис. 1.13).

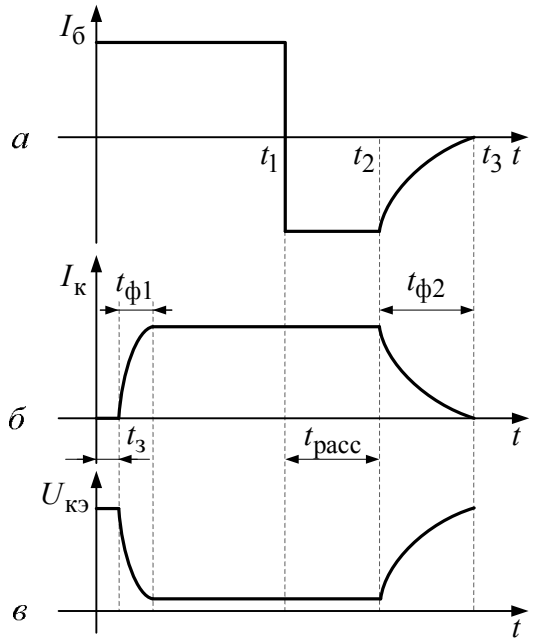


Рис. 1.13. Процесс включения и выключения биполярного транзистора

На интервале $(0 \ldots t_1)$ эмиттерный переход смещён в прямом направлении и по нему протекает базовый ток $I_б$ (рис. 1.13, *а*). При этом ток в коллекторной цепи начнёт протекать с задержкой на время $t_з$, которое требуется инжектируемым в базу носителям для прохождения расстояния, равного ширине базовой области. Затем коллекторный ток нарастает постепенно в течение времени фронта $t_{ф1}$, что связано с процессом накопления носителей в базе. После окончания входного импульса в точке t_1 входной сигнал меняет полярность, эмиттерный переход смещается в обратном направлении и инжекция носителей в базу прекращается. Но поскольку в базе был накоплен некоторый заряд носителей, то ток коллектора ещё в течение времени рассасывания $t_{расс}$ будет поддерживаться, а затем снижаться до нуля в течение времени фронта $t_{ф2}$. Время рассасывания сильно зависит от степени насыщения транзистора перед его выключением. Минимальное время рассасывания, а следовательно, и время выключения получается при граничном режиме насыщения. Для ускорения процесса рассасывания к эмиттерному переходу прикладывают обратное запирающее напряжение, которое во избежание пробоя перехода не превышает величины нескольких вольт.

Динамические потери транзистора (потери на переключение) (как видно из рис. 1.13, *б*, *в*) определяются, в основном, длительностью фронтов нарастания $t_{ф1}$ и спада $t_{ф2}$ тока коллектора, когда и напряже-

ние $U_{кэ}$, и ток коллектора $I_к$ имеют значительную величину. Силовые ключи, построенные на биполярных транзисторах, имеют ряд серьёзных недостатков, главными из которых являются:

- низкое быстродействие, по сравнению с силовыми ключами других типов;
- низкий коэффициент передачи по току в области больших нагрузок и, как следствие, сложность и большая стоимость систем управления;
- малая стойкость к перегрузкам.

Поэтому в настоящее время биполярные транзисторы почти полностью вытеснены более эффективными силовыми ключами, кроме устройств массового применения, где определяющим фактором является низкая стоимость на единицу мощности.

1.1.2.2. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы по принципу действия подразделяются на две группы:

- с управляющим *p–n*-переходом;
- с изолированным затвором.

Первая группа полевых транзисторов (с управляющим *p–n*-переходом) в качестве силовых управляемых ключей, по ряду причин, широкого распространения не получила, а вторая группа – с изолированным затвором – на сегодняшний день является одной из самых распространённых в силовой электронике.

Конструктивно полевые транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах, их конструкции практически не отличаются от конструкций биполярных транзисторов. На рис. 1.14 представлены конструкции некоторых полевых транзисторов.

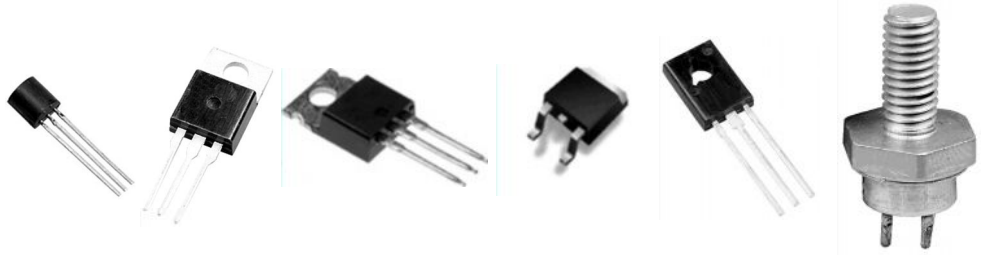


Рис. 1.14. Полевые транзисторы

Устройство полевого транзистора с изолированным затвором с индуцированным каналом и его условное графическое изображение представлено на рис. 1.15.

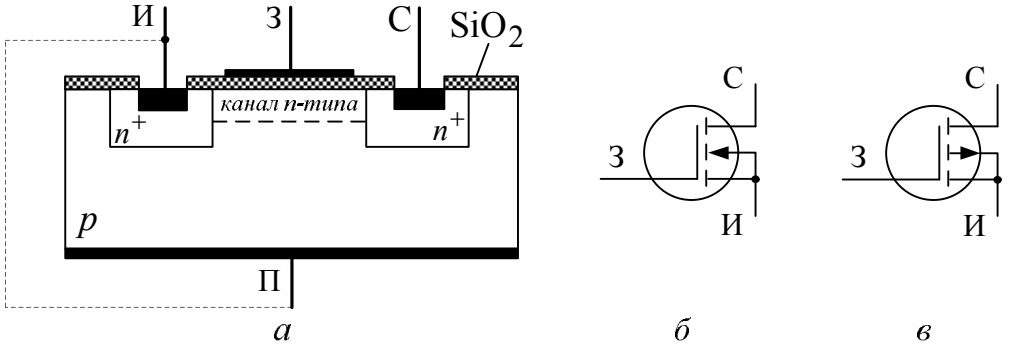


Рис. 1.15. Полевой транзистор с изолированным затвором: структура с индуцированным каналом n-типа (а); условные графические обозначения транзистора с каналом n-типа (б) и p-типа (в)

В монокристалле полупроводника какого-либо типа проводимости, например *p*-типа (рис. 1.15, *а*), созданы две области противоположного типа проводимости, от которых сделаны электрические выводы, называемые истоком (И) и стоком (С).

От подложки исходного полупроводника также сделан электрический вывод, который часто электрически соединяют с истоком. Между истоком и стоком на слой окисла полупроводника (SiO_2), который является прекрасным изолятором, напыляется слой металла – затвор. В исходном состоянии между истоком и стоком электрическая цепь отсутствует, так как эти области отделяются друг от друга слоем полупроводника противоположного типа проводимости.

Если теперь между истоком и затвором подать управляющее напряжение (+) на затвор, (–) на исток, то между затвором и исходным полупроводником возникает электрическое поле, которое будет выталкивать дырки из приповерхностной области, а притягивать туда электроны. В результате, когда в приповерхностной области концентрация электронов превысит концентрацию дырок, произойдёт инверсия проводимости и там возникнет канал *n*-типа проводимости, соединяющий области истока и стока. Чем больше напряжение между затвором и истоком, тем больше концентрация носителей в канале и больше его проводимость. Таким образом, отпирание транзистора и поддержание его в открытом состоянии осуществляется электрическим полем, что отражено в его названии.

В данном случае мы рассмотрели полевой транзистор с каналом *n*-типа проводимости. Аналогичные процессы протекают в транзисторе с каналом проводимости *p*-типа, но в графическом обозначении такого транзистора стрелка направлена в противоположную сторону (рис. 1.15, *в*).

В отечественной литературе полевые транзисторы с изолированным затвором получили обозначение МОП-транзисторы (Металл–Окисел–Полупроводник) или МДП-транзисторы (Металл–Диэлектрик–Полупроводник). В последнее время их всё чаще обозначают термином, заимствованным из зарубежной литературы *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*).

Аналогично биполярному транзистору, полевой транзистор имеет две области работы: область линейного режима и область насыщения (область малого сопротивления сток–исток). И ведёт он себя в этих режимах аналогично биполярному транзистору. Семейство выходных (стоковых) характеристик *MOSFET* представлено на рис. 1.16.

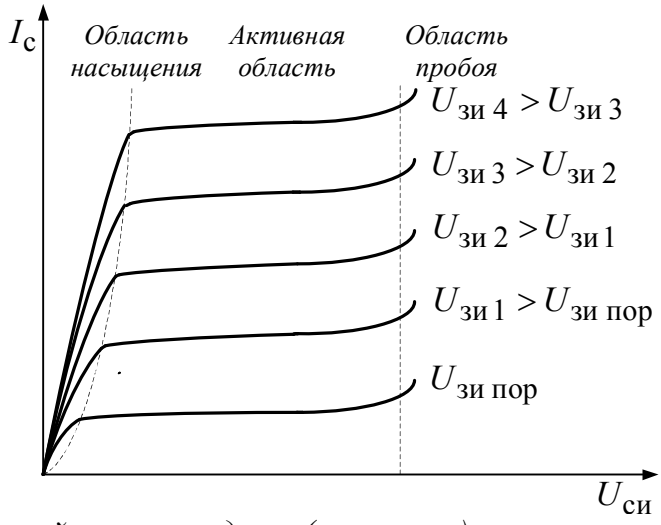


Рис. 1.16. Семейство выходных (стоковых) характеристик MOSFET

Процессы включения и выключения *MOSFET* рассмотрим на примере схемы рис. 1.17.

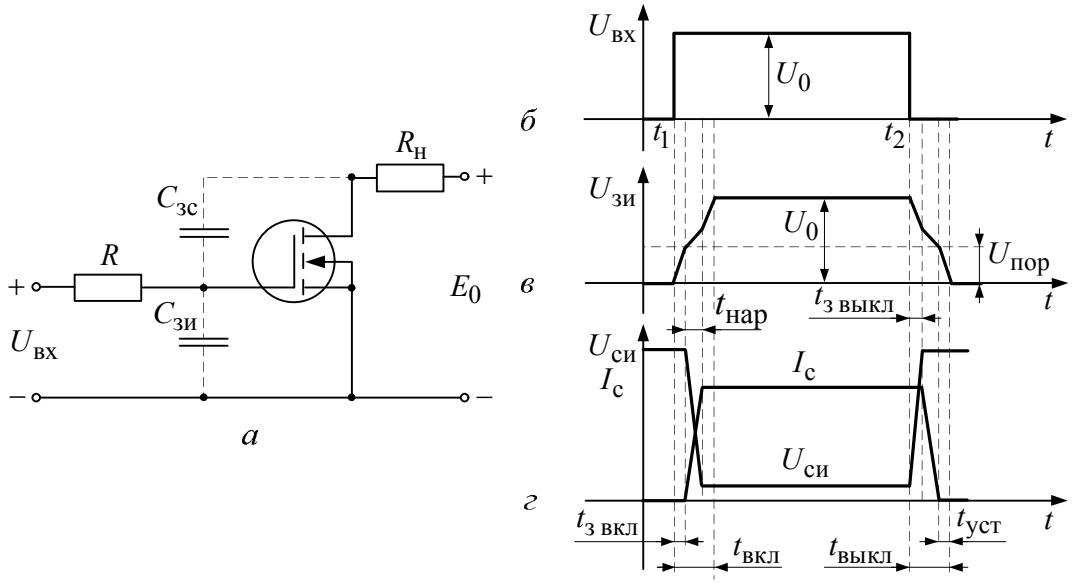


Рис. 1.17. Процессы включения и выключения MOSFET

Следует отметить, что при изготовлении транзистора в его составе всегда присутствуют паразитные емкости, из которых наибольшее значение имеют емкости между затвором и истоком $C_{зи}$, и между затвором и стоком $C_{зс}$. При подаче на затвор прямоугольного импульса $U_{вх}$ амплитудой U_0 вначале начнёт заряжаться емкость $C_{зи}$ от источника входного напряжения через его внутреннее сопротивление $R_и$. До тех пор, пока напряжение на емкости $C_{зи}$ не достигнет порогового значения $U_{пор}$, ток стока равен нулю, а напряжение на стоке равно напряжению источника питания E_0. Когда напряжение на емкости $C_{зи}$ достигнет порогового значения $U_{пор}$, транзистор откроется и некоторое время будет находиться в области насыщения.

Ток стока $I_с$ возрастает, а напряжение на стоке $U_{си}$ будет уменьшаться, так как

$$U_{си} = E_0 - I_с R_н. \qquad (1.11)$$

Емкость $C_{зс}$ образует цепь отрицательной обратной связи по напряжению, связывая выходную цепь (стока) с входной цепью (затвора). В результате входное напряжение будет уменьшаться, а поскольку энергия входного конденсатора $C_{вх}$, определяемого $C_{зи}$, находится по формуле

$$Q_C = \frac{C_{вх} U_{вх}^2}{2}, \qquad (1.12)$$

то с уменьшением напряжения $U_{вх}$ емкость $C_{вх}$ должна резко возрасти. Поэтому скорость нарастания напряжения на затворе транзистора будет уменьшаться обратно пропорционально увеличению емкости $C_{вх}$. Таким образом, процесс заряда емкости $C_{вх}$ будет продолжаться до тех пор, пока напряжение стока не уменьшится до значения, при котором транзистор окажется в линейной области. Ток стока, а следовательно, и напряжение $U_{си}$ станут примерно постоянными, и сигнал отрицательной обратной связи через емкость $C_{зс}$ исчезнет. При этом выходная емкость станет равной $C_{зи}$ и скорость нарастания напряжения на ней резко возрастёт, в результате в конце процесса включения напряжение на затворе транзистора будет равно U_0. Рассмотренный эффект изменения входной емкости транзистора называется эффектом Миллера и количественно его можно учесть по выражению

$$C_{вх} = C_{зи} + \left(1 + k_у\right) C_{зс}, \qquad (1.13)$$

где $k_у = SR_н$ – коэффициент усиления каскада;

$S = \left.\dfrac{\Delta i_{\text{с}}}{\Delta U_{\text{зи}}}\right|_{U_{\text{с}} = \text{const}}$ – крутизна стоко-затворной характеристики транзистора.

В результате процесса включения выходной импульс тока стока задерживается относительно импульса управления на время, определяемое по выражению:

$$t_{\text{вкл}} = t_{\text{з вкл}} + t_{\text{нар}}. \qquad (1.14)$$

Аналогичный процесс происходит при выключении транзистора (рис. 1.17). На рисунке обозначено: $t_{\text{з выкл}}$ – время задержки выключения транзистора; $t_{\text{выкл}}$ – время выключения, в течение которого спадает импульс тока стока; $t_{\text{уст}}$ – время установления исходного состояния.

Следует отметить, что указанные промежутки времени, характеризующие динамические свойства полевых транзисторов, значительно меньше, чем аналогичные параметры у биполярных транзисторов.

Таким образом, *MOSFET* в качестве управляемых силовых ключей обладают следующими очевидными достоинствами:

- более простые системы управления и малая мощность управления;
- отсутствие инжекции неосновных носителей и, следовательно, отсутствие явления накопления их в виде объёмного заряда, а значит, и отсутствие так называемого времени рассасывания, что значительно улучшает динамические свойства транзистора;
- отсутствие саморазогрева полевого транзистора, характерного для биполярных транзисторов, а следовательно, хорошая термоустойчивость, что позволяет легко и просто решать проблему параллельного включения нескольких транзисторов;
- полное отсутствие вторичного пробоя, что позволяет эффективнее использовать полевой транзистор по передаваемой мощности.

К числу основных недостатков *MOSFET* следует отнести вредное влияние на его работу ряда «паразитных» элементов, возникающих в структуре транзистора на стадии его изготовления. Влияние некоторых из этих элементов на процесс переключения транзистора уже рассматривалось выше (паразитные емкости $C_{\text{зи}}$ и $C_{\text{зс}}$). Кроме них очень вредное влияние на работу *MOSFET* оказывает паразитный биполярный транзистор $VT2$ (рис. 1.18), образованный n^{+}-истоком (эмиттер), *p*-областью инверсного канала (база) и эпитаксиальным n^{-}-слоем (коллектор). Паразитный транзистор фактически параллельно подключен к рабочему каналу МДП-транзистора.

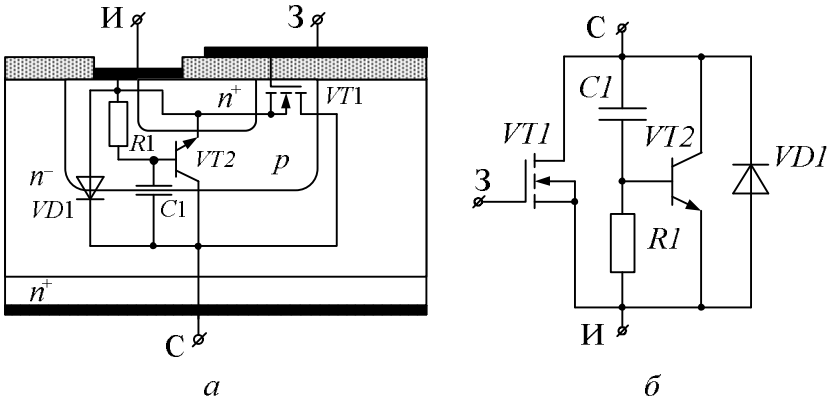


Рис. 1.18. Паразитные элементы структуры мощного МДП-транзистора (а), эквивалентная схема базовой ячейки (б)

Для сохранения положительных свойств МДП-транзистора и исключения начала работы биполярного транзистора часть *p*-области всегда подключают к металлизированному контакту истока (это эквивалентно закорачиванию эмиттерного перехода паразитного транзистора). Биполярный транзистор оказывается запертым и не оказывает существенного влияния на работу полевого транзистора. Однако быстрый спад или, наоборот, рост напряжения «сток – исток» полевого транзистора, что является обычным в динамических режимах, может привести к несанкционированному открытию паразитного транзистора, а это, в свою очередь, может привести к выходу из строя всей силовой схемы.

Подключение *p*-области транзистора к истоку создает еще один дополнительный элемент – обратновключенный диод $VD1$. Поэтому МДП-транзистор проектируют таким образом, чтобы данный диод соответствовал аналогичным показателям МДП-транзистора и имел малое время восстановления запирающих свойств.

1.1.2.3. Комбинированные транзисторы

Вред от паразитного биполярного транзистора в составе *MOSFET*-транзистора можно обратить в пользу, если к нему добавить ещё один дополнительный биполярный транзистор обратного типа проводимости по отношению к паразитному. Такое компромиссное решение, позволившее объединить положительные качества биполярного и МДП-транзистора, представляет собой создание монолитной структуры, называемой *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), т. е. биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ). Отличие в структуре заключается в материале исходной подложки, в качестве которой используется полупроводниковая пластина с дырочной p^+-электропроводностью (рис. 1.19, *а*).

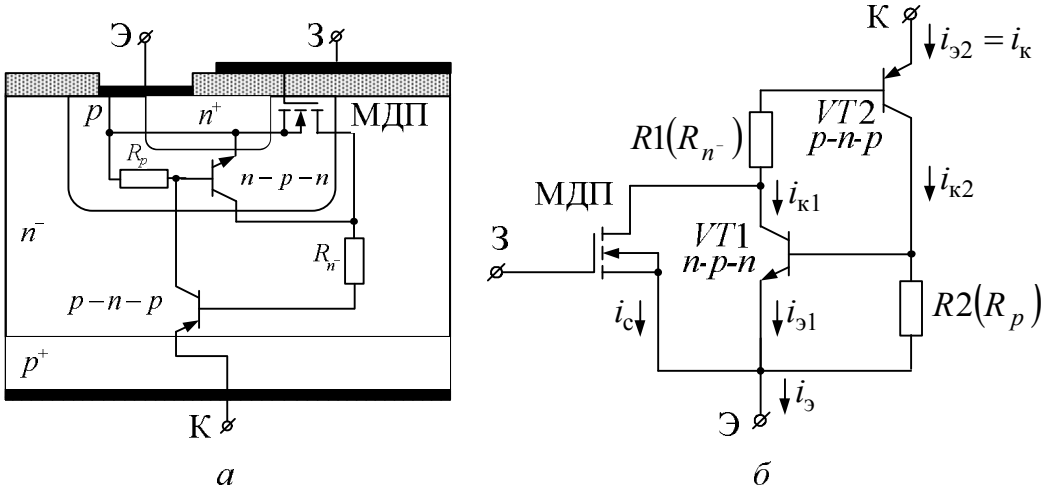


Рис. 1.19. Структура IGBT (а) и её эквивалентная схема (б)

В результате получится комбинированная схема (рис. 1.19, *б*), содержащая: МДП-транзистор, паразитный биполярный транзистор $VT1$ и подключённый к нему ещё один биполярный транзистор $VT2$. Образовавшаяся структура из транзисторов $VT1$ и $VT2$ имеет положительную внутреннюю обратную связь, т. к. базовый ток транзистора $VT1$ является частью коллекторного тока транзистора $VT2$, и наоборот – базовый ток транзистора $VT2$ является частью коллекторного тока транзистора $VT1$.

Коэффициенты передачи по току транзисторов $VT1$ и $VT2$ равны, соответственно, α_1 и α_2.

Тогда токи коллектора и эмиттера определяются:

$$i_{к2} = i_{э2}\alpha_2, \tag{4.8}$$

$$i_{к1} = i_{э1}\alpha_1, \tag{4.9}$$

$$i_э = i_{к1} + i_{к2} + i_с. \tag{4.10}$$

Ток стока полевого транзистора определяется по выражению

$$i_с = i_э\left(1 - \alpha_1 - \alpha_2\right). \tag{4.11}$$

С другой стороны, ток стока можно определить через крутизну S стоко-затворной характеристики:

$$i_с = SU_{зэ}. \tag{4.12}$$

Ток силовой части всей схемы определяется:

$$i_к = i_э\frac{SU_{зэ}}{1-\left(\alpha_1+\alpha_2\right)} = S_{экв}U_{зэ}, \tag{4.13}$$

где $S_{экв} = \dfrac{S}{1-\left(\alpha_1+\alpha_2\right)}$ – эквивалентная крутизна всей схемы.

Очевидно, что при $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ эквивалентная крутизна значительно превосходит крутизну S МДП-транзистора, входящего в эту схему.

Коэффициентами α_1 и α_2 можно управлять величиной резисторов $R1$ и $R2$, которая осуществляется на этапе изготовления этой схемы.

Всю рассмотренную схему можно представить как единый полупроводниковый прибор, имеющий вывод коллектора, эмиттера и затвора, который управляется электрическим полем, как *MOSFET*, но имеет по сравнению с ним значительно большую крутизну и значительно меньшее сопротивление в открытом состоянии. Кроме того, здесь отсутствует явление вторичного пробоя, характерное для классических биполярных транзисторов.

Конструктивно *IGBT* выполняются в виде дискретных элементов (рис. 1.20, *а*), силовых модулей (рис. 1.20, *б*), имеющих в своём составе несколько *IGBT*, выполненных в едином корпусе. Условное графическое изображение транзисторов представлено на рис. 1.20, *в*, *г*.

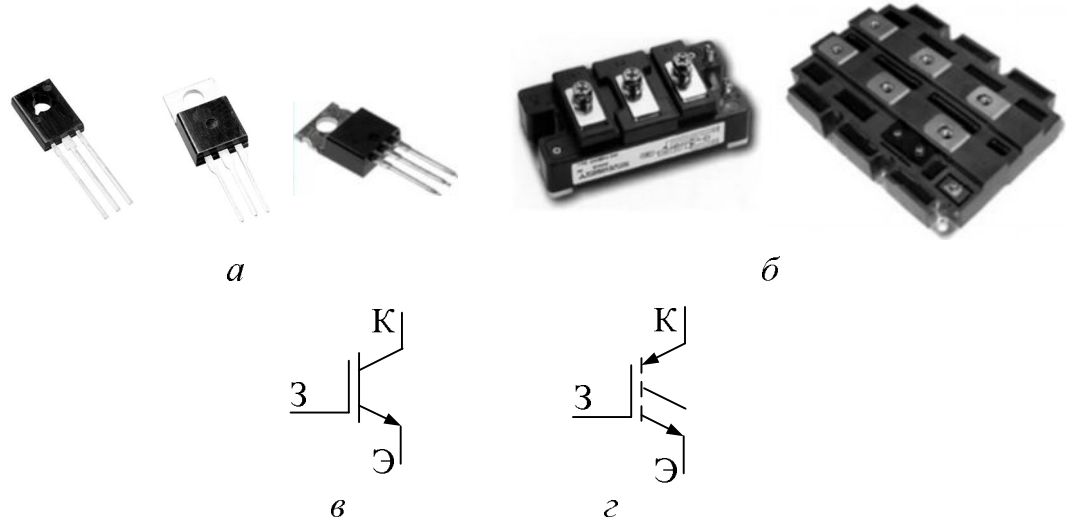


Рис. 1.20. Конструкции IGBT: дискретное (а) и модульное (б) исполнение; условное графическое обозначение: отечественное (в); зарубежное (г)

На рис. 1.21 изображены типовые коллекторные характеристики (выходные).

Динамические свойства *IGBT* несколько хуже, чем у *MOSFET*, но значительно лучше, чем у биполярных транзисторов. Это связано с явлением накопления заряда неосновных носителей в базе биполярного транзистора и, как следствие, со временем рассасывания этих носителей.

Процесс запирания *IGBT* представлен на рис. 1.22. Заряд, накопленный в базе биполярного транзистора, вызывает характерный «хвост» тока при включении *IGBT*. Как только имеющийся в составе *IGBT* МДП-транзистор прекращает проводить ток, в силовой цепи начинается рекомбинация неосновных носителей, которая является началом «хвоста». Этот «хвост» ведет к увеличению тепловых потерь, а также его необходимо учитывать в мостовых схемах и вводить промежуток между

интервалами проводимости двух ключей, установленных в одном плече моста. Для уменьшения «хвоста» необходимо снижать коэффициент усиления биполярного транзистора, но тогда увеличивается напряжение насыщения открытого *IGBT* и, соответственно, статические потери.

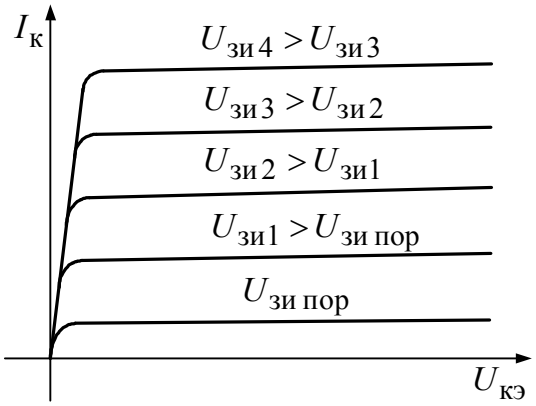


Рис. 1.21. Выходные характеристики IGBT

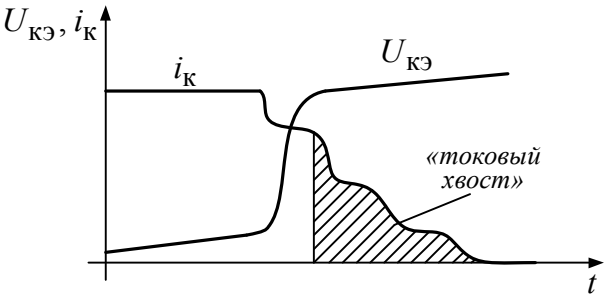


Рис. 1.22. Процесс запирания IGBT

Тем не менее, несмотря на отмеченные особенности, *IGBT* на сегодняшний день представляются самыми перспективными элементами для использования в качестве силовых управляемых ключей в диапазоне мощностей от единиц киловатт до единиц мегаватт.

1.1.3. Тиристоры

Конструктивно тиристоры выполняются в виде дискретных элементов (рис. 1.23, *а*) и силовых модулей (рис. 1.23, *б*). Тиристоры представляют собой четырехслойную полупроводниковую структуру p_1–n_1–p_2–n_2-типов проводимости (рис. 1.23, *в*).

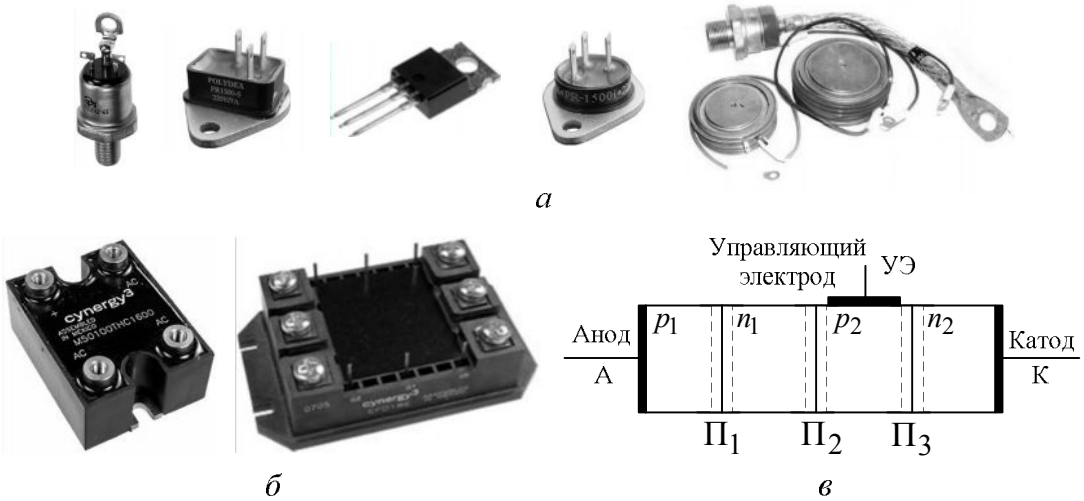


Рис. 1.23. Тиристоры: дискретное (а) и модульное (б) исполнение; структура тиристора (в)

Вывод от крайней области p_1 называют анодом, вывод от крайней области n_2 называют катодом, а вывод от одной из промежуточных областей (n_1 или p_2) называют управляющим электродом.

Вольт-амперная характеристика тиристора представлена на рис. 1.24.

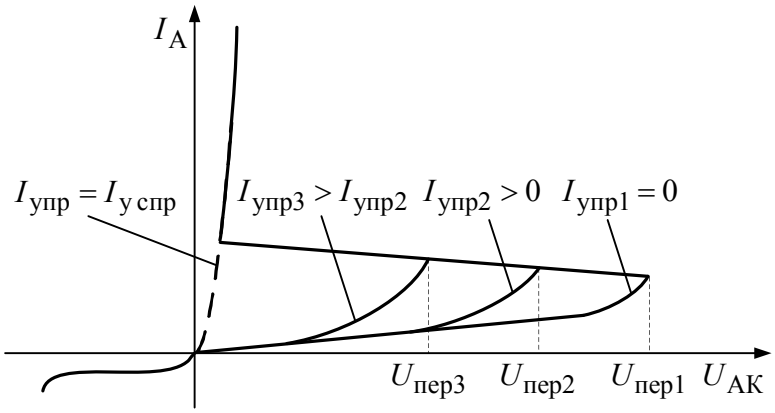


Рис. 1.24. Вольт-амперная характеристика

Если на анод тиристора подать положительный потенциал относительно катода, то *p–n*-переходы $П_1$ и $П_3$ будут смещены в прямом направлении, а *p–n*-переход $П_2$ – в обратном. Поэтому тиристор будет находиться в закрытом состоянии. Если между управляющим электродом и катодом пропустить маленький ток управления $i_у$, то в зависимости от величины этого тока произойдет переключение тиристора из закрытого состояния в открытое при большем или меньшем значении напряжения между анодом и катодом.

Чем больше ток управления, тем меньше значения напряжения переключения $U_{пер}$. И если в цепи управления создать ток управления спрямления $i_{у\,спр}$, то тиристор откроется сразу, как если бы это был обычный диод. При отрицательном потенциале на аноде относительно катода тиристор при любых условиях открыться не может, так как *p–n*-переходы $П_1$ и $П_3$ смещены в обратном направлении, поэтому обратная ветвь вольтамперной характеристики тиристора такая же, как и у обычного диода.

Механизм включения тиристора обычно рассматривают на примере двухтранзисторной модели (рис. 1.25, *а*, *б*).

Структуру на рис. 1.23, *в* можно изобразить в виде рис. 1.25, *а*, представляющую собой включение двух транзисторов *p–n–p* и *n–p–n* по схеме, аналогичной рис. 1.19, *б*, т. е. так, что коллекторный ток $I_{к2}$ транзистора $VT2$ является базовым током транзистора $VT1$, и наоборот,

коллекторный ток $I_{к1}$ транзистора $VT1$ является базовым током транзистора $VT2$. Как уже было показано выше, в такой схеме возникает внутренняя положительная обратная связь, которая после включения тиристора делает цепь управления неэффективной, так как оба транзистора поддерживают друг друга в открытом состоянии и без цепи управления, т. е. закрыть обычный тиристор по цепи управления невозможно. Поэтому он называется однооперационным тиристором или в зарубежной терминологии *SCR* (*Silikon Controled Rectifier*). Для запирания тиристора необходимо каким-либо способом снизить анодный ток до нуля и удерживать его на нулевом уровне в течение времени рассасывания неосновных носителей, накопившихся в базах транзисторов $VT1$ и $VT2$.

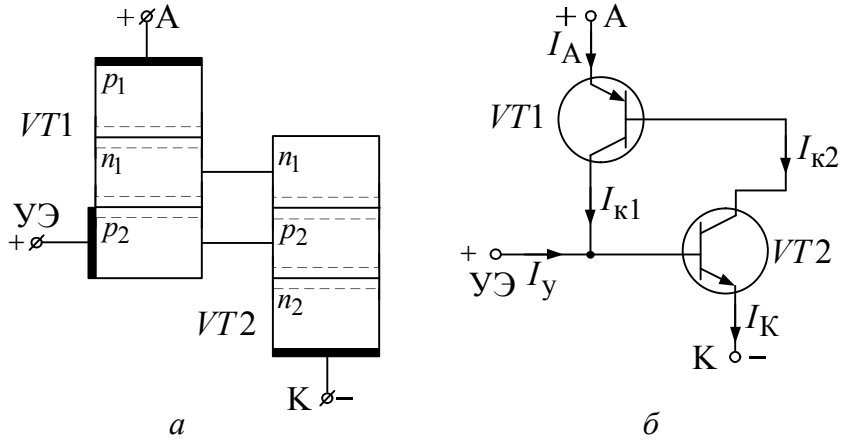


Рис. 1.25. Двухтранзисторная модель тиристора

Графическое изображение рассмотренного тиристора представлено на рис. 1.26, *а*. Если вывод управляющего электрода сделан от промежуточной зоны *n*, то тогда управляющий сигнал подают между анодом и управляющим электродом, а графическое изображение такого тиристора представлено на рис. 1.26, *б*.

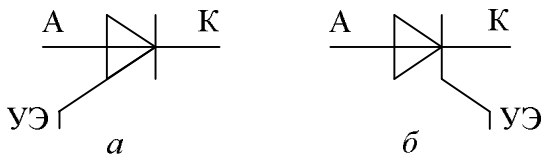


Рис. 1.26. Однооперационный тиристор – SCR

Основные параметры тиристоров во включенном состоянии повторяют параметры диодов, а к динамическим параметрам еще добавляется время включения $t_{вкл}$ и время выключения $t_{выкл}$. Рассмотрим подробнее процесс включения и выключения тиристора по его диаграммам на рис. 1.27.

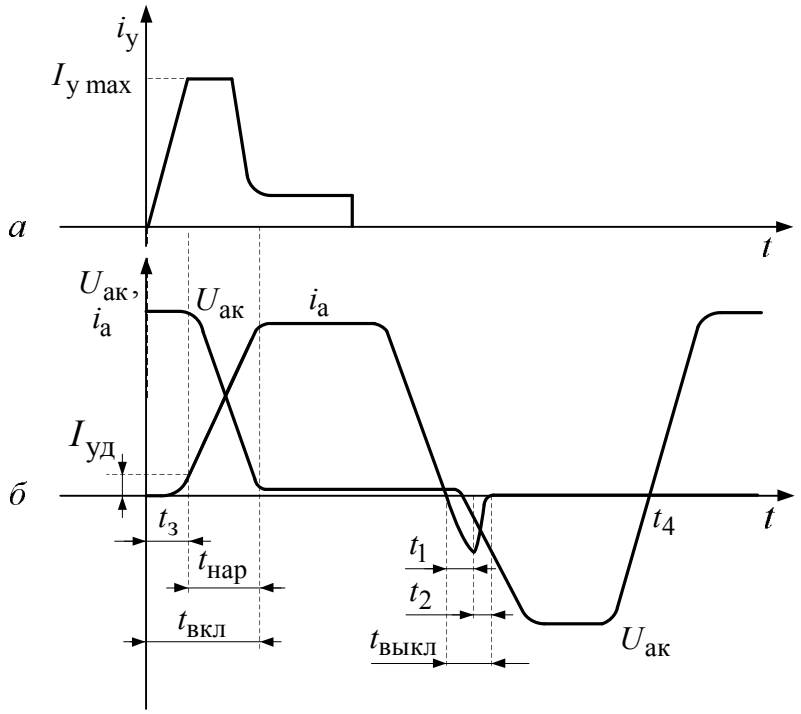


Рис. 1.27. Диаграммы процесса включения и выключения SCR

Для надежного включения тиристора необходимо, чтобы параметры импульса тока управления на начальном участке – амплитуда $I_{у\,max}$, длительность и скорость нарастания $\frac{di_у}{dt}$ отвечали определенным требованиям, которые обеспечивают быстрое и надежное включение тиристора. Процесс нарастания тока в тиристоре начинается только спустя некоторое время задержки $t_з$, которое зависит от амплитуды импульса тока управления $I_{у\,max}$ на начальном участке.

В течение времени задержки ток в тиристоре нарастает до величины тока удержания – минимального прямого тока тиристора, при котором он еще находится в открытом состоянии. Обычно принимают

$$I_{уд} = 0{,}1 I_н .$$

В зависимости от тока управления время задержки может составлять от 0,1 мкс до 1…2 мкс. Затем происходит нарастание тока до величины, определяемой сопротивлением нагрузки и напряжением источника питания. Это происходит в течение времени $t_{нар}$.

В сумме $t_з$ и $t_{нар}$ определяют время включения тиристора:

$$t_{вкл} = t_з + t_{нар} . \qquad (1.21)$$

После включения тиристора, как уже было отмечено выше, цепь управления становится неэффективной и ток управления может быть значительно уменьшен или даже выключен совсем.

Для запирания тиристора необходимо снизить его прямой ток до нуля. Для этого к открытому тиристору обычно подключают в обратном, запирающем направлении источник коммутирующей ЭДС, в качестве которого чаще всего используют предварительно заряженный конденсатор. Процесс выключения складывается из двух этапов (рис. 1.27, *б*):

- нарастание обратного тока через тиристор (интервал t_1);
- спад обратного тока до нуля (интервал t_2).

И только через промежуток времени, не меньший $t_{\text{выкл}}$, равный:

$$t_{\text{выкл}} = t_1 + t_2, \tag{1.22}$$

к тиристору можно повторно прикладывать прямое напряжение. Очевидно, что в течение этого времени происходит восстановление управляющих свойств тиристора. При $t > t_4$ тиристор заперт до тех пор, пока не будет подан сигнал управления $i_{\text{у}}$.

Среди динамических параметров тиристоров важную роль играют скорость нарастания напряжения $\frac{du}{dt}$ и скорость нарастания тока $\frac{di}{dt}$. Первый из них $\frac{du}{dt}$ при быстром нарастании напряжения на аноде может привести к самопроизвольному включению тиристора или даже вывести его из строя. Быстрое нарастание тока при включении тиристора $\frac{di}{dt}$ может привести к локальному перегреву полупроводниковой структуры и выводу тиристора из строя даже при токах, не превышающих предельно допустимого значения.

Однооперационные тиристоры, в силу присущего им серьезного недостатка невозможности включения по цепи управления, в настоящее время используют преимущественно в преобразователях с естественной коммутацией, когда тиристоры включаются в результате смены полярности напряжения питающей сети. Это управляемые выпрямители, инверторы, ведомые сетью, статические регуляторы переменного тока. И даже в этих устройствах, за исключением очень больших мощностей, однооперационные тиристоры постепенно вытесняются современными полупроводниковыми приборами, в том числе и двухоперационными (запираемыми) тиристорами.

В отличие от рассмотренных однооперационных тиристоров, двухоперационные тиристоры можно не только включить по цепи управления, но и выключить. Это достигается благодаря тому, что в областях анода и катода, такой прибор состоит из большого числа технологических ячеек, представляющих отдельные тиристоры, которые включены параллельно. В результате чего прибор приобретает способность выключаться по управляющему электроду. Такой тиристор в зарубежной терминологии получил обозначение *GTO*-тиристор (*Gate Turn – Off*).

Структура *GTO*-тиристора изображена на рис. 1.28, *а*.

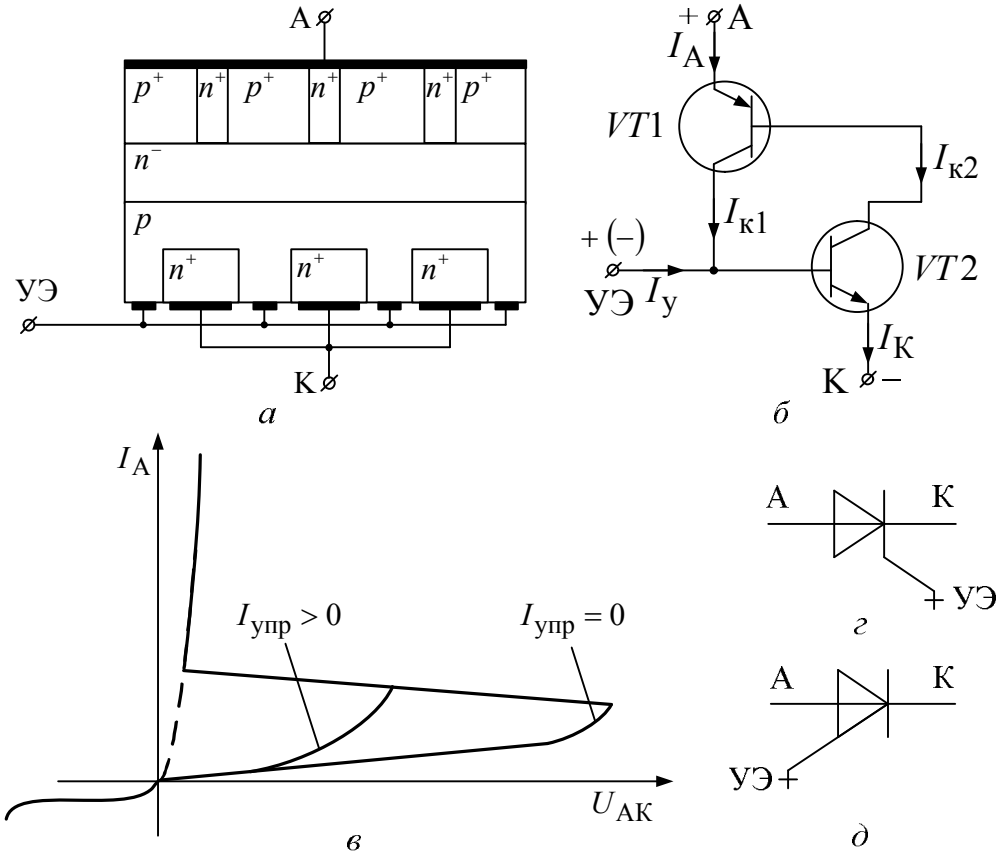


Рис. 1.28. GTO-тиристор: структура тиристора (а); двухтранзисторная модель (б); вольт-амперная характеристика (в); условные обозначения тиристоров с управлением по катоду (г), с управлением по аноду (д)

Процессы, протекающие в таком тиристоре, во многом аналогичны как и для однооперационного тиристора. Исключение составляет процесс выключения отрицательным током управления. При подаче отрицательного тока управления оба транзистора начинают работать в активном режиме и в структуре возникает положительная обратная связь при отрицательном базовом токе в *n–p–n*-транзисторе *VT*2. Вследствие лавинообразного уменьшения зарядов в базовых областях анодный ток

начинает снижаться. Транзистор *VT*2 *n–p–n*-типа первый входит в режим отсечки. Действие положительной обратной связи прекращается, и дальнейший спад анодного тока определяется рекомбинацией в n^- базе тиристора.

Вольт-амперная характеристика *GTO*-тиристора аналогична характеристике обычного тиристора. Цикл работы его рассмотрен на рис. 1.29.

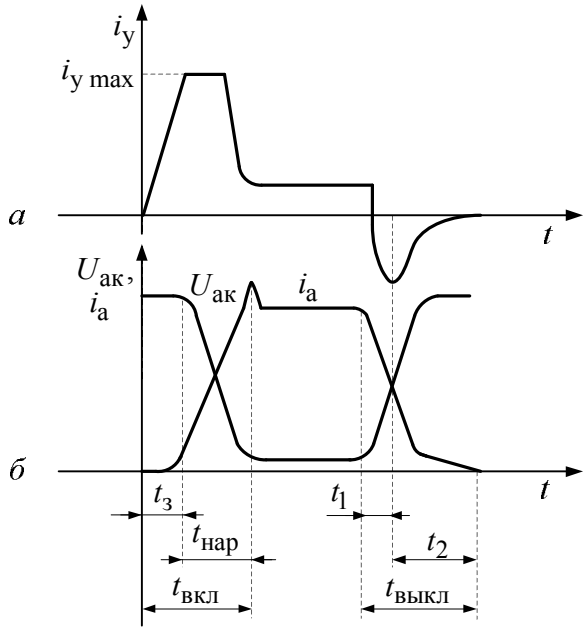


Рис. 1.29. Процессы включения и выключения GTO-тиристора

Процесс включения состоит из времени задержки включения $t_з$ и времени нарастания $t_{нар}$, в течение которого напряжение на тиристоре уменьшается до 0,1 от первоначального значения. Сумма этих времен составляет время включения, равное:

$$t_{вкл} = t_з + t_{нар}. \qquad (1.23)$$

Для обеспечения малого времени включения и малых потерь при включении управляющий ток $i_у$ в начале должен обладать значительной скоростью нарастания $\frac{di}{dt} > 5\ \frac{А}{мкс}$.

Процесс выключения в *GTO*-тиристорах протекает довольно медленно. На первой стадии ток тиристора спадает до 0,1…0,2 от своего первоначального значения. На второй стадии происходит достаточно медленное уменьшение тока (так называемый «хвост»). Это время обычно больше времени спада и его необходимо учитывать.

Отрицательный ток управляющего электрода, выключающий тиристор, должен иметь значительную скорость нарастания $\frac{di}{dt} = 20\,\frac{\text{А}}{\text{мкс}}$ и значительную амплитуду. Для современных *GTO*-тиристоров эта амплитуда доходит до 30 % от амплитуды анодного тока. Считается, что эти тиристоры, благодаря своим свойствам, найдут наиболее широкое применение в высоковольтных преобразователях.

1.1.4. Предельные характеристики полупроводниковых ключей

Система предельно допустимых параметров полупроводниковых ключей объединяет граничные значения напряжений и токов для входной и выходной цепи, предельно допустимые температуры переходов и корпуса, а также максимально возможную рассеиваемую мощность. Предельное значение напряжения определяется развитием какого-либо из видов пробоев в структуре прибора. В современных ключевых приборах, как правило, определяющим является лавинный пробой, приводящий к неконтролируемому процессу умножения носителей при достижении критической напряженности электрического поля.

Максимально допустимые токи ключа устанавливаются из условия непревышения предельно допустимой рабочей температуры переходов, обеспечения надежности электрических выводов и контактов, а также допустимыми пределами изменения усилительных свойств ключа, которые не должны ухудшаться при заданной величине тока нагрузки.

Предельно допустимая температура полупроводниковой структуры прибора и его корпуса определяются свойствами исходного материала и особенностями конструкции.

Максимально рассеиваемая мощность определятся тепловым сопротивлением ключа, которое связывает этот параметр с предельно допустимой температурой полупроводника. Зависимость температуры от выделяющейся мощности определяется конструкцией охладителя и способом отведения тепла.

Предельные возможности силовых ключей наглядно представляются диаграммами области безопасных режимов (ОБР).

1.1.4.1. Область безопасных режимов

Областью безопасных режимов называется совокупность электрических параметров, при соблюдении которых обеспечивается надежная работа полупроводникового ключа без существенного ухудше-

ния его характеристик. Границы ОБР определяются предельными значениями выходного тока, напряжения, максимальной рассеиваемой мощностью и допустимой температурой полупроводниковой структуры. Типовая диаграмма ОБР представлена на рис. 1.30.

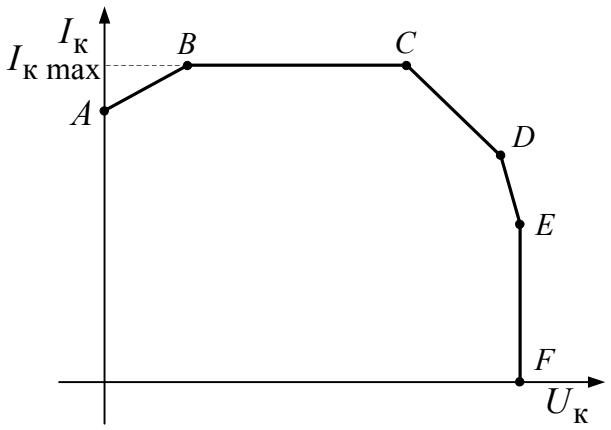


Рис. 1.30. Типовая диаграмма ОБР

По оси абсцисс здесь откладывается напряжение на ключе $U_к$, а по оси ординат – ток ключа $I_к$. Отрезок АВ определяет значение минимально возможного напряжения насыщения ключа при заданном токе нагрузки и представляет собой динамическое сопротивление открытого прибора. Это ограничение практически отсутствует в ключах с биполярным механизмом переноса тока. Отрезок *BC* ограничивает предельное значение тока ключа $I_{к\,max}$. Граница, определяемая отрезком *CD*, характеризуется предельным значением мощности, рассеиваемой в полупроводниковой структуре, при которой достигаются предельно допустимые значения температуры T_{max}, обусловливаемые тепловым пробоем.

В импульсном режиме допустимая токовая нагрузка ключа зависит от длительности импульса протекания тока. Поэтому при уменьшении длительности импульса границы ОБР расширяются с одинаковым наклоном температурной границы и неизменном предельном напряжении (рис. 1.31).

Отрезок *DE* на диаграмме ОБР характеризует границу вторичного пробоя, который возникает после развития одного из видов первичного пробоя или сразу, минуя стадию первичного пробоя. Развитие вторичного пробоя происходит обычно в области сравнительно высоких напряжений на ключе и связано с развитием так называемого «токового шнура». При этом, ток ключа концентрируется в очень малой области перехода, что приводит к проплавлению полупроводниковой структуры и выходу прибора из строя. Вторичный пробой возникает в термонеста-

бильных полупроводниковых приборах, например в биполярных транзисторах, когда повышение тока приводит к росту температуры, а это приводит к дальнейшему увеличению тока и т. д.

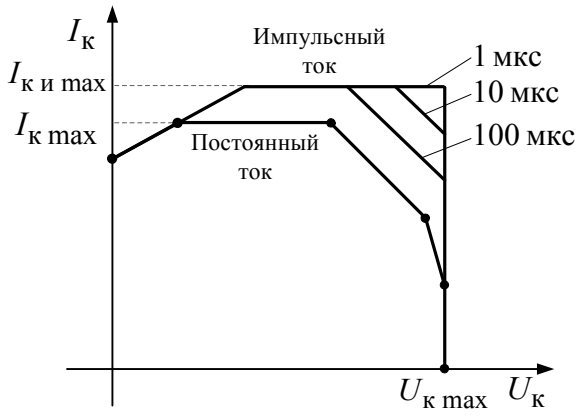


Рис. 1.31.Типовая диаграмма ОБР в импульсном режиме

Для развития вторичного пробоя требуется определенное время, называемое временем задержки вторичного пробоя. Если время нахождения прибора в опасном режиме меньше времени развития вторичного пробоя, то вторичный пробой не наступает.

Поэтому при коротких импульсах тока в ключе вторичный пробой может и не возникнуть. Следует отметить, что в термонестабильных полупроводниковых приборах, например полевых транзисторах, вторичный пробой отсутствует в принципе.

Вертикальный отрезок *EF* на диаграмме ОБР характеризует предельно допустимое напряжение ключа $U_к$, обусловливающее возникновение лавинного пробоя. Границы области безопасной работы полупроводникового ключа зависят от температуры его корпуса. С увеличением температуры корпуса прибора, границы ОБР, обусловленные тепловым пробоем, перемещаются влево. Границы ОБР, обусловленные лавинным или вторичным пробоем, от температуры практически не зависят.

1.1.4.2. Защита полупроводниковых ключей от пробоя

При эксплуатации полупроводникового ключа необходимо обеспечить нахождение его рабочей точки внутри ОБР без выхода за её пределы. Даже кратковременный выход рабочей точки за пределы соответствующей ОБР влечет за собой попадание прибора в область пробоя. По этой причине, а также потому, что силовые ключи являются наиболее дорогими компонентами схемы, вопросам их защиты уделяется

очень большое внимание. Защита преобразовательной схемы и ее элементов идет в основном по двум направлениям:

- устранение причин и источников электрической перегрузки;
- борьба с естественными перегрузками.

Поэтому в начале необходимо установить причины появления перегрузок по току и по напряжению, а также оценить их амплитуду и мощность.

Основными видами перегрузки по напряжению являются:

- всплески напряжения в питающей сети;
- всплески напряжения, связанные с процессами коммутации в схеме преобразователя и обусловленные конечным временем переключения силовых ключей;
- перенапряжения, связанные с характером нагрузки.

Для защиты его от возможного пробоя необходимо соответствующим образом формировать траекторию его переключения. Перегрузки по напряжению, указанные в первой группе, определяются качеством питающей сети. Поскольку данные перенапряжения опасны и для всех остальных потребителей, то для борьбы с ними используются внешние, по отношению к конкретной схеме, защитные устройства, включаемые параллельно входу преобразователя, как показано на рис. 1.32.

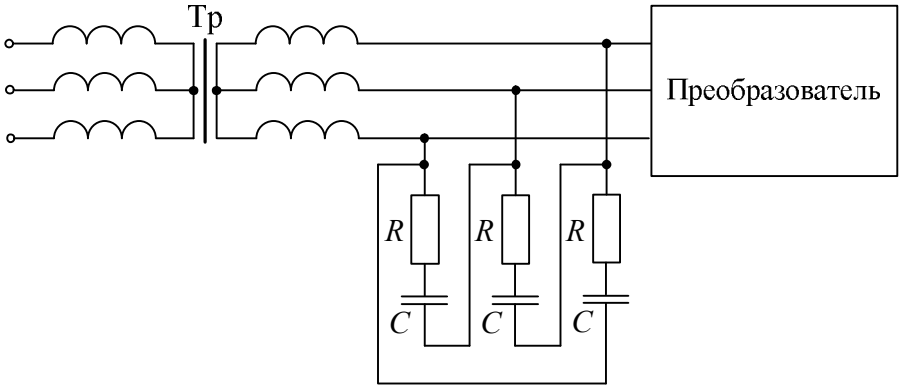


Рис. 1.32. Схема подключения внешнего защитного устройства

Чаще всего они представляют собой защитные *RC*-цепи, воспринимающие на себя всплески напряжения питающей сети.

Перегрузки по напряжению, отмеченные во второй группе, связаны с эффектом накопления и рассасывания зарядов в силовых ключах, а также с влиянием паразитных элементов монтажа и корпусов приборов.

Эти перегрузки ограничивают применением дополнительных защитных цепочек, называемых в зарубежной терминологии «снабберами» (*Snubber circuit*).

Простейшей из них является демпфирующая *RC*-цепочка, подключаемая параллельно ключу или группе ключей (рис. 1.33, *а*, *б*) для защиты от всплесков приложенного к ним напряжения. В зависимости от условий работы и от типа применяемого комбинированного прибора демпфирующие цепи могут быть более сложными.

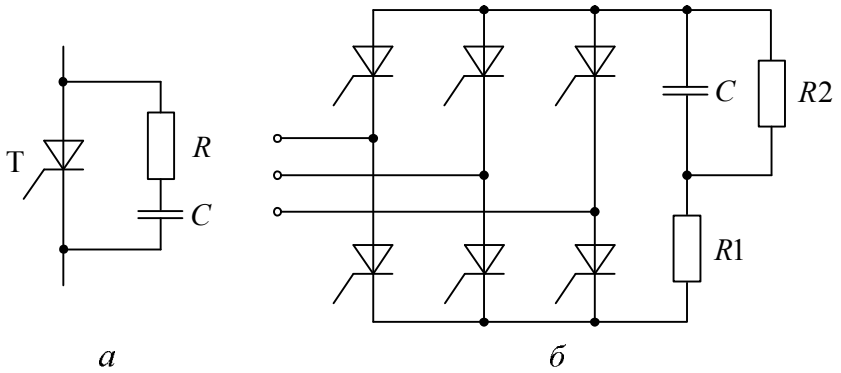


Рис. 1.33. Схемы подключения защитного устройства

Перегрузки по напряжению, отмеченные в третьей группе, обусловлены чаще всего реакцией активно-индуктивной нагрузки, связанной с накоплением энергии в магнитном поле индуктивности на интервале замкнутого состояния ключа, а затем всплеском ЭДС самоиндукции при размыкании цепи. Для защиты от этого вида перегрузок обычно используют шунтирование *RL*-нагрузки обратными диодами (рис. 1.34).

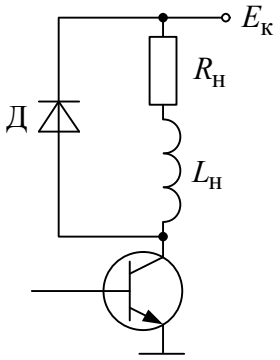


Рис. 1.34. Схема защитного устройства

Основными видами аварийных перегрузок по току являются:

- короткое замыкание цепи нагрузки;
- короткое замыкание выходных клемм преобразователя;
- короткие замыкания из-за повреждения силовых ключей преобразователя;
- токовые перегрузки, связанные с нарушением алгоритма работы силовых ключей («опрокидывание» инвертора, самопроизвольное включение выходящего из работы ключа и т. д.);
- токовые перегрузки, связанные с особенностями работы сило-

вой схемы и неидеальностью ключей (сквозные токи в мостовых схемах и т. д.);

- токовые перегрузки, обусловленные переходными процессами и характером нагрузки (пусковой режим, реверс двигателя; перегрузка двигателя и т. д.).

Во всех перечисленных случаях силовой ключ либо включается на короткозамкнутый контур, либо попадает в режим токовой перегрузки в процессе нормального открытого состояния. Для защиты от токовых перегрузок наиболее важными мероприятиями являются:

- повышение помехозащищенности систем управления и самого силового ключа, исключающее самопроизвольное, несанкционированное включение;
- использование внешних защитных устройств, ограничивающих воздействие токовой перегрузки на силовые ключи и другие элементы схемы (токоограничительные цепочки и дроссели);
- использование быстродействующих систем защиты.

При любых электрических перегрузках и по току, и по напряжению не должны превышаться параметры, определяемые областью безопасной работы, кроме того, при токовых перегрузках в схеме необходимо учитывать перегрузочные характеристики ключа, определяющие предельно допустимые токи короткого замыкания при разной длительности их протекания. Типовой вид такой характеристики представлен на рис. 1.35.

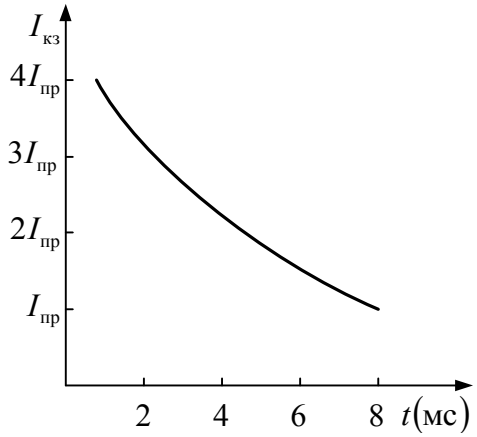


Рис. 1.35. Типовая перегрузочная характеристика

Построение систем защиты от сверхтоков для разных типов преобразователей может проводиться по-разному. Так, например, в преобразователях переменного тока часто используют защиту, основанную на блокировании системы управления и прекращении подачи управляющих импульсов (так называемые «полуволновые системы защиты»). Они не всегда обеспечивают восстановление запирающей способности

силовых ключей, а некоторые типы запираемых тиристоров вообще запрещается выключать обычными методами при токовых перегрузках. В этих случаях следует использовать другие средства защиты, такие как плавкие предохранители, а также согласование с перегрузочной характеристикой ключа быстродействующих автоматических выключателей, обеспечивающих обесточивание силовой цепи в течение времени, не превышающего половину периода питающего напряжения.

В преобразователях постоянного тока обычно используются быстродействующие электронные системы защиты (защиты мгновенного действия), время срабатывания которых в основном определяется временем запирания силового ключа. Более подробно вопросы защиты различных схем вентильных преобразователей рассмотрены ниже, в п. 8.6.

Для управления силовыми ключами разработаны специальные интегральные схемы управления, получившие название драйверов. Драйверы преобразовывают стандартные сигналы от микросхем или от микропроцессора в сигналы, которые управляют силовыми ключами.

1.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОНДЕНСАТОРЫ

В силовых преобразователях электрической энергии конденсаторы широко используются:

- как элементы фильтров постоянного и переменного тока;
- как накопители энергии;
- как элементы узлов принудительной коммутации;
- как элементы защиты полупроводниковых приборов и для решения ряда других задач.

На рис. 1.36 представлены конструкции различных типов конденсаторов.

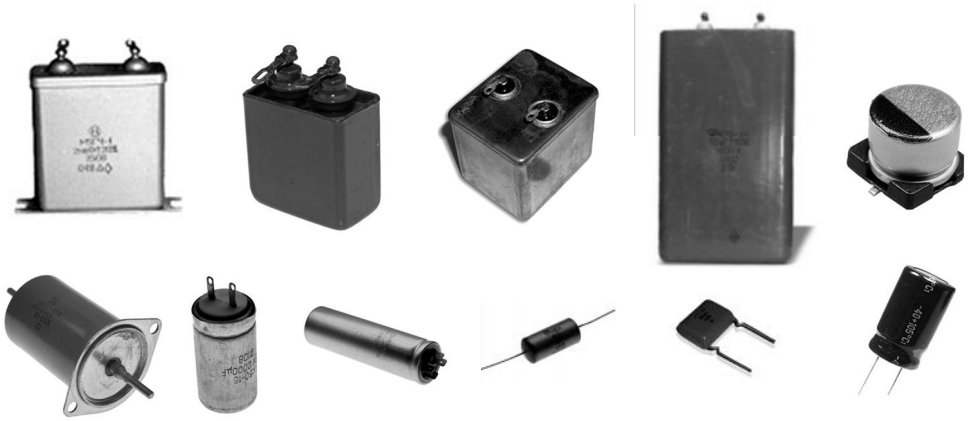


Рис. 1.36. Конденсаторы

Распространенными типами конденсаторов переменного тока в преобразовательной технике являются металлобумажные и бумажно-

фольговые конденсаторы. Металлобумажные конденсаторы типов МБГЧ, КЧ2У-2, К-75-10 и др. используются в преобразователях малой и средней мощности. Они выпускаются на напряжение от 0,25 до 1кВ и номинальную частоту 50 Гц. Фольговые конденсаторы типов КС, ЭС, ЭСВ и др. используют в преобразователях большой мощности. Они выпускаются на напряжения от 0,38 до 10 кВ и номинальные частоты от 50 Гц до 8 кГц.

Основным критерием при выборе типа конденсатора в преобразователях является обеспечение минимальных значений их массы и объема при заданных технических условиях и сроке службе. Основными техническими параметрами, характеризующими режим работы конденсатора при синусоидальном напряжении, являются действующие значения напряжения, тока и частоты, при которых работает конденсатор. Напряжение и частота определяют мощность потерь в диэлектрике:

$$P_C = 2\pi U_C^2 f C \mathrm{tg}\delta, \qquad (1.24)$$

где U_C – действующее значение напряжения на конденсаторе; f – рабочая частота; C – емкость конденсатора; $\mathrm{tg}\delta$ – тангенс угла потерь в диэлектрике конденсатора (указывается в паспортных данных конденсатора).

Параметр $\mathrm{tg}\delta$ зависит от частоты и в меньшей мере от амплитуды приложенного к конденсатору напряжения. В частности, для металлобумажных конденсаторов $\mathrm{tg}\delta$ резко возрастает на частотах свыше 1кГц. Мощность потерь в диэлектрике определяет надежность конденсатора и срок его службы. Мощность потерь в токоведущих частях конденсатора пропорциональна квадрату действующего значения проходящего через него тока. При выборе типа конденсатора на синусоидальное напряжение необходимо чтобы значения вышеуказанных параметров не превосходили значений, указанных в паспортных данных выбранного конденсатора.

При использовании конденсаторов переменного тока в цепях с несинусоидальным напряжением, что часто встречается в устройствах преобразовательной техники, необходимо учитывать потери в конденсаторе от каждой из гармоник, присутствующих в разложении несинусоидальной функции в гармонический ряд:

$$P_C = \sum_{n=1}^{\infty} P_{Cn}, \qquad (1.25)$$

где n – порядковый номер гармоники.

Очевидно, что в цепях с несинусоидальным напряжением мощность потерь будет возрастать из-за наличия высших гармоник. Поэтому в таких устройствах конденсатор необходимо использовать при более низких значениях напряжения, чем указано для синусоидального напряжения.

Импульсные токи и напряжения, имеющие место в различных схемах импульсных преобразователей, а также в узлах принудительной коммутации силовых тиристоров накладывают дополнительные ограничения на использование конденсаторов обычного типа. Для работы в импульсных режимах созданы специальные типы импульсных конденсаторов.

В цепях постоянного тока обычно используются электролитические конденсаторы. У них диэлектриком служит оксидная пленка, образующаяся на фольговой ленте, которая является также одной из обкладок конденсатора, другой обкладкой является электролит. Электролитические конденсаторы обладают большой емкостью на единицу объема, но имеют большие потери и ток утечки, а также малую стабильность емкости. Кроме того, электролитические конденсаторы не допускают смены полярности приложенного напряжения.

В преобразовательной технике наибольшее распространение из электролитических конденсаторов получили конденсаторы типа К-50-12, которые широко используются в цепях постоянного тока низкого напряжения (до 100 В). В цепях с более высоким напряжением обычно используют металлобумажные конденсаторы постоянного тока, например, типа МБГО, но они обладают низкими значениями удельной емкости. Поэтому на высокие напряжения были также разработаны электролитические конденсаторы, например, типа К-75-12, имеющие лучшие массогабаритные показатели по сравнению с металлобумажными конденсаторами на такое же напряжение.

В цепях постоянного тока конденсаторы, как правило, работают с пульсирующими напряжениями, которые содержат как постоянную, так и переменную составляющие. Переменная составляющая содержит целый спектр высших гармоник, которые обусловливают дополнительные потери в конденсаторе. Кроме того, для высших гармоник электролитический конденсатор не обладает той емкостью, которая указана для постоянного тока. Это необходимо учитывать при использовании электролитических конденсаторов в цепях с пульсирующим напряжением, обеспечивая такой режим их работы, при котором амплитуды и частоты высших гармоник не превышают значений, указанных в паспортных данных на используемые конденсаторы.

1.3. РЕЗИСТОРЫ

В силовых преобразователях электроэнергии резисторы применяются в цепях управления, защиты, сигнализации. Как правило, в силовых цепях резисторы используют в качестве датчиков тока, но из-за больших потерь мощности в них, они применяются редко и все интенсивнее вытесняются другими, более эффективными и экономичными способами измерения тока. В маломощных цепях вентильных преобразователей, так же как и в других электронных схемах, резисторы применяются очень широко. Они подразделяются на резисторы постоянные и резисторы переменные (рис. 1.37).

а *б*

Рис. 1.37. Резисторы: постоянные (а) и переменные (б)

Постоянные резисторы характеризуются следующими основными параметрами:

- номинальной мощностью рассеивания $P_{ном}$;
- номинальным сопротивлением $R_{ном}$;
- температурным коэффициентом сопротивления (ТКС).

Номинальная мощность рассеивания $P_{ном}$ – мощность, которую резистор может длительное время рассеивать в пределах допустимого значения перегрева, при условии, что температура окружающей среды $t_{окр}$ не превышает установленного значения.

Значение $P_{ном}$ в ваттах указывает число, входящее в обозначение резистора, например:

$$ВС\text{-}0{,}125 – P_{ном} = 0{,}125 \text{ Вт};$$

$$МЛТ\text{-}2 – P_{ном} = 2 \text{ Вт}.$$

Номинальное сопротивление $R_{ном}$ — это сопротивление, обозначенное на резисторе. Фактическое сопротивление резистора может отличаться от обозначенного на величину, не превышающую

допустимого отклонения. Ряды номинальных сопротивлений резисторов приведены в табл. 1.1

Таблица 1.1

Ряды номинальных сопротивлений резисторов

Омы, килоомы, мегаомы			Омы, килоомы, мегаомы			Омы, килоомы, мегаомы		
Ряд Е6	**Ряд Е12**	**Ряд Е24**	**Ряд Е6**	**Ряд Е12**	**Ряд Е24**	**Ряд Е6**	**Ряд Е12**	**Ряд Е24**
1,0	1,0	1,0	10	10	10	100	100	100
		1,1			11			110
		1,2		12	12		120	120
1,5	1,2							
		1,3			13			130
	1,5	1,5	15	15	15	150	150	150
		1,6			16			160
	1,8	1,8		18	18		180	180
		2,0			20			200
		2,2		22	22	220	220	220
2,2	2,2	2,4	22		24			240
		2,7		27	27		270	270
		3,0			30			300
3,3	3,3	3,3	33	33	33	330	330	330
		3,6			36			360
	3,9	3,9		39	39		390	390
4,7	4,7	4,7	47	47	47	470	470	470
		5,1			51			510
	5,6	5,6		56	56		560	560
6,8	6,8	6,8	68	68	68	680	680	680
		7,5			75			750
		9,1			91			910
Соответствующие данному ряду допускаемые отклонения от номинального сопротивления, %			Соответствующие данному ряду допускаемые отклонения от номинального сопротивления, %			Соответствующие данному ряду допускаемые отклонения от номинального сопротивления, %		
±20	±10	±5	±20	±10	±5	±20	±10	±5

На резисторах относительно больших размеров номинальное сопротивление маркируют, применяя общепринятые сокращенные обозначения единиц, и указывают возможное отклонение от номинала в процентах, например 1,2 кОм ± 10 %. На малогабаритных резисторах номинальные сопротивления маркируют с помощью следующего кода:

1. Единицы Ом обозначают буквой Е, килоомы – буквой К, мегаомы – буквой М, гигаом – буквой Г, тераом – буквой Т. При этом сопротивления от 100 до 910 Ом выражают в сотых долях килоома, а сопротивления от 100 до 910 тыс. Ом – в сотых долях мегаома.

2. Если сопротивление выражается целым числом, то обозначение единицы ставят после этого числа, а если сопротивление выражается целым числом с десятичной дробью, то целое число ставится впереди буквы, обозначающей единицу, а дробь – после буквы (буква заменяет запятую). Например, сопротивление 47 Ом обозначают 47Е; 4,7 кОм – 4К7; 47 кОм – 47К; 4,7 МОм – 4М7;

3. Когда же сопротивление выражается десятичной дробью, меньшей единицы, буквенное обозначение единицы измерения располагается перед числом, а нуль и запятая из маркировки исключаются. Например, сопротивление 470 Ом = 0,47 кОм обозначают К47, а 470 кОм = 0,47 МОм – М47. На малогабаритных резисторах допустимое отклонение наносится после обозначения номинального сопротивления следующими буквами:

Допуск, %	±0,1	±0,2	±0,5	±1	±2	±5	±10	±20
Маркировка	Ж	У	Д	Р	Л	И	С	В

Температурный коэффициент (ТКС) характеризует относительные изменения сопротивления резистора при изменении температуры на 1°С. Если при увеличении температуры сопротивление увеличивается, а при уменьшении – снижается, то ТКС резистора положительный; если наоборот, то ТКС – отрицательный, а перед его численным значением ставят знак минус. Непроволочные постоянные резисторы широкого применения имеют ТКС в пределах ($0{,}03–0{,}12\ \frac{\%}{^\circ C}$), при этом ТКС углеродистых и бороуглеродистых резисторов, как правило, отрицательный. ТКС проволочных резисторов ПЭ, ПЭВ и ПВТ не нормируется.

Проволочные эмалированные резисторы представляют собой керамическую трубку, на которую намотана неизолированная проволока высокого удельного сопротивления. Для низкоомных резисторов применяют проволоку из константана (сплав меди с никелем), а для высокоомных – из нихрома. Обмотку покрывают теплостойкой неорганической стеклоэмалью, которая изолирует друг от друга витки обмотки и защищает ее от влаги, механических повреждений и загрязнений. Выводы обмоток – металлические лепестки для подпайки внешних проводников или гибкие жгутики, свитые из тонких медных проволочек.

Проволочный эмалированный регулируемый резистор отличается от постоянного резистора наличием охватывающего корпус латунного хомутика, который может перемещаться вдоль корпуса и таким образом изменять величину используемого сопротивления.

Регулировочные переменные резисторы применяют для изменения напряжения или тока в процессе эксплуатации электронных устройств.

Переменные резисторы могут использоваться либо в качестве регулируемого сопротивления (рис. 1.38, *а*), либо в качестве потенциометра (рис. 1.38, *б*) – регулируемого делителя напряжения.

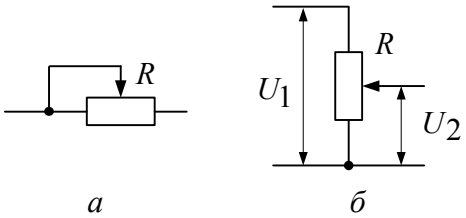


Рис. 1.38. Реостатное и потенциометрическое включение переменного резистора

Переменные резисторы выпускают с различными функциональными характеристиками – зависимостью введенного сопротивления переменного резистора от положения его подвижной части:

- тип А – сопротивление между средним и любым из крайних выводов резистора изменяется линейно (рис. 1.39, *а*);
- тип Б – сопротивление между средним и левым выводом изменяется по логарифмическому закону (рис. 1.39, *а*);
- тип В – сопротивление между средним и левым выводом изменяется по закону показательной функции (рис. 1.39, *а*);
- тип Е – сопротивление вначале изменяется незначительно, а затем резко возрастает (рис. 1.39, *б*);
- тип Н – сопротивление вначале изменяется резко, а затем – незначительно (рис. 1.39, *б*).

