

Федеральное агентство по образованию  
Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Пермский государственный технический университет»

**Е.В. Аристов**

# **ОСНОВЫ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

Утверждено  
Редакционно-издательским советом университета  
в качестве учебного пособия

Издательство  
Пермского государственного технического университета  
2008

УДК 680.51  
А81

Рецензенты:  
канд. техн. наук *И.Я. Сальников*  
(ЗАО «Энергосервис»);  
канд. техн. наук *Р.А. Сажин*  
(Пермский государственный технический университет)

**Аристов, Е.В.**

А81 Основы микропроцессорной и преобразовательной техники: учеб. пособие / Е.В. Аристов. – Пермь: Изд-во Перм. гос. техн. ун-та, 2008. – 115 с.

ISBN 978-5-398-00020-7

Рассмотрены вопросы устройства и принципов работы микропроцессорной и преобразовательной техники. Приводятся сведения о схемотехнических принципах действия средств автоматики, предназначенных для преобразования и хранения информации. Рассматриваются структуры микропроцессоров и элементная база построения микропроцессорных систем. Излагаются принципы преобразования электрической энергии в базовых схемах выпрямления, инвертирования, преобразования частоты и напряжения. Приведены основные характеристики всех базовых схем преобразователей. Рассмотрены способы управления вентильными преобразователями.

Предназначено для студентов очного и очно-заочного обучения специальности «Электропривод и автоматика производственных установок и технологических комплексов».

УДК 680.51

*Подготовлено по программе «Гранты ТНК-ВР для профильных вузов РФ»*

ISBN 978-5-398-00020-7

© ГОУ ВПО «Пермский  
государственный технический  
университет», 2008

# ГЛАВА 1. ОСНОВЫ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ТЕХНИКИ

## 1.1. Логические функции и логические схемы

Логические элементы вместе с запоминающими элементами составляют основу устройств цифровой (дискретной) обработки информации. Логические элементы выполняют простейшие логические операции над цифровой информацией, а запоминающие элементы служат для ее хранения.

Логическая операция преобразует по определенным правилам входную информацию в выходную. Логические элементы чаще всего строят на базе электронных устройств, работающих в ключевом режиме. Поэтому цифровую информацию обычно представляют в двоичной форме, в которой сигналы принимают только два значения: «0» (логический нуль) и «1» (логическая единица), соответствующие двум состояниям ключа.

Логические преобразования двоичных сигналов включают в себя три операции: логическое сложение, логическое умножение и логическое отрицание.

*Логическое сложение* (дизъюнкция), или операция ИЛИ, обозначается знаками «+» или «V»:

$$F = X_1 + X_2 + X_3 + \dots + X_n.$$

В соответствии с этим выражением на выходе элемента ИЛИ всегда единица, если хотя бы на одном из входов есть единица. Таблица истинности (состояние логических входов при определенных значениях входных сигналов), обозначение на логических схемах (верхнее обозначение дается по российскому ГОСТу, нижнее – в соответствии с евро стандартом) и временные диаграммы работы элемента ИЛИ представлены на рис. 1.1.

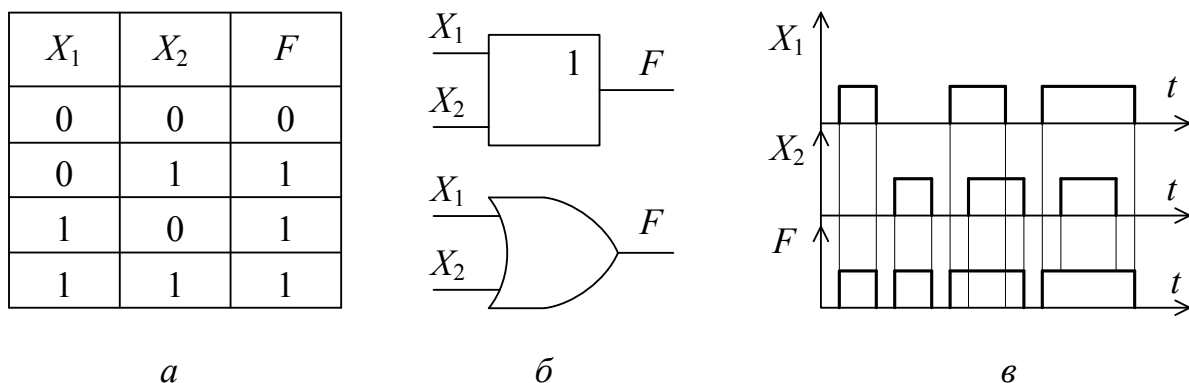


Рис. 1.1. Логический элемент ИЛИ: *a* – таблица истинности; *б* – обозначение на логических схемах; *в* – временные диаграммы

Логическое умножение (конъюнкция), или операция И, обозначается знаками « $\cdot$ », « $\wedge$ » или написанием переменных рядом без знаков разделения:

$$F = X_1 X_2 X_3 \dots X_n.$$

На выходе элемента И всегда нуль, если нуль хотя бы на одном из входов. Таблица истинности, обозначение на логических схемах и временные диаграммы работы элемента И представлены на рис. 1.2.

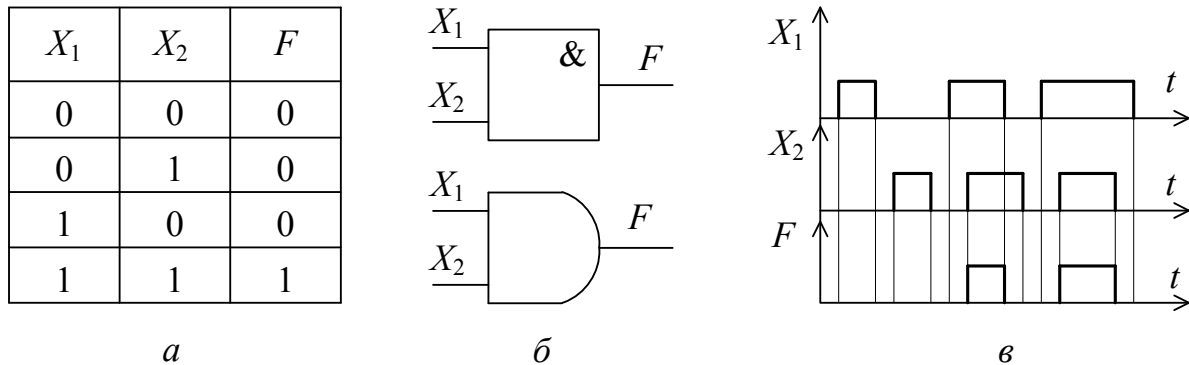


Рис. 1.2. Логический элемент И: *a* – таблица истинности; *б* – обозначение на логических схемах; *в* – временные диаграммы

Логическое отрицание (инверсия), или операция НЕ, обозначаемая чертой над переменной:

$$F = \bar{X}.$$

Выходной сигнал логического элемента НЕ всегда противоположен входному. Таблица истинности, обозначение на логических схемах и временные диаграммы работы элемента НЕ представлены на рис. 1.3.

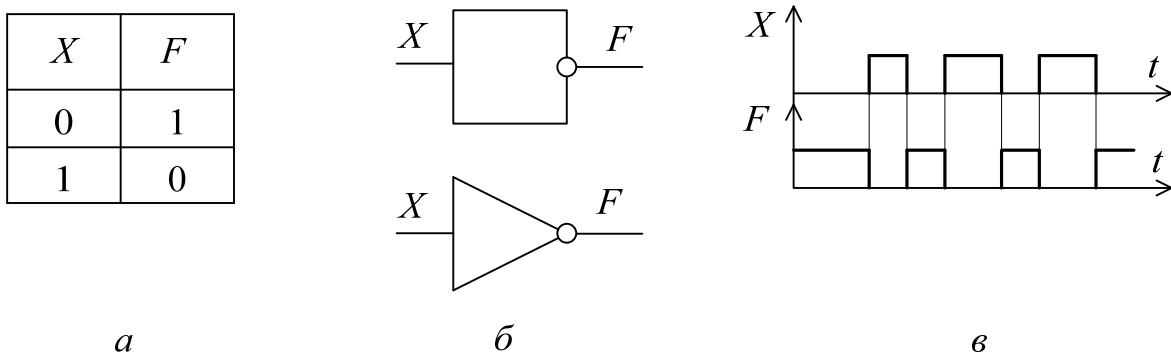


Рис. 1.3. Логический элемент НЕ: *a* – таблица истинности; *б* – обозначение на логических схемах; *в* – временные диаграммы

Логический элемент ИЛИ-НЕ работает на принципе двух логических функций: логического сложения и логического отрицания, при этом вначале формируется выходной сигнал по закону логического сложения, а затем инвертируется. На выходе элемента ИЛИ-НЕ всегда нуль, если единица хотя бы на одном из входов. Таблица истинности, обозначение на логических схемах и временные диаграммы работы элемента ИЛИ-НЕ представлены на рис. 1.4.

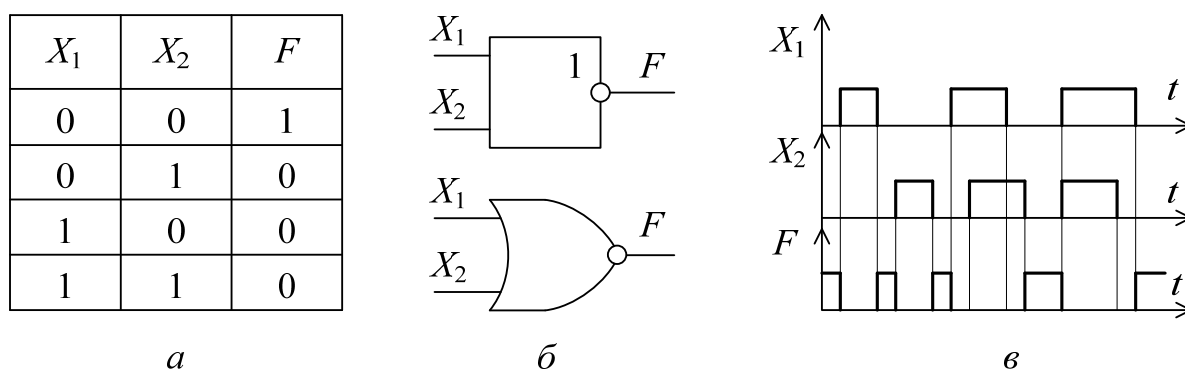


Рис. 1.4. Логический элемент ИЛИ-НЕ: *a* – таблица истинности; *б* – обозначение на логических схемах; *в* – временные диаграммы

Логический элемент И-НЕ работает на принципе двух логических функций: логического умножения и логического отрицания, при этом вначале формируется выходной сигнал по закону логического умножения, а затем инвертируется. На выходе элемента И-НЕ всегда единица, если нуль хотя бы на одном из входов. Таблица истинности, обозначение на логических схемах и временные диаграммы работы элемента И-НЕ представлены на рис. 1.5.

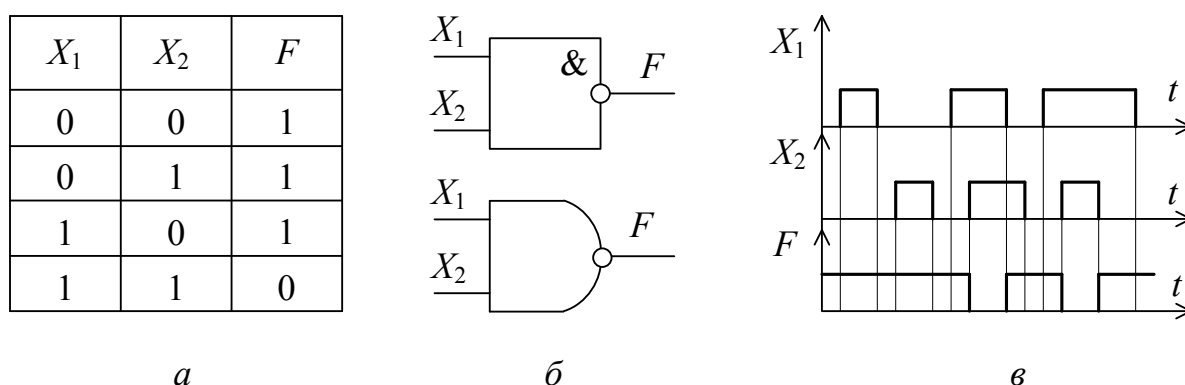


Рис. 1.5. Логический элемент И-НЕ: *a* – таблица истинности; *б* – обозначение на логических схемах; *в* – временные диаграммы

## 1.2. Триггеры

Триггер – это устройство, имеющее два устойчивых состояния – «1» или «0», которые могут сохраняться сколь угодно долго. Переход из одного состояния в другое может происходить под воздействием управляющих сигналов. Триггер имеет два выхода (прямой  $Q$  и инверсный  $\bar{Q}$ ) и один или несколько входов.

Классификация триггеров:

1) по функциональному назначению:

- $RS$ -триггеры;
- $D$ -триггеры;
- $T$ -триггеры;
- $JK$ -триггеры;

2) по способу управления:

- асинхронные;
- синхронные;

3) по типу входов триггера:

- статические;
- динамические.

Асинхронные триггеры меняют свое состояние по приходу соответствующего управляющего импульса.

Синхронные триггеры изменяют свое состояние при наличии управляющего импульса в момент прихода синхронизирующего (тактового) импульса.

Триггеры с динамическими входами управляются либо фронтом, либо срезом управляющего сигнала, а статические – уровнем сигнала. Условное обозначение входов триггера на логических схемах показано на рис. 1.6.

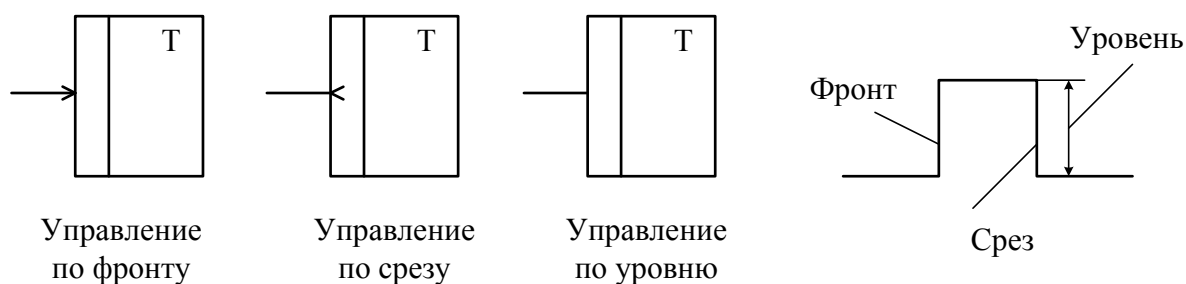


Рис. 1.6. Условное обозначение входов триггера на логических схемах

### 1.2.1. Триггеры $RS$ -типа

В современной электронике триггеры выполняются в виде микросхем, построенных на основе логических элементов. На рис. 1.7 представлены схемы асинхронного и синхронного  $RS$ -триггеров на логических элементах И-НЕ и их условные обозначения.

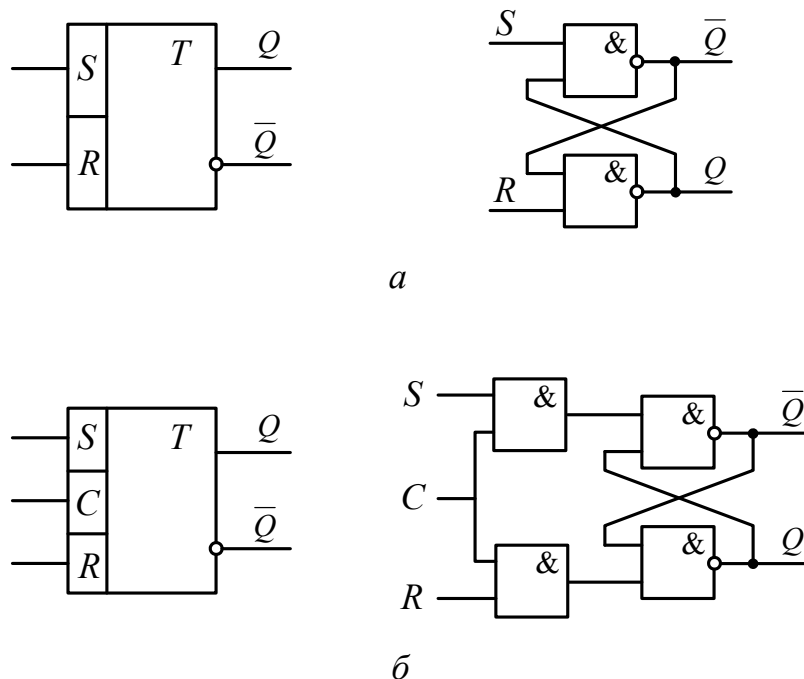


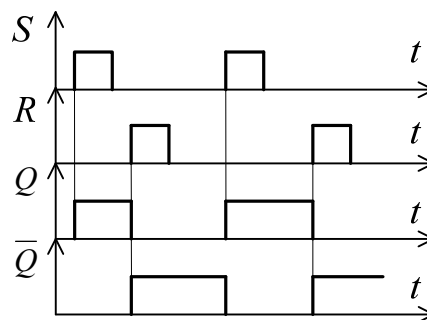
Рис. 1.7. Условное обозначение асинхронного (а) и синхронного (б)  $RS$ -триггеров и соответствующие им схемы, выполненные на логических элементах

Для синхронного варианта  $RS$ -триггер имеет три входа:  $S$  – информационный,  $C$  – синхронизирующий и  $R$  – вход сброса.

На рис. 1.8 и 1.9 приведены таблицы истинности и временные диаграммы для асинхронного и синхронного  $RS$ -триггера соответственно.

$S$	$R$	$Q$	$\bar{Q}$
0	0	Предыдущее состояние	
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	Запрещенная комбинация	

а



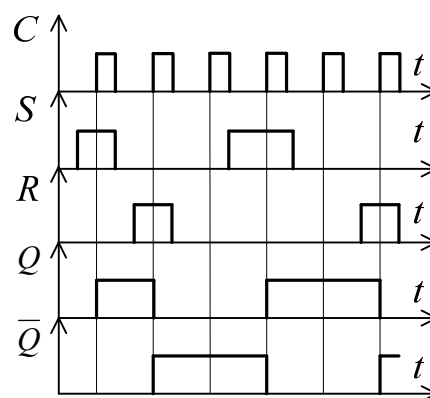
б

Рис. 1.8. Асинхронный  $RS$ -триггер: а – таблица истинности; б – временные диаграммы

Согласно таблице истинности (см. рис. 1.8) асинхронный  $RS$ -триггер меняет свое состояние в момент прихода управляющего импульса на соответствующий вход. Если на вход  $S$  приходит единица, то триггер принимает единичное состояние и на прямом выходе ( $Q$ ) появляется единица, а на инверсном ( $\bar{Q}$ ) – нуль. В случае, когда единица приходит на вход  $R$ , триггер принимает нулевое состояние и на прямом выходе появляется нуль, а на инверсном – единица. В случае прихода на оба входа нулей триггер не меняет своего состояния. При приходе на входы  $S$  и  $R$  единицы одновременно триггер может принять неопределенное (неоднозначное) состояние, и такой режим нежелателен.

$C$	$S$	$R$	$Q$	$\bar{Q}$
0	1	0	0	1
0	0	1	0	1
1	1	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	0	0	1
1	1	1	Запрещенная комбинация	

*a*



*б*

Рис. 1.9. Синхронный  $RS$ -триггер: *a* – таблица истинности; *б* – временные диаграммы

Синхронный  $RS$ -триггер (см. рис. 1.9) работает как асинхронный только тогда, когда на синхронизирующий вход  $C$  подан единичный сигнал. При его отсутствии триггер выведен из работы, т.е. сохраняет свое состояние без изменений.

### 1.2.2. Триггеры $D$ -типа

Для приема информации по одному входу используются  $D$ -триггеры. На рис. 1.10 приведены условное обозначение и схема  $D$ -триггера на элементах И-НЕ. Триггер  $D$ -типа имеет вход  $C$  для подачи тактовых импульсов и информационный вход  $D$ .

$D$ -триггер переходит в единичное состояние  $Q = 1$ , если в момент прихода синхронизирующего импульса  $C = 1$  на его информационном входе единичный сигнал  $D = 1$ . В этом состоянии триггер остается и после окончания сигнала на входе  $D$  до прихода очередного синхронизирующего



импульса, возвращающего триггер в нулевое состояние. Таким образом,  $D$ -триггер «задерживает» поступающую на его вход информацию на время, равное периоду синхронизирующих сигналов.

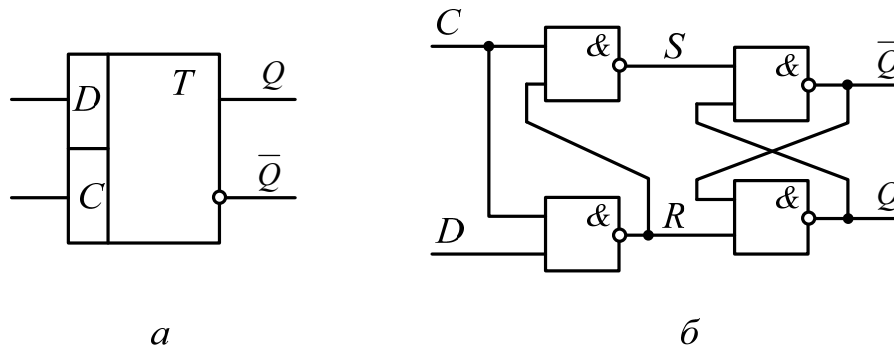


Рис. 1.10.  $D$ -триггер на элементах И-НЕ:  $a$  – условное обозначение;  $b$  – схема

На рис. 1.11 приведена таблица истинности и временные диаграммы работы динамического (по срезу синхронизирующего импульса)  $D$ -триггера.

$C$	$D$	$Q$	$\bar{Q}$
0	0	0	1
1	1	0	1
0	1	1	0
1	1	1	0
0	0	0	1
1	0	0	1

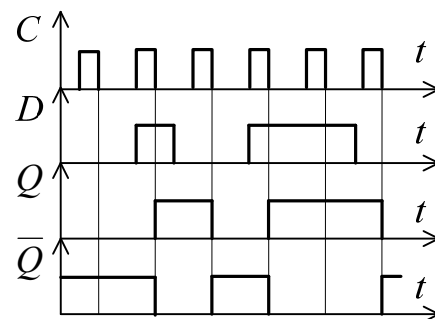


Рис. 1.11. Динамический (по срезу синхронизирующего импульса)  $D$ -триггер:  $a$  – таблица истинности;  $b$  – временные диаграммы

Существует только синхронный триггер  $D$ -типа, в связи с чем он получил наибольшее распространение в качестве ячейки памяти для хранения однобитовой информации.

### 1.2.3. Триггеры $T$ -типа

Триггер  $T$ -типа, или счетный триггер, имеет один информационный вход и переходит в противоположное состояние в результате воздействия на его вход каждого очередного сигнала. Название «счетный» (или со «счетным запуском») связано с широким применением  $T$ -триггеров в счетчиках импульсов.

На рис. 1.12 приведены условное обозначение  $T$ -триггера и схема на элементах И-НЕ.

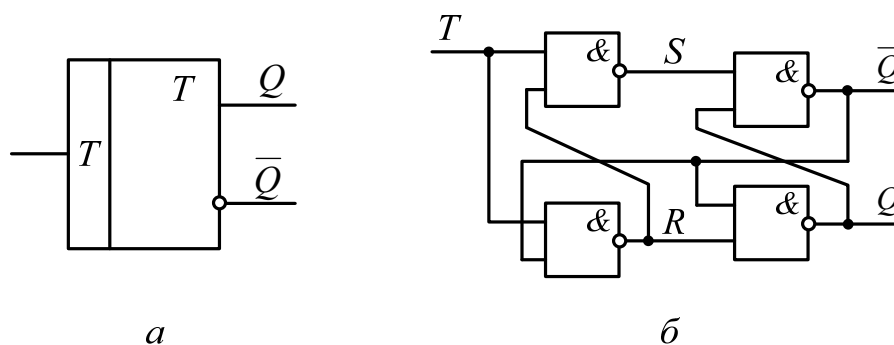
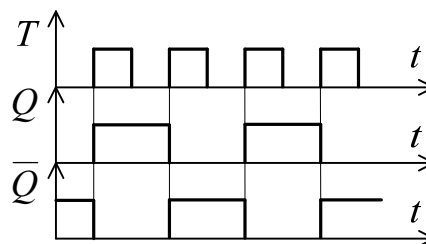


Рис. 1.12.  $T$ -триггер на элементах И-НЕ:  $a$  – условное обозначение;  $b$  – схема

На рис. 1.13 приведена таблица истинности и временные диаграммы работы динамического (по фронту информационного сигнала)  $T$ -триггера.

$T$	$Q$	$\bar{Q}$
0	0	1
1	1	0
0	1	0
1	0	1
0	0	1
1	1	0

$a$



$b$

Рис. 1.13. Динамический (по фронту информационного сигнала)  $T$ -триггер:  $a$  – таблица истинности;  $b$  – временные диаграммы

### 1.2.4. Триггеры *JK*-типа

Триггер *JK*-типа, или универсальный триггер, имеет информационные входы установки *J* и сброса *K*, подобные входам *RS*-триггера, а также синхронизирующий вход *C* (рис. 1.14, *a*). В отличие от *RS*-триггера, *JK*-триггер допускает ситуацию с одновременной подачей сигналов на оба входа *J* и *K*.

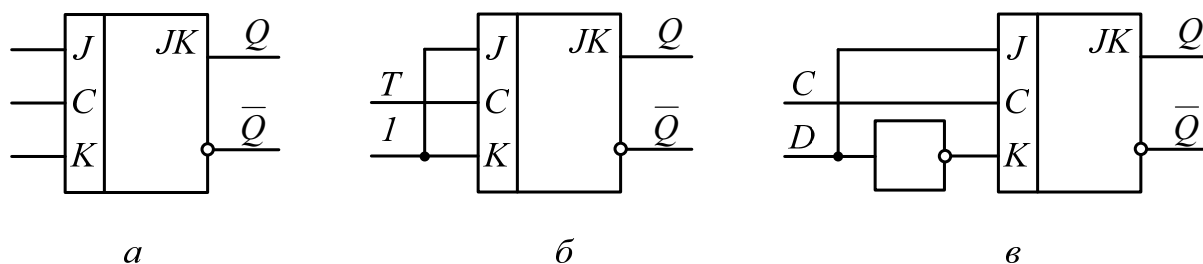


Рис. 1.14. Условное обозначение *JK*-триггера (*a*), схема *T*-триггера (*б*) и *D*-триггера (*в*) на его основе

При  $J = 1$  и  $K = 1$  триггер меняет свое состояние на противоположное в момент окончания каждого синхронизирующего сигнала. Таким образом, соединяя входы *JK*-триггера по схеме (рис. 1.14, *б*), получают *T*-триггер.

При использовании входа *J* как входа *S*, а *K* как *R*, реализуют синхронный *RS*-триггер, особенность которого состоит в том, что при комбинации  $S = R = 1$ , запрещенной для *RS*-триггера, он переключается на каждый синхронизирующий сигнал. Добавлением инвертора на входе *JK*-триггера получают *D*-триггер (рис. 1.14, *в*).

Все типы триггеров, реализуемые на базе *JK*-триггера, дают задержку в появлении выходного сигнала, равную длительности синхронизирующего сигнала.

### 1.3. Регистры

Регистром называют устройство, предназначенное для записи и хранения дискретного «слова» – двоичного числа или другой кодовой комбинации.

Основные элементы регистра – двоичные ячейки, в качестве которых применяются триггеры различных типов. Число двоичных ячеек определяется числом двоичных разрядов «слова» (длиной слова), на которое рассчитан регистр.

По способу заполнения регистра информацией различают два типа регистров: параллельный и последовательный.

### 1.3.1. Параллельный регистр

Параллельные регистры применяются для записи и хранения информации в параллельном коде, т.е. дискретное «слово» может быть записано в регистр или считано из него за один такт.

На рис. 1.15 приведены схема последовательного регистра на триггерах *RS*-типа и его условное обозначение. Перед записью данных в регистр по шине сброса подается сигнал на обнуление триггеров регистра. После этого данные в ячейки регистра записываются по команде с шины разрешения записи. Тогда сигналы *n* входов установят в соответствующие состояния триггеры  $T_1 - T_n$ .

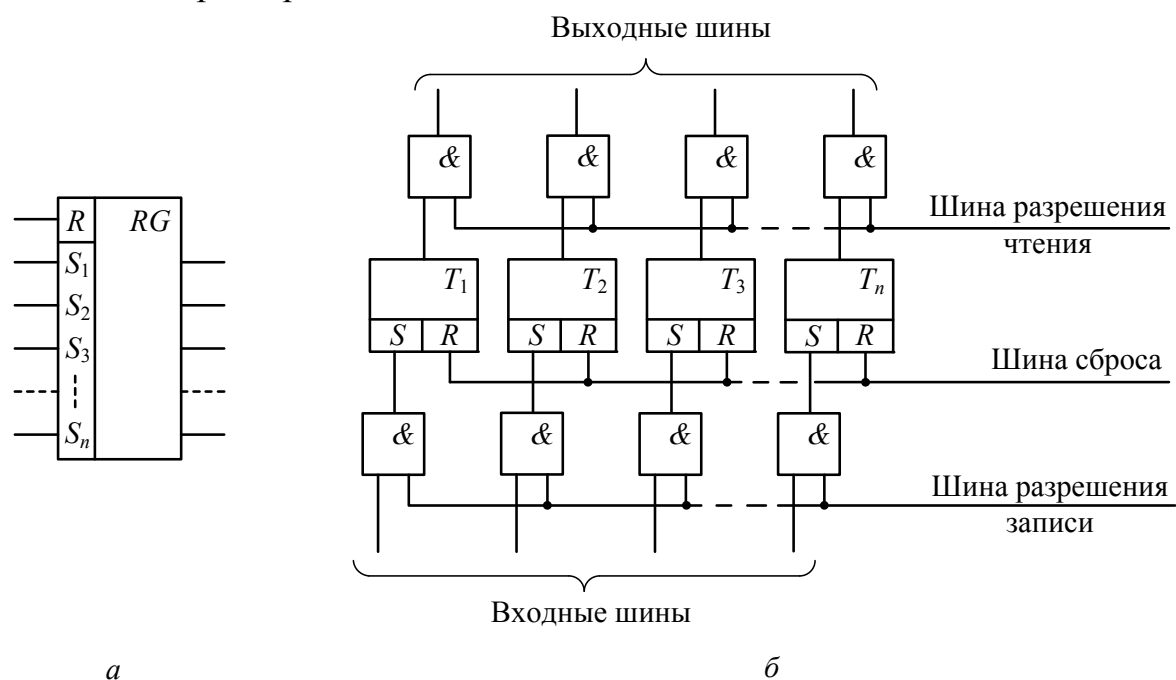


Рис. 1.15. Параллельный регистр: *a* – условное обозначение;  
*б* – схема

На выходе регистра информация появится по команде с шины разрешения чтения, в ее отсутствие на выходах – нули. При считывании информация, записанная в регистре, сохраняется до момента записи новой информации.

### 1.3.2. Последовательный регистр

Для более экономичной передачи информации применяется последовательный код, когда используется одна линия для последовательной (во времени) передачи комбинации дискретного «слова». Для записи и хранения информации в последовательных кодах используются последовательные регистры (регистры сдвига). На рис. 1.16 приведена схема

последовательного регистра на триггерах  $D$ -типа. Здесь информация, поступившая на информационный вход, по окончании каждого синхронизирующего импульса передается («сдвигается») из предыдущего триггера в последующий.

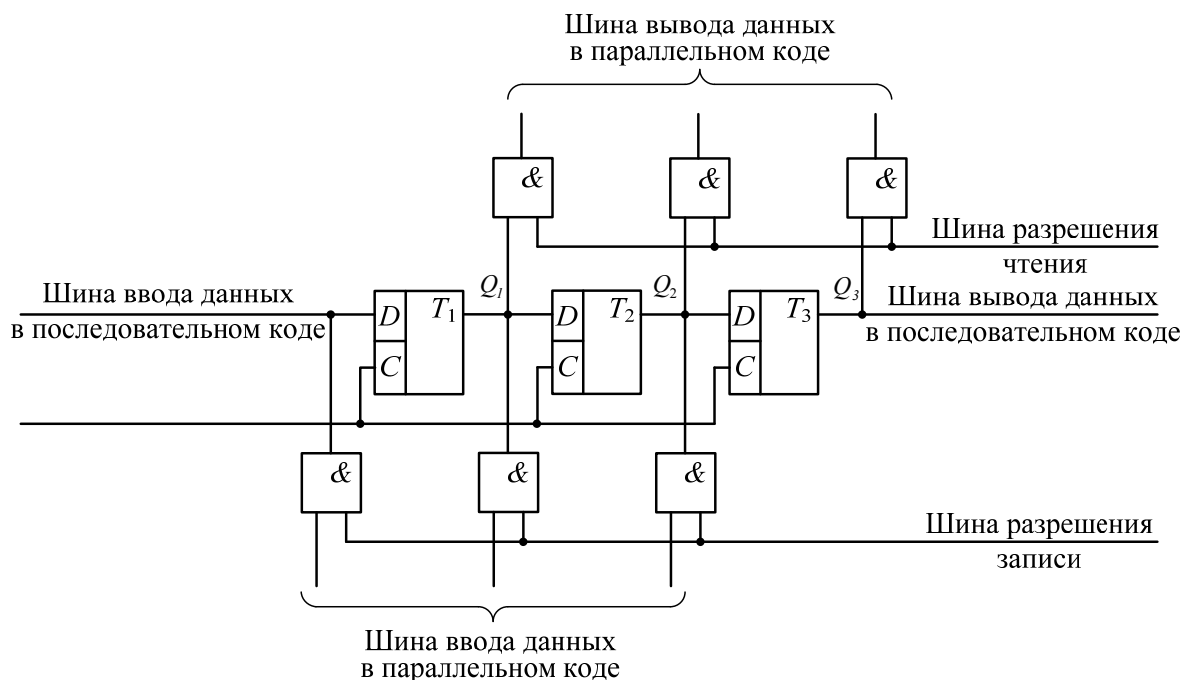


Рис. 1.16. Схема последовательного регистра

Рассмотрим работу последовательного регистра на базе  $D$ -триггеров (см. рис. 1.16). Пусть требуется записать в регистр трехразрядное двоичное слово  $S = 101$ , имеющее разряды  $S_1 = 1$ ,  $S_2 = 0$ ,  $S_3 = 1$ . При приходе первого тактового импульса при наличии на информационном входе первого триггера единичного сигнала, триггер перейдет в единичное состояние и на его прямом выходе появится единица. При этом остальные триггеры останутся в нулевом состоянии. При приходе следующего тактового импульса триггеры примут состояния в соответствии с состояниями своих информационных входов, т.е. первый триггер изменит свое состояние на нулевое (так как на его информационный вход подан второй разряд двоичного слова), а триггер  $T_2$  перейдет в единичное состояние. Таким образом, произойдет сдвиг информации из первого разряда регистра во второй. При приходе третьего тактового импульса единичный сигнал будет на информационных входах первого и третьего триггеров, а на информационном входе триггера  $T_2$  будет нулевой сигнал. Следовательно, триггеры  $T_1$  и  $T_3$  примут единичное состояние, а триггер  $T_2$  нулевое, и все слово будет записано в регистр.