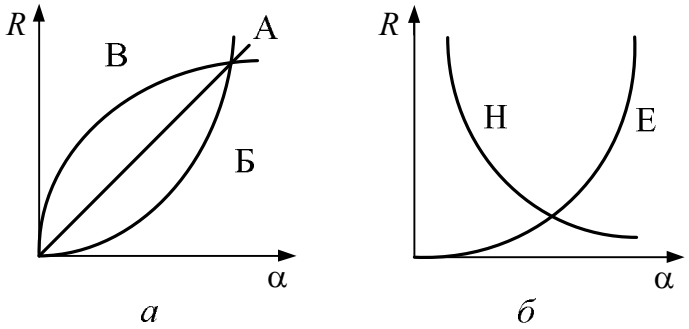
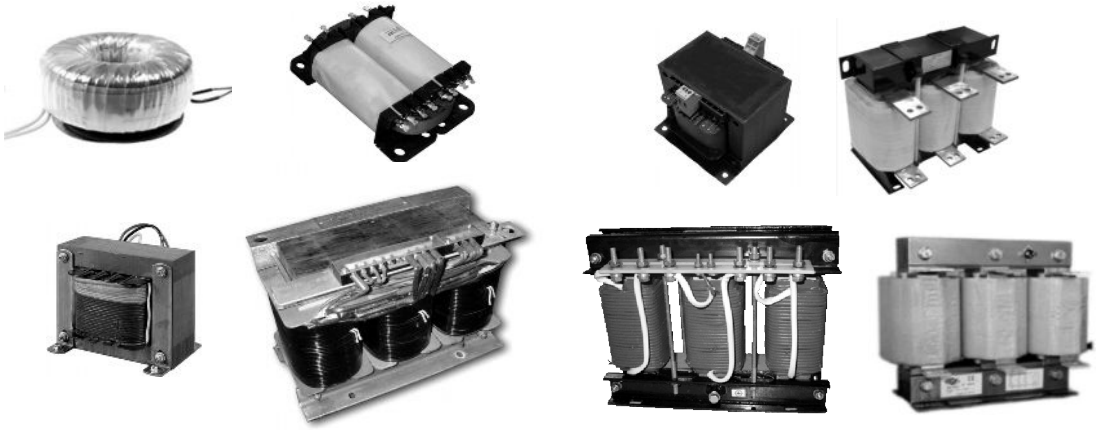


Рис. 1.39. Типовые характеристики переменных резисторов

1.4. ИНДУКТИВНОСТИ

Индуктивными элементами в преобразовательной технике являются трансформаторы и дроссели (рис. 1.40).



а *б*

Рис. 1.40. Трансформаторы (а) и дроссели (б)

Трансформаторы в силовой преобразовательной технике широко используются для изменения уровня переменного напряжения и для обеспечения гальванической развязки между отдельными электрическими цепями.

Основной особенностью преобразовательных трансформаторов является то, что во многих случаях напряжения и токи в их обмотках имеют несинусоидальную форму, что привносит целый ряд особенностей в их работу. В зависимости от схемы преобразователя, его режима работы и мощности параметры силового трансформатора могут оказывать большое влияние на протекающие электромагнитные процессы.

Как известно из теории трансформаторов, кроме основного потока Φ_0, связывающего первичную w_1 и вторичную w_2 обмотки (рис. 1.41, *а*), существуют потоки рассеяния, связанные только с витками своей обмотки: поток рассеяния первичной обмотки Φ_{s1} и вторичной обмотки Φ_{s2}.

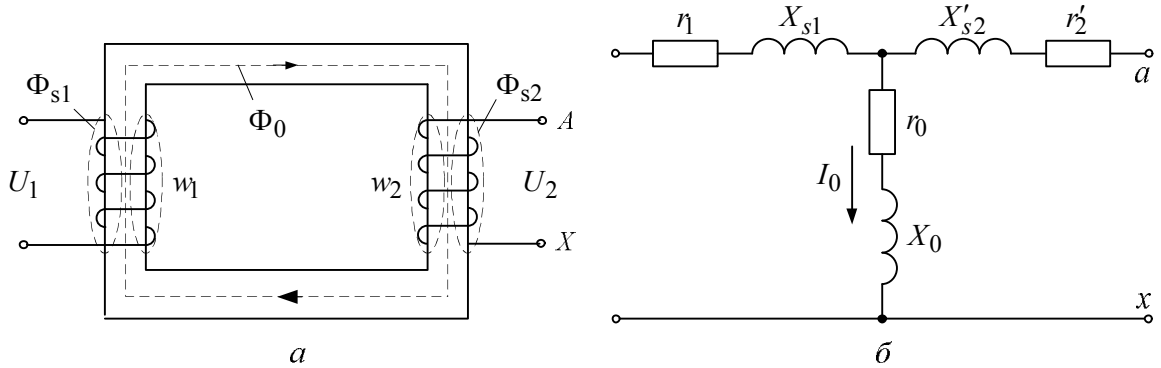


Рис. 1.41. Магнитные потоки в трансформаторе (а) и схема его замещения (б)

Потоки рассеяния зависят от конструкции трансформатора, расположения обмоток, свойств магнитопровода, но они всегда значительно меньше основного потока Φ_0. В схеме замещения трансформатора потоки рассеяния обмоток учитываются в виде индуктивностей рассеяния L_{s1} и L_{s2} или в виде индуктивных сопротивлений рассеяния $X_{s1} = \omega L_{s1}$, $X_{s2} = \omega L_{s2}$ при частоте $\omega = 2\pi f$ приложенного напряжения. Помимо индуктивных сопротивлений рассеяния в схему замещения входят активное сопротивление первичной и вторичной обмоток r_1 и r_2', а индуктивное сопротивление намагничивания $X_0 = \omega L_0$ учитывает ток намагничивания I_0, необходимый для создания потока Φ_0. Сопротивление r_0 учитывает потери в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи. Параметры на рис. 1.41, *б*, обозначенные со штрихом, представляют собой приведенные значения, учитывающие коэффициент трансформации $k_{\text{тр}} = \dfrac{w_1}{w_2}$ (для случая подачи напряжения на первичную обмотку):

$$X_{s2}' = k_{\text{тр}} X_{s2} \qquad r_2' = k_{\text{тр}} r_2 \tag{1.26}$$

Параметры элементов схемы замещения определяются обычно из опытов холостого хода и короткого замыкания трансформатора. Из опыта холостого хода определяются параметры цепи намагничивания:

$$r_0 = \frac{P_{\text{хх}}}{I_0^2} \qquad \cos\varphi_{\text{хх}} = \frac{P_{\text{хх}}}{S_{\text{хх}}} \quad X_0 = r_0 \operatorname{tg}\varphi_{\text{хх}}, \tag{1.27}$$

где $P_{\text{хх}}$ – мощность потерь холостого хода; I_0 – ток намагничивания; $S_{\text{хх}}$ – полная мощность в режиме холостого хода; $S_{\text{хх}} = U_{1\text{н}} I_0$, где $U_{1\text{н}}$ – номинальное напряжение первичной обмотки в режиме холостого хода.

Из опыта короткого замыкания можно определить активное сопротивление обмотки r_1 и r_2' и индуктивное сопротивление рассеяния X_{s1} и X_{s2}':

$$r_1 + r_2' = \frac{P_{\text{кз}}}{I_{1\text{н}}^2} \quad \cos\varphi_{\text{кз}} = \frac{P_{\text{кз}}}{S_{\text{кз}}} \quad X_{s1} + X_{s2}' = \left(r_1 + r_2'\right) \operatorname{tg}\varphi_{\text{кз}}, \tag{1.28}$$

где $I_{1\text{н}}$ – номинальный ток первичной обмотки; $P_{\text{к}}$ – мощность потерь в режиме короткого замыкания; $S_{\text{кз}}$ – полная мощность в режиме короткого замыкания; $S_{\text{кз}} = U_{\text{кз}} I_{1\text{н}}$, где $U_{\text{кз}}$ – напряжение короткого замыкания; в этом опыте можно пренебречь сопротивлением цепи

намагничивания r_0 и X_0 ввиду малости тока намагничивания по сравнению с номинальным.

В ряде схем силовых преобразователей работа силовых вентилей вызывает периодические кратковременные режимы короткого замыкания, поэтому параметры X_{s1}, X'_{s2}, r_1, r'_2 оказывают существенное влияние на работу схемы и их необходимо учитывать при расчете ее элементов. При этом в трансформаторах малой мощности превалируют активные сопротивления r_1 и r'_2, а индуктивными сопротивлениями рассеяния X_{s1} и X'_{s2} обычно пренебрегают. В трансформаторах большой мощности, наоборот, учитывают только индуктивные сопротивления рассеяния X_{s1} и X'_{s2}, которые значительно больше активных сопротивлений обмоток.

В ряде случаев преобразовательные трансформаторы работают в условиях подмагничивания постоянным магнитным потоком, например, тогда, когда по обмотке протекает однонаправленный пульсирующий ток. Подмагничивание уменьшает располагаемую индукцию для переменной составляющей магнитного потока, что приводит к необходимости снижения рабочего значения индукции, во избежание насыщения магнитопровода, что ухудшает массогабаритные показатели трансформатора. В некоторых случаях избежать постоянного подмагничивания магнитопровода трансформатора можно и конструктивным путем, что будет подробно рассмотрено ниже.

Потери в магнитопроводе, выполняемом в большинстве случаев из электротехнической стали, складываются из потерь на гистерезис и потерь на вихревые токи. Обе составляющие потерь зависят от частоты и амплитуды индукции в стали. Потери на гистерезис в меньшей степени зависят от частоты, чем потери на вихревые токи. Для снижения потерь на вихревые токи магнитопроводы трансформаторов и дросселей выполняют из тонкой листовой стали. Поскольку частота в силовых вентильных преобразователях во многих случаях изменяется в определенных диапазонах, то следует учитывать, что массогабаритные показатели трансформаторов и дросселей существенно улучшаются с увеличением частоты. Это связано с тем, что ЭДС, наводимая в обмотках трансформатора, имеет зависимость:

$$E = 4k_{\text{ф}}WfB_mS\,, \qquad (1.29)$$

где $k_{\text{ф}}$ – коэффициент формы напряжения (для синусоиды $k_{\text{ф}} = 1{,}11$); W – число витков обмотки; f – частота преобразования; B_m – амплитуда индукции в сердечнике; S – сечение сердечника.

Из (1.29) следует, что с увеличением частоты f при неизменной величине ЭДС E необходимо уменьшать либо число витков W, либо индукцию B_m, либо сечение сердечника S. В любом случае это приводит к снижению массы и габаритов всего трансформатора. Учитывая, что потери в стали пропорциональны частоте в степени 1,3, а индукции B_m – в квадрате, то для исключения перегрева трансформатора приходится снижать индукцию с ростом частоты приблизительно

$$B \approx \frac{1}{f^{0,65}}.$$

В связи с этим масса трансформатора с увеличением частоты сначала снижается быстро, затем значительно медленнее, а после достижения оптимального значения частоты масса снова начинает возрастать из-за увеличения потерь. Так, например, типовая зависимость удельной массы трансформатора $(\frac{\text{кг}}{\text{кВт}})$ из электротехнической стали Э360 толщиной 0,05 мм имеет вид, представленный на рис. 1.42.

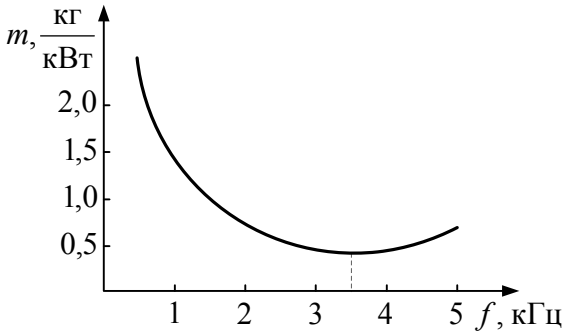


Рис. 1.42. Зависимость удельной массы трансформатора от частоты

Из приведенной зависимости следует, что оптимальное значение частоты для электротехнической стали находится в диапазоне 3…5 кГц. При более высоких частотах (5…15 кГц) находят применение сплавы железа с никелем – пермаллой, а при еще более высоких частотах (15…40 кГц) применяются ферритовые материалы.

Потери в обмотках трансформаторов состоят из основных – потери в активных сопротивлениях обмоток и дополнительных – потерь, вызываемых вытеснением тока в проводе (поверхностный эффект) при частотах свыше 1 кГц. Для уменьшения дополнительных потерь обмотки высокочастотных трансформаторов выполняются из многожильных проводов специальной конструкции.

При несинусоидальных напряжениях на обмотках трансформатора потери на вихревые токи определяют учитывая каждую гармоническую составляющую. Потери на гистерезис определяются по максимально возможному значению индукции в магнитопроводе, которое равно сумме амплитуд индукции от отдельных гармоник несинусоидального напряжения.

Дроссели в преобразовательной технике наиболее часто используются в качестве составных элементов фильтров постоянного и переменного тока. При этом на них выделяются отфильтрованные высокочастотные составляющие переменного напряжения несинусоидальной формы. Кроме того, они используются в цепях с импульсными напряжениями и токами в качестве составных элементов колебательных *LC*-контуров и элементов, ограничивающих скорость нарастания импульсных токов. В мощных преобразовательных устройствах часто применяются реакторы (дроссели) с малой индуктивностью, но работающие при больших значениях напряжения и тока. Такие реакторы обычно выполняют без магнитопровода – воздушные. В целях уменьшения потоков рассеяния воздушные реакторы конструктивно выполняются в виде тороидов.

Контрольные вопросы

1. Принципы построения управления силовыми ключами.
2. Силовой ключ на основе биполярного транзистора.
3. Силовой ключ на основе *MOSFET*.
4. Силовой ключ на основе *IGBT*.
5. Силовой ключ на основе *SCR* (однооперационного тиристора).
6. Силовой ключ на основе *GTO*-тиристора (запираемого тиристора).
7. Статические и динамические параметры силовых ключей.
8. Особенности параллельного соединения силовых полупроводниковых ключей.
9. Особенности последовательного соединения силовых полупроводниковых ключей.
10. Что такое область безопасной работы силового полупроводникового ключа?
11. Основные параметры постоянных резисторов.
12. Маркировка современных постоянных резисторов.
13. Виды функциональных характеристик переменных резисторов.
14. Виды включения переменных резисторов.

15. Влияние высших гармоник напряжения на работу конденсатора.

16. Основные технические параметры, характеризующие режим работы конденсатора.

17. Объясните причину возникновения потоков рассеяния в индуктивных элементах.

18. Объясните влияние частоты на массогабаритные показатели индуктивных элементов.

19. Влияние высших гармоник на работу индуктивных элементов.

20. Влияние постоянного подмагничивания на работу индуктивных элементов.

ГЛАВА 2. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Выпрямителями называются устройства, преобразующие электрическую энергию переменного тока в энергию постоянного тока. Выпрямители называются неуправляемыми, если величина напряжения на выходе выпрямителя E_d определяется только переменным напряжением E_2 на его входе:

$$E_d = k_{\text{сх}} E_2,$$

где $k_{\text{сх}}$ – коэффициент пропорциональности, характерный для данной схемы выпрямления, называемый коэффициентом схемы.

2.1. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

2.1.1. Однофазная однополупериодная схема выпрямления

Простейшей схемой выпрямителя является однофазная однополупериодная схема (рис. 2.1). Трансформатор Тр играет двойную роль: он служит для подачи на вход выпрямителя ЭДС E_2, соответствующей заданной величине выпрямленного напряжения E_d и ообеспечивает гальваническую развязку цепи нагрузки и питающей сети.

Благодаря односторонней проводимости вентиля ток в цепи нагрузки будет протекать только в течение одной половины периода напряжения на вторичной обмотке трансформатора, что определяет и название этой схемы. Соотношения между основными параметрами найдем при следующих допущениях:

1. Активным и индуктивным сопротивлением обмоток трансформатора пренебрегаем.
2. Нагрузка имеет чисто активный характер.
3. Вентиль В идеальный.
4. Током намагничивания трансформатора пренебрегаем.
5. ЭДС обмотки трансформатора синусоидальна: $e_2 = \sqrt{2} E_2 \sin\theta$.

На интервале $0 \ldots \pi$ ЭДС e_2 будет иметь полярность, прямую по отношению к вентилю В, вентиль открыт и в цепи нагрузки протекает ток.

На интервале $\pi \ldots 2\pi$ ЭДС e_2 имеет противоположную полярность, вентиль В закрыт и ток нагрузки равен нулю.

Тогда мгновенное значение выпрямленного напряжения (рис. 2.1, *в*)

$$u_d\Big|_{0\ldots\pi} = \sqrt{2} E_2 \sin\theta, \; u_d\Big|_{\pi\ldots 2\pi} = 0.$$

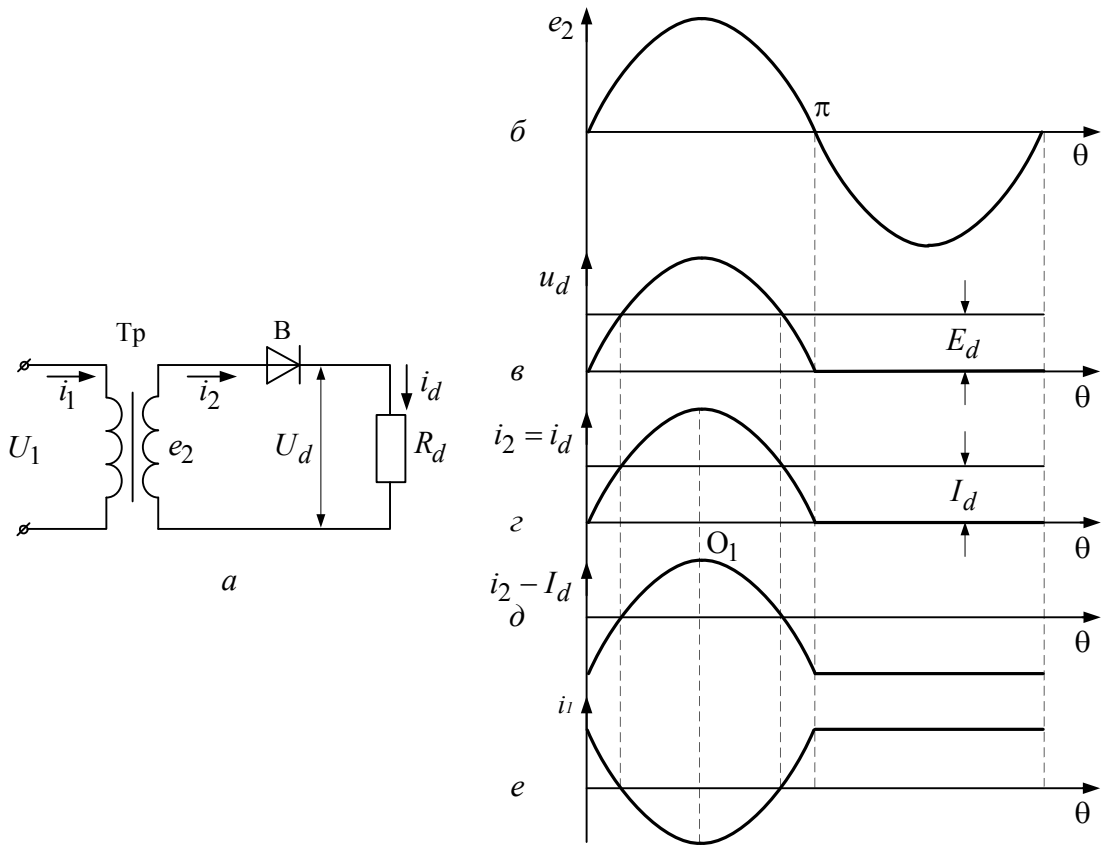


Рис. 2.1. Однофазный однополупериодный выпрямитель и диаграмма, поясняющая его работу

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$E_d = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_d d\theta = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} = 0{,}45E_2. \qquad (2.1)$$

Мгновенное значение выпрямленного тока $i_d = i_2 = \dfrac{u_d}{R_d}$.

Постоянная составляющая выпрямленного тока $I_d = \dfrac{E_d}{R_d}$.

Для данной схемы выпрямления среднее значение анодного тока вентиля $I_{\text{а ср}} = I_d$.

Максимальное значение анодного тока $i_{\text{а max}} = \dfrac{\sqrt{2}E_2}{R_d} = I_d\pi$. (2.2)

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{2}E_2 = E_d\pi. \qquad (2.3)$$

Расчетная мощность трансформатора Тр: $P_{\text{расч}} = \dfrac{P_1 + P_2}{2}$,

где P_1 и P_2 – расчетная мощность первичной и вторичной обмотки.

Действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_2^2 d\theta} = I_d \frac{\pi}{2}. \qquad (2.4)$$

Тогда мощность вторичной обмотки трансформатора $P_2 = E_2 I_2$ может быть получена подстановкой I_2 из (2.4), а E_2 из (2.1)

$$P_2 = \frac{E_d \pi}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} I_d = 3{,}49 P_d, \qquad (2.5)$$

где $P_d = E_d I_d$ – мощность нагрузки.

Мощность первичной обмотки трансформатора $P_1 = E_1 I_1$, где E_1 и I_1 – действующие значения ЭДС и тока первичной обмотки трансформатора E_1, находится как $E_1 = E_2 k_{\text{тр}}$, где $k_{\text{тр}} = \frac{w_1}{w_2}$ – коэффициент трансформации; w_1 и w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta}, \qquad (2.6)$$

где i_1 – мгновенное значение первичного тока.

Из условия равенства намагничивающих сил первичной и вторичной обмоток трансформатора

$$i_1 w_1 + \left(i_2 - I_d\right) w_2 = 0 \qquad (2.7)$$

находим i_1:

$$i_1 = -\frac{w_2}{w_1}\left(i_2 - I_d\right) = -\frac{1}{k_{\text{тр}}}\left(i_2 - I_d\right). \qquad (2.8)$$

Поскольку ток i_2 протекает во вторичной обмотке трансформатора только на интервале $0\ldots\pi$, а на интервале $\pi\ldots 2\pi$ он равен 0, то

$$\begin{cases} i_1\Big|_{0\ldots\pi} = \dfrac{I_d}{k_{\text{тр}}}\left(1 - \pi\sin\theta\right) \\ i_1\Big|_{\pi\ldots 2\pi} = \dfrac{I_d}{k_{\text{тр}}}. \end{cases} \qquad (2.9)$$

Графическое изображение этой функции представлено на рис. 2.1, *е*. Оно является зеркальным отображением функции $\left(i_2 - I_d\right)$ (рис 2.1, *д*), но масштабы их отличаются в $k_{\text{тр}}$ раз. Подставляя значения (2.9) в выражение (2.6), получаем действующее значение первичного тока:

$$I_1 = 1{,}21\frac{I_d}{k_{\text{тр}}}. \qquad (2.10)$$

Мощность первичной обмотки трансформатора

$$P_1 = E_1 I_1 = 2{,}69 P_d. \qquad (2.11)$$

Подставляя (2.11) и (2.5) в (2.3), получаем расчетную мощность трансформатора:

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 3{,}06 P_d. \qquad (2.12)$$

Превышение расчетной мощности трансформатора мощности нагрузки P_d более чем в 3 раза требует объяснения, так как всеми видами потерь в схеме выпрямления мы пренебрегли в допущениях. Для объяснения этого явления составим гармонический баланс мощностей первичной и вторичной обмоток трансформатора. Разложение функции вторичного тока в ряд Фурье (рис. 2.1, *г*) в нашем случае дают кроме постоянной составляющей I_d еще целый спектр высших гармоник, каждая из которых будет иметь синусную и косинусную составляющую. Если перенести начало координат из точки 0 в точку $\frac{\pi}{2}$, то функция тока i_2 станет симметричной относительно оси ординат, т. е. четной, а как известно из курса математики, четные функции при разложении в ряд Фурье содержат только косинусные составляющие.

Амплитуда гармоники с порядковым номером k находится из выражения

$$B_k = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi/2}^{\pi/2} i_2 \cos k\theta d\theta, \qquad (2.13)$$

из которого следует, что в разложении будут присутствовать только первая гармоника и гармоники с четными порядковыми номерами. Поэтому разложение функции i_2 в ряд Фурье можно записать в виде

$$i_d = \frac{2I_m}{\pi}\left(\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4}\cos\theta + \frac{1}{3}\cos 2\theta - \frac{1}{3\cdot 5}\cos 4\theta + \ldots\right), \qquad (2.14)$$

где I_m – амплитудное значение тока i_2. Мгновенное значение мощности, переносимой первой гармоникой этого тока, равно:

$$P_2^{'} = \sqrt{2}E_2\cos\theta\frac{I_m}{2}\cos\theta = \frac{\sqrt{2}E_2 I_m}{2}\cos^2\theta. \qquad (2.15)$$

Поскольку потерями в трансформаторе пренебрегаем, то точно такая же мощность переносится первой гармоникой первичного тока: $P_1' = P_2'$. Эта функция не может быть отрицательна, так как $\cos^2\theta \geq 0$; она имеет постоянную составляющую, выделяющуюся в сопротивлении нагрузки R_d в виде полезной мощности.

Мощность, переносимая второй гармоникой тока, протекающей по первичной и вторичной обмоткам трансформатора

$$P_2^{''} = P_1^{''} = \sqrt{2}E_2\cos\theta\frac{2I_m}{3\pi}\cos 2\theta. \qquad (2.16)$$

Эта функция знакопеременная и не имеет постоянной составляющей, следовательно, мощность, переносимая второй гармоникой, колеблется между выпрямителем и питающей сетью, не совершая при этом никакой полезной работы. То же самое можно сказать обо всех других высших гармониках, присутствующих в разложении (2.14). Суммарная мощность, переносимая всеми высшими гармониками, составляет так называемую мощность искажения, которая бесполезно загружает магнитную систему трансформатора, электрическую сеть и обусловливает при этом превышение расчетной мощности трансформатора над мощностью нагрузки.

Превышение же мощности вторичной обмотки P_2 над мощностью первичной обмотки P_1 объясняется следующей причиной. В цепи вторичной обмотки трансформатора из-за наличия вентиля В протекает постоянная составляющая тока I_d, которая, как известно, не может трансформироваться в первичную обмотку. Но во вторичной обмотке эта составляющая тока переносит мощность ΔP:

$$\Delta P = \sqrt{2}E_2\cos\theta I_d, \qquad (2.17)$$

которая, будучи пропорциональной $\cos\theta$, также знакопеременная и непрерывно колеблется между вторичной обмоткой трансформатора и нагрузкой, не совершая полезной работы и обусловливая превышение мощности P_2 над мощностью P_1.

Рассмотренный случай работы выпрямителя на активную нагрузку R_d является достаточно редким. Чаще нагрузка имеет активно-индуктивный характер, особенно в выпрямителях средней и большой мощности, где для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения

и тока в цепь нагрузки часто включают сглаживающий дроссель. Анализ электромагнитных процессов в этом случае проводим с учетом индуктивных сопротивлений рассеяния первичной X_1 и вторичной X_2 обмоток трансформатора (рис. 2.2, *а*).

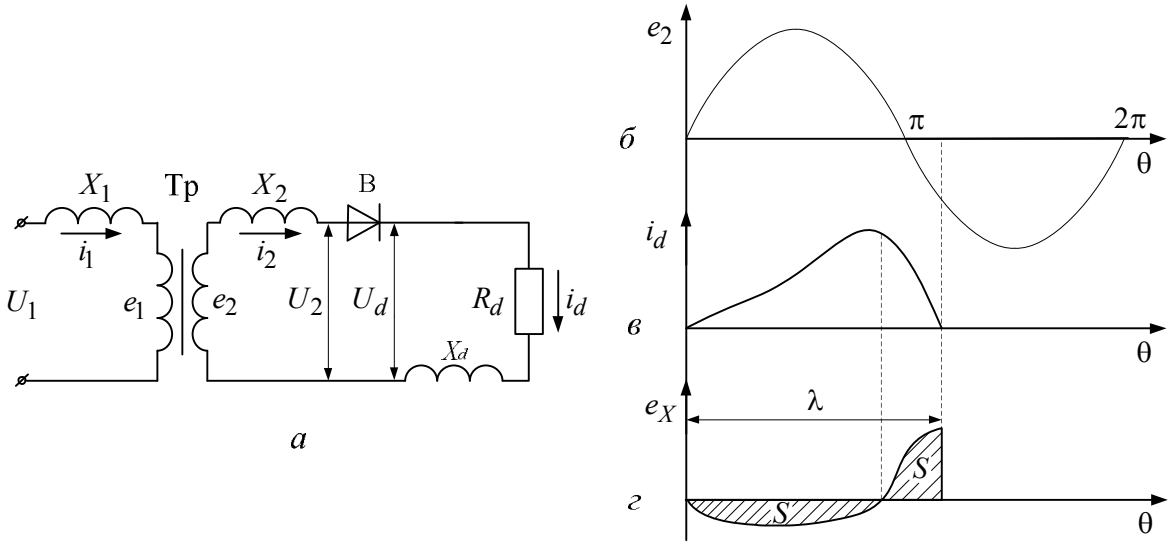


Рис. 2.2. Работа однофазного однополупериодного выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку

Уравнение для цепи первичной обмотки имеет вид:

$$e_1 - X_1 \frac{di_1}{d\theta} + U_1 = 0. \qquad (2.18)$$

Отсюда выразим e_1:

$$e_1 = -U_1 + X_1 \frac{di_1}{d\theta}, \qquad (2.19)$$

где первичный ток i_1 выражается в соответствии с (2.8):

$$i_1 = -\frac{1}{k_{\text{тр}}}(i_2 - I_d).$$

Для цепи вторичной обмотки трансформатора справедливо уравнение:

$$U_2 = e_2 - X_2 \frac{di_2}{d\theta}, \qquad (2.20)$$

где $e_2 = \dfrac{e_1}{k_{\text{тр}}}$.

Преобразование этого выражения дает:

$$U_2 = -\frac{U_1}{k_{\text{тр}}} - \left(\frac{X_1}{k_{\text{тр}}^2} + X_2\right)\frac{di_2}{d\theta} = -\frac{U_1}{k_{\text{тр}}} - X_a \frac{di_2}{d\theta}, \qquad (2.21)$$

где $X_{\text{а}} = \left(\frac{X_1}{k_{\text{тр}}^2} + X_2 \right)$ – суммарное индуктивное сопротивление рассеяния обмоток трансформатора, приведенное ко вторичной цепи.

Для цепи нагрузки можно записать $U_d = i_d R_d = U_2 - X_d \frac{di_d}{d\theta}$.

Подставляя сюда U_2 из предыдущего выражения и обозначая $-\frac{U_1}{k_{\text{тр}}} = E_2$ и $X_d + X_a = X$, получаем:

$$X \frac{di_d}{d\theta} + i_d R_d = \sqrt{2} E_2 \sin\theta . \qquad (2.22)$$

Решение этого уравнения относительно тока i_d с учетом нулевых начальных условий дает:

$$i_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{X^2 + R_d^2}} \left[\sin\varphi e^{-\text{ctg}\,\varphi\theta} + \sin(\theta - \varphi) \right], \qquad (2.23)$$

где $\varphi = \text{arctg}\left(\frac{X}{R_d} \right)$.

Графическое изображение этой функции представлено на рис. 2.2, *в*, а на рис. 2.2, *г* изображена функция $e_X = -X_d \frac{di_d}{d\theta}$.

Следует отметить, что, исходя из принципа сохранения энергии, площадь, расположенная ниже оси абсцисс на рис. 2.2, *г*, должна быть равна площади, расположенной выше оси абсцисс.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$E_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\lambda} u_d d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\lambda} (e_2 - e_X) d\theta = \frac{\sqrt{2} E_2}{2\pi} (1 - \cos\lambda), \qquad (2.24)$$

где λ – длительность интервала проводящего состояния вентиля В, или в относительных единицах

$$E_d^* = \frac{E_d}{E_{d\,\max}} = \frac{1 - \cos\lambda}{2} . \qquad (2.25)$$

Для определения λ воспользуемся условием:

$$i_d\Big|_{\theta=\lambda}=0 \text{ или } \sin\varphi e^{\operatorname{ctg}\varphi\lambda}+\sin(\lambda-\varphi)=0. \qquad (2.26)$$

Зависимость $\lambda = f(\varphi)$ имеет вид, показанный на рис. 2.3.

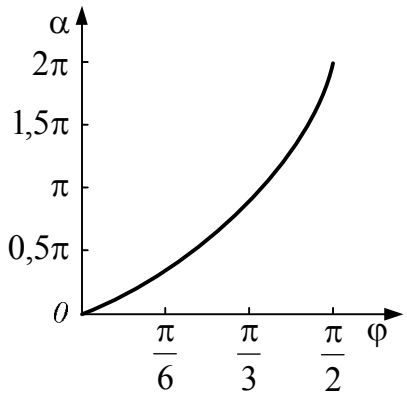


Рис. 2.3. Зависимость длительности проводящего состояния вентиля от параметров нагрузки

Постоянная составляющая выпрямленного тока

$$I_d=\frac{E_d}{R_d}=\frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi R_d}(1-\cos\lambda), \qquad (2.27)$$

или в относительных единицах:

$$I_d^*=\frac{I_d}{I_{d\max}}=\frac{1-\cos\lambda}{2\pi}\operatorname{tg}\varphi=\frac{E_d^*}{\pi}\operatorname{tg}\varphi, \qquad (2.28)$$

где $I_{d\max}=i_d\Big|_{R_d=0}=\dfrac{\sqrt{2}E_2}{X}$.

Таким образом, последнее выражение представляет собой уравнение внешней характеристики выпрямителя: $E_d^*=f\left(I_d^*\right)$, изображенной на рис. 2.4.

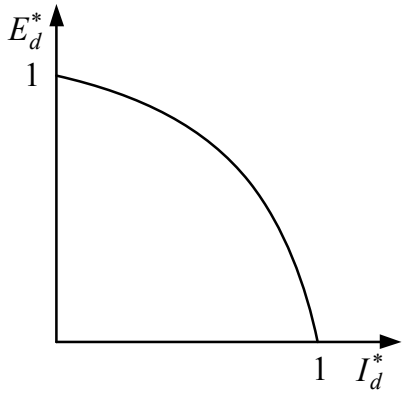


Рис. 2.4. Внешняя характеристика выпрямителя при работе на активно-индуктивную нагрузку

При работе выпрямителя на двигательную нагрузку, при заряде аккумуляторных батарей и в других случаях, когда в цепи нагрузки имеется противоЭДС, имеют место определенные особенности. Рассмотрим работу однофазного однополупериодного выпрямителя на двигатель постоянного тока с противоЭДС E_0 (рис. 2.5).

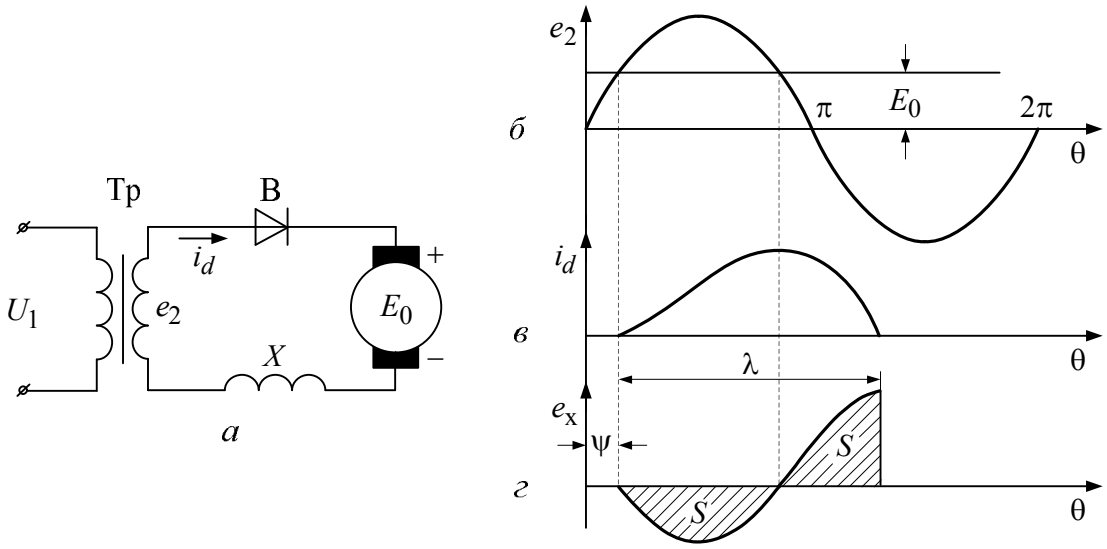


Рис. 2.5. Работа однофазного однополупериодного выпрямителя на двигательную нагрузку

Здесь X – суммарное индуктивное сопротивление в цепи вторичной обмотки трансформатора. Из-за наличия противоЭДС вентиль В откроется только в точке ψ.

Поэтому, взяв за начало координат точку ψ, запишем для цепи нагрузки:

$$e_2 - X\frac{di_d}{d\theta} = E_0 \text{ или } \sqrt{2}E_2\sin(\theta+\psi) - X\frac{di_d}{d\theta} = E_0. \qquad (2.29)$$

Решая это уравнение относительно i_d, с учетом нулевых начальных условий, получаем:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{X}\left[\cos\psi - \cos(\theta+\psi)\right] - \frac{E_0}{X}\theta. \qquad (2.30)$$

Графическое изображение этой функции представлено на рис. 2.5, *в*, а на рис. 2.5, *г* представлена функция $e_x = -X\dfrac{di}{d\theta}$.

Постоянная составляющая тока нагрузки:

$$I_d = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\lambda} i_d d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi X}\left[\lambda\cos\psi - \sin(\lambda+\psi) + \sin\psi\right] - \frac{E_0\delta^2\pi}{X}, \qquad (2.31)$$

где $\delta = \dfrac{\lambda}{2\pi}$ или в относительных единицах:

$$I_d^* = \frac{I_d}{I_{d\max}} = \frac{1}{2\pi}\left[\lambda\cos\psi - \sin(\lambda+\psi) + \sin\psi\right] - E_d^*\delta^2,$$

где $I_{d\max}\Big|_{E_0=0} = \dfrac{\sqrt{2}E_2}{X}$; $E_d^* = \dfrac{E_0}{E_{d\max}}$; $E_{d\max} = \dfrac{\sqrt{2}E_2}{\pi}$.

Для установления зависимости между λ, ψ и I_d воспользуемся условием: $i_d\Big|_{\theta=\lambda} = 0$, откуда находим: $\cos\psi - \cos(\lambda+\psi) = \dfrac{E_d^*\lambda}{\pi}$.

Связь между E_d^* и ψ дает выражение $\sin\psi = \dfrac{E_d^*}{\pi}$, которое получается из исходного уравнения для этой схемы в начале координат ($\theta = 0$). Таким образом, полученные выражения позволяют построить зависимости $\lambda = f\left(I_d^*\right)$; $\psi = f\left(I_d^*\right)$ (рис. 2.6) и внешнюю характеристику выпрямителя $E_d^* = f\left(I_d^*\right)$ (рис. 2.7).

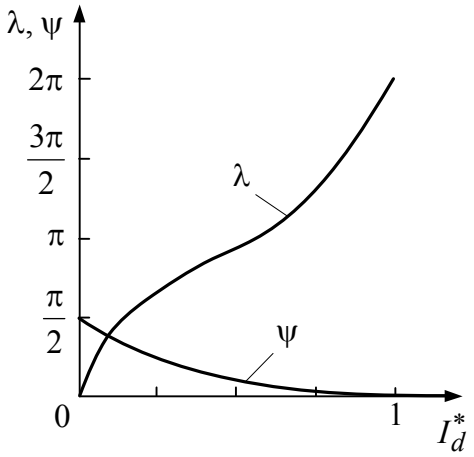


Рис. 2.6. Зависимость длительности проводящего состояния вентиля и угла задержки от тока нагрузки

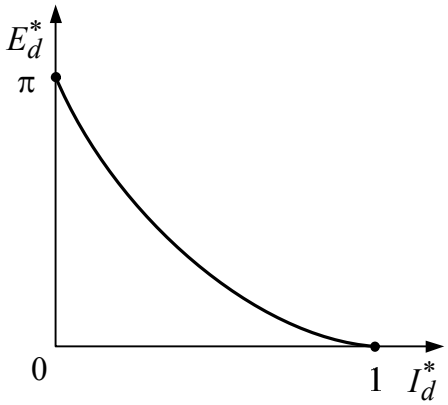


Рис. 2.7. Внешняя характеристика выпрямителя, работающего на двигательную нагрузку

Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения на выход выпрямителя параллельно нагрузке часто включают конденсатор *C*. Аналогичные режимы возникают и в других случаях, когда нагрузка выпрямителя имеет емкостный характер (рис. 2.8, *а*).

Из-за остаточного напряжения на конденсаторе *C*, играющего роль противоЭДС, вентиль В откроется только в точке O_1 с запаздыванием на угол φ относительно начала координат.

На интервале $O_1 \ldots O_2$ ток, протекающий через вентиль В, заряжает конденсатор *C* и образует ток нагрузки i_d. Поэтому на этом участке

$$i_a = i_C + i_d,\ i_d = \frac{e_2}{R_d} = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin(\theta + \varphi)}{R_d};$$

$$i_C = \omega C \frac{dU_C}{d\theta} = \sqrt{2}E_2 \omega C \cos(\theta + \varphi). \qquad (2.32)$$

В точке O_2 конденсатор начинает разряжаться на нагрузку R_d. На участке $O_2 \ldots O_3$ напряжение на конденсаторе изменяется примерно так же, как и ЭДС e_2, поэтому здесь имеет место равенство $i_d = i_C + i_a$.

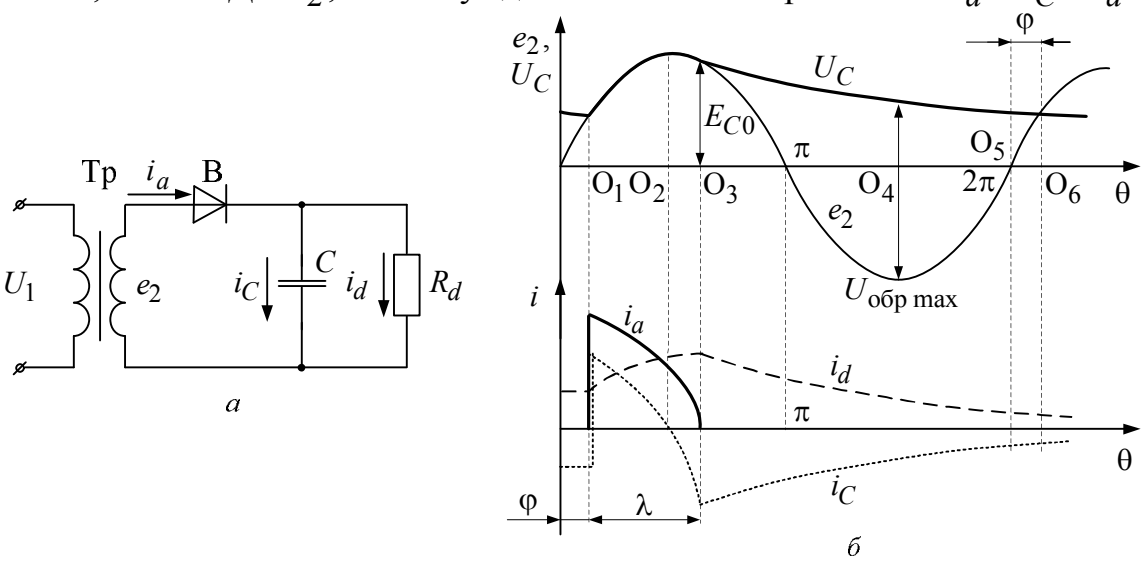


Рис. 2.8. Работа однофазного однополупериодного выпрямителя на активно-ёмкостную нагрузку

В точке O_3 вентиль В закрывается ($i_a = 0$), т. к. e_2 уменьшается более интенсивно, чем U_C.

Поэтому на интервале $O_3 \ldots O_6$ ток нагрузки протекает только благодаря разряду конденсатора *C*. При этом

$$U_d = U_C = E_{C0} e^{-\frac{\theta - \lambda - \varphi}{\omega C R_d}}, \qquad (2.33)$$

где E_{C0} – начальное напряжение на конденсаторе в точке O_3.

В точке O_6: $\quad U_d = U_{C\min} = E_{C0} e^{-\frac{2\pi - \lambda}{\omega C R_d}} = \sqrt{2}E_2 \sin\varphi.$

Особенностью работы выпрямителя на емкостную нагрузку является повышение величины обратного напряжения на вентиле:

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{2}E_2 + E_{C0}e^{-\frac{\frac{3}{2}\pi-\lambda-\phi}{\omega CR_d}}, \qquad (2.34)$$

что необходимо учитывать при выборе силовых вентилей. Второй важной особенностью является резкий скачок зарядного тока конденсатора в момент отпирания вентиля (точка O_1).

На практике из-за малости интервала $O_2 \ldots O_3$ им можно пренебречь и считать, что вентиль закрывается в точке O_2.

Тогда $\lambda = \frac{\pi}{2} - \varphi$; $E_{C0} = \sqrt{2}E_2$; $U_d = U_C = \sqrt{2}E_2 e^{-\frac{\theta+\frac{\pi}{2}}{\omega CR_d}}$;

$$U_{C\min} = \sqrt{2}E_2 e^{-\frac{\frac{3}{2}\pi+\varphi}{\omega CR_d}}; \ \varphi = \arcsin e^{-\frac{\frac{3}{2}\pi+\varphi}{\omega CR_d}}.$$

Одним из критериев качества выпрямленного напряжения является отношение:

$$\frac{E_{C\max}}{E_{C\min}} = k = \frac{\left(\sqrt{2}E_2\right)}{\left(\sqrt{2}E_2 e^{-\frac{\frac{3}{2}\pi+\varphi}{\omega CR_d}}\right)}; \ k = e^{\frac{\frac{3}{2}\pi+\varphi}{\omega CR_d}}; \ \ln k = \frac{\frac{3}{2}\pi+\varphi}{\omega CR_d};$$

отсюда

$$C = \frac{\frac{3}{2}\pi+\varphi}{\omega R_d \ln k}. \qquad (2.35)$$

2.1.2. Двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой

Эта схема представляет собой два однополупериодных выпрямителя, работающих на общую нагрузку R_d и питающихся от находящихся в противофазе ЭДС e_{2a} и e_{2b} (рис. 2.9). Для создания этих ЭДС в схеме является обязательным наличие трансформатора Тр с двумя полуобмотками на вторичной стороне, имеющими среднюю точку.

В случае чисто активной нагрузки и с учетом допущений п. 2.1.1 для рассматриваемой схемы имеют место следующие основные соотношения:

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi}; \qquad I_d = \frac{E_d}{R_d};$$

$$i_{\text{a max}} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d}; \qquad I_{\text{a ср}} = \frac{I_d}{2}; \qquad U_{\text{обр max}} = 2\sqrt{2}E_2. \qquad (2.36)$$

Поскольку мгновенное значение первичного тока $i_1 = \frac{1}{k_{\text{тр}}}\left(i_{a2} - i_{a1}\right)$, то очевидно, что он представляет собой синусоиду и, следовательно, $I_1 = \frac{k_{\text{ф}}}{k_{\text{тр}}} I_d$, где $k_{\text{ф}} = 1{,}11$ – коэффициент формы для синусоиды.

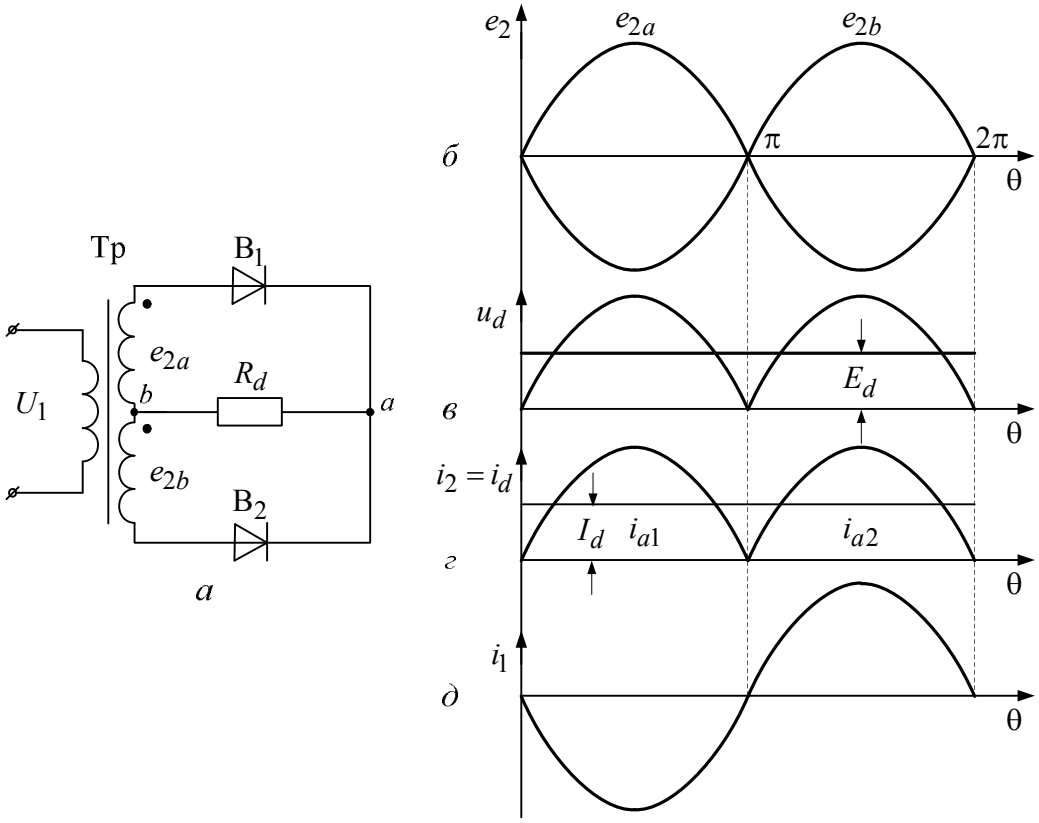


Рис. 2.9. Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой

Значения мощности:

$$P_2 = 2E_2I_2 = 1{,}74P_d; \; P_1 = E_1I_1 = 1{,}23P_d;$$

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1{,}48P_d.$$

Соотношение между мощностями P_d, P_1 и P_2 объясняется теми же причинами, что и в однофазной однополупериодной схеме выпрямления, но в отличие от нее силовой трансформатор не имеет постоянно-

го подмагничивания, так как постоянные составляющие магнитных потоков обеих полуобмоток равны по величине и направлены навстречу друг другу.

При учете индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток силового трансформатора $\left(X_a = X_2 + \frac{1}{k_{\text{тр}}^2} X_1 \right)$ возникает ряд особенностей в работе этой схемы выпрямления (рис. 2.10).

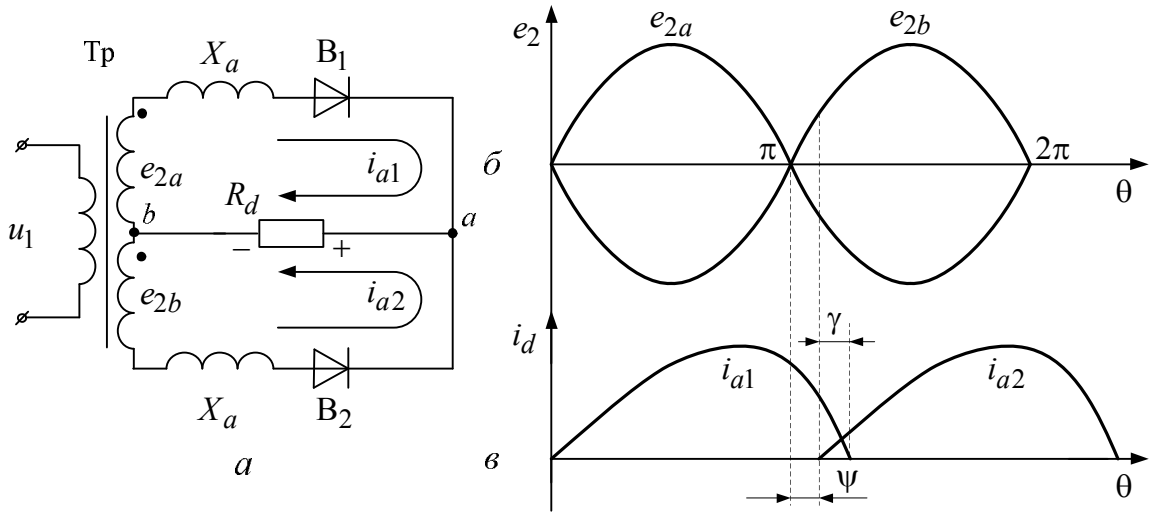


Рис. 2.10. Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой с учетом индуктивных сопротивлений рассеяния трансформатора

На интервале $0 \ldots \pi$ открыт вентиль B_1. Поскольку в цепи протекания тока имеется индуктивное сопротивление X_a, то кривая будет затянута за точку π. В связи с этим вентиль B_2 не может открыться в точке π, так как на сопротивлении R_d будет падение напряжения $U_d = i_d R_d$, которое в точке π не равно 0 и играет роль противоЭДС в цепи вентиля B_2.

Следовательно, B_2 включается только в точке $(\pi + \psi)$, когда ЭДС e_{2b} станет равной величине U_d. В момент отпирания вентиля B_2 вентиль B_1 еще продолжает вести ток за счет энергии, накопленной на интервале $0 \ldots \pi$ в магнитном поле индуктивного сопротивления X_a и в течение интервала γ оказываются открытыми оба вентиля, что приводит к короткому замыканию вторичной обмотки трансформатора. Процессы, протекающие в выпрямителе при переключении тока с одного вентиля на другой, называются коммутационными процессами, а интервал, в течение которого протекает коммутационный процесс, называется коммутационным интервалом или углом коммутации.

Введение в цепь нагрузки индуктивного сопротивления X_d (рис. 2.11, *а*) приводит к тому, что вентиль $В_2$ включается не в точке $(\pi+\psi)$, как было в случае на рис. 2.10, а раньше, так как величина противоЭДС в цепи вентиля $В_2$ будет уменьшена на величину ЭДС самоиндукции сглаживающего дросселя, поддерживающую убывающий ток i_{a1}. В пределе, если $X_d=\infty$, включение вентиля $В_2$ произойдет точно в точке π. Как показывает анализ электромагнитных процессов в выпрямителях, можно считать $X_d=\infty$, если $\dfrac{X_d}{R_d}=(2\ldots3)$ [1].

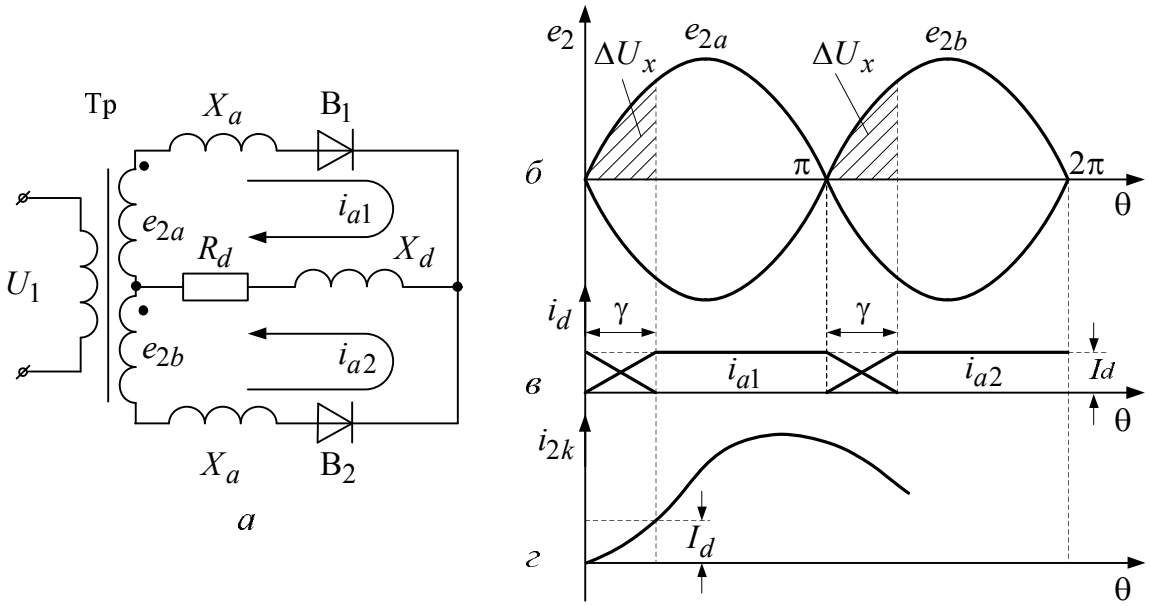


Рис. 2.11. Коммутационные процессы в двухполупериодном выпрямителе со средней точкой

Рассмотрим коммутационные процессы, которые протекают, например, в точке 0, при переходе тока с вентиля $В_2$ на вентиль $В_1$ при условии $X_d=\infty$. Тогда ток i_d будет идеально сглажен (рис. 2.11, *в*), а коммутация вентилей будет начинаться в точках 0, π, 2π, … и т. д. Эти точки называются точками естественной коммутации. В точке 0 включается вентиль $В_1$, а вентиль $В_2$, проводивший ток на предыдущем интервале, будет по-прежнему проводить ток в течение коммутационного интервала, несмотря на приложенную к нему со стороны вторичной обмотки трансформатора в запирающем направлении ЭДС $\left(e=e_{2a}+e_{2b}\right)$. Такое положение будет сохраняться пока не израсходуется энергия, запасенная в магнитном поле индуктивного сопротивления X_a, в цепи вентиля $В_2$.

При одновременном открытом состоянии вентилей $В_1$ и $В_2$ возникает коммутационный контур (рис. 2.12), для которого справедливо уравнение:

$$e_{2a} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} + e_{2b} = 0, \qquad (2.37)$$

где i_{2k} – ток коммутационного контура. Решение этого уравнения относительно i_{2k} с учетом нулевых начальных условий дает

$$i_{2k} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a}(1 - \cos\theta). \qquad (2.38)$$

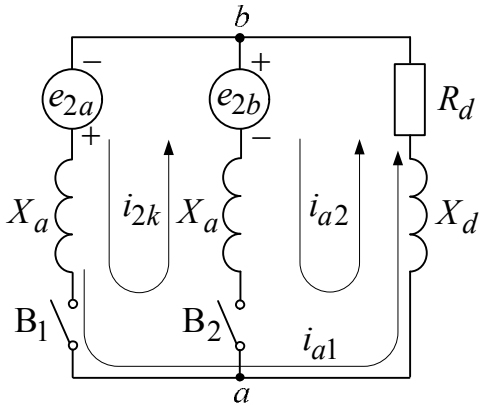


Рис. 2.12. Коммутационный контур в схеме однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой

Графическое изображение этой функции представлено на рис. 2.11, *г*. Очевидно, что ток i_{2k} существует только на участке коммутации и представляет собой ток вентиля $В_1$, вступающего в работу:

$$i_{2k}\Big|_{0\ldots\gamma} = i_{a1}\Big|_{0\ldots\gamma}.$$

Ток вентиля $В_2$

$$i_{2a}\Big|_{0\ldots\gamma} = I_d - i_{a1}\Big|_{0\ldots\gamma}.$$

Протекание тока i_{2k} в коммутационном контуре в обратном направлении по отношению к $В_2$ следует рассматривать как уменьшение тока в цепи этого вентиля от величины I_d, существовавшей там в момент начала коммутации до 0, когда ток i_{2k} достигает величины I_d. Итак, в конце коммутационного интервала $i_{2k}\Big|_{\theta=\gamma} = I_d$,

$i_{a2}\Big|_{\theta=\gamma} = I_d - i_{2k}\Big|_{\theta=\gamma} = 0$, $\quad i_{a1}\Big|_{\theta=\gamma} = I_d$, т. е. ток нагрузки полностью переходит на вентиль $В_1$, а вентиль $В_2$ закрывается.

Из условия $i_{2k}\Big|_{\theta=\gamma} = I_d$ находим длительность коммутационного интервала:

$$\frac{\sqrt{2}E_2}{X_a}(1-\cos\gamma) = I_d;\ (1-\cos\gamma) = \frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2};\ \gamma = \arccos\left(1 - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2}\right). \quad (2.39)$$

Совершенно аналогично коммутационные процессы будут протекать и в других точках естественной коммутации (π, 2π, 3π, …).

Поскольку в течение коммутационных интервалов γ открыты оба вентиля $В_1$ и $В_2$, то очевидно, что выпрямленное напряжение $u_d = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2} = 0$, так как e_{2a} и e_{2b} сдвинуты на 180º относительно друг друга. Это значит, что из кривой выпрямленного напряжения u_d выпадают заштрихованные участки (рис. 2.11, *а*), что приводит к уменьшению постоянной составляющей выпрямленного напряжения на величину ΔU_x:

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi}\int_0^{\gamma} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{I_d X_a}{\pi}, \quad (2.40)$$

$$E_d = E_{d\max} - \Delta U_x = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} - \frac{I_d X_a}{\pi}, \quad (2.41)$$

где $E_{d\max}$ – постоянная составляющая выпрямленного напряжения при отсутствии коммутационных процессов. Последнее выражение представляет собой уравнение внешней характеристики выпрямителя $E_d = f(I_d)$ (рис. 2.13).

При работе двухполупериодного выпрямителя со средней точкой на противоЭДС (рис. 2.14, а) можно отметить следующие особенности:

1. В зависимости от величины X_d и от величины E_0 возможны три режима:

- прерывистых токов (рис. 2.14, *в*), когда $\lambda < \pi$;
- гранично-непрерывный режим (рис. 2.14, *г*), когда $\lambda = \pi$;
- режим непрерывного тока (рис. 2.14, *д*).

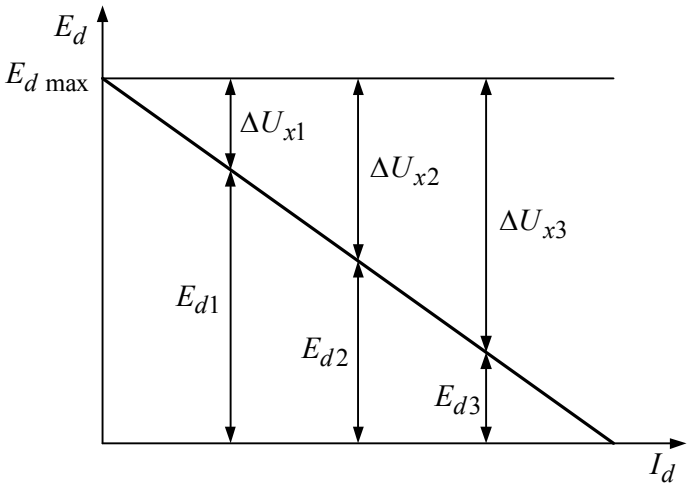


Рис. 2.13. Внешняя характеристика двухполупериодного выпрямителя

2. Электромагнитные процессы в первых двух режимах полностью описываются выражениями (2.9, 2.10), а в третьем режиме отличие будет заключаться в других постоянных интегрирования, находимых из ненулевых начальных условий. При этом, очевидно, имеет место перекрытие анодных токов обоих вентилей, в результате чего в течение интервалов γ будут протекать коммутационные процессы, аналогичные рассмотренным в предыдущем параграфе.

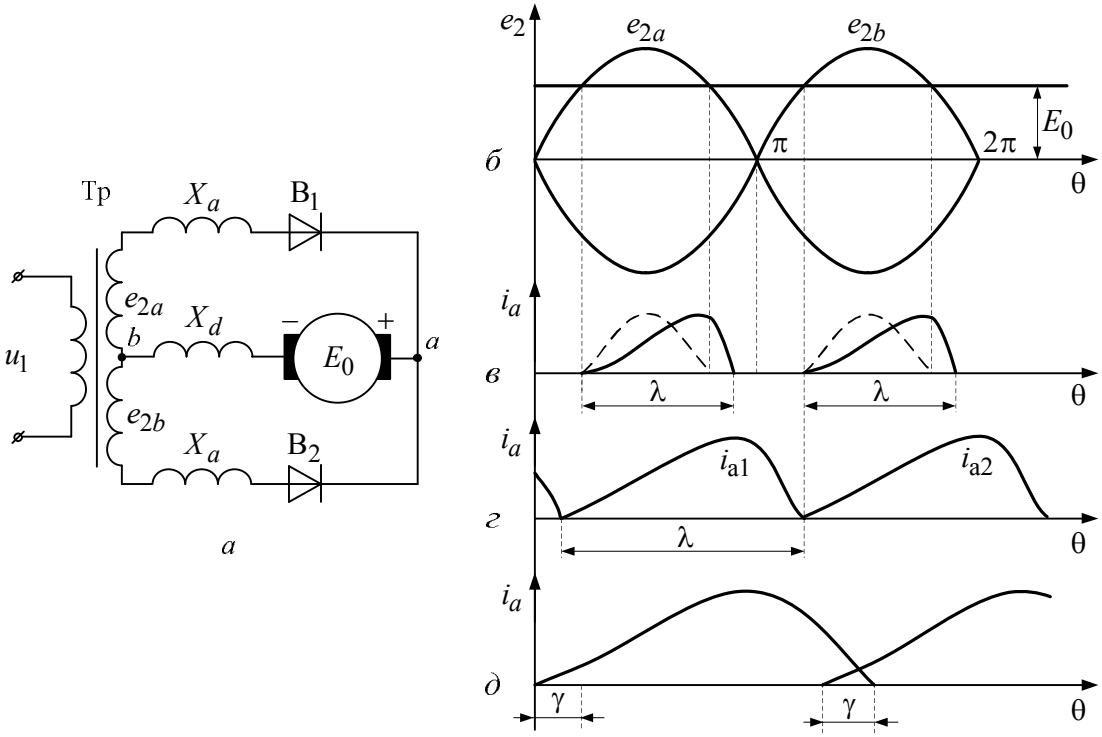


Рис. 2.14. Работа двухполупериодного выпрямителя со средней точкой на двигательную нагрузку

2.1.3. Однофазная мостовая схема

Схема представляет собой мост из вентилей $В_1 - В_4$ (рис. 2.15), в одну диагональ которого включена нагрузка, а в другую – переменное напряжение e_2. В положительном полупериоде открыты вентили $В_1 - В_3$, в отрицательном – $В_2 - В_4$. Ток в нагрузке протекает в одном и том же направлении в течение обоих полупериодов, поэтому эта схема также, как и предыдущая относится к двухполупериодным схемам выпрямления.

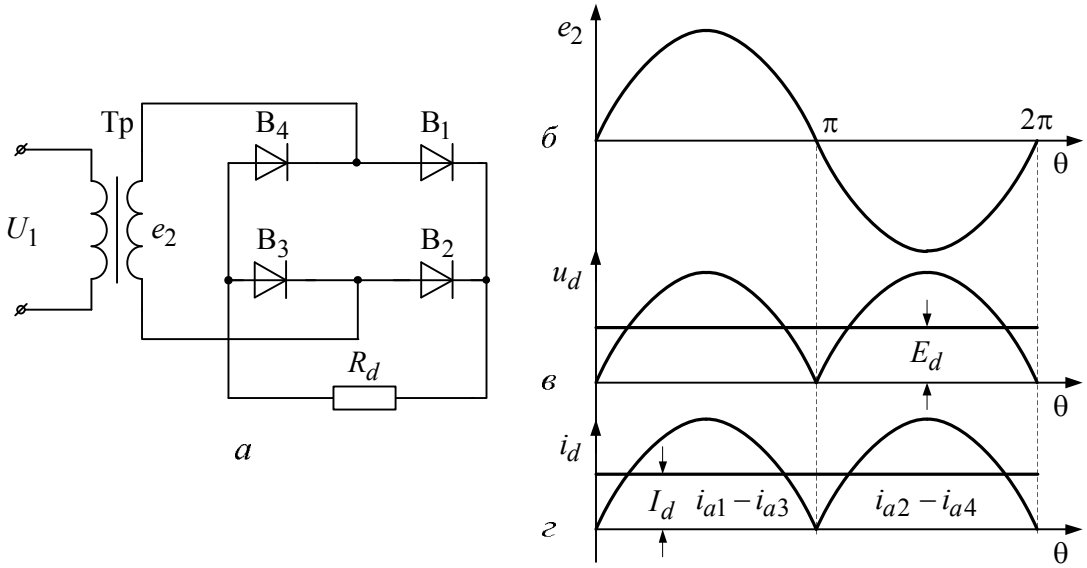


Рис. 2.15. Однофазный мостовой выпрямитель

Силовой трансформатор здесь не является принципиально необходимым и нужен только для создания требуемой величины напряжения e_2 на входе выпрямителя, соответствующего заданной величине выпрямленного напряжения E_d, а также для обеспечения гальванической развязки между питающей сетью и нагрузкой выпрямителя.

Для этой схемы выпрямителя при условии допущений п. 2.1.1 справедливы следующие соотношения:

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi} = 0{,}9E_2, \qquad (2.42)$$

$$I_d = \frac{E_d}{R_d}, \qquad (2.43)$$

$$i_{\text{a max}} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d}, \qquad (2.44)$$

$$i_{\text{a ср}} = \frac{I_d}{2}, \qquad (2.45)$$

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{2}E_2, \tag{2.46}$$

$$i_2 = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d}\sin\theta, \tag{2.47}$$

$$i_1 = \frac{1}{k_{\text{тр}}} i_2 \tag{2.48}$$

$$P_1 = E_1 I_1 = 1{,}23 P_d, \tag{2.49}$$

$$P_2 = E_2 I_2 = 1{,}23 P_d, \tag{2.50}$$

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1{,}23 P_d. \tag{2.51}$$

При анализе коммутационных процессов в рассматриваемой схеме выпрямителя следует подчеркнуть, что при отсутствии индуктивного сопротивления в цепи нагрузки перекрытия анодных токов вентилей, а следовательно, не будет и коммутационных процессов, т. к. вентили вступающей в работу диагонали моста не могут открыться до тех пор, пока в индуктивном сопротивлении X_a не исчезнет ЭДС самоиндукции, поддерживающая убывающий ток вентилей выходящей из работы диагонали моста (рис. 2.16, *в*). При наличии X_d вентили вступающей в работу диагонали открываются раньше и вместе с еще открытыми вентилями выходящей из работы диагонали образуют коммутационный контур, куда входят ЭДС e_2, X_a и все четыре открытых вентиля моста (рис. 2.16, *г*).

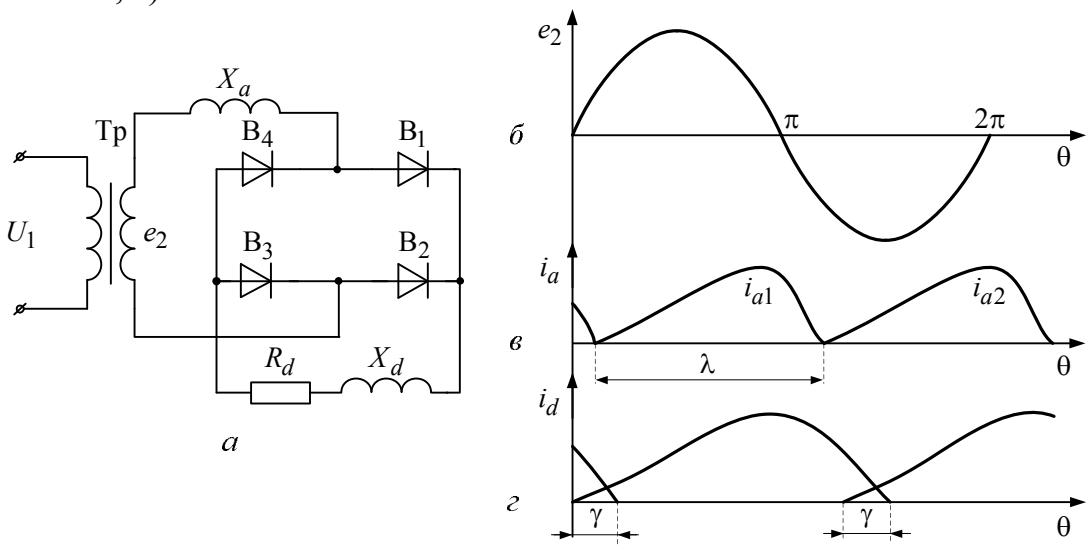


Рис. 2.16. Коммутационные процессы в однофазном мостовом выпрямителе

Для этого контура справедливо уравнение:

$$e_2 - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} = 0. \tag{2.52}$$

Очевидно, что это уравнение идентично уравнению (2.37), а следовательно, и все выводы, сделанные для коммутационных процессов в двухполупериодной схеме со средней точкой, справедливы и для однофазной мостовой схемы. Нет принципиальных отличий в этих схемах и при работе на противоЭДС, и на емкостную нагрузку.

2.1.4. Трехфазная нулевая схема выпрямления

Трехфазная нулевая схема выпрямления представлена на рис. 2.17. У силового трехфазного трансформатора Тр первичные обмотки могут быть соединены как звездой, так и треугольником, а вторичные обмотки – обязательно звездой с выводом от нулевой точки. Вентили $В_1 - В_3$, включенные в каждую фазу вторичной обмотки трансформатора, должны иметь соединенные в общую точку либо катоды (катодная группа), либо аноды (анодная группа). Нагрузка включается между нулевой точкой трансформатора с общей точкой силовых вентилей. В момент $\theta = 0$ включается вентиль $В_1$, так как у него на аноде положительный наибольший потенциал относительно катода из всех вентилей.

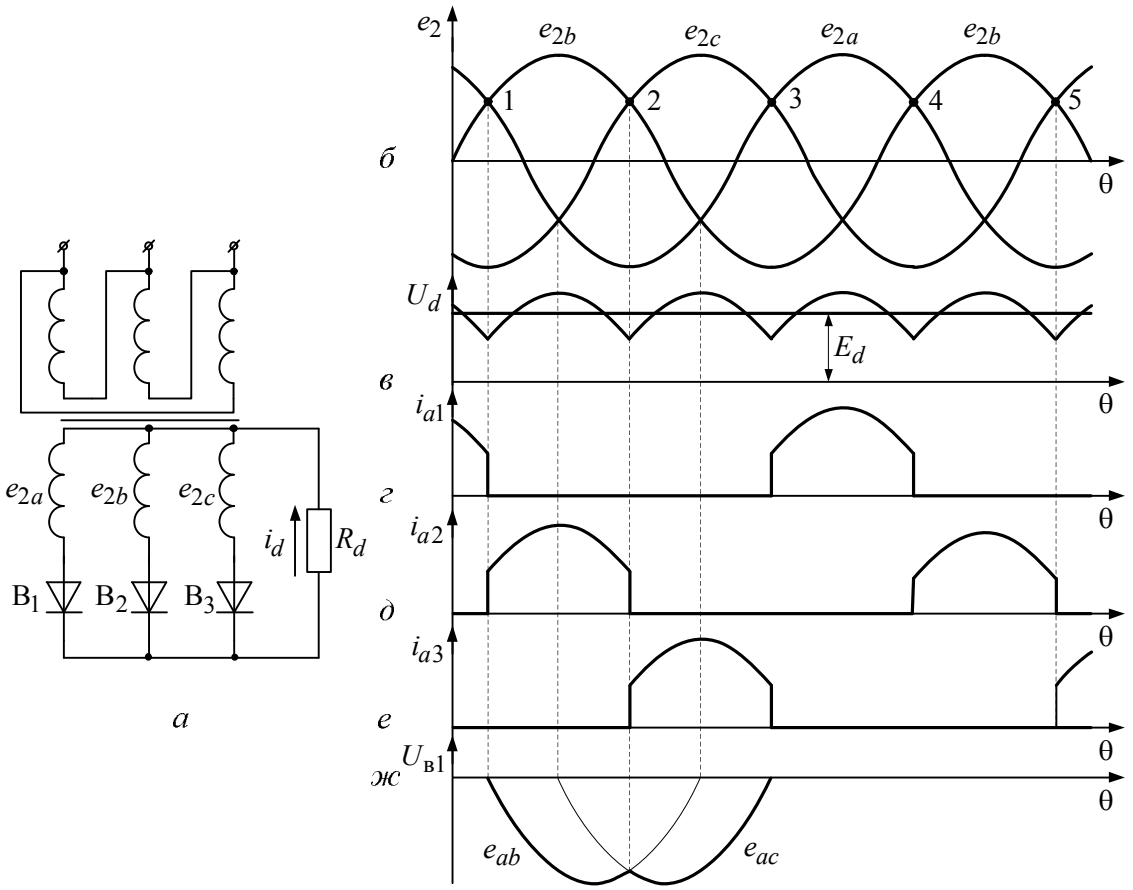


Рис. 2.17. Трехфазный нулевой выпрямитель и диаграммы, поясняющие его работу

От $\theta = 0$ до точки 1 ток будет протекать по нагрузке под действием ЭДС e_{2a}.

В точке 1 ЭДС e_{2b} сравнивается с ЭДС e_{2a}, а затем станет больше ее. Поэтому в точке 1 откроется вентиль $В_2$ и примет на себя ток нагрузки i_d, а вентиль $В_1$ закроется, так как через вентиль $В_2$ к катоду $В_1$ прикладывается положительный потенциал фазы *b*, которой больше положительного потенциала фазы *a*, приложенного к аноду вентиля $В_1$.

Аналогичные процессы повторяются в точке 2, где включается вентиль $В_3$, а $В_2$ выключается; в точке 3 и т. д. Для данной схемы выпрямителя эти точки являются точками естественной коммутации.

Мгновенное значение выпрямленного напряжения U_d изображено на рис. 2.17, *в*, а мгновенные значения анодных токов вентилей – на рис. 2.17, *г*, *д*, *е* (при условии $X = 0$).

Основные соотношения для этой схемы:

$$E_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\pi/6}^{\pi-\pi/6} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = 1{,}17E_2, \tag{2.53}$$

$$I_d = \frac{E_d}{R_d}, \tag{2.54}$$

$$i_{\text{а ср}} = \frac{I_d}{3}, \tag{2.55}$$

$$i_{\text{а max}} = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d}, \tag{2.56}$$

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{6}E_2, \tag{2.57}$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{2E_2^2}{R_d^2} \sin^2\theta d\theta} = 0{,}577I_d, \tag{2.58}$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{k_{\text{тр}}}, \tag{2.59}$$

$$P_2 = E_2 I_2 = 1{,}48P_d, \tag{2.60}$$

$$P_1 = E_1 I_1 = 1{,}21P_d, \tag{2.61}$$

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1{,}34P_d. \tag{2.62}$$

Существенной особенностью трехфазной нулевой схемы выпрямителя является то, что намагничивающие силы от постоянных составляющих анодных токов в каждой фазе обусловливают постоянное подмагничивание магнитной системы силового трансформатора, что необходимо учитывать при его проектировании. Для устранения этого явления вторичные обмотки трансформатора можно соединить в зигзаг (рис. 2.18, *а*), разбивая каждую из них на две секции. Точки на рис. 2.18 соответствуют началам обмоток. При этом намагничивающие силы от постоянных составляющих анодных токов в каждой фазе взаимно компенсируются верхней и нижней секциями вторичных обмоток, и магнитная система трансформатора будет уравновешена. Но соединения в зигзаг требуют несколько большей расчетной мощности трансформатора:

$$P_1 = 1{,}21 P_d \tag{2.63}$$

$$P_2 = 1{,}71 P_d \tag{2.64}$$

$$P_{\text{расч}} = 1{,}46 P_d \tag{2.65}$$

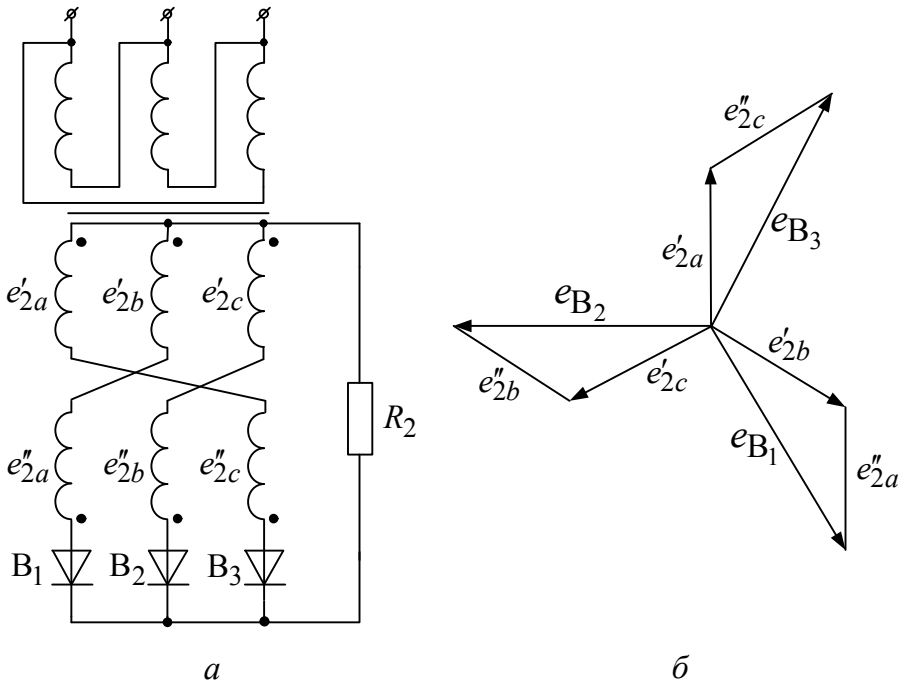


Рис. 2.18. Трехфазный нулевой выпрямитель с соединением вторичных обмоток трансформатора в зигзаг

Особенности коммутационных процессов в трехфазной нулевой схеме выпрямителя рассмотрим на примере схемы (рис. 2.19) при условии: $X_d = \infty$, $X_a \neq 0$.

Как было указано выше, из-за наличия индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток силового трансформатора X_a, анодный ток вен-

тилей не может измениться мгновенно, в результате чего вентиль, выходящий из работы в точке естественной коммутации, мгновенно закрыться не может и вместе с вентилем, вступившим в работу, образуют коммутационный контур. Так, в точке естественной коммутации 1 вентиль $В_1$, выходящий из работы совместно с вступившим в работу вентилем $В_2$, замыкают накоротко вторичные обмотки фазы *a* и *b*.

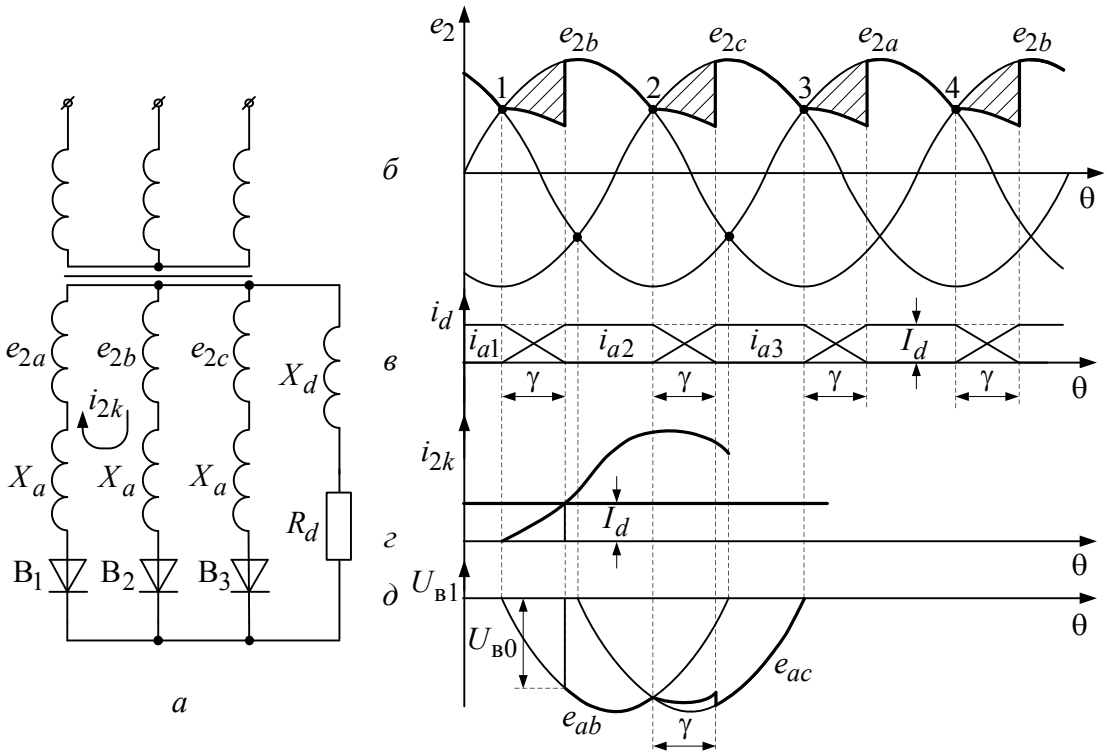


Рис. 2.19. Коммутационные процессы в трёхфазном нулевом выпрямителе

Для возникающего при этом коммутационного контура справедливо следующее уравнение:

$$e_{2b} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} - e_{2a} = 0, \qquad (2.66)$$

где i_{2k} – ток коммутационного контура. Учитывая, что $(e_{2a} - e_{2b})$ – это линейное напряжение e_{2ab}, которое при переносе начала координат в точку 1 имеет вид $e_{2ab} = \sqrt{6}E_2 \sin\theta$, разрешим это уравнение относительно тока i_{2k}:

$$i_{2k} = \frac{\sqrt{6}E_2}{X_a}\left(1 - \cos\theta\right). \qquad (2.67)$$

Графическое изображение этой функции дано на рис. 2.19, *г*. Очевидно, что на участке коммутации $i_{2k} = i_{a2}$ и представляет собой ток вентиля, вступающего в работу. Поскольку $i_{a1} + i_{a2} = I_d$, то

$i_{a1} = I_d - i_{a2}$ – ток вентиля, выходящего из работы. Коммутационный процесс заканчивается, когда $i_{a2} = I_d$, а $i_{a1} = 0$. Поэтому из условия $i_{a2}\big|_{\theta=\gamma} = I_d$ находим угол коммутации:

$$\gamma = \arccos\left(1 - \frac{I_d X_a}{\sqrt{6}E_2}\right). \qquad (2.68)$$

На участке коммутации $U_d\big|_{\theta\ldots\gamma} = \dfrac{e_{2a} + e_{2b}}{2}$ в результате чего, как видно из рис. 2.19, *б*, выпрямленное напряжение уменьшается на величину:

$$\Delta U_{\text{x}} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}}\int_0^{\gamma}\left(e_{2b} - \frac{e_{2b} + e_{2a}}{2}\right)d\theta = \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{3}}, \qquad (2.69)$$

$$E_d = E_{d\,\max} - \Delta U_{\text{x}} = 1{,}17E_2 - \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{3}}, \qquad (2.70)$$

где $E_{d\,\max} = 1{,}17E_2$ – величина выпрямленного напряжения при отсутствии коммутационных процессов.

Последнее выражение представляет собой уравнение внешней характеристики выпрямителя $E_d = f(I_d)$, которая имеет вид, представленный на рис. 2.20. На рис. 2.19, *д* представлено напряжение между анодом и катодом вентиля В_1. В отличие от рис. 2.17, здесь имеет место начальный скачок обратного напряжения $U_{\text{в}0}$, а также снижение обратного напряжения на участке коммутации γ. При работе на противоЭДС и на емкостную нагрузку в этой схеме принципиальных особенностей по сравнению с рассматриваемыми ранее случаями нет.

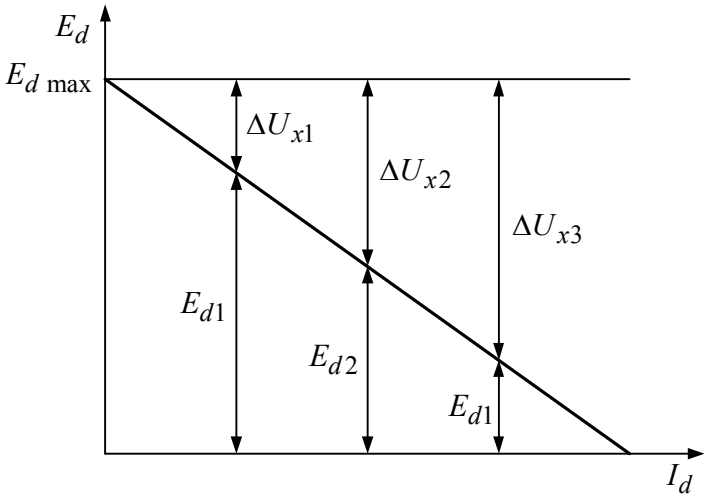


Рис. 2.20. Внешняя характеристика трехфазного нулевого выпрямителя

2.1.5. Трехфазная мостовая схема выпрямления

Эту схему (рис. 2.21) можно рассматривать как две трехфазные нулевые схемы выпрямления, работающие с различными вентильными группами: анодной ($В_2 - В_4 - В_6$) и катодной ($В_1 - В_3 - В_5$). Нагрузка включена между общими точками вентильных групп. Очевидно, что в этой схеме и первичные, и вторичные обмотки трансформатора могут быть соединены как звездой, так и треугольником.

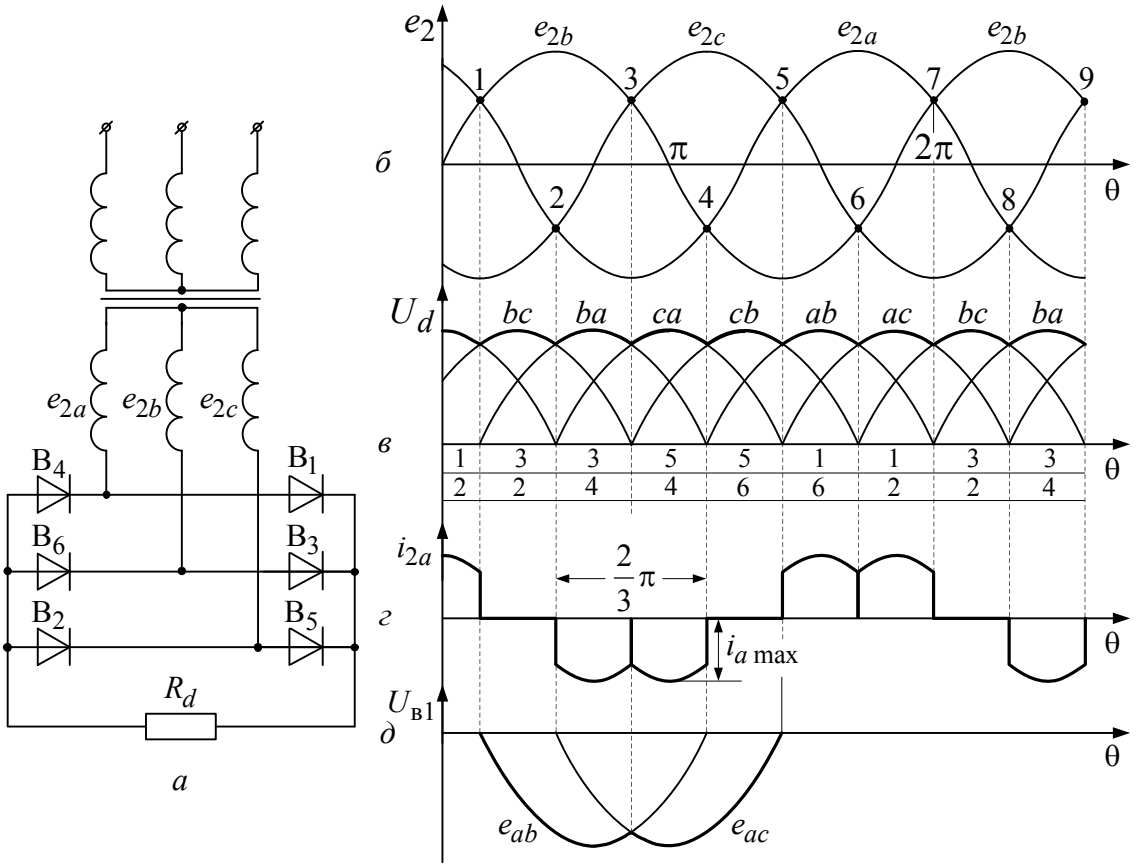


Рис. 2.21. Трехфазный мостовой выпрямитель и диаграмма, поясняющая его работу

Принцип действия этой схемы аналогичен принципу действия трехфазного нулевого выпрямителя с той лишь разницей, что ток нагрузки протекает одновременно по одному из вентилей катодной группы и одному из вентилей анодной группы и течет он под действием не фазного, а линейного напряжения. В соответствии с этим и переключение вентилей будет осуществляться в точках естественной коммутации (1, 3, 5, 7, …) для вентилей катодной группы и в точках естественной коммутации (2, 4, 6, 8, …) для вентилей анодной группы (рис. 2.21). При отсутствии индуктивных сопротивлений ($X_a = 0$) выпрямленное

напряжение изображено на рис. 2.21, *в*. На диаграмме рис. 2.21, *г* представлен порядок работы вентилей катодной и анодной групп. На рис. 2.21, *д* изображена форма тока фазы *а* (токи вентилей $В_1$ и $В_4$), а на рис. 2.21, *е* – напряжение на вентиле $В_1$. Ток каждой фазы не имеет постоянной составляющей, а следовательно, и постоянного подмагничивания силового трансформатора, в отличие от предыдущей схемы. Здесь справедливы следующие соотношения:

$$E_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3}\sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = 2{,}34E_2, \qquad (2.71)$$

$$I_d = \frac{E_d}{R_d}, \qquad (2.72)$$

$$i_{\text{а max}} = \frac{\sqrt{6}E_2}{R_d}, \qquad (2.73)$$

$$i_{\text{а ср}} = \frac{I_d}{3}, \qquad (2.74)$$

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{6}E_2, \qquad (2.\ 75)$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d, \qquad (2.76)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_d}{k_{\text{тр}}}, \qquad (2.77)$$

$$P_2 = P_1 = P_{\text{расч}} = 1{,}045P_d. \qquad (2.78)$$

При рассмотрении особенностей коммутационных процессов в трехфазной мостовой схеме по сравнению с трехфазной нулевой схемой следует отметить, что здесь коммутационные процессы будут протекать как в анодной группе вентилей, так и в катодной, т. е. в два раза чаще, чем в нулевой схеме (рис. 2.22).

Диаграммы на рис. 2.22 соответствуют режиму $X_d = \infty$; $X_a \neq 0$.

Электромагнитные процессы в коммутационных интервалах ничем не отличаются от аналогичных процессов на рис. 2.19, но снижение выпрямленного напряжения из-за коммутационных процессов в этой схеме, вследствие вдвое более короткого периода их повторяемости, будет определяться по выражению $\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{6}}$, а уравнение внешней

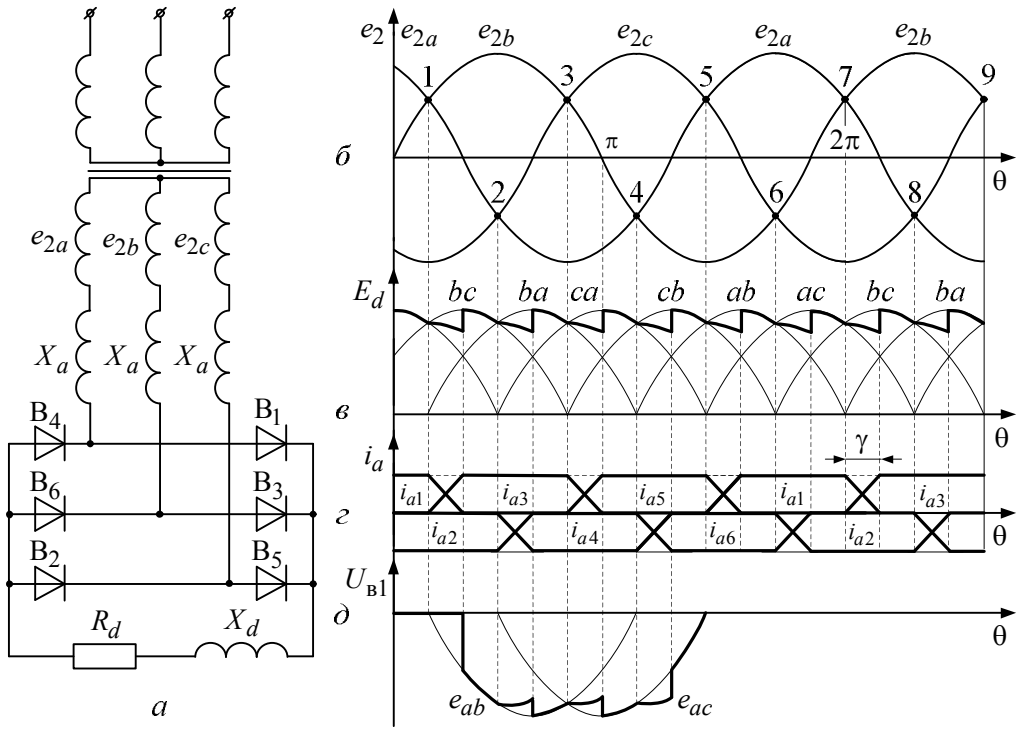


Рис. 2.22. Коммутационные процессы в трехфазном мостовом выпрямителе

характеристики будет иметь вид

$$E_d = E_{d\max} - \Delta U_x = 2{,}34E_2 - \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{6}}, \qquad (2.79)$$

т. е. внешняя характеристика $E_d = f(I_d)$ будет линейной и имеет падающий характер. Этот вывод справедлив только в пределах $\gamma < \frac{\pi}{3}$.

При достижении $\gamma = \frac{\pi}{3}$ возникает особенность, отмеченная на рис. 2.23,

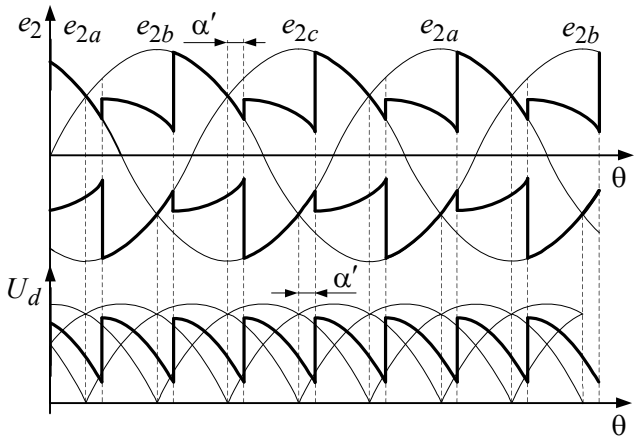


Рис. 2.23. Процессы в трехфазном мостовом выпрямителе при $\gamma > \frac{\pi}{2}$

заключающаяся в том, что дальнейшего роста γ при увеличении I_d не будет, так как до тех пор, пока не закончится коммутация вентилей в одной группе, не может начаться коммутация вентилей в другой, из-за изменения потенциалов на коммутируемых вентилях в группе, где коммутация заканчивается. Это приводит к вынужденной задержке начала коммутационных процессов на угол α', называемый углом саморегулирования.

В таком режиме внешняя характеристика выпрямителя становится нелинейной и представляет собой дугу эллипса [3]: $\frac{4X_a{}^2}{6E_2^2}I_d^2 + \frac{2\pi^2 E_d^2}{81E_2^2} = 1$. И лишь когда угол α' достигает $\frac{\pi}{6}$, начнется дальнейший рост угла γ (рис. 2.24).

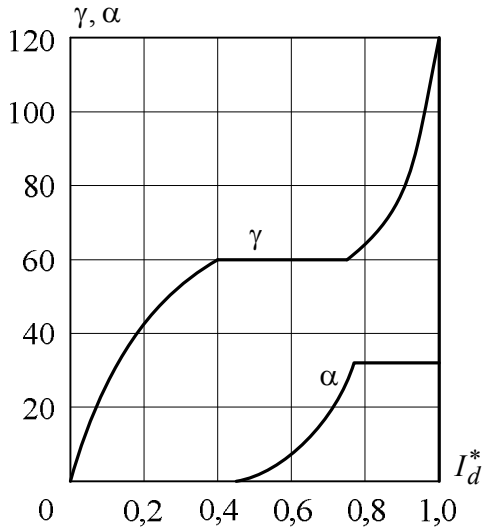


Рис. 2.24. Зависимость угла коммутации и угла саморегулирования от тока нагрузки

В этом режиме будет иметь место перекрытие коммутаций в анодной и катодной группах, а следовательно, на участках перекрытия из-за того, что в схеме моста будут одновременно открыты четыре вентиля, нагрузка будет замыкаться накоротко и в этих интервалах $e_d = 0$, а постоянная составляющая E_d по этой причине будет уменьшаться по линейному закону.

Полная внешняя характеристика представлена на рис. 2.25, где отмечены участки, соответствующие всем трем режимам (I, II, III). Здесь

$$I_d^* = \frac{I_d}{I_{d\max}}, \quad I_{d\max} = \frac{\sqrt{2}E_2}{x_d}, \; E_d^* = \frac{E_d}{E_{d\max}}, \quad E_{d\max} = 2{,}34E_2.$$

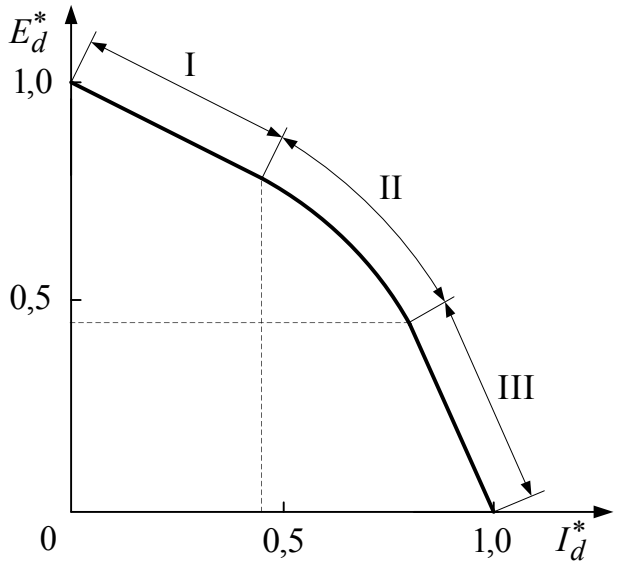


Рис. 2.25. Внешняя характеристика трёхфазного мостового выпрямителя

Форма обратного напряжения на вентиле показана на рис. 2.22, *д*. Следует отметить, что выводы и зависимости, полученные для трехфазных выпрямителей, справедливы для любого многофазного выпрямителя, но при этом нужно учитывать, что период повторяемости выпрямленного напряжения в многофазных выпрямителях составляет $\frac{2\pi}{m}$, где m – параметр, называемый пульсностью выпрямителя и определяющий количество пульсаций выпрямленного напряжения за один период напряжения питания. От этого будет зависеть и величина постоянной составляющей, и величина коммутационного падения напряжения ΔU_x.

2.2. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямители, позволяющие регулировать величину выпрямленного напряжения в заданных пределах, называются управляемыми. Регулировать величину выпрямленного напряжения можно двумя принципиально различными способами:

1. Изменять каким-либо способом величину подводимого к выпрямителю напряжения (например, с помощью автотрансформатора, ступенчато регулируемых трансформаторов, дросселей насыщения и др.).

2. Использовать в выпрямителях свойства управляемых вентилей (с полной или частичной управляемостью).

Наибольшее распространение в технике получили управляемые выпрямители, относящиеся ко второй группе. Их рассмотрению и будет посвящен данный раздел.

2.2.1. Однофазные управляемые выпрямители

2.2.1.1. Однополупериодный управляемый выпрямитель

Простейшая схема управляемого выпрямителя представлена на рис. 2.26, *а*. В качестве силового вентиля в этой схеме выпрямления используется тиристор – вентиль с частичной управляемостью. Принципиально здесь можно использовать полностью управляемый вентиль (транзистор или двухоперационный тиристор), свойства последних позволяют их использовать только в вентильных преобразователях сравнительно небольшой мощности. Преобразователи средней и большой мощности обычно строятся на тиристорах.

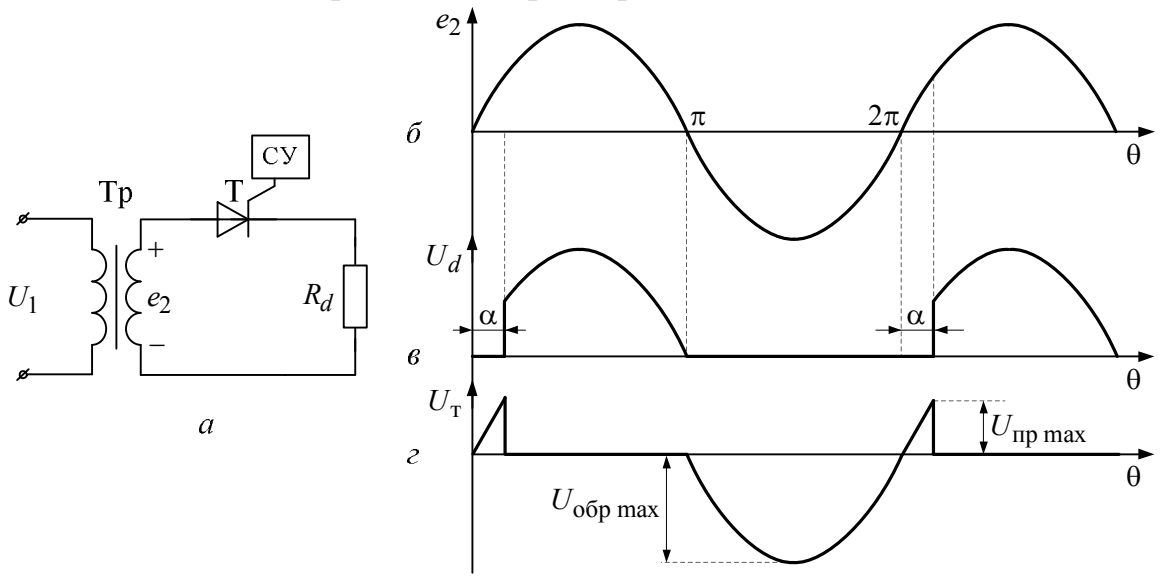


Рис. 2.26. Однофазный однополупериодный управляемый выпрямитель

Как известно, для перевода тиристора в проводящее состояние необходимо выполнение одновременно двух условий:

1. Наличие положительного потенциала на аноде относительно катода $U_{ак}$.

2. Наличие в цепи управления тока $i_у$, достаточного для включения тиристора при данной величине $U_{ак}$.

Формирование тока управления осуществляется специальным устройством – системой управления (СУ). В дальнейшем во всех схемах управления вентильных преобразователей система управления будет подразумеваться, но на рисунках изображаться не будет.

Пусть в положительный полупериод ЭДС e_2 система управления формирует сигнал на включение тиристора со сдвигом по фазе на угол α относительно точки О. Тогда при допущениях, принятых в п. 2.1.1 ток в нагрузке будет протекать на интервале $\alpha \ldots \pi$ под действием выпрямленного напряжения U_d (рис. 2.26, *в*). В точке π тиристор закроется, так как полярность ЭДС e_2 изменится на противоположную, и снова тиристор сможет открыться только в точке ($2\pi + \alpha$), когда система управления снова подаст сигнал на его включение. Постоянная составляющая выпрямленного напряжения при этом

$$E_d = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_2}{2\pi}(1+\cos\alpha). \qquad (2.80)$$

Очевидно, что $E_{d\max}\big|_{\alpha=0} = \dfrac{\sqrt{2}E_2}{\pi}$, $E_{d\min}\big|_{\alpha=\pi} = 0$.

Угол α, на который запаздывает включение вентиля Т относительно точки естественной коммутации, называется углом управления или углом включения вентиля.

Из рис. 2.26, *г* следует, что в управляемом выпрямителе к вентилю, кроме обратного (запирающего) напряжения, прикладывается еще и прямое напряжение на участке $2\pi \ldots (2\pi + \alpha)$:

$$U_{\text{пр}\max} = \sqrt{2}E_2 \sin\theta.$$

В частном случае, при $\alpha = 0$ все электромагнитные процессы управляемых выпрямителей и основные расчетные соотношения аналогичны рассмотренным ранее для соответствующих схем неуправляемых выпрямителей.

При активно-индуктивном характере нагрузки (рис. 2.27) справедливо уравнение:

$$i_d R_d + (X_a + X_d)\frac{di_d}{d\theta} = e_2. \qquad (2.81)$$

Обозначая $X_a + X_d = X$ и учитывая, что $e_2 = \sqrt{2}E_2 \sin\theta$, решаем это уравнение относительно i_d:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{R_d^2 + X^2}}\left[\sin(\theta-\varphi) - \sin(\alpha-\varphi)e^{-(\theta-\alpha)\operatorname{ctg}\varphi}\right], \qquad (2.82)$$

где $\varphi = \operatorname{arctg}\left(\dfrac{X}{R_d}\right)$. Графическое изображение этой функции представлено на рис. 2.27, *в*.

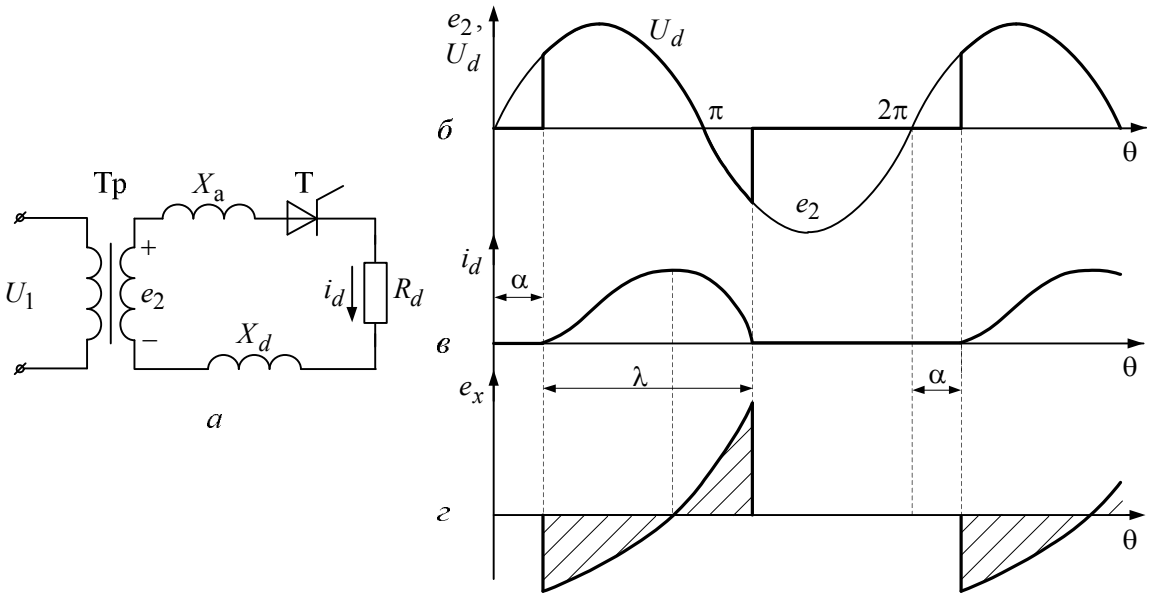


Рис. 2.27. Однофазный однополупериодный управляемый выпрямитель с активно-индуктивной нагрузкой

Зависимость $E_d = f(\alpha)$ называется регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя.

Из условия $i_d\Big|_{\theta = \alpha + \lambda} = 0$ находим:

$$\sin(\alpha + \lambda - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi)e^{-\mathrm{ctg}\varphi\lambda}.$$

Зависимость между λ, α и φ представлена на рис. 2.28.

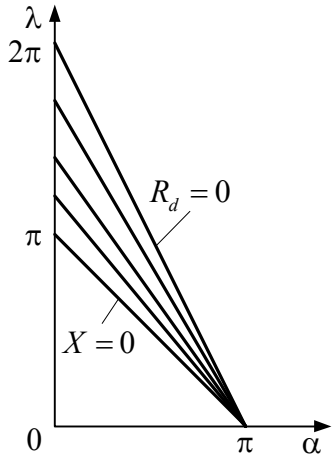


Рис. 2.28. Зависимость длительности проводящего состояния вентиля от угла управления и параметров нагрузки

Зная зависимость $\lambda = f(\alpha)$, можно получить регулировочную характеристику (рис. 2.29, *г*).

На рис. 2.27, *г* изображена ЭДС:

$$e_X = -X\frac{di_d}{d\theta},\ e_X = e_2 - i_d R_d .$$

В точке $\theta = \alpha$

$$i_d = 0,\ e_X\Big|_{\theta=\alpha} = e_2\Big|_{\theta=\alpha} = \sqrt{2}E_2 \sin\alpha .$$

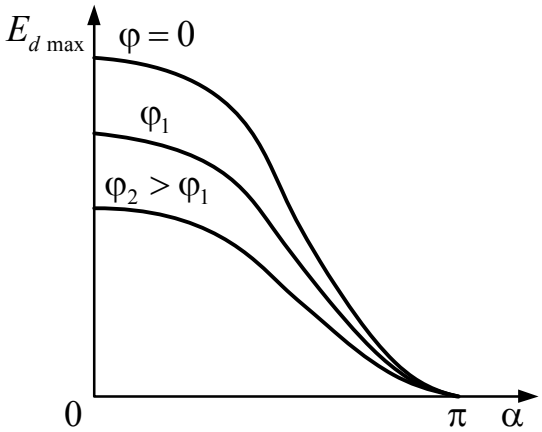


Рис. 2.29. Семейство регулировочных характеристик однофазного однополупериодного управляемого выпрямителя

При работе управляемого выпрямителя на противоЭДС имеются следующие особенности (рис. 2.30).

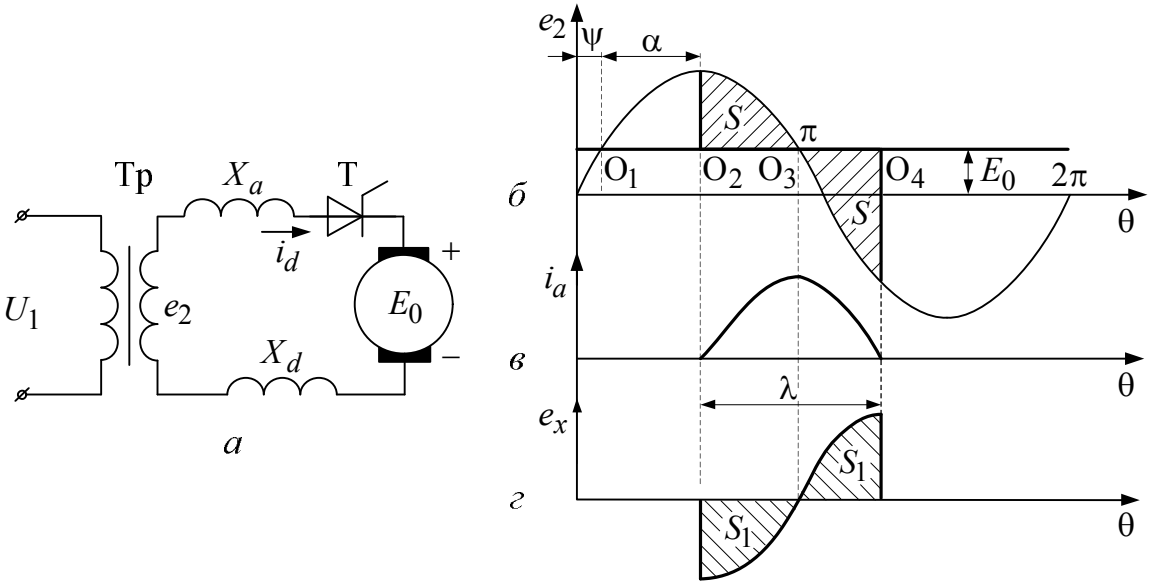


Рис. 2.30. Работа однофазного однополупериодного управляемого выпрямителя на двигательную нагрузку

Вентиль Т включается в точке $(\psi + \alpha)$, где α – угол управления. Из-за наличия в цепи нагрузки индуктивных сопротивлений $(X_a + X_d)$

ток будет затягиваться за точку O_3. Ток i_d может быть определен из уравнения

$$e_2 - \left(X_a + X_d\right)\frac{di_d}{d\theta} = E_0. \qquad (2.83)$$

Решая уравнение (2.83), получаем:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\left(X_a + X_d\right)}\left[\cos\left(\alpha + \psi\right) - \cos\left(\theta + \psi\right)\right] + \frac{E_0}{X}\left(\alpha - \theta\right). \qquad (2.84)$$

ЭДС самоиндукции $e_X = -\left(X_a + X_d\right)\frac{di_d}{d\theta}$ изображена на рис. 2.30, *г* и в точке $\theta = \psi + \alpha$ будет равна $-e_X = e_2 - E_0$.

Интервал λ определяется из равенства площадей заштрихованных участков на рис. 2.30, *б*, так как количество энергии, запасенной в магнитном поле индуктивных сопротивлений $X_a + X_d$ на участке $O_2 \ldots O_3$, полностью расходуется на участке $O_3 \ldots O_4$.

2.2.1.2. Двухполупериодный управляемый выпрямитель со средней точкой

При условии $X = 0$ и $\alpha > 0$ (рис. 2.31, *в* – сплошная линия) между периодами протекания тока имеет место *бестоковая пауза*, которая может сохраняться и при активно-индуктивной нагрузке (рис. 2.31, *в* – тонкая линия), если длительность протекания тока $\lambda < \pi$. Такой режим соответствует прерывистому току нагрузки. При увеличении индуктивности в цепи нагрузки получим сначала гранично-непрерывный режим (рис. 2.31, *г*), когда $\lambda = \pi$, а затем режим непрерывного тока (рис. 2.31, *д*).

Особенности этих трех режимов обусловлены различиями в электромагнитных процессах. Так, мгновенное значение тока нагрузки в режиме прерывистых токов и в гранично-непрерывном определяется выражением, выведенным для однополупериодного управляемого выпрямителя, а в режиме непрерывного тока из-за ненулевых начальных условий: $i_d\Big|_{\theta = \alpha} = i_d\Big|_{\theta = \pi + \alpha}$ ток нагрузки определяется из выражения

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{R_d^2 + X^2}}\left[\frac{\sin\left(\alpha - \varphi\right)}{e^{-\mathrm{ctg}\,\phi\pi} - 1}e^{-\mathrm{ctg}\varphi\left(\theta - \alpha\right)} + \sin\left(\theta - \varphi\right)\right]. \qquad (2.85)$$

Как видно из рис. 2.31, *б, в*, при увеличении индуктивности в цепи нагрузки происходит затягивание тока i_d за точку π, в результате чего появляется отрицательный участок в кривой выпрямленного напряже-

ния, что снижает величину его постоянной составляющей E_d. Так, в режимах непрерывного тока и гранично-непрерывного тока E_d определяется по выражению:

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi}\cos\alpha . \qquad (2.86)$$

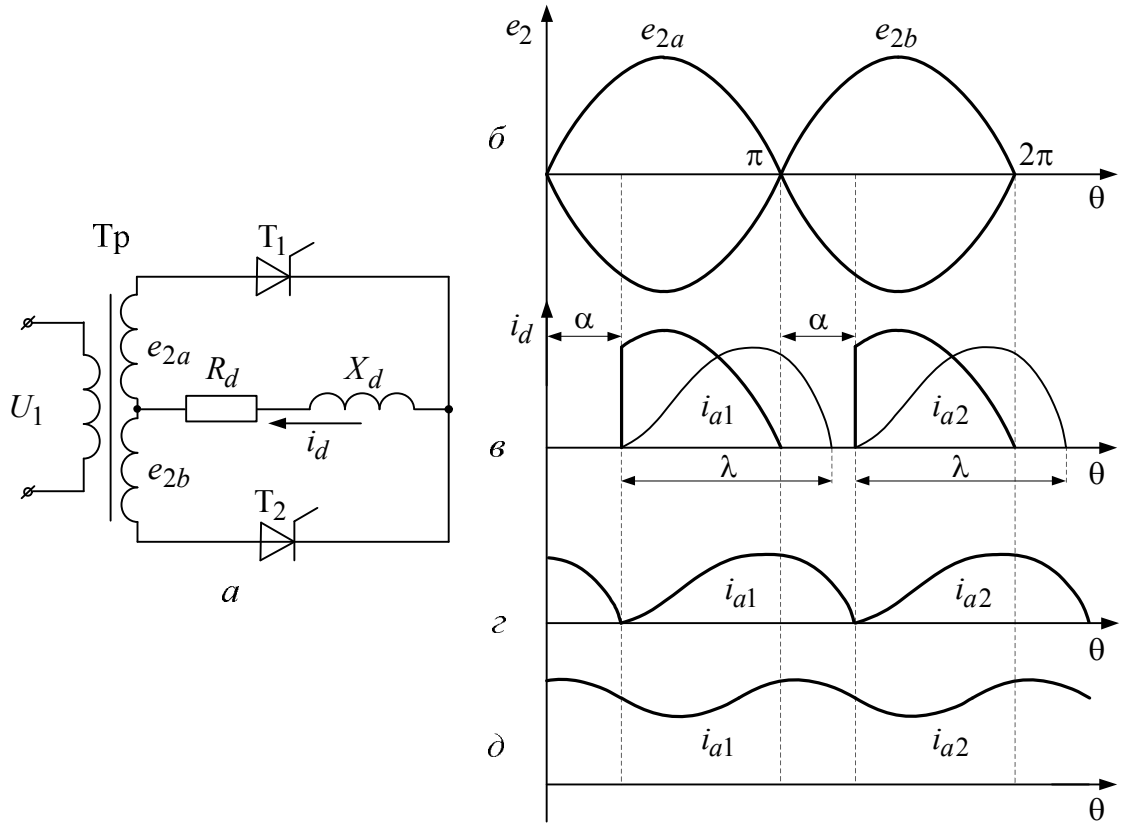


Рис. 2.31. Двухполупериодный управляемый выпрямитель при активно-индуктивной нагрузке

В режиме прерывистых токов E_d находится по выражению

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_{0}^{\lambda+\alpha} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi}\left[\cos\alpha - \cos(\alpha+\lambda)\right], \qquad (2.87)$$

где λ можно определить из рис. 2.28.

При чисто активной нагрузке это выражение имеет вид:

$$E_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi}\left[1+\cos\alpha\right]. \qquad (2.88)$$

Регулировочные характеристики, построенные по выражениям (2.82–2.88), имеют вид, показанный на рис. 2.32.

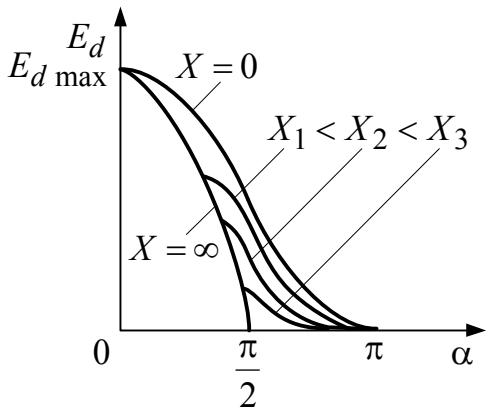


Рис. 2.32. Семейство регулировочных характеристик двухполупериодного управляемого выпрямителя

Здесь две кривые $X = 0$ и $X = \infty$ ограничивают семейство регулировочных характеристик для любого соотношения X и R в цепи нагрузки. Если цепь нагрузки рассматриваемой схемы содержит противоЭДС, то необходимо учитывать некоторые возникающие при этом особенности.

В отличие от неуправляемого выпрямителя в этой схеме режим работы (с непрерывным током, гранично-непрерывным или прерывистым) зависит не только от величины X_d и противоЭДС E_0, но еще и от угла управления α. Следует отметить, что при отсутствии или малом значении X_a, при $\alpha < \psi$ (рис. 2.33) система управления должна формировать широкий сигнал управления длительностью не менее $\frac{\pi}{2}$, т. к. при узких управляющих импульсах вентили могут не открыться.

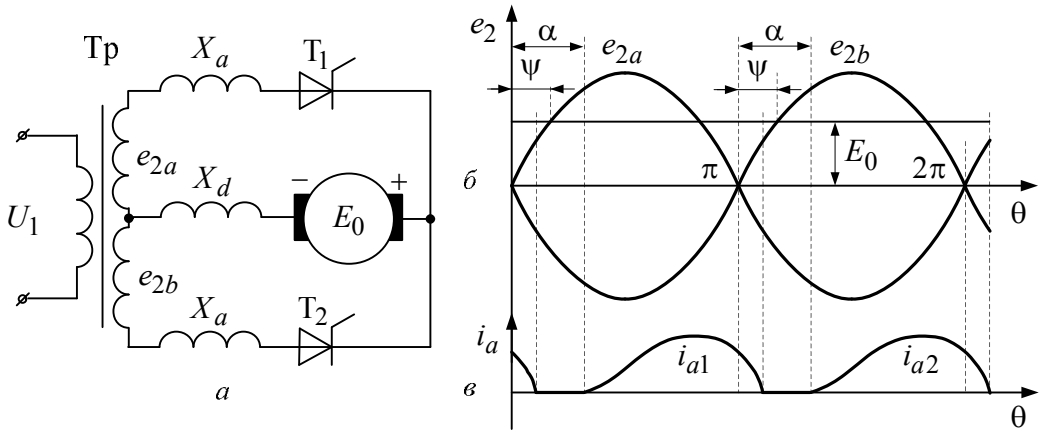


Рис. 2.33. Работа двухполупериодного управляемого выпрямителя на двигательную нагрузку

При увеличении X_d за счет возникновения ЭДС самоиндукции, поддерживающей ток выходящего из работы вентиля, происходит снижение величины противоЭДС в контуре вступающего в работу вентиля, и он может быть включен с углом $\alpha < \psi$. В пределе, когда $X_d \to \infty$, включение очередного вентиля может быть произведено в точке естественной коммутации.

Режим прерывистых токов будет иметь место тогда, когда $E_0 > E_{d\alpha}$, где $E_{d\alpha} = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi}\cos\alpha$ – среднее значение выпрямленного напряжения при заданном значении α. При условии $E_0 \le E_{d\alpha} - \Delta U_x$, где $\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{\pi}$ – коммутационные потери выпрямленного напряжения, имеет место режим непрерывного тока. $E_0 \le E_{d\alpha}$ соответствует гранично-непрерывному режиму (рис. 2.33).

В режиме непрерывного тока при $X_a = \infty$ обязательно будет перекрытие анодных токов вентилей, что приводит к возникновению коммутационных процессов со всеми вытекающими отсюда особенностями.

2.2.1.3. Особенности коммутационных процессов в управляемых выпрямителях

Рассмотрим режим $X_d = \infty$, $X_a \ne 0$ (рис. 2.34). Тогда i_d будет идеально сглажен, а включение очередных вентилей будет происходить в точках $\alpha, \pi + \alpha, 2\pi + \alpha, \ldots$. Из-за наличия индуктивных сопротивлений X_a ток выходящих из работы вентилей мгновенно снизиться до нуля не может. Поэтому в течение коммутационного интервала будут открыты одновременно два вентиля T_1 и T_2, которые замыкают накоротко вторичную обмотку трансформатора. Для получившегося коммутационного контура, например, в точке α, справедливо уравнение:

$$e_{2a} - e_{2b} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} = 0. \qquad (2.89)$$

Решая это уравнение относительно тока i_{2k}, получаем:

$$i_{2k} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a}\left(\cos\alpha - \cos\theta\right). \qquad (2.90)$$

Графическое изображение этой зависимости представлено на рис. 2.34, *г*. Ток i_{2k} на участке коммутации γ представляет собой ток

вступающего в работу вентиля T_1 – i_{a1}, а ток вентиля T_2 – $i_{a2}\Big|_{\alpha\ldots(\alpha+\gamma)} = I_d - i_{a1}$.

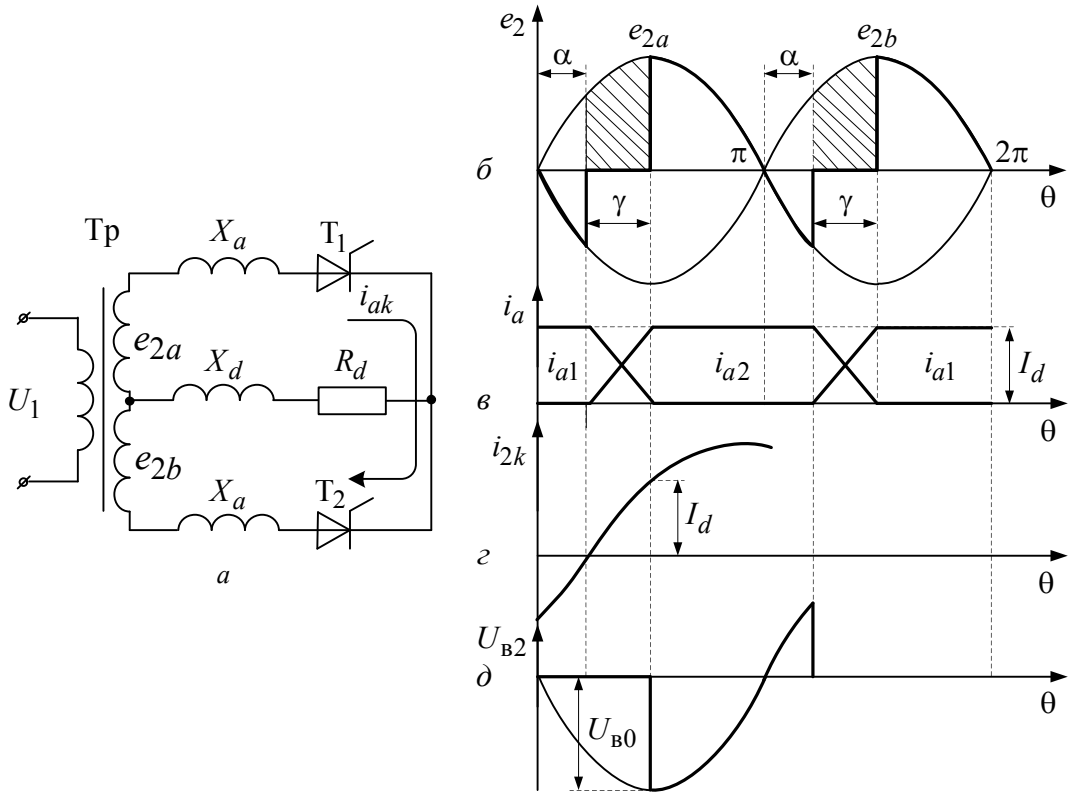


Рис. 2.34. Коммутационные процессы в однофазном двухполупериодном выпрямителе

Процесс коммутации закончится, когда $i_{2k}\Big|_{\theta=(\alpha+\gamma)} = i_{a1} = I_d$, а $i_{a2} = I_d - i_{a1} = 0$.

Из этого условия находится угол γ:

$$\gamma = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2}\right) - \alpha. \qquad (2.91)$$

Аналогичные процессы будут проходить во всех других точках переключения вентилей. В течение коммутационного интервала $U_d\Big|_{\alpha\ldots(\alpha+\gamma)} = \frac{e_{2a}+e_{2b}}{2} = 0$, поэтому выпрямленное напряжение $E_{d\alpha}$ будет уменьшаться по сравнению с тем случаем, когда коммутационные процессы не учитывались на величину ΔU_x, определяемую заштрихованной площадкой на рис. 2.34, *б*.

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi}\int_0^{\alpha+\gamma} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{I_d X_a}{\pi}, \qquad (2.92)$$

$$E_d = E_{d\max} - \Delta U_x = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi}\cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\pi}. \qquad (2.93)$$

Последнее выражение представляет собой зависимость $E_{d\alpha} = f(I_d)$ – внешнюю характеристику выпрямителя. Семейство этих характеристик для различных α представлено на рис. 2.35.

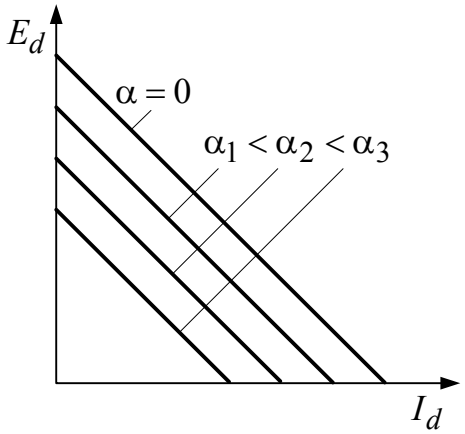


Рис. 2.35. Семейство внешних характеристик однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя

Изменение напряжения на силовом вентиле изображено на рис. 2.34, *д*:

$$U_{в0} = 2\sqrt{2}E_2 \sin(\alpha+\gamma) \text{ и } U_{в.пр} = 2\sqrt{2}E_2 \sin\alpha .$$

Из приведенного анализа коммутационных процессов можно сделать вывод, что при прочих равных условиях коммутационные процессы протекают в управляемом выпрямителе тем быстрее, чем больше угол управления α, так как при увеличении α возрастает величина $(e_{2a} - e_{2b})$, прикладываемая к выходящему из работы вентилю в запирающем направлении.

2.2.1.4. Однофазный мостовой управляемый выпрямитель

Схема выпрямителя аналогична схеме рис. 2.16, но в отличие от нее здесь используются управляемые вентили $T_1 - T_4$ (рис. 2.36).

В этой схеме система управления должна обеспечивать подачу сигнала управления одновременно на два вентиля в каждой точке переключения $T_1 - T_3$ в положительных полупериодах, $T_2 - T_4$ в отрицательных полупериодах ЭДС e_2. Соотношения между параметрами пе-

ременного тока, подаваемого на вход выпрямителя, и параметрами постоянного тока в цепи нагрузки здесь такие же, как и в схеме управляемого выпрямителя со средней точкой.

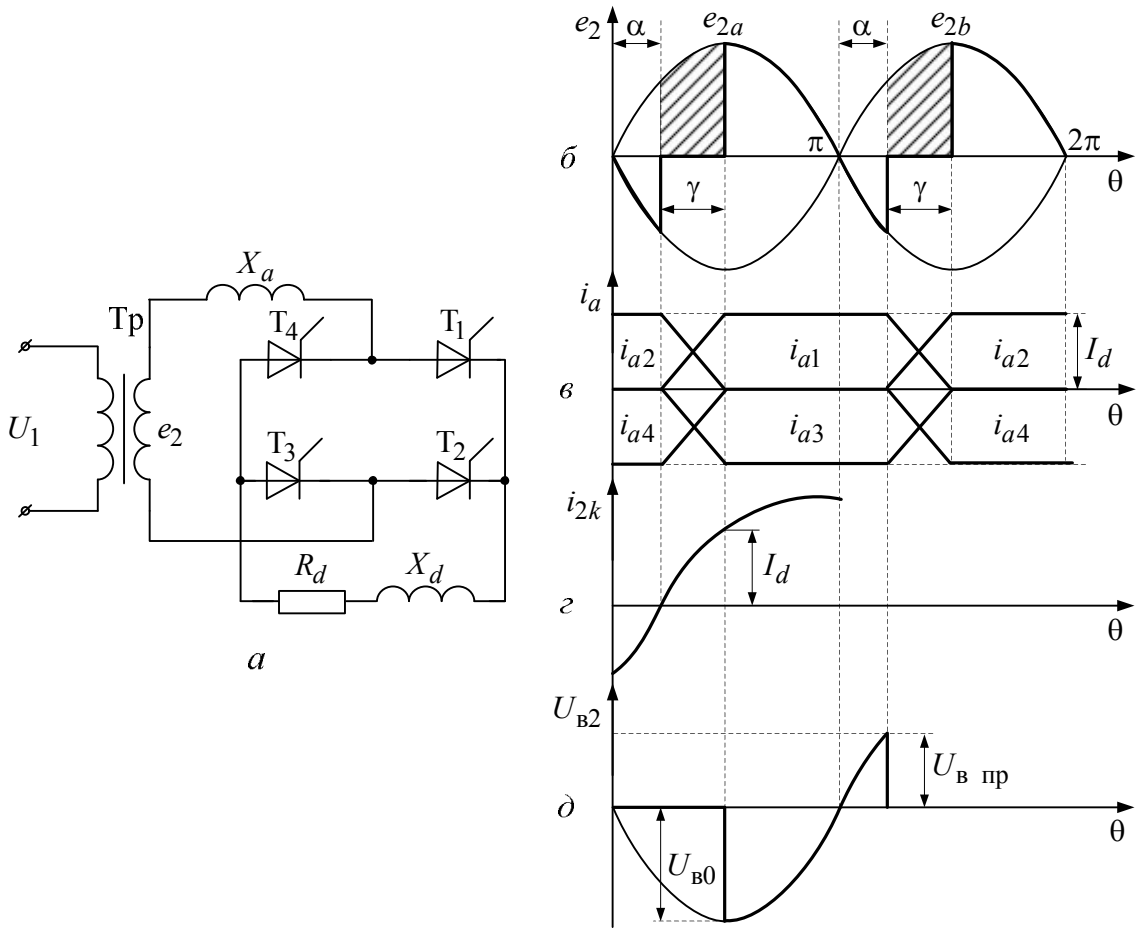


Рис. 2.36. Коммутационные процессы в однофазном мостовом управляемом выпрямителе

Некоторой особенностью коммутационных процессов в мостовой схеме является то, что на коммутационном интервале одновременно оказываются включенными все четыре вентиля, вследствие чего вторичная обмотка трансформатора оказывается замкнутой накоротко. Уравнение для этого коммутационного контура имеет вид:

$$e_2 - X_a \frac{di_{2k}}{d\theta} = 0, \text{ отсюда ток } i_{2k} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a}\left(\cos\alpha - \cos\theta\right).$$

Сравнивая это выражение с (2.90), можно заметить, что дальнейший ход коммутационных процессов совершенно аналогичен тому, что было отмечено в предыдущей схеме. Но обратное напряжение на вентилях здесь будет в два раза меньше, чем в схеме (рис. 2.34):

$$U_{в0} = \sqrt{2}E_2 \sin(\alpha + \gamma); \quad U_{в\,пр} = \sqrt{2}E_2 \sin\alpha.$$

При работе на противоЭДС в мостовой схеме будут иметь место те же особенности, что и в схеме рис. 2.34.

2.2.2. Трехфазные управляемые выпрямители

2.2.2.1. Трехфазный нулевой управляемый выпрямитель

Как следует из рис. 2.37, сигналы управления поступают на силовые вентили T_1, T_2, T_3 со сдвигом на угол управления α относительно точек естественной коммутации $1, 2, 3, \ldots$. При $X_d = 0$ форма выпрямленного напряжения и тока одинаковы (рис. 2.37, *б*, *в*).

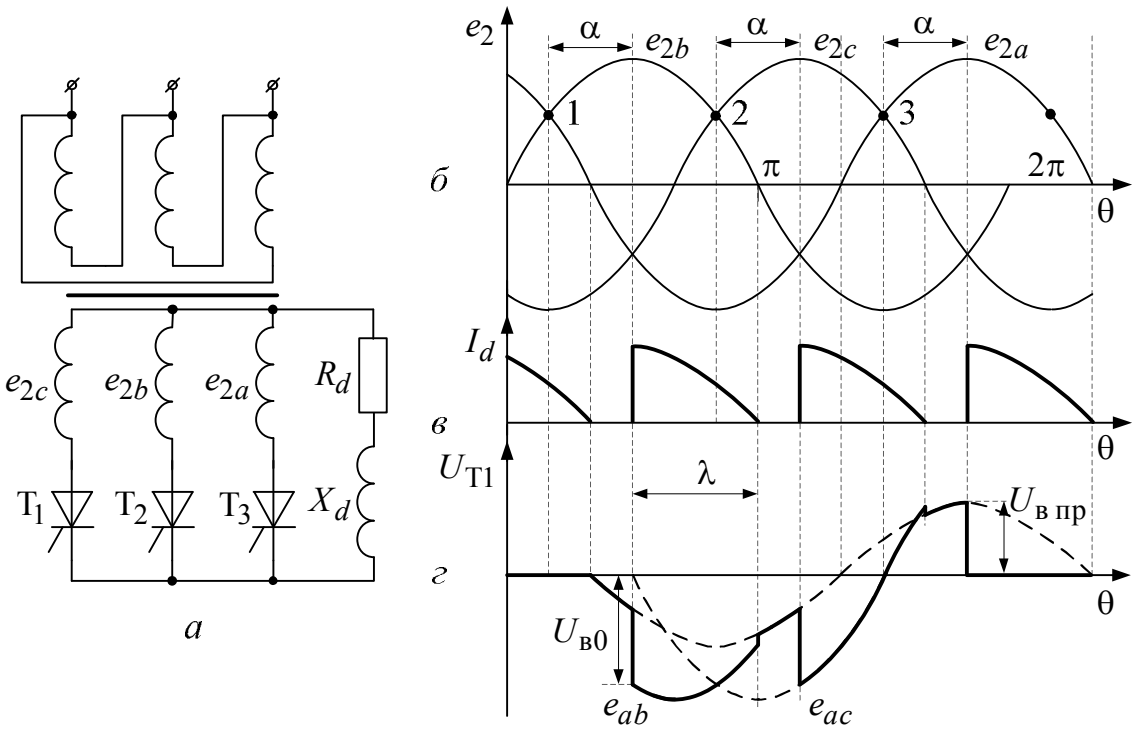


Рис. 2.37. Трехфазный нулевой управляемый выпрямитель

В этом случае, очевидно, при $\alpha < 30^\circ$ будет режим непрерывного тока; при $\alpha = 30^\circ$ – гранично-непрерывный режим; при $\alpha > 30^\circ$ – режим прерывистых токов. В режиме прерывистых токов при $X_d = 0$ выпрямленное напряжение E_d находится из выражения:

$$E_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}E_2}{\frac{2\pi}{3}} \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)\right]. \qquad (2.94)$$

В этом режиме, но при $X_d > 0$ (рис. 2.37, *в* – тонкая линия)

$$E_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\lambda} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta =$$

$$= \frac{\sqrt{2}\mathrm{E}_2}{\frac{2\pi}{3}} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6} + \lambda\right) \right]. \qquad (2.95)$$

В режиме непрерывного тока

$$E_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{6}\mathrm{E}_2}{\frac{2\pi}{3}} \cos\alpha . \qquad (2.96)$$

По полученным выражениям можно построить регулировочные характеристики этого выпрямителя (рис. 2.38).

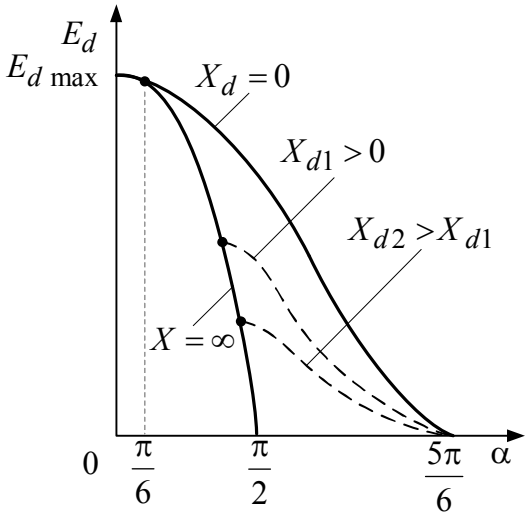


Рис. 2.38. Семейство регулировочных характеристик трехфазного нулевого управляемого выпрямителя

Две граничные кривые $X_d = \infty$ и $X_d = 0$ ограничивают область существования семейства характеристик для любого значения X. Особенности коммутационных процессов в этой схеме рассмотрим на примере режима $X_d = \infty$; $X_a \neq 0$ (рис. 2.39). Электромагнитные процессы на коммутационном интервале протекают точно так же, как в неуправляемом выпрямителе, но со сдвигом по сравнению с ним на угол α и, следовательно, со всеми особенностями, отмеченными в п. 2.1.4.

$$\gamma = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2 \sin\frac{\pi}{3}}\right) - \alpha, \qquad (2.97)$$

$$E_d = E_{d\,\max} - \Delta U_x = 1{,}17 E_2 \cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{3}}. \qquad (2.98)$$

Напряжение на вентиле в отличие от рис. 2.37 будет иметь скачок на коммутационном интервале (рис. 2.39).

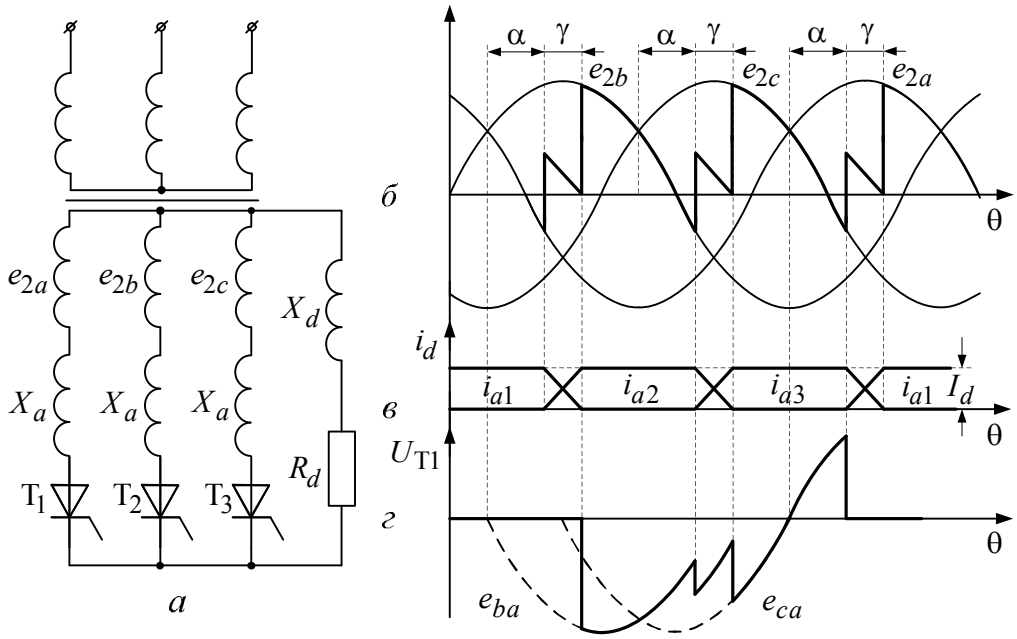


Рис. 2.39. Коммутационные процессы в трёхфазном нулевом управляемом выпрямителе

При работе выпрямителя на двигательную нагрузку (режим работы с противоЭДС) следует учитывать все особенности, которые были отмечены в п. 2.2.1. Для этой схемы длительность импульсов управления при $\alpha < \psi$ и малой величине X_d должна быть не менее $\frac{\pi}{3}$ (рис. 2.40).

Условие режима прерывистых токов: $E_0 > E_{d\alpha}$ где, $E_{d\alpha} = 1{,}17 E_2 \cos\alpha$; при $E_0 = E_{d\alpha}$ имеет место гранично-непрерывный режим, а при $E_0 < E_{d\alpha} - \Delta U_x$, где $\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{3}}$ – коммутационные по-

тери выпрямленного напряжения, наступит режим непрерывного тока. В этом режиме при $X_a \neq 0$ при переключении вентилей будут протекать коммутационные процессы со всеми отмеченными выше особенностями.

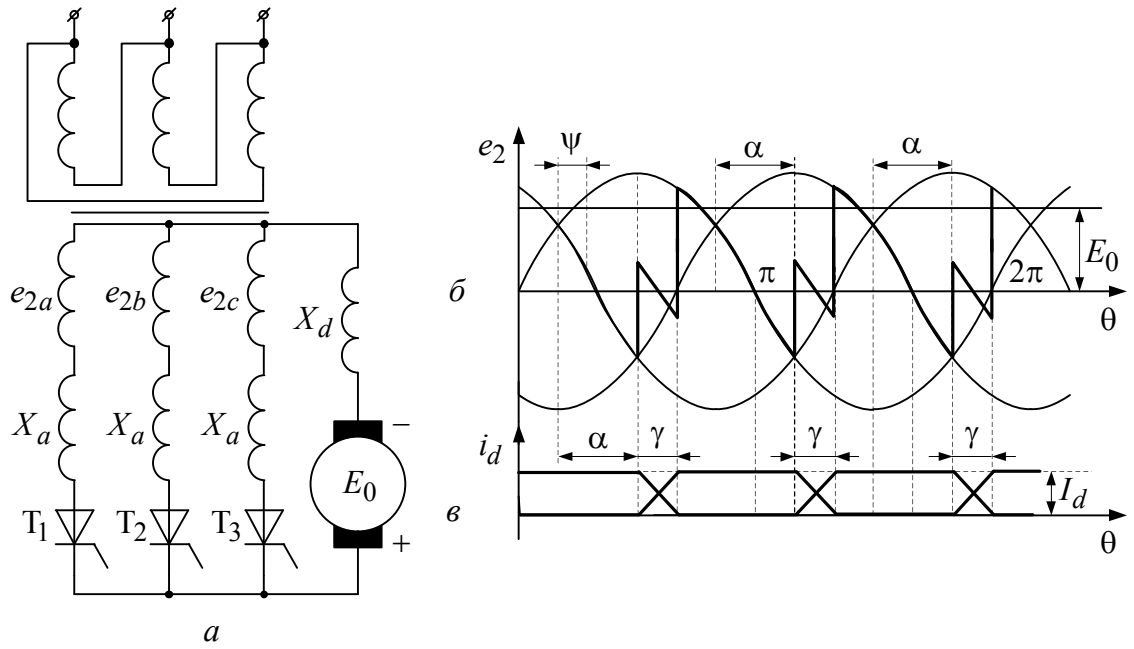


Рис. 2.40. Работа трехфазного нулевого управляемого выпрямителя на двигательную нагрузку

2.2.2.2. Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель

Как уже было отмечено выше, трехфазный мостовой выпрямитель можно рассматривать как последовательное включение двух нулевых трехфазных выпрямителей – с анодной группой вентилей (T_4, T_6, T_2) и катодной группой (T_1, T_3, T_5), работающих в противофазе друг с другом. Поэтому пульсность выпрямителя в два раза выше, чем в нулевой схеме. На рис. 2.41 представлена диаграмма работы трехфазного управляемого мостового выпрямителя при $X = 0$ с различными углами управления: $\alpha_1 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 60^\circ$, $\alpha_3 = 90^\circ$. Как видно из диаграммы, при $\alpha < 60^\circ$ будет режим непрерывного тока, при режиме $\alpha > 60^\circ$ – режим прерывистых токов и если $\alpha = 60^\circ$, то это соответствует гранично-непрерывному режиму. Из этой же диаграммы следует, что система управления должна формировать управляющий сигнал в виде широких импульсов длительностью не менее $\frac{\pi}{3}$. Если система управления фор-

мирует узкие управляющие импульсы, то они должны подаваться в начале каждого интервала проводимости одновременно на оба вентиля, проводящих ток на данном интервале.