На рис. 1.17 приведены условное обозначение и временные диаграммы работы последовательного регистра.

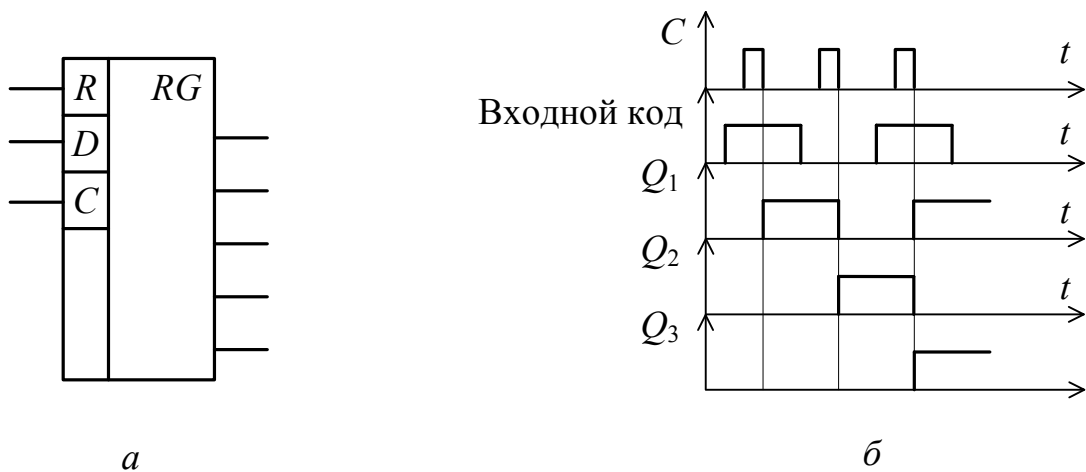


Рис. 1.17. Последовательный регистр: *a* – условное обозначение; *б* – временные диаграммы

Считать информацию из последовательного регистра можно либо в последовательном коде, продвигая информацию через все разряды регистра к выводу, либо в параллельном коде одновременно. Таким образом последовательный регистр может использоваться не только для хранения информации но и для преобразования параллельного кода в последовательный и наоборот.

#### 1.4. Счетчики импульсов

Счетчиком импульсов называют устройство, реализующее счет числа входных импульсов и фиксирующее это число в каком-либо коде.

Обычно счетчики строят на основе триггеров, поэтому счет импульсов ведется в двоичной системе исчисления.

Функциональная схема простейшего двоичного трехразрядного счетчика импульсов представлена на рис. 1.18. Счетчик состоит из трех последовательно соединенных *T*-триггеров, имеющих вход *R* для установки в состояние «0».

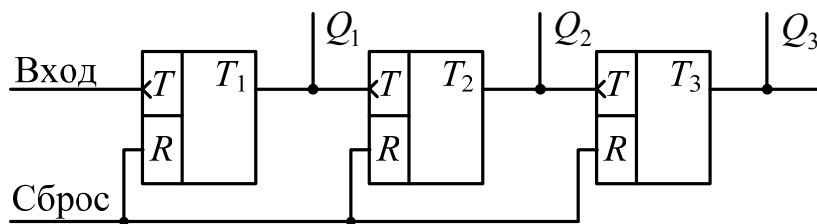


Рис. 1.18. Функциональная схема трехразрядного двоичного счетчика

На рис. 1.19 показаны временные диаграммы счетчика и его обозначение на логических схемах. *CT2* означает двоичный счетчик; выходы 1, 2, 3 – обозначения двоичных разрядов ( $2^0 = 1$ ,  $2^1 = 2$ ,  $2^2 = 4$ ), соответствующие выходам  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  схемы, изображенной на рис. 1.18;  $C_1$  – счетный вход;  $R$  – установка нуля.

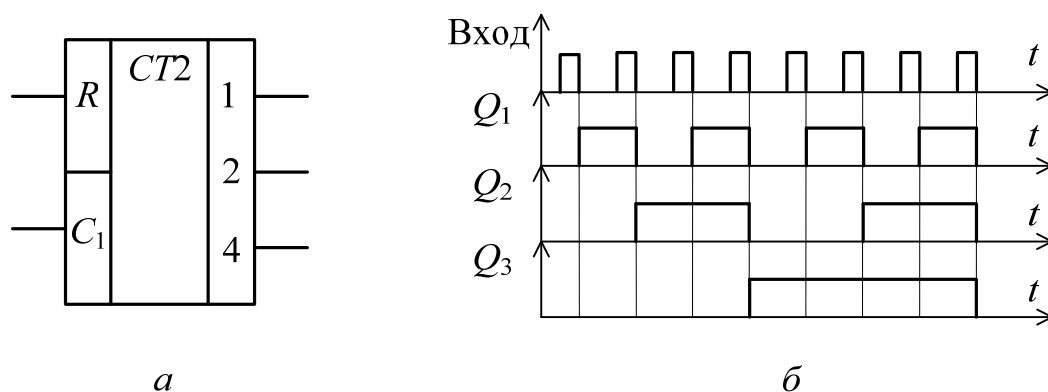


Рис. 1.19. Трехразрядный двоичный счетчик: *а* – условное обозначение; *б* – временные диаграммы

Табл. 1.1 иллюстрирует состояние триггеров. Если в исходном положении все триггеры будут в состоянии «0», то по окончании первого входного импульса триггер  $T_1$  перейдет в состояние «1» ( $Q_1 = 1$ ). По окончании второго входного импульса триггер  $T_1$  переходит в состояние «0» ( $Q_1 = 0$ ). По окончании импульса  $Q_1$  триггер  $T_2$  переходит в состояние «1» ( $Q_2 = 1$ ) и т.д. После восьмого входного импульса все триггеры переходят в состояние «0» и счет повторяется.

Таблица 1.1

Такт	Вход	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	Такт	Вход	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$
1	1	0	0	0	6	1	1	0	1
	0	1	0	0		0	0	1	1
2	1	1	0	0	7	1	0	1	1
	0	0	1	0		0	1	1	1
3	1	0	1	0	8	1	1	1	1
	0	1	1	0		0	0	0	0
4	1	1	1	0	9	1	0	0	0
	0	0	0	1		0	1	0	0
5	1	0	0	1	10	1	1	0	0
	0	1	0	1		0	0	1	0

Из табл. 1.1 видно, что состояние триггеров отражает число поступивших на вход счетчика импульсов в двоичной системе исчисления (двоичном коде). Общее число возможных состояний  $N$  счетчика определяют числом триггеров  $n$ :  $N = 2^n$ . В нашем случае  $N = 8$ .

### 1.5. Дешифраторы

Дешифратором (декодером) называют устройство, предназначенное для распознавания различных кодовых комбинаций (слов).

Каждому слову на входе дешифратора соответствует «1» на одном из его выходов. На рис. 1.20 приведено обозначение двухразрядного дешифратора и его функциональная схема, выполненная на элементах И и НЕ, объединенных соответствующими логическими связями.

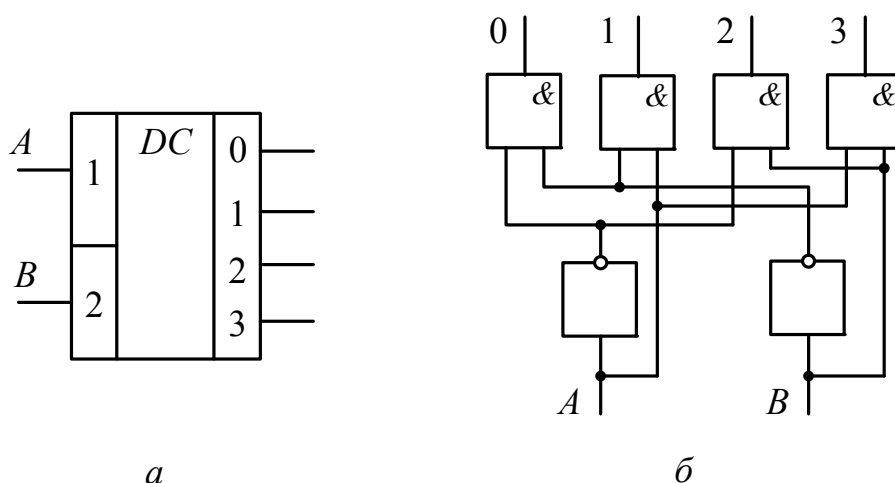


Рис. 1.20. Двухразрядный дешифратор: *a* – условное обозначение; *б* – схема

Логическое состояние выходных каналов в зависимости от кода, подаваемого на дешифратор, приведено в табл. 1.2.

Если на вход  $A$  подать единицу, а на вход  $B$  – ноль (код входного сигнала 10), то на обоих входах элемента И под номером 1 будут одновременно единичные сигналы. Поэтому на выходе только этого элемента будет единичный сигнал.

Все остальные выходные сигналы будут обнулены, так как на входах их

Таблица 1.2

Входной код		Состояние выходов			
$B$	$A$	0	1	2	3
0	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1



элементов И будет присутствовать хотя бы по одному нулевому входному сигналу.

Дешифраторы находят разнообразное применение в информационно-измерительной и вычислительной технике. Одно из них – управление световой индикацией. На рис. 1.21, *а* представлена схема счета и отображения числа импульсов. Она состоит из двоичного счетчика *СТ2*, который представляет число поступивших на его вход импульсов в двоичном коде, двоичного семисегментного дешифратора *ДС*, управляющего транзисторными ключами  $T_1 - T_7$ , и светодиодного сегментированного индикатора  $Д_1 - Д_7$ . Условное обозначение сегментов семисегментного индикатора показано на рис. 1.21, *б*.

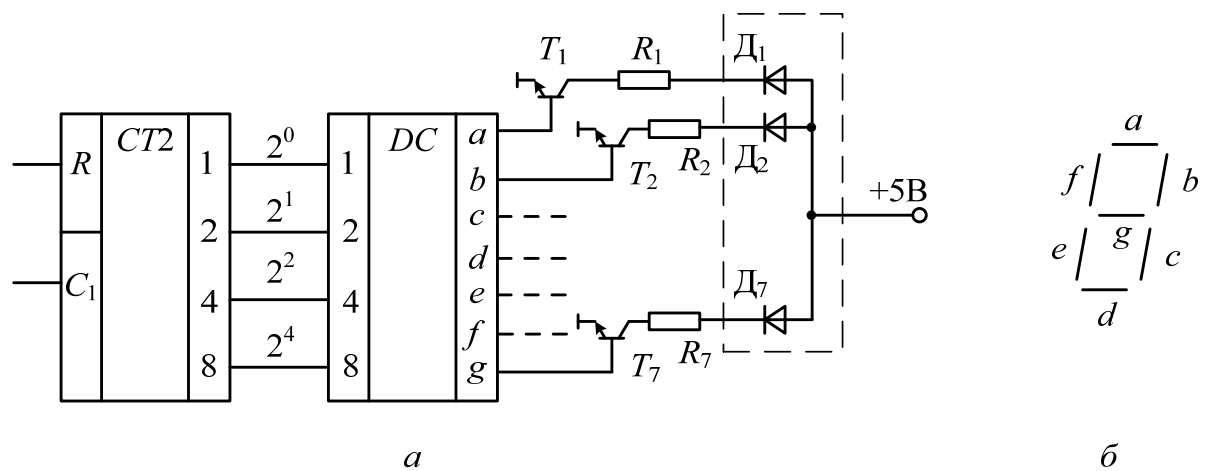


Рис. 1.21. Схема счета и отображения числа импульсов (*а*) и обозначение сегментов (*б*) семисегментного индикатора

Табл. 1.3 иллюстрирует порядок функционирования двоичного семисегментного дешифратора.

Таблица 1.3

Цифра	Двоичный код				Семисегментный выход						
	2 <sup>3</sup>	2 <sup>2</sup>	2 <sup>1</sup>	2 <sup>0</sup>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i>	<i>f</i>	<i>g</i>
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
3	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
5	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1

## 1.6. Шифраторы

Шифраторы выполняют операцию, обратную по отношению к операции дешифратора: преобразуют номер канала передачи данных в двоичный код. Шифратор имеет определенное количество входов, причем в каждый момент времени только один из них может быть активизирован, в результате этого шифратор формирует  $N$ -битовый выходной код, структура которого зависит от того, какой из входов был возбужден.

На рис. 1.22 приведена схема шифратора на семь входов, выполненная на элементах ИЛИ.

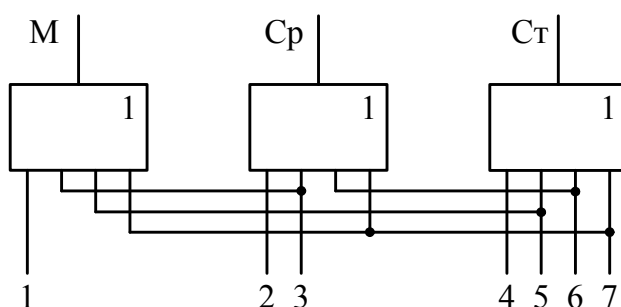


Рис. 1.22. Функциональная схема шифратора на семь входов

Условием правильной работы шифратора является то, что только на одном из входов может быть сигнал высокого уровня.

Если на входах шифратора отсутствует сигнал высокого уровня, то все выходы логических элементов ИЛИ обнулены и шифратор формирует нулевой код. В случае прихода сигнала высокого уровня на второй вход средний элемент ИЛИ принимает единичное состояние, а все остальные остаются в нулевом состоянии. В этом случае формируется выходной код 010. При появлении сигнала высокого уровня на пятом входе шифратор формирует выходной код 101.

Табл. 1.4 поясняет принцип формирования выходного кода в зависимости от активизированного входа.

Таблица 1.4

Номер канала передачи данных							Двоичный код		
1	2	3	4	5	6	7	Ст	Ср	М
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
0	0	0	0	0	1	0	1	1	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

## 1.7. Мультиплексоры (селекторы данных)

Мультиплексор, или селектор данных, представляет собой логическую схему, которая принимает несколько цифровых сигналов, выбирает один из них и передает на выход. Передача требуемого сигнала на выход контролируется входами выбора данных.

На рис. 1.23 приведено условное обозначение мультиплексора с четырьмя входами на логических схемах и его функциональная схема.

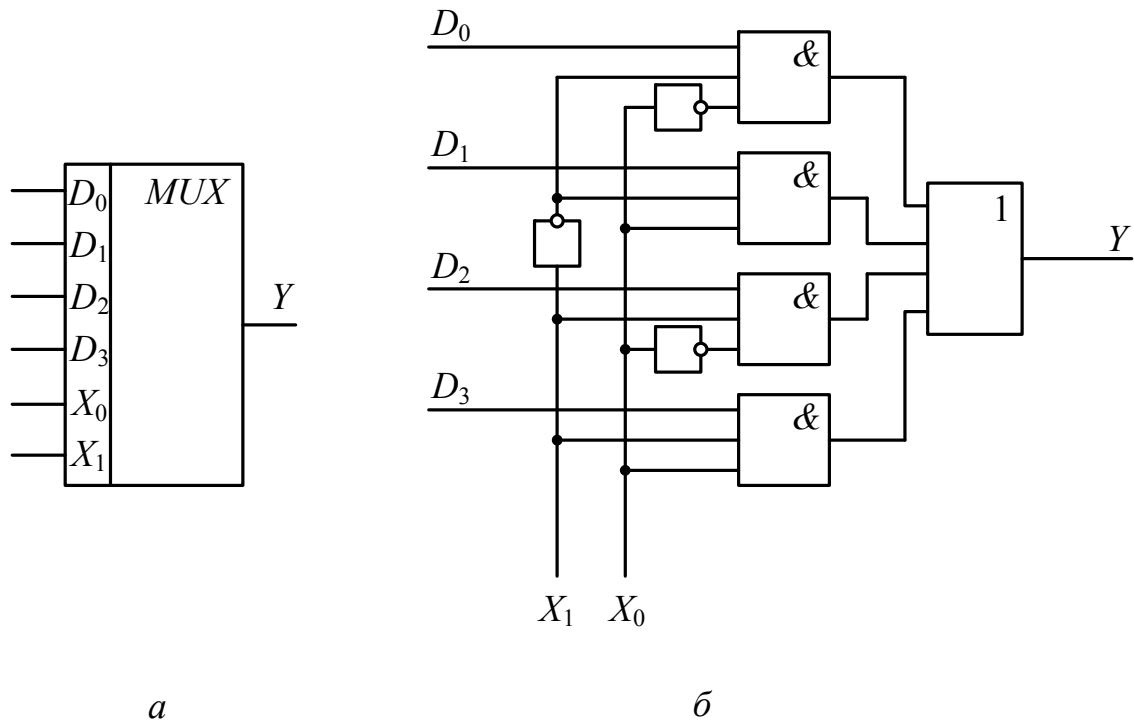


Рис. 1.23. Мультиплексор с четырьмя входами: *a* – условное обозначение; *б* – функциональная схема

Данный мультиплексор имеет четыре канала передачи данных ( $D_0$ ,  $D_1$ ,  $D_2$  и  $D_3$ ), информация с которых, в зависимости от комбинации на входах выбора входного канала  $X_0$  и  $X_1$ , передается на выход  $Y$  элемента ИЛИ, образующего выходной канал передачи данных. Сигнал с входа  $D_0$  появляется на выходе элемента ИЛИ, только если одновременно  $X_0 = 0$  и  $X_1 = 0$ .

## 1.8. Распределитель

Распределителем называют устройство, предназначенное для последовательной активизации выходов при каждом тактовом импульсе. Функциональная схема распределителя представлена на рис. 1.24. Основой распределителя является последовательный регистр, прямые выходы которого подключены к элементу ИЛИ-НЕ.

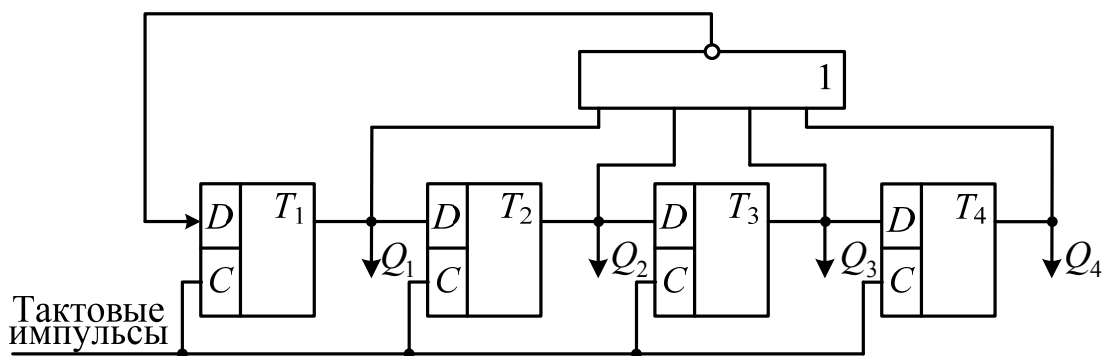


Рис. 1.24. Функциональная схема распределителя с четырьмя выходами

В начальный момент все прямые выходы триггеров последовательного регистра находятся в нулевом состоянии, поэтому на выходе элемента ИЛИ-НЕ присутствует единичный сигнал. Этот сигнал подается на вход младшего триггера регистра. В момент прихода первого тактового импульса младший триггер  $T_1$  примет единичное состояние и на его прямом выходе появится единица, а на выходе элемента ИЛИ-НЕ – нулевой сигнал. Во время прихода второго тактового импульса триггер  $T_1$  примет нулевое состояние, а триггер  $T_2$  – единичное.

Следующие тактовые импульсы будут последовательно перемещать единичный сигнал от триггеров младших разрядов в сторону триггеров старших разрядов. Когда все триггеры регистра будут обнулены, на входе триггера  $T_1$  снова появится единица, которая опять будет последовательно смещаться в сторону старших разрядов.

## 1.9. Сумматор

Сумматором называют устройство, вычисляющее сумму двух чисел, представленных сигналами на его входах.

Существующие сумматоры можно классифицировать по двум признакам: по способу реализации суммирующей схемы и по способу обработки многоразрядных чисел.

По способу реализации суммирующей схемы можно выделить две разновидности – комбинационные и накопительные. В комбинационном сумматоре результат суммирования присутствует только в течение времени подачи входных сигналов. Накопительные сумматоры имеют элементы памяти, обеспечивающие длительное хранение результатов суммирования.

В зависимости от способа обработки многоразрядных чисел могут быть два способа сложения: последовательный, когда код числа представ-

ляется в виде последовательности импульсов по одному каналу, и параллельный – для передачи каждого разряда кода числа по отдельной шине.

Многоразрядные сумматоры строятся на базе полусумматоров (рис. 1.25) – устройств с двумя входами и двумя выходами, где  $A$  и  $B$  – слагаемые,  $S$  – результат суммирования и  $P$  – сигнал переноса.

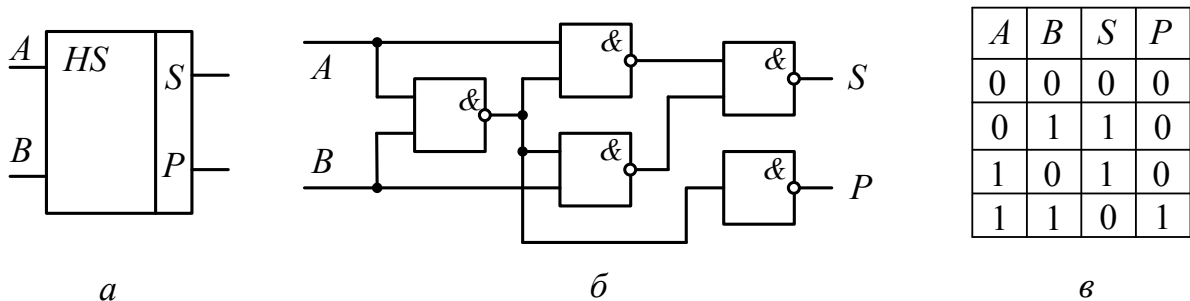


Рис. 1.25. Полусумматор:  $a$  – условное обозначение;  $б$  – функциональная схема;  $в$  – таблица истинности

Объединение двух полусумматоров позволяет получить полный одно-разрядный сумматор (рис. 1.26).

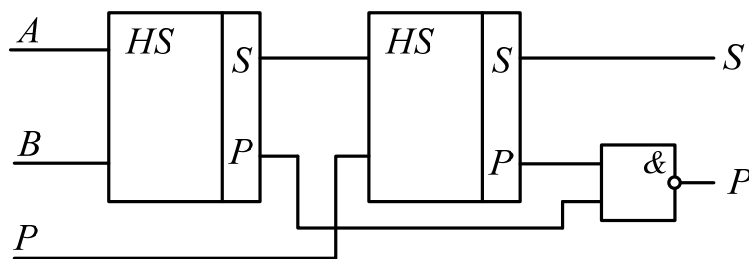


Рис. 1.26. Функциональная схема одноразрядного полного сумматора

В последовательном сумматоре сложение двух многоразрядных чисел начинается с младшего разряда и последовательно выполняется поразрядно за столько тактов, сколько разрядов содержится в числе. Этот тип сумматора обычно строится на основе одноразрядных сумматоров. В состав последовательного сумматора кроме одноразрядного сумматора входят еще три сдвигающих регистра для двух слагаемых и результата, а также схема синхронизации.

В параллельном сумматоре сложение осуществляется в одноразрядных сумматорах, число которых определяется разрядностью кода слагаемого с учетом знакового разряда.

## 1.10. Цифроаналоговый и аналогово-цифровой преобразователи

Как правило, информация первичных преобразователей (сигналов датчиков) представляется в аналоговой форме, в виде уровней напряжения или силы тока. Большая часть исполнительных устройств, предназначенных для автоматического управления технологическими процессами, реагируют также на аналоговые сигналы. Однако цифровые устройства принимают и выдают информацию в двоичном коде. Для преобразования информации из цифровой формы в аналоговую применяют цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), а для обратного преобразования – аналого-цифровые преобразователи (АЦП).

ЦАП и АЦП характеризуются погрешностью, быстродействием и динамическим диапазоном. Погрешность состоит из методической и инструментальной составляющих. Методическая составляющая определяется абсолютной погрешностью квантования аналоговой величины, которая зависит от шага квантования. Шаг квантования – наименьшее изменение аналогового сигнала при изменении цифрового сигнала.

Инструментальная погрешность определяется нестабильностью параметров элементов схемы преобразователя и неточностью его настройки.

Быстродействие ЦАП и АЦП определяется временем преобразования: для ЦАП – интервалом между моментом поступления входного кода и моментом установления выходного сигнала (с заданной точностью), а для АЦП – интервалом от момента запуска преобразователя до момента получения цифрового кода на выходе.

Динамический диапазон – допустимый диапазон изменения входного напряжения для АЦП и выходного напряжения для ЦАП.

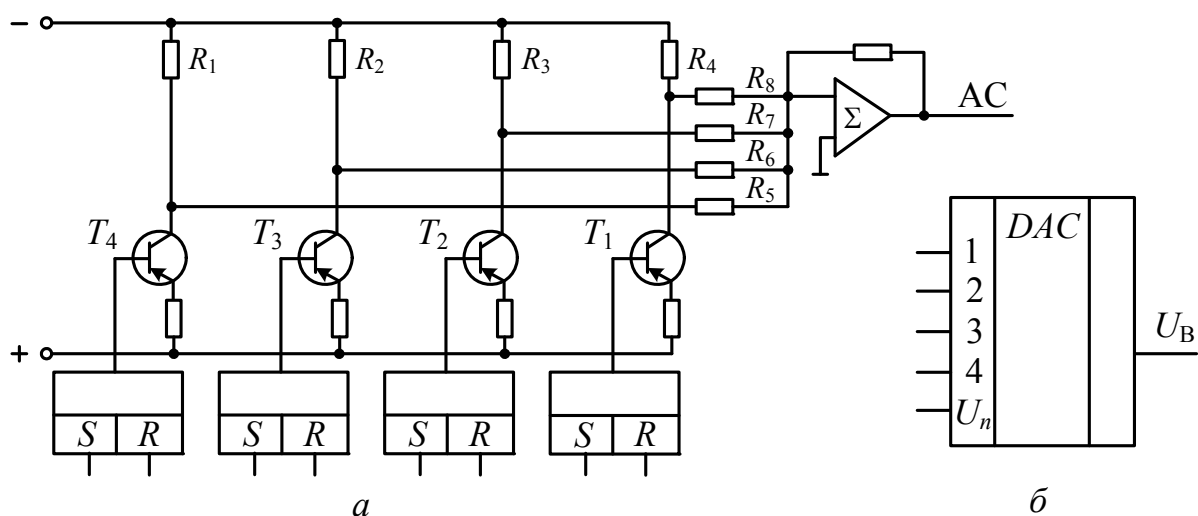


Рис. 1.27. Функциональная схема четырехразрядного ЦАП (а) и его условное обозначение (б)

Основу ЦАП (рис. 1.27) составляет матрица резисторов, подключаемых ко входу операционного усилителя транзисторными ключами, которые управляются параллельным кодом регистра.

При этом  $8(R_1 + R_5) = 4(R_2 + R_6) = 2(R_3 + R_7) = 1(R_4 + R_8)$ .

Принцип преобразования цифрового сигнала в аналоговую форму заключается в сложении нескольких ступеней опорного сигнала в одну ступень постоянного дискретного уровня. При этом складываются лишь те ступени опорного сигнала, для которых в разрядах цифрового кода присутствуют единицы. Величины опорных сигналов на входе операционного усилителя определяются соотношением резисторов матрицы. Таким образом опорное напряжение более старшего разряда в два раза больше предыдущего.

При подаче цифрового кода в параллельный регистр открываются транзисторы, на базе которых будут положительные сигналы. Например, при подаче кода 1010 откроются соответственно транзисторы  $T_2$  и  $T_4$ . Опорные напряжения с этих транзисторов складываются на операционном усилителе, и мы получаем выходной аналоговый сигнал, пропорциональный входному коду. Если величину опорного напряжения младшего разряда принять 1 В, то при подаче кода 1010 на выходе ЦАП мы получим напряжение в 10 В.

Процесс аналого-цифрового преобразования обычно более сложный и занимает больше времени, чем цифроаналоговое преобразование; кроме того, существует достаточно много различных методов выполнения этой операции.

В некоторых широко применяемых АЦП (рис. 1.28) используют ЦАП, которые являются составной частью такого устройства.

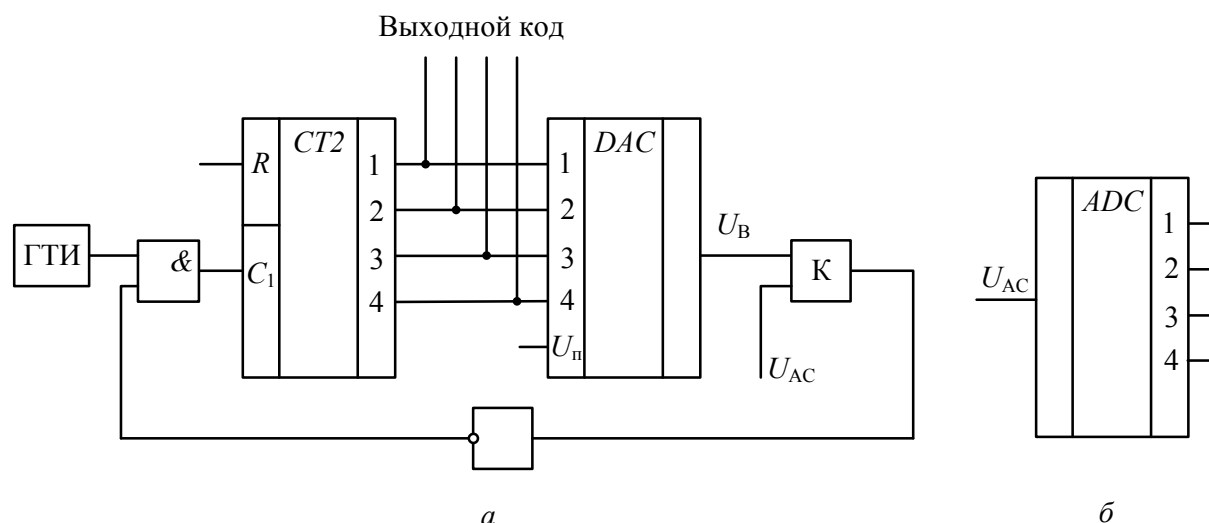


Рис. 1.28. Четырехразрядный АЦП: *а* – функциональная схема; *б* – условное обозначение; ГТИ – генератор тактовых импульсов; СТ2 – двоичный счетчик; К – компаратор;  $U_{AC}$  – напряжение аналогового сигнала;  $U_B$  – выходное напряжение ЦАП

В процессе работы такого преобразователя сравниваются выходное напряжение ЦАП и аналоговый сигнал. В начальный момент  $U_B = 0$  и на выходе компаратора нулевой сигнал. Этот сигнал, проходя через инвертор, приходит на логический ключ И, открывая его, и с ГТИ импульсы попадают на вход счетчика импульсов. На выходе счетчика импульсов формируется двоичный код, который попадает на вход ЦАП. Вследствие

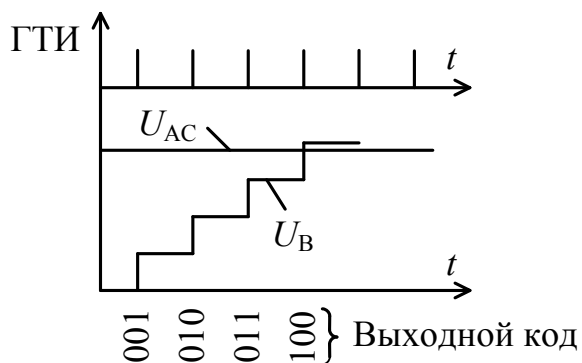


Рис. 1.29. К принципу действия АЦП

этого на выходе ЦАП формируется выходной сигнал, который снова сравнивается с аналоговым сигналом. Последовательное увеличение кода на выходе счетчика на единицу увеличивает выходной сигнал на выходе ЦАП. Когда выходной сигнал ЦАП станет равным аналоговому сигналу или превысит его, на выходе компаратора появляется единица, которая закрывает ключ И. В этот момент происходит считывание двоичного кода с выхода счетчика. После этого счетчик обну-

ляется и начинается новый цикл. На рис. 1.29 приведена диаграмма работы данного АЦП.



## ГЛАВА 2. МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

### 2.1. Структура и функциональная организация процессора

При выполнении большого количества математических операций создание вычислителя на базе отдельных электронных компонентов, включая регистры, память и другие функциональные компоненты, – процесс долгий и трудоемкий. Гораздо легче построить устройство, выполняющее необходимые операции по алгоритму последовательности команд.

Первый процессор появился как результат реализации идеи, которая состояла в том, что команды, исполнение совокупности которых необходимо для реализации вычисления, можно так же, как и данные, хранить в памяти, а для их выполнения создать схемную реализацию алгоритма, обеспечивающего требуемый порядок исполнения команд. Этот схемно-реализованный алгоритм и был впоследствии назван процессором.

Суть этого алгоритма сводится к циклическому исполнению следующих шагов (рис. 2.1).

На первом шаге, называемом «выбор из памяти очередной команды», из ячейки памяти, адрес которой задается счетчиком команд, извлекается команда, помещаемая в регистр команд.

Так как содержимое регистра счетчика команд определяет, какая команда будет исполняться следующей, то рассмотрим, как формируется значение счетчика команд.

Команды размещают в ячейках памяти с последовательными адресами. Эта последовательность интуитивно понимается как порядок написания команд программы для реализации требуемого алгоритма. Поэтому обычно для определения адреса следующей команды необходимо просто увеличить значение счетчика команд на единицу.

В случае, когда следующей должна выполняться команда, адрес которой не равен увеличенному на единицу адресу предыдущей команды, используют команды перехода, которые изменяют значение счетчика команд.

На шаге, называемом «декодирование команды», команда, помещаемая в регистр команд, подвергается разбору



Рис. 2.1. Алгоритм функционирования процессора

на предмет выполнения функционального преобразования, задаваемого этой командой, а также регистров и ячеек памяти, используемых в качестве источников данных и места хранения результата.

Шаги «исполнение команды» и «запись результата» производят действия, понятные из их названия.

## 2.2. Архитектура микропроцессорных систем

В настоящее время широкое распространение получил модульный принцип организации микроконтроллеров (МК), при котором на базе одного процессорного ядра (центрального процессора) проектируется ряд (линейка) МК, различающихся объемом и типом памяти программ, объемом памяти данных, набором периферийных модулей, частотой синхронизации.

При модульном принципе построения все МК одного семейства содержат процессорное ядро, одинаковое для всех МК данного семейства, и изменяемый функциональный блок, который отличает МК разных моделей. Структура модульного МК приведена на рис. 2.2.

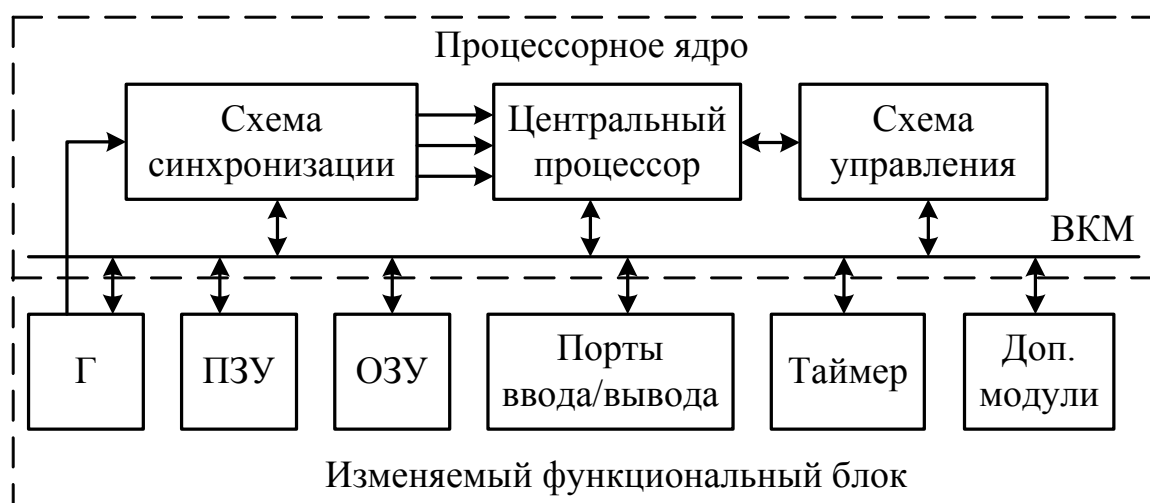


Рис. 2.2. Модульная организация микроконтроллера

Процессорное ядро включает в себя:

- центральный процессор;
- внутреннюю контроллерную магистраль (ВКМ) в составе шин адреса, данных и управления;
- схему синхронизации МК;
- схему управления режимами работы МК, включая поддержку режимов пониженного энергопотребления, начального запуска (сброса) и т.д.

Изменяемый функциональный блок включает в себя модули памяти различного типа и объема, порты ввода/вывода, модули тактовых генераторов (Г), таймеры. В относительно простых МК модуль обработки прерываний входит в состав процессорного ядра. В более сложных МК он представляет собой отдельный модуль с развитыми возможностями. В состав изменяемого функционального блока могут входить и такие дополнительные модули, как компараторы напряжения, аналого-цифровые преобразователи (АЦП) и другие. Каждый модуль проектируется для работы в составе МК с учетом протокола ВКМ. Данный подход позволяет создавать разнообразные по структуре МК в пределах одного семейства.

### 2.2.1. Фон-неймановская и гарвардская архитектуры микропроцессоров

С точки зрения организации процессов выборки и исполнения команды в современных МК применяется одна из двух архитектур микропроцессорных систем (МПС): фон-неймановская (принстонская) или гарвардская.

Основной особенностью фон-неймановской архитектуры является использование общей памяти для хранения программ и данных, как показано на рис. 2.3.

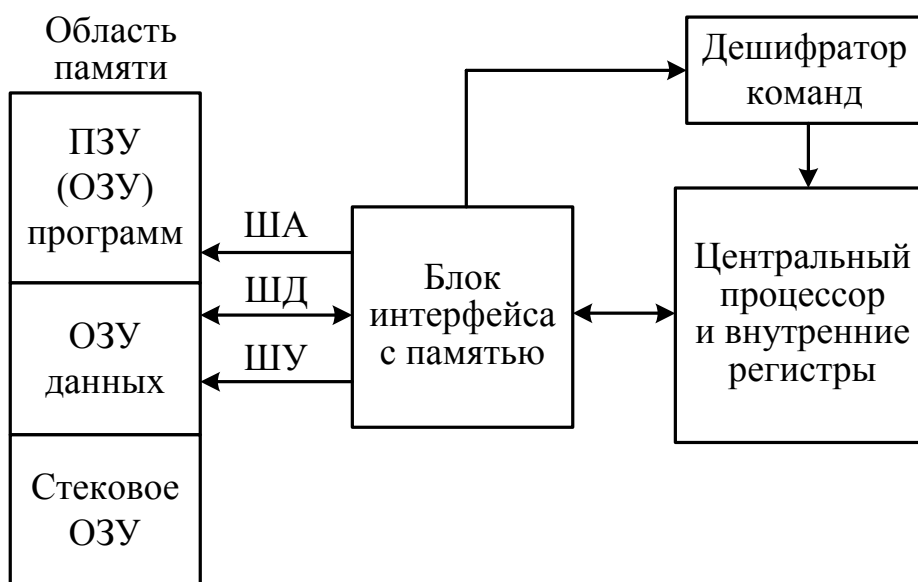


Рис. 2.3. Микропроцессор с фон-неймановской архитектурой

Основное преимущество архитектуры Фон-Неймана – упрощение устройства МПС, так как реализуется обращение только к одной общей памяти. Кроме того, использование единой области памяти позволяло

оперативно перераспределять ресурсы между областями программ и данных, что существенно повышало гибкость МПС с точки зрения разработчика программного обеспечения. Размещение стека в общей памяти облегчало доступ к его содержимому. Неслучайно поэтому фон-неймановская архитектура стала основной архитектурой универсальных компьютеров, включая персональные компьютеры.

Основной особенностью гарвардской архитектуры является использование отдельных адресных пространств для хранения команд и данных, как показано на рис. 2.4.

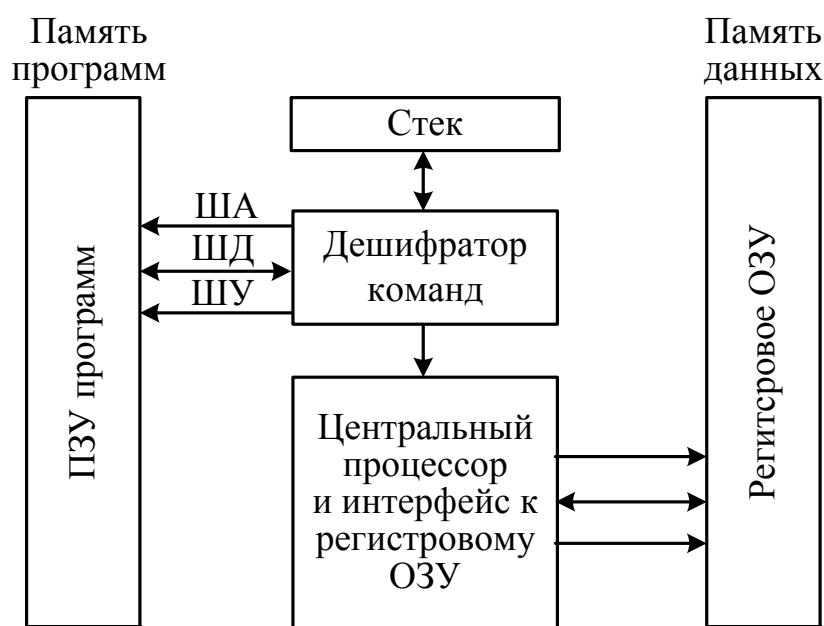


Рис. 2.4. Микропроцессор с гарвардской архитектурой

Гарвардская архитектура почти не использовалась до конца 1970-х годов, пока производители МК не поняли, что она дает определенные преимущества разработчикам автономных систем управления.

Дело в том, что, судя по опыту использования МПС для управления различными объектами, для реализации большинства алгоритмов управления такие преимущества фон-неймановской архитектуры, как гибкость и универсальность, не имеют большого значения. Анализ реальных программ управления показал, что необходимый объем памяти данных МК, используемый для хранения промежуточных результатов, как правило, на порядок меньше требуемого объема памяти программ. В этих условиях использование единого адресного пространства приводило к увеличению формата команд за счет увеличения числа разрядов для адресации операндов. Применение отдельной небольшой по объему памяти данных способствовало сокращению длины команд и ускорению поиска информации в памяти данных.

Кроме того, гарвардская архитектура обеспечивает потенциально более высокую скорость выполнения программы по сравнению с фон-неймановской за счет возможности реализации параллельных операций. Выборка следующей команды может происходить одновременно с выполнением предыдущей, и нет необходимости останавливать процессор на время выборки команды. Этот метод реализации операций позволяет обеспечивать выполнение различных команд за одинаковое число тактов, что дает возможность более просто определить время выполнения циклов и критичных участков программы.

Большинство производителей современных МК используют гарвардскую архитектуру. Однако гарвардская архитектура является недостаточно гибкой для реализации некоторых программных процедур. Поэтому сравнение МК, выполненных по разным архитектурам, следует проводить применительно к конкретному приложению.

### 2.2.2 *RISC*- и *CISC*-архитектуры микропроцессоров

При разработке программного обеспечения контроллеров используются соответствующие системы команд. Поначалу процессоры имели системы команд, сформированные их разработчиками на основе анализа задач той проблемной ориентации, для решения которых создавался МК. Критерием оптимизации предлагаемой системы команд была минимизация длины программ для решения требуемых задач. Это наиболее способствовало формированию концепции процессоров с сокращенным набором команд, так называемых *RISC*-процессоров.

В процессорах с *RISC*-архитектурой набор исполняемых команд сокращен до минимума. Для реализации более сложных операций приходится комбинировать команды. При этом все команды имеют формат фиксированной длины (например, 12, 14 или 16 бит), выборка команды из памяти и ее исполнение осуществляются за один цикл (такт) синхронизации. Система команд *RISC*-процессора предполагает возможность равноправного использования всех регистров процессора. Это обеспечивает дополнительную гибкость при выполнении ряда операций.

*CISC*-процессоры выполняют большой набор команд с развитыми возможностями адресации, давая разработчику возможность выбрать наиболее подходящую команду для выполнения необходимой операции. Процессор с *CISC*-архитектурой может иметь однобайтовый, двухбайтовый и трехбайтовый (редко четырехбайтовый) формат команд. При этом система команд, как правило, неортогональна, то есть не все команды могут использовать любой из способов адресации применительно к любому из регистров процессора. Выборка команды на исполнение осуществ-

вляется побайтно в течение нескольких циклов работы МК. Время выполнения команды может составлять от 1 до 12 циклов.

Очевидно, что *RISC*-процессоры эффективны в тех областях применения, в которых можно продуктивно использовать структурные способы уменьшения времени доступа к оперативной памяти. Если программа генерирует произвольные последовательности адресов обращения к памяти и каждая единица данных используется только для выполнения одной команды, то фактически производительность процессора определяется временем обращения к основной памяти. В этом случае использование сокращенного набора команд только ухудшает эффективность, так как требует пересылки операндов между памятью и регистром вместо выполнения команды «память – память».

### 2.3. Запоминающие устройства

Увеличение быстродействия микропроцессоров повышает требования к пропускным способностям остальных подсистем компьютера и, прежде всего, к быстродействию подсистемы памяти.

Память может быть реализована на основе использования разных физических принципов хранения информации: логических схем (триггеров), магнитных материалов, регистров, микросхем статической памяти, микросхем динамической памяти и других видов памяти.

Идеальная память должна обеспечивать процессор командами и данными так, чтобы не вызывать простоев процессора в ожидании запрошенных из памяти данных. При этом память должна иметь большую емкость.

В настоящее время наиболее распространенными являются энергозависимые, теряющие хранимую информацию при снятии питания статические и динамические микросхемы памяти. Статические микросхемы памяти запоминают биты данных в триггерах, что требует 4–6 транзисторов для хранения бита. Динамическая память использует для запоминания бита информации состояние конденсатора «заряжен – не заряжен». Так как при этом необходим только электронный ключ для управления разрядом и зарядом конденсатора, объем оборудования для хранения бита в четыре раза меньше, чем в статической памяти. Однако динамическая память, в отличие от статической, требует регенерации, предотвращающей потерю информации из-за разряда конденсатора током утечки. Регенерация заключается в считывании состояния заряда конденсатора и восстановлении этого состояния посредством последующей записи. Регенерация требует дополнительного времени в цикле обращения к памяти, что снижает ее пропускную способность.

### 2.3.1. Динамическая память

На сегодняшний день применяются несколько видов динамической памяти: *DRAM*, *SDRAM*, *DDR SDRAM* и *DDR II SDRAM*.

Микросхемы памяти *DRAM* (*Dynamic Random Access Memory*) организованы как матрицы, ячейки памяти которых адресуются номером строки и номером столбца. Для доступа к ячейке на адресные входы микросхемы должен быть подан адрес ячейки, а затем стробирующие импульсы *RAS* (*Row Address Strobe*) и *CAS* (*Column Address Strobe*), соответственно стробирующие адрес строки и адрес столбца.

Цикл обращения для чтения памяти *DRAM* начинается с активизации строки в матрице путем выдачи адреса строки и столбца *RAS*. Затем по выдаче адреса столбца и строба *CAS* выполняется активация адресуемой ячейки памяти, содержащей нужные данные. После проверки правильности каждого элемента данные передаются в процессор. Затем столбец деактивируется и осуществляется подготовка к следующему циклу. Это приводит к ожиданию процессором завершения цикла памяти, поскольку во время деактивизации столбца ничего не происходит. Выходной буфер данных блокируется или до начала следующего цикла, инициируемого выдачей адреса очередного столбца строки и столбца *CAS*, или до запроса новой строки данных.

Данная динамическая память является асинхронной, потому что моменты появления данных из памяти на системной шине не синхронизированы с фронтами тактовых импульсов. Данные, поступающие на шину сразу после фронта тактового импульса, будут восприняты только при следующем тактовом импульсе.

Более быстродействующей памятью является синхронная динамическая память *SDRAM* (*Synchronous DRAM*).

Основной особенностью *SDRAM* является синхронизация всех ее операций с тактовыми сигналами процессора. Это упрощает реализацию интерфейсов управления и уменьшает время обращения к столбцу матрицы. *SDRAM* содержит внутренний пакетный счетчик, который может использоваться для инкрементного увеличения адреса столбца в режиме пакетного обращения. Это позволяет инициировать новое обращение к памяти *SDRAM* до завершения предыдущего.

Дальнейшим развитием динамической памяти является *SDRAM-II*. Другое название этой памяти – *DDR SDRAM* (*Double Data Rate SDRAM*) – память с удвоенной скоростью передачи данных. Операции чтения и записи для такой памяти выполняются дважды за такт – по переднему и заднему фронтам тактового импульса.

Пропускная способность *SDRAM-II* составляет 1,6 Гбайт/с при тактовой частоте шины 100 МГц. Для обозначения этой памяти используется также аббревиатура *DDR200*, отражающая тот факт, что эффективная

частота работы памяти составляет 200 МГц. Аналогично для тактовых частот 133 МГц, 166 МГц и 200 МГц применяются соответственно памяти *DDR266*, *DDR333* и *DDR400*. Для того чтобы показать пропускную способность (Мбайт/с) приведенных ранее модулей памяти, их обозначают также *PC1600 (DDR200)*, *PC2100 (DDR266)*, *PC2700 (DDR333)* и *PC3200 (DDR400)*.

Последним типом динамической памяти является *DDR-II*, эта память производит в пакетном режиме 4 доступа за такт.

### 2.3.2. Статическая память

Статическая память – *SRAM (Static Random Access Memory)* – имеет время выборки данных 15–20 нс и используется, как правило, для построения кеш-памяти.

В простейших организациях кеш-памяти применяется асинхронный режим работы, при котором процессор посылает адрес в кеш-память, кеш производит поиск адреса и передает требуемые данные. Синхронный кеш буферизует поступающие адреса. В течение первого такта *SRAM* запоминает запрашиваемый адрес в регистре, во время второго такта извлекает и пересылает данные. Поскольку адрес данных хранится в регистре, синхронная статическая память *SRAM* может получать следующий адрес, пока процессор принимает данные предыдущего запроса. Последовательные элементы данных синхронная *SRAM* может объединять в «пакеты», не принимая и не дешифрируя дополнительные адреса от процессора. Время доступа для такой памяти уменьшается на 15–20 % по сравнению с асинхронной и составляет около 10 нс.

Для снижения времени выполнения групповых операций чтения-записи используется конвейерный режим обмена пакетами данных. Память, поддерживающая такой режим, получила название конвейеризированной пакетной (*Pipelined Burst SRAM*). Конвейеризация заключается в добавлении выходного буфера, в который помещаются прочитанные из ячеек памяти данные. Последовательные обращения по чтению из памяти осуществляются быстрее, без задержек на обращение к матрице памяти для получения следующего элемента данных.

### 2.4. Постоянная память

Очень часто в различных применениях требуется хранение информации, которая не изменяется в процессе эксплуатации устройства. Это такая информация, как программы в микроконтроллерах, начальные



загрузчики и *BIOS* в компьютерах, таблицы коэффициентов цифровых фильтров в сигнальных процессорах.

При производстве масочных ПЗУ (*ROM* – обозначение на схемах) запись информации осуществляется при помощи последней операции производства микросхемы – металлизации.

Программирование масочного ПЗУ производится на заводе-изготовителе, что очень неудобно для мелких и средних серий производства, не говоря уже о стадии разработки устройства. Естественно, что для крупносерийного производства масочные ПЗУ являются самым дешевым видом ПЗУ, и поэтому широко применяются в настоящее время.

ПЗУ масочного типа обеспечивают высокую надежность хранения информации по причине программирования в заводских условиях с последующим контролем результата.

Для мелких и средних серий производства радиоаппаратуры были разработаны микросхемы, которые можно программировать в специальных устройствах – программаторах. В этих микросхемах постоянное соединение проводников в запоминающей матрице заменяется плавкими перемычками, изготовленными из поликристаллического кремния. При производстве микросхемы изготавливаются все перемычки, что эквивалентно записи во все ячейки памяти логических единиц. В процессе программирования на выходы питания и выходы микросхемы подается повышенное питание. При этом если на выход микросхемы подается напряжение питания (логическая единица), то через перемычку ток протекать не будет и перемычка останется неповрежденной. Если же на выход микросхемы подать низкий уровень напряжения (присоединить к корпусу), то через перемычку будет протекать ток, который испарит эту перемычку и при последующем считывании информации из этой ячейки будет считываться логический ноль.

Такие микросхемы называются программируемыми ПЗУ (ППЗУ). На принципиальных схемах они обозначаются как *PROM*.

ППЗУ оказались очень удобны при мелкосерийном и среднесерийном производстве. Однако при разработке радиоэлектронных устройств часто приходится менять записываемую в ПЗУ программу. ППЗУ при этом невозможно использовать повторно, поэтому раз записанное ПЗУ при ошибочной или промежуточной программе приходится выкидывать, что, естественно, повышает стоимость разработки аппаратуры. Для устранения этого недостатка был разработан еще один вид ПЗУ, который мог бы стираться и программироваться заново.

*ПЗУ с ультрафиолетовым стиранием (EPROM)* строится на основе запоминающей матрицы, выполненной на ячейках памяти, которые представляют собой МОП транзистор, в котором затвор выполняется из поликристаллического кремния. Затем в процессе изготовления микросхемы затвор окисляется, и в результате он будет окружен оксидом кремния –

диэлектриком с прекрасными изолирующими свойствами. В описанной ячейке при полностью стертом ПЗУ заряда в плавающем затворе нет, поэтому транзистор ток не проводит. При программировании микросхемы на второй затвор, находящийся над плавающим затвором, подается высокое напряжение и в плавающий затвор за счет туннельного эффекта индуцируются заряды. После снятия программирующего напряжения на плавающем затворе индуцированный заряд остается и, следовательно, транзистор остается в проводящем состоянии. Заряд на плавающем затворе может храниться десятки лет.

При облучении микросхемы изолирующие свойства оксида кремния теряются, накопленный заряд из плавающего затвора стекает в объем полупроводника и транзистор запоминающей ячейки переходит в закрытое состояние. Время стирания микросхемы колеблется в пределах 10–30 минут.

Количество циклов записи-стирания микросхем находится в диапазоне от 10 до 100 раз, после чего микросхема выходит из строя. Это связано с разрушающим воздействием ультрафиолетового излучения.

Высокая стоимость корпусов с кварцевым окошком, а также малое количество циклов записи-стирания привели к поиску способов стирания информации из ППЗУ с помощью электричества. В качестве запоминающей ячейки в них используются такие же ячейки, как и в *EPROM*, но они стираются электрическим потенциалом, поэтому количество циклов записи-стирания для этих микросхем достигает 1 000 000 раз. Время стирания ячейки памяти в таких микросхемах уменьшается до 10 мс. Схема управления для таких микросхем получилась сложная, поэтому наметилось два направления развития этих микросхем: *EEPROM* и *FLASHROM*.

Электрически стираемые *EEPROM* дороже и меньше по объему, но зато позволяют перезаписывать каждую ячейку памяти отдельно. В результате эти микросхемы обладают максимальным количеством циклов записи-стирания. Область применения электрически стираемых ПЗУ – хранение данных, которые не должны стираться при выключении питания.

Несмотря на очевидные преимущества *EEPROM*, только в редких моделях МК такая память используется для хранения программ. Связано это с тем, что, во-первых, *EEPROM* имеют ограниченный объем памяти. Во-вторых, почти одновременно с *EEPROM* появились *FLASHROM*, которые при сходных потребительских характеристиках имеют более низкую стоимость.

Функционально *FLASH*-память мало отличается от *EEPROM*. Основное различие состоит в способе стирания записанной информации. В памяти *EEPROM* стирание производится отдельно для каждой ячейки, а во *FLASH*-памяти стереть можно только целыми блоками. Если необходимо изменить содержимое одной ячейки *FLASH*-памяти, потребуется перепрограммировать весь блок. Упрощение декодирующих схем по сравнению

с *EEPROM* привело к тому, что МК с *FLASH*-памятью становятся конкурентоспособными по отношению не только к МК с однократно программируемыми ПЗУ, но и с масочными ПЗУ.

Несмотря на существующую тенденцию по переходу к закрытой архитектуре МК, в некоторых случаях возникает необходимость подключения дополнительной внешней памяти (как памяти программ, так и данных).

Если МК содержит специальные аппаратные средства для подключения внешней памяти, то эта операция производится штатным способом (как для МП).

Второй, более универсальный, способ заключается в том, чтобы использовать порты ввода-вывода для подключения внешней памяти и реализовать обращение к памяти программными средствами. Такой способ позволяет задействовать простые устройства ввода/вывода без реализации сложных шинных интерфейсов, однако приводит к снижению быстродействия системы при обращении к внешней памяти.

## 2.5. Порты ввода-вывода

Вводом-выводом (ВВ) называется передача данных между процессорным ядром, включающим в себя микропроцессор и основную память, и внешними устройствами (ВУ). Это единственное средство взаимодействия контроллера с «внешним миром», и архитектура ВВ (режимы работы, форматы команд, особенности прерываний, скорость обмена и др.) непосредственно влияет на эффективность всей системы. За время эволюции контроллеров подсистема ВВ претерпела наибольшие изменения благодаря расширению сферы применения контроллеров и появлению новых внешних устройств. Особенно важную роль средства ВВ играют в управляющих контроллерах. Разработка программного обеспечения и аппаратных средств ВВ является наиболее сложным этапом проектирования новых систем на базе контроллеров, а возможности ВВ серийных машин представляют собой один из важных параметров, определяющих выбор машины для конкретного применения.

Подключение внешних устройств к системной шине осуществляется при помощи электронных схем, называемых контроллерами ВВ (интерфейсами ВВ). Они согласуют уровни сигналов, а также преобразуют машинные данные в формат, необходимый устройству, и наоборот. Обычно контроллеры ВВ конструктивно оформляются вместе с процессором в виде интерфейсных плат.

В процессе ввода-вывода передается информация двух видов: управляющие данные (слова) и собственно данные, или данные-сообщения. Управляющие данные от процессора, называемые также командными

словами или приказами, инициируют действия, не связанные непосредственно с передачей данных, например запуск устройства, запрещение прерываний и т.п. Управляющие данные от внешних устройств называются словами состояния; они содержат информацию об определенных признаках, например о готовности устройства к передаче данных, о наличии ошибок при обмене и т.п. Состояние обычно представляется в декодированной форме – один бит для каждого признака.

Существуют два способа передачи слов информации по линиям данных: параллельный, когда одновременно пересылаются все биты слова, и последовательный, когда биты слова пересылаются поочередно, начиная, например, с его младшего разряда.

## 2.6. Языки программирования микроконтроллеров

Программирование микроконтроллеров может осуществляться на различных языках программирования. Изначально программирование осуществлялось на языках низкого уровня (ассемблер, фортран и т.д.). На данный момент эти языки применяются только для программирования микроконтроллеров низкого уровня, используемых в схемах различных приборов и не использующих в своей работе обработку больших массивов данных.

Для программирования современных микроконтроллеров, применяемых для автоматизации технологических процессов, используются специализированные программы, предназначенные для упрощения создания программ работы контроллера (*S7 step*, *Unity Pro* и т.д.). В таких средствах разработки программ используются различные наборы языков программирования. В качестве основных языков программирования используются: язык функциональных блоков (*FBD*), язык лестничных диаграмм (*LD*), язык последовательных функциональных схем (*SFC*) и структурный текст (*ST*).

### 2.6.1. Язык функциональных блоков

Язык *FBD* используется для графического программирования функциональных блоков в соответствии с *IEC 61131-3*. Пример программы на языке *FBD* представлен на рис. 2.5.

Объекты языка программирования *FBD* (*Function Block Diagram*) помогают делить секцию на несколько:

- *EF* и *EFB* (элементарных функций и элементарных функциональных блоков);
- *DFB* (пользовательских функциональных блоков);

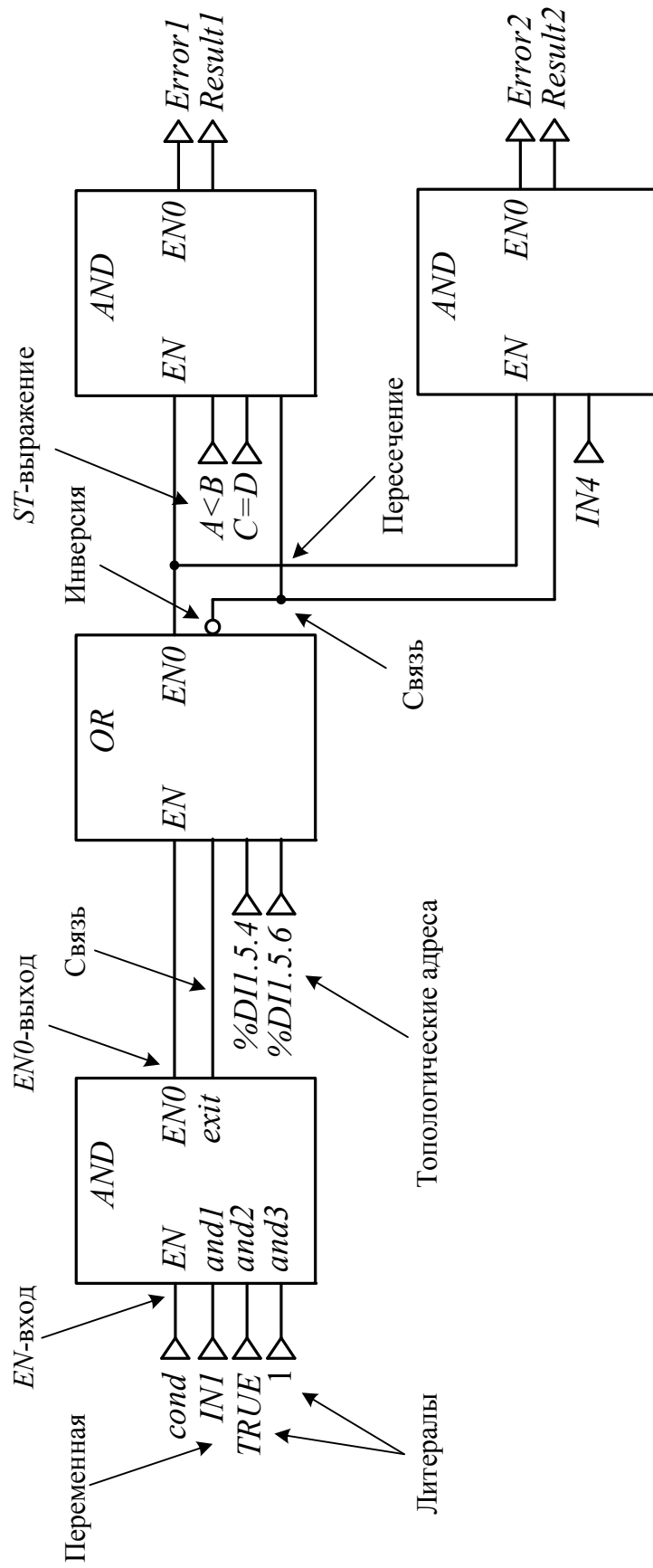


Рис. 2.5. Программа на языке FBD

– процедур и управляющих элементов.

Эти объекты, объединенные под именем *FFB*, могут быть связаны друг с другом при помощи связей или фактических параметров.

Последовательность выполнения определяется положением блока *FFB* в пределах секции (выполнение слева направо и сверху вниз). Если блоки *FFB* связаны графически, последовательность выполнения определяется сигнальным потоком или при помощи входов и выходов *EN* и *EN0*.

Связи не могут использоваться для создания петель, так как последовательность выполнения в этом случае не может быть точно определена. Петли должны создаваться с использованием переменных.

## 2.6.2. Язык лестничных диаграмм

Язык лестничных диаграмм (*LD*) применяется для создания программ, основанных на логическом состоянии дискретных элементов, например дискретных входов.

Структура секции *LD* соответствует ступени для релейного переключения. Левая шина питания расположена в левой части редактора *LD*. При программировании на языке *LD*, так же, как в ступени, выполняются только объекты *LD*, которые связаны с источником питания, т.е. соединенные с левой шиной питания. Правая шина питания соответствует нейтрали. Однако все катушки и выходы *FFB* связаны с ней прямо или косвенно, и это создает поток питания.

Группа объектов, которые соединены вместе один под другим и не имеют связей с другими объектами (исключая шину питания), называется сетью или ступенью.

На рис. 2.6 приведен пример программы генератора импульсов на языке *LD*.

Объекты языка программирования *LD* помогают разбить секцию на некоторое количество:

- контактов и катушек;
- *EF* и *EFB* (элементарных функций и элементарных функциональных блоков);
- *DFB* (пользовательских функциональных блоков);
- процедур, управляющих элементов и блоков действия и сравнения, которые представляют дополнение к IEC 61131-3.

Эти объекты могут быть соединены друг с другом посредством связей или фактических параметров.

Последовательность выполнения отдельных объектов в секции *LD* определяется потоком данных в секции. Сети, соединенные с левой шиной питания, выполняются сверху вниз (связь с левой шиной питания). Сети,

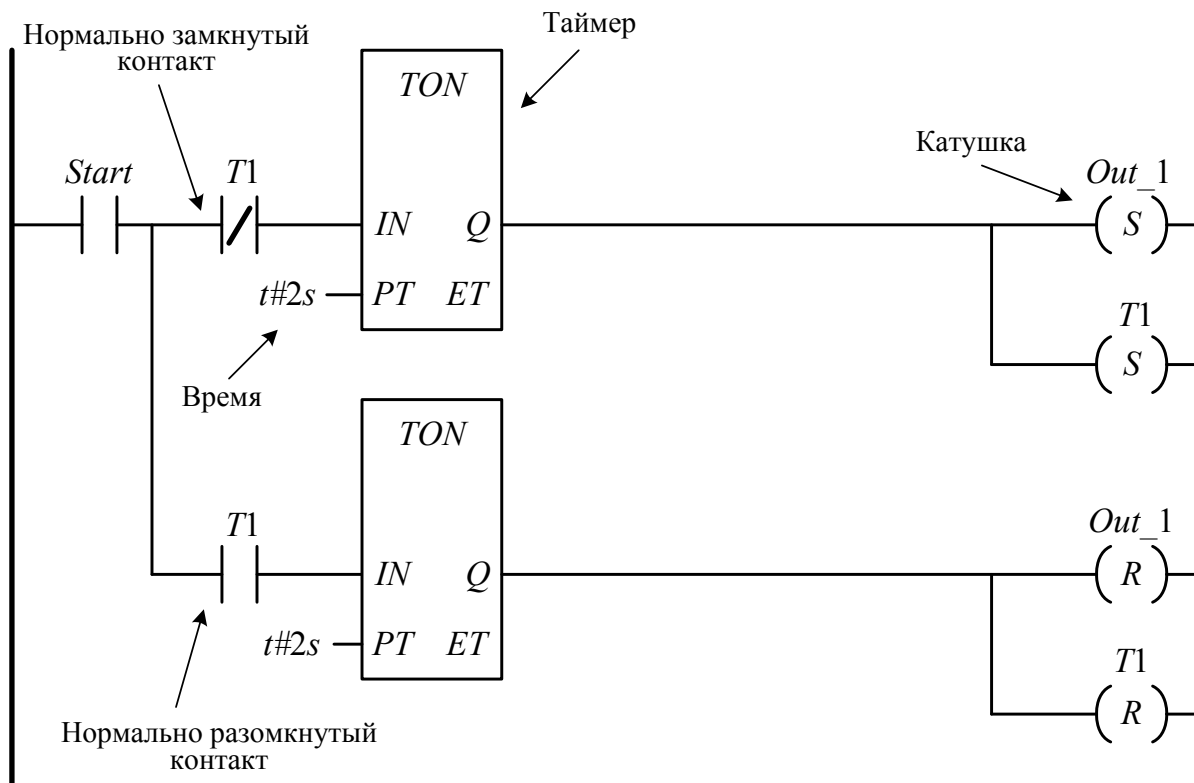


Рис. 2.6. Программа на языке *LD*

которые не зависят друг от друга, выполняются в соответствии с положением (сверху вниз).

### 2.6.3. Язык последовательных функциональных схем

Данный язык применяется для создания последовательности шагов, выполняемых друг за другом при соблюдении некоторых условий. Данный язык можно сравнить с блок-схемами алгоритмов.

На каждом шаге происходит выполнение каких-либо действий, и при их завершении совершается переход к следующему шагу.

Этот язык позволяет легко реализовать последовательность действий, которые выполняются друг за другом, например, при работе станка, который сверлит отверстия и нарезает в них резьбу. В этом случае просматривается определенное количество шагов (выбрать сверло, включить вращение сверла, произвести перемещение патрона в прямом направлении на определенное расстояние, произвести перемещение патрона в обратном направлении в первоначальное состояние, остановить вращение патрона, сменить сверло на «мечик», включить вращение патрона, произвести перемещение патрона в прямом направлении на определенное расстояние, остановить вращение, включить вращение

патрона в обратном направлении и произвести перемещение патрона в обратном направлении в первоначальное состояние).

На рис. 2.7 приведен пример программы на языке *SFC*.

Последовательное управление создается из секций *SFC*, секций переходов и секций действий.

Эти секции *SFC* разрешены только в управляющей задаче проекта. Они не могут использоваться в других секциях или *FBD*.