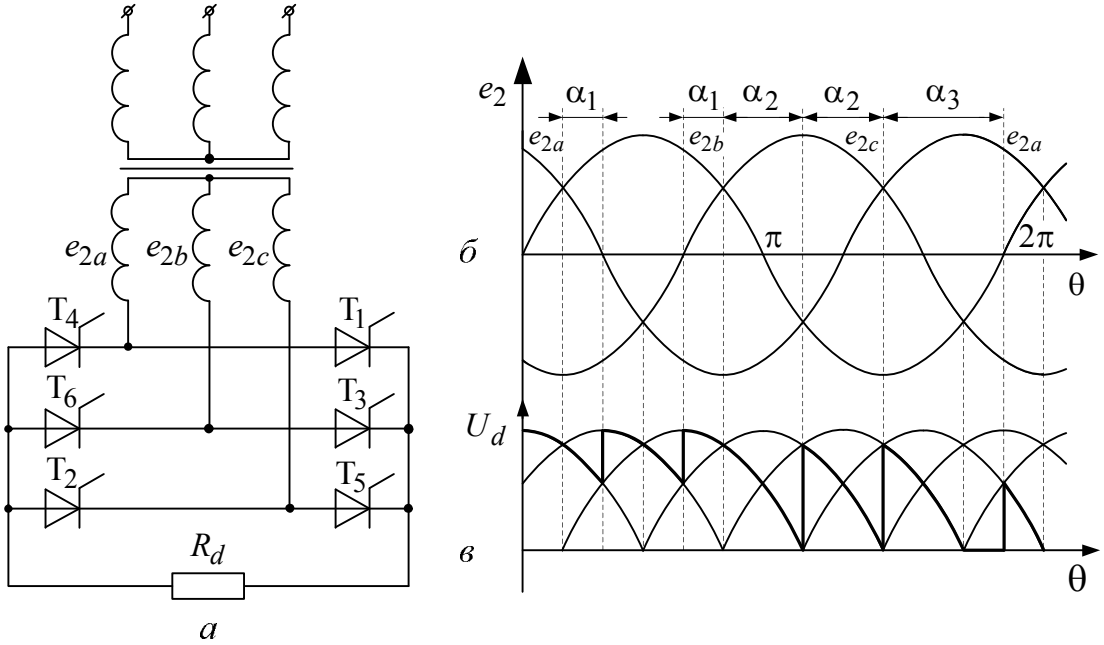


Рис. 2.41. Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель

При $X = 0$ выпрямленное напряжение E_d в режиме непрерывного и гранично-непрерывного тока находится из выражения

$$E_{d\alpha} = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2}{3}\pi+\alpha} \sqrt{6} E_2 \sin\theta d\theta = 2{,}34 E_2 \cos\alpha . \qquad (2.99)$$

В режиме прерывистых токов

$$E_{d\alpha} = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{6} E_2 \sin\theta d\theta = 2{,}34 E_2 \left[1 + \cos\alpha \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] \qquad (2.100)$$

При $X_d = \infty$ режим непрерывного тока будет при любом значении α, поэтому в этом случае $E_{d\alpha}$ определяется по выражению (2.99). Регулировочные характеристики выпрямителя имеют вид, представленный на рис. 2.42. Любому конечному значению X_d соответствует характеристика, находящаяся внутри зоны, ограниченной кривыми $X = 0$ и $X_d = \infty$.

Коммутационные процессы в трехфазном мостовом управляемом выпрямителе так же, как и во всех других схемах управляемых выпря-

мителей сдвинуты относительно точек естественной коммутации на угол α. Коммутационные процессы протекают в течение интервала

$$\gamma = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2 \sin\frac{\pi}{3}}\right) - \alpha, \qquad (2.101)$$

и приводят к снижению выпрямленного напряжения на величину $\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{6}}$, в результате чего внешняя характеристика управляемого выпрямителя имеет падающий характер.

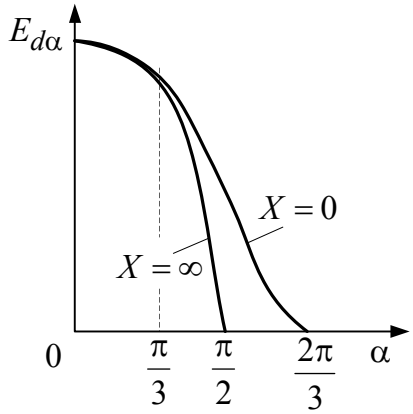


Рис. 2.42. Семейство регулировочных характеристик трехфазного мостового управляемого выпрямителя

Так же, как и в неуправляемом мостовом выпрямителе, вид внешней характеристики зависит от режима работы. В условиях, когда $\gamma < \frac{\pi}{3}$ – внешняя характеристика линейна:

$$E_{d\alpha} = 2{,}34E_2\cos\alpha - \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{6}}.$$

С увеличением I_d угол γ возрастает и, когда он достигает значения $\frac{\pi}{3}$, дальнейшего роста его не будет, потому что здесь так же, как и у неуправляемого выпрямителя (рис. 2.23), появляется дополнительный угол – угол саморегулирования α', который, возрастая, становится больше угла управления α, задаваемого системой управления. Вид внешней характеристики в этом режиме представляет собой дугу эллипса [3]. После того, как угол саморегулирования α' достигает значе-

ния $\frac{\pi}{6}$, вновь продолжается рост угла коммутации γ и в этом режиме внешняя характеристика вновь становится линейной и совпадает с внешней характеристикой неуправляемого выпрямителя.

Семейство внешних характеристик для различных углов управления α представлено на рис. 2.43. Здесь $E_d^* = \frac{E_d}{E_{d\max}}$, $E_{d\max} = 2{,}34E_2$, $I_d^* = \frac{I_d}{I_{d\max}}$, $I_{d\max} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_d}$.

Как видно из рис. 2.43, все три рассмотренных режима могут иметь место при изменении угла α в пределах от 0 до $\frac{\pi}{6}$. При $\frac{\pi}{6} < \alpha < \frac{\pi}{3}$ могут возникнуть только режимы I и III, а при $\alpha > \frac{\pi}{3}$ возможен только режим I.

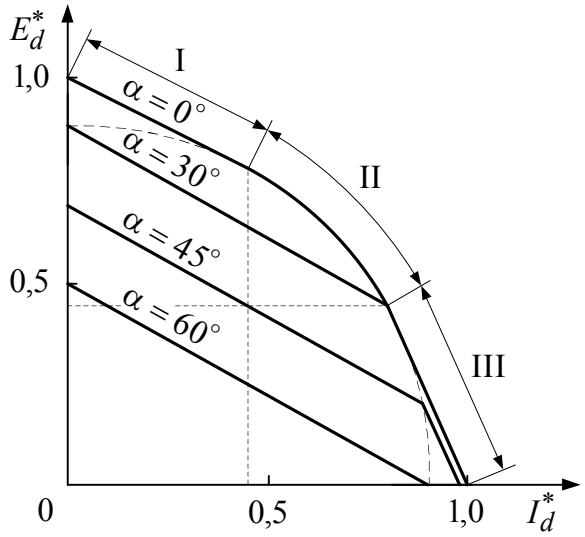


Рис. 2.43. Семейство внешних характеристик трёфазного мостового управляемого выпрямителя

2.3. Энергетические показатели выпрямителей

Важнейшими энергетическими показателями выпрямителей являются коэффициент полезного действия η и коэффициент мощности χ. КПД учитывает потери в схеме выпрямителя и определяется как

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_{\text{т}} + \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{доп}}}, \qquad (2.102)$$

где P_d – активная мощность, выделяющаяся в нагрузке (при малых пульсациях выпрямленного тока $P_d \approx U_d I_d$); $\Delta P_{\text{т}}$ – потери в силовом трансформаторе, складывающиеся из потерь в стали магнитопровода и потерь в обмотках; $\Delta P_{\text{в}}$ – потери в вентилях выпрямителя; $\Delta P_{\text{доп}}$ – дополнительные потери во вспомогательных устройствах (в системе управления, системе охлаждения).

Коэффициент мощности χ определяет влияние выпрямителя на питающую сеть и определяется как $\chi = \dfrac{P}{S}$, где P – активная мощность, потребляемая выпрямителем из питающей сети; S – полная мощность.

Поскольку напряжение питающей сети считаем синусоидальным, а ток, потребляемый из сети в большинстве случаев несинусоидален, то

$$P_1 = U_1 I_{1(1)} \cos\varphi_1, \tag{2.103}$$

$$S = U_1 I_1 = U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{k\to\infty} I_k^2}, \tag{2.104}$$

где $I_{1(1)}$ – действующее значение первой гармоники потребляемого из сети тока; φ_1 – угол сдвига по фазе между напряжением питающей сети и первой гармоникой потребляемого тока; I_1 – действующее значение потребляемого из сети тока; I_k – действующее значение гармоники потребляемого тока с порядковым номером k.

$$\chi = \frac{U_1 I_{1(1)} \cos\varphi_1}{U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum\limits_{k\to\infty} I_k^2}} = \nu \cos\varphi_1, \tag{2.105}$$

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum\limits_{k\to\infty} I_k^2}}, \tag{2.106}$$

где ν – коэффициент искажения. Как уже было показано выше, мощность высших гармоник потребляемого тока не имеет постоянной составляющей и колеблется между силовым трансформатором и питающей сетью, обусловливая увеличение расчетной мощности трансформатора и ухудшая ряд других показателей.

Составляющая полной мощности, определяемая коэффициентом ν, называется мощностью искажения T.

$$\nu = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}, \tag{2.107}$$

где Q – реактивная мощность, потребляемая из сети и определяемая через $\cos\varphi$, называемый коэффициентом сдвига:

$$\cos\varphi_1 = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}. \qquad (2.108)$$

Для определения угла φ_1 рассмотрим цепь вторичной обмотки-выпрямительного трансформатора (рис. 2.44) при $X_d = \infty$, угле управления α и угле коммутации γ. Заменяя реальную кривую анодного тока i_a на равнобокую трапецию, выделяем первую гармонику этого тока $i_{2(1)}$. Она будет сдвинута в сторону отставания от напряжения на угол $\varphi_2 = \alpha + \frac{\gamma}{2}$. Поскольку в первичной обмотке трансформатора протекает такой же по форме ток i_1, то первая гармоника его $i_{2(1)}$ будет также сдвинута относительно напряжения питающей сети U на тот же угол $\varphi_1 = \varphi_2 = \alpha + \frac{\gamma}{2}$. Таким образом, в управляемых выпрямителях коэффициент мощности существенно зависит от угла управления α и угла коммутации γ.

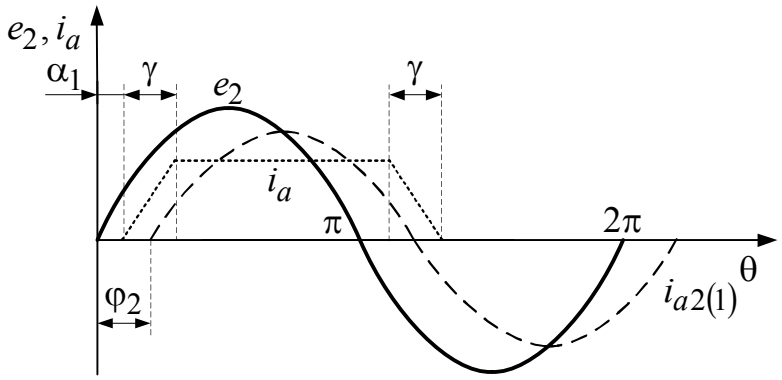


Рис. 2.44. Диаграмма для цепи вторичной обмотки выпрямительного трансформатора

Следует отметить, что в многофазных выпрямителях при несимметрии нагрузки в фазах появляется еще одна составляющая полной мощности – мощность несимметрии $H = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2 + T^2)}$ и определяемая коэффициентом несимметрии:

$$k_{\text{н}} = \sqrt{\frac{P^2 + Q^2 + T^2}{S^2}}. \qquad (2.109)$$

В этом случае полный коэффициент мощности

$$\chi = \nu k_{\text{н}} \cos\varphi_1. \qquad (2.110)$$

Векторная диаграмма составляющих полной мощности управляемого выпрямителя представлена на рис. 2.45. В симметричных же многофазных системах мощность несимметрии отсутствует.

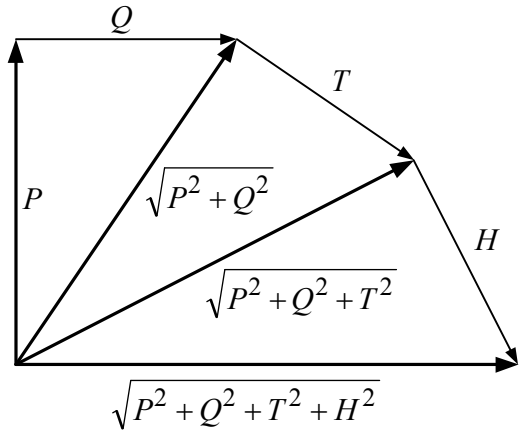


Рис. 2.45. Диаграмма мощностей управляемого выпрямителя

2.3.1. Методы улучшения энергетических показателей управляемых выпрямителей

Как видно из выражения (2.105), увеличение коэффициента мощности может идти по двум направлениям: улучшение коэффициента искажения ν и уменьшение угла φ.

Для увеличения ν следует увеличивать пульсность выпрямителя, приближая таким образом кривую тока i к синусоиде.

Для уменьшения угла φ существует множество способов. Одним из самых простых и широко распространенных является использование нулевого вентиля (рис. 2.46). В отличие от обычного выпрямителя в этой схеме в кривой выпрямленного напряжения U_d не будет отрицательных участков, так как силовые вентили будут закрываться сразу после смены полярности на вторичных обмотках трансформатора, а ток нагрузки на интервалах $0\ldots\alpha, \pi\ldots(\pi+\alpha)$ примет на себя вентиль В_0.

В связи с этим длительность протекания анодных токов i_{a1} и i_{a2} будет меньше и первая гармоника тока $i_{2(1)}$ будет сдвинута по фазе на угол $\varphi = \frac{\alpha}{2} + \frac{\gamma}{2}$ относительно ЭДС e_2.

Соответственно и первая гармоника первичного тока будет иметь такой же фазовый сдвиг относительно напряжения питающей сети U_1:

$\varphi_1 = \frac{\alpha}{2} + \frac{\gamma}{2}$, что позволяет существенно увеличить $\cos\varphi_1$ и коэффициент мощности выпрямителя в целом.

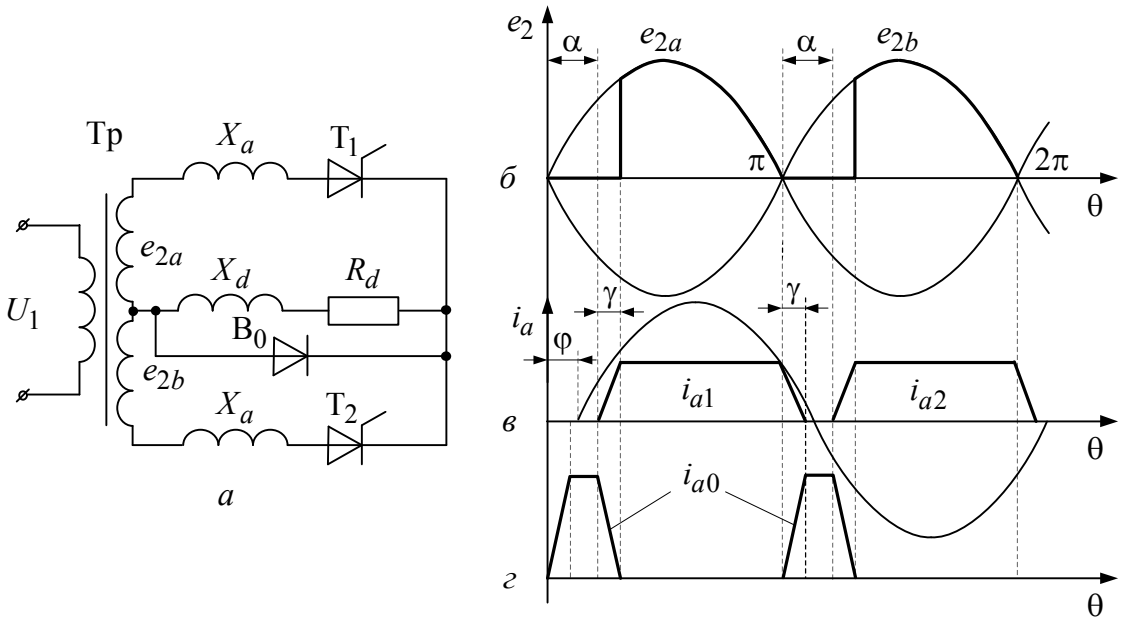


Рис. 2.46. Управляемый выпрямитель с нулевым вентилем

Довольно часто применяются для этой же цели так называемые полууправляемые выпрямители – однофазные или трехфазные мостовые выпрямители, у которых половина вентилей – управляемые, а половина – неуправляемые. Рассмотрим работу полууправлямого выпрямителя на примере схемы, изображенной на рис. 2.47, *а*. Здесь управляемые вентили включены в одну из групп моста (катодную), а неуправляемые – в анодную (можно наоборот). Как видно из диаграммы (рис. 2.47, *а*), на интервалах $0\ldots\alpha$, $\pi\ldots(\pi+\alpha)$, $2\pi\ldots(2\pi+\alpha)$ ток нагрузки протекает по вентилям моста, минуя вторичную обмотку трансформатора и обеспечивая, таким образом, эффект нулевого вентиля. Недостатком этой схемы является то, что при большой величине X_d ее невозможно выключить по цепи управления вентилей, так как запасенной в магнитном поле X_d энергии достаточно для того, чтобы поддержать тиристор в открытом состоянии в течение половины периода, до тех пор, пока ЭДС снова не станет положительной для этого тиристора. Схема рис. 2.47, *б*, как видно из диаграммы, также обеспечивает эффект нулевого вентиля, но в отличие от предыдущей позволяет выключение по цепи управления тиристоров, так как здесь в контур нулевого тока не входят управляемые вентили. Полууправляемой может быть и схема трехфазного выпрямителя. На рис. 2.47, *в* изображено выпрямленное напряжение при различных углах управления α. Основным недостат-

ком схем с нулевым вентилем или с эффектом нулевого вентиля является увеличение искажения формы потребляемого тока i_1, которое пропорционально углу управления α.

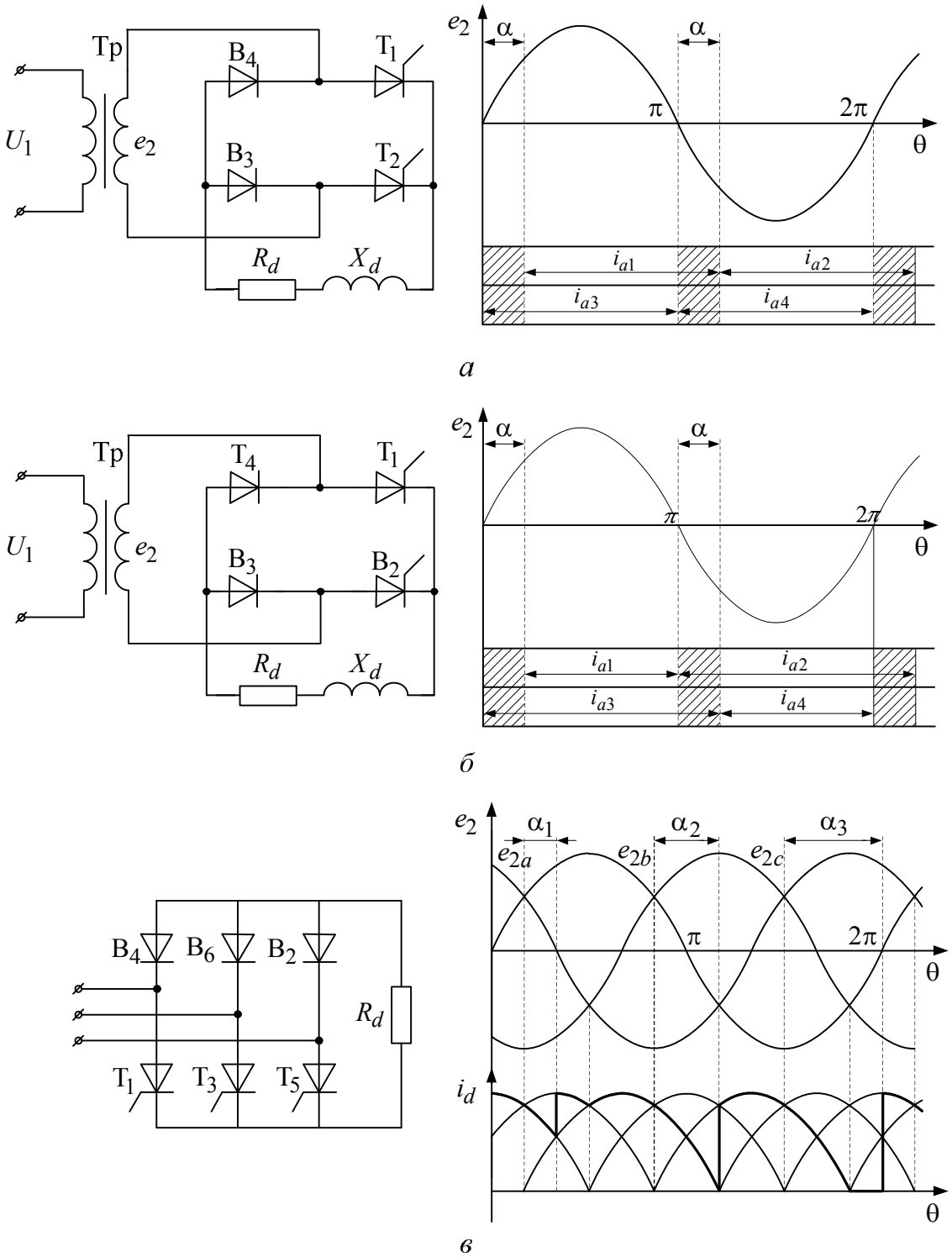


Рис. 2.47. Схемы несимметричных управляемых выпрямителей

Существует целый ряд других способов уменьшения угла φ, но

кардинальным способом решения этой проблемы является использование в схемах выпрямителя полностью управляемых вентилей. Тогда, обеспечивая включение вентиля в точке α_1 и выключение его в точке $(\pi - \alpha_2)$, можем получить первую гармонику $i_{2(1)}$ без сдвига по фазе с ЭДС e_2, если $\alpha_1 = \alpha_2$, а следовательно, и $\varphi_1 = 0$ (рис. 2.48). Такие выпрямители называются компенсационными.

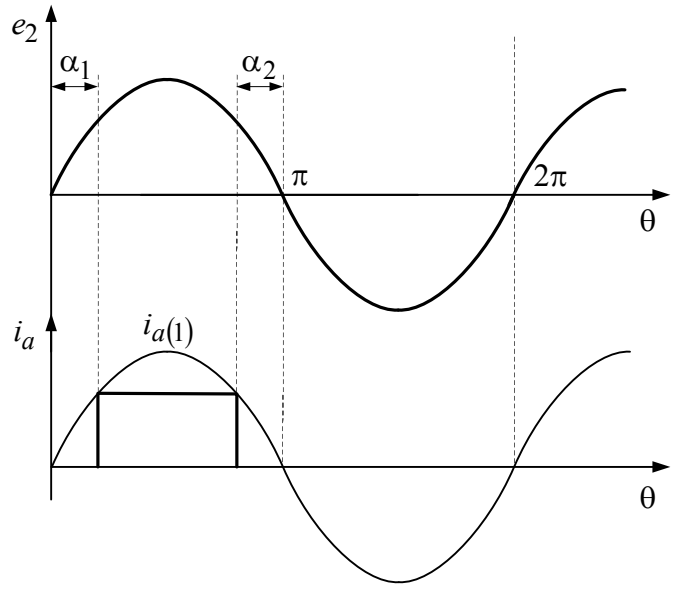


Рис. 2.48. Управляемый выпрямитель с полностью управляемыми вентилями

Интересно, что при $\alpha_1 < \alpha_2$, можно получить ёмкостный характер тока, когда $i_{2(1)}$ будет опережать по фазе ЭДС e_2. В этом случае управляемый выпрямитель можно использовать наряду с его прямыми функциями еще и в качестве компенсатора реактивной энергии сети, подобно синхронными компенсаторам, устанавливаемых в мощных сетях для улучшения энергетических показателей. Описанный способ позволяет получить минимальное значение коэффициента сдвига $\cos\varphi_1 = 1$.

Для получения максимального значения коэффициента искажения

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{I_1}$$

необходимо приблизить форму первичного тока i_1, потребляемого из питающей сети, к синусоиде, что крайне сложно при условии

$$X_d >> R_d .$$

Для решения этой проблемы необходимо увеличивать пульсность выпрямителя p. Тогда первичный ток будет представлять собой ступенчатую кривую, тем ближе аппроксимируемую синусоидой, чем больше количество ступеней, что, в свою очередь, определяется пульсностью

выпрямителя p. Поэтому мощные выпрямители стараются выполнять с возможно большей пульсностью. Однако это связано с усложнением самой силовой схемы, в частности силового трансформатора, ухудшением массогабаритных показателей и рядом других недостатков. Но и эту проблему можно решить, если наряду с использованием полностью управляемых ключей в силовой схеме выпрямителя, реализовать при регулировании выпрямленного напряжения методы широтно-импульсной модуляции (ШИМ) (рис. 2.49). Тогда величину выпрямленного напряжения можно регулировать изменением замкнутого и разомкнутого состояния силовых ключей, а модулируя ширину импульсов

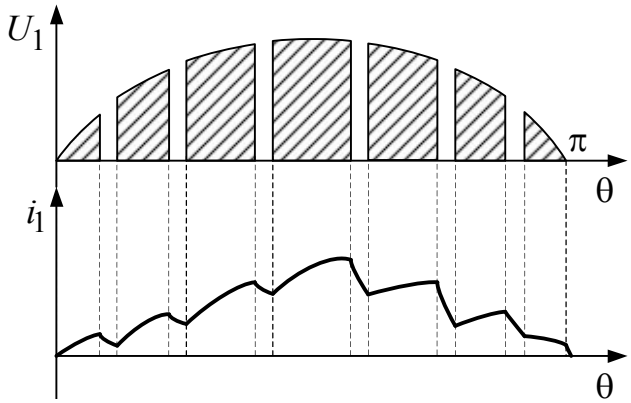


Рис. 2.49. Формирование входного тока в активном выпрямителе

в течение полупериода питающего напряжения по синусоидальному закону, можно получить кривую изменения переменного тока, максимально приближенную к синусоиде. Таким образом, коэффициент сдвига

$$\cos\varphi_1 \approx 1,$$

и коэффициент искажения

$$\nu \approx 1.$$

Такие управляемые выпрямители, выполненные на полностью управляемых силовых ключах и работающие в релейных или в импульсно-модуляционных режимах ШИМ, называются активными выпрямителями и в последнее время очень интенсивно развиваются. Этому способствует появление новых экономичных полупроводниковых силовых ключей, рассмотренных в предыдущей главе.

Отличительными характерными свойствами активных преобразователей является полная управляемость переменных параметров на их силовых входах $(U_1; I_1; P; Q; T; S)$, позволяющая обеспечивать одновременно с реализацией заданного качества выходных параметров также активное формирование режима электропотребления из питающей сети. Поэтому в настоящее время активные преобразователи имеют бле-

стящие перспективы использования в силовой преобразовательной технике.

Контрольные вопросы

1. Поясните принципы работы простейших схем выпрямления.
2. По каким параметрам выбираются силовые вентили выпрямителей?
3. Что такое типовая (расчётная) мощность силового выпрямительного трансформатора?
4. Почему типовая (расчётная) мощность выпрямительного трансформатора превышает мощность нагрузки?
5. Как влияет величина индуктивности в цепи нагрузки на выпрямленное напряжение в однофазном однополупериодном выпрямителе?
6. Особенности работы выпрямителя на противоЭДС.
7. Особенности работы выпрямителя на ёмкостную нагрузку.
8. Причины возникновения коммутационных процессов в выпрямителях.
9. Влияние коммутационных процессов на работу выпрямителей?
10. Перечислите случаи, когда коммутационные процессы в выпрямителе отсутствуют.
11. Объясните причину возникновения постоянного подмагничивания в выпрямительных трансформаторах.
12. Способы построения управляемых выпрямителей.
13. Объясните вид регулировочных характеристик простейших схем управляемых выпрямителей.
14. Особенности коммутационных процессов в управляемых выпрямителях.
15. Что такое «активная мощность» выпрямителя?
16. Что такое «реактивная мощность» выпрямителя? Пояснить её природу.
17. Что такое «мощность искажения» выпрямителя? Поясните её природу.
18. Что такое «мощность несимметрии» выпрямителя? Поясните её природу.
19. Физический смысл «коэффициента мощности» выпрямителя.
20. Способы улучшения коэффициента мощности выпрямителей.
21. Что такое «компенсированный выпрямитель»?
22. Что такое «активный выпрямитель»?

ГЛАВА 3. СИЛОВЫЕ СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ И УМНОЖИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Одним из главных критериев оценки качества выпрямленного напряжения и тока является коэффициент пульсаций $k_{\text{п}}$:

$$k_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}}}{E_d}, \tag{3.1}$$

где E_d – постоянная составляющая, $U_{\text{п}}$– амплитуда превалирующей гармоники переменной составляющей. Если со стороны нагрузки предъявляются более жесткие требования, чем может обеспечить схема выпрямления, то между нагрузкой и выпрямителем необходимо установить сглаживающий фильтр, назначение которого – снизить пульсации выпрямленного напряжения и тока до приемлемой величины.

Рассмотрим наиболее часто встречающиеся схемы сглаживающих фильтров.

3.1. ИНДУКТИВНЫЙ СГЛАЖИВАЮЩИЙ ФИЛЬТР

Принцип действия этого фильтра заключается в способности индуктивности препятствовать любому изменению, протекающему в её обмотке тока. Представим выпрямитель в виде последовательного соединения источника постоянного тока с напряжением E_d и источника переменной составляющей с напряжением $U_{\text{п}}$ (рис. 3.1).

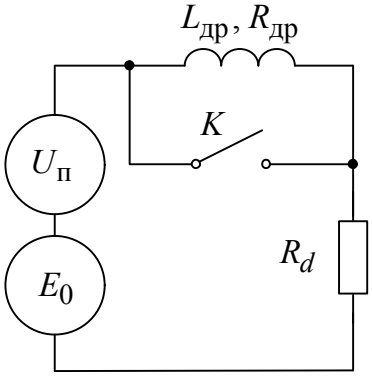


Рис. 3.1. Схема, поясняющая работу инверторного сглаживающего фильтра

Тогда при отсутствии дросселя (ключ K замкнут) на нагрузке будет постоянная составляющая напряжения – E_d, переменная составляющая напряжения – $U_{\text{п}}$. При этом $I_d = \dfrac{E_d}{R_d}$ – постоянная

составляющая тока; $I_{\text{п}} = \dfrac{U_{\text{п}}}{R_d}$ – переменная составляющая тока; $k_{\text{п}} = \dfrac{U_{\text{п}}}{E_d}$ – коэффициент пульсаций без фильтра.

При введении в цепь нагрузки дросселя (ключ *К* выключен) составляющая тока и напряжения в нагрузке изменится:

$$I'_d = \frac{E_d}{R_d + R_{\text{др}}}; \quad I'_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}}}{\sqrt{\left(R_d + R_{\text{др}}\right)^2 + \left(m\omega L_{\text{др}}\right)^2}}, \tag{3.2}$$

где $R_{\text{др}}$ – активное сопротивление обмотки дросселя; m – пульсность выпрямителя.

$$E'_d = I'_d R_d = \frac{E_d R_d}{R_d + R_{\text{др}}}; \quad U'_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}} R_d}{\sqrt{\left(R_d + R_{\text{др}}\right)^2 + \left(m\omega L_{\text{др}}\right)^2}}; \tag{3.3}$$

$$k'_{\text{п}} = \frac{U'_{\text{п}}}{E'_d} = k_{\text{п}} \frac{R_d + R_{\text{др}}}{\sqrt{(R_d + R_{\text{др}})^2 + (m\omega L_{\text{др}})^2}}. \tag{3.4}$$

Учитывая, что $\dfrac{k_{\text{п}}}{k'_{\text{п}}} = q$ – коэффициент сглаживания фильтра, найдем величину $L_{\text{др}}$, обеспечивающую заданный коэффициент q:

$$L_{\text{др}} = \frac{R_{\text{др}} + R_d}{m\omega} \sqrt{q^2 - 1}. \tag{3.5}$$

Поскольку $R_d >> R_{\text{др}}$, $q >> 1$, то

$$L_{\text{др}} = \frac{Rq}{m\omega}. \tag{3.6}$$

Из последнего выражения следует, что при заданном ω требуемая величина $L_{\text{др}}$ тем меньше, чем меньше R_d, то есть индуктивный сглаживающий фильтр наиболее целесообразно применять в цепях с малыми R_d.

3.2. ЕМКОСТНЫЙ СГЛАЖИВАЮЩИЙ ФИЛЬТР

Емкостный сглаживающий фильтр представляет собой конденсатор *С*, подключенный параллельно нагрузке выпрямителя. При наличии пульсаций в выпрямленном напряжении конденсатор будет периодически подзаряжаться и разряжаться на нагрузку (рис. 3.2), поддерживая при этом постоянную составляющую E_d неизменной.

Коэффициент пульсаций при наличии конденсатора равен $k_{\text{п}} = \dfrac{U'_{\text{п}}}{E_d}$.

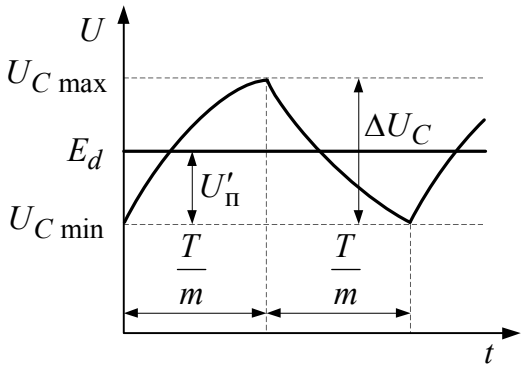


Рис. 3.2. Диаграмма работы ёмкостного сглаживающего фильтра

Введем допущение, что ток конденсатора i_C в режиме разряда не изменяется: $i_C = I_C = I_d$, а заряд и разряд конденсатора протекают в течение интервала $\dfrac{T}{m}$, где m – пульсность выпрямителя, T – период напряжения питающей сети. Тогда

$$\Delta U_C = \frac{1}{C}\int_0^{\frac{T}{m}} i_d\,dt = \frac{I_d T}{Cm}. \qquad (3.7)$$

$$T = \frac{1}{f},$$

Поскольку

$$\Delta U_C = 2U'_{\text{п}} = \frac{I_d}{Cfm}; \qquad (3.8)$$

$$k'_{\text{п}} = \frac{I_d}{2CfmE_d} = \frac{I_d}{2CfmR_d},$$

отсюда находим величину C, обеспечивающую требуемый коэффициент пульсаций на нагрузке $k'_{\text{п}}$:

$$C = \frac{1}{2R_d mfk'_{\text{п}}}. \qquad (3.9)$$

Из этого выражения следует, что при заданном $k'_{\text{п}}$ требуется тем меньшая величина емкости C, чем больше сопротивление R_d, то есть емкостный фильтр целесообразно использовать в цепях с большими значениями R_d.

3.3. УМНОЖИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Умножители напряжения относятся к классу неуправляемых выпрямителей с емкостным характером нагрузки, выходное напряжение которых кратно напряжению на входе.

Существуют следующие схемы умножители напряжения:

- симметричный (рис. 3.3);
- несимметричный I рода (рис. 3.4, *а*);
- несимметричный II рода (рис. 3.4, *б*).

В схеме рис. 3.3 $U_d = U_{C_1} + U_{C_2} \approx 2\sqrt{2}E_2$, так как каждый конденсатор заряжается до амплитудного значения ЭДС e_2 через вентиль $В_1$ и $В_2$, работающие, соответственно, в положительном и отрицательном полупериоде.

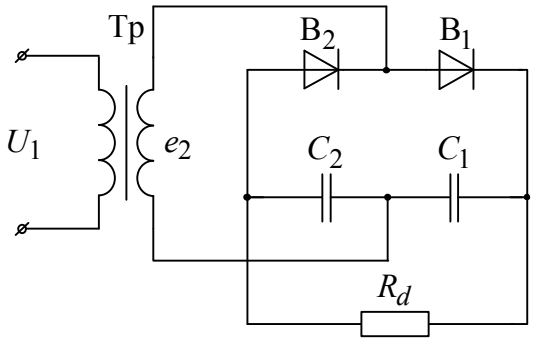


Рис. 3.3. Симметричная схема умножителя напряжения

В схеме (рис. 3.4, *а*) $U_{C_1} = \sqrt{2}E_2$; $U_{C_2} = \sqrt{2}E_2 + U_{C_1} = 2\sqrt{2}E_2$; $U_{C_3} = \sqrt{2}E_2 + U_{C_2} = 3\sqrt{2}E_2$ и т. д. на каждом следующем конденсаторе напряжение возрастает на $\sqrt{2}E_2$.

Подключая нагрузку к любому конденсатору с порядковым номером n, можно получить напряжение на нагрузке, *n*-кратное амплитудному значению напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Основным отличием этих двух схем является то, что в первом случае напряжение на каждом следующем конденсаторе возрастает и, следовательно, увеличиваются его масса и габариты.

Во втором случае напряжение на конденсаторе не превышает величины $2\sqrt{2}E_2$, для получения достаточно высокого напряжения здесь необходимо последовательно включать несколько конденсаторов, что приводит к существенному снижению их результирующей емкости.

В схеме (рис. 3.4, *б*): $U_{C_1} = \sqrt{2}E_2$;

$$U_{C_2} = \sqrt{2}E_2 + U_{C_1} = 2\sqrt{2}E_2;$$

$$U_{C_3} = \sqrt{2}E_2 + U_{C_2} - U_1 = 2\sqrt{2}E_2;$$

$$U_{C_4} = \sqrt{2}E_2 + U_{C_1} + U_{C_3} - U_{C_2} = 2\sqrt{2}E_2$$

и т. д. на каждом следующем конденсаторе напряжение составляет $2\sqrt{2}E_2$. Для получения нужного напряжения на нагрузке ее подключают между соответствующими конденсаторами:

$$U_{C_1+C_3} = 3\sqrt{2}E_2;$$

$$U_{C_2+C_4} = 4\sqrt{2}E_2 \ldots \text{ и т. д.}$$

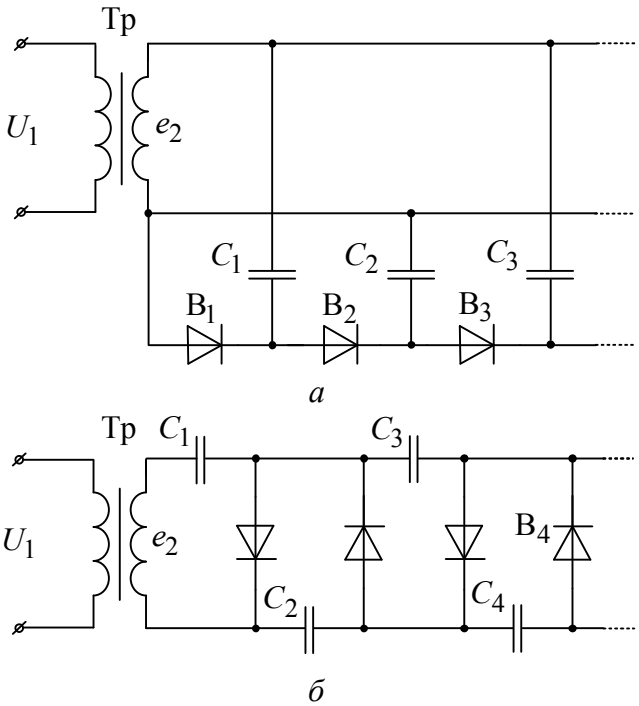


Рис. 3.4. Несимметричные схемы умножителей напряжения

Контрольные вопросы

1. Поясните принцип работы индуктивного сглаживающего фильтра.
2. Когда целесообразно использование индуктивного сглаживающего фильтра? Почему?
3. Поясните принцип работы емкостного сглаживающего фильтра.
4. Когда целесообразно использовать емкостный сглаживающий фильтр? Почему?
5. Поясните работу умножителей напряжения.
6. Каковы принципиальные особенности умножителей I и II рода?

ГЛАВА 4. ИНВЕРТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Инверторами называются устройства, преобразующие энергию постоянного тока в энергию переменного тока. Инверторы подразделяются на зависимые (или ведомые сетью) и независимые (или автономные). Исходя из логической последовательности, рассмотрение вопроса начнем с класса зависимых инверторов.

4.1. ЗАВИСИМЫЕ ИНВЕРТОРЫ

4.1.1. Однофазные зависимые инверторы

В схемном отношении зависимый инвертор аналогичен управляемому выпрямителю, в чем можно убедиться на примере простейшего его варианта – однофазного однополупериодного (рис. 4.1). Его единственным схемным отличием от такой же схемы управляемого выпрямителя является противоположная полярность источника E_0, в результате чего при протекании в цепи тока i_a ЭДС E_0 выступает не в роли противоЭДС (потребителя энергии), как это было в управляемом выпрямителе, а в роли источника энергии, так как направление тока i_a и E_0 совпадают.

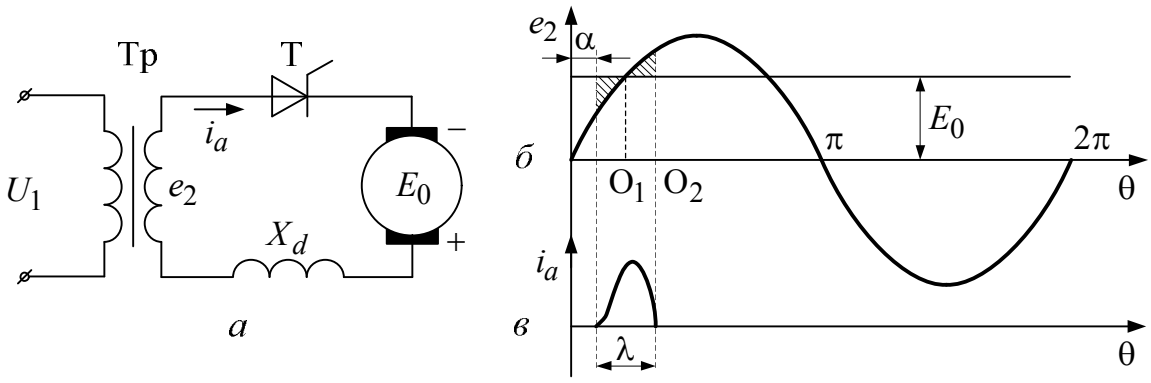


Рис. 4.1. Однофазный однополупериодный зависимый инвертор

А для того, чтобы поток энергии был направлен в питающую сеть, необходимо, чтобы этот же ток i_a протекал по вторичной обмотке трансформатора, преодолевая противоЭДС e_2. Этот режим и представлен на рис. 4.1, *б*.

Пусть в точке $\theta = \alpha$ система управления включает тиристор Т. Тогда на участке $\alpha \ldots O_1$ ток i_a будет протекать под действием разности ЭДС E_0 и e_2, и поток энергии будет направлен из источника постоянного тока E_0 в питающую сеть. При этом часть энергии

запасается в магнитном поле индуктивного сопротивления X_d. В точке O_1 ЭДС e_2 станет равной E_0, но вентиль Т будет по-прежнему открыт под действием ЭДС $e_X = -X_d \dfrac{di_a}{d\theta}$ до тех пор, пока не иссякнет запасенная в X_d энергия.

Далее на всех положительных полупериодах процессы повторяются. На отрицательных полупериодах тиристор Т должен быть обязательно закрыт, так как в течение этого интервала e_2 и E_0 включены согласно и включение тиристора Т приведет к аварийному режиму, называемому «опрокидыванием инвертора», когда в цепи двух источников e_2 и E_0 будет протекать ток i_a, ограниченный только индуктивным сопротивлением X_d: $i_a = \dfrac{e_2 + E_0}{X_d}$.

4.1.2. Двухполупериодный зависимый инвертор со средней точкой

В схеме (рис. 4.2) предположим, что, начиная с $\theta = 0$, ток проводит тиристор T_2. При достаточно большой величине X_d ток на интервале проводимости будет непрерывным (рис. 4.2, *в*) и будет протекать от источника E_0, преодолевая противоЭДС e_{2b} вторичной обмотки трансформатора, при этом поток энергии направлен из источника E_0 в питающую сеть. Если тиристор T_1 будет открыт до точки π, то на интервале $\pi \ldots 2\pi$ возникает, как было отмечено выше, аварийный режим, и инвертор «опрокидывается». Во избежание этого тиристор T_2 надо обязательно закрыть до точки π. Поэтому в точке $(\pi - \beta)$ система управления открывает тиристор T_1.

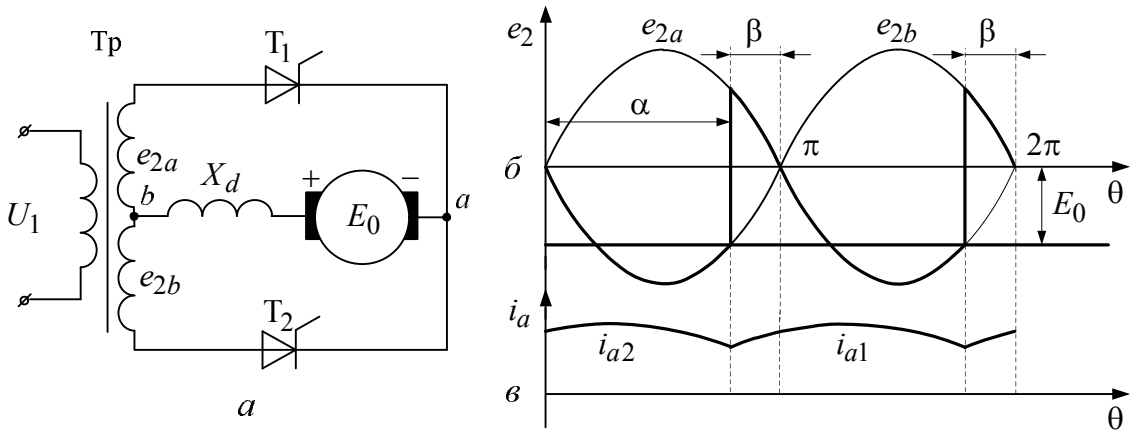


Рис. 4.2. Двухполупериодный зависимый инвертор со средней точкой

В этот момент времени в цепи тиристора T_1 имеет место согласное включение e_{2a} и E_0, поэтому на интервале $(\pi-\beta)\ldots\pi$ ток i_{a1} будет протекать под действием суммы $e_{2a}+E_0$, а в точке π полярность e_2 изменится на противоположную и ток i_{a1} будет протекать, преодолевая противоЭДС e_{2a}, т. е. поток энергии будет снова направлен из E_0 в питающую сеть. Одновременно с открытием тиристора T_1 выключается тиристор T_2 (при условии $X_a=0$), т. к. к нему будет приложена суммарная ЭДС $e_{2a}+e_{2b}$ в запирающем направлении в течение интервала β. Поскольку тиристор закрывается не мгновенно, а в течение времени $t_{\text{выкл}}$, определяемого из его паспортных данных, то длительность интервала β должна быть не менее $\omega t_{\text{выкл}}$: $\beta \geq \omega t_{\text{выкл}}$. Угол β называется углом опережения. Точку $(\pi-\beta)$ можно обозначить так же, как угол α (рис. 4.2, *б*), известный как угол управления.

Отсюда зависимость между этими двумя углами $\alpha+\beta=\pi$. Мгновенное значение противоЭДС $e_{d\beta}$, создаваемой вторичной обмоткой трансформатора протеканию тока i_d источника E_0, представлена на рис. 4.2, *в*.

Среднее значение этой функции:

$$E_{d\beta}=\frac{1}{\pi}\int_{\pi-\beta}^{2\pi-\beta}\sqrt{2}E_2\sin\theta d\theta=-\frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi}\cos\beta. \qquad (4.1)$$

4.1.3. Особенности коммутационных процессов в зависимых инверторах

Рассмотрим коммутационные процессы в зависимых инверторах на примере предыдущей схемы (рис. 4.2), но при условии $X_d=\infty$.

Рассмотрим коммутационный процесс (рис. 4.3), начинающийся в точке $(\pi-\beta)$. Тиристор T_1, открываясь в точке $(\pi-\beta)$, подключает к тиристору T_2 запирающее напряжение $e_{2a}-e_{2b}$. Тиристор T_2 будет находиться после этого в открытом состоянии еще в течение интервала γ, пока не иссякнет запасенная в X_a электромагнитная энергия. В результате образуется коммутационный контур, для которого справедливо уравнение:

$$e_{2a}-X_a\frac{di_{2k}}{d\theta}-\frac{X_a di_{2k}}{d\theta}+e_{2b}=0. \qquad (4.2)$$

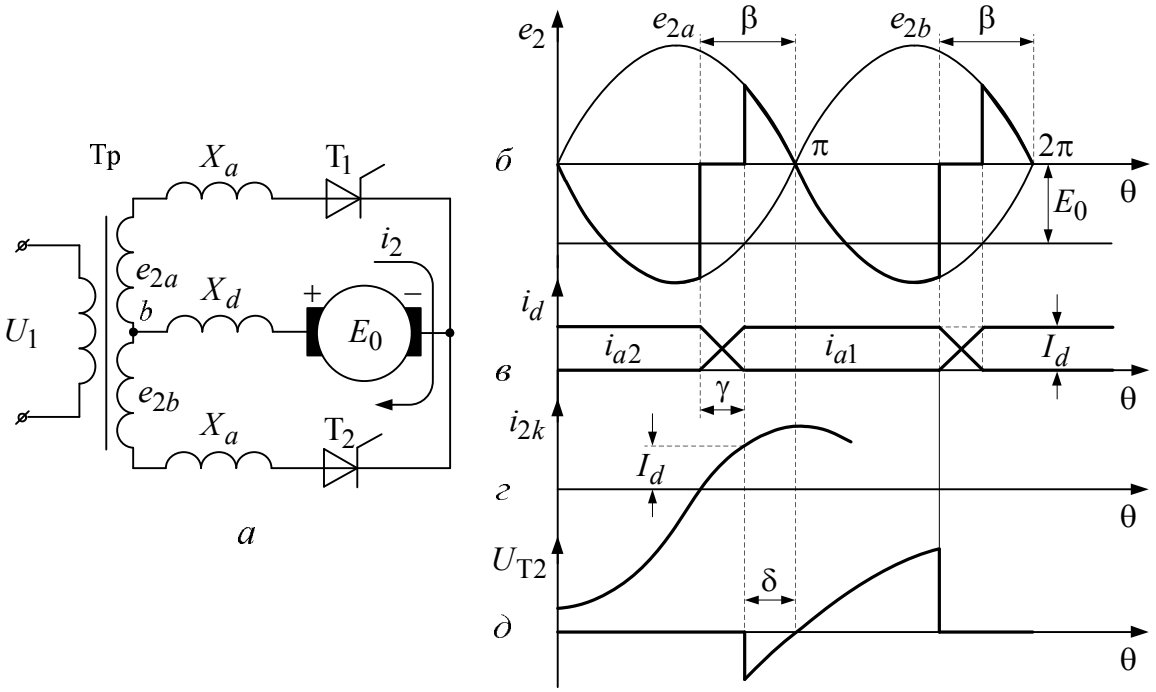


Рис. 4.3. Коммутационные процессы в двухполупериодной схеме зависимого инвертора

Решая уравнение (4.2) относительно тока i_{2k} с учетом нулевых начальных условий, получим:

$$i_{2k} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a}\left(\cos(\pi-\beta)-\cos\theta\right). \qquad (4.3)$$

Эта функция, которая имеет смысл только на интервале $(\pi-\beta)\ldots(\pi-\beta+\gamma)$, изображена на рис. 4.3, *г*.

На указанном интервале ток i_{2k} представляет собой ток i_{a1} вентиля T_1, вступающего в работу. Когда этот ток достигнет величины I_d – тока источника питания E_0, процесс коммутации заканчивается. Поэтому $i_{2k}\Big|_{\theta=\pi-\beta+\gamma} = I_d$. Отсюда находим длительность угла коммутации γ:

$$\gamma = \beta - \arccos\left(\frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2} + \cos\beta\right). \qquad (4.4)$$

Ток вентиля, выходящего из работы на участке коммутации $i_{a2} = I_d - i_{a1} = I_d - i_{2k}$.

Далее процессы повторяются во всех других интервалах коммутации. В течение интервала γ вторичная обмотка трансформатора замкнута накоротко, поэтому мгновенное значение противоЭДС

$$e_{d\beta} = \frac{e_{2a} + e_{2b}}{2} = 0.$$

И поэтому среднее значение противоЭДС инвертора $E_{d\beta} = \frac{1}{\pi}\int\limits_{\pi-\beta+\gamma}^{2\pi-\beta} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta$ будет отличаться от (4.1) на величину

$$\left|\Delta U_x\right| = \frac{1}{\pi}\int\limits_{\pi-\beta}^{\pi-\beta+\gamma} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta = \frac{I_d X_a}{\pi}. \qquad (4.5)$$

Но поскольку на величину, определяемую ΔU_x, уменьшилась площадь, расположенная выше оси абсцисс на рис. 4.3, *б*, а отрицательная площадь осталась без изменения, то

$$E_{d\beta} = E_{d\beta 0} - \Delta U_{\text{x}} = -\frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi}\cos\beta - \frac{I_d X_a}{\pi}. \qquad (4.6)$$

Последнее выражение представляет собой зависимость $E_{d\beta} = f\left(I_d\right)$ и называется входной характеристикой инвертора. Её вид представлен на рис. 4.4 для различных значений β.

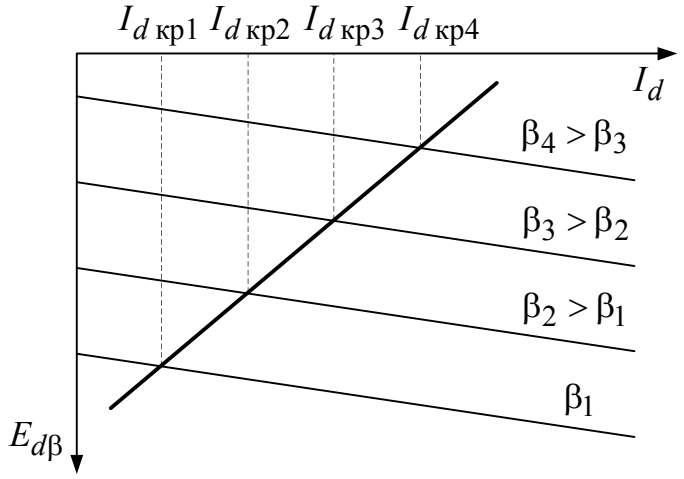


Рис. 4.4. Семейство входных характеристик зависимого инвертора и ограничительная характеристика

Поскольку вентильный преобразователь может быть переведен из режима выпрямления в режим инвертирования изменением угла управления ($\alpha < \frac{\pi}{2}$ – выпрямительный режим, $\alpha > \frac{\pi}{2}$ – инверторный), то внешние характеристики управляемого выпрямителя $E_{d\alpha} = f\left(I_d\right)$ и входные характеристики инвертора $E_{d\beta} = f\left(I_d\right)$ удобно совмещать на одной диаграмме (рис. 4.5).

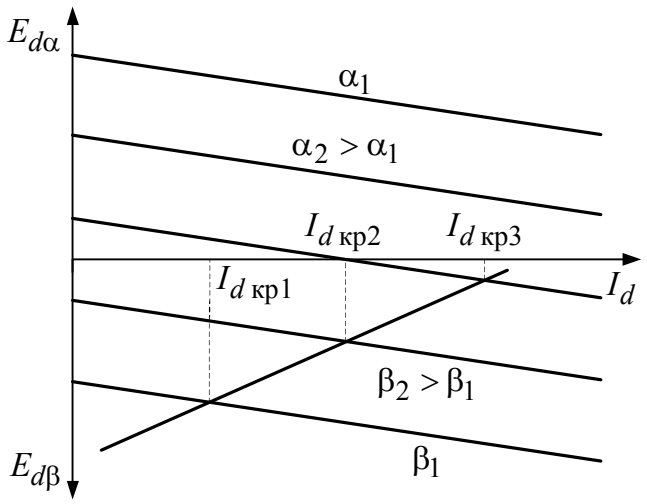


Рис. 4.5. Диаграмма, поясняющая переход вентильного преобразователя из выпрямительного режима в инверторный

Как видно из рис. 4.3, *б*, из-за коммутационных процессов запирающее напряжение к выходящему из работы вентилю прикладывается только в точке $(\pi - \delta)$, и поэтому вентиль должен успеть закрыться в течение интервала δ, т. к. в противном случае в точке π полярность e_2 изменится на противоположную и произойдет «опрокидывание» инвертора. Угол $\delta = \beta - \gamma$ называется углом запаса и его минимальное значение определяется временем выключения тиристора: $\delta_{\min} = \omega t_{выкл}$.

Отсюда следует, что рост угла коммутации ограничивается некоторым критическим значением $\gamma_{\min} = \beta - \delta_{\min}$, т. е. каждому значению угла β на рис. 4.4 и 4.5 соответствует критическое значение тока $I_{d\,кр}$, при котором $\gamma = \gamma_{кр}$. Превышение этих значений токов приводит к «опрокидыванию» инвертора, так как $\delta < \delta_{\min}$.

Соединяя все точки $E_{d\beta}$, оответствующие критическим значениям токов $I_{d\,кр}$, получаем ограничительную характеристику зависимого инвертора, разделяющую рабочую область выходных характеристик от нерабочей.

Учитывая, что $\delta = \beta - \gamma$, из (4.4) получаем:

$$I_{d\,кр} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a}\left(\cos\delta_{\min} - \cos\beta\right), \tag{4.7}$$

а затем из (4.6)

$$E_{d\beta\,кр} = -\frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi}\,\frac{\cos\delta_{\min} + \cos\beta}{2}, \tag{4.8}$$

что является достаточным для построения ограничительной характеристики.

4.1.3. Трехфазные схемы зависимых инверторов

Особенности работы этих схем рассмотрим на примере трехфазного нулевого зависимого инвертора (рис. 4.6), при условии $X_d = \infty$, $X_a \neq 0$.

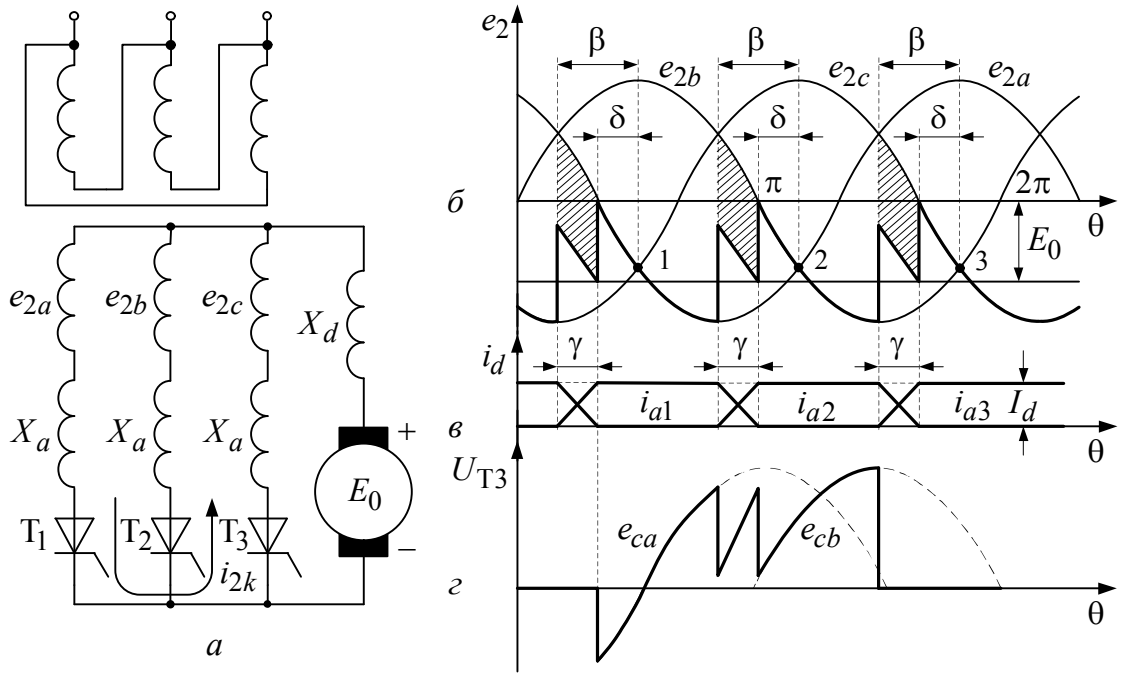


Рис. 4.6. Трехфазный нулевой зависимый инвертор

В отличие от предыдущей схемы зависимого инвертора здесь отсчет углов опережения β осуществляется от точек пересечения фазных ЭДС. Поскольку ток от источника питания E_0 должен протекать по обмоткам трансформатора, преодолевая фазные ЭДС, то на рис. 4.6, *б* рабочими являются участки ЭДС e_{2a}; e_{2b}; e_{2c}, расположенные ниже оси абсцисс. Пусть в точке $\theta = 0$ проводил ток вентиль T_3, преодолевая противоЭДС e_{2c}. В точке $\theta = \frac{2\pi}{3}$ ЭДС e_{2c} изменит полярность на противоположную и из противоЭДС превратится в согласно включенную ЭДС, что при открытом вентиле T_3 приведет к «опрокидыванию» инвертора. Чтобы не допустить этого, нужно раньше этого момента выключить вентиль T_3. Для этого в точке $(\alpha - \beta)$ (рис. 4.6, *б*) система управления открывает вентиль T_1, ток переходит на фазу *а*, так как

противоЭДС e_{2c}, действующая в этой цепи, меньше, чем e_{2c} в цепи вентиля T_3. Вентиль T_1, открываясь, подключает потенциал фазы *a* к катоду вентиля T_3, а анод T_3 имеет потенциал фазы *c*. В результате T_3 оказывается под запирающим напряжением $e_{2c} - e_{2a}$, но закрыться мгновенно он не может из-за ЭДС самоиндукции $\left(X_a \frac{di_{a3}}{d\theta}\right)$, которая поддерживает прежнее направление тока i_{a3}, пока не израсходуется энергия, запасенная в магнитном поле индуктивного сопротивления X_a. Поэтому в течение интервала γ будут одновременно открыты оба вентиля T_1 и T_3, что приводит к появлению коммутационного контура между фазами *a* и *c*. Электромагнитные процессы в этом контуре описываются уравнением

$$e_{2a} - X_a \frac{di_{ak}}{d\theta} - X_a \frac{di_{ak}}{d\theta} - e_{2c} = 0. \qquad (4.9)$$

Перенося начало координат в точку 1, получаем:

$$e_{2a} - e_{2c} = -2\sqrt{2}E_2 \sin\frac{\pi}{m}\sin\theta. \qquad (4.10)$$

Решая уравнение (4.9) относительно i_{2k} и учитывая начальные условия, получаем:

$$i_{2k}\Big|_{\theta=-\beta} = 0,$$

$$i_{2k} = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin\frac{\pi}{3}}{X_a}\left(\cos\theta - \cos\beta\right). \qquad (4.11)$$

На участке коммутации этот ток представляет собой ток вентиля T_1, вступающего в работу: $i_{2k} = i_{a1}$, ток $i_{a3} = I_d - i_{a1}$.

Процесс коммутации заканчивается, когда $i_{a1}\Big|_{\theta=-\beta+\lambda} = I_d$.

Из этого условия находим γ:

$$\gamma = \beta - \arccos\left(\frac{I_d X_a}{\sqrt{2}E_2 \sin\frac{\pi}{m}} + \cos\beta\right). \qquad (4.12)$$

Далее процессы повторяются во всех точках переключения вентилей. На рис. 4.6, *г* изображено напряжение на вентиле T_3.

Среднее значение противоЭДС инвертора

$$E_{\alpha\beta} = E_{\alpha\beta_0} + \Delta U_x, \tag{4.13}$$

где $E_{d\beta 0}$ – противоЭДС при отсутствии коммутационных процессов (на холостом ходу):

$$E_{d\beta 0} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int\limits_{\frac{\pi}{2}-\beta}^{\frac{7}{6}\pi-\beta} \sqrt{2}E_2 \sin\theta d\theta =$$

$$= -\frac{\sqrt{2}E_2}{\frac{2\pi}{3}} \sin\frac{\pi}{m} \cos\beta = -1{,}17E_2 \cos\beta. \tag{4.14}$$

Среднее значение прироста противоЭДС инвертора ΔU_x за счет коммутационных процессов и определяемое величиной заштрихованной площадки рис. 4.6, *б* равно

$$\Delta U_x = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int\limits_{-\beta}^{-\beta+\gamma} \left(\frac{e_{2c} + e_{2a}}{2} - e_{2a} \right) d\theta = -\frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{3}}. \tag{4.15}$$

Таким образом,

$$E_{d\beta} = -1{,}17 \cos\beta - \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{3}}, \tag{4.16}$$

представляет собой уравнение входной характеристики инвертора (рис. 4.7). Так как минимальное значение угла запаса δ ограничено временем выключения тиристора ($\delta_{\min} = \omega t_{\text{выкл}}$), то угол γ не должен превышать критического значения $\gamma_{\text{кр}} = \beta - \delta_{\min}$.

Следовательно, критическое значение тока $I_{d\text{кр}}$, соответствующее $\gamma_{\text{кр}}$, находится из (4.12):

$$I_{d\ \text{кр}} = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_a} \sin\frac{\pi}{3} (\cos\delta_{\min} - \cos\beta); \tag{4.17}$$

$$U_{d\beta\ \text{кр}} = -1{,}17E_2 \left(\frac{\cos\delta_{\min} + \cos\beta}{2} \right). \tag{4.18}$$

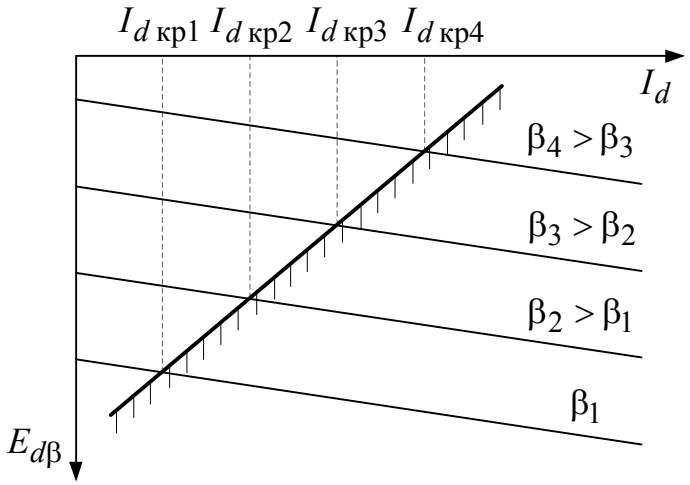


Рис. 4.7. Ограничительная характеристика трехфазного нулевого зависимого инвертора

По полученным выражениям строится ограничительная характеристика инвертора (рис. 4.7).

Совершенно аналогично протекают коммутационные процессы в трехфазной мостовой схеме зависимого инвертора, но в расчетных соотношениях 4.12, 4.14, 4.15, 4.16, 4.17, 4.18 следует учитывать, что пульсность мостовой схемы в отличие от нулевой схемы $m = 6$, а коэффициент схемы равен $2{,}34$.

4.1.4. Энергетические показатели зависимых инверторов

Коэффициент полезного действия зависимых инверторов определяется так же, как и в схемах управляемых выпрямителей, по (2.102), а коэффициент мощности найдем на примере двухполупериодного зависимого инвертора со средней точкой (рис. 4.8). Рассмотрим кривую анодного тока i_{a1} вентиля T_1 (рис. 4.8, *в*). Пренебрежем нелинейностью фронта нарастания и спадания тока, а затем, заменяя равнобокую трапецию равновеликим по площади прямоугольником, выделим первую гармонику тока i_{a1} (кривая $i_{2(1)}$). Первая гармоника первичного тока $i_{1(1)}$ компенсирует намагничивающую силу гармоники $i_{2(1)}$ и, следовательно, находится с ней в противофазе.

Фазовый сдвиг φ_1 между $i_{1(1)}$ и напряжением сети U_1 равен:

$$\varphi_1 = \pi - \beta + \frac{\gamma}{2}, \tag{4.19}$$

и, следовательно, зависимый инвертор является потребителем реактивной мощности:

$$Q_{и} = U_1 I_{1(1)} \sin\varphi_1, \qquad (4.20)$$

величина которой определяется углом опережения β.

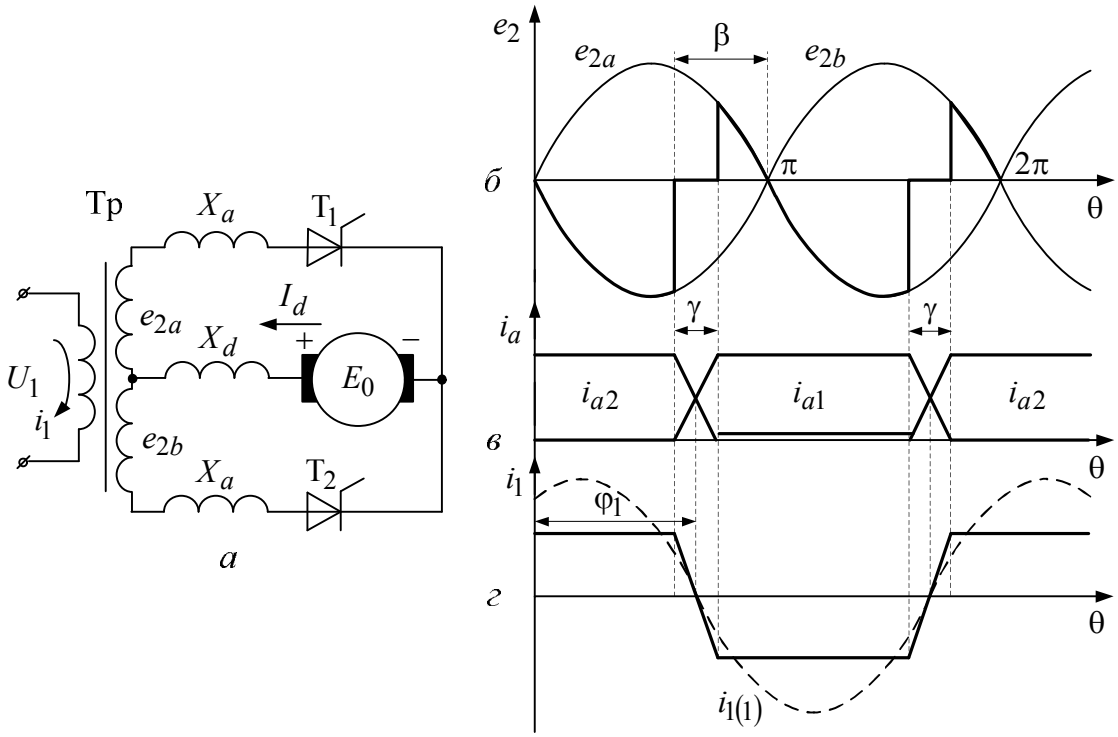


Рис. 4.8. Определение угла сдвига между первичным током и напряжением питающей цепи двухполупериодного зависимого инвертора

Полный же коэффициент мощности определяется как

$$\chi = \frac{P_{и}}{S} = \nu \cos\varphi_1, \qquad (4.21)$$

где $P_{и} = U_1 I_{1(1)} \cos\varphi_1$ – активная мощность инвертора, равная преобразованной мощности источника постоянного тока $P_d = E_0 I_d$.

Коэффициент искажения $\nu = \dfrac{I_{1(1)}}{I_1}$ определяется так же, как и в схемах выпрямителей, наличием высших гармоник в токе первичной обмотки трансформатора.

Закономерности в работе рассмотренных схем зависимых инверторов справедливы для однофазной и трехфазной мостовых и других, более сложных схем.

4.2. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Автономные инверторы в отличие от инверторов зависимых не нуждаются в сети переменного тока в процессе преобразования энергии,

и параметры преобразованной энергии определяются схемой инвертора, режимом работы и системой управления.

По характеру электромагнитных процессов автономные инверторы подразделяются на инверторы тока, инверторы напряжения и резонансные инверторы. Рассмотрим их принципиальные различия. Инвертор тока (рис. 4.9) питается от источника тока. Сам инвертор представляет собой мост из ключей $K_1 - K_4$, в одну диагональ которого включен источник питания $U_{пит}$, а в другую – нагрузка $Z_н$.

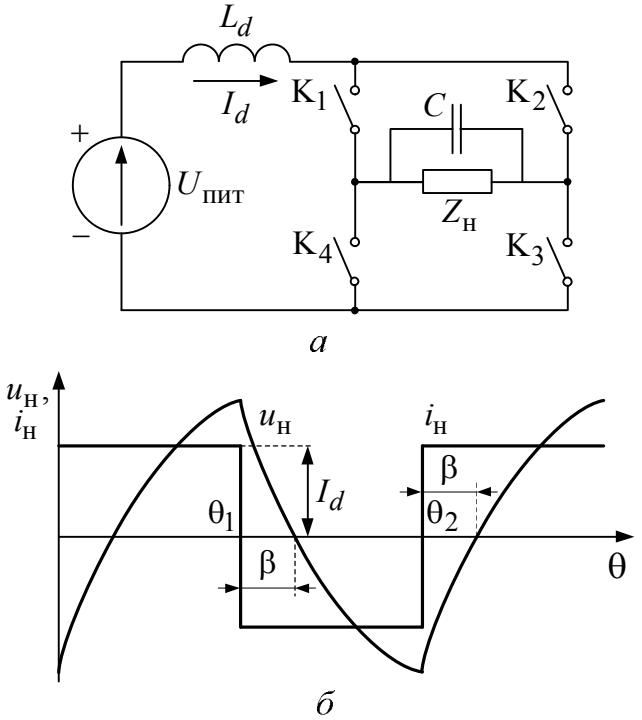


Рис. 4.9. Автономный инвертор тока

Нагрузка инвертора тока должна обязательно иметь емкостной характер. Поскольку в большинстве случаев нагрузка инверторов имеет активно-индуктивный характер, то параллельно нагрузке $Z_н$ нужно включать конденсатор C такой емкости, чтобы результирующий характер цепи нагрузки был емкостным.