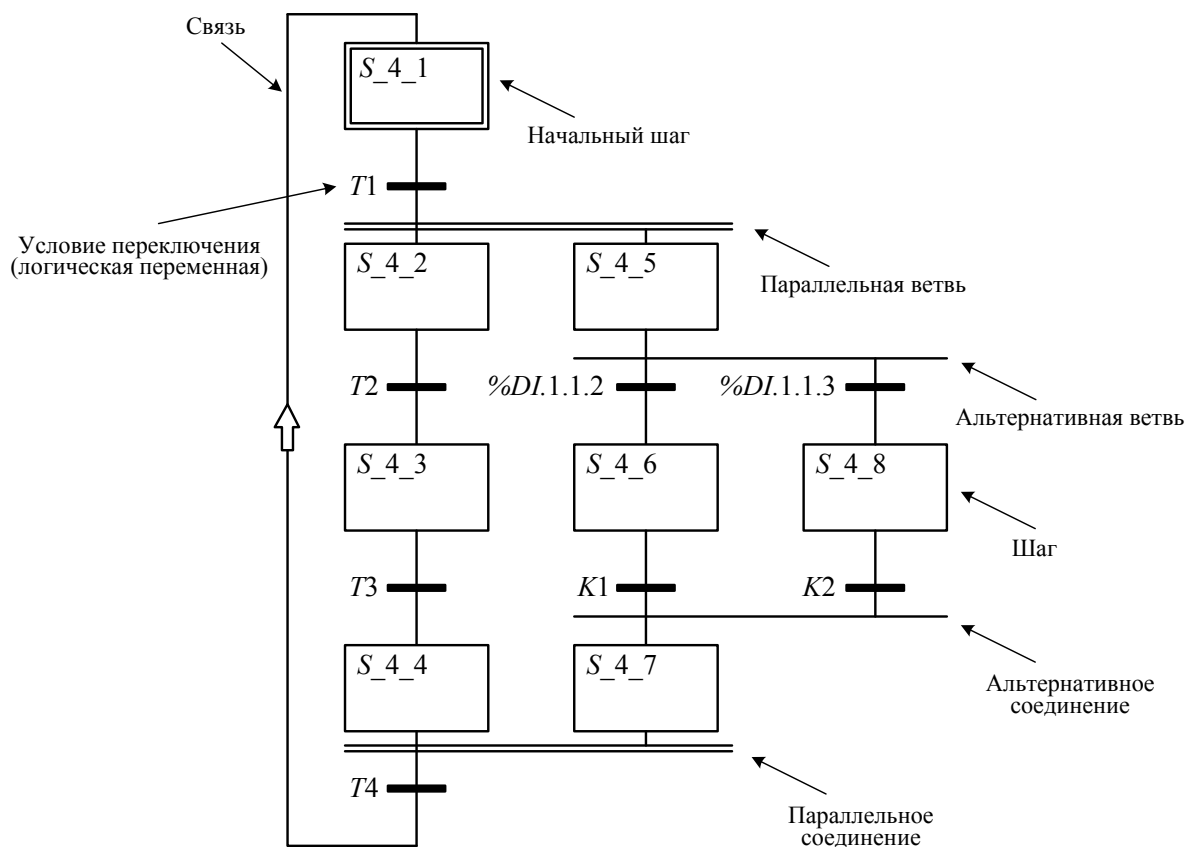


Рис. 2.7. Программа на языке *SFC*

Секция *SFC* – это «автомат состояний», т.е. статус создается активным шагом, переключение происходит по переключению или изменению. Шаги и переключения связаны друг с другом через прямые связи. Два шага не могут быть связаны прямо и всегда должны быть разделены переключением. Процессы по активным состояниям сигналов находятся среди прямых связей и запускаются изменением переключения. Направление цепного процесса следует за прямыми связями и выполняется от конца предшествующего шага к верхней стороне следующего шага. Ветви выполняются слева направо.

Каждый шаг содержит нуль или более действий. Условие переключения необходимо для каждого переключения.



Последнее переключение в цепи всегда связано с другим шагом в цепи (через графическую связь или символ перехода), так что создается замкнутый контур. Поэтому строки шагов выполняются циклически.

Альтернативная ветвь предлагает возможность программировать ветви в зависимости от управляющего потока структуры *SFC*.

Для альтернативных ветвей за шагом под горизонтальной линией следует столько переключений, сколько есть различных процессов.

Для параллельных ветвей изменение одного переключения ведет к параллельному активированию более одного шага (ветвей). Выполнение производится слева направо. После этой обычной активации отдельные ветви выполняются независимо друг от друга.

Все параллельные ветви группируются, используя параллельное соединение. Переключение, следующее за параллельным соединением, оценивается, когда все непосредственно предшествующие шаги параллельного соединения были установлены.

#### **2.6.4. Структурный текст**

В качестве структурного текста при программировании контроллеров используются различные языки высокого уровня. В большинстве случаев производители отдают предпочтение языку *Pascal* или *C++*.

Структурный текст применяется для создания программ, в которых имеется большое количество математических выражений.

Рассмотренный ранее пример генератора импульсов мы реализовали на языке *LD*, но генератор синусоидального сигнала на *LD* создать уже невозможно.

### ГЛАВА 3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Преобразовательные устройства служат для преобразования переменного напряжения (тока) в постоянное, постоянного напряжения (тока) в переменное, переменного напряжения (тока) одной частоты в переменное напряжение (ток) другой частоты, низкого постоянного напряжения в высокое постоянное напряжение и т.д. В преобразовательных устройствах используются средства, осуществляющие фильтрацию и стабилизацию тока и напряжения. Основными характеристиками преобразовательных устройств являются коэффициент полезного действия, коэффициент мощности и другие энергетические характеристики.

Преимущества полупроводниковых преобразовательных устройств по сравнению с другими преобразователями неоспоримы: они обладают высокими регулировочными характеристиками и энергетическими показателями, имеют малые габариты и массу, просты и надежны в эксплуатации. Кроме преобразования и регулирования тока и напряжения, такие установки обеспечивают бесконтактную коммутацию токов в силовых цепях.

Благодаря указанным преимуществам полупроводниковые преобразовательные устройства получают широкое применение в различных отраслях промышленности.

В настоящее время силовые полупроводниковые преобразовательные устройства широко используют в цветной металлургии и химической промышленности, на железнодорожном и городском электротранспорте, для питания контактных сетей горнорудного и других видов промышленного транспорта; в черной металлургии, энергетике, станкостроении; в различных отраслях промышленности для электроприводов кранов и экскаваторов, возбуждения электрических машин, зарядки аккумуляторов, питания гальванических ванн; в сварочных аппаратах, агрегатах бесперебойного питания, устройствах электротермии; в качестве бесконтактной коммутирующей и регулирующей аппаратуры и т.п.

Преобразователи электрической энергии делятся:

- а) на выпрямители, преобразующие мощность переменного тока в мощность постоянного тока;
- б) инверторы, преобразующие мощность постоянного тока в мощность переменного тока;
- в) преобразователи частоты, преобразующие мощность переменного тока одной частоты в мощность переменного тока другой частоты;
- г) преобразователи формы кривой, преобразующие, например, постоянный или переменный ток в короткие импульсы;
- д) преобразователи числа фаз, преобразующие мощность переменного тока с одним числом фаз в мощность переменного тока с другим числом фаз.

Следует отметить, что некоторые виды преобразователей, например преобразователи частоты и числа фаз, применяются в сочетании с другими преобразователями; при этом изменяется еще и величина напряжения переменного тока.

Совершенствование силовых полупроводниковых приборов и оптимальное сочетание их параметров с режимами преобразователя при его проектировании способствуют разработке преобразовательных устройств с высокими технико-экономическими показателями.

### 3.1. Элементная база преобразовательной техники

Все преобразователи, в соответствии с принципиальной схемой, выполняются на силовых полупроводниковых вентилях: неуправляемых (диодах) и управляемых (тиристорах, транзисторах). Управляемые вентили подразделяются на два класса: с неполным управлением и с полным управлением.

#### 3.1.1. Вентили с неполным управлением

Вентили с неполным управлением характеризуются тем, что переход их из состояния «выключено» в состояние «включено» возможен даже при кратковременном воздействии маломощным сигналом по цепи управления при наличии на вентиле прямого напряжения, т.е. напряжения такой полярности, при которой он может пропускать ток через себя. Переход вентиля из состояния «включено» в состояние «выключено», т.е. запираание вентиля и прекращение протекания через него прямого тока, возможен только при смене полярности напряжения на вентиле (обратное напряжение) по силовой цепи. Таким образом, неполная управляемость означает, что вентиль можно включить воздействием по цепи управления, но невозможно выключить воздействием по управлению, а требуется сменить полярность напряжения на вентиле на обратную.

Главные представители вентилях с неполным управлением:

– *тиристоры* – четырехслойные  $p-n-p-n$ -полупроводниковые приборы с анодом А (крайняя  $p$ -область), катодом К (крайняя  $n$ -область) и управляющим электродом (УЭ) (внутренняя область);

– *симисторы* – пятислойные  $p-n-p-n-p$ -полупроводниковые приборы, которые можно представить в виде комбинации двух встречно-параллельно включенных четырехслойных (тиристорных)  $p-n-p-n$ -структур. На рис. 3.1 приведены обозначения тиристора (а) и симистора (б) и их вольтамперные характеристики (ВАХ).

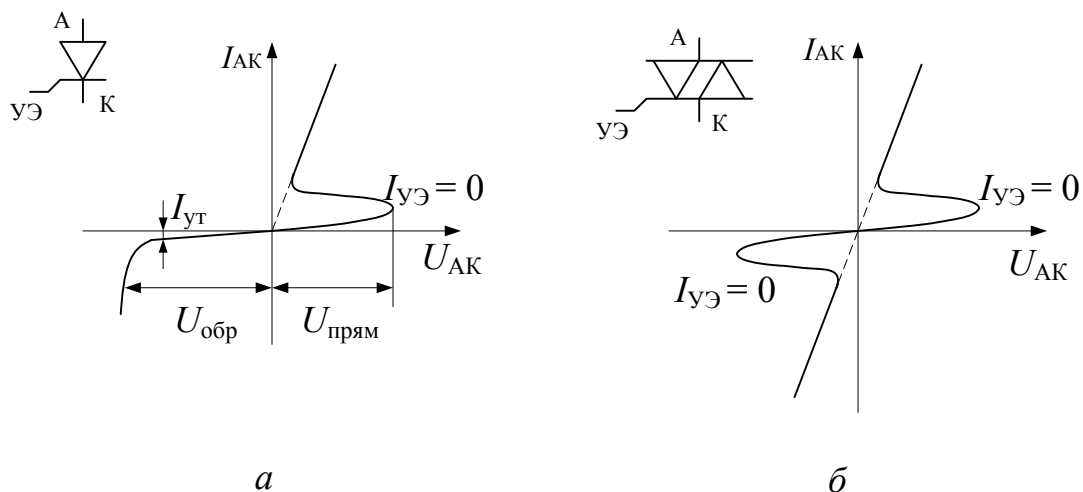


Рис. 3.1. Условные обозначения и вольтамперные характеристики вентиля с неполным управлением

Основными параметрами тиристоров, определяющими возможности их использования в схемах преобразователей, являются:

1. **Среднее значение анодного тока тиристора  $I_A$** , по которому он маркируется заводом-изготовителем исходя из уровня допустимых потерь активной мощности (выделения тепла) в вентиле при прохождении прямого тока. Испытательный ток вентиля при их производстве имеет вид полуволны синусоиды в каждом периоде сетевого напряжения (50 Гц). При этом коэффициент амплитуды такого тока  $K_a = \pi$  (отношение амплитуды тока к среднему значению), коэффициент формы  $K_\phi = \pi/2$  (отношение действующего значения тока к среднему). Тиристоры выпускаются на средний ток от одного до нескольких тысяч ампер.

2. **Ток удержания  $I_{уд}$**  – минимальное значение прямого тока тиристора в отсутствие управления, когда тиристор еще остается проводящим. При  $I_A > I_{уд}$  тиристор переходит в закрытое состояние.

3. **Максимально допустимые прямое  $U_{пр.мах}$  и обратное  $U_{обр.мах}$  напряжения**, которые тиристор должен выдерживать без пробоя. Тиристоры маркируются в виде класса вентиля по напряжению (от 1-го до 60-го класса), умножение которого на 100 определяет его максимально допустимое значение.

4. **Время восстановления управляющих свойств тиристора  $t_v$** . Определяется как минимально необходимая продолжительность приложения к нему обратного напряжения (при его выключении) после прохождения прямого тока. В течение этого времени тиристор восстанавливает свои запирающие свойства, и к нему снова можно приложить максимальное прямое напряжение. Современные тиристоры имеют время восстановления примерно от десяти (высокочастотные тиристоры) до двухсот микросекунд (низкочастотные тиристоры).

5. **Заряд восстановления тиристора  $Q_B$**  – полный заряд (накопленный в венти́ле при прохождении прямого тока), вытекающий из вентиля при переходе его из состояния проводимости прямого тока в состояние, когда появляется на венти́ле обратное напряжение.

6. **Амплитуда обратного тока вентиля  $I_{b.\max}$** , обусловленного выводом заряда восстановления  $Q_B$  из него в момент спада до нуля прямого тока (при выключении) с определенной скоростью  $di/dt$ :

$$I_{b.\max} = \sqrt{2Q_B \left( -\frac{di}{dt} \right)}.$$

7. **Предельная скорость нарастания прямого напряжения на венти́ле  $du_{пр}/dt$** , при превышении которой возможно включение его в прямом направлении даже при отсутствии управления из-за появления сигнала-помехи в цепи управляющего электрода, «просачивающегося» через паразитную емкость между ним и анодом тиристора. Обычно эта скорость для различных типов тиристоров находится в диапазоне 100...1000 В/мкс.

8. **Предельная скорость нарастания прямого тока тиристора  $di_{пр}/dt$** , при его включении связанная с его неоднородным распределением по площади  $p$ - $n$ -перехода тиристора, что может привести к локальному повреждению (прожиганию)  $p$ - $n$ -перехода. Обычно эта скорость находится в диапазоне от нескольких десятков до нескольких сотен ампер в микросекунду.

9. **Предельная частота импульсов прямого тока вентиля  $f_{пр}$** , до которой венти́ль может работать без снижения допустимого среднего значения анодного тока. Для низкочастотных тиристоров и диодов эта величина равна 400 Гц, для высокочастотных – до 10...20 кГц.

10. **Время включения  $t_{вкл}$  и время выключения  $t_{выкл}$**  полупроводникового вентиля. Характеризуют соответственно время перехода вентиля из выключенного состояния во включенное и из включенного состояния в выключенное.

11. **Параметры сигнала управления** в цепи управляющего электрода тиристора, обеспечивающие его надежное включение: напряжение управления  $U_{yэ}$  (несколько вольт), ток управления  $I_{yэ}$  (доли ампера), скорость нарастания тока управления  $dI_{yэ}/dt$  (1–2 А/мкс), минимальная длительность импульса управления (20...100 мкс). При этом мощность сигнала управления в тысячи раз меньше мощности, переключаемой тиристором в анодной цепи.

12. **Напряжение отсечки спрямленной ВАХ вентиля в прямом направлении  $\Delta U_0$**  и его динамическое сопротивление  $R_{дин}$ . Напряжение отсечки для кремниевых вентиля́й примерно равно 1 В, значение динамического сопротивления обратно пропорционально номинальному среднему значению анодного тока вентиля  $I_A$  и меняется в диапазоне от долей Ома для

маломощных тиристоров до тысячных долей для мощных, имея порядок  $1/I_A$  Ом.

Эти параметры определяют потери активной мощности в вентиле при прохождении прямого тока, вызывающие разогрев полупроводниковой структуры.

13. **Тепловое сопротивление вентиля  $R$**  характеризует его способность отводить тепло от места его выделения, т.е.  $p-n$ -перехода, и определяется как отношение перепада температуры между двумя средами  $\Delta T$  на единицу рассеиваемой в вентиле мощности  $\Delta P_v$ , °C/Вт. Значимы прежде всего три тепловых сопротивления вентиля на следующих участках схемы: корпус вентиля –  $p-n$ -переход  $R_{нк}$ ; охладитель –  $p-n$ -переход  $R_{но}$ ; окружающая среда –  $p-n$ -переход  $R_{нс}$ . Разным способам охлаждения вентиля соответствуют разные тепловые сопротивления, с помощью которых определяется предельная мощность потерь в вентиле (предельное среднее значение анодного тока вентиля) исходя из максимально допустимой температуры  $p-n$ -перехода (для кремниевых диодов – 150 °C, для кремниевых тиристоров – 110...120 °C).

14. **Защитный показатель  $\int i^2 dt$**  есть значение временного интеграла от квадрата ударного прямого тока, появляющегося в случае аварии, при превышении которого вентиль разрушается. Поэтому чем больше значение аварийного прямого тока через вентиль, тем меньше его длительность.

### 3.1.2. Вентили с полным управлением

Вентили с полным управлением характеризуются тем, что их можно отпереть и запереть при наличии на них прямого напряжения воздействием только по цепи управления.

Основными представителями вентилях с полным управлением являются запираемые (двухоперационные) тиристоры (в зарубежном обозначении *GTO – Gate Turn Off*) и силовые транзисторы (биполярные, полевые и комбинированные, так называемые биполярные транзисторы с изолированным затвором, обозначаемые *IGBT – Isolated Gate Bipolar Transistor*).

*Запираемые тиристоры.* Запираемые (двухоперационные) тиристоры (ЗТ) отличаются от обычных (однооперационных) тиристоров тем, что их можно запереть подачей короткого, но мощного импульса тока обратной полярности в цепь управляющего электрода. Большая величина этого импульса тока определяется тем, что коэффициент усиления по току при запираии тиристора невысок, обычно не более 4–5. Поэтому для запираемых тиристоров важны не средние значения прямого тока, а максимальные (мгновенные) значения, по которым они и маркируются. Достигнутые предельные параметры запираемых тиристоров за рубежом: по прямому

току – до 2,5 кА, по напряжению – до 6 кВ, по частоте переключения – до 1 кГц, по коэффициенту усиления по току выключения – до 3...5. Условное обозначение *GTO*-тиристора показано на рис. 3.2, *а*.



Рис. 3.2. Условные обозначения вентилей с полным управлением

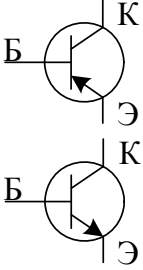
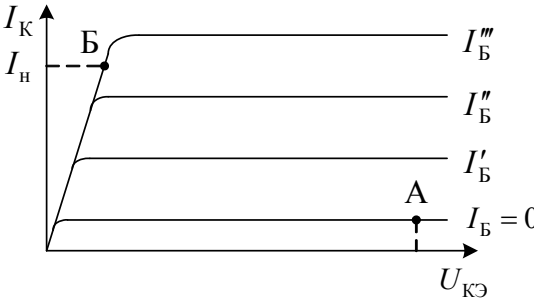
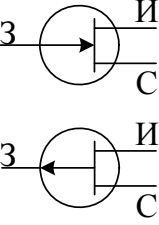
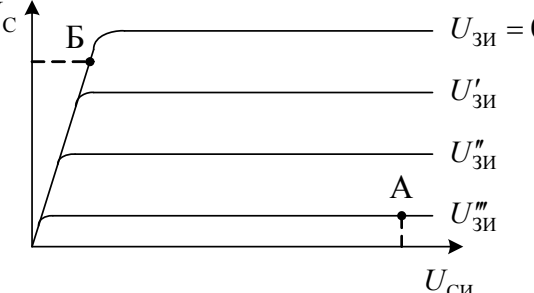
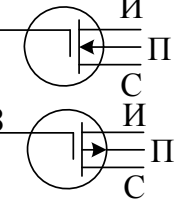
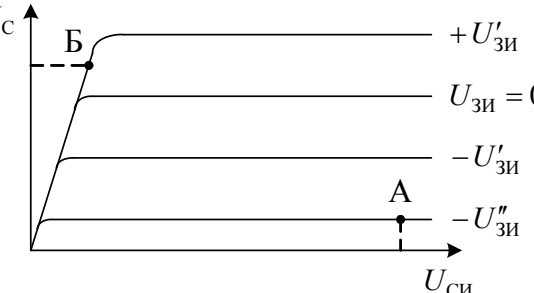
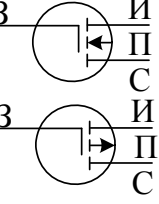
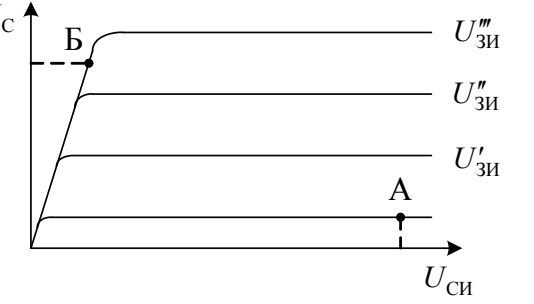
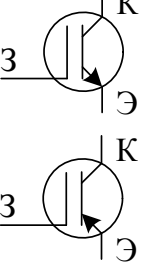
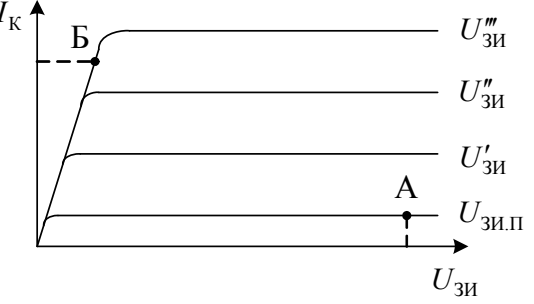
В последние годы *GTO*-тиристоры были модифицированы и создан новый тип прибора – тиристор, коммутируемый по управляющему электроду (*GCT* – *Gate Commutated Thyristor* или *IGCT* – *Integrated Gate Commutated Thyristor*). В нем за счет того, что весь ток включения/выключения коммутируется через управляющий электрод, почти на порядок сокращаются времена коммутации, а значит, и коммутационные потери. Это позволило создать *IGCT*-тиристор на 3 кА, 3,5 кВ. Для него, в отличие от *GTO*-тиристора, не требуется применения снабберов – специальных внешних цепей, формирующих траекторию рабочей точки при выключении тиристора. В простейшем случае снаббер – это конденсатор, ограничивающий скорость нарастания прямого напряжения на тиристоре при его выключении. Последовательно с конденсатором включается небольшое активное сопротивление для ограничения тока конденсатора. Условное обозначение *IGCT*-тиристора показано на рис. 3.2, *б*.

Продолжаются разработки запираемых тиристоров с полевым управлением (без потребления тока) – *MCT* (*MOS Controlled Thyristor*), которые вследствие простоты управления потеснят *GTO*-тиристоры при условии сопоставимости их предельных электрических параметров.

**Транзисторы.** Принципиальным отличием транзисторов от запираемых и обычных тиристоров, включаемых и выключаемых короткими импульсами управления, является то, что для них необходимо наличие сигнала управления в течение всего времени прохождения через транзистор прямого тока. Предельные электрические параметры транзистора, определяющие возможности его применения в устройствах силовой электроники, зависят от типа транзистора.

**Биполярные транзисторы (БПТ)** представляют собой трехслойные полупроводниковые структуры *p-n-p*- и *n-p-n*-типов, в которых имеются два *p-n*-перехода: база – эмиттер и база – коллектор. Условное обозначение и выходные ВАХ биполярного транзистора представлены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Тип транзистора	Обозначение	Выходная ВАХ
<p><b>Биполярный</b>  <i>p-n-p</i>-типа  <i>n-p-n</i>-типа</p>		
<p><b>Полевой (FET)</b>  с <i>p-n</i>-переходом  с каналом:  <i>n</i>-типа  <i>p</i>-типа</p>		
<p><b>Полевой МДП (MOS)-типа</b>  (с изолированным затвором)  со встроенным каналом:  <i>n</i>-типа  <i>p</i>-типа</p>		
<p>с индуцируемым каналом:  <i>n</i>-типа  <i>p</i>-типа</p>		
<p><b>Комбинируемый (IGBT-транзистор)</b>  с каналом:  <i>n</i>-типа  <i>p</i>-типа</p>		



Биполярный транзистор позволяет изменением тока базы  $p$ - $n$ -перехода база – эмиттер, смещенного в прямом направлении, управлять в десятки раз большим током, текущим через выходной переход база – коллектор, смещенным в обратном направлении. Так как обратное напряжение на коллекторном (выходном) переходе может быть также в десятки раз больше прямого напряжения на входном переходе база – эмиттер, в транзисторе получается большое усиление напряжения, а значит, очень большое (в сотни и тысячи раз) усиление мощности.

Эта возможность транзистора при работе в ключевом (как тиристор) режиме позволяет использовать его в устройствах силовой электроники для управления потоками энергии с целью их преобразования. Ключевой режим работы транзистора обеспечивается соответствующим управлением. В закрытом состоянии транзистора ток базы равен нулю (точка А на выходных характеристиках), т.е. ключ разомкнут; при этом пренебрегаем малым неуправляемым током коллектора на нижней ВАХ. В открытом состоянии транзистора ток базы устанавливается не меньше такого уровня  $I_B'''$ , чтобы рабочая точка транзистора с заданной внешней цепью величиной тока нагрузки  $I_n$  была в положении Б (положение насыщения), соответствующем наименьшему напряжению на транзисторе при этом токе, для уменьшения потерь мощности в транзисторе.

Промышленность выпускает силовые биполярные транзисторы на токи до сотен ампер с напряжением в сотни вольт и максимальными частотами переключения до единиц кГц. Основные недостатки биполярных транзисторов связаны с заметными затратами мощности на управление (током по базе) и невысоким быстродействием, определяющим скорость перехода рабочей точки транзистора из положения А в положение Б и обратно.

*Полевые транзисторы.* В отличие от биполярных транзисторов, работающих с двумя типами носителей тока – электронами и дырками, полевые транзисторы используют один (униполярный) тип носителя тока. Проводимость канала между истоком и стоком (определенными аналогами эмиттера и коллектора биполярного транзистора) модулируется с помощью электрического поля, прикладываемого к каналу в поперечном направлении с помощью третьего электрода – затвора (управляющего электрода). Канал может быть двух типов:  $n$ -типа или  $p$ -типа.

Условные обозначения полевых транзисторов с затвором в виде обратно смещенного  $p$ - $n$ -перехода и их выходные вольт-амперные характеристики (для канала  $n$ -типа) приведены в табл. 3.1. Теперь управляющим параметром для выходных характеристик является напряжение на затворе (на входе транзистора), а не ток входа, как у биполярных транзисторов. Входная цепь полевого транзистора очень высокоомная и практически не потребляет ток в статическом режиме, т.е. управление таким транзистором происходит без затраты мощности. Но в динамике (при переключении

транзистора) требуются импульсы тока в цепи управления для быстрого заряда (разряда) входной емкости затвор – сток транзистора. У полевого транзистора с каналом *p*-типа аналогичные свойства и характеристики, только у последнего при включении в схему изменяют полярности напряжений на стоке и затворе (относительно истока) на обратные.

Вторая разновидность полевых транзисторов – транзисторы с изолированным затвором (см. табл. 3.1). В этих транзисторах затвор отделен от канала тонкой диэлектрической пленкой, и поэтому во входной цепи транзистора тока нет. Кроме того, такое отделение затвора от канала позволяет выполнять канал в двух вариантах: в виде встроенного (конструктивного) или в виде индуцированного (наведенного при протекании тока) канала *p*-типа или *n*-типа. За рубежом эти транзисторы носят название *MOSFET*- или *FET-Transistor* (*Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect Transistor*), что соответствует нашему обозначению МОП-транзистор (МДП-транзистор) (металл – окисел – полупроводник), где металл означает электрод затвора, окисел – диэлектрик, отделяющий затвор от полупроводникового канала между истоком и стоком.

Достоинства полевых транзисторов – отсутствие затрат мощности на управление и высокое быстродействие в результате переноса тока в них носителями одного знака (основными носителями), в отличие от биполярных транзисторов, где ток в средней части прибора (базе) переносится медленными (не основными) носителями. Но по предельным значениям выходных напряжения и тока полевые транзисторы заметно уступают биполярным, что определяет их использование в низковольтных устройствах силовой электроники с высокими частотами процессов преобразования электрической энергии.

Комбинированные транзисторы. В последние годы появился комбинированный прибор, конструктивно объединяющий полевой транзистор с изолированным затвором (на входе) и биполярный транзистор (на выходе), названный биполярным транзистором с изолированным затвором (БТИЗ) или транзистором *IGBT* (*Isolated Gate Bipolar Transistor*). Он имеет высокое входное сопротивление и не требует в статике мощности на управление, как полевой транзистор. Параметры выходного напряжения тока у него выше, чем у биполярного транзистора, т.е. значительно выше, чем у полевого (см. табл. 3.1). В настоящее время за рубежом выпускают *IGBT*-транзисторы четвертого поколения с выходными токами до 1200 А и напряжением до 6500 В.

Особенностью транзисторов всех типов по сравнению с другим их «конкурентом» среди вентилях с полным управлением (*GTO*-тиристором) является то, что им на входе необходим сигнал управления на все время протекания тока в выходной цепи прибора. Причем некоторые типы транзисторов, как это видно из их выходных вольт-амперных характеристик (см. табл. 3.1), требуют наличия в цепи управления источника постоянного

напряжения для обеспечения запирающего транзистора в точке А соответствующей (нижней) ВАХ. Для GTO-тиристорov необходимы импульсы управления противоположной полярности в моменты отпирания и запирающего прибора.

Следующим шагом в развитии полупроводниковой элементной базы устройств силовой электроники явилось объединение в одном полупроводниковом кристалле или в одной гибридной конструкции, т.е. модуле, фрагментов и устройств силовой электроники. Это или совокупность нескольких силовых полупроводниковых приборов, объединенных в схему типового устройства (силовая интегральная схема – СИС), или силовой элемент с устройством управления и защиты (*Smart Intelligent* – интеллектуальная схема). Примеры таких модулей рассмотрены в соответствующих разделах.

Силовые полупроводниковые приборы, давшие жизнь новой электротехнической отрасли – полупроводниковой силовой электронике, являются главными элементами в базовых ячейках преобразователей электрической энергии. Для расширения возможностей ячеек преобразователей, улучшения качества преобразования электрической энергии и обеспечения электромагнитной совместимости преобразователей с питающей сетью базовые ячейки снабжаются дополнительными элементами – трансформаторами, реакторами, конденсаторами.

### 3.2. Выпрямители

*Выпрямитель* – это устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения в постоянное.

Основными элементами выпрямителя являются трансформатор и вентили, с помощью которых обеспечивается протекание тока в цепи нагрузки, в результате чего переменное напряжение преобразуется в пульсирующее.

С помощью трансформаторов в выпрямительных устройствах производится преобразование величины входного напряжения, электрическое разделение цепей преобразователя, преобразование числа фаз системы напряжений, питающих выпрямитель.

Режим работы и параметры отдельных элементов выпрямителя, фильтра, регулятора и стабилизатора согласуются с заданными условиями работы потребителя постоянного тока.

В режиме выпрямителя, характеризующемся отдачей мощности в цепь нагрузки, напряжение вторичной обмотки трансформатора и анодный ток вентилей имеют одинаковое направление (это соответствует работе сети переменного тока в качестве генератора электрической энергии), а напря-

жение и ток в цепи нагрузки противоположны по направлению (что соответствует работе сети постоянного тока в качестве потребителя энергии).

В зависимости от числа фаз напряжения питания различают однофазные и трехфазные выпрямители. Независимо от мощности все выпрямители подразделяют на однотактные и двухтактные.

К однотактным относят выпрямители, в которых по вторичным обмоткам трансформатора ток проходит в одном направлении за полный период (полупериод или его часть). Отношение частоты пульсаций выпрямленного напряжения к частоте сети (в дальнейшем обозначается  $m_n$ ) в однотактных выпрямителях равно числу фаз вторичной обмотки трансформатора. В таких схемах кроме простейшего однофазного однополупериодного выпрямителя обязательно имеется вывод средней точки трансформатора. Таким образом, однотактные выпрямители – это выпрямители со средней точкой.

К двухтактным относят выпрямители, в которых в каждой фазе вторичной обмотки трансформатора ток проходит дважды за период в противоположных направлениях. Кратность пульсаций выпрямленного напряжения в подобных схемах в два раза больше числа фаз вторичной обмотки трансформатора. Двухтактные выпрямители называют также мостовыми, в которых ток во вторичной цепи всегда проходит последовательно по двум тиристорам.

Выпрямители могут быть построены на управляемых вентилях (тиристорах) и неуправляемых (диодах). Выходные параметры выпрямителя, диапазон регулирования, условия работы тиристоров (диодов) и трансформатора по току и напряжению существенно зависят от характера реакции нагрузки, определяемого типом нагрузки или первым элементом фильтра. Различают следующие режимы работы выпрямителя:

- а) на активную нагрузку;
- б) активно-индуктивную нагрузку;
- в) противЭДС;
- г) активно-емкостную нагрузку.

Основными характеристиками, определяющими эксплуатационные свойства выпрямителей, являются:

- 1) средние значения выпрямленного напряжения и тока  $U_d, I_d$ ;
- 2) коэффициент полезного действия  $\eta$ ,
- 3) коэффициент мощности  $\chi$ ;
- 4) внешняя характеристика – зависимость напряжения на выходе от тока нагрузки:  $U_d = f(I_d)$ ;
- 5) регулировочная характеристика – зависимость выпрямленного напряжения от угла управления:  $U_{da} = f(\alpha)$ ;
- 6) коэффициент пульсаций – отношение амплитуды данной гармонической составляющей выпрямленного напряжения (тока) к среднему значению выпрямленного напряжения (тока):  $K_{п(q)} = U_{(q)m}/U_d$ .

В дальнейшем рассматривается работа управляемых выпрямителей на тиристорах, а работа выпрямителей на диодах представлена как частный случай при  $\alpha = 0$ .

### 3.2.1. Однополупериодный выпрямитель

Рассмотрим работу однополупериодного выпрямителя (рис. 3.3, а), нагруженного активным сопротивлением, без учета потерь в трансформаторе.

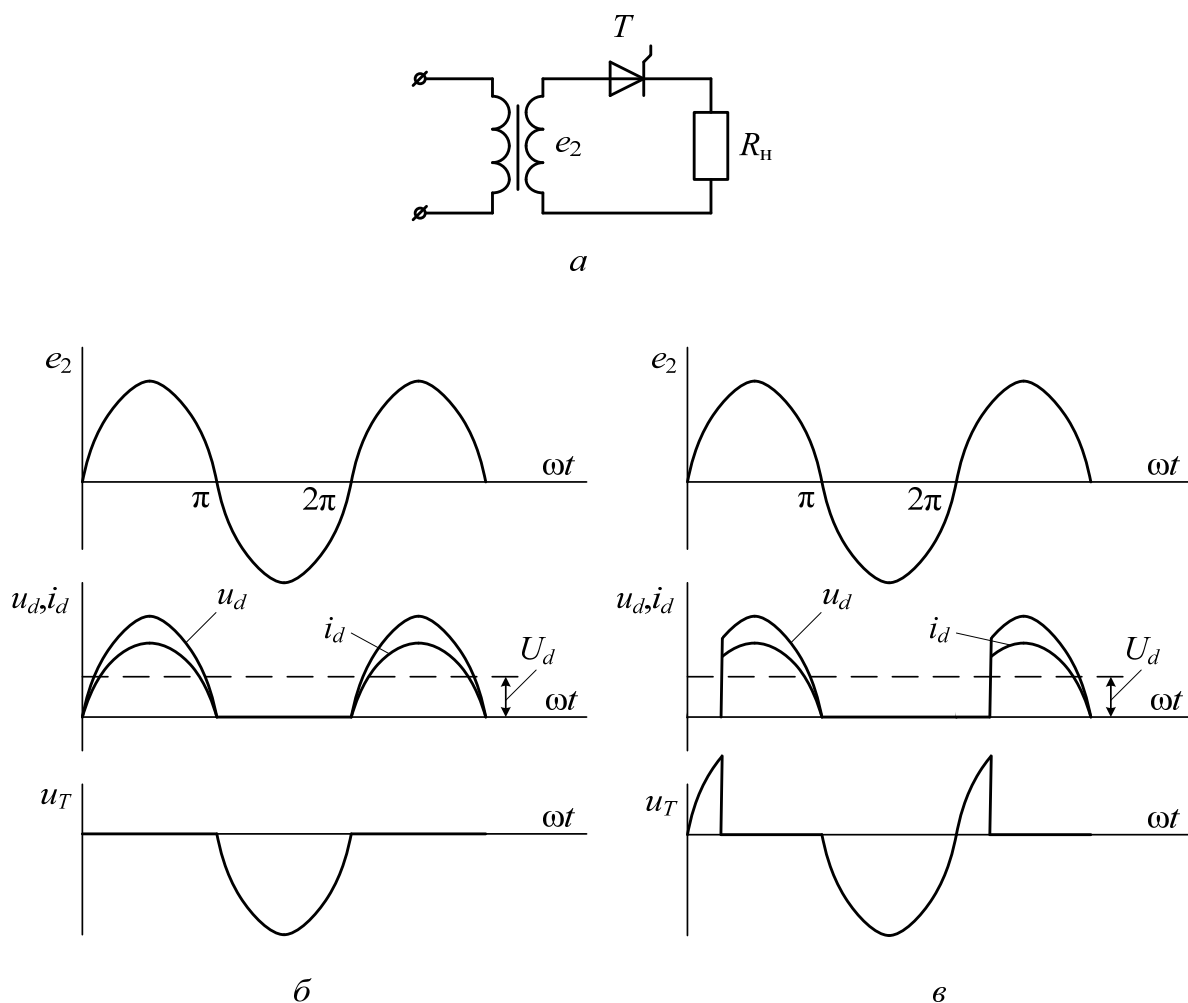


Рис. 3.3. Однополупериодный выпрямитель при активной нагрузке

Под воздействием ЭДС вторичной обмотки трансформатора ток в цепи нагрузки может проходить только в течении тех полупериодов, когда анод тиристора имеет положительный потенциал относительно катода. На рис. 3.3, б представлены временные диаграммы напряжения и токов, поясняющие работу неуправляемого выпрямителя. Тиристор  $T$  пропускает

ток в первый полупериод; во второй полупериод, когда потенциал анода становится отрицательным, ток в цепи равен нулю.

Изменяя угол сдвига  $\alpha$  управляющего импульса тиристора относительно ЭДС анодной цепи  $e_2$ , можно регулировать величину среднего значения выпрямленного напряжения. Временные диаграммы напряжений и токов, поясняющие работу управляемого выпрямителя, представлены на рис. 3.3, в.

Для управляемого режима среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{dm}}{2\pi}(1 + \cos \alpha) = \frac{U_{d0}}{2}(1 + \cos \alpha), \quad (3.1)$$

где  $U_{d0} = \frac{E_{2m}}{\pi}$  – значение  $U_d$  при  $\alpha = 0$ .

Таким образом, неуправляемый режим можно рассматривать как частный случай управляемого режима, когда  $\alpha = 0$ .

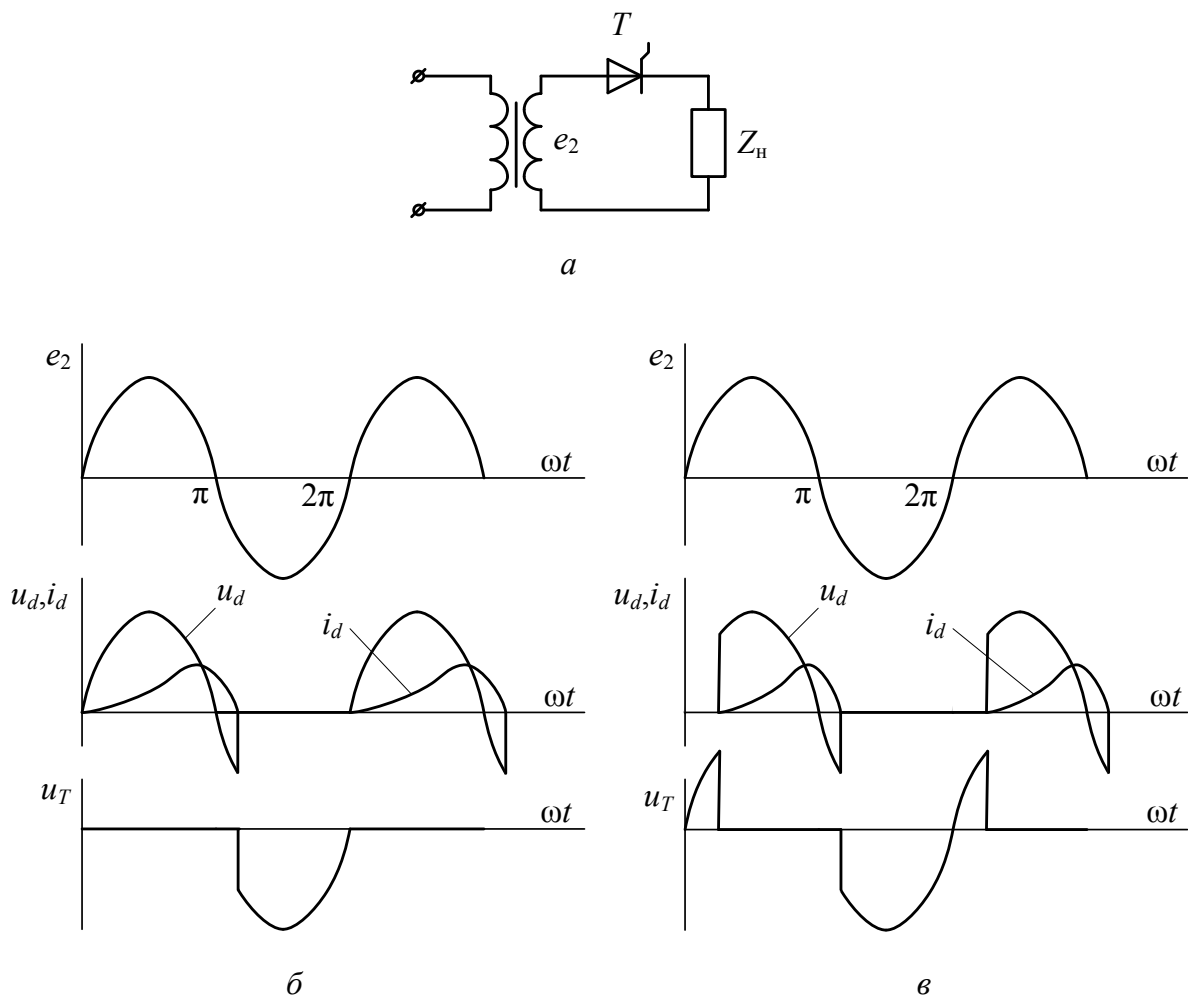


Рис. 3.4. Однополупериодный выпрямитель при активно-индуктивной нагрузке: а – принципиальная схема; б – временные диаграммы при  $\alpha = 0$ ; в – временные диаграммы при  $\alpha \neq 0$

Переменная составляющая выпрямленного напряжения и тока рассматриваемого выпрямителя велика, как следует из временных диаграмм для  $u_d$  и  $i_d$ , причем основная гармоника пульсаций имеет частоту, равную частоте питающей сети.

При работе однополупериодного выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку индуктивность в цепи выпрямленного тока  $L_d$  может складываться как из собственной индуктивности нагрузки (обмотки), так и из индуктивности фильтра для сглаживания пульсаций выпрямленного тока. В дальнейшем эти индуктивности не разделяются на составные части.

Из-за наличия индуктивности  $L_d$  в цепи выпрямленного тока, ток нагрузки не меняется мгновенно, как при работе на активную нагрузку, имеются переходные процессы, а также продолжает протекать и после смены знака питающего напряжения против него за счет энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности  $L_d$ , пока она не израсходуется на сопротивлении  $R_d$  и частично не возвратится в питающую сеть.

Временные диаграммы напряжений и токов, поясняющие работу однополупериодного выпрямителя при работе на активно-индуктивную нагрузку, показаны на рис. 3.4, б, в.

Работа выпрямителя на противоЭДС в цепи нагрузки является самым распространенным случаем реальных нагрузок. Такими нагрузками, содержащими противоЭДС, являются:

- 1) якорная цепь машины постоянного тока, содержащая в схеме замещения кроме индуктивности еще и ЭДС вращения машины;
- 2) аккумуляторы, замещаемые источником ЭДС с малым активным внутренним сопротивлением;
- 3) электрические дуги сварки, газоразрядных приборов освещения, плазменных установок и т.п.

Эквивалентная схема однофазного однополупериодного выпрямителя, питающего нагрузку с постоянной противоЭДС  $E_d$ , последовательно с которой включен сглаживающий реактор  $L_p$ , представлена на рис. 3.5, а.

При неуправляемом режиме работы выпрямителя ( $\alpha = 0$ ) момент, с которого тиристор начинает пропускать ток, определяется моментом времени, в который потенциал анода становится положительным по отношению к потенциалу катода. На рис. 3.5, б этому моменту соответствует точка А. Ток через тиристор продолжает протекать и после того, как потенциал на аноде будет меньше потенциала на катоде знака за счет энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности  $L_d$ . На рис. 3.5, б этому моменту соответствует точка Б.

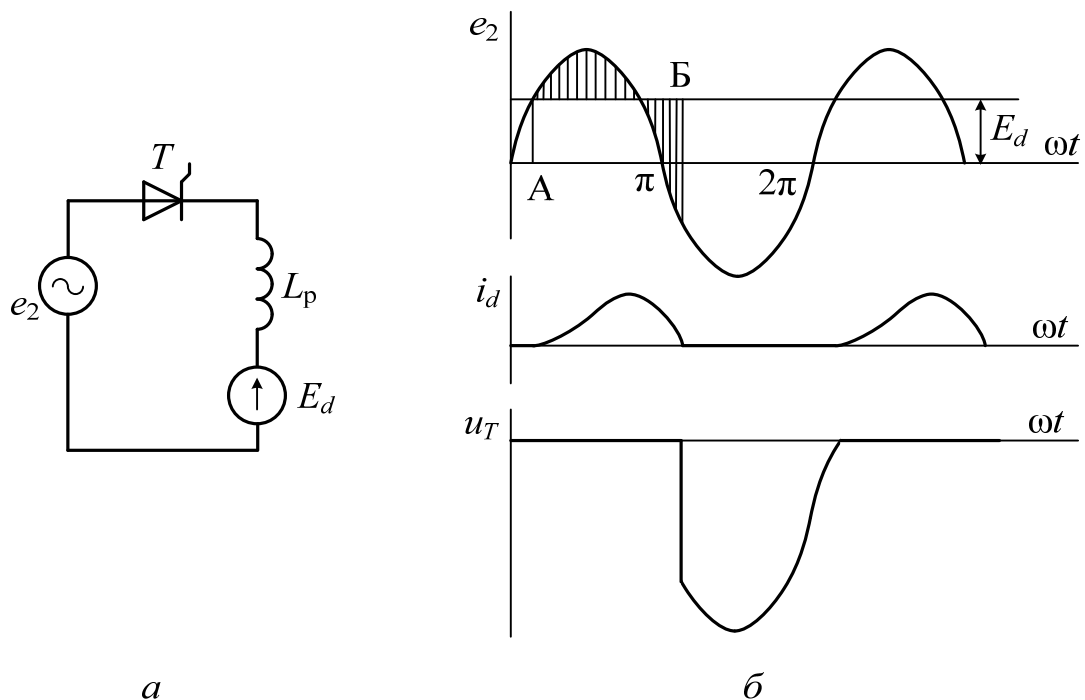


Рис. 3.5. Однополупериодный выпрямитель при работе на противоЭДС

Площадь, ограниченная синусоидой  $e_2$ , относительно линии  $E_d$  (рис. 3.5, б) имеет как положительные значения (выше линии  $E_d$ ), так и отрицательные (ниже линии  $E_d$ ). Ввиду равенства нулю среднего значения напряжения на индуктивности  $L_p$  данные полуплоскости равны.

### 3.2.2. Однофазный выпрямитель со средней точкой

Схема выпрямителя со средней точкой при  $R_n \neq 0$ ,  $L_n = 0$ , а также временные диаграммы напряжений и токов показаны на рис. 3.6.

Выпрямитель со средней точкой является по существу двухфазным, так как вторичная обмотка трансформатора со средней точкой создает две ЭДС, равные по величине, но противоположные по фазе.

Тиристоры  $T_1$  и  $T_2$  пропускают ток поочередно (рис. 3.6, а, б); в течение первого полупериода положительный потенциал имеет анод тиристора  $T_1$ , поэтому ток проходит через этот тиристор, нагрузку и полуобмотку трансформатора с ЭДС  $e_1$ ; в течение второго полупериода положительный потенциал имеет анод тиристора  $T_2$ , ток проходит через полуобмотку трансформатора с ЭДС  $e_2$ , тиристор  $T_2$  и нагрузку в том же направлении, что и в первый полупериод.

Таким образом, в отличие от простейшего однополупериодного выпрямителя, в выпрямителе со средней точкой выпрямленный ток проходит через нагрузку в течение обоих полупериодов переменного тока, но каж-

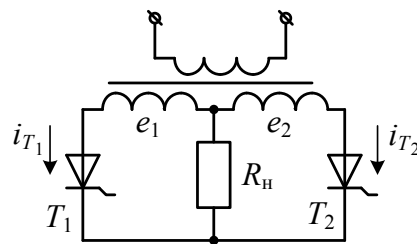


дая из половин вторичной обмотки трансформатора оказывается нагруженной током только в течение полупериода.

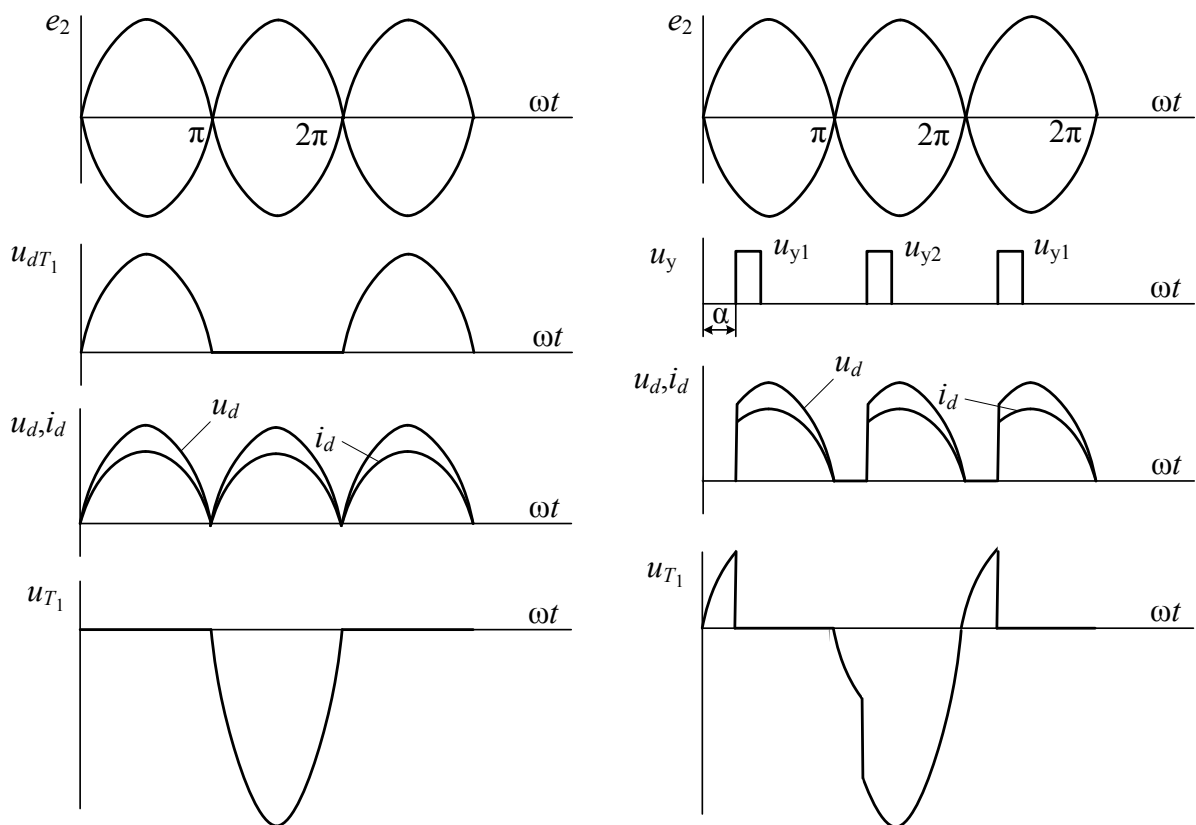
На рис. 3.6, в представлены временные диаграммы напряжений и токов идеальной схемы для произвольного значения угла управления  $\alpha$ , определяемого положением отпирающих импульсов тиристоров  $u_{y1}$  и  $u_{y2}$  по отношению к ЭДС полуобмоток трансформатора  $e_1$  и  $e_2$ .

В этом случае среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (3.2)$$



а



б

в

Рис. 3.6. Однофазный выпрямитель со средней точкой при активной нагрузке: а – принципиальная схема; б – временные диаграммы при  $\alpha = 0$ ; в – временные диаграммы при  $\alpha \neq 0$

Для неуправляемого режима ( $\alpha = 0$ )  $U_{d0} = \frac{2E_{2m}}{\pi}$ , поэтому при  $\alpha \neq 0$

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{d0}}{2}(1 + \cos\alpha). \quad (3.3)$$

Полученное выражение представляет собой регулировочную характеристику выпрямителя  $U_{d\alpha} = f(\alpha)$ . Для данного режима среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю при  $\alpha = \pi$ .

На рис. 3.7 показаны временные диаграммы токов и напряжений при работе однофазного выпрямителя со средней точкой на активно-индуктивную нагрузку.

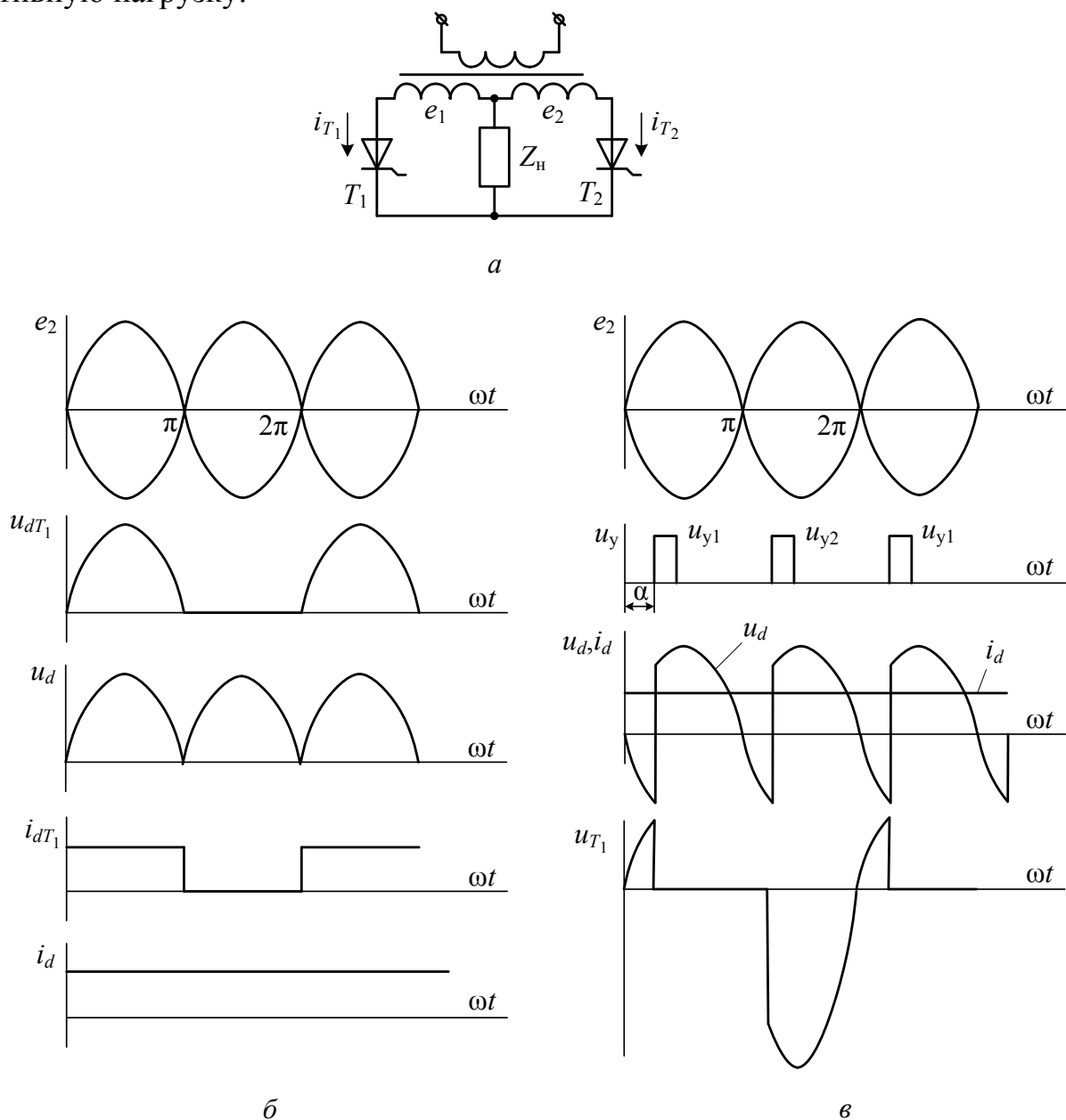


Рис. 3.7. Однополупериодный выпрямитель при активно-индуктивной нагрузке: *a* – принципиальная схема; *б* – временные диаграммы при  $\alpha = 0$ ; *в* – временные диаграммы при  $\alpha \neq 0$

В отличие от режима при активной нагрузке здесь кривая выпрямленного напряжения на интервале  $\alpha$  имеет отрицательные значения (см. рис. 3.7, в). Это объясняется тем, что энергия магнитного поля индуктивности нагрузки поддерживает ток в тиристоре и после перехода анодной ЭДС через нуль (на интервале  $\alpha$ ).

При значительном преобладании индуктивности ( $L_d \rightarrow \infty$ ) выпрямленный ток пульсаций не содержит, а амплитуда тока через тиристор равна средневывпрямленному значению выпрямленного тока.

При неуправляемом режиме работы однофазного выпрямителя со средней точкой на активно-индуктивную нагрузку диаграммы напряжений (см. рис. 3.7, б) не отличаются от диаграмм при работе на активную нагрузку.

### 3.2.3. Трехфазный выпрямитель со средней точкой

Трехфазные выпрямители применяют в основном для питания потребителей средней и большой мощности. Первичная обмотка трансформаторов таких выпрямителей состоит из трех фаз и соединяется либо в звезду, либо в треугольник. Вторичные обмотки трансформатора (их может быть несколько) также трехфазные.

Трехфазные выпрямители используют для питания статических активных и активно-индуктивных нагрузок, статических нагрузок с противоЭДС (электролиз и др.), а также динамических нагрузок в виде электродвигателей постоянного тока.

Простейшим трехфазным выпрямителем является выпрямитель со средней точкой, схема которого предложена Миткевичем (рис. 3.8, а).

При рассмотрении выпрямителя не учитывают индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора, а также предполагают, что тиристоры и трансформатор идеальны. В идеализированной схеме при  $\alpha = 0$  коммутация токов в тиристорах осуществляется мгновенно, т.е. в любой момент времени ток пропускает только один тиристор, анод которого имеет наиболее высокий потенциал. Угол проводимости каждого тиристора  $\lambda = 2\pi/3$ . Выпрямленное напряжение и ток имеют одинаковую форму и содержат трехкратные пульсации за период.

Электрические параметры определим в общем виде для многофазного выпрямителя с числом пульсаций выпрямленного напряжения за период  $m_{\text{п}} = m_2$ .

Угол управления  $\alpha$  в трехфазных выпрямителях принято отсчитывать от точки естественной коммутации тиристоров. При активной нагрузке с изменением угла управления  $\alpha$  можно выделить два режима работы выпря-

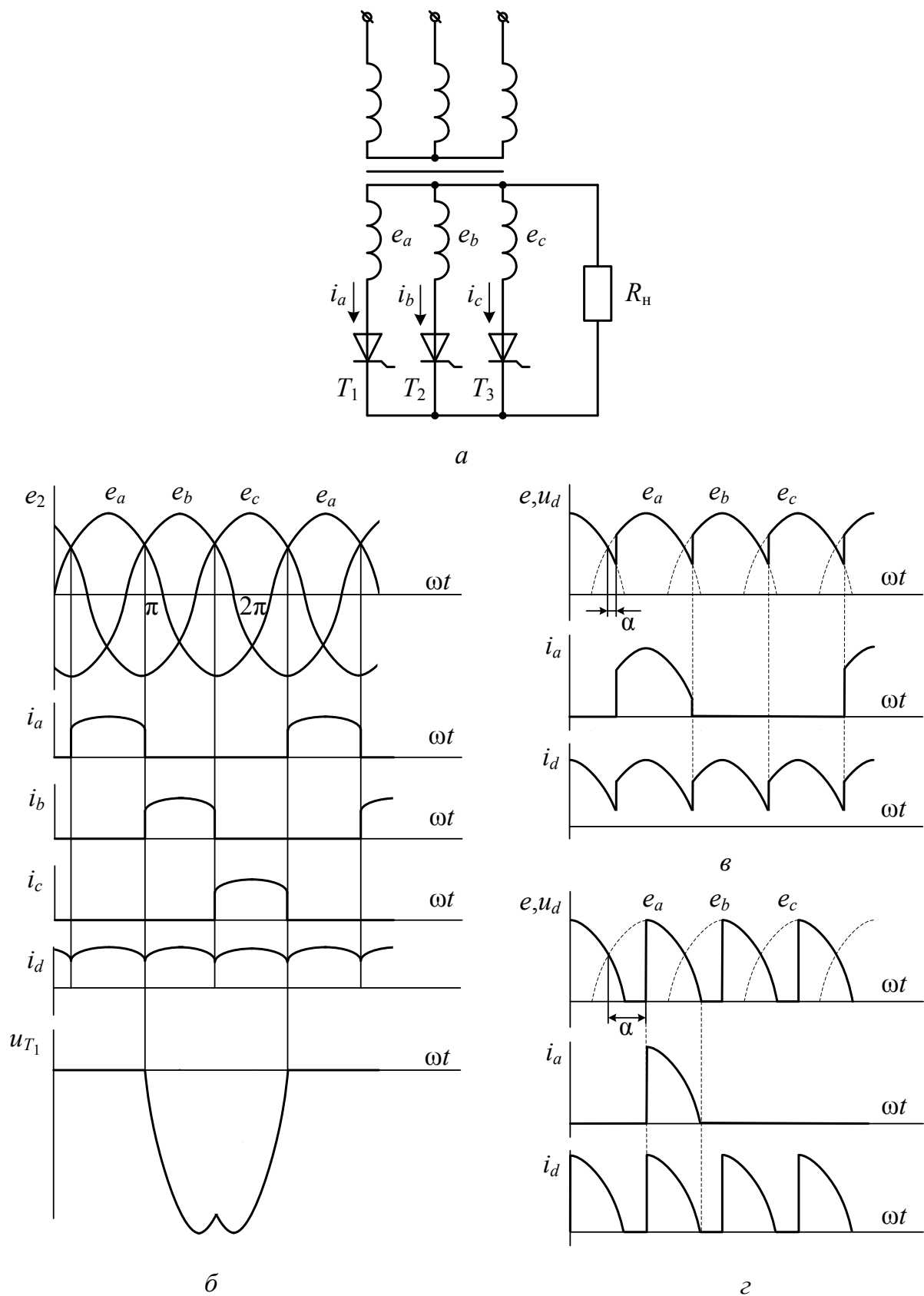


Рис. 3.8. Трехфазный выпрямитель со средней точкой при активной нагрузке: *a* – принципиальная схема; *б* – временные диаграммы при  $\alpha = 0$ ; *в* – временные диаграммы при  $\alpha \neq 0$

мителя: режим непрерывных токов  $0 \leq \alpha \leq \pi/6$  (рис. 3.8, в) и режим прерывистых токов  $\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$  (рис. 3.8, в, з).

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha), \quad \text{при } \left( 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6} \right); \quad (3.4)$$

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{d0}}{\sqrt{3}} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right], \quad \text{при } \left( \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6} \right), \quad (3.5)$$

где  $U_{d0} = \frac{3U_{2m}}{\pi} \sin \frac{\pi}{3}$ .

При  $\alpha = 5\pi/6$  выпрямленное напряжение равно нулю.

Для всех режимов кривые выпрямленного напряжения и тока имеют одинаковую форму и трехкратные пульсации за период.

Максимальное значение обратного напряжения на тиристоре

$$U_{\text{обр.т}} = 2,1U_d. \quad (3.6)$$

При активно-индуктивной нагрузке выпрямитель также может работать в двух режимах. Прерывность тока в цепи нагрузки зависит не только от диапазона изменения угла управления  $\alpha$ , но и от соотношения параметров нагрузки.

На рис. 3.9 показаны временные диаграммы токов и напряжений при работе однофазного выпрямителя со средней точкой на активно-индуктивную нагрузку.

При  $\alpha = 0$  (см. рис. 3.9, б) временные диаграммы напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку не отличаются от временных диаграмм при работе на активную нагрузку при  $\alpha = 0$ , а ток идеально сглажен.

При  $\alpha \neq 0$  (см. рис. 3.9, в) кривая выпрямленного напряжения имеет отрицательные значения, что объясняется возможностью тиристора пропускать ток при отрицательном напряжении на обмотке в данной фазе за счет энергии, накопленной в магнитном поле дросселя  $L_d$ .

В многофазных выпрямителях, питающих нагрузку с противоЭДС, следует различать два режима работы цепи нагрузки: режим с прерывистым током и режим с непрерывным током.

В режиме с прерывистым током проводящего тиристора ток спадает до нуля раньше, чем импульс управления поступает на следующий тиристор и в выпрямительном токе образуется нулевая пауза.

В режиме с прерывистым током тиристор каждой фазы работает независимо от других как однофазный однополупериодный выпрямитель. В цепи нагрузки токи всех фаз суммируются.

Таким образом, при режиме с прерывистым током тиристор  $T_1$  не оказывает влияния на режим работы тиристора  $T_2$ , т.е. тиристоры в многофазном выпрямителе пропускают ток независимо друг от друга, так же, как и в однофазном однополупериодном выпрямителе.

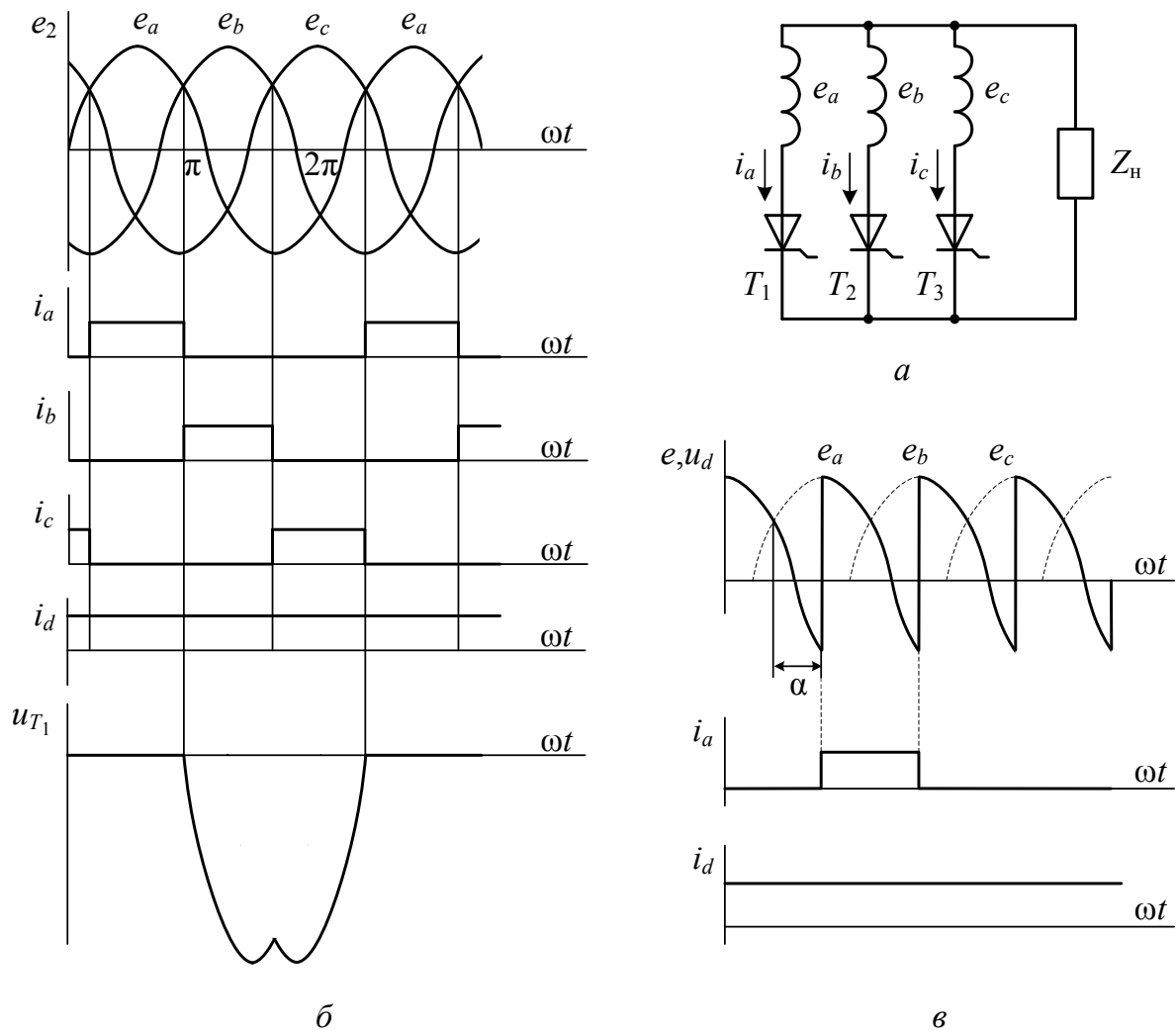


Рис. 3.9. Трехфазный выпрямитель со средней точкой при активно-индуктивной нагрузке: *a* – принципиальная схема; *б* – временные диаграммы при  $\alpha = 0$ ; *в* – временные диаграммы при  $\alpha \neq 0$

Эквивалентная схема трехфазного выпрямителя со средней точкой, работающего на противоЭДС, представлена на рис. 3.10, *a*. Временные диаграммы для режима прерывистого тока представлены на рис. 3.10, *б*.

Прерывистый режим тока в цепи нагрузки с индуктивностью в большинстве случаев является нежелательным ввиду увеличения коэффициента пульсаций и других причин.

Более предпочтительным является режим непрерывного тока, поэтому данный режим необходимо поддерживать при глубоком регулировании выпрямленного напряжения.