Источник питания, в роли которого выступает источник тока, обеспечивает на входе инвертора ток I_d, постоянный во времени и не зависящий от нагрузки. Пусть в точке $\theta = 0$ замыкаются ключи K_1 и K_3. По нагрузке потечет ток I_d слева направо, а конденсатор C заряжается до напряжения U_C указанной полярности. В точке θ_1 ключи K_1 и K_3 размыкаются, а замыкаются ключи K_2 и K_4. Ток нагрузки мгновенно изменяется на противоположный по направлению, а конденсатор C перезаряжается до напряжения противоположной

полярности. Далее процессы повторяются в точках $\theta_2, \theta_3, \ldots$ Таким образом, ток на выходе инвертора имеет прямоугольную форму, а напряжение определяется параметрами цепи нагрузки. Для инвертора тока характерно, что ток нагрузки опережает напряжение на угол β, называемый углом опережения. Поскольку идеальных источников тока не существует, то для придания свойств источника тока обычным источникам питания (аккумуляторам, электромашинным генераторам постоянного тока, выпрямителям и т. д.) последовательно с ними включается дроссель L_d большой индуктивности.

Инвертор напряжения (рис. 4.10) использует в качестве источника питания источник напряжения. В схемном отношении инвертор напряжения – такой же мост на ключах $K_1 - K_4$. В отличие от инвертора тока нагрузка должна быть либо активной, либо активно-индуктивной, но не емкостной, т. к. в противном случае в силовых ключах будут недопустимо большие броски тока, способные вывести их из строя.

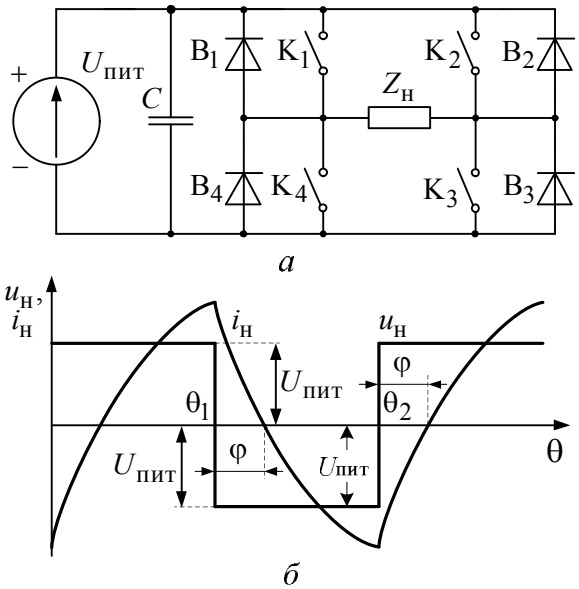


Рис. 4.10. Автономный инвертор напряжения

Пусть в точке $\theta = 0$ замыкаются ключи K_1 и K_3. К нагрузке от источника питания прикладывается напряжение $U_{пит}$ и начинает протекать ток $i_н$, определяемый нагрузкой $Z_н$. В точке θ_1 ключи K_1 и K_3 размыкаются, а ключи K_2 и K_4 замыкаются. К нагрузке прикладывается напряжение $U_{пит}$ противоположной полярности, но при активно-индуктивном ее характере ток в индуктивности не может мгновенно изменить свое направление. Под действием ЭДС самоиндукции, возникающей в индуктивности нагрузки, ток $i_н$ будет протекать

в прежнем направлении, преодолевая противоЭДС источника $U_{пит}$ и постепенно снижаясь до 0. И только в точке $(\theta_1 + \varphi)$ ток в нагрузке изменяется на противоположный. Далее процессы повторяются. Если ключи $K_1 - K_4$ имеют одностороннюю проводимость, то тогда ток нагрузки на участке φ замыкается через вентили $B_2 - B_4$ в положительных полупериодах и $B_1 - B_3$ – в отрицательных. Эти вентили называются вентилями обратного тока, так как на интервалах их проводимости (угол φ) энергия, запасенная в индуктивности нагрузки (реактивная энергия), возвращается в источник питания. Для придания свойств источника напряжения обычным источникам питания параллельно им включают конденсатор *C* большой емкости.

В резонансных инверторах нагрузка входит в состав колебательного контура, настраиваемого на определенную частоту, в результате чего токи и напряжения там близки к синусоидальным. Иногда для получения колебаний высокой частоты несколько инверторов объединяют в одну схему (многоячейковые инверторы).

Во всех типах автономных инверторов в качестве ключей обычно используют полностью управляемые вентили (транзисторы, двухоперационные тиристоры). Можно использовать также вентили с частичной управляемостью (тиристоры), если снабдить их дополнительным устройством – коммутационным узлом, способным выключить тиристор в любой момент времени. Существует большое количество различных схем для коммутации тиристоров, но все они сводятся к следующим основным способам.

1. Подключение к тиристору предварительно заряженного конденсатора при помощи другого силового тиристора (рис. 4.11). При работе тиристора T_1 заряжается конденсатор *C*. Для выключения T_1 нужно включить тиристор T_2. При этом напряжение конденсатора прикладывается к тиристору T_1 в запирающем направлении и он выключается, а конденсатор *C* перезаряжается. При включении тиристора T_1 по этой же причине выключается тиристор T_2 и т. д.

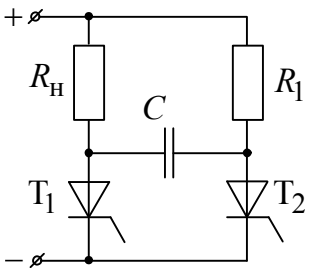


Рис. 4.11. Коммутационный узел на основе конденсатора и коммутирующего тиристора

2. Подключение последовательно с тиристором *LC*-контура (рис. 4.12). При включении тиристора Т начинается колебательный заряд конденсатора *C*. Выключение тиристора происходит при спадании тока в *LC*-контуре до нуля.

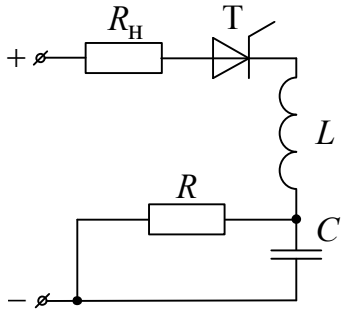


Рис. 4.12. Коммутационный узел на основе последовательно подключенного LC-контура

3. Подключение параллельно тиристору последовательного колебательного *LC*-контура (рис. 4.13). До включения тиристора конденсатор *C* заряжается от источника питания, а когда открывается тиристор Т, начинается колебательный перезаряд конденсатора. $Т_1$ выключается, когда суммарный ток *LC*-контура и нагрузки достигает нуля. В схеме рис. 4.12 и 4.13 длительность открытого состояния тиристора определяется параметрами колебательного контура.

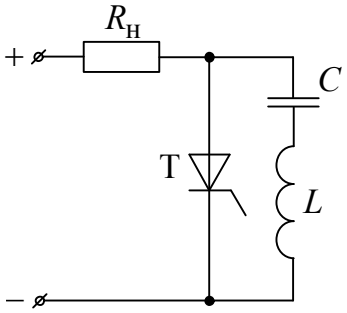


Рис. 4.13. Коммутационный узел на основе параллельно подключенного LC-контура

4. Подключение к тиристору предварительно заряженного конденсатора при помощи вспомогательного коммутационного тиристора (рис. 4.14). Для заряда конденсатора *C* открывается тиристор $Т_к$. При включени силового тиристора Т конденсатор *C* перезаряжается через вентиль В и индуктивность $L_к$. Для выключения тиристора Т нужно включить тиристор $Т_к$. В этом случае длительность открытого состояния силового тиристора Т не ограничена и не связана с включением другого силового тиристора.

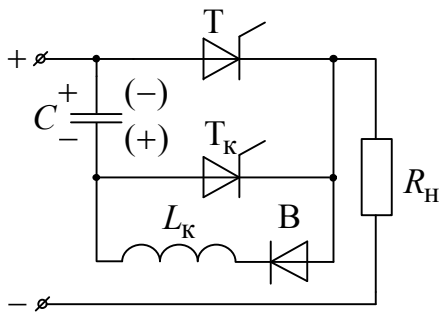


Рис. 4.14. Коммутационный узел на основе коммутационного конденсатора и дросселя

5. Включение последовательно с силовым тиристором коммутирующей ЭДС, превышающей напряжение источника питания (рис. 4.15). Для этого в цепь тиристора обычно вводят индуктивность L, на которой в нужный момент времени создается запирающая ЭДС (например, за счет трансформаторной связи и генератора запирающих импульсов ГИ).

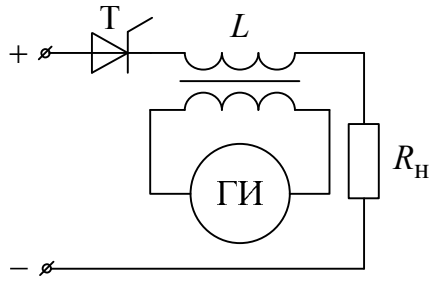


Рис. 4.15. Коммутационный узел на основе встречно включенной ЭДС, создаваемой генератором импульсов

6. Подключение к тиристору при помощи полностью управляемого ключа источника коммутирующей ЭДС (рис. 4.16).

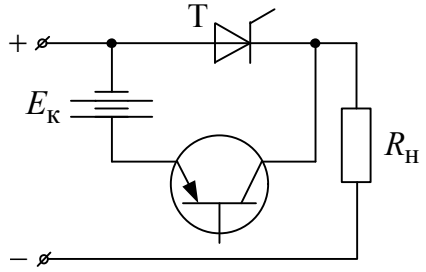


Рис. 4.16. Коммутационный узел на основе источника коммутирующей ЭДС и полностью управляемого ключа

4.2.1. Инверторы тока

Как уже было отмечено выше, результирующий характер цепи нагрузки инвертора тока должен быть емкостным. Это обстоятельство зачастую предопределяет выбор в качестве ключей в инверторах тока силовых тиристоров, так как в этом случае конденсатор, входящий

в состав цепи нагрузки удобно использовать для их коммутации. В зависимости от способа включения конденсатора в цепь нагрузки различают параллельные, последовательные и последовательно-параллельные инверторы тока.

4.2.1.1. Параллельные инверторы тока

Рассмотрим схему однофазного мостового инвертора тока (рис. 4.17). В точке $\theta = 0$ включаются тиристоры T_1 и T_3. Ток в цепи нагрузки протекает слева направо (положительный полупериод). При этом конденсатор $C_к$ заряжается от источника питания (полярность без

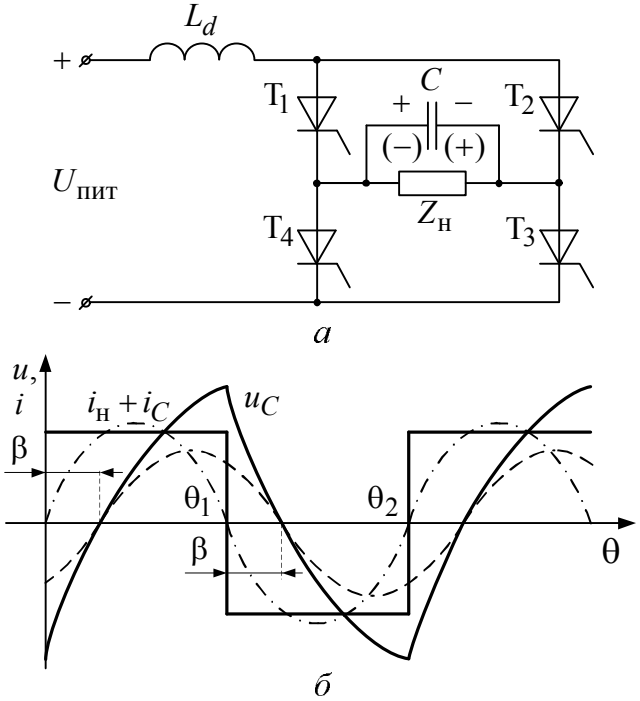


Рис. 4.17. Параллельный инвертор тока

скобок). В точке θ_1 включаются тиристоры T_2 и T_4. Ток в цепи нагрузки меняется на противоположный, а тиристоры T_1 и T_3 закрываются, так как к ним оказывается подключенным конденсатор $C_к$ в запирающем направлении. Через тиристоры T_2 и T_4 конденсатор начинает перезаряжаться, и в течение интервала β полярность на нем сохранится первоначальной, в результате чего тиристоры T_1 и T_3 восстанавливают свои управляющие свойства. Отсюда требование:

$$\beta \geq \beta_{min} = \omega t_{выкл}, \qquad (4.22)$$

где $\omega = 2\pi f$, $\quad f = \dfrac{1}{T}$ – выходная частота инвертора.

В противном случае тиристоры не успеют закрыться и в точке $(\theta_1 + \beta)$ откроются снова. Открытие всех четырех вентилей инвертора приведет к короткому замыканию источника питания и к «опрокидыванию» инвертора.

После перезарядки конденсатора $C_к$ процессы повторяются в точках θ_2, θ_3 и т. д. Для изучения основных свойств параллельного инвертора тока воспользуемся методом первой гармоники, и будем считать, что ток и напряжение на выходе инвертора синусоидальны. Тогда векторная диаграмма инвертора имеет вид, показанный на рис. 4.18. Здесь $I_н$ – ток нагрузки, I_C – ток конденсатора, I_{di} – ток эквивалентного источника переменного тока, которым заменяется реальный источник питания инвертора.

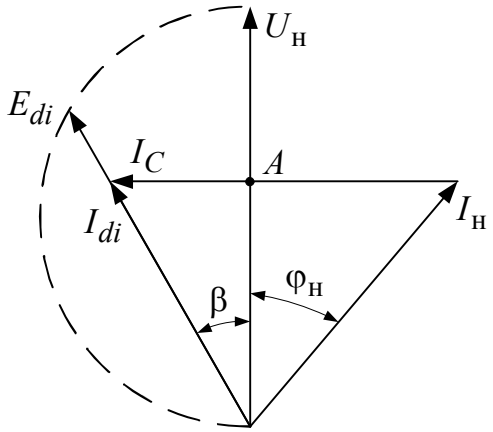


Рис. 4.18. Векторная дмаграмма параллельного инвертора тока

При замене реального источника питания с напряжением $U_{пит}$ эквивалентным источником переменного тока исходим из следующих соображений:

1. Эквивалентный источник генерирует так же, как и реальный источник питания, только активную мощность $P_и = E_{di} I_{di} = U_d I_d$. Поэтому эти векторы совпадают друг с другом по фазе.

2. Связь между напряжением E_{di} и $U_{пит}$ реального источника устанавливается на основании теории выпрямителей ($E_d = k_{сх} E_2$, где $k_{сх} = \dfrac{E_d}{E_2}$ – коэффициент схемы, определяемый схемой выпрямителя. Для однофазной мостовой схемы $k_{сх} = \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0{,}9$).

В нашем случае E_2 заменяем на E_{di}, E_d на $U_{пит}$.

Отсюда

$$E_{di} = \frac{U_{\text{пит}}}{k_{\text{сх}}}. \qquad (4.23)$$

Из рис. 4.18 находим:

$$I_{\text{н}}\cos\varphi_{\text{н}} = I_{di}\cos\beta,$$

$$E_{di}I_{di} = U_{\text{н}}I_{\text{н}}\cos\varphi_{\text{н}} = U_{\text{н}}I_{di}\cos\beta,$$

$$E_{di} = U_{\text{н}}\cos\beta. \qquad (4.24)$$

Отсюда следует, что в любом режиме вектор $U_{\text{н}}$ представляет собой диаметр окружности, по которой перемещается конец вектора E_{di}. Из соотношения активной $P_{\text{и}}$ и реактивной мощности $Q_{\text{и}}$ инвертора имеем:

$$\frac{Q_{\text{и}}}{P_{\text{и}}} = \text{tg}\beta, \qquad (4.25)$$

$$Q_{\text{и}} = U_{\text{н}}^2\omega C - U_{\text{н}}I_{\text{н}}\sin\varphi_{\text{н}},$$

$$P_{\text{и}} = U_{\text{н}}I_{\text{н}}\cos\varphi_{\text{н}},$$

$$\text{tg}\beta = \frac{U_{\text{н}}^2\omega C - U_{\text{н}}I_{\text{н}}\sin\varphi_{\text{н}}}{U_{\text{н}}I_{\text{н}}\cos\varphi_{\text{н}}} = \frac{1}{Y_{\text{н}}^*\cos\varphi_{\text{н}}} - \text{tg}\varphi_{\text{н}}, \qquad (4.26)$$

где $Y_{\text{н}}^* = \dfrac{Y_{\text{н}}}{\omega C}$, $Y_{\text{н}} = \dfrac{1}{Z_{\text{н}}}$.

Из (4.26) получаем зависимость $\beta = f\left(Y_{\text{н}}^*\right)$ (рис. 4.19).

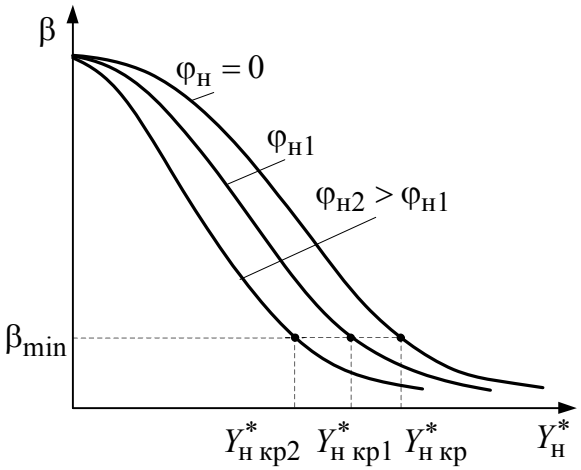


Рис. 4.19. Характеристика устойчивости параллельного инвертора тока

Из (4.24) напряжение нагрузки $U_{\text{н}} = \dfrac{E_{di}}{\cos\beta} = \dfrac{U_{\text{пит}}}{k_{\text{сх}}\cos\beta}$.

Учитывая, что $\cos\beta = \dfrac{1}{\sqrt{1+\mathrm{tg}^2\beta}}$, тогда

$$\frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{пит}}} = \frac{1}{k_{\text{сх}}}\sqrt{1+\left(\frac{1}{Y_{\text{н}}^{*}\cos\varphi_{\text{н}}} - \mathrm{tg}\varphi_{\text{н}}\right)^2}\,. \qquad (4.27)$$

Это выражение представляет собой уравнение внешней характеристики параллельного инвертора, вид которой представлен на рис. 4.20.

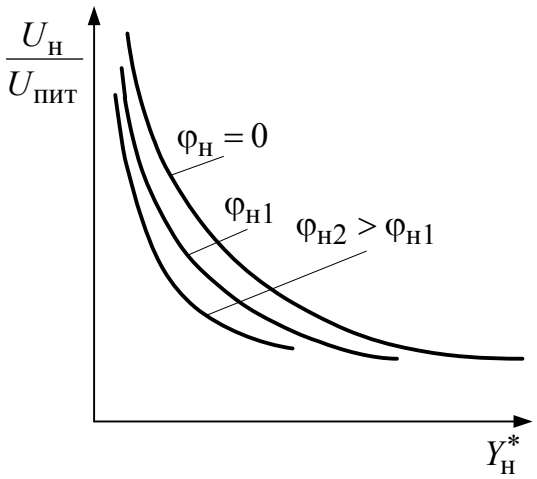


Рис. 4.20. Внешняя характеристика параллельного инвертора тока

Выше было показано, что $I_d U_{\text{пит}} = I_{\text{н}} U_{\text{н}} \cos\varphi_{\text{н}}$, где I_d – входной ток инвертора. Отсюда $I_d = \dfrac{U_{\text{н}}}{U_{\text{пит}}} I_{\text{н}} \cos\varphi_{\text{н}}$. Заменяя $I_{\text{н}} = \dfrac{U_{\text{н}}}{Z_{\text{н}}} = U_{\text{н}} Y_{\text{н}}$, входной ток инвертора $I_d = \dfrac{U_{\text{н}}^2}{U_{\text{пит}}} Y_{\text{н}} \cos\varphi_{\text{н}}$.

Умножая обе части уравнения на $\dfrac{1}{\omega C U_{\text{пит}}}$, получим

$$\frac{I_d}{\omega C U_{\text{пит}}} = \frac{U_{\text{н}}^2}{U_{\text{пит}}^2} Y_{\text{н}}^{*} \cos\varphi_{\text{н}}$$

или

$$\frac{I_d}{\omega C U_{\text{пит}}} = \frac{\pi^2}{8}\left[1+\left(\frac{1}{Y_{\text{н}}^{*}\cos\varphi_{\text{н}}} - \mathrm{tg}\varphi_{\text{н}}\right)^2\right] Y_{\text{н}}^{*} \cos\varphi_{\text{н}}\,. \qquad (4.28)$$

Полученное выражение представляет собой уравнение входной характеристики инвертора $I_d^* = f(Y_н^*)$, вид которой представлен на рис. 4.21.

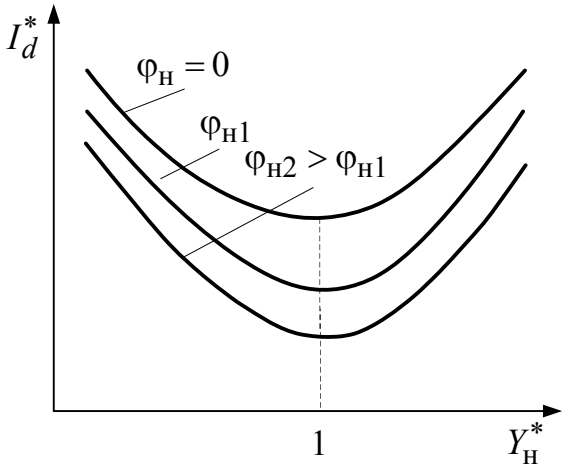


Рис. 4.21. Входная характеристика параллельного инвертора тока

Общие закономерности параллельного инвертора сводятся к следующему:

1. С увеличением нагрузки уменьшается угол β, т. е. уменьшается время, предоставляемое силовым тиристорам для восстановления их управляющих свойств. Причем эта зависимость тем круче, чем больше угол $\varphi_н$, т. е., чем больше индуктивный характер нагрузки. Поскольку $\beta_{min} = \omega t_{выкл}$, то существуют критические значения нагрузки для каждого $\varphi_н$.

2. Параллельный инвертор тока имеет мягкую внешнюю характеристику $U_н = f(I_н)$, крутизна которой зависит от $\varphi_н$. На холостом ходу $(Y_н^* = 0)$ эта характеристика устремляется в бесконечность, поэтому этот режим является нерабочим из-за перенапряжения на силовых элементах схемы.

3. При $(Y_н^* = 1)$ потребляемый от источника питания ток I_d минимальный, так как в этом случае имеет место режим, близкий к резонансу. Резкое снижение выходного напряжения инвертора в области малых нагрузок объясняется избыточной реактивной мощностью конденсатора $C_к$, выбираемого из расчета компенсации реактивной мощности нагрузки в самых неблагоприятных режимах. Для устранения этого недостатка иногда в схему вводят дополнительные

отсекающие вентили $В_1 - В_4$, исключающие обмен реактивной энергией между нагрузкой и конденсатором $C_к$ (рис. 4.22).

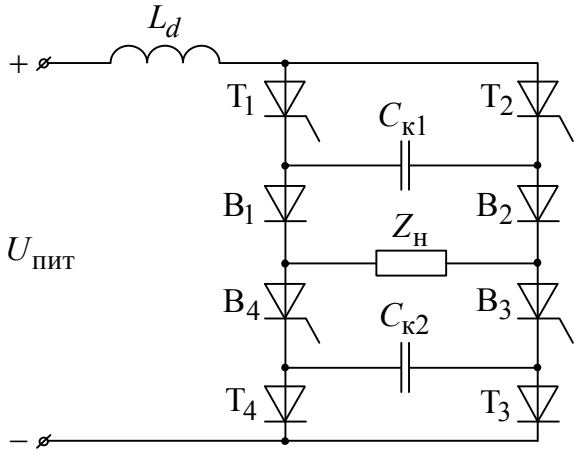


Рис. 4.22. Однофазный мостовой инвертор с отсекающими вентилями

В этом случае $C_к$ разделяется на две половины $C_{к1}$ и $C_{к2}$ и отделены от нагрузки вентилями $В_1 - В_4$, которые называются отсекающими, а емкость конденсаторов $C_{к1}$ и $C_{к2}$ выбирается только из условия обеспечения коммутации силовых тиристоров, в результате чего исключается влияние $C_{к1}$ и $C_{к2}$ на жесткость внешней характеристики. Параллельный инвертор тока может строиться и по схеме со средней точкой (рис. 4.23).

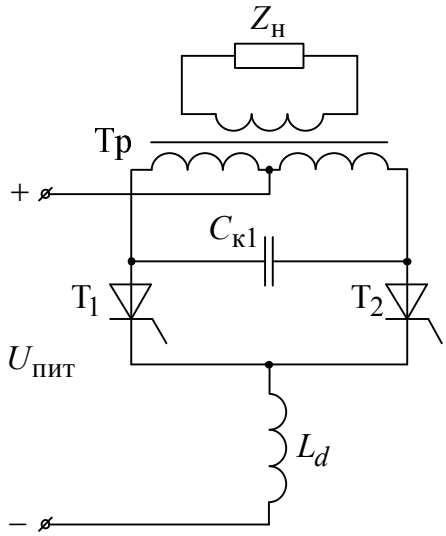


Рис. 4.23. Однофазный параллельный инвертор тока со средней точкой

В этом случае обязательным элементом является трансформатор Тр, имеющий вывод от средней точки в первичной цепи.

Точно так же, как и мостовой инвертор, эта схема может быть выполнена и с отсекающими вентилями (рис. 4.24).

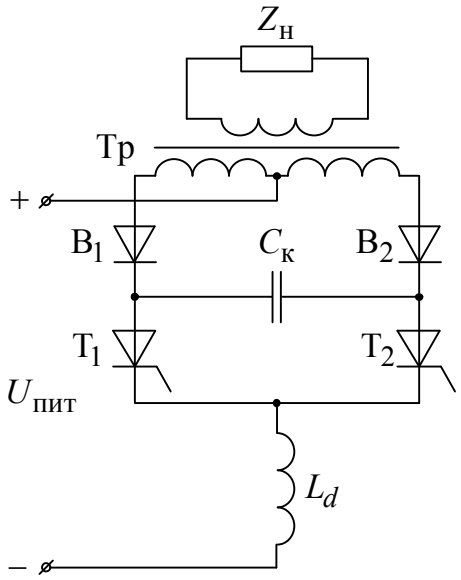


Рис. 4.24. Однофазный инвертор со средней точкой с отсекающими вентилями

Все вышесказанное справедливо и для трехфазного параллельного инвертора, который чаще выполняется по мостовой схеме (рис. 4.25).

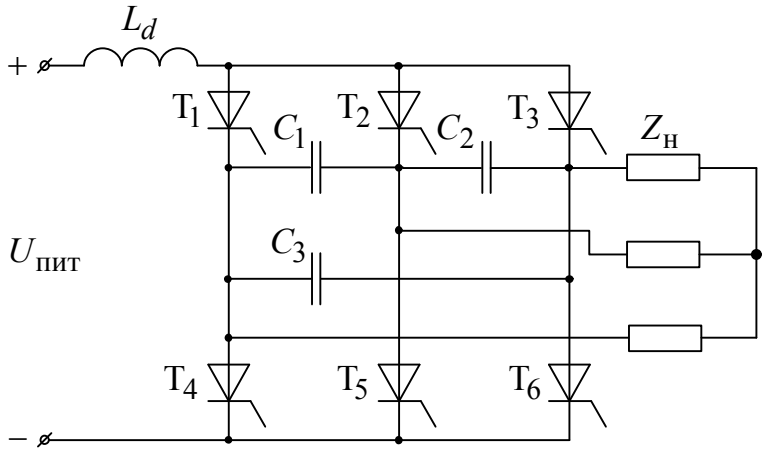


Рис. 4.25. Трехфазный мостовой инвертор тока

4.2.1.2. Последовательные инверторы тока

В последовательных инверторах тока конденсатор включается, в отличие от рассмотренного выше параллельного инвертора тока, последовательно в цепь нагрузки (рис. 4.26).

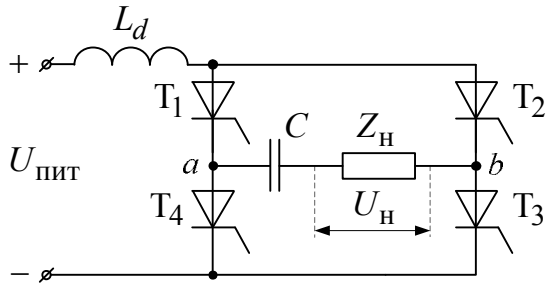


Рис. 4.26. Последовательный инвертор тока

Используя тот же метод первой гармоники, что и в предыдущем случае, построим векторную диаграмму последовательного инвертора (рис. 4.27).

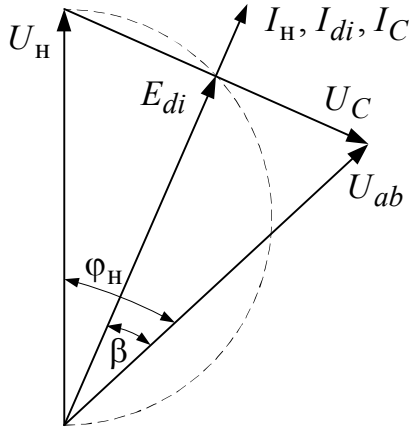


Рис. 4.27. Векторная диаграмма последовательного инвертора тока

Здесь ток нагрузки $I_н$ и входной ток I_{di} есть одна и та же величина. Поэтому при замене реального источника питания на эквивалентный источник переменного тока имеет место равенство:

$$E_{di} I_{di} = U_н I_н \cos\varphi_н .$$

Так как $I_н = I_{di}$, то

$$E_{di} = U_н \cos\varphi_н , \qquad (4.29)$$

т. е. ЭДС эквивалентного источника равна падению напряжения на активном сопротивлении нагрузки.

Связь между E_{di} и $U_{пит}$ определяется так же, как и параллельного инвертора, из выражения (4.23).

Из (4.29) следует, что

$$U_н = \frac{E_{di}}{\cos\varphi_н} = \frac{U_{пит}}{k_{сх} \cos\varphi_н} \qquad (4.30)$$

и при постоянном $U_н$ конец вектора E_{di} должен в любом режиме перемещаться по окружности, построенной на векторе $U_н$ как

на диаметре. Соотношение (4.25) для последовательного инвертора с учетом $I_н = I_C$ принимает следующий вид:

$$tg\beta = \frac{Q_C}{P_и} = \frac{I_C^2 \dfrac{1}{\omega C} - U_н I_н \sin\varphi_н}{U_н I_н \cos\varphi_н} = \\ = \frac{I_н^2}{\omega C U_н I_н \cos\varphi_н} - tg\varphi_н = \frac{Y_н^*}{\cos\varphi_н} - tg\varphi_н, \tag{4.31}$$

где $Y_н^* = \dfrac{Y_н}{\omega C}$, $Y_н = \dfrac{1}{Z_н} = \dfrac{I_н}{U_н}$.

Как следует из этого выражения, угол β, в отличие от параллельного инвертора, возрастает с ростом нагрузки (рис. 4.28). Поскольку $\beta \geq \beta_{min} = \omega t_{восст}$, то каждому значению $\varphi_н$ соответствует критическое значение $Y_н^*$, меньше которого нагрузка последовательного инвертора быть не может.

Из (4.30) следует, что $\dfrac{U_н}{U_{пит}} = \dfrac{1}{k_{сх} \cos\varphi_н}$ или для однофазной мостовой схемы инвертора

$$\frac{U_н}{U_{пит}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}\cos\varphi_н}. \tag{4.32}$$

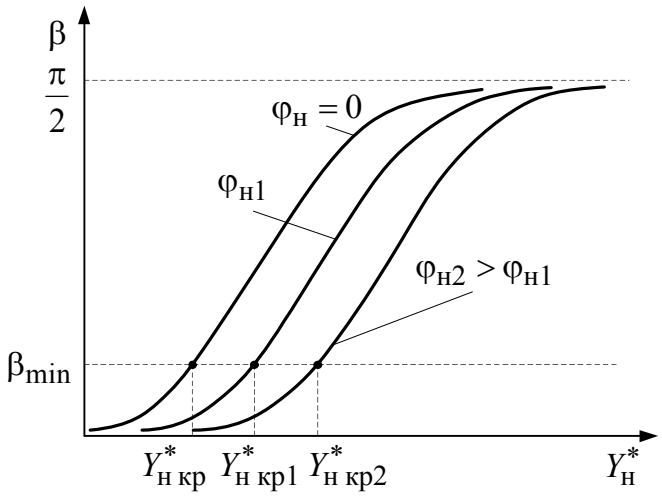


Рис. 4.28. Характеристика усторйчивости последовательного инвертора тока

Поэтому внешняя характеристика последовательного инвертора не зависит от нагрузки и имеет, в соответствии с (4.32), вид (рис. 4.29).

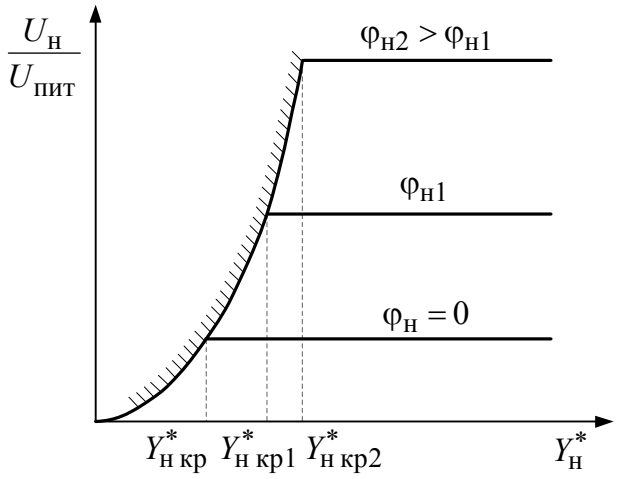


Рис. 4.29. Внешняя характеристика последовательного инвертора тока

Перенося на рис. 4.29 критические значения нагрузок для различных значений $\varphi_н$ из рис. 4.28, получаем ограничительную характеристику последовательного инвертора (штриховая линия на рис. 4.29), разделяющую рабочую и нерабочую области внешних характеристик.

4.2.1.3. Последовательно-параллельные инверторы тока

В этой схеме конденсаторы включаются и последовательно с нагрузкой, и параллельно ей (рис. 4.30). Поэтому этот инвертор обладает свойствами как параллельного, так и последовательного инвертора.

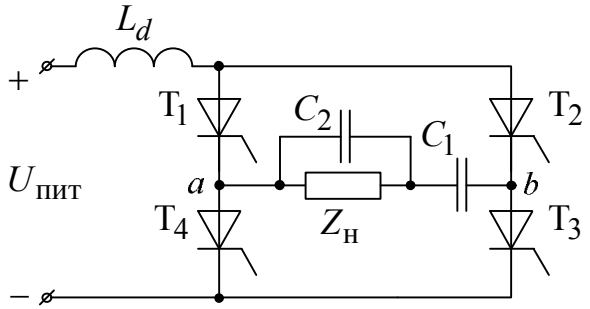


Рис. 4.30. Последовательно-параллельный инвертор тока

Векторная диаграмма последовательно-параллельного инвертора тока представлена на рис. 4.31.

При малых токах нагрузки $I_н$ коммутация тиристоров происходит за счет параллельного конденсатора C_2 (угол β_2), и этот режим характеризуется левой частью круговой диаграммы, соответствующей параллельному инвертору, а при больших нагрузках (ток $I_{н2}$) основную

роль играет последовательный конденсатор C_1 (угол β_1), что находит отражение в правой части круговой диаграммы, соответствующей последовательному инвертору. Соотношение между величинами C_1 и C_2 предопределяет преобладание свойств либо последовательного, либо параллельного инвертора.

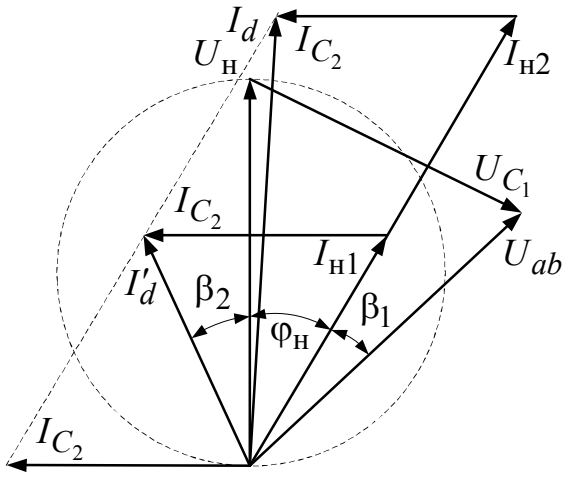


Рис. 4.31. Внешняя диаграмма последовательно-параллельного инвертора тока

Соотношение мощностей в последовательно-параллельном инверторе определяется выражением [6]:

$$\mathrm{tg}\beta=\frac{Q_и}{P_и}=\frac{1}{\cos\varphi_н}\left[\frac{Y_н}{\omega C_1}+\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)\frac{\omega C_2}{Y_н}-\left(1+2\frac{C_2}{C_1}\right)\sin\varphi_н\right], \quad (4.33)$$

из которого следует, что угол β будет возрастать и в области малых нагрузок, и в области больших нагрузок, имея минимум, определяемый соотношением $\frac{C_2}{C_1}$ в области средних нагрузок.

4.2.1.4. Резонансные инверторы

В схемном отношении резонансные инверторы напоминают инверторы тока, но в отличие от них на входе имеют индуктивность L_d, которая образует колебательный контур с коммутирующим конденсатором и индуктивностью нагрузки $L_н$.

При этом в режиме, близком к резонансному, напряжение и ток нагрузки будут приближаться к синусоидальным. Резонансные инверторы могут выполняться так же, как и инверторы тока, по схеме параллельного, последовательного или последовательно-параллельного инвертора.

Параллельный резонансный инвертор имеет характер основных зависимостей такой же, как и у параллельного инвертора тока, но в резонансном инверторе из-за синусоидальной формы тока нагрузки скорость нарастания токов тиристоров $\frac{di}{dt}$ значительно ниже. Поэтому выходная частота в резонансном инверторе может быть значительно более высокой.

Особенностью резонансного инвертора является также то, что нагрузка может изменяться лишь в небольших пределах, так как при изменении параметров нагрузки в большом диапазоне может возникнуть режим, приводящий к опрокидыванию инвертора.

Особенности последовательного резонансного инвертора рассмотрим на примере полумостовой схемы (рис. 4.32).

Здесь элементы цепи нагрузки (L_k, Z_k, C_k) образуют последовательный колебательный контур с собственной частотой ω_0. При открывании тиристора T_1 происходит заряд конденсатора $C_н$, при открывании тиристора T_1 конденсатор C_k разряжается.

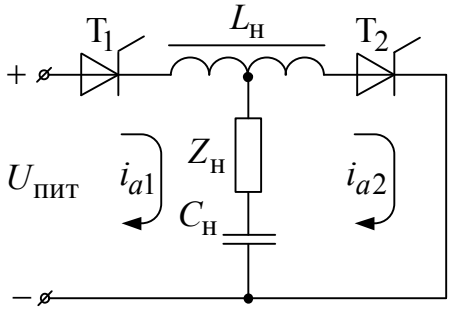


Рис. 4.32. Полумостовая схема резонансного инвертора тока

В зависимости от частоты отпирания ω тиристоров T_1 и T_2 различают три режима (рис. 4.33):

1. Режим прерывистых токов, когда $\omega < \omega_0$ (рис. 4.33, *а*). В этом случае тиристоры восстанавливают управляющие свойства в течение бестоковой паузы $\theta_1 \ldots \theta_2$. Этот режим еще называют режимом естественной коммутации, т. к. тиристоры закрываются за счет естественного спадания тока до нуля при колебательном характере перезарядки конденсатора.

2. Гранично-непрерывный режим ($\omega = \omega_0$) (рис. 4.33, *б*). В этом случае имеет место резонансный режим. Поскольку здесь отсутствует бестоковая пауза, то тиристоры закрываются за счет ЭДС в обмотках коммутирующего дросселя L_k.

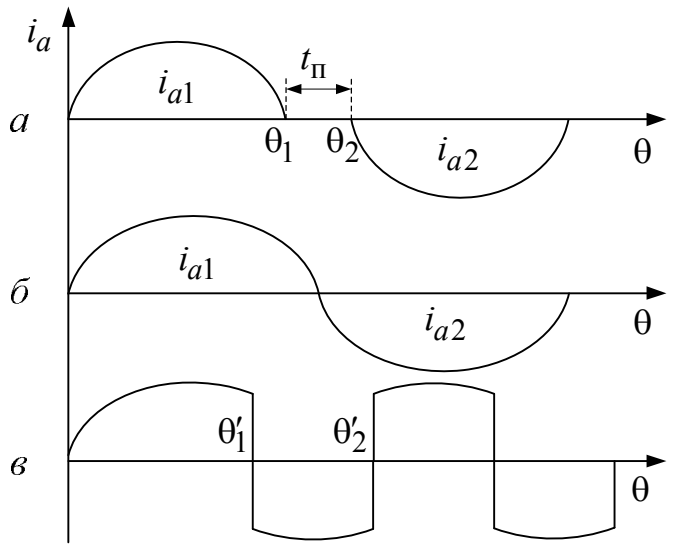


Рис. 4.33. Режимы работы полумостовой схемы резонансного инвертора тока

3. Режим непрерывного тока (рис. 4.33, *в*). В этом случае $\omega > \omega_0$ и ток в колебательном контуре не успевает снизиться до нуля. Коммутация тиристоров так же, как и в предыдущем случае, осуществляется только за счет ЭДС в обмотках дросселя L_k. В связи с этим в последних двух режимах коммутацию тиристоров называют принудительной.

Характеристики основных зависимостей последовательного резонансного инвертора и последовательного инвертора тока также весьма похожи:

- напряжение на нагрузке возрастает с уменьшением $\cos\varphi_н$;
- уменьшение активного сопротивления нагрузки приводит к увеличению входного тока инвертора, напряжения на конденсаторе C_k и на тиристорах, а также к увеличению времени, предоставленного тиристорам для восстановления управляющих свойств;
- в режиме холостого хода последовательный резонансный инвертор неработоспособен, т. к. угол $\beta = 0$, и инвертор опрокидывается.

Диапазон изменения сопротивления нагрузки в последовательном резонансном инверторе также ограничен условиями его работоспособности, как и в параллельном резонансном инверторе, но влияние этого сопротивления в обоих инверторах противоположное, как было отмечено выше.

Свойства последовательно-параллельного резонансного инвертора в большой степени зависят от соотношения ёмкостей последовательного и параллельного конденсатора и могут быть приближены либо к свойствам параллельного резонансного инвертора, если превалирует

конденсатор, подключенный параллельно нагрузке, либо к свойствам последовательного резонансного инвертора, если превалирует последовательно включённый конденсатор.

Существует большое количество схемных вариантов резонансных инверторов, каждый из которых имеет свои отличительные особенности, достоинства и недостатки, но есть одно свойство резонансных инверторов, обеспечивающее им широкие перспективы применения в различных областях техники. Речь идет о возможности построения на базе резонансных инверторов так называемых «многоячейковых инверторов». Многоячейковые резонансные инверторы применяют, например, тогда, когда необходимо получить выходную частоту, превышающую предельное значение выходной частоты одного инвертора, либо когда нужно получить большую выходную мощность без последовательного или параллельного соединения силовых вентилей. Это достигается благодаря тому, что n отдельных резонансных инверторов работают на одну и ту же нагрузку либо со сдвигом по фазе на угол $\frac{2\pi}{n}$, и тогда частота выходного напряжения на нагрузке будет в n раз превышать выходную частоту отдельного инвертора, либо их можно включать или параллельно, или последовательно для получения большой мощности в нагрузке.

Описание свойства резонансных инверторов позволяют отметить и наиболее перспективные области применения. В первую очередь это высокочастотные установки индукционного нагрева металлов, широко применяемые в различных технологических процессах.

Это и высокочастотные звенья преобразования энергии в мощных устройствах электропитания различного назначения.

Это и источники питания мощных светотехнических установок.

Особенно большие перспективы применения резонансных инверторов открываются в связи с появлением новых мощных силовых ключей на базе полевых транзисторов, а также комбинированных транзисторов – *IGBT*, которые существенно превышают по целому ряду важнейших показателей силовые тиристоры.

4.2.2. Инверторы напряжения

Инверторы напряжения могут строиться как на полностью управляемых вентилях, так и на тиристорах, если их снабдить узлами коммутации, позволяющими выключать тиристоры в любой момент времени.

Рассмотрим однофазный мостовой инвертор напряжения, выполненный на транзисторах (рис. 4.34).

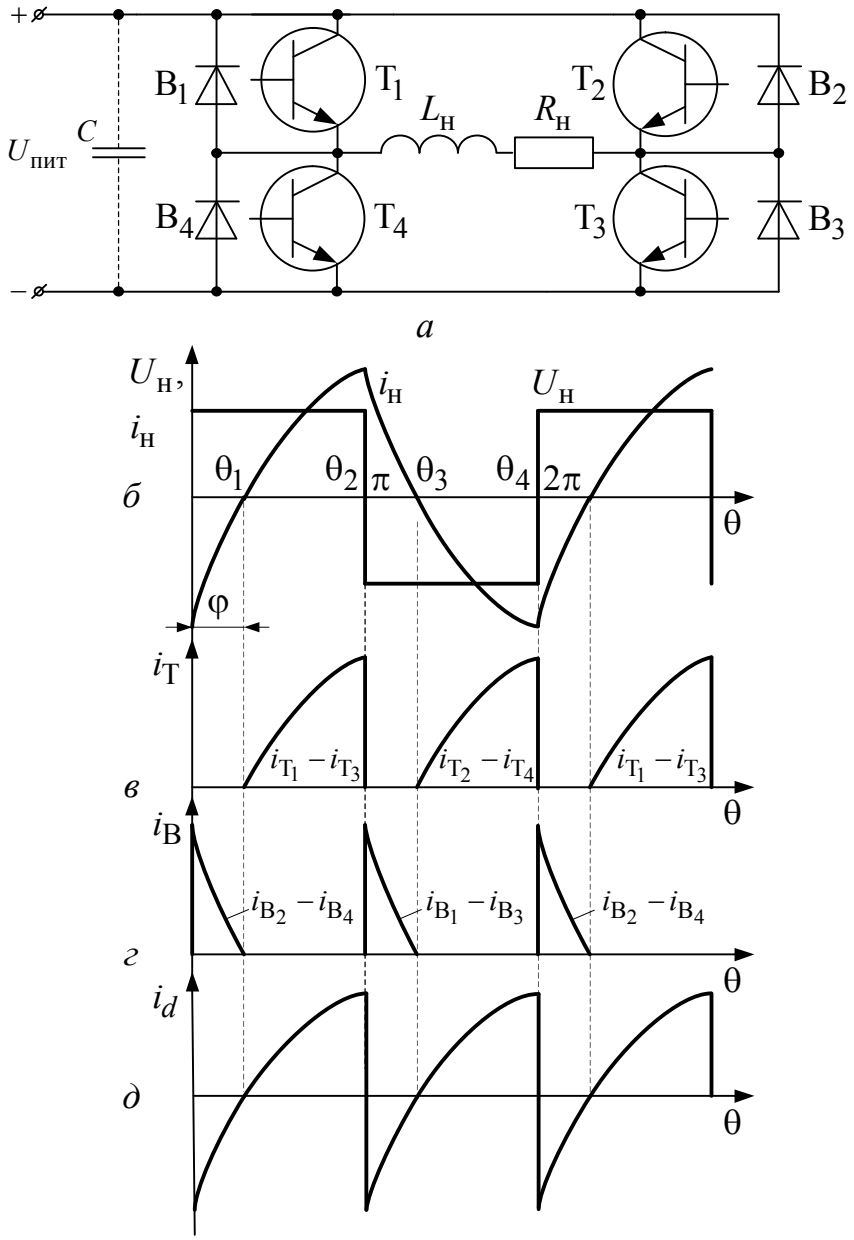


Рис. 4.34. Однофазный инвертор напряжения

Здесь на участке $\theta_1 \ldots \theta_2$, открыты транзисторы $T_1 - T_3$ и ток протекает от источника питания в нагрузку. В точке θ_2 транзисторы $T_1 - T_3$ выключаются, а включаются транзисторы $T_2 - T_4$, и реактивная энергия, накопленная в магнитном поле $L_н$, сбрасывается в источник питания через диоды $B_2 - B_4$ на интервале $\theta_2 \ldots \theta_3$. И только в точке θ_3 потечет ток от источника питания в нагрузку в противоположном направлении. Составим дифференциальное уравнение для интервала

$\theta_1 \ldots \theta_3$, в предположении идеальности силовых элементов схемы и источника питания:

$$X_{\text{н}} \frac{di_{\text{н}}}{d\theta} + i_{\text{н}} R_{\text{н}} = \pm U_{\text{пит}}, \tag{4.34}$$

где $+U_{\text{пит}}$ соответствует интервалу $\theta_1 \ldots \theta_2$, а $-U_{\text{пит}}$ – интервалу $\theta_2 \ldots \theta_3$. Решая это уравнение относительно тока $i_{\text{н}}$, с учетом, что $-i_{\text{н}}\Big|_{\theta=0} = +i_{\text{н}}\Big|_{\theta=\pi}$, получим:

$$i_{\text{н}} = \pm \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}} \left(1 - \frac{2e^{\frac{-\theta R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}}}{1 + e^{\frac{-\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}}} \right). \tag{4.36}$$

Максимальное значение тока силовых вентилей $i_{\text{н max}} = i_{\text{н}}\Big|_{\theta=0}$:

$$i_{\text{н max}} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}} \left(1 - \frac{2}{1 - e^{\frac{-\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}}} \right).$$

Из условия $i_{\text{н}}\Big|_{\theta=\varphi} = 0$ находим φ – момент перехода тока $i_{\text{н}}$ через нуль:

$$\varphi = \ln \left(\frac{2}{1 + e^{-\frac{\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}}} \right) \frac{X_{\text{н}}}{R_{\text{н}}}. \tag{4.37}$$

Среднее значение тока для основных вентилей инвертора

$$I_{\text{т}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_{\text{н}}}^{\pi} i_{\text{н}} d\theta = \frac{U_{\text{пит}}(\pi - \varphi)}{2\pi R_{\text{н}}} + \frac{U_{\text{пит}} X_{\text{н}} \left(e^{-\frac{\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} - e^{-\frac{\varphi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} \right)}{\pi R_{\text{н}}^2 \left(1 + e^{-\frac{\varphi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} \right)}, \tag{4.38}$$

для обратных диодов

$$I_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\varphi_{\text{н}}} i_{\text{н}} d\theta = \frac{U_{\text{пит}} \varphi_{\text{н}}}{2\pi R_{\text{н}}} + \frac{U_{\text{пит}} X_{\text{н}} \left(e^{\frac{-\varphi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} - 1 \right)}{\pi R_{\text{н}}^2 \left(1 + e^{\frac{-\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} \right)}. \tag{4.39}$$

Среднее значение тока источника питания

$$I_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i_{\text{н}} d\theta = 2(I_{\text{т}} + I_{\text{в}}) = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}}\left[1 + \frac{2\left(e^{-\frac{\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} - 1\right)}{\frac{R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}\pi\left(1 + e^{-\frac{\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}}\right)}\right]. \qquad (4.40)$$

Активная мощность нагрузки равна мощности, потребляемой от источника питания:

$$P_{\text{н}} = U_{\text{пит}} I_d = \frac{U_{\text{пит}}^2}{R_{\text{н}}}\left[1 + \frac{2X_{\text{н}}\left(e^{-\frac{\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} - 1\right)}{R_{\text{н}}\pi\left(1 + e^{-\frac{\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}}\right)}\right]. \qquad (4.41)$$

Полная мощность нагрузки определяется как $S_{\text{н}} = U_{\text{н}} I_{\text{н}}$,
где $I_{\text{н}}$ – действующее значение тока нагрузки:

$$I_{\text{н}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_{\text{н}}^2 d\theta} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}}\sqrt{1 + \frac{2X_{\text{н}}\left(e^{\frac{-\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} - 1\right)}{\pi R_{\text{н}}\left(e^{\frac{-\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} + 1\right)}}. \qquad (4.42)$$

Так как $U_{\text{н}} = U_{\text{пит}}$, то

$$S_{\text{н}} = \frac{U_{\text{пит}}^2}{R_{\text{н}}}\sqrt{1 + \frac{2X_{\text{н}}\left(e^{\frac{-\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} - 1\right)}{\pi R_{\text{н}}\left(e^{\frac{-\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} + 1\right)}}. \qquad (4.43)$$

Полный коэффициент мощности

$$\chi = \frac{P_{\text{н}}}{S_{\text{н}}} = \sqrt{1 + \frac{2X_{\text{н}}\left(e^{-\frac{\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}} - 1\right)}{R_{\text{н}}\pi\left(1 + e^{-\frac{\pi R_{\text{н}}}{X_{\text{н}}}}\right)}}. \qquad (4.44)$$

Из принципа работы инвертора напряжения следует, что выходное напряжение его не зависит от нагрузки и, следовательно, внешняя характеристика имеет жесткий характер.

В случае односторонней проводимости источника питания (например, выпрямитель) параллельно ему необходимо устанавливать

конденсатор C для приема возвращаемой через обратные вентили реактивной энергии нагрузки.

Инверторы напряжения, выполненные на тиристорах, в отличие от инверторов тока не могут использовать для коммутации емкостной характер нагрузки, так как емкостная нагрузка недопустима в инверторах напряжения из-за больших бросков тока в момент коммутации. Поэтому в тиристорных инверторах напряжения применяются специальные коммутационные узлы, которые могут реализовать различные способы коммутации (см. п. 4.2). Может здесь применяться и способ конденсаторной коммутации, рассмотренный в инверторах тока, но коммутирующие конденсаторы должны быть отделены от нагрузки отсекающими диодами, чтобы не оказывать влияние на результирующий характер нагрузки, а входная индуктивность должна иметь такую величину, чтобы образовывать с коммутирующим конденсатором C колебательный контур, обеспечивающий выключение силовых тиристоров в заданный момент времени, а также исключить короткое замыкание источника питания в момент коммутации, когда одновременно открыты все четыре тиристора.

Таким образом, однофазные тиристорные инверторы напряжения в схемном отношении будут подобны схемам на рис. 4.22, 4.24.

При большой индуктивности цепи нагрузки неизбежно возникнут перенапряжения на силовых элементах схемы при коммутации вентилей из-за ЭДС самоиндукции. Для устранения этого явления в схему вводятся обратные вентили $В'_1 - В'_4$, которые создают цепь для сброса реактивной энергии нагрузки в источник питания (рис. 4.35, 4.36).

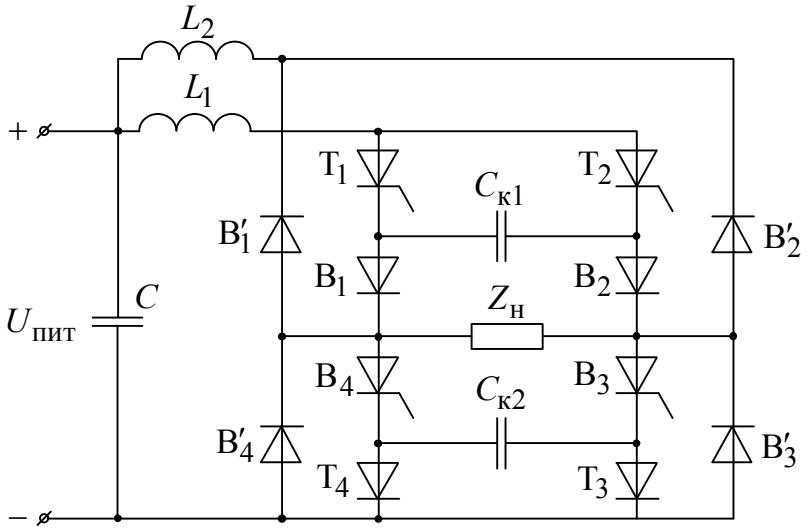


Рис. 4.35. Однофазный мостовой инвертор напряжения с отсекающими вентилями

Для сглаживания тока в этой цепи может устанавливаться еще один дроссель L_2, а в случае односторонней проводимости источника предусматривается еще конденсатор C на входе инвертора.

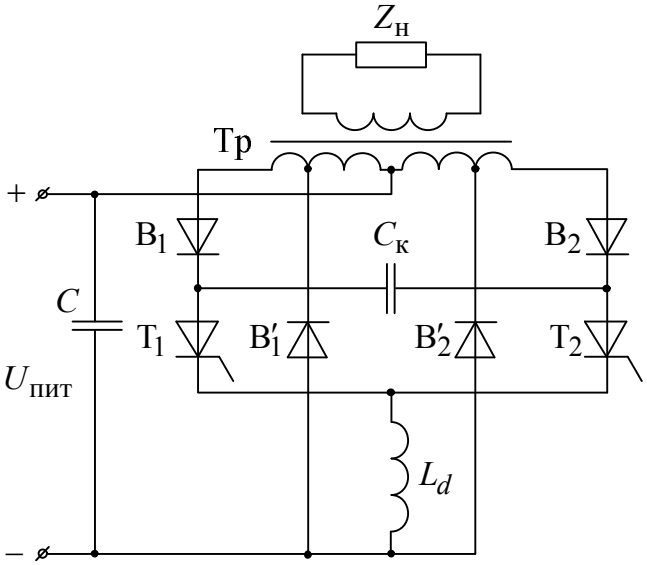


Рис. 4.36. Однофазный инвертор напряжения со средней точкой и с отсекающими вентилями

Аналогичным образом может быть построен и трехфазный тиристорный инвертор (рис. 4.37) напряжения.

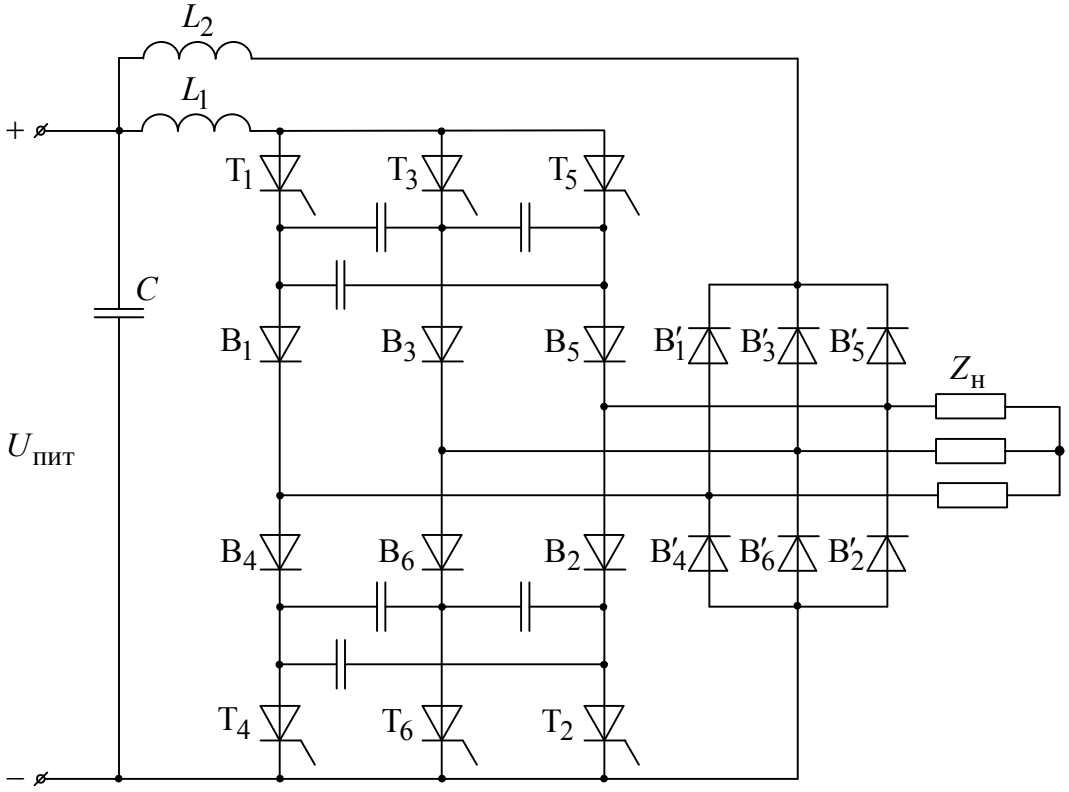


Рис. 4.37. Трехфазный мостовой инвертор напряжения с отсекающими вентилями

В этой схеме одновременно в любой момент времени проводят ток два вентиля – один в анодной, другой в катодной группе. Порядок включения вентилей – $В_1 - В_2$; $В_2 - В_3$; $В_3 - В_4$; $В_4 - В_5$; $В_5 - В_6$. Интервал проводимости каждой пары вентилей составляет $\frac{\pi}{3}$, а интервал проводимости каждого вентиля $-\frac{2\pi}{3}$. Существуют трехфазные инверторы, у которых интервал проводимости вентилей составляет π. В этом случае в схеме моста одновременно открыты три вентиля и порядок их включения следующий: $В_1 - В_2 - В_3$; $В_2 - В_3 - В_4$; $В_3 - В_4 - В_5$; $В_4 - В_5 - В_6$; $В_5 - В_6 - В_1$; … Для реализации такого алгоритма включения необходимы либо полностью управляемые вентили, либо специальные коммутирующие узлы, отличные от рис. 4.37. В инверторах со 180-градусным интервалом проводимости, в отличие от 120-градусного, форма кривой выходного напряжения не зависит от параметров нагрузки, а также обеспечивается лучшее использование вентилей по току.

4.3. ДВУХСТУПЕНЧАТАЯ КОММУТАЦИЯ В СХЕМАХ ИНВЕРТОРОВ

Характерной особенностью всех рассмотренных выше автономных инверторов является то, что для выключения рабочего вентиля необходимо включить очередной вентиль и таким образом ток нагрузки в процессе коммутации переходит с одного рабочего вентиля на другой. Этот способ коммутации получил название одноступенчатого. Существуют схемы инверторов, где выключение рабочего вентиля не связано с включением очередного вентиля, а осуществляется при помощи специального коммутирующего вентиля, вводящего в действие одну из схем принудительной коммутации (рис. 4.11–4.16).

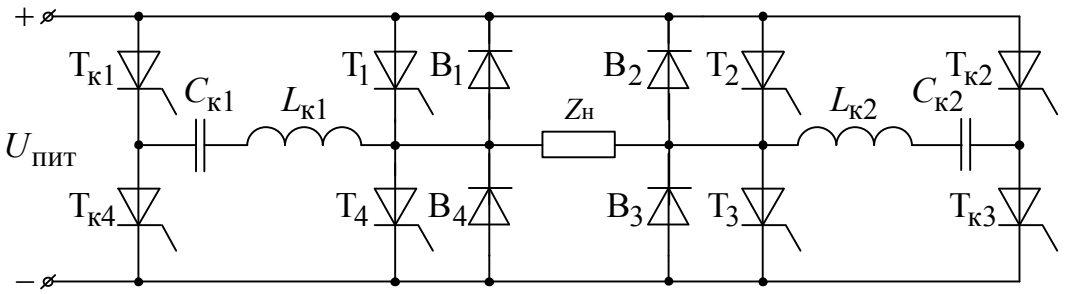


Рис. 4.38. Инвертор напряжения с двухступенчатой коммутацией

При активно-индуктивной нагрузке инвертора рабочий ток после выключения силового вентиля переходит на вентиль обратного тока, а уже затем на очередной вентиль, т. е. коммутационный процесс проходит в две ступени (двухступенчатая коммутация). Коммутационный узел может быть предусмотрен на каждый силовой вентиль инвертора (повентильная коммутация), на два вентиля, работающих в одной фазе (пофазная коммутация), на группу тиристоров в мостовой схеме (групповая коммутация) и весь инвертор (общая коммутация).

В качестве примера рассмотрим однофазный мостовой инвертор напряжения с пофазной двухступенчатой коммутацией (рис. 4.38). Здесь для запирания рабочих тиристоров $\mathrm{T}_1 - \mathrm{T}_4$ служат два колебательных контура $L_k C_k$, управляемые коммутирующими тиристорами $\mathrm{T}_{1k} - \mathrm{T}_{4k}$. Предположим, что от предыдущей коммутации на конденсаторах C_k остался заряд, полярность которого указана без скобок, а ток проводят тиристоры T_1 и T_3. В нужный момент времени для запирания тиристоров T_1 и T_3 открываются тиристоры T_{1k} и T_{3k} и начинается колебательный перезаряд конденсаторов C_k по цепям $L_{k1} - \mathrm{T}_1 - \mathrm{T}_{1k}$ и $L_{2k} - \mathrm{T}_3 - \mathrm{T}_{3k}$, в результате чего тиристоры T_1 и T_3 закрываются, когда ток колебательного контура достигает тока нагрузки, а затем процесс перезарядки будет продолжаться уже по цепи вентилей B_1 и B_3 вместо закрывающихся тиристоров T_1 и T_3, которые в это время восстанавливают управляющие свойства, т. к. к ним приложены в запирающем направлении прямые падения напряжения на вентилях B_1 и B_3. В результате перезаряда полярность напряжения на конденсаторах C_{k1} и C_{k2} изменяется на противоположную, а тиристоры T_1 и T_3 закрываются. И когда откроются тиристоры T_2 и T_4, то для их запирания достаточно открыть коммутирующие тиристоры T_{2k} и T_{4k}, в результате чего конденсаторы C_{k1} и C_{k2} перезарядятся до исходной полярности.

Таким образом, включение тиристоров T_1 и T_3 не связано с включением тиристоров T_2 и T_4 и выходное напряжение инвертора может иметь вид, представленный на рис. 4.39.

Это позволяет осуществить в инверторах с двухступенчатой коммутацией методы широтно-импульсного регулирования (ШИР), когда выходное напряжение инвертора формируется в виде импульсов одинаковой длительности, а регулирование напряжения осуществляется

изменением соотношения длительности импульсов $t_и$ длительности паузы $t_п$.

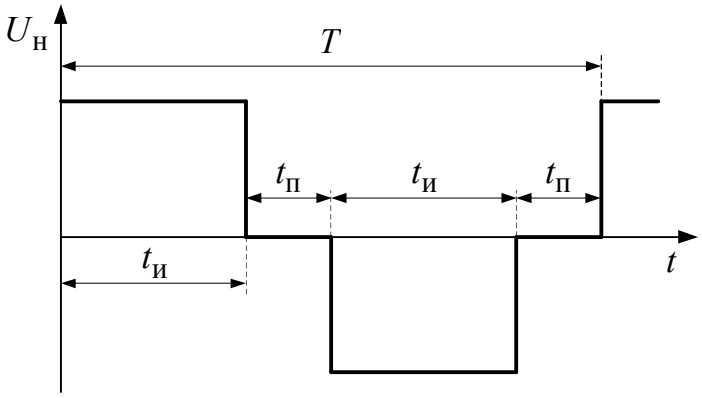


Рис. 4.39. Выходное напряжение инвертора с двухступенчатой коммутацией

Еще одним важным достоинством двухступенчатой коммутации является возможность широтно-импульсной модуляции (ШИМ), когда выходное напряжение формируется в виде импульсов переменной за период длительности, модулируемых по заданному закону (синусоидальному, трапецеидальному и т. д.), что позволяет снизить содержание высших гармоник. По способам формирования сигналов с ШИМ различают пять родов, из которых в силовой преобразовательной технике применяется только два: ШИМ первого рода и ШИМ второго рода. Рассмотрим принцип формирования сигналов с ШИМ первого рода.

Предположим, что нужно модулировать прямоугольные импульсы по какому-либо закону, например, синусоидальному (рис. 4.40, *а*). Для этого формируются опорные, тактовые импульсы

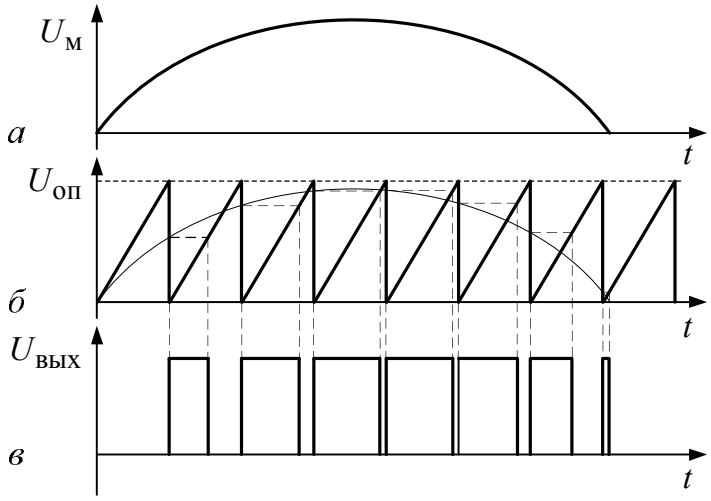


Рис. 4.40. Широтно-импульсная модуляция первого рода

пилообразной (треугольной) формы, строго синхронизированные с модулируемыми импульсами (рис. 4.40, *б*), на которые накладывается модулирующий сигнал.

Длительность модулированных импульсов определяется временем, необходимым для нарастания тактового, опорного треугольного сигнала $U_{\text{оп}}$ до величины, которую имел модулирующий сигнал в тактовый момент времени (в момент начала формирования треугольного сигнала).

Принцип формирования сигнала с ШИМ второго рода поясняется на рис. 4.41. Так же, как и в предыдущем случае, формируются тактовые, опорные импульсы треугольной формы, синхронизированные с модулируемыми импульсами, на которые накладывается модулирующий сигнал $U_{\text{м}}$.

Длительность модулированных импульсов определяется точками пересечения модулирующего сигнала с треугольным опорным напряжением (рис. 4.41, *б*) и равна времени, необходимому для нарастания треугольного сигнала до величины модулирующего напряжения.

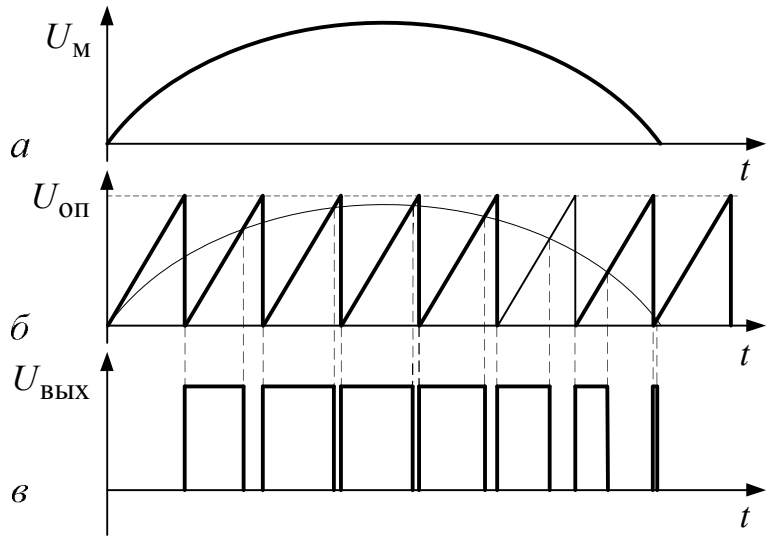


Рис. 4.41. Широтно-импульсная модуляция второго рода

При оценке несинусоидальности кривых выходного напряжения инверторов обычно используют коэффициент гармоник

$$k_{\text{г}} = \frac{\sqrt{\sum\limits_{k\to\infty} U_k^2}}{U_1}, \qquad (4.45)$$

где U_k – действующее значение высшей гармоники с порядковым номером k. Обычно для большинства элементов электрооборудования требование к коэффициенту гармоник устанавливается на уровне не более 5 %.

Для улучшения кривой выходного напряжения, кроме методов ШИМ, используются методы амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), а также различные схемы фильтров.

4.4. МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Существует три способа регулирования выходного напряжения автономных инверторов.

1. При помощи изменения напряжения источника питания автономного инвертора. Этот способ широко применяется в тех случаях, когда в качестве источника питания используется управляемый выпрямитель, но может применяться и в других случаях, когда между инвертором и источником питания устанавливаются специальные регуляторы постоянного напряжения.

2. Регулирование путем воздействия на процессы в инверторе, влияющие на его выходное напряжение. Реализация этого способа зависит от схемы инвертора. Так, в инверторах тока, у которых выходное напряжение зависит от параметров нагрузки, регулирование может быть осуществлено введением в цепь нагрузки регулируемых активных и реактивных элементов. В инверторах напряжения часто применяются схемы регулирования выходного напряжения, основанные на изменении величины реактивной мощности, сбрасываемой в источник питания, что может быть достигнуто, например, использованием в качестве вентилей обратного тока управляемых вентилей. В инверторах с двухступенчатой коммутацией широкое применение находят импульсно-модуляционные методы регулирования выходного напряжения (ШИМ, АИМ и др.). При двух или более инверторах можно применить геометрическое суммирование выходных напряжений отдельных инверторов (рис. 4.42).

3. Регулирование напряжения на нагрузке при помощи стабилизаторов переменного напряжения, устанавливаемых между нагрузкой и инвертором. Этот способ применяется редко из-за ухудшения массогабаритных показателей, а также из-за недостатков самих стабилизаторов.