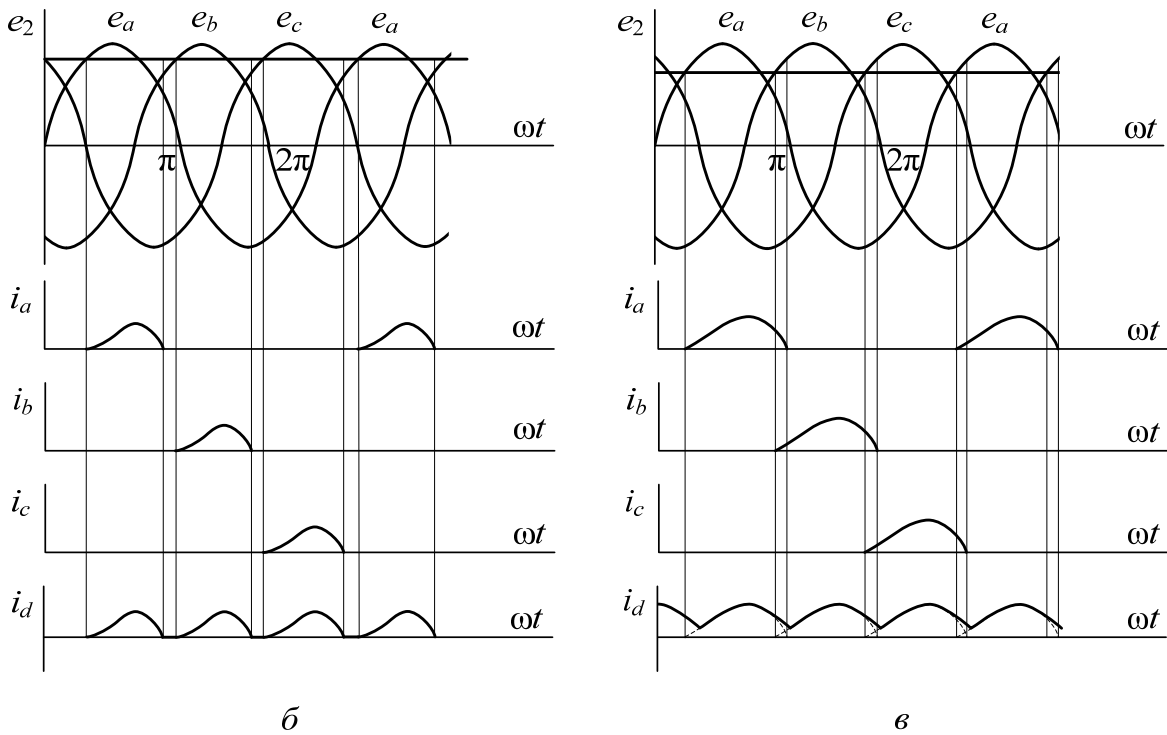
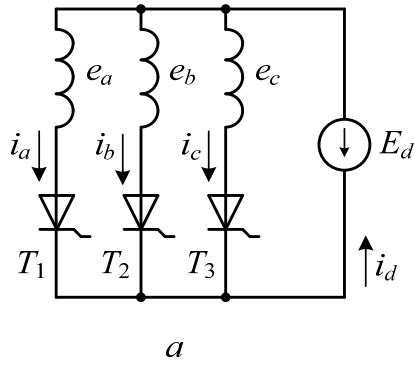


Рис. 3.10. Трехфазный выпрямитель со средней точкой при работе на противоЭДС: *a* – принципиальная схема; *б* – временные диаграммы для режима прерывистого тока; *в* – временные диаграммы для режима с непрерывным током

В режиме непрерывного тока его период состоит из двух интервалов: внекоммутационного и коммутационного. Во внекоммутационном интервале ток проводит один вентиль, в коммутационном – два вентиля.

Временные диаграммы для режима непрерывного тока представлены на рис. 3.10, *в*.

### 3.2.4. Однофазный мостовой выпрямитель

Однофазный мостовой выпрямитель (рис. 3.11, *a*) состоит из двух-обмоточного трансформатора и комплекта тиристоров  $T_1, T_2, T_3, T_4$ . Переменное напряжение подводится к одной диагонали моста, а нагрузка подключается к другой его диагонали – между точкой соединения катодов двух тиристоров, образующих катодную группу ( $T_1, T_3$ ), и точкой соединения анодов двух других тиристоров, образующих анодную группу ( $T_2, T_4$ ).

Тиристоры пропускают ток попарно:  $T_1, T_3$  и  $T_2, T_4$ ; они соединены между собой и нагрузкой последовательно. В схеме может пропускать ток та пара тиристоров, у которой анод тиристора катодной группы ( $T_1$  или  $T_3$ ) имеет наиболее высокий потенциал, а катод тиристора анодной группы ( $T_2$  или  $T_4$ ) – наиболее низкий потенциал. Так, например, при положительной полуволне ЭДС  $e_2$  анод тиристора  $T_1$  будет иметь наиболее высокий потенциал, а катод тиристора  $T_4$  – наиболее низкий потенциал, т.е. в этом случае при подаче от системы управления отпирающих импульсов тиристоры  $T_1$  и  $T_4$  пропускают электрический ток (рис. 3.11, *в*). В течение отрицательной полуволны ЭДС  $e_2$  катод тиристора  $T_2$  имеет наиболее низкий потенциал, а анод тиристора  $T_3$  – наиболее высокий потенциал, поэтому ток при наличии отпирающих импульсов пропускают тиристоры  $T_2$  и  $T_3$ .

Временные диаграммы напряжений и токов идеального мостового выпрямителя для произвольного значения угла управления  $\alpha$  представлены на рис. 3.11, *б, в*. Из временных диаграмм видно, что ток в нагрузке протекает в течение обоих полупериодов переменного напряжения, а во вторичной обмотке трансформатора – дважды за период и при  $\alpha = 0$  имеет форму синусоиды. Ток в первичной обмотке также синусоидален.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{2m}}{\pi}(1 + \cos \alpha). \quad (3.7)$$

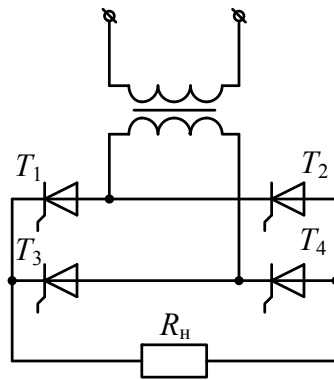
Для неуправляемого режима ( $\alpha = 0$ )  $U_{d0} = U_{2m}/\pi$ , поэтому при  $\alpha \neq 0$

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (3.8)$$

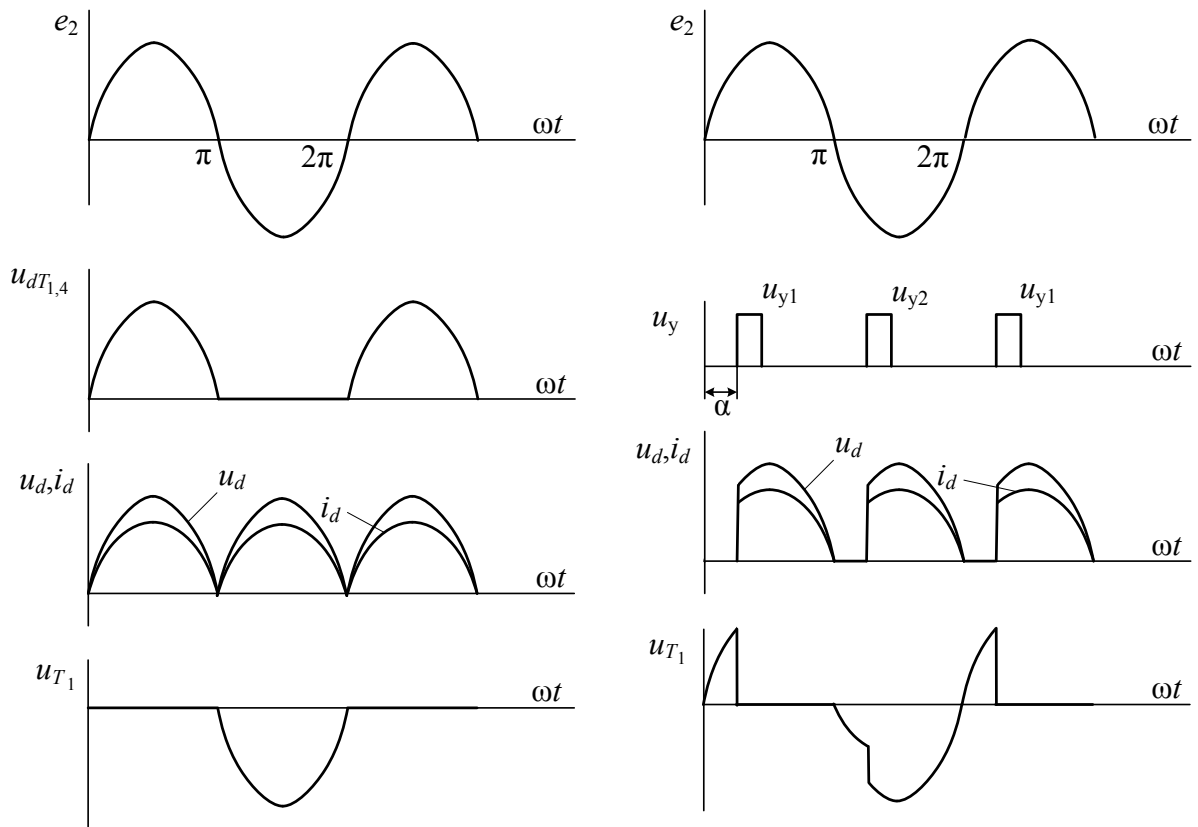
Приведенное выражение представляет собой регулировочную характеристику выпрямителя  $U_{d\alpha} = f(\alpha)$ . Среднее значение выпрямленного напряжения будет равно нулю при  $\alpha = \pi$ . Обратное напряжение на тиристоре при  $\alpha = 0$  повторяет форму кривой ЭДС  $e_2$ , и его максимальное значение равно амплитудному значению ЭДС вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{\text{обр.м}} = \frac{\pi}{2} U_{d0}. \quad (3.9)$$





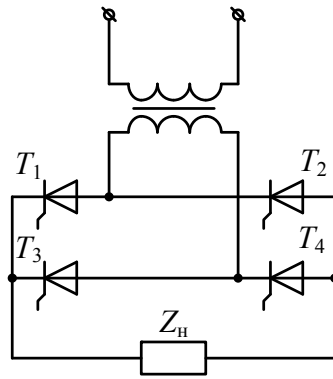
*a*



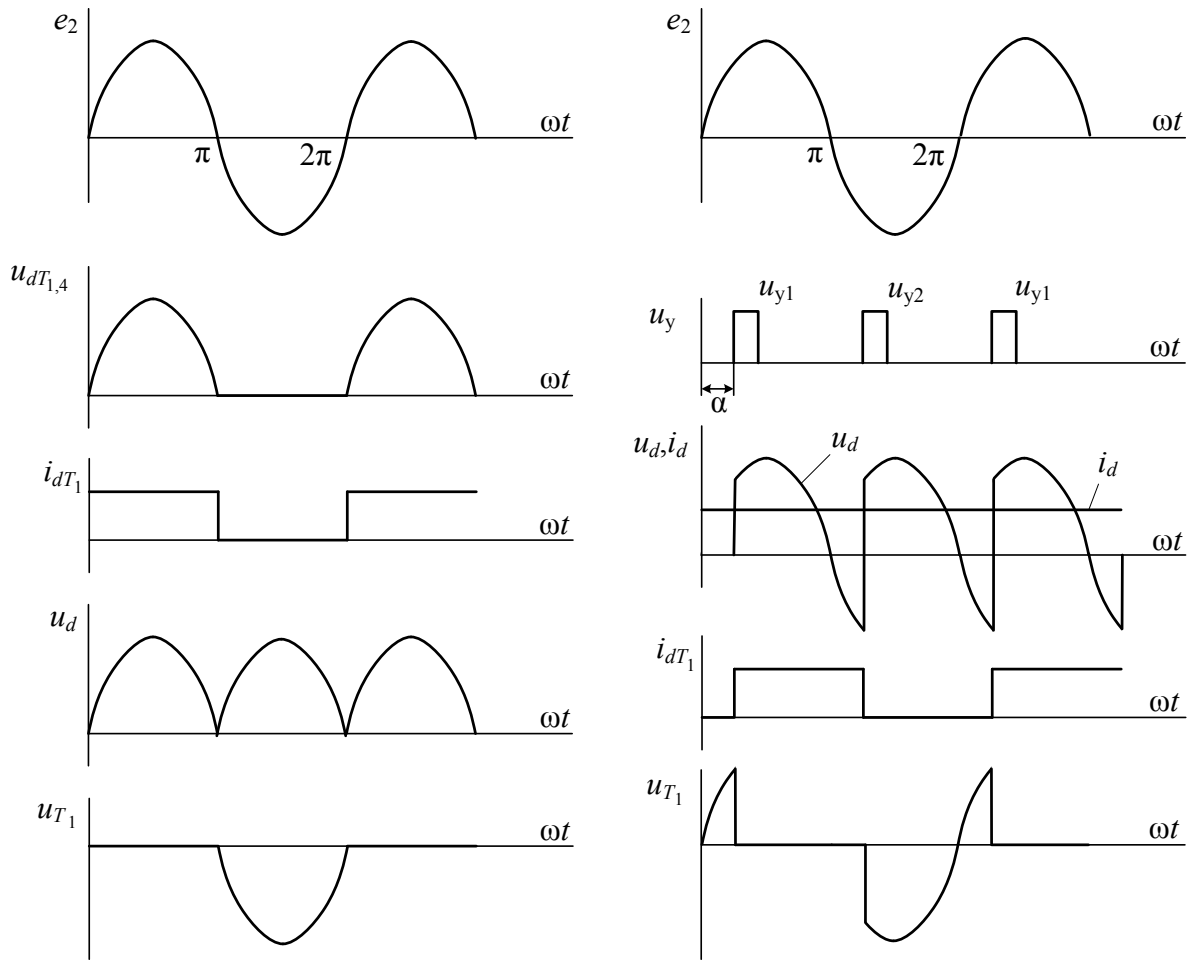
*б*

*в*

Рис. 3.11. Трехфазный мостовой выпрямитель при активной нагрузке: *a* – принципиальная схема; *б* – временные диаграммы при  $\alpha = 0$ ; *в* – временные диаграммы при  $\alpha \neq 0$



*a*



*б*

*в*

Рис. 3.12. Однофазный мостовой выпрямитель при активно-индуктивной нагрузке: *a* – принципиальная схема; *б* – временные диаграммы при  $\alpha = 0$ ; *в* – временные диаграммы при  $\alpha \neq 0$

В отличие от неуправляемого режима ( $\alpha \neq 0$ ) напряжение на тиристоре  $T_1$  на интервале перед отпиранием имеет положительные значения (см. рис. 3.11, *в*). Напряжения на тиристорах, когда все они заперты ( $0 - \alpha$ ), равно половине ЭДС вторичной обмотки трансформатора и по отношению к аноду, например, тиристора  $T_1$ , положительно; на интервале  $\alpha - \pi$  через тиристор  $T_1$  протекает ток, и напряжение на нем равно нулю; на интервале  $\pi - (\pi + \alpha)$  все тиристоры заперты и напряжение на тиристоре  $T_1$  равно половине ЭДС  $e_2$ ; на интервале  $(\pi + \alpha) - 2\pi$  отпираются тиристоры  $T_2$  и  $T_3$  и к тиристору  $T_1$  прикладывается ЭДС вторичной обмотки трансформатора. Аналогично по форме и напряжению на тиристоре  $T_2$ .

На рис. 3.12 показаны временные диаграммы токов и напряжений при работе однофазного мостового выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку.

При  $\alpha = 0$  (см. рис. 3.12, *б*) временные диаграммы напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку не отличаются от временных диаграмм при работе на активную нагрузку при  $\alpha = 0$ , а ток идеально сглажен.

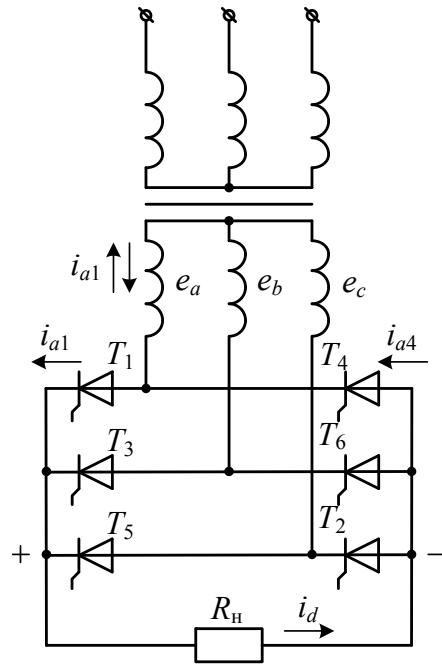
Временные диаграммы напряжений и токов при  $\alpha \neq 0$  представлены на рис. 3.12, *в*.

### 3.2.5. Трехфазный мостовой выпрямитель (схема Ларионова)

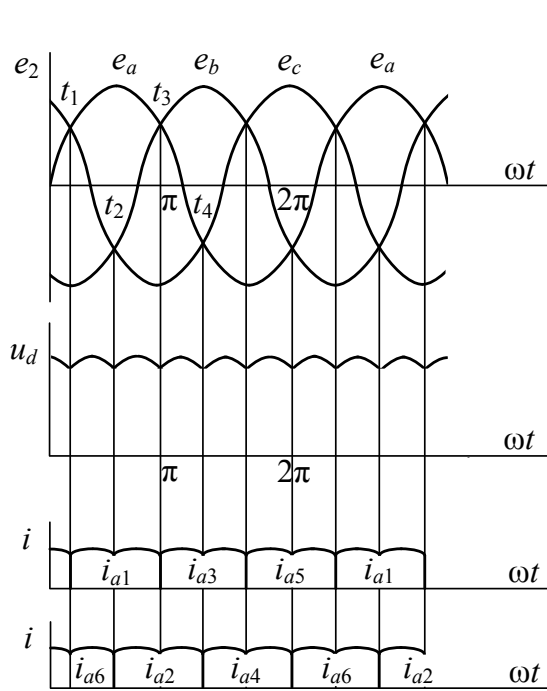
В трехфазном мостовом выпрямителе (рис. 3.13, *а*) последовательно соединены две трехфазные тиристорные группы: анодная  $T_4, T_6, T_2$  и катодная  $T_1, T_3, T_5$ , каждая из которых повторяет работу трехфазного выпрямителя со средней точкой. Следовательно, при таком же значении ЭДС вторичной обмотки трансформатора  $U_2$  и  $\alpha = 0$ , как и в трехфазном выпрямителе со средней точкой, среднее выпрямленное напряжение  $U_{d0}$  данного выпрямителя будет в два раза больше или, наоборот, при том же значении  $U_{d0}$  ЭДС  $U_2$  будет в два раза меньше ( $U_2 = 0,43 U_d$ ).

В мостовом выпрямителе одновременно пропускают ток два тиристора: один – с более высоким потенциалом анода относительно нулевой точки трансформатора из катодной группы тиристоров, другой – с наиболее низким потенциалом катода из анодной группы тиристоров. Так, например, при  $\alpha = 0$  на интервале  $t_1 - t_2$  (рис. 3.13, *б*) ток пропускают тиристоры  $T_6, T_1$ , на интервале  $t_2 - t_3$  – тиристоры  $T_1, T_2$ , на интервале  $t_3 - t_4$  – тиристоры  $T_2, T_3$  и т.д.

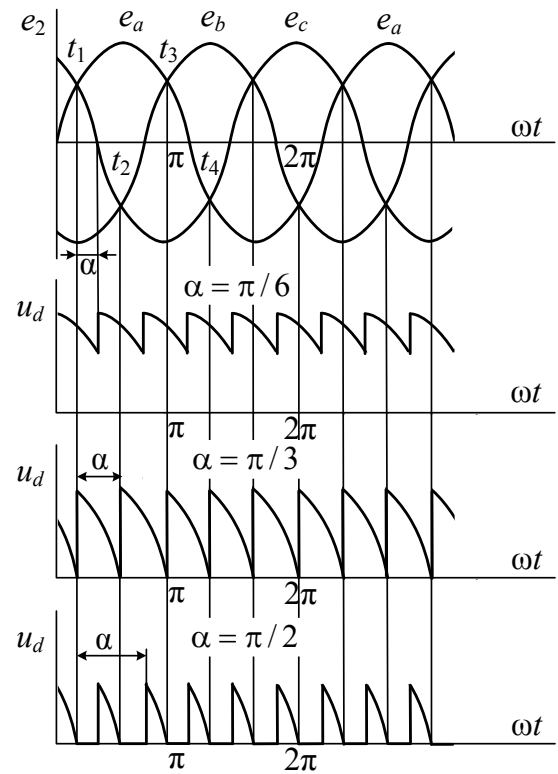
На интервале  $t_1 - t_2$  выпрямленное напряжение определяется разностью фаз ЭДС  $e_a$  и  $e_b$ , на интервале  $t_2 - t_3$   $u_d = e_a - e_c$  и т.д. Таким образом, выпрямленное напряжение имеет шестикратные пульсации, хотя



a



б



в

Рис. 3.13. Трехфазный мостовой выпрямитель при активной нагрузке: а – принципиальная схема; б – временные диаграммы при  $\alpha = 0$ ; в – временные диаграммы при  $\alpha \neq 0$

угол проводимости каждого тиристора такой же, как в трехфазной схеме со средней точкой, т.е.  $\lambda = 2\pi/3$ .

Из временных диаграмм (см. рис. 3.13, б) видно, что каждый тиристор пропускает ток в течение  $60^\circ$  в паре с одним тиристором, и  $60^\circ$  – в паре с другим тиристором. Например, тиристор  $T_1$  пропускает ток в течение  $60^\circ$  в паре с тиристором  $T_6$  и  $60^\circ$  в паре с тиристором  $T_2$ . Другие тиристоры работают аналогично.

При пуске выпрямителя или при переходе его в режим прерывистых токов (см. рис. 3.13, а, при  $\alpha \geq \pi/3$ ) и использовании одиночных управляющих импульсов шириной, меньшей  $60^\circ$ , не может быть обеспечена работоспособность схемы, так как не могут открываться одновременно два тиристора в анодной и катодной группах. В связи с этим система управления должна вырабатывать одиночные управляющие импульсы с шириной, большей  $60^\circ$ , или сдвоенные короткие импульсы, следующие друг за другом через  $60^\circ$ .

Из временных диаграмм (см. рис. 3.13, в) видно, что кривая выпрямленного напряжения при чисто активной нагрузке непрерывна при  $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ . При  $\alpha > \pi/3$  выпрямленные напряжения и ток прерывистые.

Для режима  $0 \leq \alpha \leq \pi/3$  среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{2m} \cos \alpha. \quad (3.10)$$

Для режима  $\alpha > \pi/3$  среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{2m} \left[ 1 - \sin \left( \alpha - \frac{\pi}{6} \right) \right]. \quad (3.11)$$

Из вышесказанного следует, что при  $\alpha = 120^\circ$  среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю.

При активно-индуктивной нагрузке ток цепи нагрузки получается идеально сглаженным, неизменным по величине и непрерывным во всем диапазоне регулирования (рис. 3.14, б). При  $\alpha > \pi/3$  в кривой выпрямленного напряжения, построенной как разность выпрямленных напряжений катодной и анодной групп тиристорov, появляются отрицательные участки. Среднее значение выпрямленного напряжения для всего диапазона регулирования

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{2m} \cos \alpha. \quad (3.12)$$

Из этого выражения следует, что предельный угол управления при индуктивной нагрузке равен  $\pi/2$ .

При  $\alpha = 0$  (рис. 3.14, а) временные диаграммы напряжения при работе на активно-индуктивную нагрузку не отличаются от временных диаграмм при работе на активную нагрузку при  $\alpha = 0$ , а ток идеально сглажен.

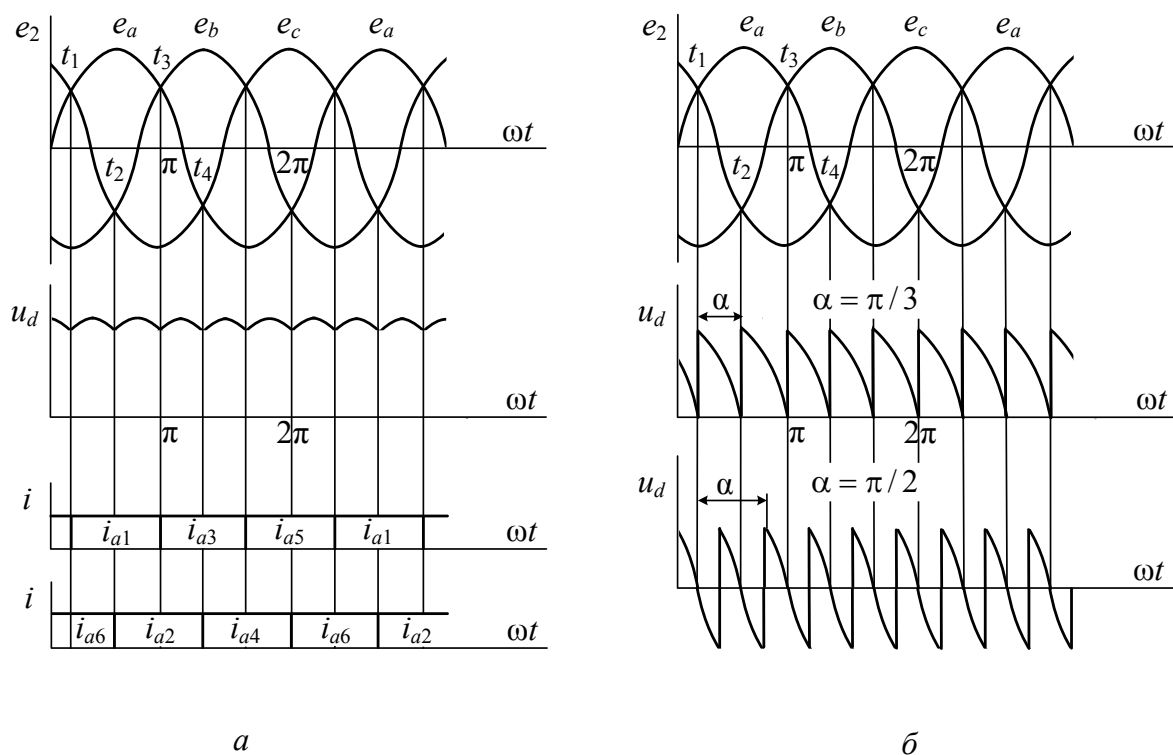


Рис. 3.14. Трехфазный мостовой выпрямитель при активно-индуктивной нагрузке:  
*a* – временные диаграммы при  $\alpha = 0$ ; *б* – временные диаграммы при  $\alpha \neq 0$

Совокупность достоинств трехфазной мостовой схемы выпрямления обеспечивает ей преимущественное применение, кроме случаев с малыми значениями выпрямленного напряжения и очень большими значениями выпрямленного тока.

### 3.3. Реверсивный преобразователь

Реверсивным называется преобразователь, через который выпрямленный ток может протекать в обоих направлениях. Так как тиристоры пропускают ток только в одном направлении, то для изменения направления тока приходится использовать два комплекта тиристоров, каждый из которых работает в своем направлении. Двухкомлектные преобразователи выполняются по встречно-параллельной и перекрестной схемам. Во встречно-параллельной схеме (рис. 3.15) оба комплекта тиристоров питаются от общей обмотки трансформатора, причем обе тиристорные группы включены встречно-параллельно друг другу. В перекрестной схеме (рис. 3.16) каждая тиристорная группа (комплект) питается от отдельной обмотки.

Встречно-параллельные и перекрестные схемы преобразователей могут быть простыми и сложными. В качестве выпрямительной схемы может

быть как трехфазная нулевая, так и мостовая Ларионова. В зависимости от напряжения и тока преобразователя применяется параллельное или последовательное соединение выпрямителей.

В двухкомплектных реверсивных преобразователях используют раздельное и совместное управление тиристорными группами (комплектами). В преобразователях с совместным управлением в силовой схеме между выпрямителями устанавливают уравнивательные реакторы (см. рис. 3.15), при раздельном управлении они не требуются.

Раздельное управление принципиально отличается от совместного тем, что управляющие импульсы системы управления (СУ) подаются только на работающий комплект (группу) тиристоров, другая группа (противоположной полярности) оказывается в это время запертой. Одновременная работа вентильных групп запрещена.

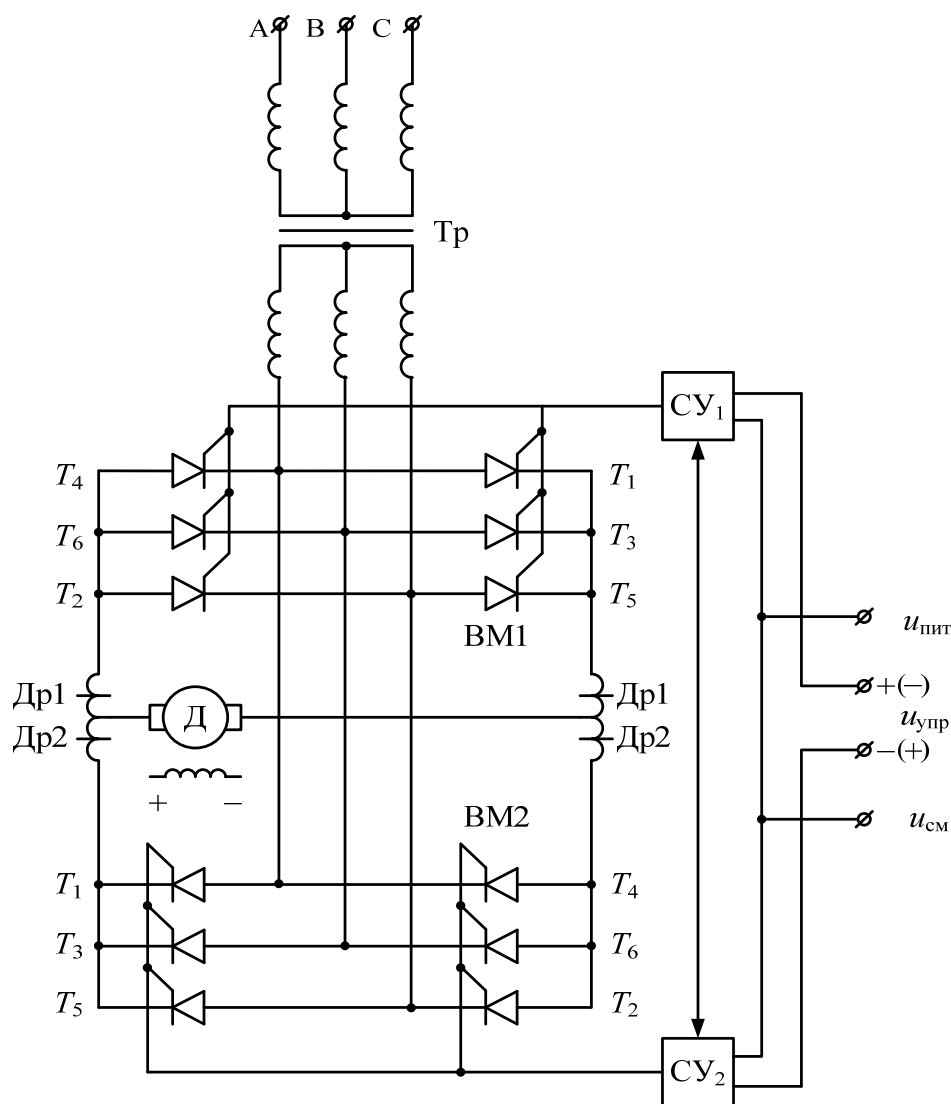


Рис. 3.15. Встречно-параллельная силовая схема реверсивного тиристорного преобразователя

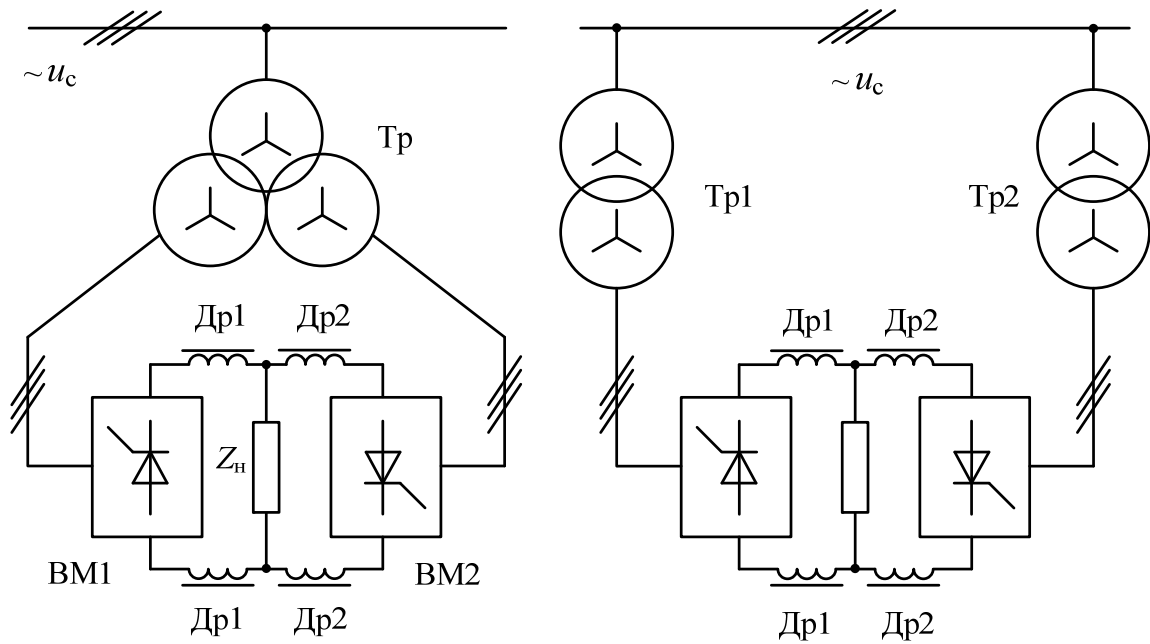


Рис. 3.16. Перекрестные силовые схемы реверсивных тиристорных преобразователей

В связи с изложенным условия предотвращения аварийных режимов преобразователя при раздельном управлении следующие:

- недопустима одновременная подача отпирающих импульсов на оба комплекта тиристоров;
- запрещено включение одного комплекта при наличии тока в другом;
- запрещено снятие отпирающих импульсов с работающего комплекта тиристоров.

Реализация условий запрета подачи импульсов на тот или иной комплект тиристоров осуществляется посредством логического переключающего устройства (ЛПУ), представляющего собой схему релейного действия с дискретными входными и выходными величинами.

Раздельное управление может быть реализовано различными способами:

1. Переключением комплектов в функции знака управляющего сигнала, подаваемого на вход системы управления (ЛПУ не разрешает переключение до момента равенства тока нагрузки нулю:  $I_d = 0$ ). Этот способ наиболее прост и применим при питании пассивных цепей нагрузки, например, обмотки возбуждения электрической машины.

2. Переключением комплектов в случае, если  $i_1 = i_2 = 0$  и изменилась полярность сигнала ошибки  $\Delta U_y$  на входе системы автоматического регулирования, где  $\Delta U_y = (U_{упр} - U_y)$  – разница сигналов управления и отрицательной обратной связи. Этот способ может рассматриваться как



классический пример использования отдельного управления ТП при питании двигателей постоянного тока.