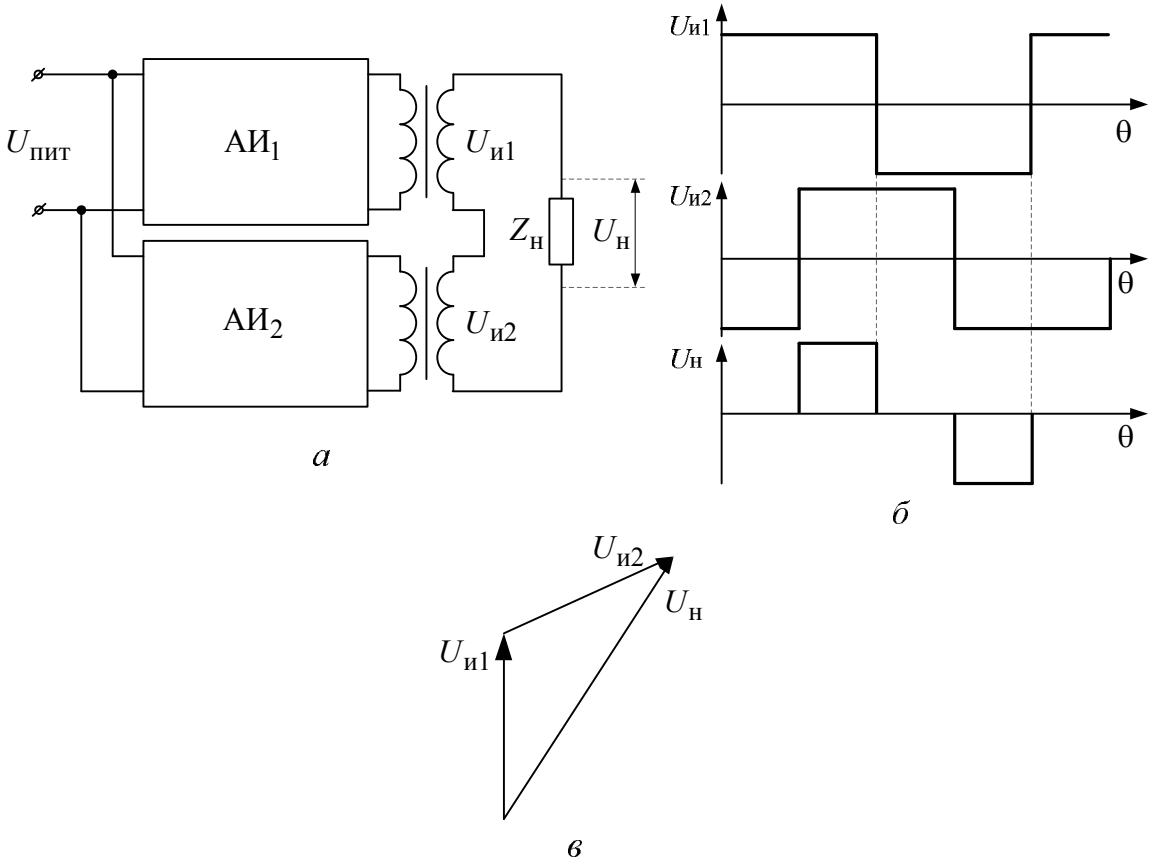


Рис. 4.42. Геометрическое суммирование напряжений двух инверторов

Контрольные вопросы

1. Поясните принцип действия зависимого инвертора.
2. Можно ли выполнить зависимый инвертор на неуправляемых ключах?
3. Какие условия необходимо выполнить, чтобы перевести управляемый выпрямитель в режим зависимого инвертора?
4. Каковы особенности коммутационных процессов в зависимых инверторах?
5. Что такое угол опережения в зависимом инверторе?
6. Что такое «опрокидывание» инвертора?
7. Как нужно изменить угол опережения, если напряжение источника питания зависимого инвертора уменьшилось?
8. Объясните входную характеристику зависимого инвертора.
9. Объясните ограничительную характеристику зависимого инвертора.
10. Что такое «критическое значение» входного тока зависимого инвертора?

11. Что такое «критическое значения» противо ЭДС зависимого инвертора?

12. Физический смысл угла запаса зависимого инвертора.

13. Чем определяется коэффициент мощности зависимого инвертора?

14. Почему в зависимых инверторах не применяют «нулевой вентиль» для улучшения энергетических показателей?

15. Области применения зависимых инверторов.

16. Отличительные особенности автономного инвертора тока.

17. Отличительные особенности автономного инвертора напряжения.

18. Почему параллельный инвертор тока неустойчиво работает с большой нагрузкой?

19. Почему последовательный инвертор тока неустойчиво работает с малой нагрузкой?

20. Объясните вид внешней характеристики параллельного инвертора тока.

21. Как строится ограничительная характеристика инверторов тока?

22. Зачем в схемы автономных инверторов тока иногда вводят отсекающие вентили?

23. Назначение вентилей обратного тока в автономных инверторах напряжения.

24. Зачем вентили обратного тока в автономных инверторах иногда делают управляемыми?

25. Изобразите схему трехфазного нулевого параллельного инвертора тока.

26. Что такое «резонансные инверторы»?

27. Способы построения коммутационных узлов в автономных инверторах.

28. Способы регулирования выходного напряжения автономных инверторов.

29. Что такое широтно-импульсное регулирование (ШИР) и широтно-импульсная модуляция (ШИМ)?

ГЛАВА 5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователями частоты называют устройства, преобразующие электрическую энергию переменного тока одной частоты в электрическую энергию переменного тока другой частоты.

Преобразователи частоты подразделяются на две группы:

1. Со звеном постоянного тока.
2. Без звена постоянного тока или непосредственные преобразователи частоты.

5.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ СО ЗВЕНОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Преобразователи частоты со звеном постоянного тока представляют собой совокупность выпрямителя и автономного инвертора (рис. 5.1). Поэтому преобразователям этого класса присущи все особенности выпрямителей и автономных инверторов, уже рассмотренных выше.

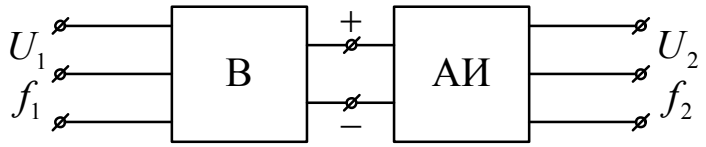


Рис. 5.1. Преобразователь частоты со звеном постоянного тока

5.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

Преобразователи частоты с непосредственной связью осуществляют преобразование энергии непосредственно, без промежуточного выпрямления (рис. 5.2).

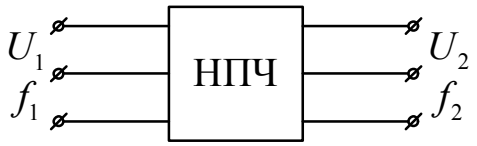


Рис. 5.2. Преобразователь частоты с непосредственной связью

Рассмотрим принцип действия этого класса преобразователей на примере схемы (рис. 5.3). Она представляет собой две взаимообратные

вентильные группы 1 и 2, питающиеся от сети (U_1, f_1). Нагрузка $Z_н$ включена между средними точками уравнительных дросселей L_1 и L_2.

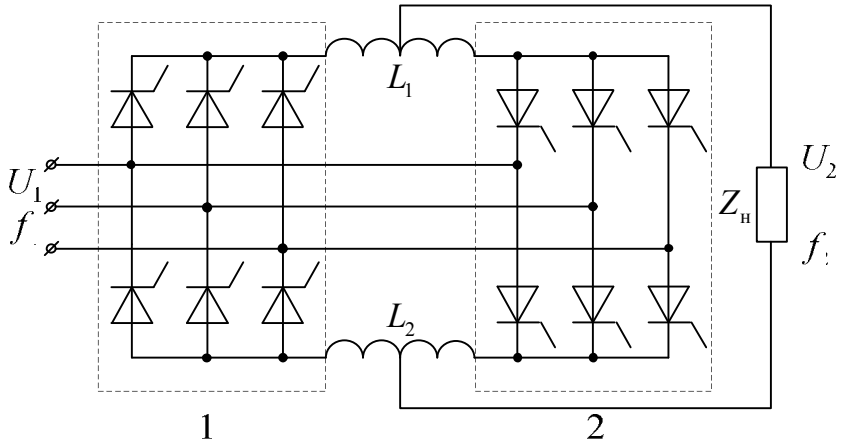


Рис. 5.3. Трехфазно-однофазный преобразователь частоты с непосредственной связью

Предположим, что в момент $\theta = 0$ (рис. 5.4) на вентили группы 1 начинают поступать импульсы управления с углом α. Вентильная группа 1 начинает работать как обыкновенный управляемый выпрямитель и на нагрузке будет напряжение $U_н$, среднее значение которого $U_{н\,ср} = 2{,}34U_1 \cos\alpha$.

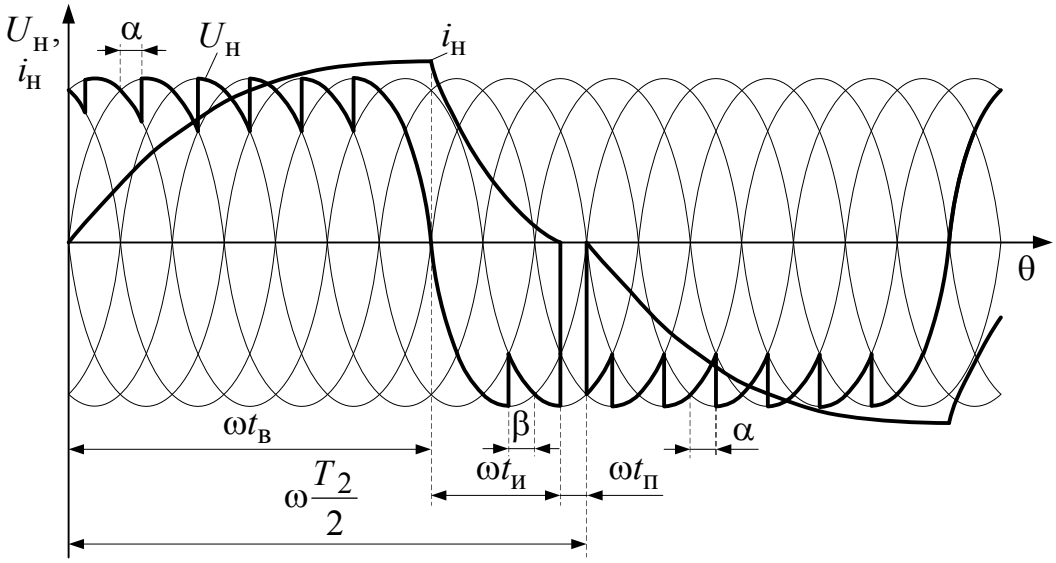


Рис. 5.4. Диаграмма, поясняющая работу трехфазно-однофазного преобразователя частоты с непосредственной связью

Такое положение будет сохраняться в течение интервала $\omega t_в$. За это время ток нагрузки $i_н$ в предположении активно-индуктивного ее характера, изменяясь по экспоненциальному закону, достигает $i_{н\,max}$.

В момент $\omega t_{в}$ прекращается подача на вентили группы 1 импульсов управления выпрямительным режимом, и она переводится в режим зависимого инвертора; при этом импульсы управления будут поступать с углом опережения β, а вентильная группа 1 будет формировать противоЭДС току нагрузки $i_{н}$, который вследствие этого начинает уменьшаться и через интервал $\omega t_{и}$ станет равным нулю. Последние, проводившие ток вентили группы 1, закрываются и в течение бестоковой паузы $\omega t_{п}$ восстанавливают свои управляющие свойства. После этого в точке $\omega\frac{T_2}{2}$ все описанные процессы повторяются, но со второй вентильной группой 2, вентили которой в течение всего рассматриваемого интервала $\omega\frac{T_2}{2}$ находились в закрытом состоянии.

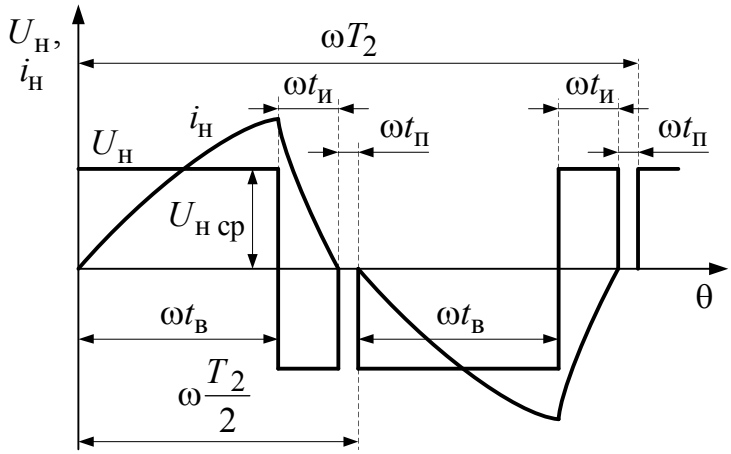


Рис. 5.5. Раздельное управление вентильными группами НПЧ

Таким образом, на нагрузке будет напряжение, близкое к прямоугольному (если пренебречь пульсациями на выходе вентильных групп), с амплитудой $U_{н\,ср} = 2{,}34U_1\cos\alpha$ в интервале $\omega t_{в}$ и $U'_{н\,ср} = -2{,}34U_1\cos\alpha$ в интервале $\omega t_{и}$ (рис. 5.5). При этом коммутация силовых вентилей в обеих вентильных группах происходит естественным путем – за счет переменного напряжения питающей сети. Поэтому такие преобразователи называются непосредственными преобразователями частоты с естественной коммутацией (НПЧ с ЕК).

Период изменения выходного напряжения $T_2 > T_1$ и, следовательно, частота на выходе преобразователя $f_2 < f_1$, что является принципиальной особенностью рассматриваемых схем. Второй принципиальной особенностью является свободный обмен энергией между питающей сетью и нагрузкой. Действительно, на участке $\omega t_{в}$

вентильная группа 1 работает как выпрямитель, и энергия направлена из питающей сети в нагрузку; на участке $\omega t_{и}$ группа 1 работает как зависимый инвертор и реактивная энергия, накопленная в нагрузке, направлена в питающую сеть.

5.2.1. Способы управления преобразователями частоты с непосредственной связью

Описанный способ управления преобразователем получил название *раздельного*, т. к. обе вентильные группы работают и управляются раздельно.

Значительной трудностью при реализации этого способа является выбор соотношения между $\omega t_{в}$ и $\omega t_{и}$, так как при заданной выходной частоте f_2 недостаточная длительность $\omega t_{и}$ приведет к тому, что к моменту включения второй вентильной группы, ток в первой вентильной группе еще не снизился до нуля, в результате чего возникнут внутренние короткозамкнутые контуры, замыкающие накоротко питающую сеть через открытые вентили обеих групп. Поэтому в случае раздельного управления $\omega t_{и}$ выбирается из наиболее неблагоприятных условий, когда реактивная энергия нагрузки будет иметь максимальное значение, и, следовательно, потребуется наибольшая длительность $\omega t_{и}$ для перекачки этой энергии в сеть.

Обычно, кроме описанного способа, часто применяют и совместное управление вентильными группами. Сущность его ясна из рис. 5.6 и заключается в следующем: на вентили 1-й группы в течение половины периода $\omega\frac{T_2}{2}$ подаются импульсы управления выпрямительным режимом с углом управления α, а в это же время на вентили 2-й группы поступают импульсы управления инверторным режимом с углом опережения β.

Если до момента $\theta = 0$ в нагрузке существовал ток, противоположный по направлению выпрямленному напряжению 1-й группы U_1, то вентили 1-й группы остаются закрытыми, а ток нагрузки будет протекать через вентили 2-й группы, преодолевая создаваемую ими противоЭДС U_2.

В точке θ_1 ток нагрузки станет равным нулю, а затем откроются вентили 1-й группы, и под действием выпрямленного напряжения U_1 потечет ток $i_{н}$ в направлении, противоположном предыдущему, и в

точке $\omega\frac{T_2}{2}$ достигнет $i_{\text{н max}}$. В этой точке импульсы управления вентильными группами изменяются следующим образом: группа 1 переводится в инверторный режим, а группа 2 – в выпрямительный.

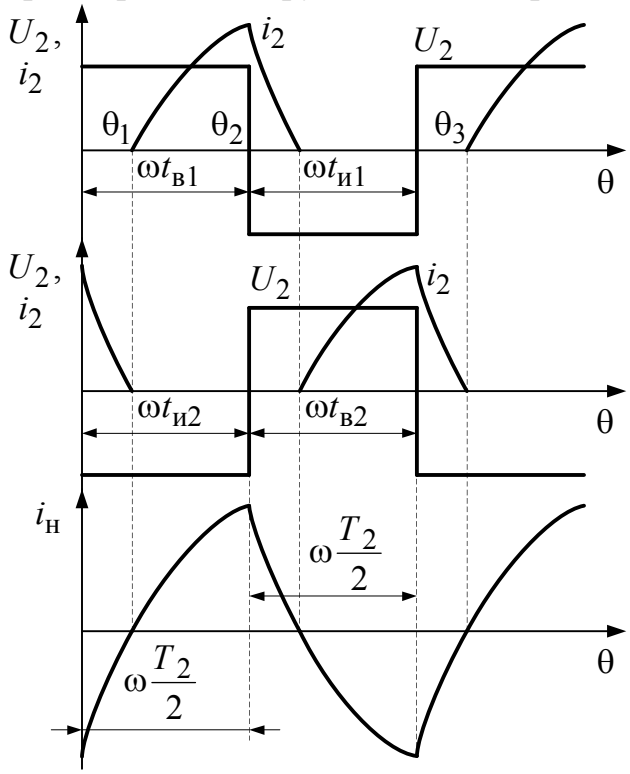


Рис. 5.6. Совместное управление вентильными группами НПЧ

До точки θ_2 ток нагрузки будет протекать по вентилям 1-й группы, уменьшаясь до нуля за счет противоЭДС U_1, а затем перейдет на вентили 2-й группы, возрастая в отрицательном направлении под действием напряжения U_2. В точке ωT_2 процессы повторяются. Таким образом, в любой момент времени управление подается на обе вентильные группы, в результате чего из-за неравенства мгновенных значений ЭДС на выходе вентильных групп возникают броски уравнительного тока во внутренних короткозамкнутых контурах. Для ограничения этих токов здесь необходимы дроссели L_1 и L_2. Достоинством этого способа является возможность нормальной работы без перестройки системы управления в любом диапазоне изменения параметров нагрузки. Если в течение $\omega\frac{T_2}{2}$ угол управления одной вентильной группы и угол опережения β другой не оставлять постоянными, то среднее значение напряжения на выходе вентильных групп можно регулировать. В частности, для получения синусоидального выходного напряжения:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{н max}} \sin\theta, \tag{5.1}$$

необходимо, чтобы среднее значение напряжения на выходе вентильной группы (допустим, 1)

$$U_1 = 2{,}34 U_1 \cos\alpha_1, \tag{5.2}$$

изменялось по закону (5.1)

$$2{,}34 U_1 \cos\alpha_1 = U_{\text{н max}} \sin\theta.$$

Отсюда находим α_1:

$$\alpha_1 = \arccos\left[\frac{U_{\text{н max}}}{2{,}34 U_1}\sin\theta\right] = \arccos(\nu\sin\theta), \tag{5.3}$$

где $\nu = \dfrac{U_{\text{н max}}}{2{,}34 U_1}$ – глубина модуляции выходного напряжения. Очевидно, что $\alpha_2 = -\arccos(\nu\sin\theta)$, т. к. U_2 изменяется в противофазе с U_1.

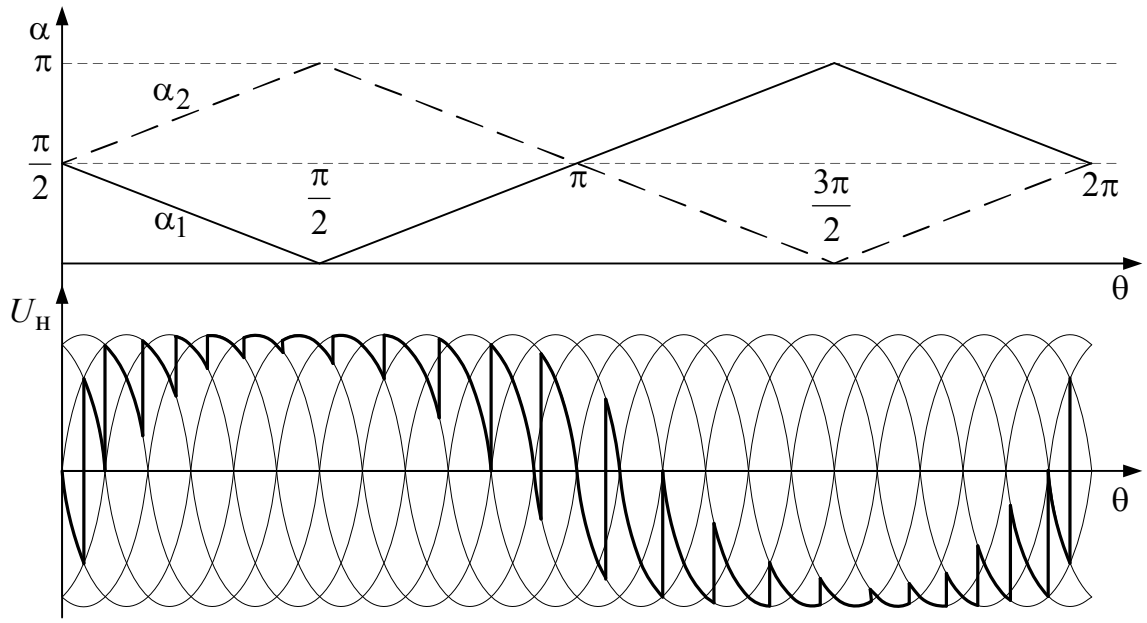


Рис. 5.7. Принцип формирования синусоидального выходного напряжения НПЧ

Таким образом, для получения синусоидального выходного напряжения угол управления вентильными группами нужно изменять по закону (5.3), называемому арккосинусоидальным законом. Принцип формирования синусоидального выходного напряжения в этом случае иллюстрируется на рис. 5.7.

Здесь импульсы управления, смещаемые по арккосинусоидальному закону, формируются в момент равенства модулирующего $U_{\text{у}}$ и опорного $U_{\text{оп}}$ напряжений. Поскольку получение синусоидального

модулирующего напряжения регулируемой частоты и амплитуды довольно сложно, то часто используют другие законы изменения углов α_1 и α_2, реализация которых проще, а форма выходного напряжения приемлема.

5.2.2. Основные характеристики НПЧ

Поскольку вентильные группы работают поочередно в выпрямительном и инверторном режиме, то им присущи все особенности как управляемых выпрямителей, так зависимых инверторов. В частности, поскольку для получения синусоидального выходного напряжения требуется широкий диапазон изменения угла α, то энергетические показатели непосредственного преобразователя частоты, зависящие от этого параметра, существенно снижаются. На рис. 5.8 представлена зависимость коэффициента мощности χ от cosφ нагрузки. Пунктиром показана зависимость при синусоидальном выходном напряжении, сплошной линией – при прямоугольном.

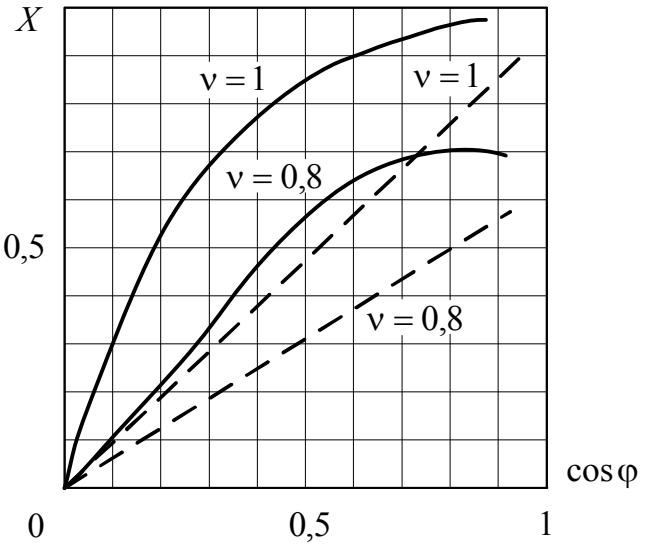


Рис. 5.8. Зависимость полного коэффициента мощности НПЧ от параметров нагрузки

В рассмотренной схеме непосредственного преобразователя имеет место преобразование энергии трехфазного переменного тока в энергию однофазного тока, из-за чего эта схема называется трехфазно-однофазной.

Подобные преобразователи могут выполняться и на базе трехфазных нулевых вентильных групп. Для получения трехфазного выходного

напряжения используются три трехфазно-однофазных преобразователя, управляемых со сдвигом по фазе на $\frac{2\pi}{3}$.

5.2.3. НПЧ с принудительной коммутацией вентилей

Основными недостатками рассмотренных выше схем НПЧ с ЕК является ограниченный диапазон изменения выходной частоты (обычно $f_2 \le 0{,}25 f_1$), а также низкий коэффициент мощности. Для устранения этих недостатков часто используются непосредственные преобразователи частоты с принудительной коммутацией вентилей.

Принципиально такие преобразователи строятся по тем же структурным схемам, что и рассмотренные НПЧ с ЕК, но в качестве силовых вентилей там используются полностью управляемые ключи (транзисторы или двухоперационные тиристоры). Можно использовать здесь и обычные (однооперационные) тиристоры, но в этом случае они должны быть снабжены специальными узлами принудительной коммутации, позволяющими выключать тиристоры в любой момент времени. Для реализации принудительной коммутации тиристоров разработано большое количество схем, но в основе их работы лежат принципы, рассмотренные в п. 4.2.

В непосредственных преобразователях частоты с принудительной коммутацией (НПЧ с ПК) существует несколько способов формирования кривой выходного напряжения, но наиболее широкое распространение на практике получил один из них – способ формирования выходного напряжения с квазиоднополосной модуляцией. Сам способ заимствован из практики радиотехнических систем, а реализация его в НПЧ с ПК обеспечивается циклическим подключением через равные интервалы времени $T_{\text{м}}$ фаз питающей сети к фазам нагрузки:

$$T_{\text{м}} = \frac{1}{f_{\text{м}} m_1} = \frac{1}{\left(f_1 \pm f_2\right) m_1}, \qquad (5.4)$$

где $f_{\text{м}}$ – частота переключения силовых вентилей (частота модуляции); m_1 – число фаз питающей сети; f_1 и f_2 – соответственно частота питающей сети и частота на выходе преобразователя.

Описанный принцип формирования кривой выходного напряжения в одной фазе нагрузки иллюстрируется на рис. 5.9.

Из (5.4) следует, что в данном преобразователе выходная частота f_2 может быть как больше частоты питающей сети f_1, так и меньше ее.

Очевидно также, что порядок чередования фаз питающей сети может либо совпадать, либо не совпадать с порядком переключения силовых вентилей. При совпадении этих факторов порядок чередования фаз называется прямым, при несовпадении – обратным.

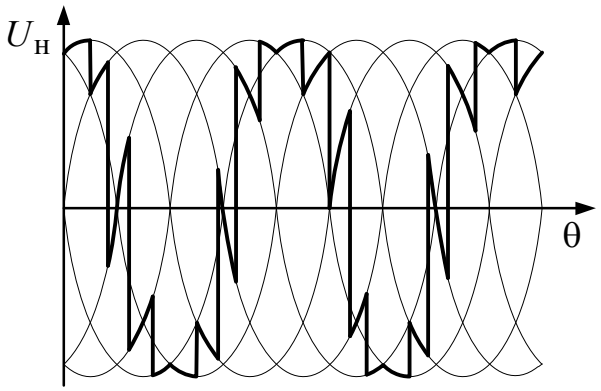


Рис. 5.9. Формирование выходного напряжения НПЧ с принудительной коммутацией вентилей

Анализ свойств НПЧ с ПК показывает, что при прямом порядке чередования фаз и $f_м < f_1$, а также при обратном порядке чередования фаз, основная гармоника первичного тока отстает от фазного напряжения, т. е. преобразователь потребляет из сети реактивную мощность; при прямом порядке чередования фаз и $f_м > f_1$ знак фазового угла меняется на противоположный и, следовательно, преобразователь будет не потреблять, а генерировать в питающую сеть реактивную мощность. Это важное свойство рассматриваемого преобразователя позволяет при определенных условиях ($f_м = f_1$) получить входной $\cos\varphi_{1(1)}$ равными 1, а при $f_м > f_1$ этот же преобразователь можно использовать наряду с его основной функцией в качестве компенсатора реактивной энергии.

Контрольные вопросы

1. Поясните принцип работы простейшего НПЧ?
2. Особенности раздельного и совместного управления вентильными группами НПЧ.
3. Способы улучшения формы выходного напряжения НПЧ. Арккосинусоидальный закон управления.
4. Энергетические показатели НПЧ.
5. НПЧ на полностью управляемых ключах.
6. Изобразите схему НПЧ с трехфазными нулевыми вентильными группами.

ГЛАВА 6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Преобразователями постоянного тока называют устройства, преобразующие энергию постоянного тока одного напряжения в энергию постоянного тока другого напряжения.

По аналогии с обычными трансформаторами такие устройства иногда называют трансформаторами постоянного тока.

Принципиально эту задачу можно решить используя преобразователи уже рассмотренных классов (рис. 6.1).

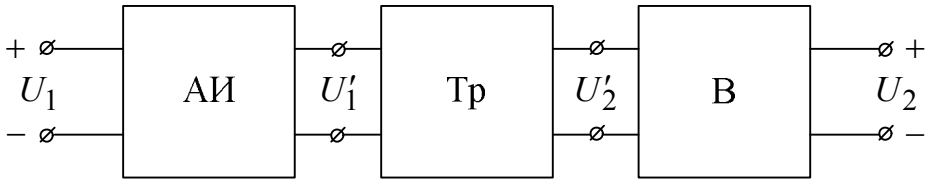


Рис. 6.1. Структурная схема преобразователя постоянного тока

Напряжение источника питания постоянного тока U_1 преобразуется автономным инвертором АИ в переменное напряжение U_1', которое при помощи трансформатора Тр изменяется до величины U_2', а затем при помощи выпрямителя В преобразуется в постоянное напряжение U_2. Здесь выходное напряжение U_2 может быть как больше, так и меньше напряжения источника питания U_1. Этот способ предполагает двойное преобразование энергии, что приводит к дополнительным потерям и снижению КПД. Свойства таких преобразователей определяются свойствами используемых здесь автономных инверторов и схем выпрямления, рассмотренных выше, и поэтому в данной главе не рассматриваются. Большее внимание уделим схемам непосредственного преобразования энергии постоянного тока – импульсным преобразователям постоянного тока (ИППТ). По принципу действия они подразделяются на параметрические, непрерывного действия и импульсные. Преобразователи параметрические и непрерывного действия в силу ряда своих особенностей применяются только в системах малой мощности и в рамках данного курса не рассматриваются. В системах средней и большой мощности применяются импульсные преобразователи, которые подразделяются на нереверсивные и реверсивные.

Нереверсивные импульсные преобразователи преобразуют напряжение источника питания в однополярное импульсное, обеспечивая тем самым широтно-импульсное регулирование выходного напряжения.

В соответствии со своим принципом действия нереверсивные преобразователи чаще применяются в автономных системах электропитания.

Реверсивные преобразователи преобразуют напряжение источника питания в импульсное постоянной амплитуды, но различной полярности и длительности импульсов. Такого рода преобразователи находят широкое применение в реверсивных электроприводах постоянного тока.

6.1. НЕРЕВЕРСИВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Одной из часто встречающихся схем нереверсивных преобразователей постоянного тока является схема с последовательным ключевым элементом (рис. 6.2). Свое название она получила из-за последовательного соединения ключа К с цепью нагрузки.

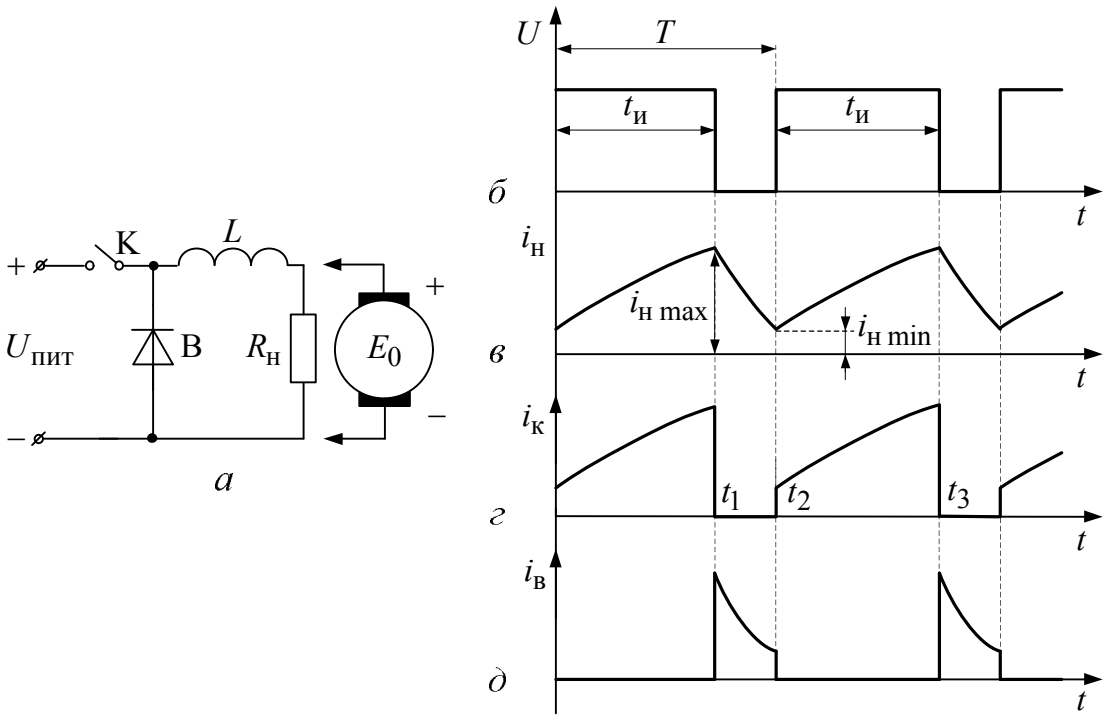


Рис. 6.2. Нереверсивный ИППТ понижающего типа

Замыкая ключ в течение $t_и$ и размыкая его в течение $t_п$ с частотой $f = \frac{1}{T}$, получаем на нагрузке среднее значение напряжения:

$$U_н = \frac{1}{T}\int_0^{t_и} U_{пит} dt = \frac{U_{пит} t_и}{T} = U_{пит}\gamma . \qquad (6.1)$$

Отношение $\frac{t_{\text{и}}}{T} = \gamma$ называется коэффициентом заполнения импульсов.

Вентиль В служит для замыкания тока нагрузки в течение паузы $t_{\text{п}}$ под действием ЭДС самоиндукции $e_L = -L\frac{di_{\text{н}}}{dt}$.

Из (6.1) следует, что изменение γ позволяет регулировать напряжение на нагрузке в пределах, не превышающих напряжение источника питания. Регулирование может осуществляться как за счет изменения $t_{\text{и}}$ при неизменном T или изменением T при постоянном $t_{\text{и}}$, так и при одновременном изменении $t_{\text{и}}$ и T. Первый способ $t_{\text{и}} = \text{var}$, $T = \text{const}$ называется широтно-импульсным, второй – $T = \text{var}$, $t_{\text{и}} = \text{const}$ – частотно-импульсным, третий – $t_{\text{и}} = \text{var}$, $T = \text{var}$ – время-импульсным.

Составляя уравнение для схемы рис. 6.2 на интервале от 0 до t_1 при условии идеальности ключа К и вентиля В, получаем:

$$L\frac{di_{\text{н}1}}{dt} + i_{\text{н}1}R_{\text{н}} = U_{\text{пит}} \tag{6.2}$$

и на интервале от t_1 до t:

$$L\frac{di_{\text{н}2}}{dt} + i_{\text{н}2}R_{\text{н}} = 0. \tag{6.3}$$

Решение этих уравнений относительно тока $i_{\text{н}}$ с учетом того, что $i_{\text{н}1}\Big|_{t=0} = i_{\text{н}2}\Big|_{t=T}$ дает:

$$i_{\text{н}1} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}}\left(1 - \frac{1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}e^{\frac{\gamma TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}}{1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}}e^{-\frac{R_{\text{н}}t}{L_{\text{н}}}}\right), \tag{6.4}$$

$$i_{\text{н}2} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}}\frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}e^{-\frac{R_{\text{н}}t}{L_{\text{н}}}}, \tag{6.5}$$

$$i_{\text{н max}} = i_{\text{н}1}\Big|_{t=t_{\text{и}}} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}}\frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}, \tag{6.6}$$

$$i_{\text{н}\min} = i_{\text{н}2}\Big|_{t=T} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}} \frac{\left(-1+e^{\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1-e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)} e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}. \qquad (6.7)$$

Амплитуда пульсаций тока нагрузки

$$\Delta i_{\text{н}} = i_{\text{н}\max} - i_{\text{н}\min} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}} \frac{\left(1-e^{-\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1-e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)} \left(1-e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} e^{\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right). \qquad (6.8)$$

Среднее значение тока ключа К

$$I_{\text{к}} = \frac{1}{T}\int_0^{t_{\text{и}}} i_{\text{н}1} dt = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}} \left(\gamma - \frac{L_{\text{н}} \left(1-e^{-\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)\left(1-e^{\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{R_{\text{н}} T \left(1-e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)} \right). \qquad (6.9)$$

Среднее значение тока вентиля В

$$I_{\text{в}} = \frac{1}{T}\int_0^{t_{\text{п}}} i_{\text{н}2} dt = \frac{U_{\text{пит}} L_{\text{н}}}{R_{\text{н}}^2 T} \left(\frac{\left(1-e^{-\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)\left(1-e^{\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1-e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)} \right). \qquad (6.10)$$

Среднее значение тока нагрузки

$$I_{\text{н}} = I_{\text{к}} + I_{\text{в}} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}} \gamma. \qquad (6.11)$$

Коэффициент пульсаций выходного напряжения

$$K_{\text{п}} = \frac{\Delta i_{\text{н}} R_{\text{н}}}{U_{\text{пит}}} = \frac{\left(1-e^{-\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)\left(1-e^{\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L\text{н}}}\right)}{\left(1-e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}. \qquad (6.12)$$

В случае нагрузки преобразователя на двигатель постоянного тока (рис. 6.2) уравнения (6.2; 6.3) принимают вид:

$$i_{\text{я}1} R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}1}}{dt} = U_{\text{пит}} - E_0, \qquad 0 < t < t_1, \qquad (6.13)$$

$$i_{\text{я}2} R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}2}}{dt} = E_0, \qquad t_1 < t < t_2, \qquad (6.14)$$

где $i_{\text{я}}$ – ток якоря двигателя; $R_{\text{я}}$ – сопротивление якорной обмотки; $L_{\text{я}}$ – индуктивность обмотки якоря; E_0 – противоЭДС двигателя.

Как видно из рис. 6.3, в этом случае могут иметь место три режима:

- непрерывного тока (рис. 6.3, *б, в, г*);
- гранично-непрерывный режим (рис. 6.3, *д, е, ж*);
- режим прерывистых токов (рис. 6.3, *з, и, к*).

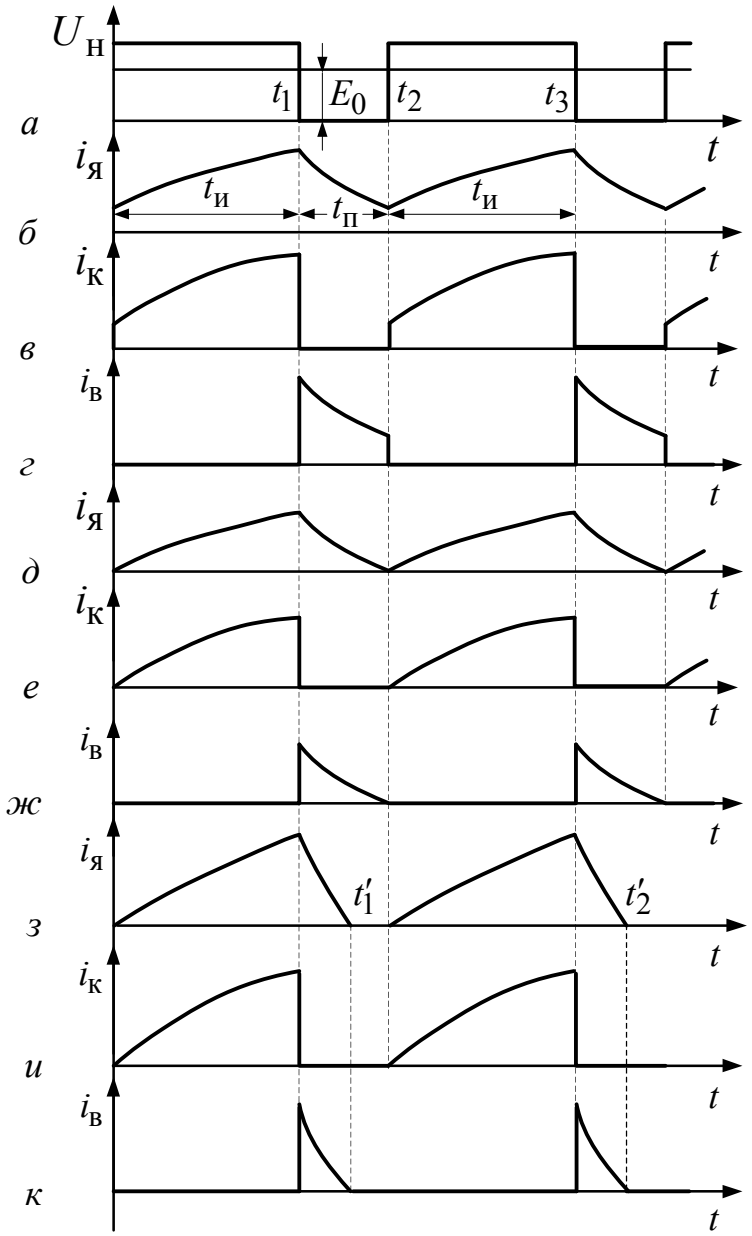


Рис. 6.3. Различные режимы работы нереверсивного ИППТ при работе на двигательную нагрузку

Для режима непрерывного тока из уравнений (6.13, 6.14) находим $i_я$ при условии: $i_{я1}\Big|_{t=0} = i_{я2}\Big|_{t=T}$:

$$i_{я1} = \frac{U_{пит} - E_0}{R_я} - \frac{U_{пит}}{R_я} \frac{\left(1 - e^{-\frac{TR_я}{L_я}} e^{\frac{\gamma TR_я}{L_я}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_я}{L_я}}\right)} e^{-\frac{R_я t}{L_я}}. \qquad (6.15)$$

$$i_{я2} = -\frac{E_0}{R_я} + \frac{U_{пит}}{R_я} \frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_я}{L_я}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_я}{L_я}}\right)} e^{-\frac{R_я t}{L_я}}. \qquad (6.16)$$

Максимальное и минимальное значение тока якоря

$$i_{я\,max} = -\frac{E_0}{R_я} + \frac{U_{пит}}{R_я} \frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_я}{L_я}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_я}{L_я}}\right)}, \qquad (6.17)$$

$$i_{я\,min} = -\frac{E_0}{R_я} + \frac{U_{пит}}{R_я} \frac{\left(e^{\frac{\gamma TR_я}{L_я}} - 1\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_я}{L_я}}\right)} e^{-\frac{TR_я}{L_я}}. \qquad (6.18)$$

Амплитуда пульсаций тока якоря

$$\Delta i_я = i_{я\,max} - i_{я\,min} = \frac{U_{пит}}{R_я} \frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_я}{L_я}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_я}{L_я}}\right)} \left(1 - e^{\frac{\gamma TR_я}{L_я}} e^{-\frac{TR_я}{L_я}}\right). \qquad (6.19)$$

Среднее значение тока якоря

$$I_я = \frac{U_{пит}\gamma - E_0}{R_я}. \qquad (6.20)$$

В режиме прерывистых токов и в гранично-непрерывном режиме $i_я\Big|_{t=0} = 0$ и при этом условии

$$i_{я1} = \frac{U_{пит} - E_0}{R_я}\left(1 - e^{-\frac{R_я t}{L_я}}\right), \qquad (6.21)$$

$$i_{я2} = \frac{U_{пит} - E_0}{R_я}\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_я}{L_я}}\right) e^{-\frac{R_я t}{L_я}} - \frac{E_0}{R_я}\left(1 - e^{-\frac{R_я t}{L_я}}\right). \qquad (6.22)$$

Максимальное значение тока якоря

$$i_{я\,\max} = \frac{U_{пит} - E_0}{R_я}\left(1 - e^{-\frac{\gamma T R_я}{L_я}}\right). \qquad (6.23)$$

Среднее значение тока якоря

$$I_я = \frac{U_{пит}\gamma}{R_я} - \frac{E_0 t_1'}{R_я}. \qquad (6.24)$$

Условия гранично-непрерывного режима находятся из $i_{я1}\Big|_{t=0} = 0$:

$$E_{0гр} = U_{пит} e^{-\frac{TR_я}{L_я}} \frac{e^{\frac{\gamma TR_я}{L_я}} - 1}{1 - e^{-\frac{TR_я}{L_я}}}, \qquad (6.25)$$

$$I_{гр} = \frac{U_{пит}}{R_я}\left(\gamma - e^{-\frac{TR_я}{L_я}} \frac{e^{\frac{\gamma TR_я}{L_я}} - 1}{1 - e^{-\frac{tR_я}{L_я}}}\right). \qquad (6.26)$$

При работе преобразователя на двигательную нагрузку может возникнуть необходимость в двухстороннем обмене энергией между источником питания и двигателем (например, при рекуперативном торможении). В этом случае рассматриваемая схема дополняется ключом $К_2$ и вентилем $В_1$ (рис. 6.4, *а*). Ключи $К_1$ и $К_2$ в этой схеме открываются в противофазе, а протекание токов на отдельных интервалах поясняется диаграммами рис. 6.4, *б*.

На участке $t_1 \ldots t_2$ энергия из источника питания поступает в двигатель; на участке $t_2 \ldots t_3$ энергия, запасенная в магнитном поле индуктивности якоря, обеспечивает ток через вентиль $В_2$, преодолевая противоЭДС E_0 за счет ЭДС самоиндукции обмотки якоря. На интервале $t_3 \ldots t_4$ ток протекает через ключ $К_2$ за счет E_0, а на участке $t_4 \ldots t_5$ за счет ЭДС самоиндукции обмотки якоря часть энергии сбрасывается в источник питания.

Как было отмечено выше, характерной особенностью преобразователя с последовательным ключевым элементом является невозможность получения выходного напряжения больше напряжения источника питания.

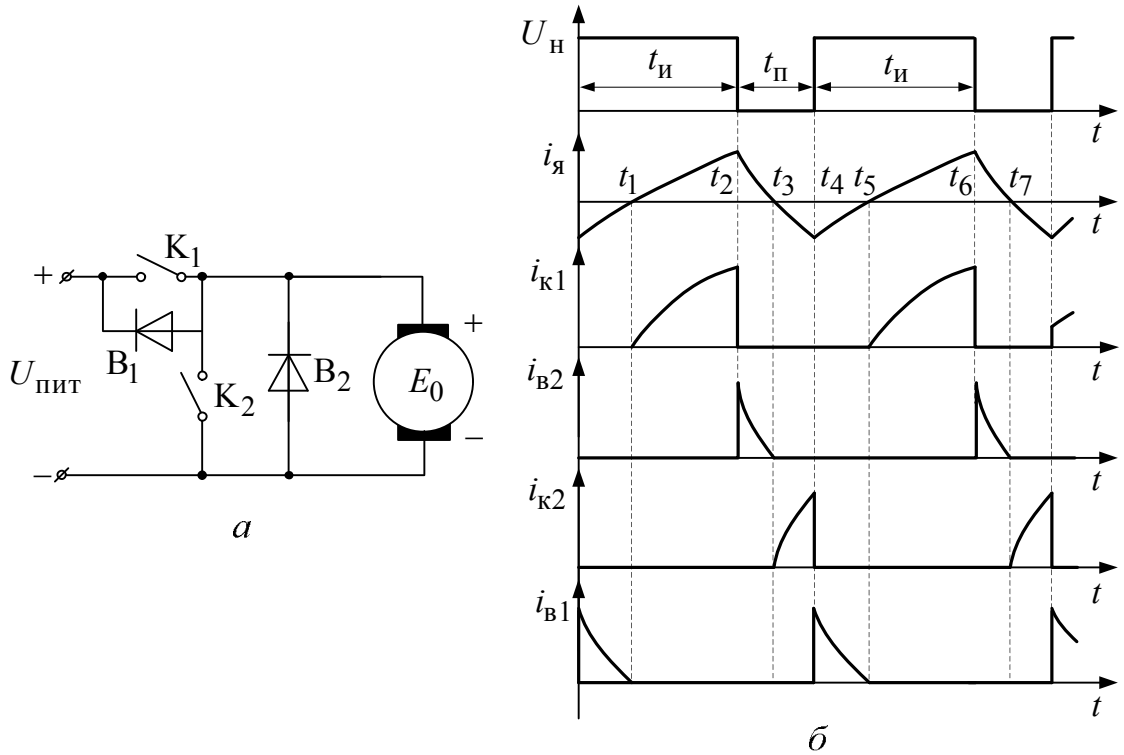


Рис. 6.4. Нереверсивный ИППТ с рекуперацией энергии

В схеме с параллельным ключевым элементом этот недостаток устраняется (рис. 6.5). В исходном состоянии конденсатор C заряжен до напряжения источника питания $U_{\text{пит}}$ через дроссель L и вентиль В.

При замыкании ключа К на интервале $0\ldots t_1$ через дроссель L от источника питания протекает ток и в магнитном поле запасается энергия. На интервале $t_1\ldots t_2$ ключ К разомкнут и энергия из магнитного поля дросселя L сбрасывается в конденсатор C под действием ЭДС самоиндукции, увеличивая его напряжение. Далее процесс повторяется.

При условии идеальности ключа К и вентиля В, а также считая $C \to \infty$, запишем уравнение электромагнитных процессов на интервале $0\ldots t_1$:

$$U_{\text{пит}} = L\frac{di_1}{dt} + i_1 R_{\text{э}} \tag{6.27}$$

и для интервала $t_1\ldots t_2$:

$$U_{\text{пит}} - U_{\text{н}} = L\frac{di_2}{dt} + i_2 R_{\text{э}}, \tag{6.28}$$

где $R_{\text{э}} = r_L + r_{\text{вн}}$; r_L – активное сопротивление обмотки дросселя; $r_{\text{вн}}$ – внутреннее сопротивление источника питания.

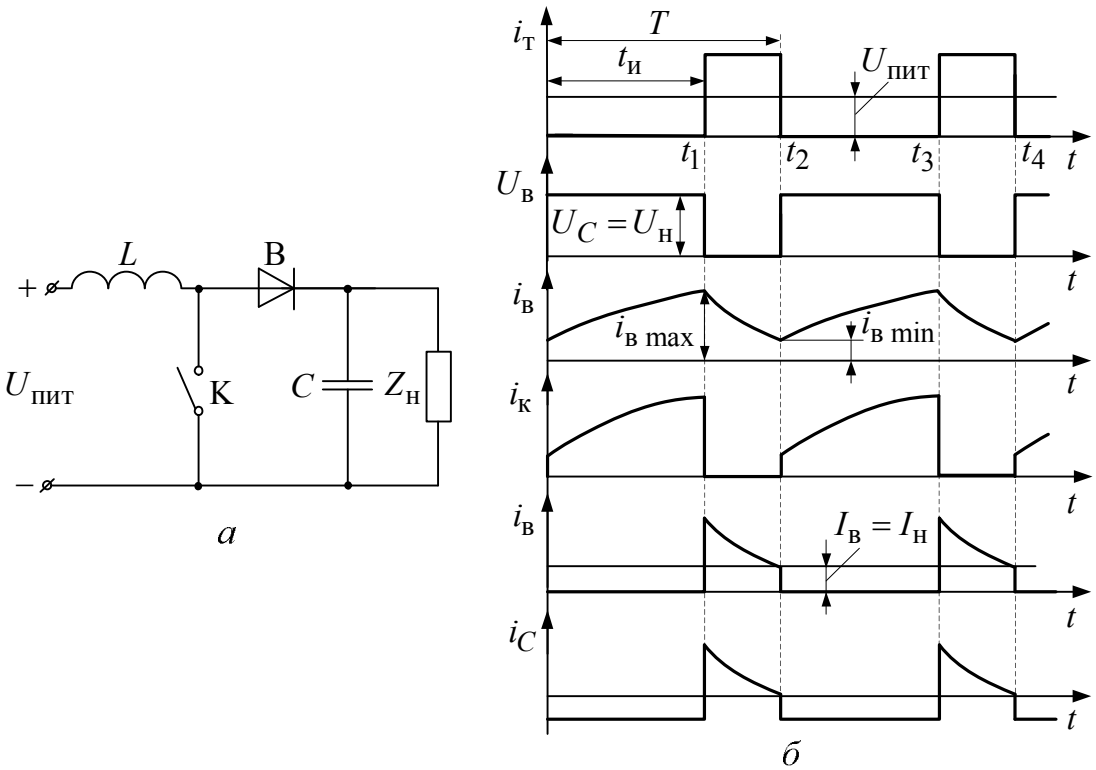


Рис. 6.5. Нереверсивный ИППТ повышающего типа

Решая уравнение (6.27; 6.28) относительно токов i_1 и i_2, при условии $i_1\Big|_{t=0} = i_2\Big|_{t=T}$ получаем:

$$i_1 = \frac{U_{пит}}{R_э} - \frac{U_{пит}}{R_э}\frac{\left(1 - e^{-\frac{TR_э}{L}} e^{-\frac{\gamma TR_я}{L}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_э}{L}}\right)} e^{-\frac{tR_э}{L}}, \qquad (6.29)$$

$$i_2 = \frac{U_{пит} - U_н}{R_э} + \frac{U_н}{R_э}\frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_э}{L}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_э}{L}}\right)} e^{-\frac{tR_э}{L}}, \qquad (6.30)$$

$$i_{L\,max} = i_{к\,max} = i_{в\,max} = \frac{U_{пит}}{R_э} - \frac{U_н}{R_э}\frac{\left(e^{-\frac{\gamma TR_э}{L}} - e^{-\frac{TR_э}{L}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_э}{L}}\right)}, \qquad (6.31)$$

$$i_{L\,min} = i_{к\,min} = i_{в\,min} = \frac{U_{пит}}{R_э} - \frac{U_н}{R_э}\frac{\left(1 - e^{-\frac{TR_э}{L}} e^{\frac{\gamma TR_э}{L}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_э}{L}}\right)}. \qquad (6.32)$$

Амплитуда пульсаций тока дросселя

$$\Delta i_L = i_{L\max} - i_{L\min} = \frac{U_н}{R_э}\frac{\left(e^{-\frac{TR_э}{L}} - e^{-\frac{\gamma TR_э}{L}}\right)\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_э}{L}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_э}{L}}\right)}. \qquad (6.33)$$

Среднее значение тока нагрузки

$$I_н = \frac{1}{T}\int_{t_и}^{T} i_2 dt = \frac{U_н - U_{пит}}{R_э}(1-\gamma) + \frac{LU_н\left(e^{-\frac{TR_э}{L}} - e^{-\frac{\gamma TR_э}{L}}\right)\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_э}{L}}\right)}{R_э^2 T\left(1 - e^{-\frac{TR_э}{L}}\right)}. \qquad (6.34)$$

Из рис. 6.5 находим:

$$U_н = \frac{E_{пит}}{1-\gamma} - \frac{r_{вн} I_н}{(1-\gamma)^2}, \qquad (6.35)$$

$$U_{пит} = E_{пит} - \frac{r_{вн} I_н}{1-\gamma}. \qquad (6.36)$$

Исследуя функцию (6.35) на экстремум, находим:

$$U_{н\max} = \frac{E_{пит}^2}{4 r_{вн} I_н}. \qquad (6.37)$$

Пренебрегая пульсациями тока нагрузки, т. е. считая, что $I_н = I_C = \text{const}$, находим пульсации выходного напряжения:

$$\Delta U_н = \Delta U_C = \frac{1}{C}\int_0^{t_и} I_C dt = \frac{I_н t_и}{C}. \qquad (6.38)$$

Помножив (6.38) на $\frac{T}{T}$, получим:

$$\Delta U_н = \frac{I_н \gamma}{Cf}. \qquad (6.39)$$

При прочих равных условиях величина пульсаций $\Delta U_н$ снижается с увеличением частоты *f*. Этот параметр ограничен свойствами применяемых в этой схеме ключевых и других силовых элементов. Для устранения этого недостатка иногда прибегают к использованию многофазных преобразователей (рис. 6.6), представляющих собой *n* однофазных, работающих на одну нагрузку и от одного источника питания. Дроссель *L* в этом случае имеет *n* магнитосвязанных обмоток $w_1, w_2, \ldots, w_n$. Частота пульсаций выходного напряжения в этой схеме в *n* раз выше, чем в однофазной, в результате чего улучшается технико-экономические показатели преобразователя.

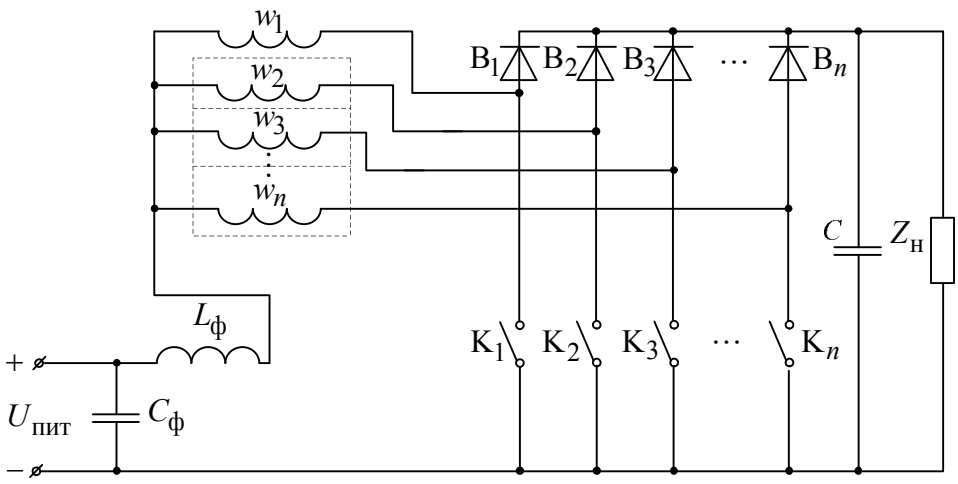


Рис. 6.6. Многофазный ИППТ

Для расширения диапазона регулирования выходного напряжения в рассматриваемом классе преобразователей иногда используются двухобмоточные дроссели с автотрансформаторной связью (рис. 6.7).

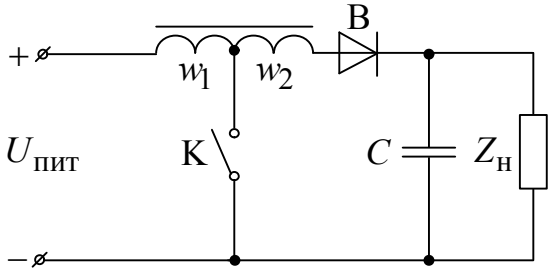


Рис. 6.7. ИППТ с автотрансформаторной связью

Существенное увеличение выходного напряжения здесь может быть достигнуто подбором соотношения $\dfrac{w_1}{w_1 + w_2}$ витков обмотки дросселя L.

Рассмотрим ещё одну схему импульсного преобразователя энергии постоянного тока (рис. 6.8), когда ключевой элемент подсоединён последовательно с цепью нагрузки, а дроссель L – параллельно.

Ключ К замкнут на интервале $0 \ldots t_1$, при этом в дросселе L протекает ток i_{L_1} и в его магнитном поле запасается энергия. На интервале $t_1 \ldots t_2$ ключ К разомкнут, а энергия, накопленная в дросселе, сбрасывается в конденсатор C.

Далее процесс повторяется. Уравнения электромагнитных процессов имеют вид:

- для интервала $0 \ldots t_1$

$$U_{пит} = L\frac{di_{L_1}}{dt} + i_{L_1} R_{э1}; \qquad (6.40)$$

- для интервала $t_1 \ldots t_2$

$$U_{\text{н}} = L\frac{di_{L_2}}{dt} + i_{L_2}R_{\text{э}2}, \qquad (6.\ 41)$$

где $R_{\text{э}1} = r_L + r_{\text{вн}}$; $R_{\text{э}2} = r_L + r_{\text{в}}$ $R_{\text{э}2} = r_L + r_{\text{в}}$, где r_L – активное сопротивление обмотки дросселя;; $r_{\text{вн}}$ – внутреннее сопротивление источника питания; $r_{\text{в}}$ – прямое сопротивление вентиля В.

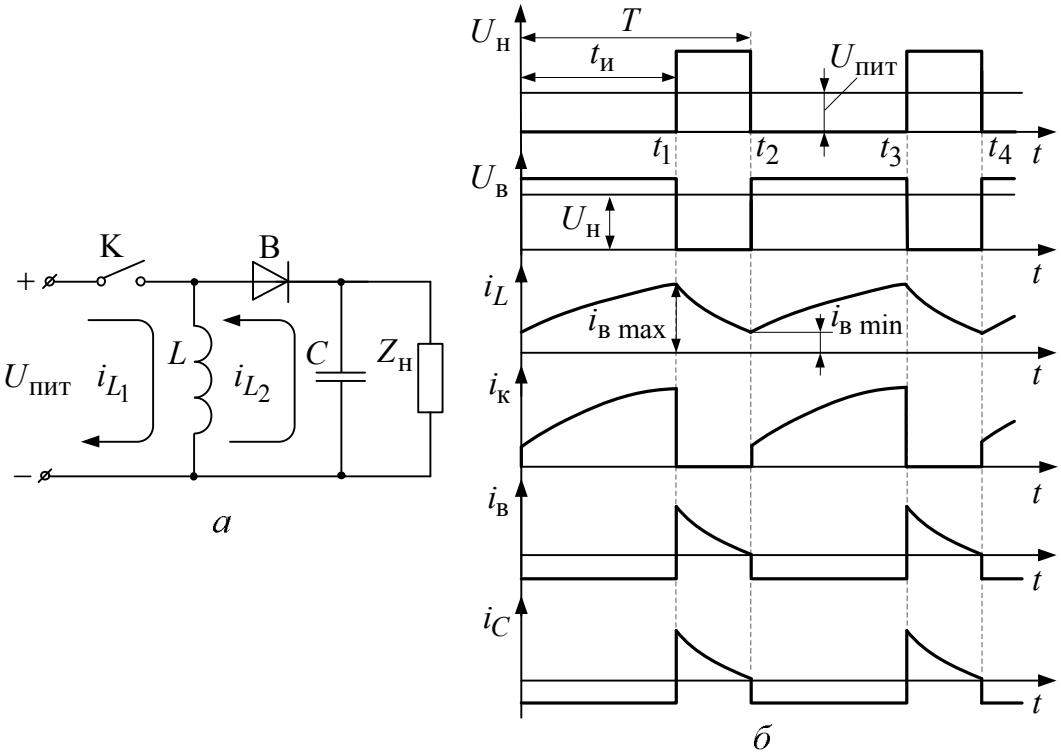


Рис. 6.8. ИППТ повышающе-понижающего типа

С учетом того, что $i_{L_1}\Big|_{t=0} = i_{L_2}\Big|_{t=T}$, а также считая, что $R_{\text{э}1} \approx R_{\text{э}2} \approx R_{\text{э}}$, решаем уравнения (6.40, 6.41) относительно токов i_{L_1} и i_{L_2}:

$$i_{L_1} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{э}}} - \frac{\left(U_{\text{пит}} + U_{\text{н}}\right)\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}} e^{\frac{\gamma TR_{\text{э}}}{L}}\right)}{R_{\text{э}}\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}}\right)} e^{-\frac{R_{\text{э}}t}{L}}, \qquad (6.42)$$

$$i_{L_2} = \frac{\left(U_{\text{пит}} + U_{\text{н}}\right)\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_{\text{э}}}{L}}\right)}{R_{\text{э}}\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}}\right)} e^{\frac{R_{\text{э}}t}{L}} - \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{э}}}, \qquad (6.43)$$

$$i_{L\min} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{э}}} - \frac{\left(U_{\text{пит}} + U_{\text{н}}\right)\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}} e^{\frac{\gamma TR_{\text{э}}}{L}}\right)}{R_{\text{э}}\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}}\right)}, \qquad (6.44)$$

$$i_{L\max} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{э}}} - \frac{\left(U_{\text{пит}} + U_{\text{н}}\right)\left(e^{-\frac{\gamma TR_{\text{э}}}{L}} - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}}\right)}{R_{\text{э}}\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}}\right)}, \qquad (6.45)$$

Амплитуда пульсаций тока дросселя

$$\Delta i_L = i_{L\max} - i_{L\min} = \frac{\left(U_{\text{пит}} + U_{\text{н}}\right)\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}} e^{\frac{\gamma TR_{\text{э}}}{L}}\right)\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_{\text{э}}}{L}}\right)}{R_{\text{э}}\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}}\right)}. \qquad (6.46)$$

Среднее значение тока нагрузки

$$I_{\text{н}} = \frac{1}{T}\int_0^{T-t_{\text{и}}} i_{L_2}\,dt =$$

$$= \frac{\left(U_{\text{пит}} + U_{\text{н}}\right)L\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_{\text{э}}}{L}}\right)\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}} e^{\frac{\gamma TR_{\text{э}}}{L}}\right)}{R_{\text{э}}^2 T\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{э}}}{L}}\right)} - \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{э}}}\left(1 - \gamma\right). \qquad (6.47)$$

Из диаграмм на рис. 6.8 получаем:

$$U_{\text{н}} = \frac{\gamma}{1-\gamma}\left(E_{\text{пит}} - \frac{\gamma}{1-\gamma} r_{\text{в}} I_{\text{н}} - \frac{1}{\gamma\left(1-\gamma\right)} r_L I_{\text{н}}\right), \qquad (6.48)$$

$$U_{\text{пит}} = E_{\text{пит}} - \frac{\gamma}{1-\gamma} r_{\text{вн}} I_{\text{н}}. \qquad (6.49)$$

Так же, как и в предыдущей схеме, величина пульсации выходного напряжения

$$\Delta U_{\text{н}} = \Delta U_C \frac{I_{\text{н}}\gamma}{Cf}. \qquad (6.50)$$

Особенностью рассмотренной схемы ИППТ является то, что полярность напряжения на нагрузке противоположная, инверсная по отношению к полярности и напряжению источника питания, поэтому такой преобразователь иногда называют инвертирующим.

Еще одним вариантом повышающее-понижающего ИППТ является схема Кука (рис. 6.9).

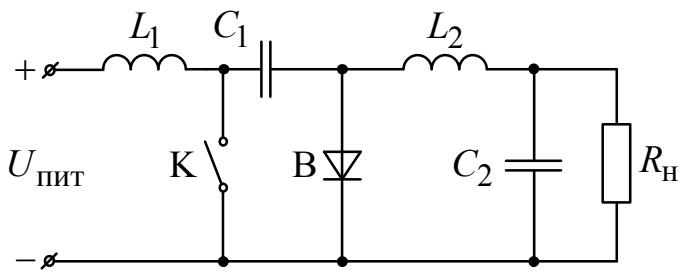


Рис. 6.9. Преобразователь Кука

В исходном состоянии ключ К разомкнут, а конденсатор C_1 заряжен через дроссель L_1 и вентиль В от источника питания $U_{пит}$. При замыкании ключа К в дросселе L_1 нарастает ток и запасается энергия. При этом конденсатор C_1 через ключ К и дроссель L_2 предает энергию в накопительный конденсатор C_2. При размыкании ключа К накопленная в дросселе L_1 энергия через вентиль В сбрасывается в конденсатор C_1 далее процесс повторяется.

Особенностью этой схемы является:

- непрерывный характер выходного тока;
- непрерывный характер тока дросселя L_2;
- возможность уменьшения пульсаций выходного напряжения при создании магнитной связи между дросселями L_1 и L_2;
- также как и в предыдущей схеме ИППТ, выходное напряжение инверсно по отношению напряжению источника питания. Если это не желательно или даже недопустимо, то можно поменять местами вентиль В и дроссель L_2 (рис. 6.10). Такой ИППТ получил название преобразователя типа *SEPIC.*

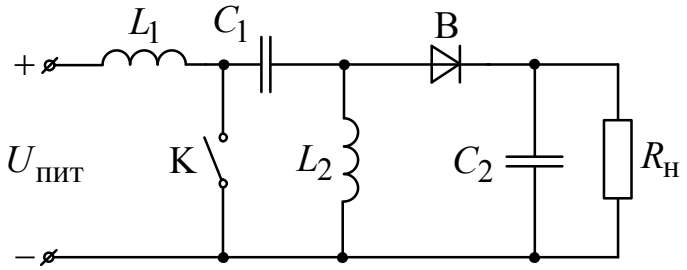


Рис. 6.10. Преобразователь типа SEPIC

У всех рассмотренных схем ИППТ имеется одна и таже особенность – гальваническая связь источника питания с нагрузкой. Если это нежелательно, то ее можно устранить при помощи трансформатора, первичная обмотка которого через ключ К подсоединяется к источнику питания, а вторичная – в цепь нагрузки (рис. 6.11)

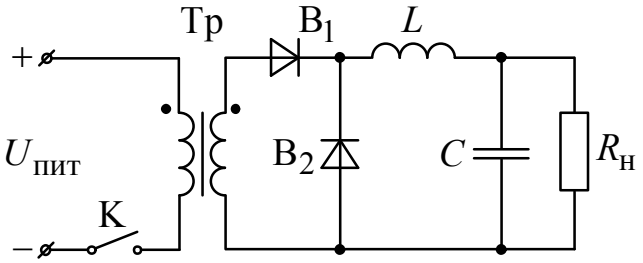


Рис. 6.11. Прямоходовой преобразователь

В первом случае (рис. 6.11) при замыкании ключа К к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение источника питания $U_{\text{пит}}$, а на вторичной обмотке наводится ЭДС, отличающаяся от напряжения $U_{\text{пит}}$ в $k_{\text{тр}}$ раз, где $k_{\text{тр}}$ – коэффициент трансформации трансформатора. Это напряжение является входным для схемы ИППТ и, как уже было рассмотрено ранее, преобразуется в выходное напряжение на нагрузке. Это дает возможность облегчить согласование напряжения источника питания $U_{\text{пит}}$ и выходного напряжения за счет подбора коэффициента трансформации, а кроме того, размещая на вторичной стороне трансформатора несколько различных обмоток, можно получить несколько гальванически развязанных выходных напряжений. В этой схеме трансформатор используется по своему прямому назначению и такой преобразователь называется прямоходовым, т. к. передача энергии из источника питания в цепь нагрузки происходит при замкнутом состоянии ключа К.

В схеме (рис. 6.12) при замыкании ключа К энергия в нагрузку не передается, т. к. вентиль В для этой полярности напряжения будет заперт. При этом ток в первичной обмотке будет нарастать, и в магнитном поле трансформатора будет накапливаться энергия. При размыкании ключа К полярность напряжения изменится на противоположную, и, накопленная энергия будет сброшена в цепь нагрузки, обеспечивая определенный уровень выходного напряжения. Здесь передача энергии в цепь нагрузки осуществляется при разомкнутом состоянии ключа К, а трансформатор используется как накопительный индуктивный элемент. Такой преобразователь называют обратноходовым.

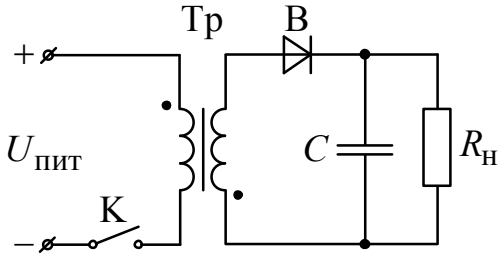


Рис. 6.12. Обратноходовой преобразователь

6.2. РЕВЕРСИВНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для осуществления наряду с регулированием тока нагрузки еще и реверса служат реверсивные преобразователи. Обычно их выполняют на базе мостовой схемы (рис. 6.13), состоящей из ключей $К_1 - К_4$ и вентилей обратного тока $В_1 - В_4$.

В схеме возможны следующие способы управления:

1. Способ симметричного управления.
2. Способ несимметричного управления.
3. Способ поочередного управления.

Симметричный способ иллюстрируется диаграммами рис. 6.13.

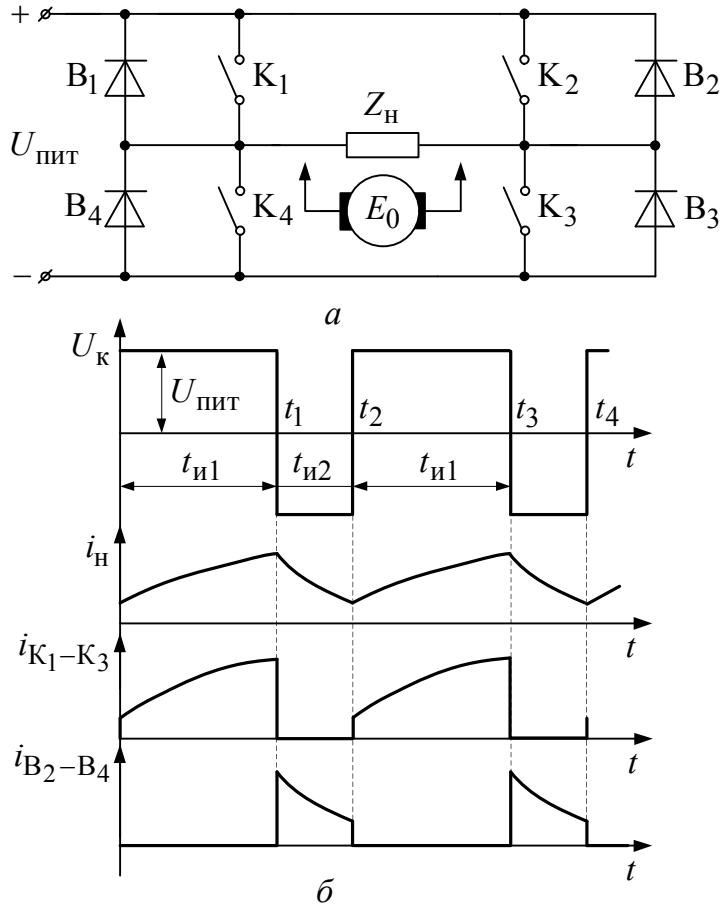


Рис. 6.13. Реверсивный ИППТ

На интервале $0 \ldots t_1$ открыты ключи $К_1$ и $К_3$, и по нагрузке под действием напряжения источника питания протекает ток $i_{К_1 - К_3}$. На интервале $t_1 \ldots t_2$ ключи $К_1$ и $К_3$ закрываются, а открываются ключи $К_2$ и $К_4$. Напряжение на нагрузке меняет полярность, а ток нагрузки под действием ЭДС самоиндукции протекает через вентили $В_2$ и $В_4$ в

источник питания. Далее процессы повторяются. Среднее значение напряжения на нагрузке

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{пит}} t_{\text{и}1}}{T} - \frac{U_{\text{пит}} t_{\text{и}2}}{T} = U_{\text{пит}}(2\gamma - 1), \qquad (6.51)$$

где $\gamma = \dfrac{t_{\text{и}1}}{T}$.

При активно-индуктивной нагрузке уравнение электромагнитных процессов при допущениях п. 6.1. имеет вид:

$$\pm U_{\text{пит}} = i_{\text{н}} R_{\text{н}} + L_{\text{н}} \frac{di_{\text{н}}}{dt}, \qquad (6.52)$$

где (+) соответствует интервалу $0 \ldots t_1$, а (–) интервалу $t_1 \ldots t_2$.