3. Переключением комплектов в случае, если отсутствует ток  $i_d$  преобразователя, изменилась полярность сигнала ошибки  $\Delta U_y$ , как и в предыдущем случае, и известно предшествующее состояние запрета включения вентильных групп, что возможно при наличии памяти в ЛПУ.

Есть и другие, более сложные способы управления, которые встречаются редко и поэтому нами не рассматриваются.

При совместном управлении на оба комплекта подаются управляющие импульсы. При этом один из мостов (см. рис. 3.15) работает в выпрямительном режиме, а другой в это время подготовлен к работе в инверторном режиме. Схема полярности напряжения на выходе преобразователя изменяет выполняемую функцию комплектов клапанов на обратную. Переход в работе с выпрямителя на инвертор происходит автоматически и практически мгновенно.

Клапанная группа, подготовленная к работе в инверторном режиме, вступает в действие тогда, когда, например, встречная ЭДС нагрузки по каким-либо причинам становится больше выходного напряжения преобразователя, это возможно при подкручивании двигателя механизмом нагрузки или сбросе напряжения управления преобразователем. При этом параллельный работавший в выпрямительном режиме комплект клапанов запирается встречной ЭДС нагрузки.

Совместное управление клапанными комплектами возможно как при встречно-параллельной, так и перекрестной схемах.

При совместном управлении, даже если средние выпрямленные напряжения выпрямителя и инвертора одинаковы, мгновенные напряжения не равны и для ограничения уравнивающего тока на требуемом уровне необходимо в контур между выпрямителем и инвертором включить токоограничивающие реакторы.

Токоограничивающие реакторы включаются в контур уравнивающего тока по одному или по два на группу, причем их индуктивность выбирается такой, чтобы уравнивающий ток не превышал 10 % номинального тока нагрузки.

При отдельном управлении, как и при согласованном, встречные клапанные группы (комплекты) могут иметь индивидуальные системы фазового управления (при отдельном может быть одна СУ). В зависимости от их согласования будет меняться регулировочная характеристика преобразователя.

При согласовании регулировочных характеристик клапанных групп в  $90^\circ$  регулировочная характеристика получается такая, как показано на рис. 3.17.

При согласовании, например, в  $120^\circ$ , регулировочная характеристика будет иметь вид, представленный на рис. 3.18. При первом способе согласования регулировочных характеристик вентиляльных групп, называемом линейным, при котором  $\alpha + \beta = 180^\circ$ , регулировочные характеристики совпадают всюду, кроме области вблизи  $90^\circ$ , где появляется зона неоднозначности. Такая зона неоднозначности может быть нежелательной при работе с малыми выпрямленными напряжениями.

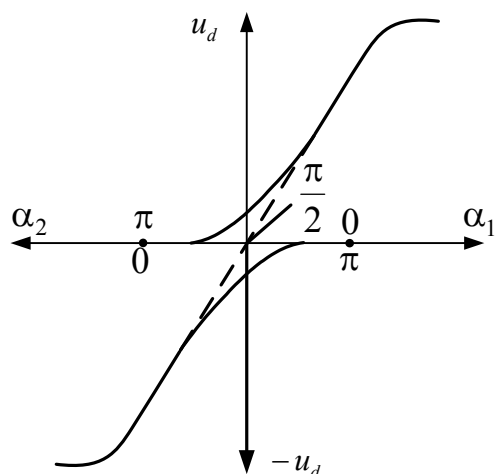


Рис. 3.17. Регулировочная характеристика реверсивного ТП при раздельном согласованном управлении комплектами

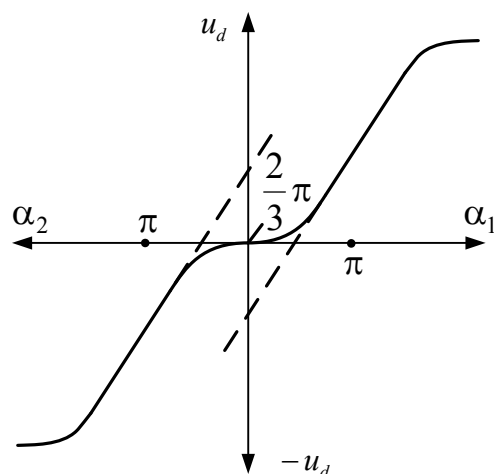


Рис. 3.18. Регулировочная характеристика реверсивного ТП при раздельном не согласованном управлении комплектами

При втором способе согласования, называемом нелинейным, при котором  $\alpha + \beta > 180^\circ$ , регулировочные характеристики не совпадают и появляется зона неоднозначности при переходе с группы, работающей в выпрямительном режиме, на группу, работающую в инверторном режиме, и наоборот. В системах с согласованным управлением выбором начального угла согласования добиваются возникновения уравнительного тока, который замыкается внутри выпрямительной и инверторной групп вентилей, минуя контур нагрузки, и может быть установлен непрерывным или гранично-непрерывным. В этом случае даже при отсутствии тока нагрузки устраняется зона прерывистых токов и внешние характеристики становятся линейными (рис. 3.19). Внешние характеристики реверсивного тиристорного преобразователя приведены на рис. 3.20.

Каждый из способов управления комплектами вентилей обладает своими достоинствами и недостатками, поэтому применение того или иного варианта следует обосновывать в каждом конкретном случае. При раздельном управлении уменьшается вероятность опрокидывания инвертора вследствие меньшего времени работы тиристорной группы в этом режиме по сравнению с совместным управлением, уменьшаются потери

электроэнергии в повышается КПД из-за исключения уравнивающих токов. Однако при раздельном управлении регулировочные характеристики

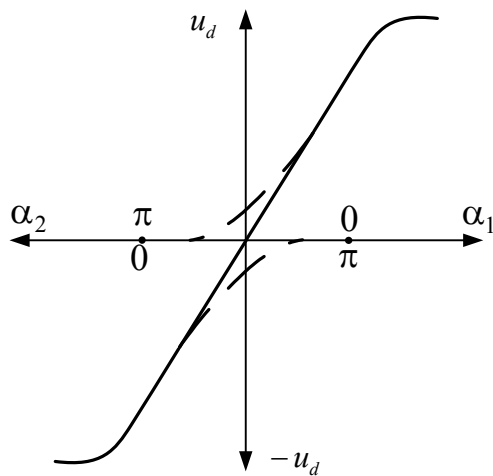


Рис. 3.19. Регулировочная характеристика реверсивного ТП при согласованном управлении комплектами

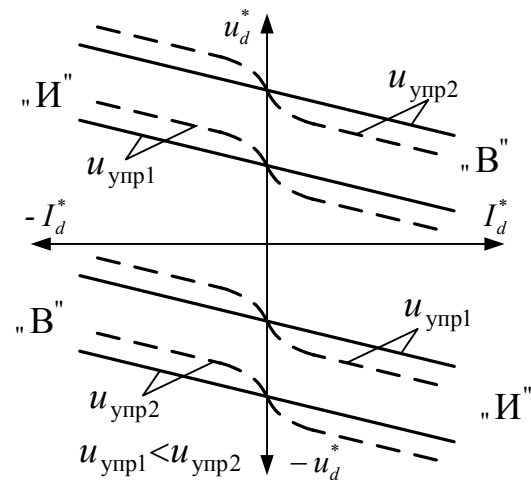


Рис. 3.20. Внешние характеристики реверсивного ТП: ---- — при раздельном управлении; — — при согласованном управлении

преобразователя обладают зоной нечувствительности при переходе с одного направления тока на другое, между моментом снятия импульсов с одной группы тиристоров и подачи их на другую присутствует бестоковая пауза, приводящая к ошибкам по скорости в системах регулирования электроприводов, возможен режим прерывистого тока, при котором увеличиваются пульсации тока, а динамические параметры приводов существенно изменяются.

Раздельное управление целесообразно применять в тех случаях, когда на реверс допустимо «мертвое» время порядка 5–10 мс, что приемлемо для большого числа потребителей. Оно предъявляет высокие требования к надежности устройств для блокирования управляющих импульсов. Сбои в работе блокирующих устройств и появление управляющих импульсов на нерабочем комплекте тиристоров приводит к внутреннему короткому замыканию в преобразователе, так как уравнивающий ток между мостами в этом случае ограничен только индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора и достигает недопустимо большой величины. В современных преобразователях применяются высоконадежные устройства для блокирования управляющих импульсов с очень малой вероятностью сбоя или отказа.

Согласованное управление позволяет получить наилучшие динамические показатели, позволяющие практически мгновенно переводить преобразователь из выпрямительного режима в инверторный. Значительно улуч-

шается вид внешних характеристик (их жесткость), они не имеют излома при переходе из выпрямительного режима в инверторный и наоборот.

К недостаткам преобразователей с совместным управлением можно отнести сложность наладки, невозможность полного использования вентиля в выпрямительном режиме, высокие требования к симметрии управляющих импульсов, недопустимость воздействия помех на тиристоры, ухудшение использования трансформатора и понижение коэффициента мощности.

Согласованное управление целесообразно применять в высокоточных электроприводах, где требуется быстрота изменения режимов работы преобразователя.

### 3.4. Влияние процесса коммутации тиристоров в однофазных схемах

В реальных схемах из-за наличия во входной цепи переменного тока индуктивных сопротивлений, в частности индуктивных сопротивлений обмоток согласующего трансформатора или входных реакторов, процесс коммутации имеет определенную длительность, т.е. процесс перехода тока с одного вентиля на другой происходит не мгновенно, а с некоторой постоянной времени контура коммутации.

Помимо индуктивного сопротивления, на процессы коммутации влияет и входное активное сопротивление обмоток трансформатора, но его влияние в нормальных режимах значительно меньше.

Поэтому рассмотрим процессы коммутации с учетом только входных индуктивных сопротивлений ( $L_a$ ), полагая при этом выпрямленный ток идеально сглаженным ( $\omega L_d \rightarrow \infty$ ).

Учитывая одинаковый характер процессов коммутации в различных вентильных схемах, остановимся на однофазной двухполупериодной как наиболее простой схеме выпрямления (рис. 3.21, а).

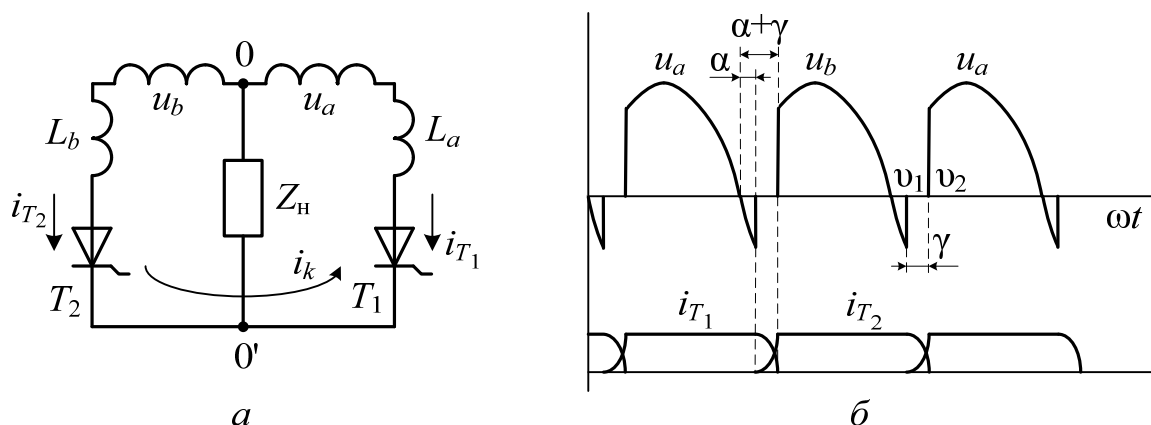


Рис. 3.21. Процессы коммутации в однофазных схемах

Индуктивные сопротивления обмоток силового трансформатора учтены введением в схему индуктивностей  $L_a$ ;  $u_a$  и  $u_b$  – мгновенные значения ЭДС вторичных полуобмоток.

Допустим, что в проводящем состоянии находится вентиль  $T_1$ . В момент  $u_1$  поступает отпирающий импульс на вентиль  $T_2$ .

Поскольку потенциал анода вентиля  $T_2$  в этот момент положителен относительно катода, вентиль включается (рис. 3.21, б).

Начиная с момента  $u_1$  оба вентиля будут включены, и вторичные полуобмотки трансформатора оказываются замкнутыми через вентили  $T_1$  и  $T_2$  накоротко. Под воздействием ЭДС вторичных полуобмоток  $u_a$  и  $u_b$  в короткозамкнутой цепи (контур коммутации) возникает ток короткого замыкания  $i_k$ , который является коммутирующим током.

Учитывая, что выпрямленный ток при  $\omega L_d \rightarrow \infty$  в период коммутации остается неизменным, можно записать для узла 0 или 0' следующее уравнение токов:

$$i_1 + i_2 = I_d = \text{const},$$

где  $I_d$  – среднее значение выпрямленного тока или тока нагрузки.

Последнее уравнение справедливо для любого момента времени. Пока ток проводит только вентиль  $T_1$ , получаем

$$i_1 = I_d; i_2 = 0.$$

В интервале коммутационного процесса ( $\gamma$ ) от  $u_1$  до  $u_2$  ток  $i_2$  плавно увеличивается, а  $i_1$  уменьшается. Когда ток  $i_2$  будет равным  $I_d$ , а ток  $i_1$  снизится до нуля, вентиль  $T_1$  выключится и ток нагрузки будет протекать лишь через вентиль  $T_2$ .

Длительность интервала коммутации характеризуется обычно углом коммутации  $\gamma$ , который может быть определен для рассмотренной схемы из следующего уравнения:

$$I_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{X_2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3.13)$$

Обозначив угол коммутации  $\gamma$  при угле  $\alpha = 0$  через  $\gamma_0$ , можно записать

$$1 - \cos \gamma_0 = \frac{I_d X_2}{\sqrt{2}E_2}, \quad (3.14)$$

подставив (3.13) в (3.14), получим

$$\gamma = \arccos[\cos \alpha + \cos \gamma_0 - 1] - \alpha. \quad (3.15)$$

*Замечание 1.* Длительность протекания тока в вентилях по сравнению с идеализированной схемой увеличивается на угол  $\gamma$  и становится равной  $\pi + \gamma$ .

*Замечание 2.* Процесс коммутации оказывает непосредственное влияние на выпрямленное напряжение  $E_d$  ( $U_d$ ), так как на интервалах коммутации мгновенное значение выпрямленного напряжения в рассмотренной схеме снижается до нуля. В результате этого происходит уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения на  $\Delta u_x$ ,

$$\Delta u_x = \frac{\sqrt{2}E_2}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3.16)$$

*Замечание 3.* Появление коммутационных участков в выпрямленном напряжении приводит к изменению его гармонического состава (5–8 %). Угол коммутации влияет и на гармонический состав первичного тока (тока, забираемого из сети), потребляемого выпрямителем.

### 3.5. Влияние процесса коммутации тиристоров в многофазных схемах

Однофазная мостовая схема (рис. 3.22) по принципу действия подобна однофазной двухполупериодной схеме, рассмотренной ранее.

Отличие состоит в том, что при коммутации тока в этой схеме возникают два контура коммутации, каждый из которых состоит из двух вентилей и вторичной обмотки трансформатора: один контур – из вентилей  $T_1$  и  $T_2$ , а другой – из  $T_3$  и  $T_4$ . Ток  $i_k$  распределяется между этими контурами поровну (см. рис. 3.22).

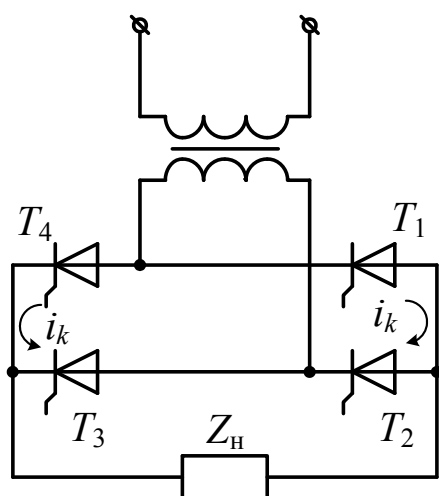


Рис. 3.22. Однофазная мостовая схема

Для мостовой схемы имеем

$$I_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{2X_2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (3.17)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$\begin{aligned} U_d &= E_{d0} \cos \alpha - \frac{2X_a I_d}{\pi} = \\ &= E_{d0} \cos \alpha - \Delta u_x, \end{aligned} \quad (3.18)$$

где

$$\Delta u_x = \frac{2X_a I_d}{\pi}. \quad (3.19)$$

В многофазных схемах ( $m > 0$ ) возникают частичные контуры короткого замыкания между отдельными фазами. При этом мгновенное значение выпрямленного напряжения не падает до нуля, а становится равным среднему арифметическому значению напряжений фаз, в вентилях которых коммутируются токи. Так, для трехфазных схем со средней точкой и мостовой мгновенное значение выпрямленного напряжения на интервале коммутации тока между вентилями фаз  $a$  и  $b$  (рис. 3.23)

$$u_{d(\gamma)} = \frac{u_a + u_b}{2}, \quad (3.20)$$

где  $u_a$  и  $u_b$  – мгновенные значения фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора. Длительность протекания тока через вентили увеличивается на угол  $\gamma$  и становится равной  $(2/3 \pi + \gamma)$ .

В схемах со средней точкой и трехфазной мостовой угол коммутации  $\gamma$  связан с выпрямленным током  $I_d$  и углом  $\alpha$  следующим соотношением:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2X_2 I_d}{\sqrt{6}E_2}. \quad (3.21)$$

Падение напряжения  $\Delta u_x$ , на которое уменьшаются средние значения выпрямленного напряжения, равно:

– в трехфазной схеме со средней точкой

$$\Delta u_x = \frac{3X_a I_d}{2\pi}; \quad (3.22)$$

– в трехфазной мостовой схеме

$$\Delta u_x = \frac{3X_a I_d}{\pi}. \quad (3.23)$$

Часто встречается выражение  $\Delta u_x = \frac{mX_a I_d}{2\pi}$ , что не всегда правильно, так как есть еще коэффициент схемы.

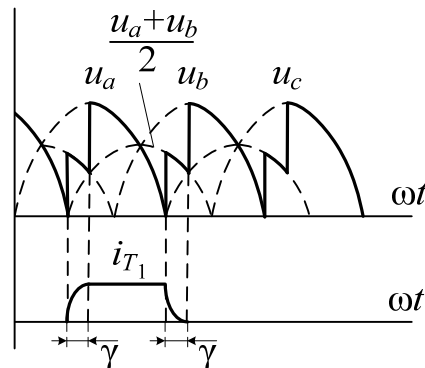


Рис. 3.23. Процессы коммутации в трехфазной схеме

### 3.6. Инверторы, ведомые сетью

Устройства преобразования переменного тока в постоянный характеризуются передачей активной мощности из питающей сети переменного тока в цепь постоянного тока – цепь нагрузки. В таких устройствах нередко требуется рекуперация энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока. В электроэнергетике это имеет место в передачах электроэнергии постоянным током. Подобная ситуация возникает и в тех случаях, когда выпрямительное устройство питает якорную цепь машины постоянного тока в системе электропривода какого-либо транспортного средства или грузоподъемного механизма. При движении транспорта под уклон или грузоподъемного механизма вниз (с грузом) машина постоянного тока переходит из двигательного режима работы в генераторный за счет механической энергии, подводимой к ней от исполнительного меха-

низма. Эту энергию можно полезно использовать, преобразовав в электрическую и возвратив в цепь переменного тока.

Устройства, предназначенные для преобразования постоянного тока в переменный, называются *инверторами*.

Изменение направления потока активной мощности в звене постоянного тока при сохранении неизменным его направления в силу наличия вентилей возможно только сменой полярности напряжения. Это изменение обеспечивается в соответствии с уравнением регулировочной характеристики управляемого вентильного преобразователя при углах регулирования  $\alpha > 90^\circ$ . При этом сдвигается кривая тока в первичной обмотке трансформатора, а значит, и его первая гармоника на угол  $\varphi_{1(1)} = \alpha$ . Тогда при  $\varphi_{1(1)} > 90^\circ$  изменится и знак активной мощности в цепи переменного тока вентильного преобразователя, т.е. действительно будет происходить отдача мощности в сеть переменного тока, а не ее потребление из сети, как в случае режима управляемого выпрямления.

*Зависимым инвертором* называется инвертор, частота, форма и величина выходного напряжения которого определены внешней сетью.

Назначение зависимого инвертора сводится к поставке дополнительной активной мощности в существующую систему переменного напряжения.

В случаях, когда требуется быстро и эффективно вывести накопленную энергию из обмоток путем сброса с них тока, полярность напряжения на обмотке необходимо изменить на обратную, что также обеспечивается увеличением угла регулирования  $\alpha$  за  $90^\circ$ . В момент спада тока до нуля режим зависимого инвертирования естественно прекратится, так как исчезнет источник временной энергии в звене постоянного тока.

Таким образом, выпрямители и зависимые инверторы имеют одинаковые принципиальные схемы преобразования, но зависимые инверторы не могут быть выполнены на неуправляемых вентилях.

### 3.6.1. Зависимый инвертор однофазного тока

Схема простейшего однофазного зависимого инвертора представлена на рис. 3.24, а.

Инвертор содержит генератор постоянного напряжения с ЭДС  $E_d$ , тиристор  $T$ , дроссель  $L_d$  и переменную ЭДС вторичной обмотки трансформатора. Таким образом, в инверторе действуют две идеальные ЭДС: постоянная ЭДС  $E_d$ , по отношению к которой тиристор включен в проводящем режиме, и переменная ЭДС  $e_2$ .

В течение первого полупериода (рис. 3.24, б) ЭДС  $e_2$  и  $E_d$  совпадают по направлению, поэтому, учитывая наличие тиристора в цепи, оба источника ЭДС могут работать только как генераторы электрической



энергии; при этом потребителем энергии будет дроссель  $L_d$ . На этом интервале режим инвертирования осуществить невозможно. В течение второго полупериода ( $\pi - 2\pi$ ) ЭДС  $e_2$  и  $E_d$  действуют встречно и в интервале возможен режим инвертирования, когда энергия источника постоянного напряжения будет передаваться источнику переменной ЭДС  $e_2$  (сети переменного тока). При этом ЭДС  $E_d$  будет совпадать по направлению с током  $i$ , направление ЭДС  $e_2$  встречно току  $i$ .

Для осуществления режима инвертирования необходимо, чтобы тиристор в течение большей части первого полупериода, когда ЭДС  $e_2$  и  $E_d$  совпадают по направлению, был надежно заперт и отпирался только в любой момент интервала времени  $t_0 - t_r$  (см. рис. 3.24, б). При этом величина ЭДС  $E_d$  должна быть меньше амплитуды ЭДС  $e_2$ . Граничная точка  $t_0$  здесь определяется тем, что только до точки  $O_1$  между анодом и катодом тиристора напряжение положительно и он может быть открыт с помощью сигнала управления. Вторая граничная точка  $t_r$  определяется необходимостью создания определенного интервала времени, требуемого для восстановления вентильных свойств тиристора после прохождения его тока через нулевое значение момента появления положительного напряжения между анодом и катодом (до точки  $O_2$ ).

На рис. 3.24, б представлено семейство кривых тока, построенных при различных значениях угла управления  $\alpha$ . Скорость изменения тока прямо пропорциональна алгебраической сумме ЭДС  $e_2$  и  $E_d$ . При  $e_2 + E_d > 0$  ток возрастает, при  $e_2 + E_d = 0$  (момент времени  $t_0$ ) ток достигает максимума. При  $e_2 + E_d < 0$  ток уменьшается и протекает в цепи за счет энергии, накопленной в магнитном поле дросселя.

Если тиристор включается до момента времени  $\pi$  (см. рис. 3.24, б), например, при угле управления  $\alpha = \alpha_2$ , то на интервале  $t_2 - \pi$  ЭДС  $e_2$  и  $E_d$  еще совпадают по направлению и оба источника ЭДС работают как генераторы, электрическая энергия которых преобразуется в энергию магнитного поля дросселя. На интервале  $\pi - t_0$  источник ЭДС (сеть переменного тока) работает как потребитель электрической энергии, а в дросселе по-прежнему происходит накопление энергии. С момента времени  $t_0$  дроссель начинает отдавать энергию в сеть переменного тока. Режим инвертирования наблюдается в течение интервала времени  $t'_2 - \pi$ , пока ток  $i_2$  в цепи инвертора не достигнет нулевого значения. С момента времени  $t'_2$  напряжение на тиристоре становится отрицательным, сохраняя отрицательное значение в течение интервала  $\beta$  (рис. 3.24, в).

При  $\alpha = \alpha_A$ , включившись, тиристор не может выключиться и с точки  $O_2$  его ток начнет снова возрастать под действием положительного напряжения, равного  $e_2 + E_d$ . При этом инвертор переходит в режим короткого замыкания. Точку  $O_2$ , определяющую границу устойчивости работы инвертора, называют граничной, а угол управления  $\alpha_r$ , при котором достигается этот предельный режим, — граничным.

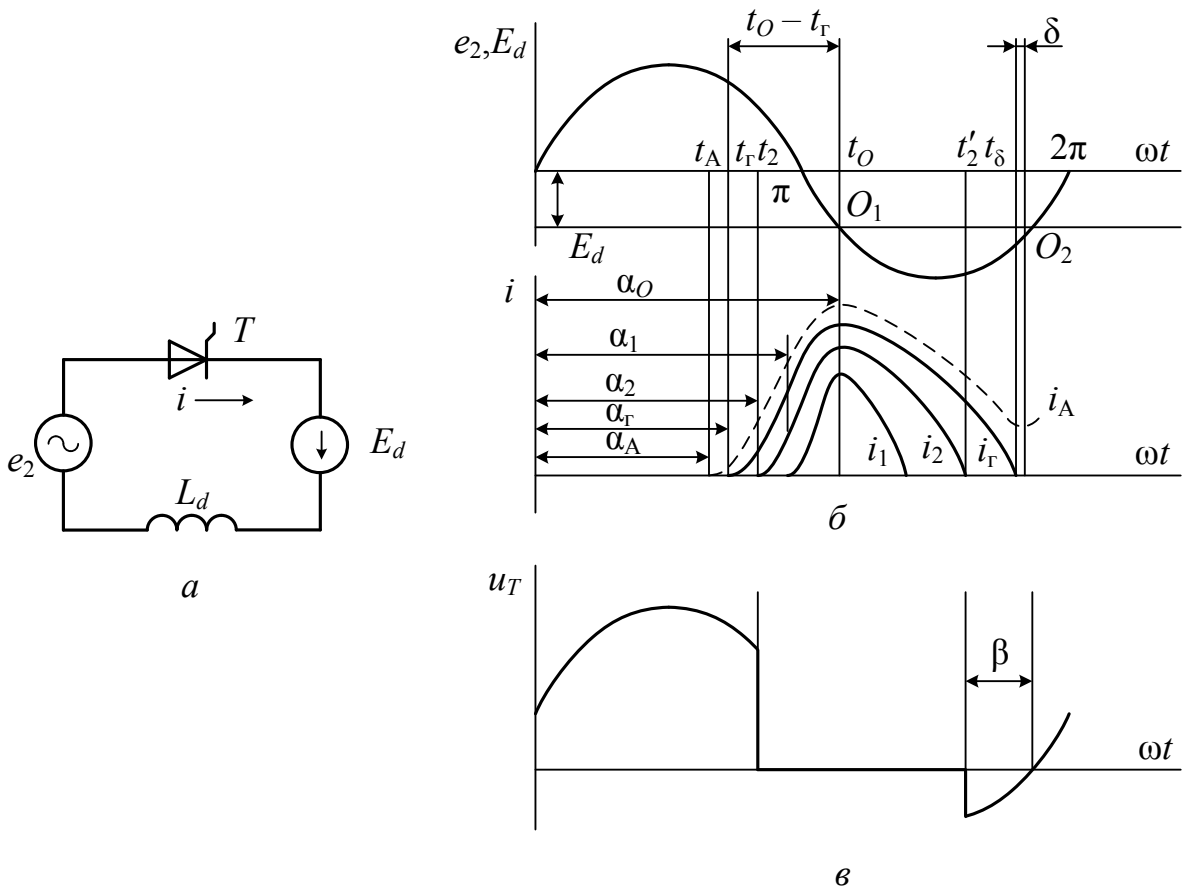


Рис. 3.24. Простейший однофазный инвертор, ведомый сетью

Потеря устойчивости (опрокидывание) в реальных инверторах наступает раньше точки  $O_2$ , так как для восстановления запирающих свойств тиристора после его выключения необходим некоторый промежуток времени  $\delta$  (см. рис. 3.24, б) для рассасывания электрических зарядов в  $p-n$ -переходах. Следовательно, в реальном инверторе тиристор должен выключаться раньше на угол  $\delta$ , чем будет достигнута точка  $O_2$ , причем это опережение должно всегда соответствовать наиболее тяжелому режиму работы тиристора, при котором  $\delta = \delta_{\max}$ .

Аналогичную картину можно получить, если  $\alpha = \text{const}$ , а  $E_d = \text{var}$ .

Рассмотренный инвертор содержит те же элементы, что и управляемый выпрямитель, работающий на противоЭДС. Однако роль противоЭДС в режиме инвертирования выполняет не  $E_d$ , а напряжение сети переменного тока. Чтобы перейти от режима выпрямления к режиму инвертирования, необходимо изменить направление  $E_d$  и увеличить угол управления за  $90^\circ$ .

### 3.6.2. Трехфазный мостовой зависимый инвертор

Схема трехфазного мостового зависимого инвертора с учетом параметра  $L_a$  реального трансформатора показана на рис. 3.25, а временные диаграммы при допущении  $X_d = \infty$  приведены на рис. 3.26.

Для расчета характеристик зависимого инвертора удобнее вместо угла  $\alpha$  пользоваться углом регулирования  $\beta$ , дополняющим угол  $\alpha$  до  $180^\circ$ :

$$\alpha + \beta = 180^\circ.$$

Это делает все зависимости характеристик от угла  $\beta$  в инверторе подобными зависимостям соответствующих характеристик от угла  $\alpha$  в выпрямителе.

Методика построения временных диаграмм та же, что и при выпрямительном режиме работы. Для инверторного режима характерны две особенности временных диаграмм.

Во-первых, значительно меньшая длительность интервала приложения обратного напряжения к вентилю:

$$\delta = \beta - \gamma \geq \delta_{в},$$

которая должна быть больше паспортного времени восстановления управляющих свойств вентиля с неполным управлением (тиристоров)  $\delta_{в}$ . Эта особенность ограничивает минимально возможное значение угла регулирования  $\beta$  в инверторном режиме величиной

$$\beta_{\min} = \gamma_{\max} + \delta_{в}.$$

Во-вторых, методика расчета зависимого инвертора аналогична методике расчета выпрямителя, с той только особенностью, что минимальный угол регулирования в инверторном режиме  $\beta_{\min}$  не может быть равен нулю, в то время как расчетный режим выпрямителя выполняется при  $\alpha = 0$ .

При малых значениях углов регулирования  $\beta$  в инверторном режиме углы вступления вентиля в работу  $\alpha$  близки  $180^\circ$ .

Входом преобразователя в режиме зависимого инвертирования является цепь постоянного тока, поэтому здесь значима зависимость сред-

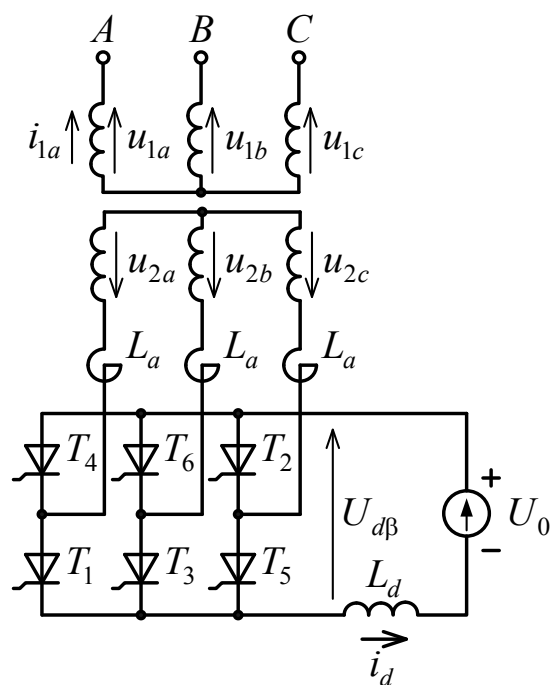


Рис. 3.25. Схема трехфазного мостового зависимого инвертора с учетом параметра  $L_a$  реального трансформатора

него значения инвертируемого напряжения  $U_d$  от среднего значения инвертируемого тока  $I_d$  при постоянном угле регулирования  $\beta$ , называемая входной характеристикой зависимого инвертора. Формально ее уравнение получается из уравнения внешней характеристики управляемого выпрямителя, нагруженного на противоЭДС при замене в ней  $\alpha$  на  $\beta$ :

$$U_{d\beta} = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{2m} \left( \cos\beta + \frac{x_a I_d}{\sqrt{3} E_{2m}} \right). \quad (3.24)$$

Отрицательное значение напряжения  $U_{d\beta}$  подтверждает смену полярности напряжения в звене постоянного тока инвертора по сравнению с выпрямителем. Смена знака здесь у среднего значения коммутационного падения напряжения свидетельствует о том, что входные характеристики инвертора поднимаются с ростом тока с таким же наклоном, с каким падают внешние характеристики выпрямителя.

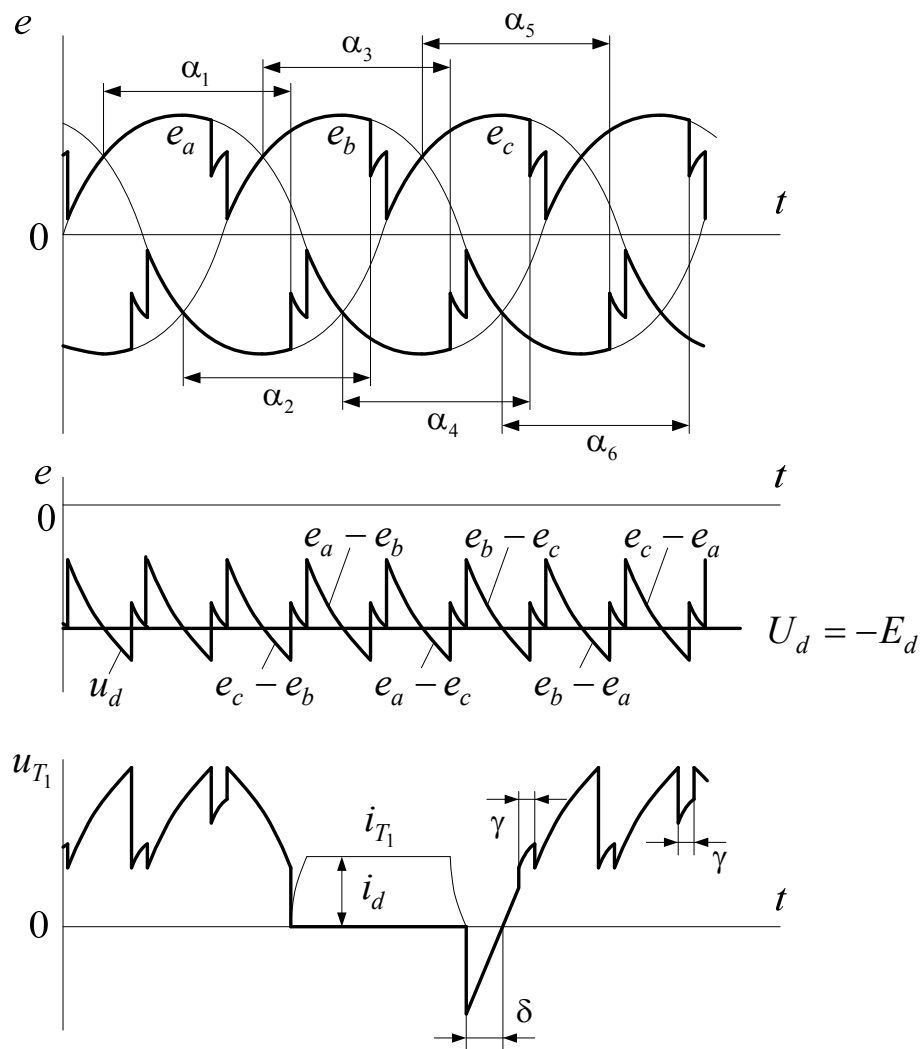


Рис. 3.26. Временные диаграммы работы трехфазного мостового зависимого инвертора

В случае если вентиляльный преобразователь поочередно работает в выпрямительном и инверторном режимах, то их внешние и входные характеристики изображают на совместном графике соответственно в первом и четвертом квадрантах.