Решая (6.52) относительно $i_{\text{н}}$ и учитывая, что $i_{\text{н}}\Big|_{t=0} = i_{\text{н}}\Big|_{t=T}$, получаем:

$$i_{\text{н}1}\Big|_{0\ldots t_1} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}}\left[1 - \frac{2\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} e^{\frac{\gamma TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)} e^{-\frac{R_{\text{н}} t}{L_{\text{н}}}}\right] \qquad (6.53)$$

$$i_{\text{н}2}\Big|_{t_1\ldots T} = -\frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}}\left[1 + \frac{2\left(e^{-\frac{\gamma TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} - 1\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)} e^{-\frac{R_{\text{н}} t}{L_{\text{н}}}}\right], \qquad (6.54)$$

$$i_{\text{н max}} = i_{\text{к max}} = i_{\text{в max}} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}} \frac{\left(1 + e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} - 2e^{-\frac{\gamma TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}, \qquad (6.55)$$

$$i_{\text{н min}} = i_{\text{к min}} = i_{\text{в min}} = -\frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}} \frac{\left(1 + e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} - 2e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} e^{\frac{\gamma TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}. \qquad (6.56)$$

Амплитуда пульсации тока нагрузки

$$\Delta i_{\text{н}} = i_{\text{н max}} - i_{\text{н min}} = \frac{2U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}} \frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} e^{-\frac{\gamma TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{TR_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}. \qquad (6.57)$$

Амплитуда пульсаций выходного напряжения $\Delta U_{\text{н}} = \Delta i_{\text{н}} R_{\text{н}}$.

Коэффициент пульсации

$$K_{\text{п}} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{пит}}} = \frac{2\left(1 - e^{-\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} e^{\frac{\gamma T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}}\right)}. \qquad (6.58)$$

Среднее значение тока нагрузки $I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{н}}}(2\gamma - 1)$.

При работе на двигатель постоянного тока с противоЭДС E_0 исходные уравнения принимают вид:

$$\pm\left(U_{\text{пит}} - E_0\right) = i_{\text{я}} R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}, \qquad (6.59)$$

где $R_{\text{я}}$, $L_{\text{я}}$ – активное сопротивление и индуктивность обмотки якоря.

Из (6.59) получаем:

$$i_{\text{я}1}\Big|_{0\ldots t_1} = \frac{U_{\text{пит}} - E_0}{R_{\text{я}}}\left[1 - \frac{2\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}} e^{\frac{\gamma T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)} e^{-\frac{R_{\text{я}} t}{L_{\text{я}}}}\right], \qquad (6.60)$$

$$i_{\text{я}2}\Big|_{t_1\ldots T} = -\frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{я}}}\left[\left(1 - \frac{E_0}{U_{\text{пит}}}\right) + \frac{2\left(e^{-\frac{\gamma T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}} - 1\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)} e^{-\frac{R_{\text{я}} t}{L_{\text{я}}}}\right], \qquad (6.61)$$

$$i_{\text{я max}} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{я}}} \frac{\left(1 + e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}} - 2e^{-\frac{\gamma T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)} - \frac{E_0}{R_{\text{я}}}, \qquad (6.62)$$

$$i_{\text{я min}} = -\frac{U_{\text{пит}}}{R_{\text{я}}} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}} - 2e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}} e^{\frac{\gamma T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)} - \frac{E_0}{R_{\text{я}}}. \qquad (6.63)$$

Амплитуда пульсации тока якоря

$$\Delta i_{\text{я}} = i_{\text{я max}} - i_{\text{я min}} = \frac{2U_{\text{пит}}}{R_{\text{я}}} \frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}} e^{\frac{\gamma T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R_{\text{я}}}{L_{\text{я}}}}\right)}. \qquad (6.64)$$

Среднее значение тока якоря

$$I_{я} = \frac{U_{пит}}{R_{я}}\left(2\gamma - 1 - \frac{E_0}{U_{пит}}\right). \qquad (6.65)$$

Коэффициент пульсации выходного напряжения

$$k_{п} = \frac{\Delta U_{н}}{U_{пит}} = \frac{\Delta i_{я} R_{я}}{U_{пит}} = \frac{2\left(1 - e^{-\frac{\gamma T R_{я}}{L_{я}}}\right)\left(1 - e^{-\frac{T R_{я}}{L_{я}}} e^{\frac{\gamma T R_{я}}{L_{я}}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T R_{я}}{L_{я}}}\right)}. \qquad (6.66)$$

Недостатком способа *симметричного* управления является изменение полярности выходного напряжения и высокий коэффициент пульсаций, требующий повышенной установленной мощности выходных фильтров.

Несимметричный способ управления (рис. 6.14) характеризуется тем, что в одном плече моста силовые ключи работают в противофазе, например, $К_1$ и $К_4$, в другом плече один ключ постоянно замкнут ($К_3$), а второй разомкнут ($К_2$). Тогда на интервале $0 \ldots t_1$ в случае активно-индуктивной нагрузки через ключи $К_1$ и $К_3$ протекает ток от источника питания, а в индуктивной нагрузке запасается энергия. На интервале $t_1 \ldots t_2$ ключ $К_1$ закрыт, а открыт ключ $К_4$, и под действием ЭДС самоиндукции в индуктивности нагрузки ток будет протекать через постоянно открытый ключ $К_3$ и вентиль $В_4$, минуя цепь источника питания. Далее процесс повторяется.

Если преобразователь нагружен на двигатель постоянного тока, то на интервале $0 \ldots t_1$ ток протекает от источника питания в якорную цепь двигателя через замкнутые ключи $К_1$ и $К_3$, преодолевая противоЭДС E_0. При этом в индуктивности якорной обмотки двигателя накапливается энергия. В точке t_1 ключ $К_1$ размыкается, а замыкается ключ $К_4$, и под действием ЭДС самоиндукции якорной обмотки ток будет протекать в прежнем направлении до точки t_2', пока не иссякнет запасенная энергия. При этом ток протекает через ключ $К_3$ и вентиль $В_4$. В точке t_2' ток якорной цепи меняет направление на противоположное и на участке $t_2' - t_2$ будет протекать через ключ $К_4$ и вентиль $В_3$ под действием ЭДС якорной обмотки E_0. При этом энергия снова запасается в индуктивности якорной обмотки, и когда в точке t_2 размыкается ключ $К_4$, а замыкается снова ключ $К_1$, ток от источника

питания протекать не сможет до точки t_3', т. к. ЭДС самоиндукции якорной обмотки, складываясь с ЭДС E_0, превышает напряжение источника $U_{пит}$, и ток будет протекать через вентили $В_1$ и $В_3$ через источник питания. При этом поток энергии направлен из электрической машины в источник питания.

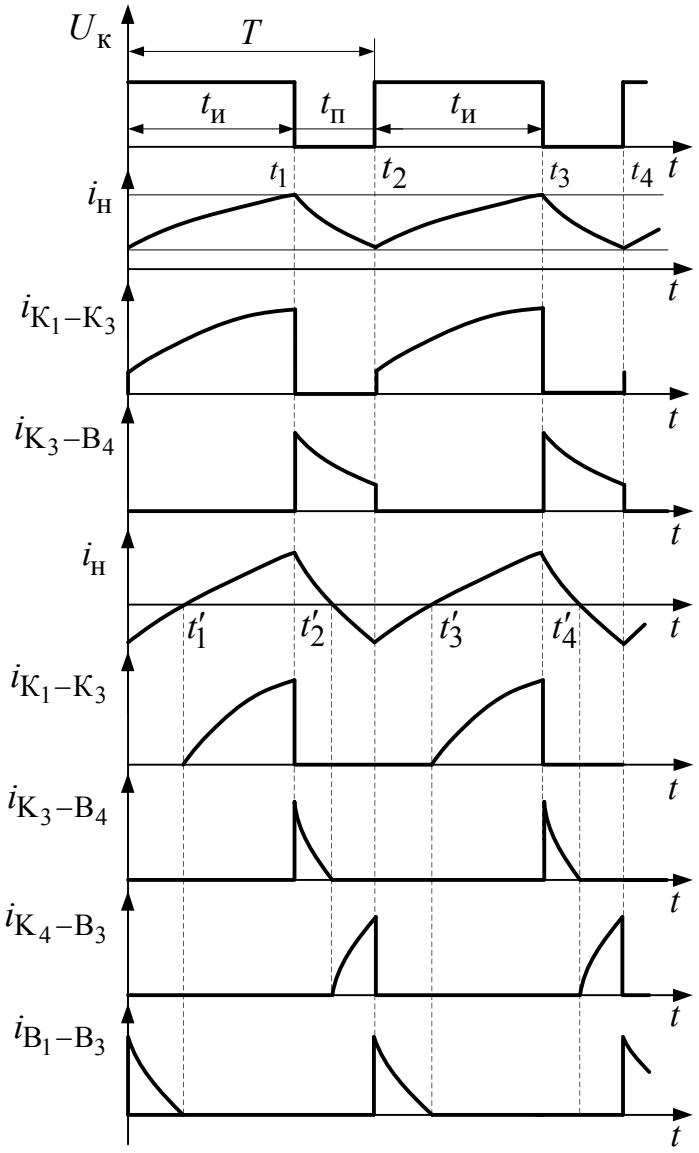


Рис. 6.14. Несимметричный способ управления реверсивным ИППТ

Из диаграммы рис. 6.14 следует, что при несимметричном способе управление имеет место неравномерная загрузка по току силовых элементов схемы.

Поскольку напряжение на нагрузке имеет вид однополярных импульсов, то коэффициент пульсаций выходного напряжения в этом случае определяется по (6.12), что значительно меньше, чем в случае

симметричного управления. Для осуществления реверса необходимо поменять местами законы управления ключами плечей моста: ключи $К_2$ и $К_3$ открывать и закрывать в противофазе; ключ $К_1$ все время закрыт, ключ $К_4$ все время открыт.

При *поочередном способе управления* (рис. 6.15) ключи одной диагонали моста все время разомкнуты (например, $К_2$ и $К_4$), а ключи второй диагонали $К_1$ и $К_3$ переключаются с частотой, вдвое меньшей частоты импульсов выходного напряжения.

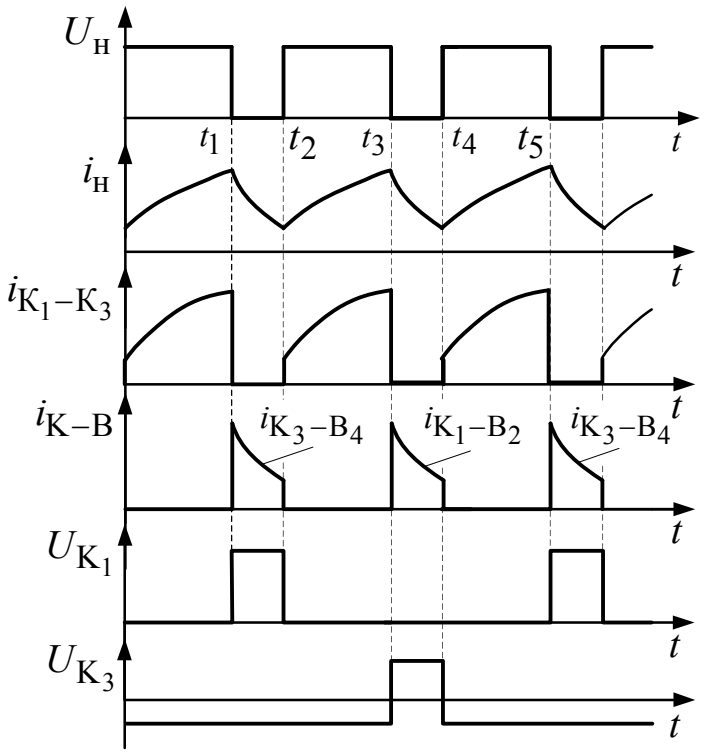


Рис. 6.15. Поочередный способ управления реверсивным ИППТ

Так, на участке $0\ldots t_1$ открыты ключи $К_1$ и $К_3$ и по нагрузке от источника питания протекает ток $i_н$. В точке t_1 выключается ключ $К_1$, а ключ $К_3$ продолжает находиться в открытом состоянии до точки t_3. На интервале $t_1\ldots t_2$ ток нагрузки под действием ЭДС самоиндукции протекает через ключ $К_3$ и вентиль $В_4$. В точке t_2 снова включается ключ $К_1$, и ток нагрузки снова протекает за счет напряжения источника питания $U_{пит}$ на интервале $t_2\ldots t_3$. В точке t_3 размыкается ключ $К_3$, а ключ $К_1$ продолжает находиться в открытом состоянии. Ток нагрузки под действием ЭДС самоиндукции протекает через вентиль $В_2$ и ключ $К_1$ на интервале $t_3\ldots t_4$, а в точке t_4 снова включается ключ $К_3$,

и весь процесс повторяется. Выходное напряжение при этом способе управления имеет вид однополярных импульсов и его коэффициент пульсаций определяется по (6.12). Электромагнитные процессы в этом случае полностью идентичны рассмотренным в п. 4.1 при исследовании преобразователя с последовательным ключевым элементом, и поэтому расчетные выражения (6.4)–(6.11) могут быть использованы для выбора элементов силовой части при работе на активно-индуктивную нагрузку, а (6.15)–(6.23) – при работе на двигатель постоянного тока.

Для осуществления реверса при поочередном способе управления необходимо ключи K_1 и K_3 разомкнуть, а поочередно управлять ключами K_2 и K_4.

Из рассмотренных способов управления следует, что способы симметричного и несимметричного управления обеспечивают двухсторонний обмен энергией между источником питания и нагрузкой, а способ поочередного управления такой возможности не обеспечивает. Во всех рассмотренных схемах импульсных преобразователей постоянного тока в качестве силовых ключей используются либо полностью управляемые вентили (транзисторы, двухоперационные тиристоры), либо однооперационные тиристоры-вентили с неполной управляемостью, но снабженные специальными коммутационными узлами, обеспечивающими выключение тиристора в любой момент времени. Различные способы осуществления коммутации тиристоров рассмотрены в п. 4.2.

В зависимости от типа коммутационного узла, применяемого в тиристорных преобразователях постоянного тока, различают одноступенчатую и двухступенчатую коммутацию. В схемах с одноступенчатой коммутацией используют принципы запирания тиристоров при помощи последовательного или параллельного *LC*-контура (рис. 4.12, 4.13), и поэтому длительность импульсов напряжения постоянна, определяется параметрами коммутирующего контура и регулироваться не может.

Регулирование выходного напряжения в этих схемах может осуществляться только частотно-импульсным способом ($t_и = \text{const}$; $T = \dfrac{1}{f} = \text{var}$). В схемах с двухступенчатой коммутацией для запирания силового тиристора используется специальный коммутационный ключ (схемы рис. 4.14–4.16), и поэтому здесь могут применятся все три способа регулирования выходного напряжения.

Контрольные вопросы

1. Поясните принцип работы простейшего импульсного преобразователя постоянного тока (ИППТ).
2. Особенности работы ИППТ на двигательную нагрузку.
3. Поясните процесс рекуперативного торможения двигателя в нереверсивном ИППТ.
4. ИППТ повышающего типа. Принцип действия
5. Многофазные ИППТ. Особенности работы.
6. Особенности ИППТ с трансформаторной связью.
7. ИППТ повышающе-понижающего типа.
8. Схема Кука и ее основные особенности.
9. Схема преобразователя тока *SEPIC* и ее основные особенности.
10. ИППТ с трансформаторной развязкой входа и выхода. Прямоходовой преобразователь. Основные особенности.
11. Обратноходовой преобразователь. Основные особенности.
12. Объясните принцип симметричного управления реверсивным ИППТ.
13. Объясните принцип несимметричного управления реверсивным ИППТ.
14. Объясните принцип поочередного управления реверсивным ИППТ.

ГЛАВА 7. ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для регулирования и стабилизации переменного тока используются различные типы регуляторов, стабилизаторов, среди которых наибольшее распространение получили электромеханические, электромагнитные и магнитно-полупроводниковые.

В рамках данного курса будет уделено внимание только регуляторам магнитно-полупроводникового типа, как наиболее перспективным по целому ряду показателей. Простейшая схема регулятора переменного тока представляет собой два встречно-параллельных тиристора, включенных последовательно в цепь нагрузки (рис. 7.1).

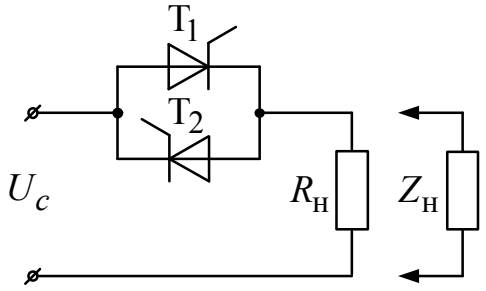


Рис. 7.1. Регулятор переменного тока на основе встречно-параллельных тиристоров

Тогда, открывая тиристоры T_1 и T_2 со сдвигом на угол α относительно точек естественной коммутации (0, π, 2π, и т. д.) (рис. 7.2), можно регулировать величину напряжения на нагрузке в пределах от нуля до максимального значения, определяемого напряжением питающей сети U_c.

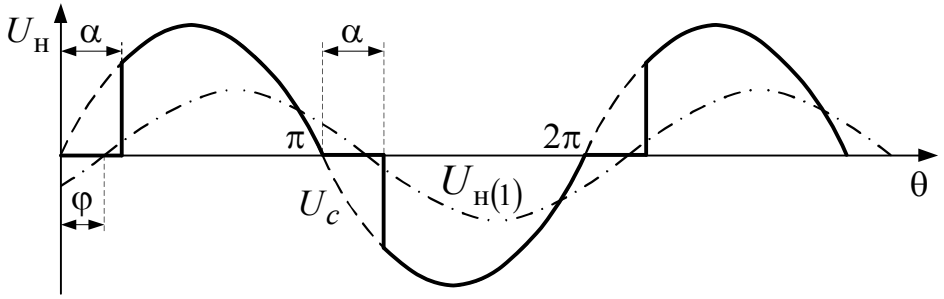


Рис. 7.2. Диаграмма работы регулятора переменного тока при активной нагрузке

Недостатком такого способа регулирования является плохая форма напряжения на нагрузке и фазовый сдвиг первой гармоники на угол φ, определяемый углом управления α. Если нагрузка регулятора

чисто активная, то ток нагрузки в точности повторяет кривую напряжения (рис. 7.2).

Если же нагрузка имеет активно-индуктивный характер, то ток нагрузки изменяется по закону (2.82). При этом регулирование оказывается возможным при условии: $\varphi < \alpha < \pi$, где $\phi = \mathrm{arctg}\left(\frac{\omega L_{\text{н}}}{R_{\text{н}}}\right)$.

Это условие становится очевидным из рис. 7.3.

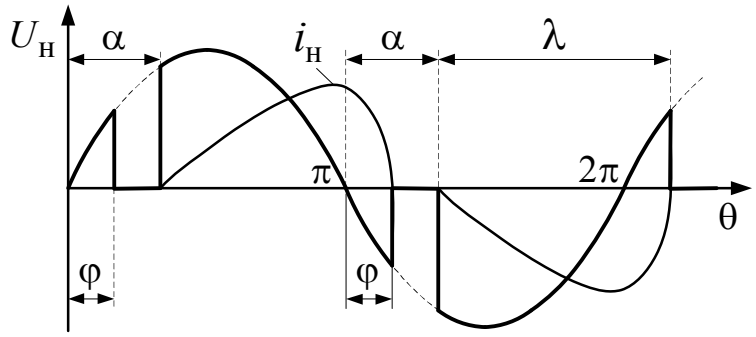


Рис. 7.3. Диаграмма работы регулятора переменного тока при активно-индуктивной нагрузке

Ток нагрузки затягивается за точку естественной коммутации на угол φ и, следовательно, угол α не может быть меньше этой величины, так как очередной тиристор просто не сможет открыться. Если вместо тиристоров T_1 и T_2 использовать полностью управляемые ключи, либо снабдить эти тиристоры узлами принудительной коммутации, то тогда можно регулировать не только их момент включения, но и момент выключения, определяемый углом β. В этом случае открываются дополнительные возможности регулятора, иллюстрируемые на рис. 7.4.

В случае *а* (рис. 7.4) $\alpha > 0$; $\beta = 0$. Очевидно, что первая гармоника напряжения будет иметь сдвиг в сторону отставания относительно напряжения питающей сети $U_{\text{с}}$.

В случае *б* (рис. 7.4) $\alpha = 0$; $\beta > 0$. Здесь фазовый сдвиг будет в сторону опережения $U_{\text{с}}$.

В случае *в* и *г* (рис. 7.4) если $\alpha = \beta$, то фазовый сдвиг первой гармоники отсутствует. Если же $\alpha \neq \beta$, то фазовый сдвиг будет либо отстающим, либо опережающим в зависимости от соотношения этих углов.

В случае *д* (рис. 7.4) можно реализовать способ широтно-импульсного регулирования.

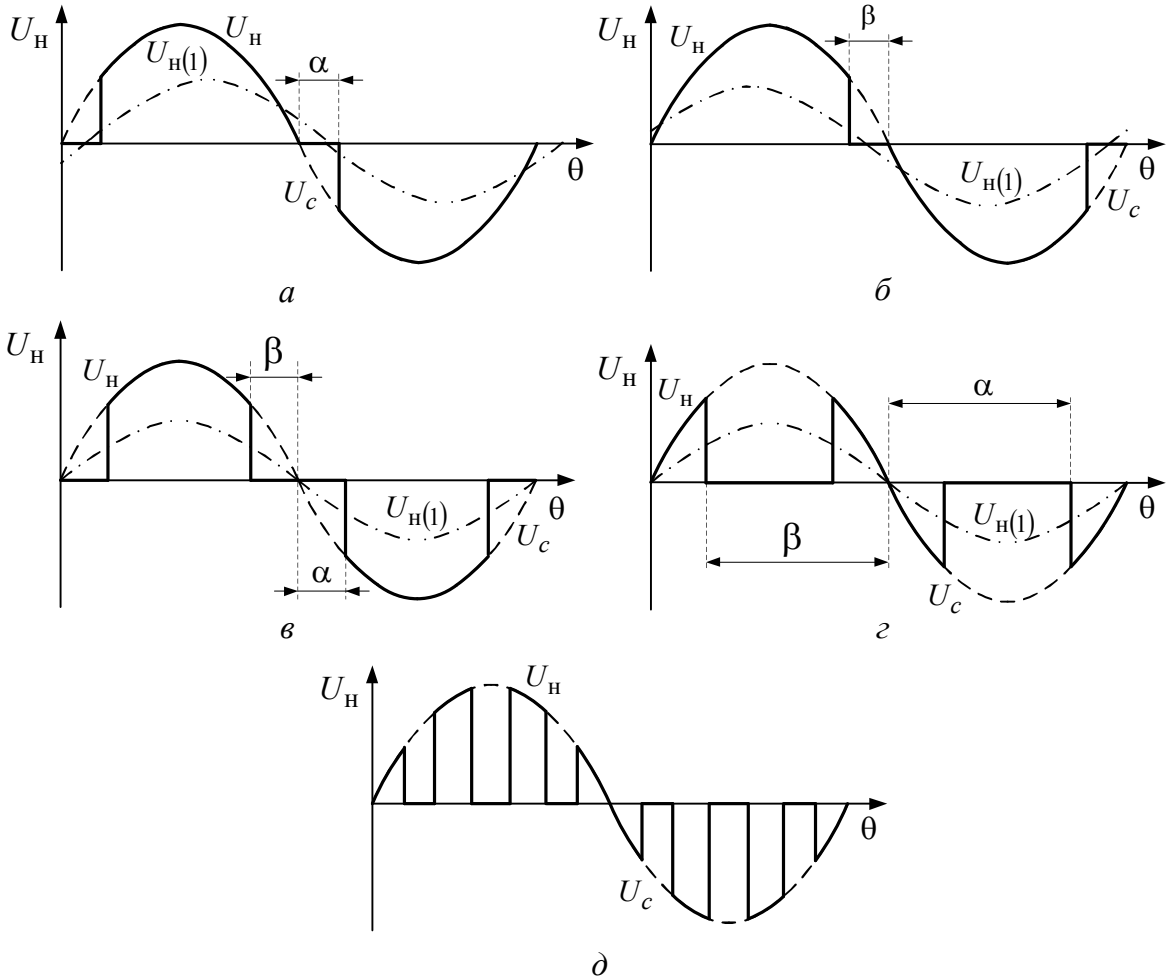


Рис. 7.4. Различные способы регулирования переменного напряжения с использованием полностью управляемых ключей

Более совершенным способом регулирования является использование вольтодобавочных устройств, увеличивающих или уменьшающих напряжение на нагрузке относительно питающей сети. Примером такого устройства может служить схема, представленная на рис. 7.5.

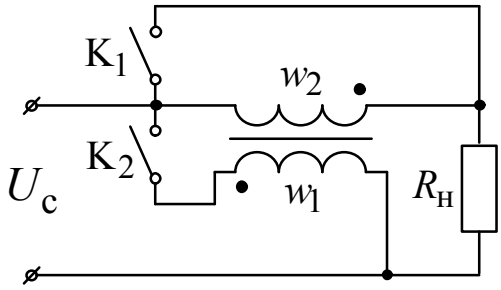


Рис. 7.5 Простейшая схема регулятора переменного напряжения с вольтодобавкой

Последовательно с нагрузкой включается вторичная обмотка трансформатора Тр, которая может шунтироваться ключом переменного тока K_1. Первичная обмотка может подключаться к питающей сети с напряжением U_c при помощи второго ключа переменного тока K_2. Ключи K_1 и K_2 работают в противофазе: когда открыт ключ K_1, ключ K_2 обязательно закрыт, и наоборот, когда открыт ключ K_2, ключ K_1 обязательно закрыт. Используя те же алгоритмы управления ключами, что и на рис. 7.4, получаем напряжение на нагрузке, иллюстрируемое на рис. 7.6.

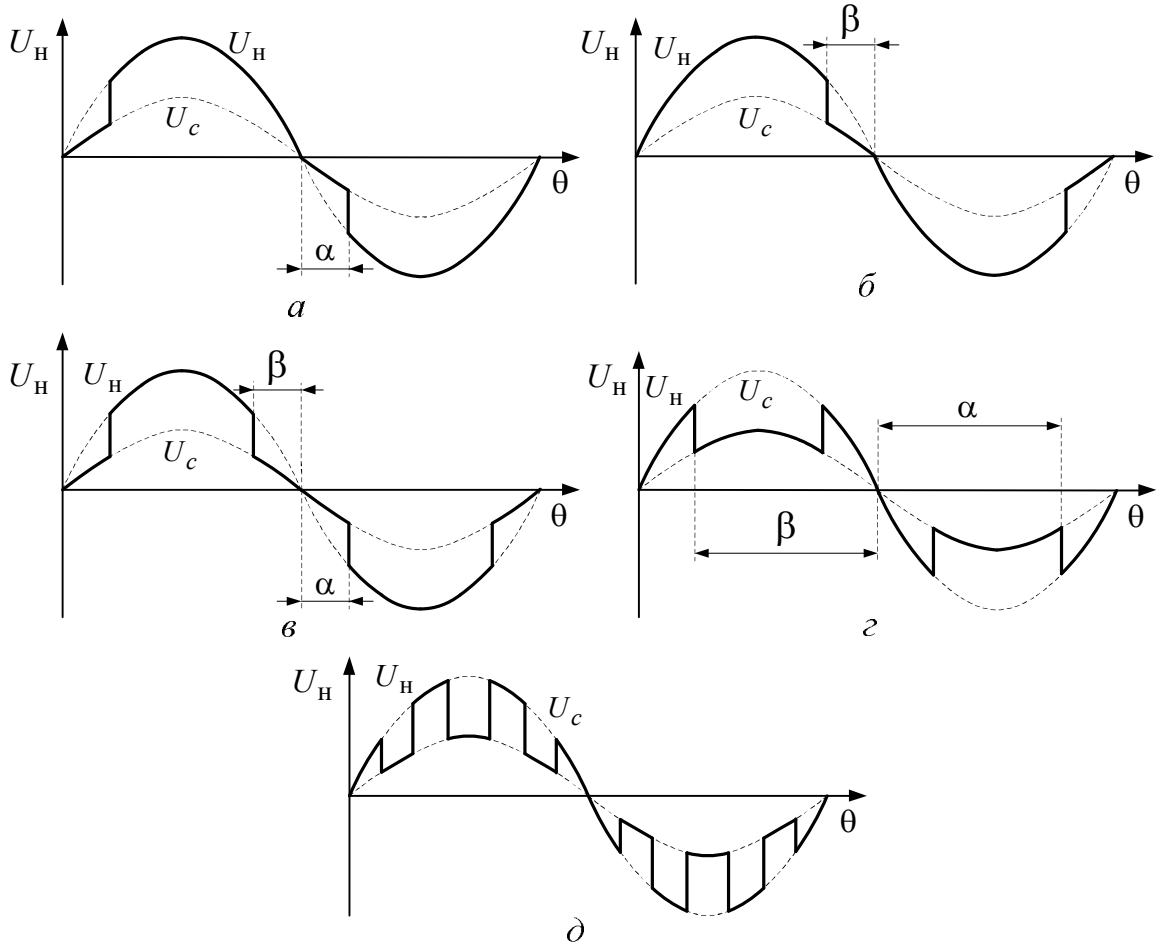


Рис. 7.6. Различные способы регулирования переменного напряжения с использованием вольтодобавки

Если поменять местами начало и конец одной из обмоток трансформатора, то вольтодобавка будет не складываться с напряжением сети U_c, а вычитаться из него, что дает возможность осуществлять регулирование в сторону понижения напряжения от напряжения питающей сети U_c.

Следует отметить, что импульсные регуляторы переменного тока или напряжения, начиная с мощности десятков ватт, целесообразнее сроить с использованием неоднотактного преобразователя, как, например, в схеме на рис. 7.5, *а* двухтактного (рис. 7.7).

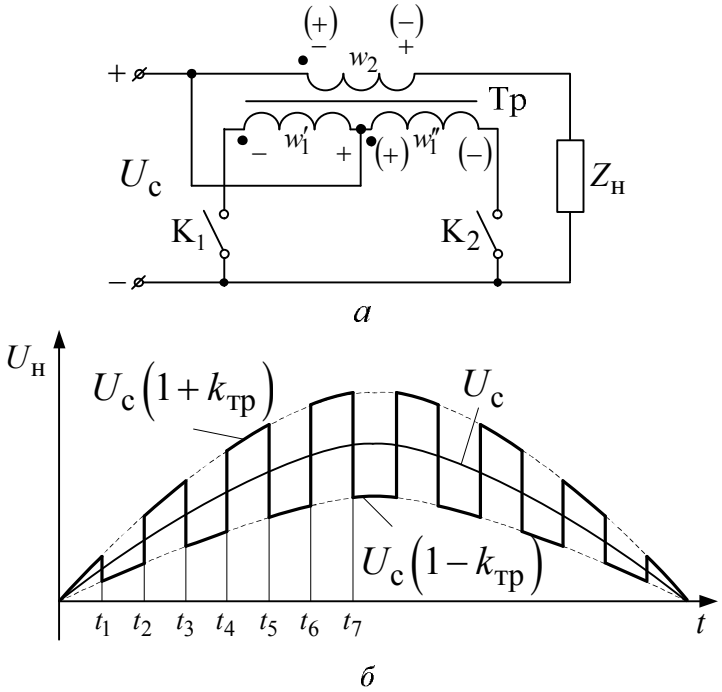


Рис. 7.7. Регулятор переменного напряжения с использованием высокочастотного трансформатора

Здесь ключи переменного тока K_1 и K_2 также работают в противофазе: на интервале $0\ldots t_1$ замкнут ключ K_1, а K_2 разомкнут. Тогда напряжение $U_с$, имеющее положительный полупериод в соответствии с рис. 7.7, *б* и приложенное к первичной обмотке трансформатора Тр w_1', создает на вторичной обмотке w_2 ЭДС $e_2 = U_с k_{тр}$, полярность которой указана на рис. 7.7, *а* (без скобок).

Очевидно, что эта ЭДС суммируется с $U_с$ и напряжение на нагрузке $U_н = U_с + U_с k_{тр} = U_с(1+k_{тр})$.

На интервале $t_1\ldots t_2$ ключ K_1 разомкнут, а ключ K_2 замкнут. Напряжение $U_с$ приложено к обмотке w_1' с полярностью, указанной в скобках. ЭДС на вторичной обмотке трансформатора w_2, имеющая полярность, указанную в скобках на этом интервале, не суммируется, а вычитается из $U_с$, поэтому $U_н = U_с - U_с k_{тр} = U_с(1-k_{тр})$.

Далее процессы повторяются. Очевидно, что среднее значение напряжения на нагрузке определяется соотношением времени, вклю-

ченного состояния ключей K_1 и K_2, и может варьироваться в пределах от $U_c(1-k_{тр})$ до $U_c(1+k_{тр})$, где $k_{тр}=\frac{w_1}{w_2}$ – коэффициент трансформации трансформатора Тр.

Если частоту переключения ключей выбрать достаточно большой, значительно превышающей частоту питающей сети, то, во-первых, массогабаритные показатели трансформатора и, следовательно, всего регулятора будут улучшаться, как уже было рассмотрено в главе 1. Поэтому частоту переключения ключей надо выбирать такой, чтобы соответствовала оптимальной частоте сердечника трансформатора Тр.

Во-вторых, чем выше частота переключения ключей, тем легче отфильтровывать переменную составляющую напряжения на нагрузке при помощи простейших фильтров.

Указанные особенности открывают широкие перспективы для построения импульсных регуляторов переменного тока или напряжения с высокими массогабаритными и экономическими показателями.

Контрольные вопросы

1. Достоинства и недостатки схем регуляторов переменного напряжения на ключах с частичной управляемостью.
2. Перечислите способы построения регуляторов переменного напряжения на полностью управляемых ключах.
3. Способы построения регуляторов переменного напряжения с вольтодобавкой и вольтоотбавкой.
4. Объясните принцип работы регулятора переменного напряжения на основе высокочастотного трансформатора.

ГЛАВА 8. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ СИЛОВЫХ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Под системой управления и защиты преобразовательного устройства понимают совокупность узлов и элементов, обеспечивающих формирование управляющих сигналов с заданными параметрами и по заданному алгоритму для управления состоянием силовых ключей преобразовательного устройства, а также производящих автоматические переключения силовых цепей при возникновении аварийных режимов.

Построение систем управления и защиты различается в зависимости от назначения и типа вентильного преобразователя, а также в зависимости от того, на каких ключевых компонентах он выполнен. Так, например, для управления тиристорными преобразователями можно использовать как узкие, так и широкие управляющие импульсы. Напомним, что для включения тиристора на его управляющий электрод достаточно подать короткий управляющий импульс, длительность которого достаточна для нарастания анодного тока тиристора до величины тока включения. После этого тиристор поддерживается в открытом состоянии за счет внутренней положительной обратной связи и цепь управления уже становится неэффективной, а следовательно, и пропускание тока управления уже не нужно. Если тиристорный преобразователь может работать в режиме прерывистых токов, то после запирания тиристора из-за снижения его анодного тока до нуля в режиме прерывистых токов повторно он самостоятельно включится уже не сможет, и поэтому управляющие импульсы в этом случае должны иметь длительность, равную длительности интервала, в течение которого через тиристор может протекать прямой ток, т. е. управление должно быть широкими управляющими импульсами. Поскольку управляющие импульсы на тиристоре обычно подаются через импульсные трансформаторы с целью гармонической развязки цепей управления тиристоров, находящихся в различных вентильных группах, то формирование широких управляющих импульсов с помощью импульсных трансформаторов может быть существенно затрудненно, а иногда вообще становится невозможным (когда длительность импульсов управления должна быть большой). В этом случае может быть использовано управление широким управляющим импульсом с высокочастотным заполнением. При управлении вентильными преобразователями, выполненными на силовых транзисторах, как известно, узкие управляющие импульсы неприемлемы, т. к. транзистор

открыт только тогда, когда в цепи его управления действует управляющий сигнал.

Параметры управляющих импульсов должны соответствовать требованиям, указанным в паспортных данных каждого силового ключа. При этом следует учитывать, что очень важную роль играют фронты нарастания и спадания сигнала управления, так как от них зависят динамические потери в силовых ключах. В настоящее время все более широкое распространение получают микропроцессорные системы управления вентильными преобразователями, которые включают в себя не только функции управления и защиты, но и функции диагностики основных узлов и элементов. Рассмотрим принципы построения систем управления основных типов вентильных преобразователей.

8.1. СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

Как уже было отмечено выше, управление вентилями выпрямителя заключается в изменении угла их включения, называемого углом управления. Существует ряд способов решения этой задачи, но на практике получили распространения два: фазо-импульсный и вертикальный.

8.1.1. Фазоимпульсный способ управления

Он заключается в том, что анодное напряжение тиристора $U_{\text{а}}$ через синхронизатор С подается на вход фазосдвигающего устройства (ФСУ), которое под действием управляющего сигнала $U_{\text{у}}$ сдвигает фазу выходного напряжения относительно фазы входного (рис 8.1, *в*).

В моменты перехода выходного напряжения через нуль специальное устройство, называемое нуль-органом (НО), формирует короткий прямоугольный импульс $U_{\text{но}}$, который запускает формирователь импульсов управления (ФИУ) (рис. 8.1, *г*).

Формирователь импульсов управления является оконечным каскадом, который формирует в зависимости от требований либо узкий, либо широкий импульс управления, переводящий тиристор в проводящее состояние. Таким образом, тиристор будет открываться с углом управления α, являющимся функцией напряжения управления $U_{\text{у}}$ (рис. 8.1, *д*), подаваемого на фазосдвигающее устройство: $\alpha = f(U_{\text{у}})$.

В качестве синхронизатора С используется трансформатор, первичная обмотка которого включена в сеть, а напряжение со

вторичной обмотки поступает в систему управления и используется как синхронизирующее.

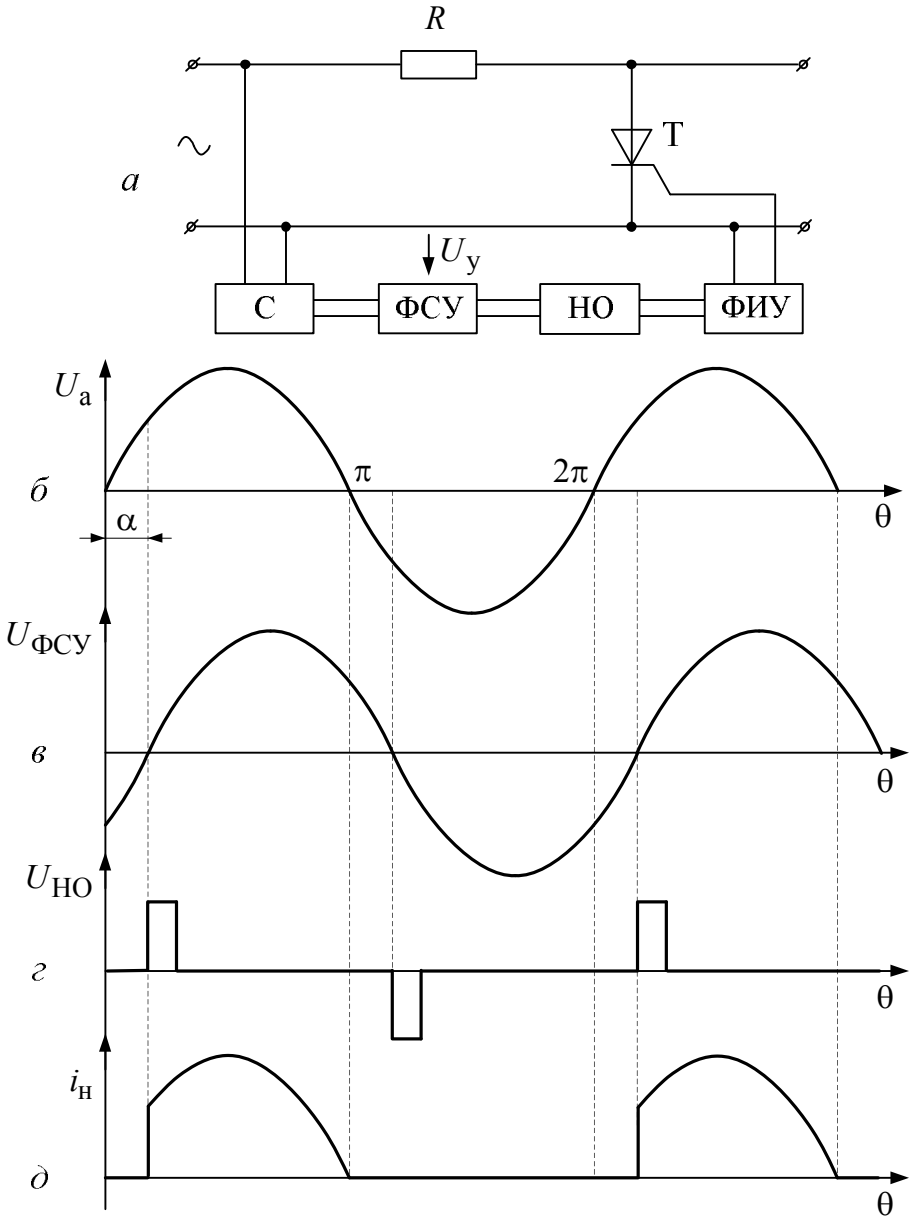


Рис. 8.1. Система импульсно-фазового управления силовым тиристором

В качестве фазосдвигающего устройства могут использоваться различные устройства, выполненные на базе фазосдвигающих цепей *R-L-C*, либо на базе транзисторных управляемых генераторов прямоугольных импульсов регулируемой длительности, либо на базе интегральных микросхем. В последнем случае эти устройства представляют собой обычно сравнивающие устройства, на вход которых подается напряжение управления и линейно-возрастающее напряжение, формируемое в течение полупериода синхронизирующего

напряжения. В момент равенства этих напряжений формируется импульс, запускающий формирователь импульсов управления (ФИУ). В этом случае функции фазосдвигающего устройства объединяются с функциями нуль-органа (НО). Нуль-орган может быть выполнен по различным схемам и на различной элементной базе. В системах управления выпрямителей часто применяют нуль-органы, выполненные на транзисторах, работающих в ключевом режиме и управляемых импульсами синхронизирующего напряжения. Фронты импульсов выходного напряжения транзисторов соответствуют моментам перехода синхронизирующего напряжения через нуль.

В качестве нуль-органа может использоваться также насыщающийся трансформатор, перемагничиваемый в момент перехода синхронизирующего напряжения через нуль. Разработаны также разнообразные схемы нуль-органов на базе сравнивающих устройств, выполненных на интегральных микросхемах.

Формирователь импульсов управления (ФИУ) может также выполняться по различным схемам в зависимости от требований, предъявляемых цепью управления силового вентиля. Часто в качестве такого устройства применяется блокинг-генератор в заторможенном режиме. В системах управления мощных преобразователей может использоваться схема формирования импульсов управления на базе импульсного трансформатора, питаемого от мощного источника через управляемый ключ (рис. 8.2).

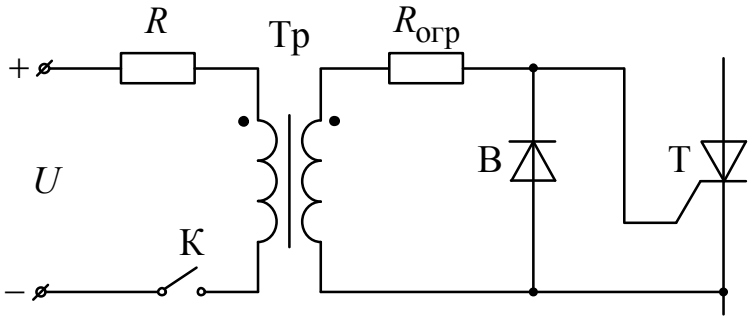


Рис. 8.2. Формирователь импульсов управления на основе импульсного трансформатора

При необходимости управления силовыми вентилями широкими управляющими импульсами с высокочастотным заполнением можно использовать формирователь импульсов управления, изображенный на рис. 8.3. Подавая маломощный широкий импульс управления на вход транзистора Т, замыкаем цепь передачи импульсов с высокочастотного генератора (ВЧГ) на управление силового вентиля.

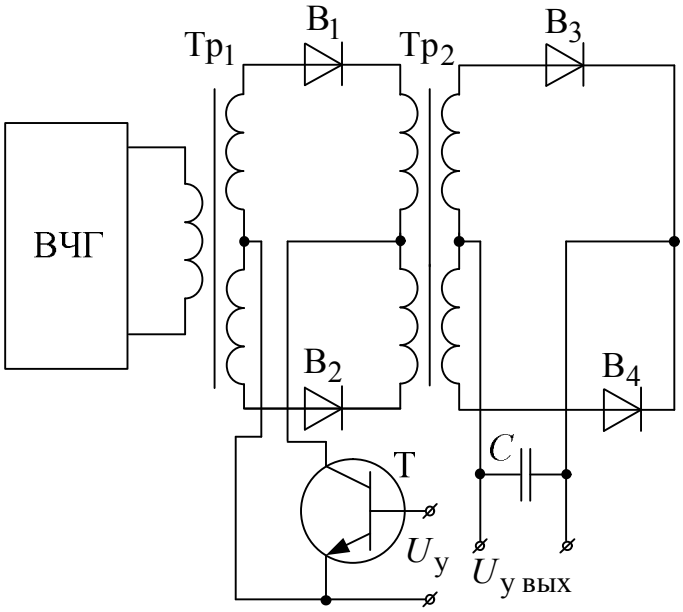


Рис. 8.3. Формирователь импульсов управления с высокочастотным заполнением

Перспективным типом формирователей, способных создавать широкие и узкие управляющие импульсы, являются устройства, использующие оптоэлектронные приборы (оптроны). Пример такого устройства представлен на рис. 8.4. Маломощный импульс управления $U_у$ посредством оптронной пары «светодиод–фотодиод» воздействует на цепь управления маломощного тиристора управления $Т_у$, который управляет мощным тиристором Т.

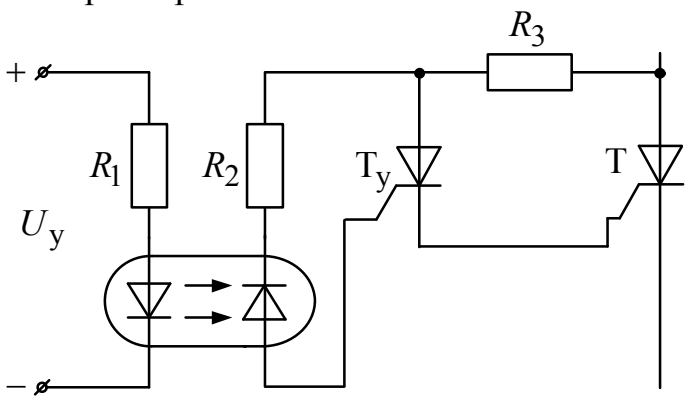


Рис. 8.4. Формирователь импульсов управления на основе оптронной пары

8.2.1. Вертикальный способ управления

Вертикальный способ управления поясняется рис. 8.5. Анодное напряжение тиристора Т через синхронизатор С подается на вход

генератора пилообразного напряжения (ГПН), который строго в течение положительного полупериода анодного напряжения 0…π формирует линейно-возрастающее напряжение (пилообразное напряжение). Это напряжение поступает на схему сравнения (компаратор К), где происходит сравнение пилообразного напряжения с напряжением управления $U_у$. В момент равенства этих величин формируется импульс $U_к$, который запускает формирователь импульсов управления (ФИУ) для управления тиристором Т. Меняя уровень напряжения управления $U_у$ от нуля до амплитудного значения пилообразного напряжения, линейно изменяем угол включения тиристора (угол управления) в диапазоне от 0 до π.

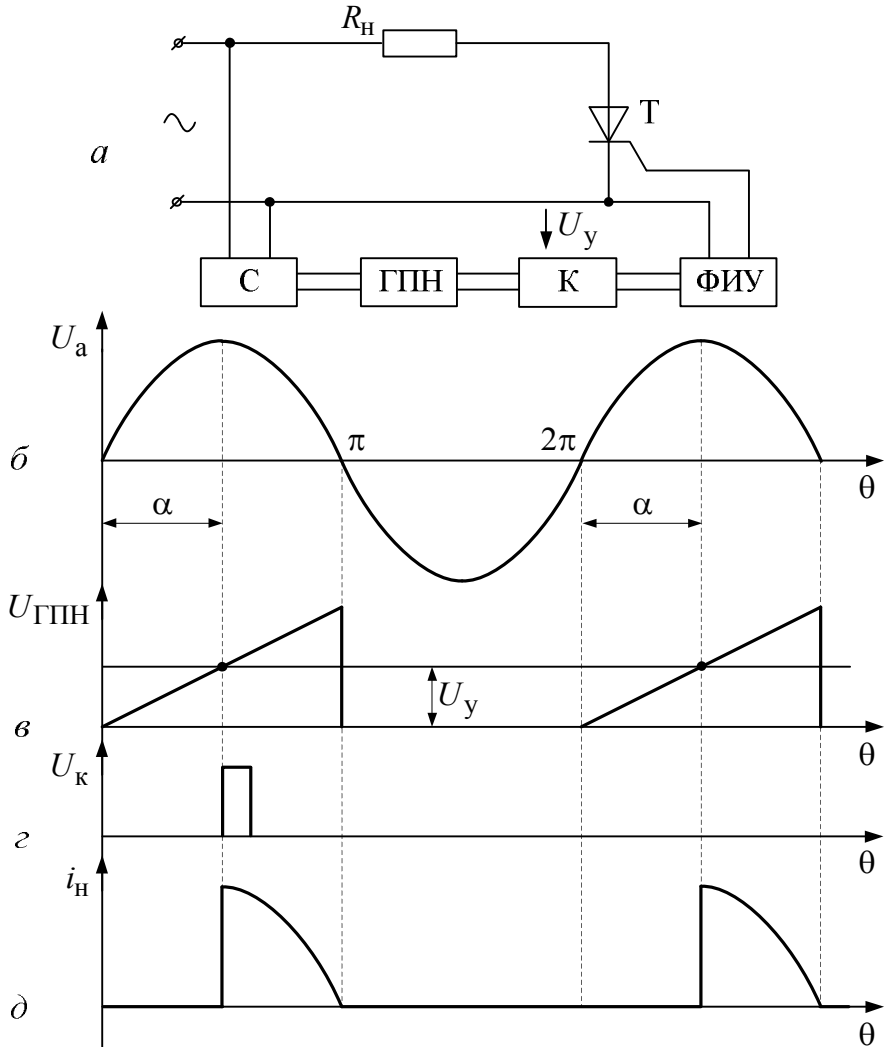


Рис. 8.5. Система управления силовым тиристором, реализующая вентильный способ управления

Очевидно, что для управления многофазными выпрямителями система управления в обоих рассмотренных случаях должна содержать

не один канал управления, а такое их количество, которое равно пульсности выпрямителя. В этом случае системы управления называются многоканальными. Пример построения многоканальной системы управления трехфазного импульсного выпрямителя представлен на рис. 8.6.

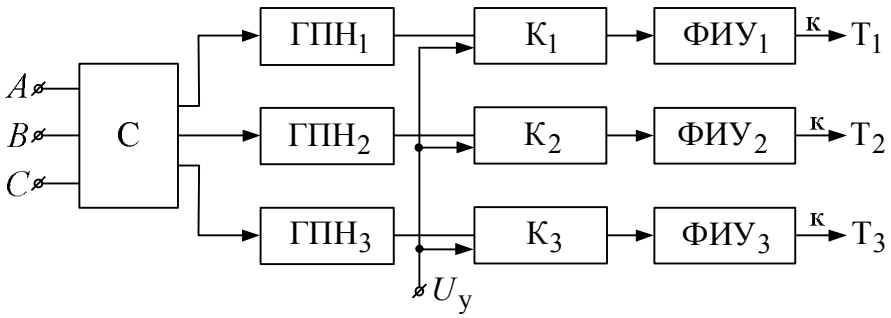


Рис. 8.6. Многоканальная система управления выпрямителем

Здесь три канала, аналогичные схеме рис. 8.5, работают со сдвигом по фазе на 120°, обеспечиваемым синхронизатором С, и формируют импульсы управления силовыми тиристорами T_1, T_2, T_3, включенными по схеме, показанной на рис. 2.37.

Особенностью многоканальных систем управления является то, что трудно получить во всех каналах одинаковые характеристики $\alpha = f(U)$ из-за естественного разброса параметров даже однотипных полупроводниковых элементов, а также из-за непредсказуемого влияния множества различных факторов на выходные характеристики управления каждого канала. Поэтому угол α в каждом канале будет свой, отличный от соседних каналов, при одном и том же управляющем воздействии *U*. А асимметрия в углах управления по фазам выпрямителя может привести к появлению в выпрямленном напряжении так называемых субгармоник (т. е. гармоник, изменяющихся с частотой, меньшей частоты первой гармоники), что может быть неприемлемо для потребителя. Кроме того, по этой же причине может возникнуть постоянное подмагничивание магнитопровода силового трансформатора выпрямителя, что также крайне нежелательно. Поэтому иногда в многофазных выпрямителях используют одноканальную систему управления, принцип построения которой поясняется на рис. 8.7 и заключается в том, что в схему вводят синхронизированный с питающей сетью генератор пилообразного напряжения (ГПН), который формирует линейно-возрастающее напряжение с частотой, в три раза превышающей частоту питающей сети переменного тока (рис. 8.7, *в*). Это напряжение сравнивается в компараторе К с напряжением управления $U_у$, и в момент их равенства формируются короткие

импульсы, которые поступают на три схемы совпадения (СС). С другой стороны, на схемы совпадения подаются синхронизирующие импульсы с длительностью $\frac{2\pi}{3}$ от синхронизатора С (рис. 8.7, *д*, *е*, *ж*).

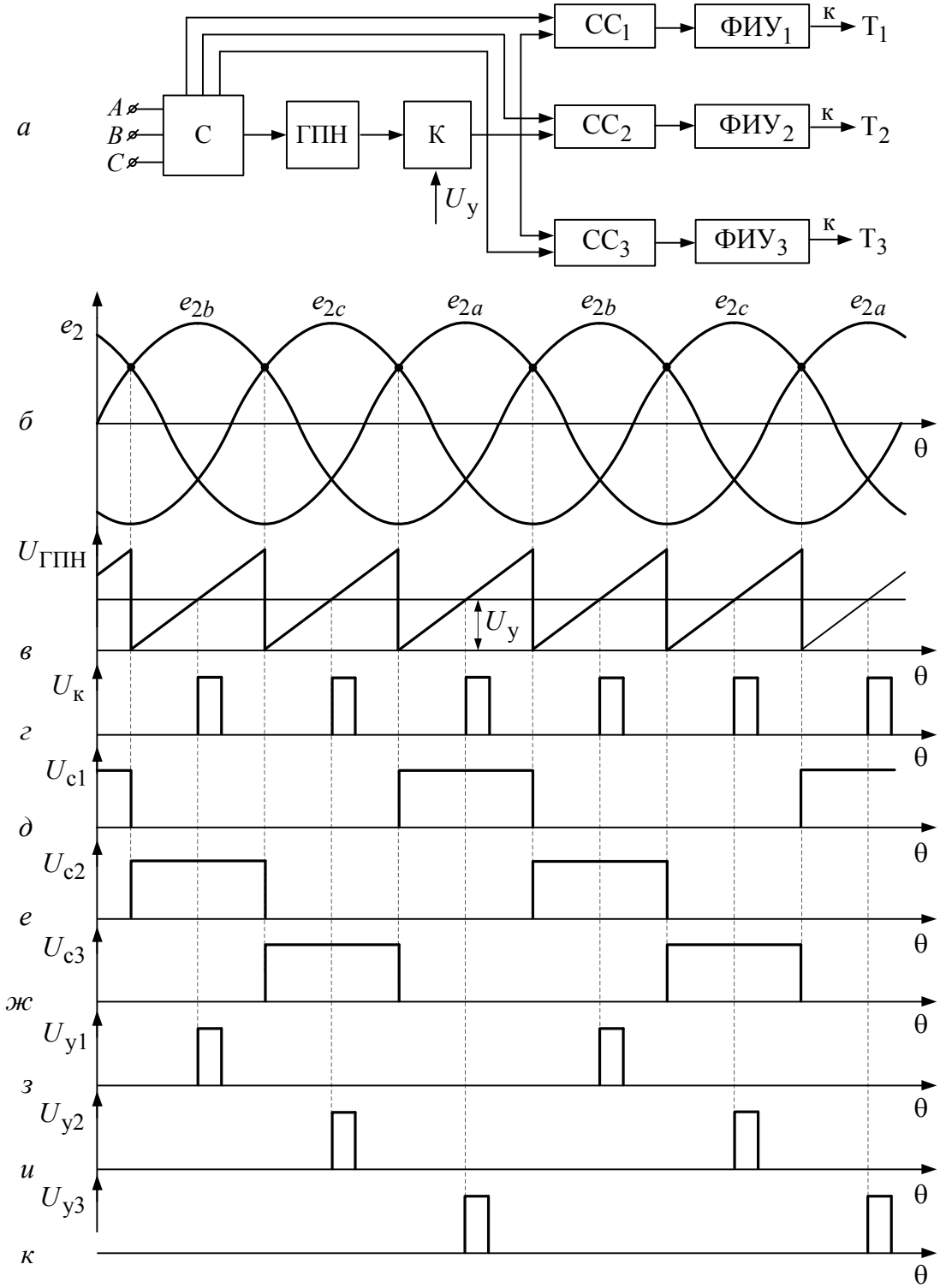


Рис. 8.7. Одноканальная система управления выпрямителем

Схемы сравнения работают по принципу ячеек «И» и на вход формирователя импульсов управления пройдет сигнал с той схемы сравнения, где одновременно присутствуют и импульс с компаратора $U_к$, и синхронизирующий импульс (рис. 8.7, *з*, *и*, *к*). Таким образом, момент формирования импульса управления тиристорами, а следовательно, и угол их включения определяется только одним элементом – генератором пилообразного напряжения. И во всех фазах выпрямителя он будет одинаков. Все системы управления выпрямителями, построенные на основе рассмотренных выше принципов, являются синхронными, т. к. их работа жестко синхронизирована с питающей сетью. Существует еще один класс систем управления выпрямителями, где эта жесткая синхронизация отсутствует, и поэтому такие системы управления получили название асинхронных.

Принцип построения асинхронной системы управления осуществляется той же схемой трехфазного нулевого выпрямителя, что и на рис. 8.6; 8.7, поясняется на рис. 8.8.

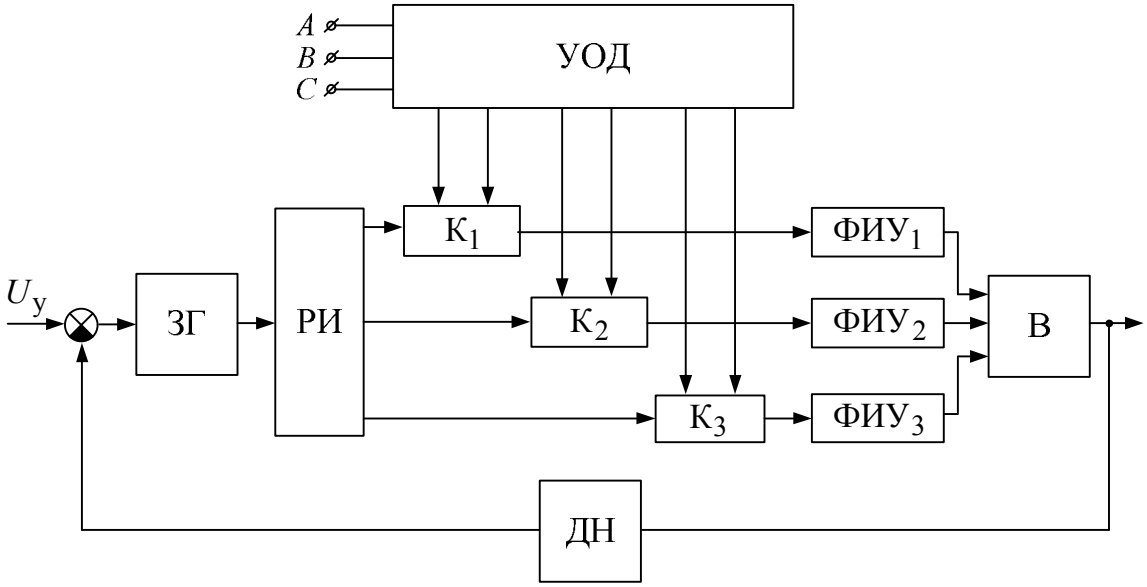


Рис. 8.8. Асинхронная система управления выпрямителем

В состав системы управления входит задающий генератор (ЗГ), который формирует последовательность коротких импульсов с частотой, близкой к утроенной частоте питающей сети $f_с$: $f_{зг} \approx 3f_с$, причем работа ЗГ никак не связана с питающей сетью, а его выходная частота может регулироваться сигналом управления *U*. Импульсы с задающего генератора поступают на распределитель импульсов (РИ), который, во-первых, распределяет их по трем каналам, и, во-вторых,

сдвигает их по фазе друг относительно друга на $\frac{2\pi}{3}$ (рис. 8.9), где 2π – период напряжения питающей сети.

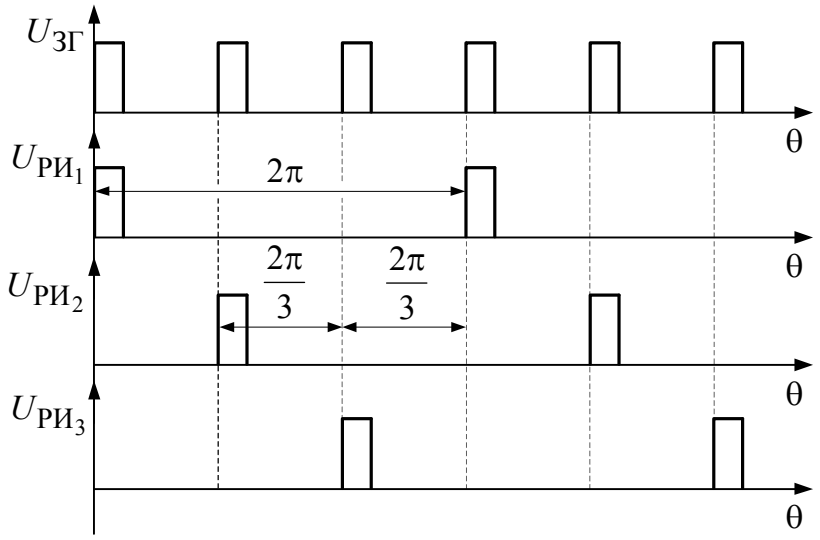


Рис. 8.9. Диаграмма, поясняющая работу распределителя импульсов

Таким образом, получается, что в каждом канале распределителя импульсов (РИ) частота импульсов близка к частоте напряжения питающей сети, а их фаза отличается друг от друга на $\frac{2\pi}{3}$. Эти импульсы с каждого канала поступают на свои ключевые элементы K_1, K_2, K_3, которые управляются устройством ограничения диапазона (УОД) таким образом, что каждый из этих ключей открыт, если угол управления соответствующим вентилем выпрямителя находится в допустимом диапазоне $\alpha_{min} - \alpha_{max}$ и закрыт, если угол управления выходит за пределы этого диапазона. Импульсы, прошедшие через ключи, запускают формирователи импульсов управления, которые открывают соответствующие силовые тиристоры выпрямителя. Напряжение с выхода выпрямителя замеряется датчиком напряжения (ДН) и сравнивается с напряжением уставки $U_у$. Разностный сигнал воздействует на задающий генератор (ЗГ), который изменяет частоту своих импульсов в такую сторону, чтобы выходное напряжение выпрямителя строго соответствовало напряжению уставки $U_у$.

Асинхронная система управления может быть только замкнутой, чтобы под действием отрицательной обратной связи регулировать частоту задающего генератора и, следовательно, угол управления

вентилями выпрямителя. И хотя в таких системах управления нет жесткой синхронизации с напряжением питающей сети, все-таки привязка ее работы к питающей сети существует в виде устройства ограничения диапазона (УОД), без которого работа системы управления была бы невозможна. Преимуществом синхронных систем управления является то, что даже в условиях значительного искажения напряжения питающей сети по величине, по форме, по фазе, управляющие импульсы будут симметричны во всем заданном диапазоне.

Во всех рассмотренных выше схемах управления управляющий сигнал, регулирующий угол включения вентилей выпрямителя, поступал в виде аналогового непрерывного сигнала. Оперирование с аналоговыми сигналами не позволяет получить высокую точность регулирования, особенно в преобразователях, являющихся элементами сложной замкнутой системы с рядом контролируемых параметров. В этих случаях переходят от аналоговых сигналов управления к сигналам, представленным в виде цифрового кода.

Системы управления, в которых происходит обработка сигналов в цифровой форме, называются цифровыми. В качестве примера рассмотрим один из возможных вариантов построения цифровой системы управления (рис. 8.10).

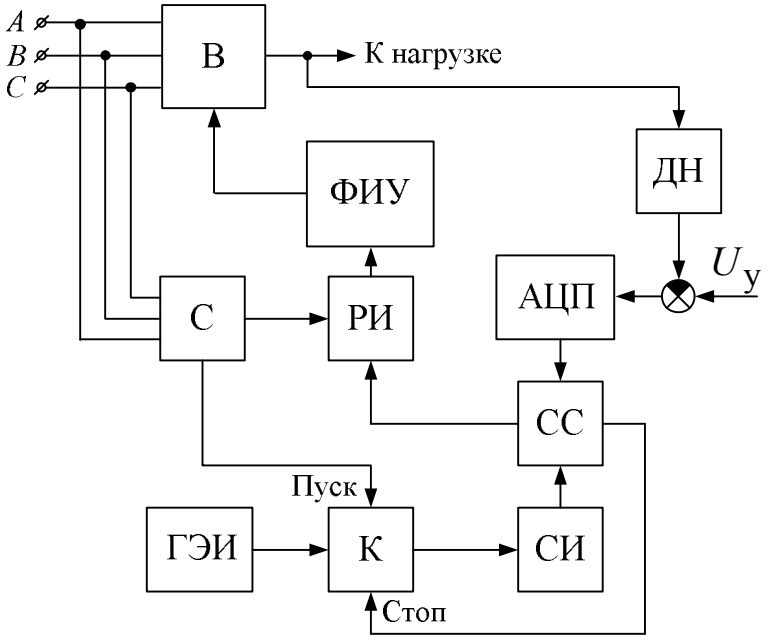


Рис. 8.10. Цифровая система управления распределителя импульсов

Пусть выпрямитель В будет выполнен по той же трехфазной нулевой схеме, что и в предыдущих случаях. В моменты времени, соответствующие точкам естественной коммутации ($\alpha = 0$),

синхронизатор С открывает ключ К и импульсы, формируемые генератором эталонной частоты (ГЭЧ), начинают поступать на счетчик импульсов (СИ). Каждое число, фиксируемое счетчиком импульсов, определяет интервал времени, отсчитываемый с момента $\alpha = 0$. Цифровой код со счетчика поступает на схему сравнения (СС), а с другой стороны на эту же схему сравнения поступает цифровой код с аналого-цифрового преобразователя (АЦП), который соответствует разностному аналоговому сигналу, полученному в результате вычитания напряжения уставки $U_{\text{у}}$ и сигнала с датчика напряжения (ДН), пропорционального выходному напряжению выпрямителя. В момент равенства этих двух кодов схема сравнения выдает сигнал, который закрывает ключ (К) и обнуляет счетчик импульсов (СИ) и одновременно поступает на распределитель импульсов (РИ), который в зависимости от синхронизирующего сигнала запускает формирователь импульсов управления (ФИУ) очередного, вступающего в работу вентиля выпрямителя. Благодаря развитию средств вычислительной техники и миниатюризации вычислительной базы, цифровые системы управления, несмотря на их сложность, все более широко используются в преобразовательной технике для повышения качества регулирования выходных параметров преобразователей различных типов.

8.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРАМИ

Системы управления зависимыми инверторами аналогичны системам управления управляемыми выпрямителями с той лишь разницей, что они должны быть синхронизированы с напряжением питающей сети со сдвигом в 180° по сравнению с управляемым выпрямителем. Если один и тот же вентильный преобразователь должен работать и в выпрямительном, и в инверторном режиме, то фазосдвигающее устройство в системе управления должно обеспечивать диапазон изменения угла управления α в диапазоне $0 \ldots \pi$. Тогда в диапазоне $0 \ldots \frac{\pi}{2}$ преобразователь будет работать в выпрямительном режиме, а в диапазоне $\frac{\pi}{2} \ldots \pi$ – в инверторном.

Системы управления автономными инверторами должны обязательно содержать в себе задающий генератор, обеспечивающий либо фиксированную, стабильную частоту выходного напряжения, либо регулируемую в заданном диапазоне. В многофазном автономном инверторе система управления должна обеспечивать работу вентилей

каждой фазы инвертора строго со сдвигом по фазе на угол $\frac{2\pi}{m}$ относительно предыдущей фазы. Обычно это достигается введением в систему управления распределителя импульсов (РИ).

На рис. 8.11 представлен вариант системы управления трёхфазным мостовым инвертором, выполненным по схеме рис. 4.37. Здесь задающий генератор (ЗГ) представляет собой управляемый генератор импульсов, выходная частота которого изменяется под действием управляющего сигнала $U_{\text{у}}$ и в 6 раз превышает требуемую выходную частоту инвертора. Импульсы с задающего генератора поступают на распределитель импульсов (РИ), который, во-первых, распределяет эти импульсы по 6 каналам, в результате чего частота их в каждом канале снижается в 6 раз и становится равной выходной частоте генератора.

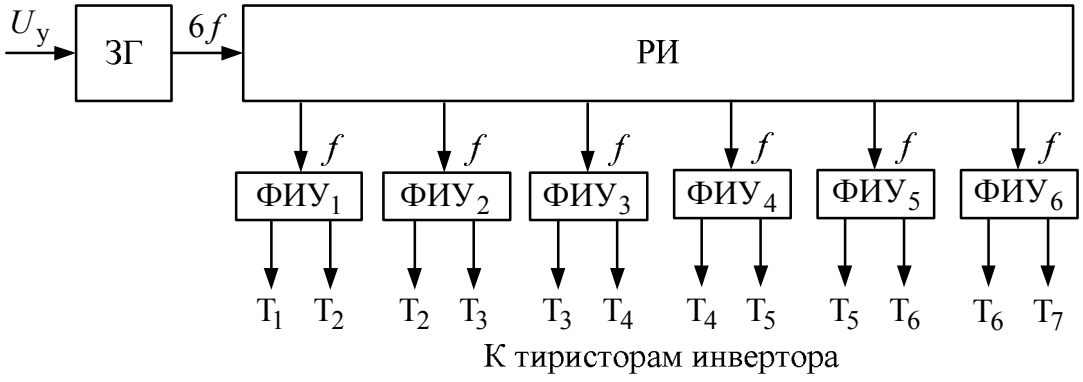


Рис. 8.11. Система управления трехфазным мостовым инвертором

Во-вторых, фаза импульсов в каждом канале отличается от фазы импульсов в соседнем канале на угол $\frac{2\pi}{6}$ (рис. 8.12). В качестве описанных распределителей импульсов обычно используются регистры сдвига, выполняемые на основе кольцевых счётчиков импульсов.

Импульсы с каждого канала распределителя запускают формирователи импульсов управления (ФИУ), которые управляют силовыми тиристорами в соответствии с алгоритмом их работы. В связи с тем, что при запуске инвертора должны быть одновременно открыты два тиристора (один в анодной группе, другой – в катодной), система управления выполнена так, что каждый из формирователей импульсов управления управляет одновременно двумя тиристорами ($T_1 - T_2$;

$T_2 - T_3$; $T_3 - T_4$; $T_4 - T_5$; $T_5 - T_6$; $T_6 - T_1$), реализуя таким образом управление узкими управляющими импульсами.

Если по каким-либо причинам управление узкими импульсами является неприемлемым, например, из-за особенностей узла коммутации тиристоров, то формирователь импульсов управления должен формировать широкие управляющие импульсы с длительностью $\frac{2\pi}{6}$. В транзисторных инверторах длительность управляющих импульсов равна длительности открытого состояния транзисторов (в остальную часть периода транзистор должен быть надежно заперт или источником запирающего напряжения, или управляющим импульсом обратной полярности).

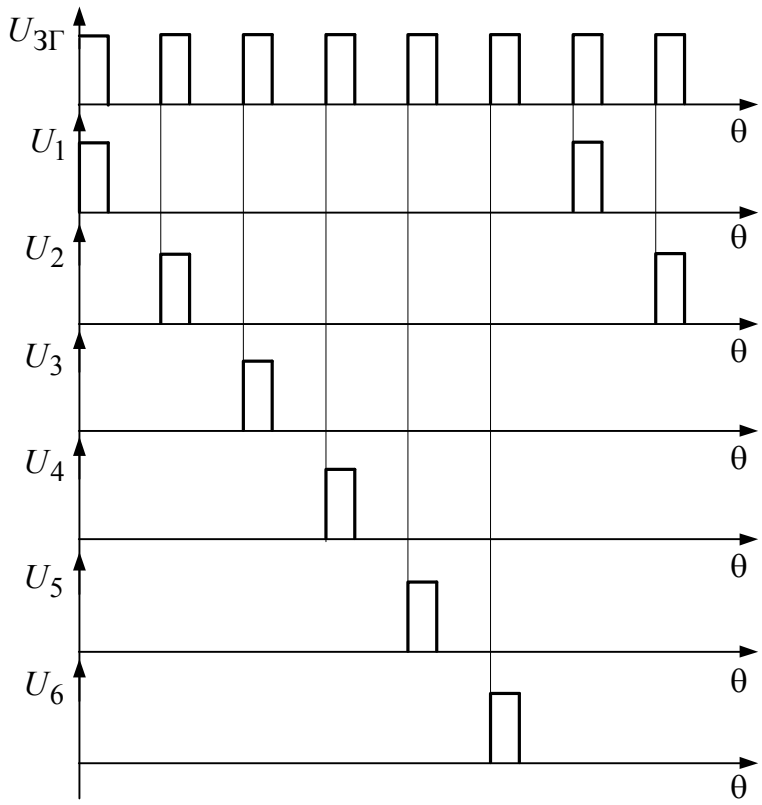


Рис. 8.12. Диаграмма, поясняющая работу распределителя импульсов

При построении систем управления автономными инверторами с двухступенчатой коммутацией необходимо обеспечивать регулируемую паузу между моментом запирания силового тиристора, выходящего из работы, и моментом включения очередного силового тиристора.

Пример такой системы управления для автономного инвертора, изображенного на рис. 4.38, представлен на рис. 8.13.

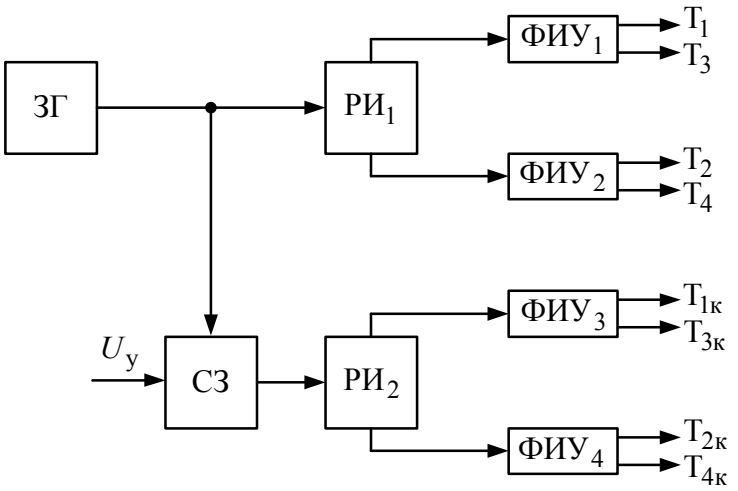


Рис. 8.13. Система управления автономным инвертором с двухступенчатой коммутацией

А диаграммы, поясняющие взаимодействие структурных элементов, представлены на рис. 8.14.

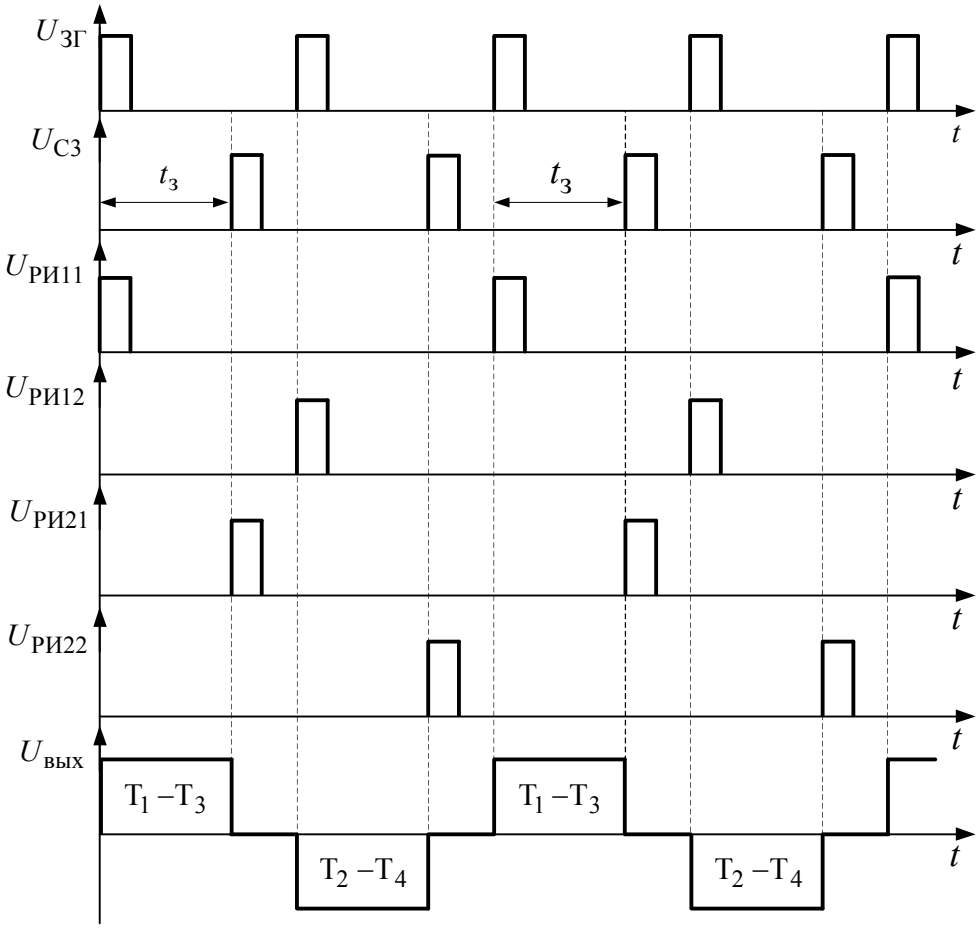


Рис. 8.14. Диаграммы, поясняющие работу системы управления инвертором с двухступенчатой коммутацией

Задающий генератор ЗГ формирует последовательность импульсов с частотой $f_{ЗГ} = 2f_{вых}$, в два раза превышающей требуемую выходную частоту инвертора.

Эти импульсы поступают на распределитель импульсов $РИ_1$, имеющий два канала. На выходе каждого канала импульсы $U_{РИ1}$ и $U_{РИ2}$ имеют частоту, в два раза меньшую частоты задающего генератора, т. е. равную требуемой выходной частоте инвертора $f_{вых}$, и их фазы одновременно сдвигаются друг относительно друга на 180°. Выходные импульсы с первого канала распределителя запускают формирователь импульсов управления $ФИУ_1$, который управляет силовыми тиристорами $Т_1$ и $Т_3$. Со сдвигом на 180° импульсы второго канала распределителя запускают формирователь импульсов управления $ФИУ_2$, который, в свою очередь, управляет тиристорами $Т_2$ и $Т_4$. Для запирания силовых тиристоров служат коммутирующие тиристоры $Т_{1к} - Т_{4к}$, управление которыми осуществляется точно так же, как и силовыми тиристорами, но со сдвигом относительно их импульсов управления на время задержки $t_з$, обеспечиваемое управляемой схемой задержки СЗ. Таким образом, силовые тиристоры одной диагонали моста инвертора $Т_1 - Т_3$ закрываются в моменты времени, определяемые импульсами с первого канала второго распределителя импульсов $РИ_2 - U_{РИ21}$.

Аналогично, тиристоры второй диагонали моста инвертора открываются в моменты времени, определяемые импульсами второго канала распределителя импульсов $РИ_1$ – $U_{РИ12}$, а закрываются в моменты, определяемые импульсами второго канала распределителя импульсов $РИ_2 - U_{РИ22}$. Форма выходного сигнала показана на нижней диаграмме рис. 8.14.

8.3. УПРАВЛЕНИЕ НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

Как было рассмотрено выше, непосредственные преобразователи частоты содержат в каждой фазе по две взаимообратные вентильные группы, работающие поочередно то в выпрямительном режиме, то в инверторном. Моменты переключения вентильных групп, а следовательно, и частота выходного напряжения определяются задающим генератором. Поэтому система управления таким преобразователем

включает в себя те же элементы, что и система управления выпрямителями и зависимыми инверторами.

Рассмотрим пример построения системы управления непосредственным преобразователем частоты, выполненным по схеме (рис. 5.3). Структурная схема этой системы управления представлена на рис. 8.15. Данная система управления реализует принцип совместного управления вентильными группами. Каждая вентильная группа имеет систему управления выпрямительным режимом (СУВР) и систему управления инверторным режимом (СУИР), работа которых синхронизируется с питающей сетью синхронизатором С со сдвигом на 180° друг относительно друга. Эти системы управления строятся по тем же принципам и с использованием тех же элементов, что и системы управления, рассмотренные в п. 8.1. Время их работы, составляющее ровно половину периода выходного напряжения, регламентируется ключами $К_{11}$, $К_{12}$, $К_{21}$, $К_{22}$, которые управляются от задающего генератора (ЗГ), определяющего выходную частоту преобразователя.

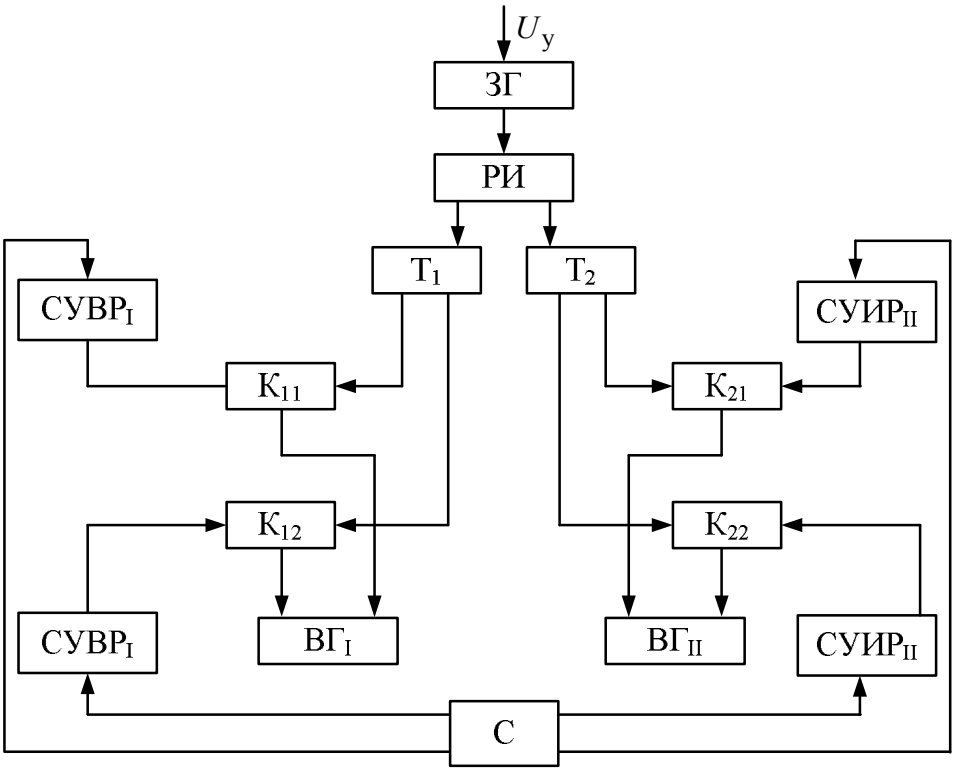


Рис. 8.15. Система управления НПЧ с совместным управлением вентильными группами

Поскольку выходная частота непосредственного преобразователя может быть очень низкой, то управление ключами осуществляется посредством симметричных триггеров $Т_1$ и $Т_2$ и распределителем

импульсов (РИ). Таким образом, данная система управления реализует алгоритм управления, представленный на рис. 5.6.

8.4. УПРАВЛЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Система управления импульсным преобразователем постоянного тока включает в себя элементы, необходимые для регулирования коэффициента заполнения импульсов силового ключа: $\gamma = \frac{t_и}{T}$, где $t_и$ – длительность открытого состояния ключа; T – период следования импульсов. Схема управления имеет вид, представленный на рис. 8.16.

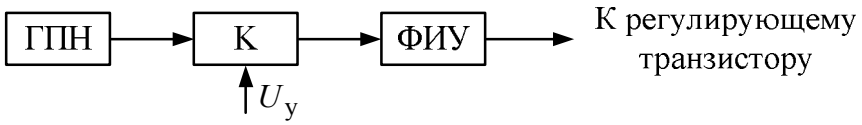


Рис. 8.16. Структурная схема системы управления нереверсивным ИППТ

Здесь ГПН – генератор пилообразного напряжения, формирующий последовательность пилообразных импульсов постоянной частоты и амплитуды (рис. 8.17).

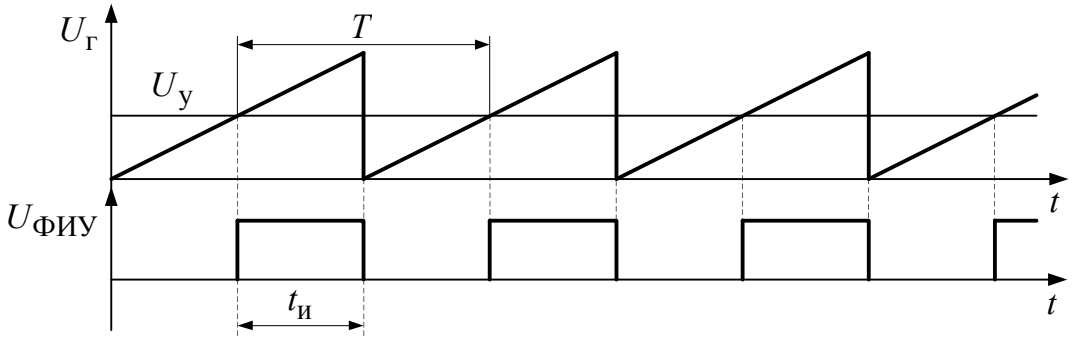


Рис. 8.17. Диаграмма, поясняющая работу системы управления нереверсивным ИППТ

Эти импульсы сравниваются в компараторе К с напряжением $U_у$, в результате чего формируются прямоугольные импульсы с длительностью $t_и$, которая может регулироваться уровнем напряжения управления $U_у$.

В случае необходимости стабилизации выходного напряжения преобразователя, рассмотренная система управления может быть выполнена с контуром обратной связи (рис. 8.18), где ДН – датчик напряжения; $U_{уст}$ – напряжение уставки.

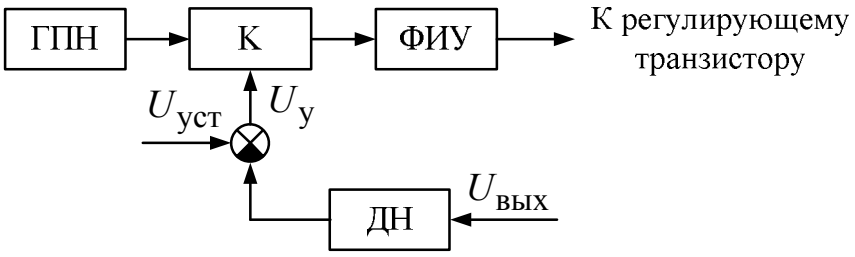


Рис. 8.18. Система стабилизации выходного напряжения ИППТ

Если силовой ключ транзисторный, то для его управления можно использовать сигнал с компаратора, усиленный формирователем импульсов управления (ФИУ).

Если же силовой ключ тиристорный, то необходимо иметь не один, а два формирователя узких импульсов управления: один должен быть синхронизированным с передним фронтом импульса с компаратора К и управлять силовым тиристором ключа, а другой – с задним фронтом и должен управлять коммутирующим тиристором ключа.

8.5. УПРАВЛЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Импульсные регуляторы переменного тока с тиристорными ключами в цепи нагрузки управляются точно так, как и управляемые выпрямители, путём изменения угла включения тиристоров относительно точки естественной коммутации. При этом могут использоваться способы, рассмотренные в п. 8.1. Импульсные регуляторы с высокочастотными ключами могут управляться так, как и импульсные преобразователи постоянного тока путём изменения коэффициента заполнения импульсов γ, но в этом случае система управления по сравнению с рис. 8.16 должна иметь ещё один формирователь импульсов управления $ФИУ_2$, управляющий вторым, взаимно-обратным ключом $К_2$ (рис. 8.19) в промежутки времени, определяемые длительностью инверсных импульсов с компаратора К.

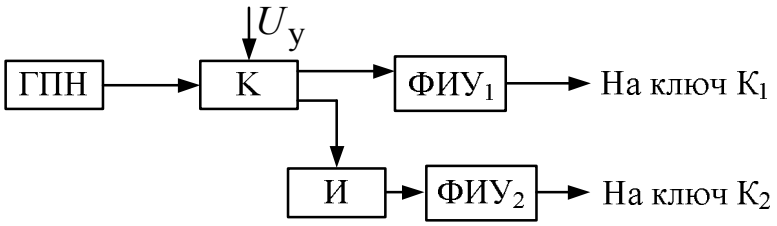


Рис. 8.19. Структурная схема системы управления импульсным регулятором переменного тока

Диаграмма работы этой системы управления, предназначенной для схемы регулятора напряжения (рис. 7.5), представлена на рис. 8.20. Так же, как и на рис. 8.15, на выходе компаратора К формируется импульс с длительностью $t_{и1}$, определяемой соотношением амплитуды пилообразного напряжения и напряжения управления $U_у$ и управляющий ключом $К_1$. Инверсный элемент И формирует инверсный импульс с длительностью $t_{и2}$, который после усиления по мощности формирователем импульсов управления $ФИУ_2$, управляют вторым, взаимнообратным ключом $К_2$ (рис. 8.19).

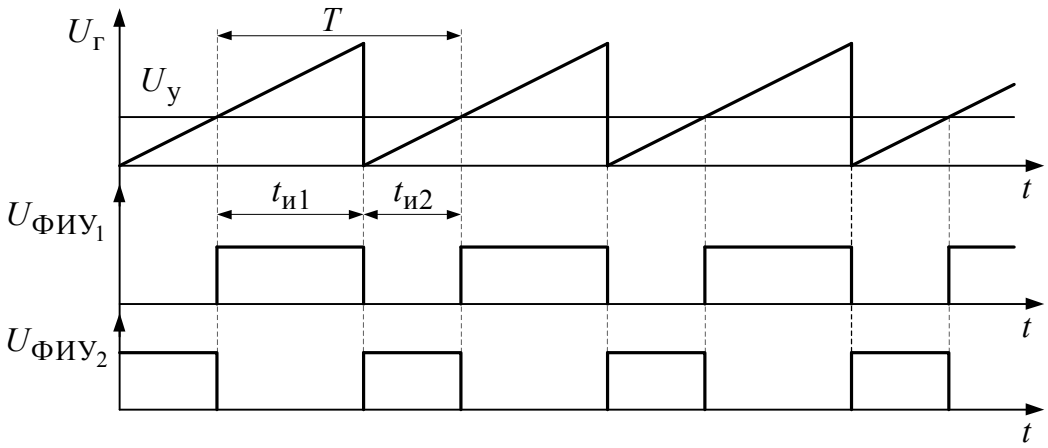


Рис. 8.20. Диаграммы, поясняющие работу системы управления импульсным регулятором переменного тока

8.6. СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При эксплуатации вентильных преобразователей могут возникать различные аварийные режимы, среди которых наиболее вероятны:

- перегрузка по току и внешнее короткое замыкание;
- внутреннее короткое замыкание, вызванное пробоем вентиля;
- ложное включение вентиля системой управления;
- срыв инвертирования (опрокидывание инвертора).

Любой из этих режимов связан с быстрым нарастанием тока на аварийном участке и перегрузкой полупроводниковых приборов. При перегрузке возникают потери мощности в *p–n*-переходе, а его температура, вследствие малой теплоемкости, резко возрастает. В случае превышения некоторого критического значения температуры *p–n*-перехода полупроводниковый прибор выходит из строя, поэтому температура является основным параметром, характеризующим перегрузочную способность полупроводниковых приборов. Поэтому

основными требованиями, предъявляемыми к устройствам защиты, являются:

- максимальное быстродействие для ограничения амплитуды и длительности аварийного тока;
- высокая чувствительность, чтобы на более ранней стадии аварийного режима начать процесс ограничения тока;
- отсутсвие ложных срабатываний;
- высокая надёжность и простота.

В общем случае защита полупроводниковых преобразователей может осуществляться при помощи быстродействующих предохранителей и автоматических выключателей в сочетании с бесконтактными способами защиты, использующими естественную способность тиристоров восстанавливать свою запирающую способность при снижении прямого тока до нуля. Это может происходить либо под действием напряжения питающей сети (естественная коммутация), либо с использованием узлов принудительной коммутации. Естественная коммутация используется только в преобразователях с питанием от сети переменного тока либо путём перевода вентильного преобразователя в инверторный режим, либо путём прекращения подачи управляющих импульсов на силовые тиристоры. И в том, и в другом случае предельным временем срабатывания таких устройств является половина периода напряжения питающей сети, поэтому такие устройства защиты иногда называют полуволновыми. Этот способ защиты можно проиллюстрировать схемой, изображённой на рис. 8.21.

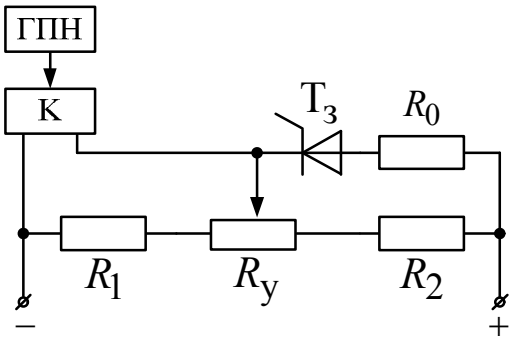


Рис. 8.21. Пример полуволновой системы защиты

Здесь УВ – управляемый выпрямитель, работающий с системой управления (СУВ), реализующей вертикальный способ управления, описанный в п. 8.1 (рис. 8.5). Потенциометром $R_у$ можно регулировать уровень напряжения управления от нуля до максимального значения, определяемого амплитудой пилообразного напряжения на рис. 8.5, при котором система управления полностью запирается и формирования импульсов управления не происходит. В случае возникновения

аварийного режима сигналом с датчика тока включается тиристор защиты $T_з$ и подаёт на вход системы управления запирающее напряжение, действием которого формирование импульсов управления прекращается.

Следует учитывать, что для преобразователей, работающих в инверсном режиме, особенно это характерно для реверсивных выпрямителей, защита снятием управляющих импульсов неприемлема, так как при токовых перегрузках это ведёт к опрокидыванию инвертора.

Защита автономных и зависимых инверторов наиболее эффективна с применением методов принудительного гашения аварийного тока. Один из возможных вариантов такого устройства показан на рис. 8.22. Здесь трехфазный мостовой инвертор питается от источника постоянного тока E_0.

По сигналу с датчика аварийного тока одновременно со снятием управляющих импульсов с тиристоров инвертора подаются управляющие импульсы на тиристоры T_1 и T_2 устройства защиты. Через открывшиеся тиристоры T_1 и T_2 напряжения предварительно заряженного конденсатора C прикладывается к тиристорам инвертора и закрывает их. Происходит коммутация аварийного тока в цепь перезаряда конденсатора C, который перезаряжается через входную индуктивность инвертора L. Характер перезаряда должен быть колебательным, тогда тиристоры T_1 и T_2 закроются в момент перехода тока перезаряда через нуль, а затем конденсатор C снова перезаряжается до исходной полярности через резисторы R_1 и R_2.

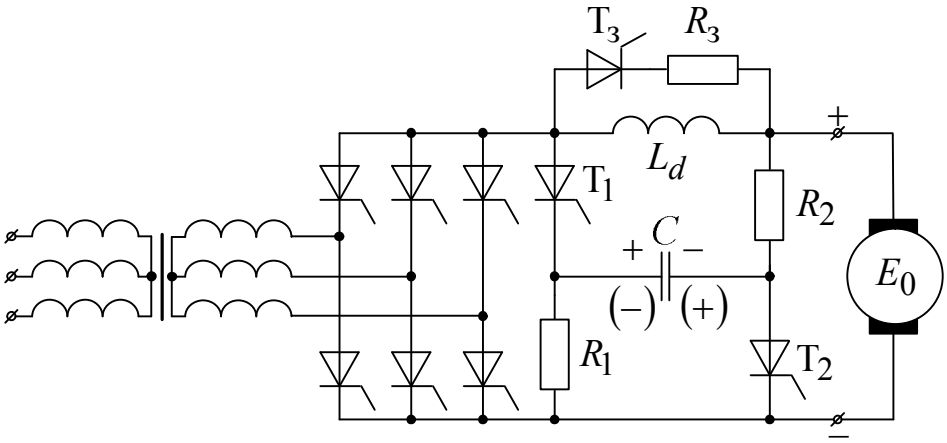


Рис. 8.22. Устройство защиты мгновенного действия зависимого инвертора

Цепочка T_3R_3 необходима для исключения накопления энергии в магнитном поле входной индуктивности инвертора L. Величина коммутирующей емкости C определяется из выражения

$$C = \frac{1{,}5 I_0 t}{U_d},$$

где I_0 – входной ток инвертора в момент срабатывания защиты; t – время, необходимое для коммутации тока и восстановления управляющих свойств тиристоров; U_d – напряжение источника постоянного тока.

Важную роль в системах защиты вентильных преобразователей играют датчики аварийного тока.

В преобразователях переменного тока такие датчики обычно строятся с использованием трансформаторов тока. Пример такого датчика представлен на рис. 8.23. Напряжение со вторичных обмоток трансформаторов тока ТТ, пропорциональное токам в фазах A, B, C преобразователя, выпрямляется и с потенциометра R поступает в схему защиты.

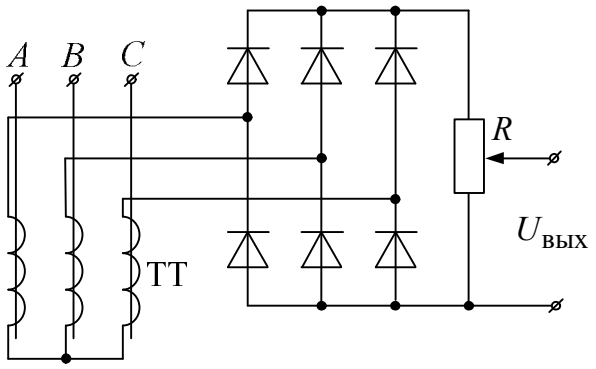


Рис. 8.23. Датчик аварийного тока на основе трансформатора

Большие трудности возникают при построении датчиков постоянного тока. Обычный способ, применяемый в слаботочных цепях с использованием измерительного резистора, неприемлем из-за больших потерь. Поэтому в системах защиты вентильных преобразователей в качестве датчиков постоянного тока широко применяются магнитоуправляемые контакты-герконы. Они обладают высокой помехоустойчивостью, стабильностью и надёжностью. Один типоразмер датчика может быть использован для измерения тока в широких пределах вплоть до тысяч ампер. Время срабатывания датчика составляет несколько десятков микросекунд.

Для этих же целей могут применяться датчики, выполненные на основе подмагничиваемых измерительных трансформаторов или

дросселей насыщения. Пример построения такого датчика представлен на рис. 8.24. Он состоит из двух дросселей насыщения, у которых по обмоткам подмагничивания (управления) протекает измеряемый ток I_d. В цепь рабочих обмоток этих дросселей включён выпрямитель и потенциометр R. Рабочие обмотки дросселя питаются от вспомогательного источника переменного тока и соединены друг с другом встречно с целью исключения влияния возможных пульсаций в цепи постоянного тока на работу датчика.

Вспомогательный источник переменного тока целесообразно выбирать на повышенную частоту до 2000 Гц, так как при этом возрастает быстродействие датчика и улучшаются массогабаритные показатели дросселей.

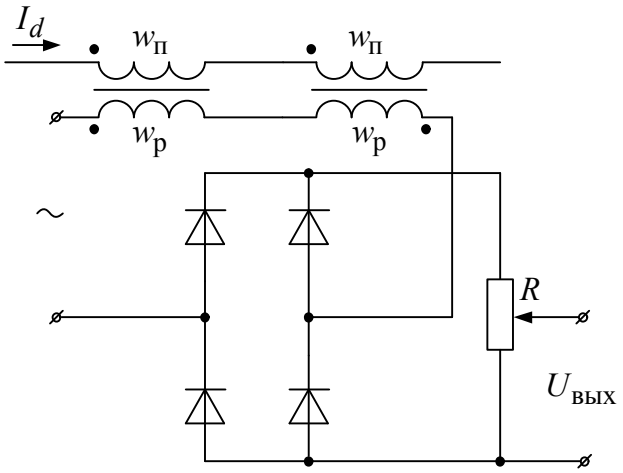


Рис. 8.24. Датчик аварийного тока на основе дросселей насыщения

Для фиксирования начала аварийного режима в цепях постоянного тока можно использовать свойство магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса – при перемагничивании скачком переходить из состояния с остаточной индукцией одного знака к индукции противоположного знака (рис. 8.25).

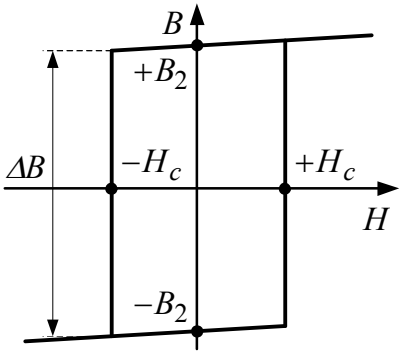


Рис. 8.25. Прямоугольная петля гистерезиса

Пример построения датчика тока с использованием этого явления представлен на рис. 8.26.

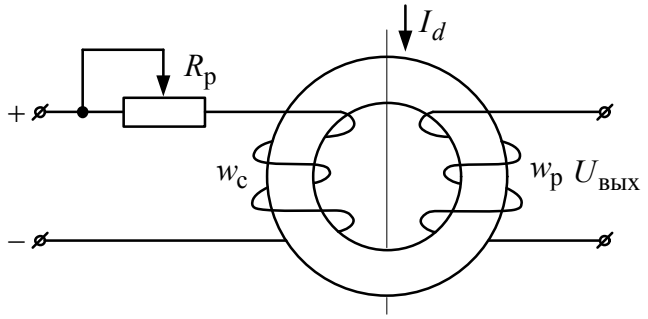


Рис. 8.26. Датчик аварийного тока на основе сердечника с прямоугольной петлёй гистерезиса

На тороидальном сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса расположены две обмотки: обмотка смещения $w_с$ и рабочая обмотка $w_р$ Провод, через который протекает измеряемый ток I_d, проходит через окно тороида и представляет собой один виток обмотки подмагничивания (управления), которая создаёт намагничивающую силу, направленную навстречу намагничивающей силе обмотки смещения.

Регулировочным резистором $R_р$ устанавливается такое значение тока в обмотке смещения, чтобы результирующая МДС в сердечнике не превышала коэрцитивной силы $H_с$, если ток I_d не превышает допустимого значения. Если возникнет аварийный режим и ток I_d превысит допустимое значение, то результирующая МДС превысит значение коэрцитивной силы $H_с$ и произойдёт перемагничивание сердечника. При этом индукция в сердечнике изменится скачком на величину ΔB (рис. 8.25), что приведёт к наведению в рабочей обмотке $w_р$ импульса напряжения, который приводит к срабатыванию системы защиты.

Контрольные вопросы

1. Способы построения систем управления выпрямителями.
2. Управление тиристорами, узким и широким управляющими импульсами.
3. Особенности многоканальной и одноканальной систем управления выпрямителями.
4. Синхронизированные и асинхронные системы управления выпрямителями.

5. Принцип построения цифровых систем управления выпрямителями.

6. В чем принципиальное отличие систем управления управляемыми выпрямителями и зависимыми инверторами?

7. Особенности управления автономными инверторами.

8. Особенности построения систем управлния НПЧ.

9. Особенности построения систем управления импульсными преобразователями постоянного тока.

10. Особенности построения систем управления импульсными регуляторами переменного напряжения.

11. Принцип построения систем защиты вентильных преобразователей.

12. Полуволновая система защиты и защита мгновенного действия.

13. Способы построения датчиков аварийного тока.

ГЛАВА 9. ПРИМЕНЕНИЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Совокупность вентильных преобразователей с электрическими машинами позволяет создать машинно-вентильные электромеханические системы, которые особенно широко применяются в электроприводах постоянного и переменного тока, а также в системах электроснабжения преимущественно автономных объектов.

Рассмотрим некоторые вопросы преобразователей в таких системах.

9.1. ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОСТОЯННОГО ТОКА

Регулируемый вентильный преобразователь и питающийся от него приводной электродвигатель представляют собой единую электромеханическую систему с общей схемой управления, устройствами защиты, режимной автоматики и сигнализации, получившую название вентильного электропривода.

В электроприводах постоянного тока вентильные преобразователи применяются для питания якорных цепей и цепей возбуждения двигателей постоянного тока. Тип вентильного преобразователя определяется целым рядом факторов, но в первую очередь – первичным источником питания.

Если первичным источником питания служит сеть переменного тока, то в качестве вентильного преобразователя в этом случае применяются управляемые или неуправляемые выпрямители. При питании от сети постоянного тока используются и преобразователи постоянного тока.

Вентильный электропривод может выполнять следующие функции:

1. Безреостатный пуск двигателей за счет плавного регулирования питающего напряжения.
2. Регулирование скорости вращения электродвигателей либо путем воздействия на якорную цепь, либо на цепь возбуждения, а также стабилизацию скорости вращения при изменении нагрузки или напряжения питающей сети.
3. Изменение направления вращения в реверсивных электроприводах.
4. Осуществление рекуперативного торможения электродвигателей.

При необходимости все перечисленные функции могут быть сосредоточены в одном устройстве.

Если первичный источник питания – сеть переменного тока, то выполнение первых двух пунктов перечисленных функций осуществляется изменением угла управления α вентилей управляемого выпрямителя, а рекуперативное торможение достигается переводом управляемого выпрямителя в режим зависимого инвертора. Реверс двигателя осуществляется включением встречно-параллельного управляемого выпрямителя (рис. 9.1). В этом случае схема вентильного электропривода очень напоминает трехфазно-однофазный преобразователь частоты с непосредственной связью (рис. 5.3). Управление вентильными группами I и II может быть либо совместное, либо раздельное. При раздельном управлении вентильные группы I и II открываются попеременно в зависимости от того, какая из них должна работать в данном режиме. Предположим, что вентильная группа I работает в выпрямительном режиме и происходит разгон двигателя. При разгрузке двигателя для осуществления рекуперативного торможения необходимо вентильную группу I закрыть, а группу II включить в режиме зависимого инвертора. С этой целью угол управления вентильной группы I увеличивают и в результате этого снижается выпрямленное напряжение на двигателе. Оно становится меньше противоЭДС двигателя E_0 и вентильная группа I закрывается. Одновременно с этим вентильная группа II включается в режиме зависимого инвертора, и энергия из электрической машины, работающей в генераторном режиме, перекачивается в питающую сеть переменного тока, что вызывает торможение.

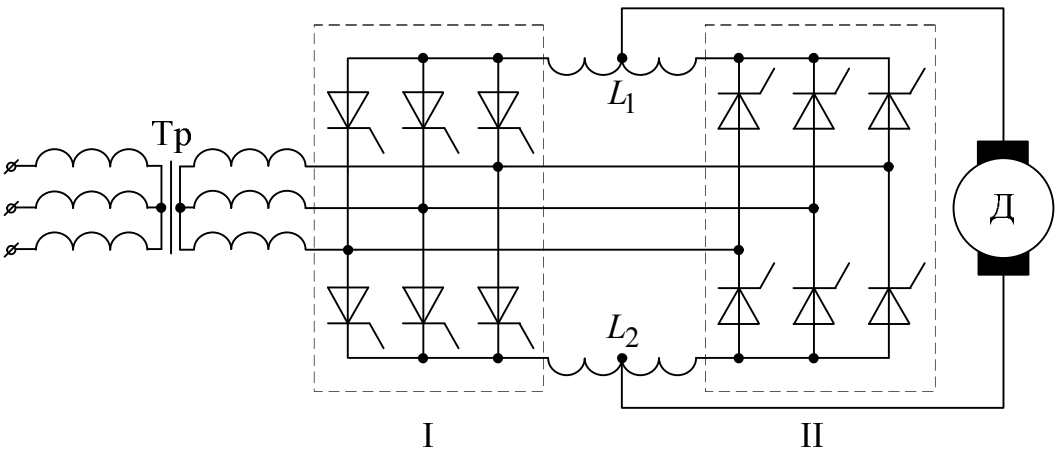


Рис. 9.1. Реверсивный вентильный электропривод постоянного тока

По мере снижения скорости вращения уменьшается ток, потребляемый от электрической машины из-за снижения ЭДС E_0, и для его поддержания необходимо увеличивать угол опережения β зависимого инвертора, уменьшая таким образом противоЭДС $E_{\alpha\beta}$. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока угол β не достигнет $\frac{\pi}{2}$. Углу $\beta = \frac{\pi}{2}$ соответствует полная остановка двигателя, а если затем увеличивать угол β свыше $\frac{\pi}{2}$, что соответствует переводу вентильной группы в выпрямительный режим угол $\alpha = (\pi - \beta) < \frac{\pi}{2}$, то начинается разгон двигателя в противоположную сторону, т. е. осуществляется реверс двигателя. При согласованном управлении вентильными группами на одну из них, например I, подается управление выпрямительным режимом с углом управления α_I, а на вторую – управление режимом зависимого инвертора с углом опережения β_{II}. Под действием протекающего выпрямленного тока I_{dI} двигатель разгоняется. Так же, как и в предыдущем случае, для осуществления рекуперативного торможения нужно закрыть вентильную группу I по цепи управления увеличением угла α_1, а вентильная группа II готова к работе в режиме зависимого инвертора, так как она уже управляется углом опережения β_{II}. Как видно из рис. 9.2, в первом квадранте осуществляется выпрямительный режим, а во втором – инверторный режим вентильных групп.

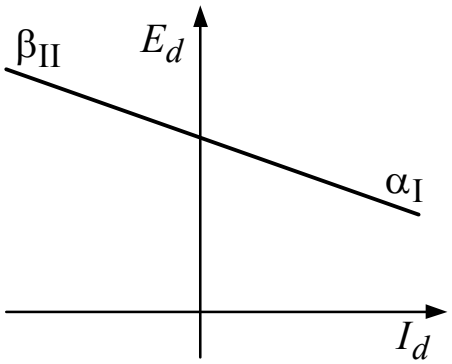


Рис. 9.2. Перевод вентильной группы из выпрямительного в инверторный режим

Для плавного перехода от выпрямительного режима к инверторному без толчков тока необходимо соблюдение условия $\alpha_I = \beta_{II}$. После перевода тока на вторую вентильную группу ее угол опережения β_{II}

необходимо плавно увеличивать со скоростью, определяемой требуемой интенсивностью торможения двигателя (с одновременным увеличением угла управления первой вентильной группы в соответствии с требованием $\alpha_{I} = \beta_{II}$. При $\beta_{II} = \frac{\pi}{2}$ двигатель остановится, а при дальнейшем увеличении $\beta_{II} > \frac{\pi}{2}$ вентильная группа перейдет в выпрямительный режим, т. е. $\alpha_{II} = (\pi - \beta_{II}) < \frac{\pi}{2}$ и при этом произойдет реверс двигателя. В это же время угол управления вентильной группы I $\alpha_{I} = \beta_{II} > \frac{\pi}{2}$, т. е. она переходит в режим зависимого инвертора.

Несмотря на равенство углов α_{I} и β_{II} мгновенное значение ЭДС на выходе каждой вентильной группы не одинаково и, следовательно, в процессе работы будут возникать между вентильными группами внутренние уравнительные токи, для ограничения которых необходимо устанавливать дроссели L_1 и L_2; иногда с целью упрощения системы управления и улучшения использования силовых вентилей преобразователя применяют схему реверсивного вентильного привода постоянного тока с одной вентильной группой и тиристорным реверсом Р (рис. 9.3).

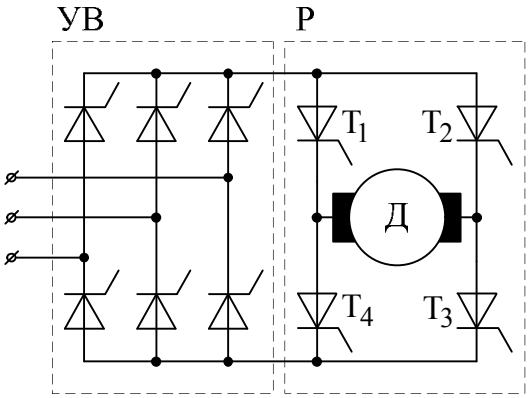


Рис. 9.3. Реверсивный вентильный электропривод с тиристорным реверсором

Здесь одновременно с включением управляемого выпрямителя в выпрямительном режиме включаются тиристоры одной из диагоналей моста реверсора (например, T_1 и T_3). Происходит разгон двигателя. Для осуществления рекуперативного торможения управляемый выпрямитель переводится снова в режим зависимого инвертора, и, как только проводившие ток тиристоры T_1 и T_3 закроются, открываются

тиристоры T_2 и T_4, обеспечивая перекачку энергии из электрической машины в питающую сеть. После остановки двигателя управляемый выпрямитель переводится снова в выпрямительный режим, а в схеме реверсора открываются тиристоры T_2 и T_4, и двигатель разгоняется в обратном направлении.

Если первичный источник питания – сеть постоянного тока, то все отмеченные функции вентильного электропривода выполняются при помощи схем и способов, подробно рассмотренных в гл.6.

9.2. ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Под вентильным электроприводом переменного тока подразумевают следующие электромеханические системы:

1. Вентильный источник регулируемой частоты и напряжения совместно с питаемым от него асинхронным или синхронным двигателем (частотное регулирование).
2. Каскад, состоящий из асинхронного двигателя с фазным ротором и вентильным преобразователем в роторной цепи (асинхронно-вентильный каскад).
3. Вентильный электродвигатель, представляющий собой электрическую машину, по конструкции аналогичную синхронной, вентильный коммутатор, обеспечивающий переключение тока в обмотках или формирование напряжения на выводах электрической машины и датчик, определяющий момент коммутации тока или форму кривой напряжения.

Вентильный электропривод переменного тока должен выполнять те же функции, что и вентильный электропривод постоянного тока: пуск двигателя, регулирование скорости, торможение (динамическое и рекуперативное) и реверс.

9.2.1. Частотное регулирование асинхронных двигателей

Как известно, скорость вращения асинхронного двигателя

$$n = 60\frac{f_1}{p},$$

где f_1 – частота питающей сети; p – число пар полюсов двигателя.

Основой частотного регулирования асинхронного двигателя является закон М.П. Костенко:

$$\frac{U_1}{U_{1н}} = \frac{f_1}{f_{1н}}\sqrt{\frac{M}{M_н}}, \qquad (9.1)$$

где $U_{1н}$; $f_{1н}$; $M_н$ – соответственно номинальное напряжение, номинальная частота питающего напряжения и номинальный момент; M – максимальный момент машины.

Из (9.1) следует, что при нагрузке с постоянным моментом сопротивления $M_с = M_н$ должно выполняться условие:

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_{1н}}{f_{1н}} = \text{const}. \qquad (9.2)$$

В зависимости от назначения привода возможны и другие законы управления, но в любом случае при регулировании частоты f_1 одновременно должно регулироваться и напряжение питания U_1, что предъявляет соответствующие требования и к схеме вентильного преобразователя, используемого в качестве источника питания, и к его системе управления.

Для осуществления рекуперативного торможения асинхронного двигателя его необходимо перевести в генераторный режим, условием которого является

$$f_1 < f_п, \qquad (9.3)$$

где $f_п$ – частота вращения ротора. Следовательно, в режиме рекуперативного торможения выходная величина вентильного преобразователя f_1 должна по мере торможения двигателя уменьшаться, чтобы все время выполнялось условие (9.3). Реверс двигателя осуществляется по цепи управления за счет изменения чередования импульсов управления в двух фазах вентильного преобразователя.

На рис. 9.4 представлена зависимость между моментом на валу двигателя и скоростью вращения при различных значениях частоты f_1 и при выполнении условия $\frac{U_1}{f_1} = \text{const}$.

Квадрант I соответствует разгону двигателя при увеличении частоты f_1, квадрант II соответствует рекуперативному торможению двигателя при том же направлении вращения, в квадранте III имеет место разгон двигателя в обратном направлении, а в квадранте IV – рекуперативное торможение в обратном направлении.

Для вентильного электропривода переменного тока могут быть использованы все типы инверторов и преобразователей частоты. Выбор типа преобразователя зависит от многих факторов, среди которых необходимо отметить режим работы электропривода, частоту на выходе преобразователя, диапазон ее изменения и характер нагрузки. При использовании в качестве первичного источника питания промышлен-

ной сети переменного тока 50 Гц и низких выходных частот преобразователя, не превышающих 20…25 Гц, целесообразно использовать преобразователь частоты с непосредственной связью.

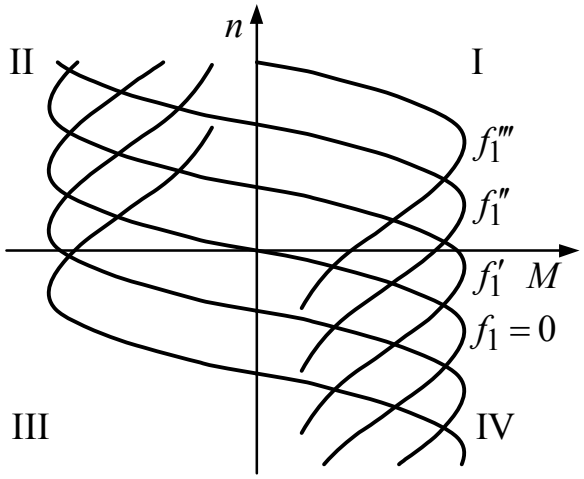


Рис. 9.4. Зависимость между моментом и скоростью вращения асинхронного двигателя при различных значениях частоты

При более высоких выходных частотах, а также в случае первичного источника постоянного тока используются преобразователи инверторного типа, и наиболее часто из них – автономные инверторы напряжения. Они применяются в одиночных и многодвигательных нереверсивных и реверсивных электроприводах малой и средней мощности в диапазоне изменения частоты до 20:1 с выходной частотой до 2000 Гц. Это объясняется их хорошими эксплуатационными характеристиками в широком диапазоне выходной частоты и возможностью реализации законов широтно-импульсного регулирования и модуляции.

Автономные инверторы тока также находят применение в одиночных нереверсивных и реверсивных электроприводах, работающих в напряженных и повторно-кратковременных режимах с выходной частотой до 50…100 Гц, а также в тех случаях, когда требуется поддержание заданной величины момента на валу двигателя. При выборе типа вентильного преобразователя необходимо также учитывать, что в системе «инвертор – асинхронный двигатель» при больших значениях коммутирующих или компенсирующих емкостей, связанных с нагрузкой, могут возникать автоколебания. Причина этого явления заключается в том, что асинхронная машина может самовозбуждаться при помощи конденсаторов инвертора и переходить в генераторный режим работы с частотой, отличной от выходной частоты инвертора. В результате наложения рабочей частоты инвертора и частоты

самовозбуждения образуются биения – высокочастотные колебания с большими амплитудами напряжения и тока, что может привести к нарушению режима работы привода.

Для устранения автоколебаний применяются следующие способы:

1. Включение параллельно входу инвертора цепочки, состоящей из последовательно соединенных емкости и сопротивления, которые поглощают энергию асинхронной машины в генераторном режиме и таким образом демпфируют колебания.

2. Подключение к выходу инвертора параллельно нагрузке регулируемой индуктивности, компенсирующей действие конденсатора.

3. Применение быстродействующего регулятора напряжения питания инвертора с целью поддержания постоянного входного тока инвертора при возникновении колебаний, что стабилизирует работу инвертора.

9.3. АСИНХРОННЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ КАСКАД

Как известно из теории асинхронной электрической машины, скорость вращения асинхронных двигателей с фазным ротором можно регулировать путем введения в цепь ротора добавочной ЭДС.

Одним из вариантов источника этой ЭДС может быть вентильный преобразователь. Таким образом, появляется возможность регулировать скорость вращения асинхронного двигателя при помощи вентильного преобразователя, установленного не в статорной цепи, как при частотном регулировании, а в роторной, и, соответственно, преобразующем не всю энергию, необходимую для питания двигателя, а только энергию скольжения. Этот принцип регулирования и лежит в основе асинхронно-вентильного каскада и он особенно целесообразен для мощных электроприводов. Основная схема асинхронного вентильного каскада представлена на рис. 9.5. Она состоит из асинхронного двигателя с фазным ротором и включенных в его роторную цепь двух управляемых вентильных групп I и II, связанных через согласующий трансформатор с питающей сетью. Если группой I управлять в выпрямительном режиме с углом управления α_{I}, а группой II – в режиме зависимого инвертора с углом опережения β_{II}, то энергия скольжения ротора после выпрямления группой I будет инвертирована в питающую сеть группой II, т. е. группа II будет создавать для тока ротора противоЭДС $E_{\text{доб}}$.

Чем больше эта противоЭДС, тем меньше ток ротора двигателя и меньше скорость вращения двигателя. Из теории выпрямителей

напряжение на выходе группы I

$$U_{d\alpha} = k_{\text{сх в}} E_2 \cos\alpha_{\text{I}},$$

где $k_{\text{сх в}}$ – коэффициент схемы выпрямления; E_2 – фазное напряжение обмотки ротора.

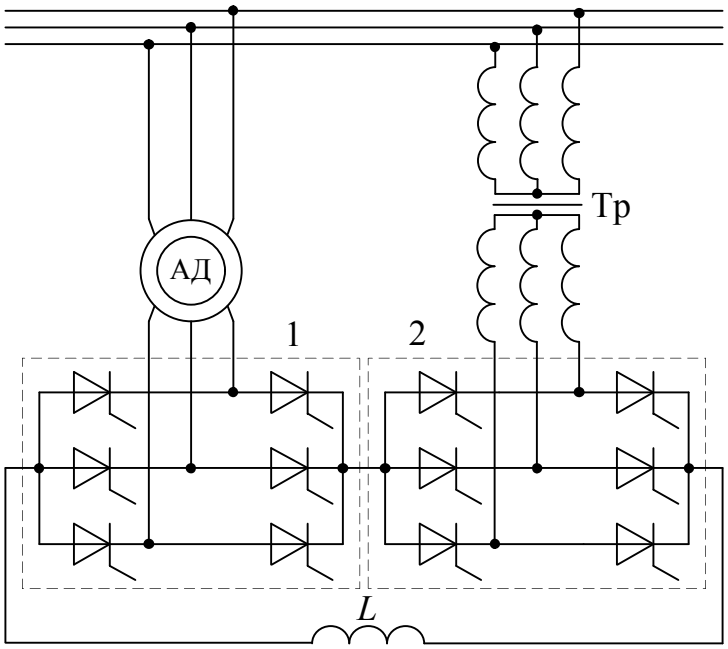


Рис. 9.5. Асинхронный вентильный каскад

Из теории зависимых инверторов величина противоЭДС на выходе группы II

$$U_{d\beta} = k_{\text{сх и}} k_{\text{тр}} E_2 \cos\beta_{\text{II}},$$

где $k_{\text{сх и}}$ – коэффициент схемы инвертора; $k_{\text{тр}}$ – коэффициент трансформации трансформатора; U_1 – напряжение питающей сети.

Тогда скольжение ротора

$$S = \frac{U_{d\beta}}{U_{d\alpha}} = \frac{k_{\text{сх и}} k_{\text{тр}} E_2 \cos\beta_{\text{II}}}{k_{\text{сх в}} E_2 \cos\alpha_{\text{I}}}. \qquad (9.4)$$

Для осуществления двухзонного регулирования скорости, т. е. для получения скорости двигателя не только ниже, но и выше синхронной, необходимо вентильную группу I перевести в инверторный режим, а группу II – в выпрямительный. Тогда вентильная группа II будет вводить в цепь ротора не противоЭДС, а согласно включенную с E_2 добавочную ЭДС, под действием которой возрастает ток ротора, увеличивая электромагнитный момент машины, и скорость двигателя превысит синхронную.

9.4. ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬ

Как было отмечено выше, вентильный электродвигатель представляет собой комплектный электропривод на базе синхронного электродвигателя, вентильного преобразователя и датчика, определяющего работу вентильного преобразователя. Кроме того, сюда входит система управления вентильным преобразователем, устройство режимной автоматики, защиты и сигнализации. Вентильный двигатель в определенном смысле аналогичен коллекторной машине постоянного тока: в обоих случаях при подключении машины к источнику питания по ее обмоткам протекает ток, который, взаимодействуя с потоком возбуждения, обусловливает появление электромагнитного момента, приводящего к повороту ротора двигателя. При этом дальнейшее переключение ветвей обмотки в коллекторном двигателе происходит при помощи щеточно-коллекторного узла, а в вентильном двигателе – при помощи вентильного преобразователя, в результате чего обеспечивается непрерывное вращение ротора с определенным средним моментом. При выборе типа вентильного преобразователя для вентильного двигателя принимают во внимание ряд факторов: тип и параметры первичного источника питания; тип и параметры электрической машины, мощность и характер нагрузки; диапазон регулирования скорости и т. д.

Для обеспечения коммутации тока в цепях вентильного двигателя необходима определенная реактивная мощность. Источником этой мощности может быть либо сама синхронная машина, либо питающая сеть переменного тока, либо накопители энергии, входящие в состав вентильного преобразователя. Различают вентильные преобразователи для вентильного двигателя, работающие в режиме источника тока или источника напряжения.

В первом случае ток, формируемый вентильным преобразователем, последовательно переключается с одной фазы электрической машины на другую. Моменты переключения тока с помощью датчика положения ротора и системы управления устанавливаются со сдвигом на угол β по отношению к основной гармонике напряжения машины. Регулирование скорости такого вентильного двигателя можно осуществить за счет изменения тока на выходе преобразователя и угла β. Если вентильный двигатель питается от сети переменного тока, то в качестве преобразователя целесообразно применить либо преобразователь частоты с непосредственной связью (рис. 9.6), либо управляемый выпрямитель с зависимым инвертором, работающие в режиме источника тока (рис. 9.7).

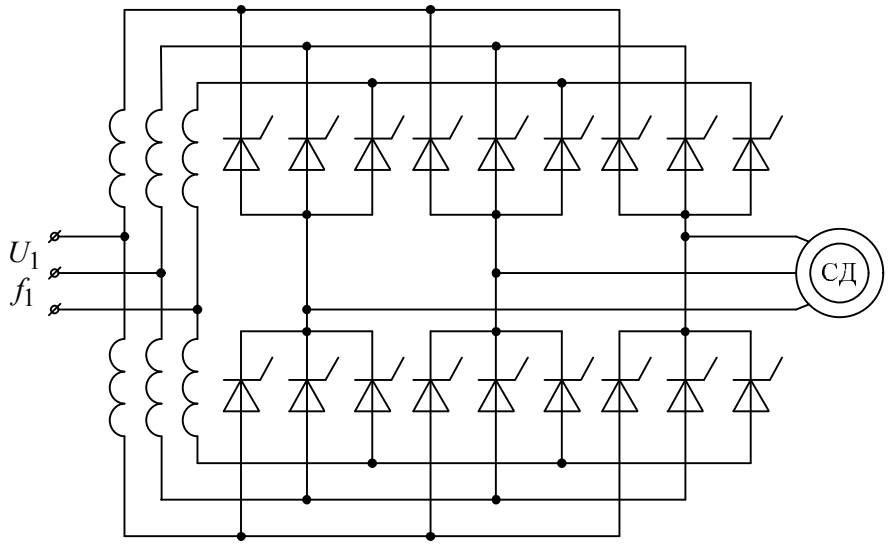


Рис. 9.6. Вентильный двигатель на основе преобразователя частоты с непосредственной связью

В схеме рис. 9.6 коммутация вентилей в вентильных группах осуществляется под действием напряжения питающей сети, а коммутация тока в фазах машины (между группами вентилей) – под действием напряжения самой машины, за исключением режима пуска, когда и коммутация тока в фазах машины также производится под действием напряжения питающей сети.

В схеме рис. 9.7 вентили управляемого выпрямителя коммутируются под действием напряжения питающей сети, а вентили инвертора – за счет напряжения машины и лишь во время пуска. Так же, как и в предыдущей схеме, коммутация вентилей инвертора осуществляется за счет напряжения питающей сети.

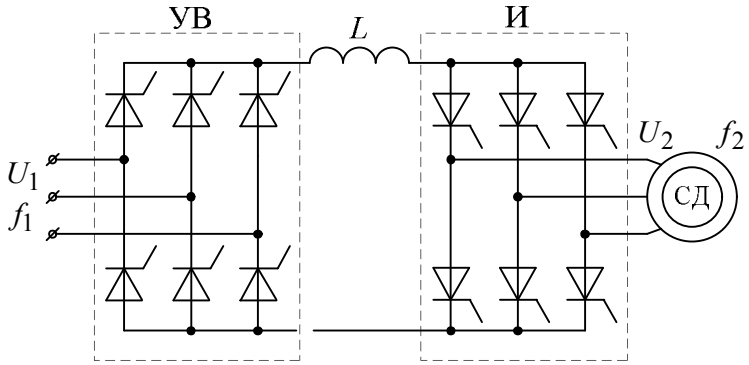


Рис. 9.7. Вентильный двигатель на основе управляемого выпрямителя и зависимого инвертора

Электромагнитный момент двигателя в обеих схемах пропорционален току на выходе вентильного преобразователя, который можно регулировать изменением угла управления вентильных групп в схеме рис. 9.6 и управляемого выпрямителя в схеме рис. 9.7.

Частота переключения вентильных групп в схеме рис. 9.6 и вентилей инвертора в схеме рис. 9.7 пропорциональна скорости вращения ротора, а моменты начала коммутаций определяются датчиком положения ротора. Если вентильный двигатель питается от источника постоянного тока, то в качестве вентильного преобразователя используют либо автономный инвертор тока с принудительной коммутацией, либо зависимый инвертор. В этом случае сложной является проблема пуска вентильного двигателя. Решение этой проблемы может быть найдено в применении специальных регуляторов на стороне постоянного тока либо в использовании в самой схеме инвертора. Алгоритм переключения вентилей инвертора здесь остается таким же, как в схеме рис. 9.7.

Если вентильный преобразователь работает в режиме источника напряжения, то его задачей является формирование кривой подводимого к двигателю напряжения определенной амплитуды и формы. Регулирование скорости вращения двигателя в этом случае производится за счет изменения его напряжения питания и за счет изменения угла θ – сдвига по фазе между основной гармоникой этого напряжения и ЭДС холостого хода машины. Если питание двигателя осуществляется от нерегулируемого источника постоянного тока, то в качестве вентильного преобразователя целесообразно использовать автономный инвертор напряжения. Если же в качестве первичного источника используется сеть переменного тока, то применяется схема «управляемый выпрямитель – автономный инвертор напряжения». В случае, если максимальная рабочая частота электрической машины значительно ниже частоты питающей сети, целесообразно использовать преобразователь частоты с непосредственной связью в режиме источника напряжения.

9.5. ЭЛЕКТРОМАШИННО-ВЕНТИЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Очень важную роль играют вентильные преобразователи в решении проблемы получения стабильной или регулируемой частоты источника переменного тока при вращении его от первичного двигателя с изменяющейся скоростью. Такая задача чаще всего возникает в автономных системах электроснабжения. Многочисленные попытки решить эту проблему при помощи привода постоянной скорости, устанавливаемого между первичным двигателем и генератором постоянного тока, нельзя считать полностью успешными из-за ряда серьезных недостатков, присущих таким системам. В то же время

электромашинно-вентильные системы, предназначенные для этой цели, являются весьма перспективными. Одним из возможных вариантов такой системы являются генератор переменного тока, работающий с вентильным преобразователем частоты (рис. 9.8).

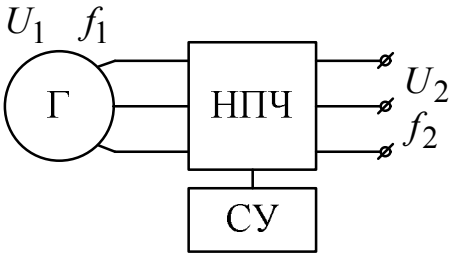


Рис. 9.8. Электромашинно-вентильный генератор для получения стабильной частоты

Выходное напряжение генератора нестабильной частоты f_1 преобразуется вентильным преобразователем в напряжение стабильной частоты f_2. Требуемая стабильность или регулирование частоты f_2 осуществляется при помощи системы управления СУ. В качестве вентильного преобразователя целесообразно использовать преобразователь частоты с непосредственной связью в том случае, если частота генератора f_1 значительно превышает требуемую частоту на выходе f_2 либо преобразователь частоты со звеном постоянного тока, если условие $f_1 >> f_2$ не выполняется. Недостатком этой системы является то, что вся энергия генератора преобразуется вентильным преобразователем. На схеме рис. 9.9 эта проблема решается на базе асинхронизированного синхронного генератора (АСГ), на одном валу, с которым расположен синхронный возбудитель (СВ).

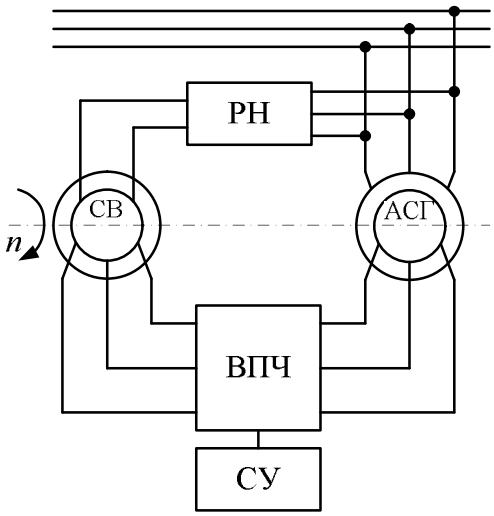


Рис. 9.9. Источник постоянной частоты на основе асинхронизированного синхронного генератора

Вентильный преобразователь частоты (ВПЧ) преобразует энергию возбудителя в энергию трехфазного переменного тока с частотой скольжения АСГ и возбуждает роторную цепь машины. В результате сложения частоты вращения ротора с частотой скольжения выходная частота генератора будет постоянной и не зависящей от скорости вращения первичного двигателя. В данной схеме вентильный преобразователь должен быть рассчитан только на мощность возбуждения машины и при достаточно узком диапазоне изменения скорости вращения энергетические характеристики такой системы являются удовлетворительными.

Представляет интерес также схема на рис. 9.10, основанная на применении генератора переменного тока модуляционного типа и вентильного преобразователя.

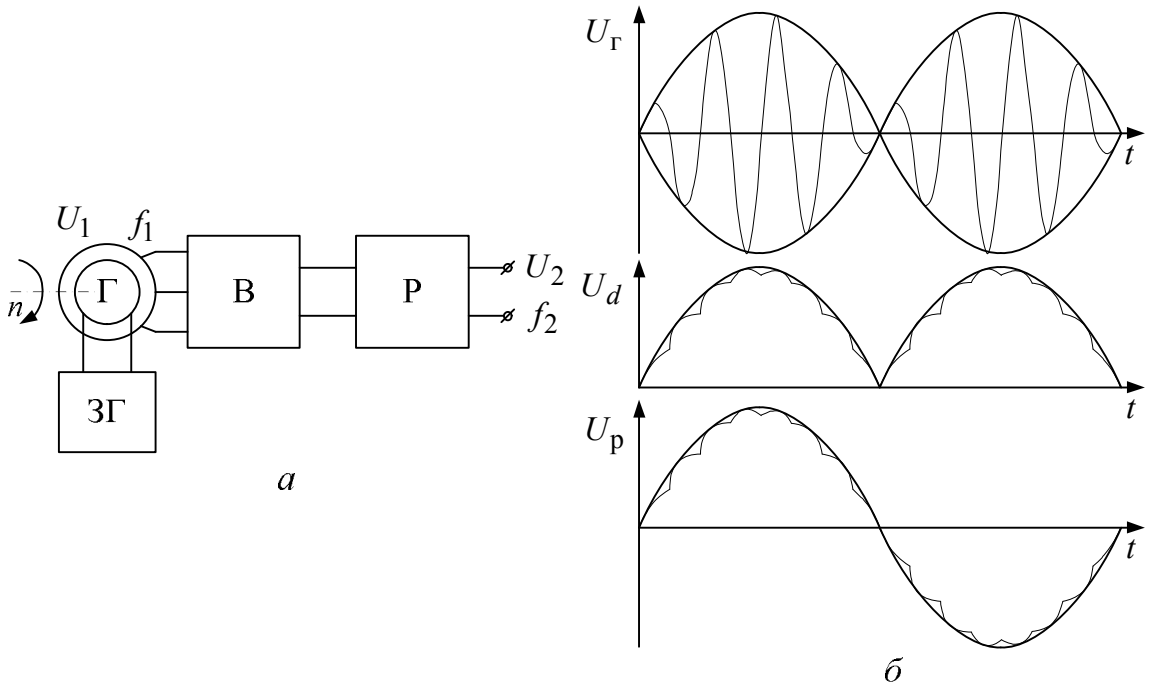


Рис. 9.10. Генератор постоянной частоты модуляционного типа

В отличие от обычных генераторов переменного тока здесь используется генератор, возбуждаемый переменным током от специального задающего генератора ЗГ со стабильной частотой f_2. На выходе генератора Г имеет место переменное напряжение U_2 с нестабильной частотой, модулированной постоянной частотой f_2. При этом должно выполняться условие $f_1 >> f_2$. Вентильный преобразователь в этом случае представляет собой выпрямитель В и реверсор Р. После выпрямления модулированного напряжения генератора Г получается однополярное напряжение с гладкой составляющей,

изменяющейся с частотой f_2 и высокочастотными пульсациями с частотой f_1. Реверсор изменяет полярность одной из полуволн и на выходе преобразователя формируется переменное напряжение стабильной частоты f_2. Высокочастотные пульсации с частотой f_1 легко отфильтровываются специальными фильтрами.

Важное место занимают вентильные преобразователи в создании бесконтактных систем возбуждения генераторов переменного тока. Бесконтактные генераторы создаются с целью повышения надежности и увеличения срока службы и широко применяются в ряде специальных областей. Одним из вариантов бесконтактного генератора переменного тока является каскадная схема (рис. 9.11). Она состоит из магнитоэлектрического подвозбудителя (ПВ), возбудителя – синхронного генератора обращенной конструкции (Вб) и асинхронизированного синхронного генератора (АСГ), находящихся на одном валу. Переменное напряжение со статора подвозбудителя выпрямляется выпрямителем и питает цепь возбуждения возбудителя.

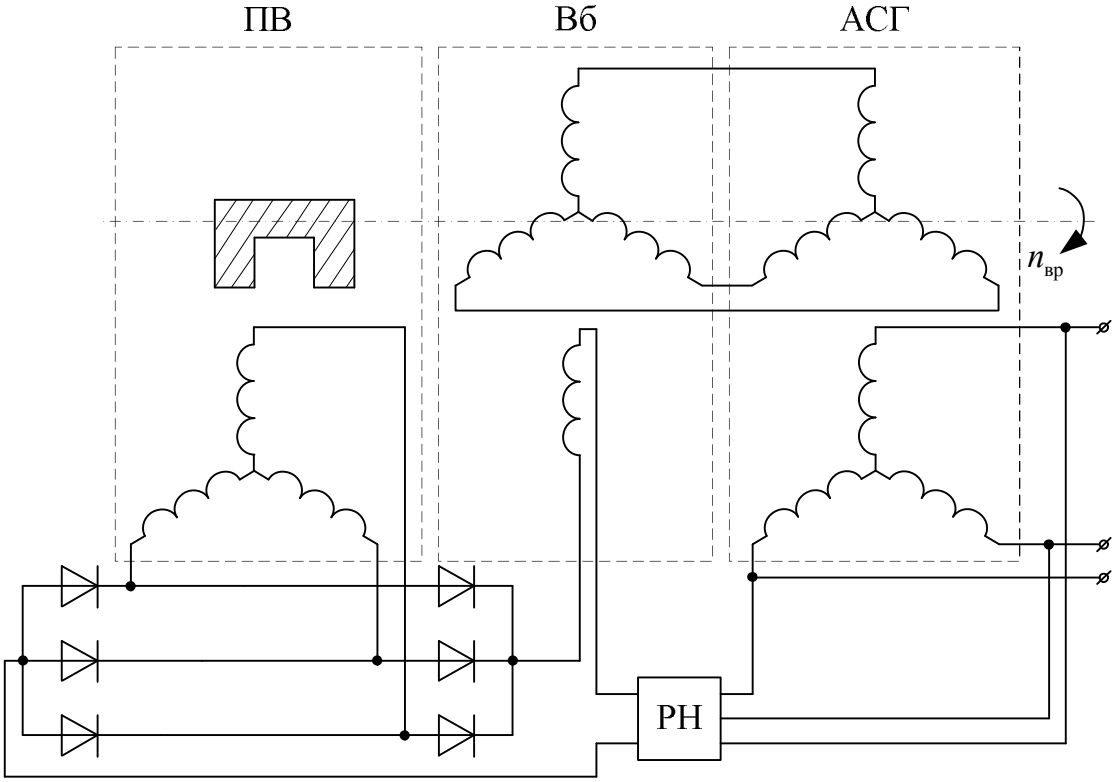


Рис. 9.11. Бесконтактный генератор переменного тока на основе асинхронизированного синхронного генератора

В роторной цепи возбудителя наводится ЭДС с частотой, пропорциональной скорости вращения $n_{вр}$, которая приложена к роторной цепи АСГ. В результате скорость вращения поля n в воздушном

зазоре АСГ складывается из скорости вращения поля, создаваемого обмоткой ротора $n_в n_в$, и скорости вращения самого ротора $n_{вр}$:

$$n = n_в + n_{вр} = \frac{p_в n_{вр}}{p_г} + n_{вр} = n_{вр}\left(1 + \frac{p_в}{p_г}\right), \qquad (9.5)$$

где $P_в$ и $P_г$ – число пар полюсов возбудителя и АСГ соответственно.

Выходная частота генератора

$$f_г = \frac{p_г - n}{60} = \frac{(p_г + p)}{60} n_{вр}. \qquad (9.6)$$

Второй вариант бесконтактного генератора переменного тока (рис. 9.12) также представляет собой три электрические машины, объединенные на одном валу: трехфазный подвозбудитель магнитоэлектрического типа, синхронный генератор обращенной конструкции в качестве возбудителя (Вб) и синхронного генератора СГ. В отличие от предыдущей схемы цепь возбуждения генератора СГ требует постоянного тока, поэтому на валу всей системы располагается вращающийся выпрямитель В2, преобразующий энергию переменного тока возбудителя в постоянный ток возбуждения генератора СГ.

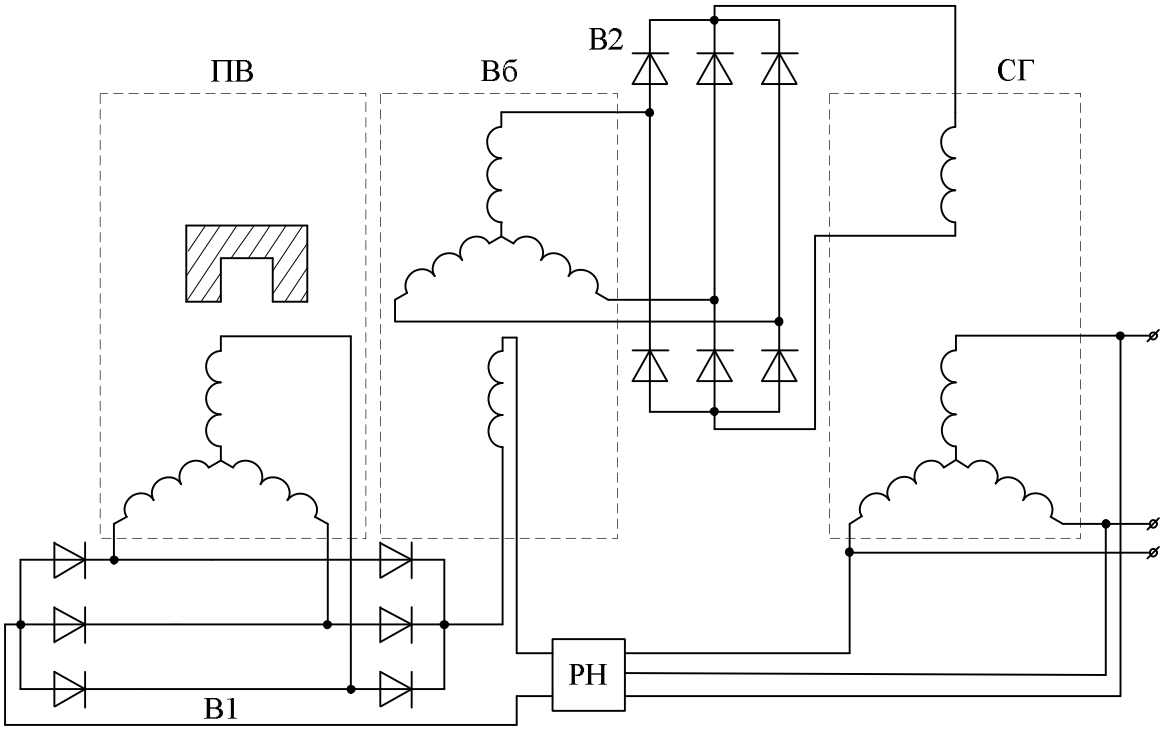


Рис. 9.12. Бесконтактный генератор переменного тока с вращающимся выпрямителем

Следует отметить, что условия работы выпрямителя В2 в этой схеме исключительно тяжелые из-за высоких температур нагрева и

больших механических нагрузок при вращении ротора. Генераторы подобного типа обладают рядом положительных качеств, что обусловило их широкое применение особенно в автономных системах электроснабжения.

Контрольные вопросы

1. Принцип построения электроприводов постоянного тока.
2. Раздельное и совместное управление вентильными группами в реверсивных электроприводах.
3. Принцип частотного регулирования скорости вращения асинхронных двигателей с использованием статических преобразователей энергии.
4. Опишите принцип действия асинхронно-вентильного каскада.
5. Принцип построения вентильного электродвигателя.
6. Принцип получения постоянной частоты при изменении скорости вращения генератора переменного тока.
7. Принцип построения бесконтактных генераторов переменного тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Валенко В.С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств / В. С. Валенко; под ред. А.А. Ровдо. – М.: Додэка-XXI, 2001. – 368 с.:

2. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд. дом «Додека-XXI», 2005. – 384 с.

3. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника: лабораторные работы на ПК. – СПб.: Корона принт, 2002. – 304 с.

4. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд. НГТУ, 2003. – 664 с.

5. Кобзев А.В., Коновалов Б.И., Семенов В.Д. Энергетическая электроника: учебное пособие. – Томск: Изд. ТУСУР, 2003. – 102 с.

6. Пасынков В.В. Полупроводниковые приборы: учебное пособие для вузов / В. В. Пасынков, Л. К. Чиркин. – 8-е изд., испр. – СПб.: Лань, 2006. – 480 с.

7. Преображенский В.И. Полупроводниковые выпрямители. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 132 с. : ил.

8. Размадзе Ш.М. Преобразовательные схемы и системы. – М.: Высшая школа, 1987. – 527 с.

9. Ривкин Г.А. Преобразовательные устройства. – М.: Энергия, 1970. – 544 с.

10. Розанов Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.

11. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1983. – 423 с.

12. Справочник по преобразовательной технике / под ред. И.М. Чиженко – Киев: Техника, 1978. – 447 с.

13. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого сложного. – М.: – Солон-Пресс, 2005. – 416 с.

14. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе. / под ред. Р.С. Сарбатова – М.: Энергия, 1980. – 327 с.

15. Уильямс Б. Силовая электроника: Приборы, применение, управление: Справочник: пер. с англ. / Б. Уильямс. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 239 с.

16. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: справочник / В.П. Берзен и др.; под ред. Г.С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 565 с.

Учебное издание

ПЕТРОВИЧ Виталий Петрович
ВОРОНИНА Наталья Алексеевна
ГЛАЗАЧЕВ Александр Владимирович

СИЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Учебное пособие

Научный редактор
доктор технических наук,
профессор *Б.В. Лукутин*

Редактор *Д.В. Заремба*

Дизайн обложки *Т.А. Фатеева*

Подписано к печати 17.02.09. Формат 60x84/16.
Бумага «Снегурочка».
Печать RISO. Усл.печ.л. 13,95. Уч.-изд.л. 12,63.
Заказ 949. Тираж 150 экз.

Томский политехнический университет
Система менеджмента качества
Томского политехнического университета
сертифицирована
NATIONAL QUALITY ASSURANCE по стандарту ISO
9001:2000

ИЗДАТЕЛЬСТВО ТПУ. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30.