### 3.6.3. Аварийные режимы работы зависимого инвертора

Характерной особенностью работы зависимого инвертора является то, что в течение времени, большего половины непроводящей части периода, напряжение на тиристоре положительно и он удерживается в запертом состоянии лишь управляющим импульсом, поскольку отрицательная постоянная составляющая напряжения  $U_d$  может уравниваться лишь положительной постоянной составляющей напряжения на тиристоре.

Тиристор должен успеть восстановить свои запирающие свойства за промежуток времени, в течение которого напряжение на тиристоре, вышедшем из работы, остается отрицательным. Этому времени соответствует угол  $\delta$  (см. рис. 3.26). В противном случае тиристор вступает в работу, т.е. начинает проводить ток. ЭДС вентиляльной обмотки при этом не препятствует, как это должно быть при инвертировании, а содействует протеканию тока. Поэтому ток под действием двух согласно направленных ЭДС – ЭДС вентиляльной обмотки трансформатора и ЭДС внешнего источника цепи постоянного тока – резко возрастает.

Этот режим называется опрокидыванием инвертора и является аварийным. Таким образом, для устойчивой работы инвертора необходимо, чтобы угол  $\delta$  превышал угол восстановления запирающих свойств тиристора.

Возможна и другая причина опрокидывания инвертора – пропуск отпирания очередного тиристора. Если не произошла коммутация в тиристоре  $T_2$  (рис. 3.27), в работе остается вентиль  $T_1$ ; выпрямленное напряжение становится положительным и, действуя согласно с противоЭДС, приводит к нарастанию тока, т.е. аварийный процесс имеет тот же характер, как и

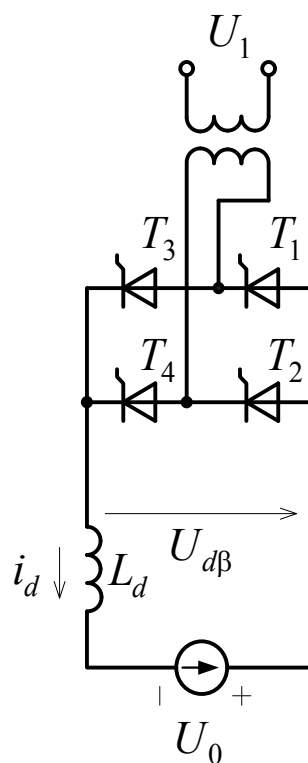


Рис. 3.27. Схема однофазного мостового зависимого инвертора

при повторном вступлении тиристора в работу. Развитие этого процесса зависит от величины индуктивности сглаживающего реактора в цепи выпрямленного тока; в случае одиночного пропуска отпирания или одиночного повторного вступления тиристора в работу инвертор может восстановить нормальный режим без отключения. Из-за достаточно большой индуктивности сглаживающего реактора аварийный ток нарастает медленно и через период после пропуска может произойти коммутация тока в тиристоре  $T_2$ , после чего инвертор втягивается в нормальную работу (правда, угол запаса  $\delta$  тиристора  $T_1$  оказывается очень малым, поскольку произошла коммутация большого тока). При небольшой индуктивности сглаживающего реактора аварийный ток нарастает быстро и через период после пропуска коммутации на тиристор  $T_2$  не может завершиться – ток слишком велик. После этого ток продолжает нарастать до отключения инвертора. Опрокидывание инвертора может произойти и вследствие уменьшения напряжения сети.

Учитывая отмеченные особенности, индуктивность сглаживающего реактора при инвертировании тока следует выбирать гораздо больше, чем при выпрямлении.

### 3.7. Автономные инверторы

Автономные инверторы – это вентиляльные преобразователи, преобразующие постоянный ток в переменный и работающие на автономную нагрузку.

По числу фаз выходного напряжения автономные инверторы подразделяют на однофазные и трехфазные и строят в основном по мостовой схеме.

В зависимости от характера протекания электромагнитных процессов автономные инверторы подразделяют на два типа: инверторы тока (АИТ) и инверторы напряжения (АИН).

В инверторах тока во входной цепи включают дроссель большой индуктивности, вследствие чего происходит апериодический заряд коммутирующего конденсатора и входной ток оказывается непрерывным (при  $L_d \rightarrow \infty$  входной ток не имеет пульсаций), т.е. источник питания работает как генератор тока. По способу подключения коммутирующего конденсатора к нагрузке инверторы тока подразделяют на параллельные, последовательные и последовательно-параллельные.

В инверторах напряжения источник питания работает в режиме генератора напряжения, обладающего малым внутренним сопротивлением. При питании от источника с большим внутренним сопротивлением на входе инвертора устанавливают конденсатор большой емкости.

Основными областями применения инверторов тока и напряжения являются: стабилизированные по выходным параметрам преобразователи частоты; вторичные источники питания переменным током; установки частотно-регулируемого электропривода.

### 3.7.1. Автономный инвертор тока

На рис. 3.28, *a* приведена принципиальная схема однофазного параллельного мостового инвертора тока. Тиристоры отпираются попарно ( $T_1$  и  $T_2$ ,  $T_3$  и  $T_4$ ) с относительным фазовым сдвигом, равным  $180^\circ$ . Во входной цепи включен дроссель  $L_d$ , индуктивность которого достаточно велика (в пределе  $L_d \rightarrow \infty$ ), благодаря чему входной ток  $i_d$  идеально сглажен, а ток через тиристоры имеет прямоугольную форму (рис. 3.28, *б*). При отпирании тиристоров  $T_1$  и  $T_2$  ток  $i_d$ , равный в течение полупериода выходной частоты току  $i_{\text{вых}}$ , разделяется по двум ветвям: ток  $i_n$  протекает через нагрузку, а ток  $i_C$  – через конденсатор  $C$ , заряжая его с полярностью, указанной на рис. 3.28, *б* без скобок. Через полупериод выходной частоты отпираются тиристоры  $T_3$  и  $T_4$  и конденсатор  $C$  оказывается закороченным всеми тиристорами. При этом ток разряда конденсатора, протекая навстречу рабочему току тиристоров  $T_1$  и  $T_2$ , уменьшает его до нуля практически мгновенно, так как сопротивление в контуре разряда конденсатора через тиристоры мало, а индуктивности рассеяния обмотки трансформатора находятся вне этого контура.

В любой момент времени суммарный ток на выходе инвертора при принятом допущении ( $L_d \rightarrow \infty$ )  $i_{\text{вых}} = i_n + i_C = I_d = \text{const}$ , но его направление изменяется через каждый полупериод на противоположное (см. рис. 3.28, *б*). В течение времени  $t_{\text{выкл}}$  напряжение на конденсаторе ( $u_C = u_n$ ) совпадает по направлению с прежним, ток нагрузки  $i_n$  сохраняет свое прежнее направление за счет разряда конденсатора на нагрузку, а ток коммутирующего конденсатора  $i_C$  с момента коммутации изменяет направление на противоположное.

Таким образом, ток конденсатора  $i_C$  после коммутации имеет максимальное значение и уменьшается по мере его перезаряда, а ток нагрузки  $i_n$  постепенно спадает до нуля и, реверсируя, совпадает по направлению с током  $i_C$ .

Дроссель  $L_d$  выполняет функцию фильтра высших гармонических составляющих напряжения, так как к нему в любой момент времени прикладывается разность между неизменным напряжением источника питания и пульсирующим напряжением на выходе инвертора (противоЭДС инвертора).

Выходное напряжение инвертора повторяет по форме напряжение на конденсаторе и представляет собой в каждый полупериод сумму двух сос-

составляющих: постоянной, равной напряжению источника питания, и переменной, возникающей за счет реактивной мощности конденсатора. Поскольку за полупериод выходной частоты реактивная мощность равна нулю, заштрихованные площадки  $S_1$  и  $S_2$  (см. рис. 3.28, б), характеризующие интегральные значения переменной составляющей, равны между собой. Среднее значение выходного напряжения за полупериод равно напряжению источника питания  $U_d$ .

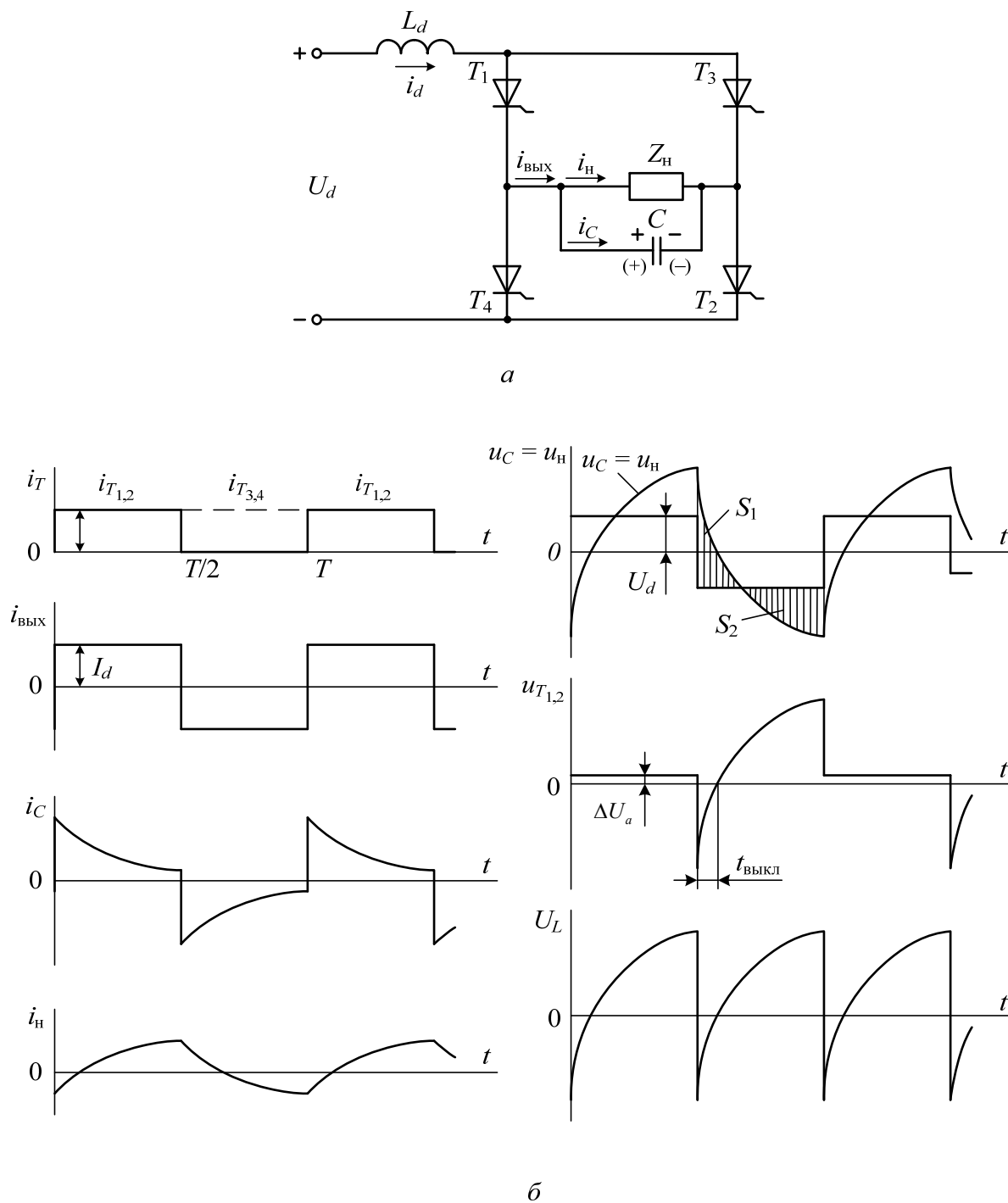


Рис. 3.28. Однофазный мостовой автономный инвертор тока: а – принципиальная схема; б – временные диаграммы токов и напряжений



Напряжение на тиристорах  $T_1$  и  $T_2$  (см. рис. 3.28, б) после коммутации изменяется от отрицательного значения к положительному. В течение времени  $t_{\text{выкл}}$  на тиристорах  $T_1$  и  $T_2$  поддерживается отрицательное напряжение и они восстанавливают запирающие свойства.

Если  $t_{\text{выкл}} > t_{\text{восст}}$ , то с восстановлением положительного анодного напряжения тиристоры  $T_1$  и  $T_2$  (см. рис. 3.28, б) останутся запертыми вплоть до прихода следующего отпирающего импульса. Если же этого времени окажется недостаточно, то указанные тиристоры снова откроются и произойдет срыв инвертирования.

Коммутирующий конденсатор может быть включен параллельно первичной или вторичной обмотке трансформатора, если такой имеется.

Рассматривая параллельное соединение коммутирующего конденсатора  $C$  и нагрузки  $Z_n$  как общую нагрузку, нетрудно видеть, что инвертор тока может работать лишь на общую емкостную нагрузку, когда выходной ток инвертора  $i_{\text{вых}}$  опережает напряжение  $u_n$  на выходе инвертора. В этом случае к тиристорам, которые до коммутации проводили ток, прикладывается обратное напряжение. Время действия обратного напряжения на тиристорах должно быть достаточным для восстановления их запирающих свойств, т.е.  $t_{\text{выкл}} > t_{\text{восст}}$  или  $\beta > \delta$ , где  $\beta = \omega t_{\text{выкл}}$ ,  $\delta = \omega t_{\text{восст}}$ ,  $\omega$  – угловая выходная частота инвертора. Приведенное условие выполняется благодаря наличию угла опережения (запирания)  $\beta$  тока  $i_{\text{вых}}$ , потребляемого нагрузкой и конденсатором, и напряжения  $u_n$ . Угол  $\beta$  создается за счет тока  $i_C$  коммутирующего конденсатора.

Принцип работы трехфазных инверторов (рис. 3.29) аналогичен принципу работы однофазных инверторов. Порядок работы тиристоров в трехфазном мостовом инверторе такой же, как и в трехфазном мостовом выпрямителе ( $T_1 - T_4$ ,  $T_1 - T_6$ ,  $T_3 - T_6$ ,  $T_3 - T_2$ ,  $T_5 - T_2$ ,  $T_5 - T_4$ ,  $T_1 - T_4$  и т.д.). В связи с тем что каждый тиристор (например,  $T_1$ ) работает 1/6 часть периода в паре с одним тиристором ( $T_4$ ), а 1/6 часть периода в паре с другим тиристором ( $T_6$ ), на управляющий электрод каждого тиристора подаются либо два узких импульса, следующих через  $60^\circ$ , либо один широкий импульс длительностью более  $60^\circ$ . Этим обеспечивается одновременная работа двух тиристоров: одного в анодной и одного в катодной группе. Коммутация тиристоров в инверторе осуществляется с помощью коммутирующих конденсаторов  $C_1 - C_3$ , соединенных в треугольник (как показано на рис. 3.29, а, б), или в звезду. Конденсаторы, как и в однофазном инверторе, должны обеспечивать компенсацию реактивной мощности нагрузки и создание необходимого угла опережения  $\beta$ . В инверторах необходима принудительная межвентильная коммутация, т.е. запираение каждого тиристора должно происходить при отпирании следующего по порядку работы тиристора другой фазы, но этой же группы. Например, для запираения тиристора  $T_1$  отпирается тиристор  $T_3$  и за счет разрядного тока конденсатора  $C_1$ , протекающего навстречу анод-

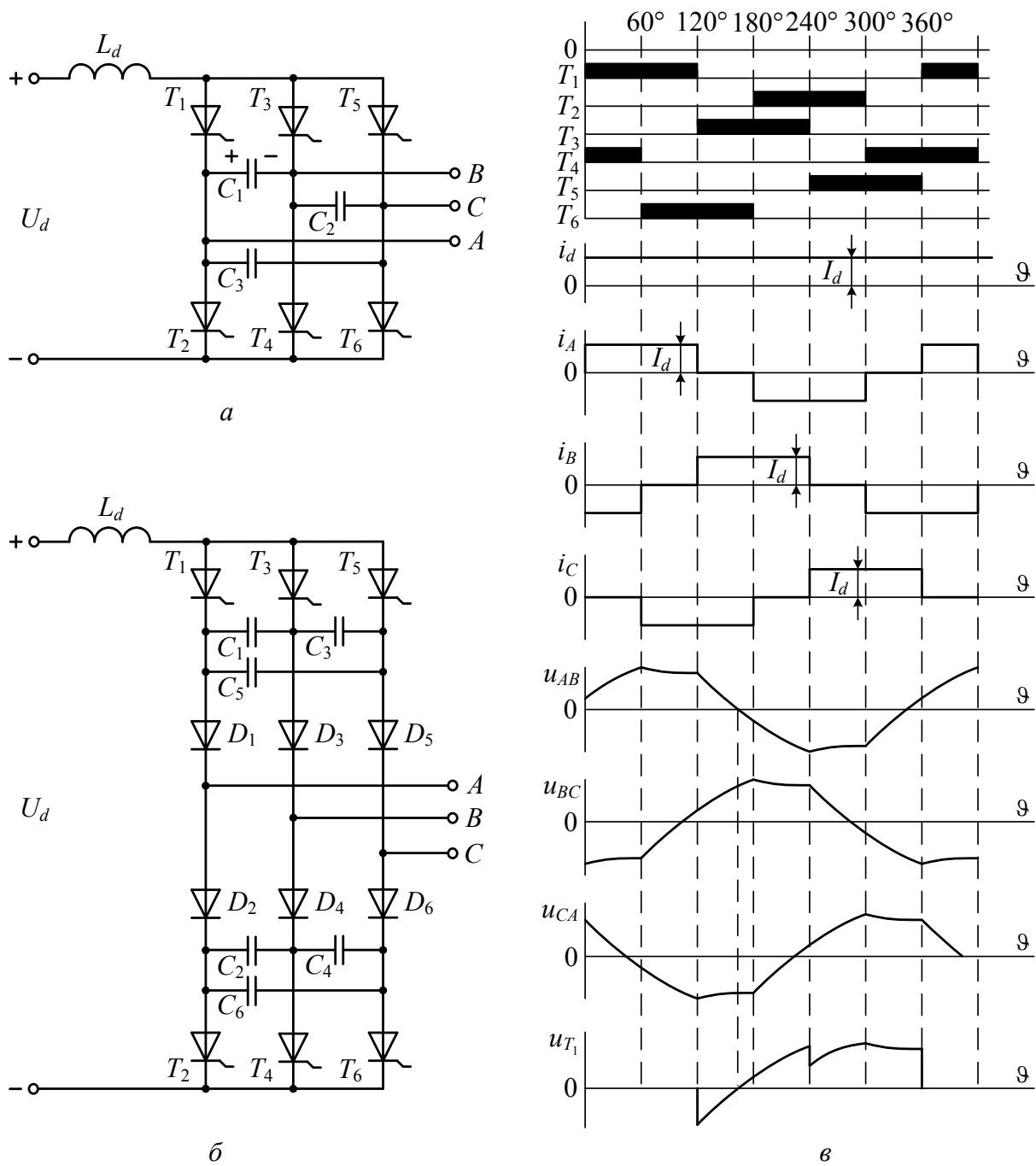


Рис. 3.29. Трехфазный мостовой инвертор тока: *a* – схема инвертора тока без отсекающих диодов; *б* – схема инвертора тока с отсекающими диодами; *в* – временные диаграммы токов и напряжений

ному току тиристора  $T_1$ , тиристор  $T_1$  запирается практически мгновенно в момент равенства этих токов (конденсатор  $C_1$  приобрел указанную на рис. 3.29, *a* полярность на интервале одновременной работы тиристор  $T_1$  и  $T_4$ ). К тиристор  $T_1$  прикладывается обратное напряжение, равное напряжению на конденсаторе  $C_1$ , и он восстанавливает свои запирающие свойства.

Кривая выходного напряжения в трехфазном мостовом инверторе имеет форму, более близкую к синусоидальной, чем в однофазном инверторе. В кривой выходного напряжения отсутствуют третья и кратные ей гармоники.

Для предотвращения разряда коммутирующих конденсаторов на нагрузку в инвертор вводят отсекающие диоды (рис. 3.29, *б*).

### 3.7.2. Автономные инверторы напряжения

Рассмотрим схему однофазного мостового инвертора (рис. 3.30, *a*) с активно-индуктивной нагрузкой при угле проводимости тиристор  $\lambda = \pi$ . Предположим, что в первый полупериод ( $0 \leq \vartheta \leq \vartheta_2$ ) (рис. 3.30, *б*) тиристоры  $T_1$  и  $T_2$  открыты и нагрузка оказывается подключенной к источнику питания  $U_d$  (путь тока показан сплошной линией). В момент времени  $\vartheta = \vartheta_2$  тиристоры  $T_1, T_2, T_3, T_4$  переключаются. Так как нагрузка имеет активно-индуктивный характер, в первый момент после переключения ( $\vartheta_2 \leq \vartheta \leq \vartheta_3$ ) за счет ЭДС самоиндукции ток в нагрузке сохраняет свое прежнее направление, а полярность тока в цепи источника питания и напряжения на нагрузке изменяется. Запасенная в нагрузке энергия возвращается в источник питания. На рис. 3.30, *б* видно, что на интервале  $\vartheta_2 \leq \vartheta \leq \vartheta_3$  ток нагрузки протекает через обратные диоды  $D_3, D_4$ . В момент времени  $\vartheta = \vartheta_3$  ток нагрузки спадает до нуля, диоды  $D_3, D_4$  обесточиваются и ток  $i_n$  протекает через открытые тиристоры  $T_3, T_4$ . От источника питания снова начинает потребляться энергия. В момент времени  $\vartheta = \vartheta_4$  происходит очередное переключение тиристор  $T_1, T_2, T_3, T_4$  и ток нагрузки на интервале  $\vartheta_4 - \vartheta_5$  протекает через обратные диоды  $D_1, D_2$ , а затем через тиристоры  $T_1, T_2$ .

В связи с тем, что в качестве источника постоянного напряжения инвертора обычно используется выпрямитель, обладающий односторонней проводимостью, для получения идеально сглаженного напряжения к входным зажимам инвертора подключают конденсатор  $C$ , обладающий большой емкостью (см. рис. 3.30, *a*).

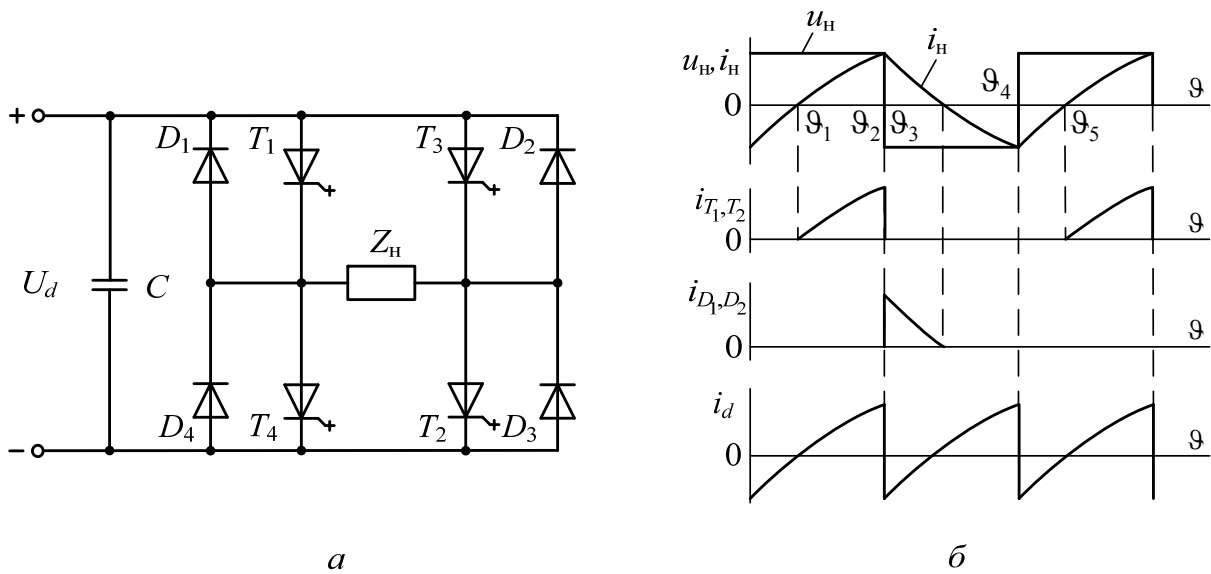
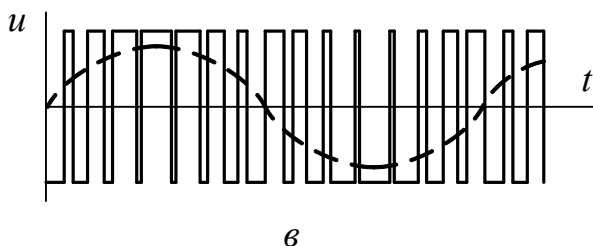
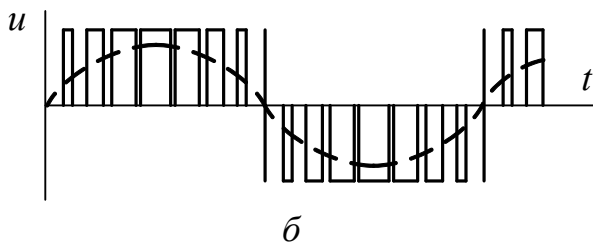
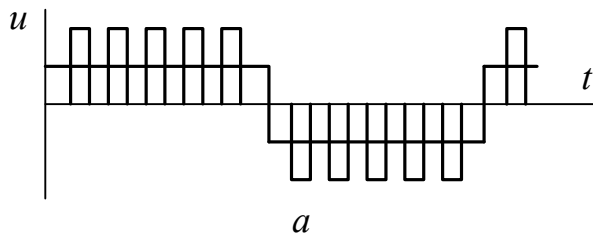


Рис. 3.30. Однофазный мостовой инвертор напряжения: *а* – принципиальная схема; *б* – временные диаграммы токов и напряжений

Для улучшения спектра выходного напряжения инвертора используют широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) на несущей частоте токов, значительно превышающей (в число раз, называемое кратностью частоты коммутации) частоту выходного напряжения инвертора (рис. 3.31, *а*). Это



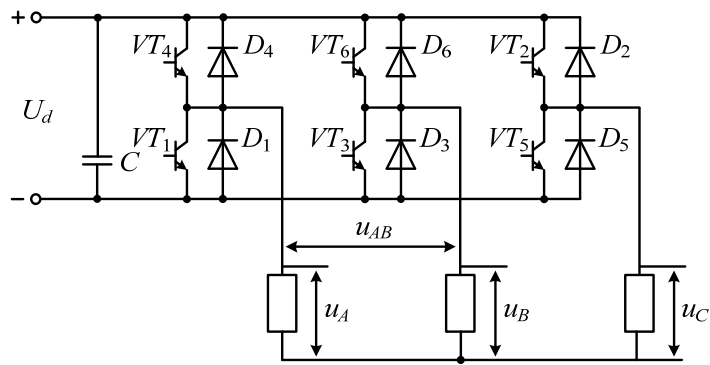
смещает гармоники напряжения, обусловленные регулированием, в область более высоких частот, что облегчает их фильтрацию в нагрузке.

Дальнейшее улучшение спектра выходного напряжения инвертора обеспечивается при модуляции длительностей импульсов по синусоидальному закону, для однополярной (рис. 3.31, *б*) и двухполярной (рис. 3.31, *в*) ШИМ.

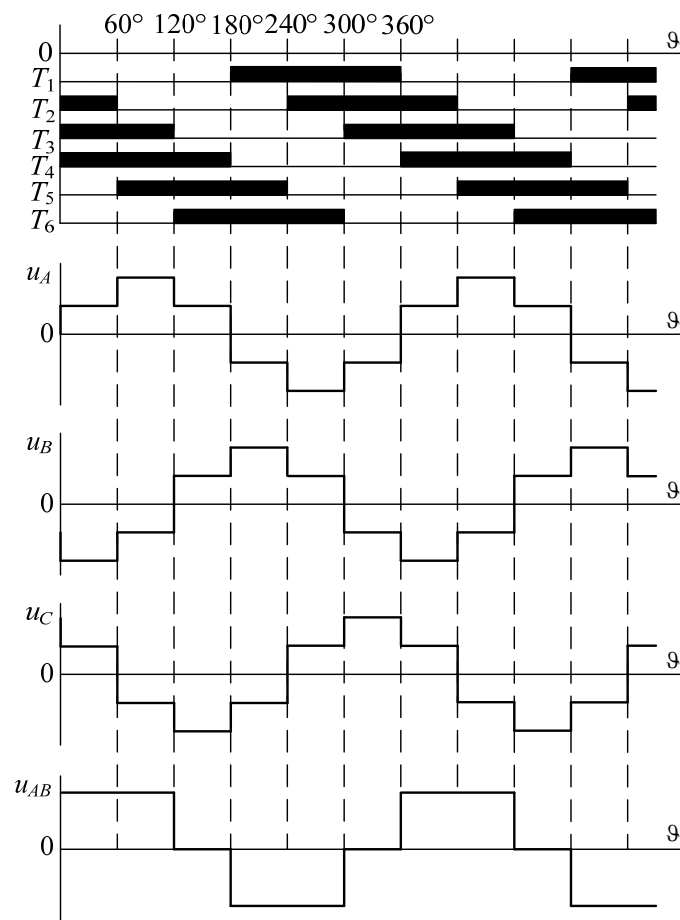
Для реализации данного способа формирования выходного напряжения инвертора необходимо применение вентилей с полным управлением (транзисторов, *GTO*-тиристоров).

На рис. 3.32, *а* приведена схема трехфазного мостового инвертора напряжения.

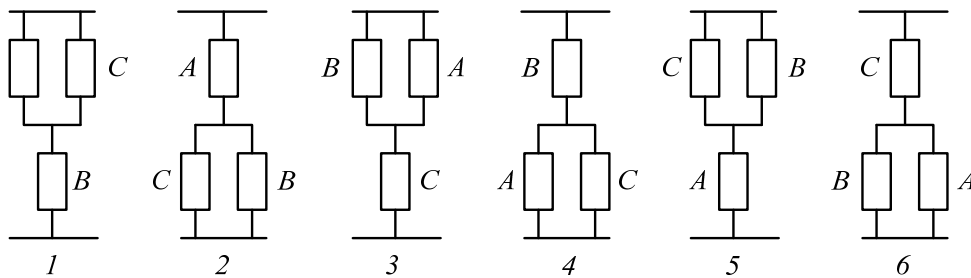
Рис. 3.31. Широтно-импульсная модуляция



*a*



*б*



*в*

Рис. 3.32. Трехфазный автономный инвертор напряжения: *a* – принципиальная схема; *б* – временные диаграммы токов и напряжений; *в* – схемы замещения инвертора

В режиме 180-градусного управления сигналы на верхний и нижний транзисторы каждого плеча моста поступают в течение полупериода выходного напряжения с соответствующими фазовыми сдвигами для получения трехфазной системы, как показано на первых шести временных диаграммах (см. рис. 3.32, б).

На следующих трех диаграммах (см. рис. 3.32, б) изображены кривые фазных напряжений трехфазной нагрузки, на последней диаграмме приведена кривая одного линейного напряжения. Шестиступенчатый характер диаграмм фазных напряжений инвертора свидетельствует о шести различных состояниях силовой схемы инвертора, интервалы существования которых обозначены цифрами 1–6. Шесть схем замещения инвертора, соответствующие этим шести состояниям силовой схемы, показаны на рис. 3.32, в. В первом состоянии включены транзисторы  $VT_2$ ,  $VT_4$  и  $VT_3$ . Фазы  $A$  и  $C$  нагрузки подключены к положительной шине входного источника питания  $U_d$ . При одинаковых сопротивлениях фаз нагрузки на две параллельно соединенные фазы будет приложена в положительном направлении треть напряжения источника, а на последовательно соединенную с ним фазу  $B$  – две трети напряжения источника питания отрицательной полярности (минус на конце фазы нагрузки), что отражено соответствующей величиной ступеней фазных напряжений инвертора на первом интервале диаграммы (см. рис. 3.32, б). Аналогично по схемам замещения определяются величины ступеней в фазных напряжениях инвертора и на всех остальных интервалах. Характерно, что каждое состояние отличается от предыдущего переключением только одной фазы нагрузки в противоположную сторону полярности напряжения.

Благодаря емкости  $C$  и обратным диодам  $D_1 - D_6$ , подключенным параллельно силовым ключам  $VT_1 - VT_6$ , при работе АИН на активно-индуктивную нагрузку обеспечивается обмен реактивной энергией между нагрузкой и входным конденсатором  $C$ . Они обеспечивают непрерывность цепи тока в нагрузке при отключении их от источника питания в процессе коммутации и возврат запасенной магнитной энергии в конденсатор фильтра.

Выходное напряжение АИН может регулироваться двумя способами: амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

При использовании АИМ изменяется напряжение в звене постоянного тока, когда инвертору отводится роль лишь коммутатора фаз, формирующего требуемую частоту (см. рис. 3.32, б); при использовании ШИМ – широтно-импульсным регулированием напряжения в инверторе за счет модуляции напряжения несущей частоты (частоты коммутации силовых ключей) сигналом требуемой частоты (см. рис. 3.31).

## 3.8. Преобразователи частоты

Преобразователи частоты – это устройства, преобразующие переменный ток одной частоты в переменный ток другой частоты.

Различают два класса преобразователей частоты:

1. Преобразователи частоты с непосредственной связью (без промежуточного звена постоянного тока).
2. Преобразователи частоты со звеном постоянного тока.

### 3.8.1. Преобразователи частоты с непосредственной связью

Принципиальные схемы преобразователей частоты с непосредственной связью на тиристорах с трехфазным выходным напряжением образуются из трех реверсивных выпрямителей, выполненных по одной из возможных базовых схем, рассмотренных в разд. 3.2. На рис. 3.33 показаны схемы преобразователей частоты с непосредственной связью трехфазного входного напряжения в трехфазное выходное напряжение с нагрузкой, соединенной в звезду.

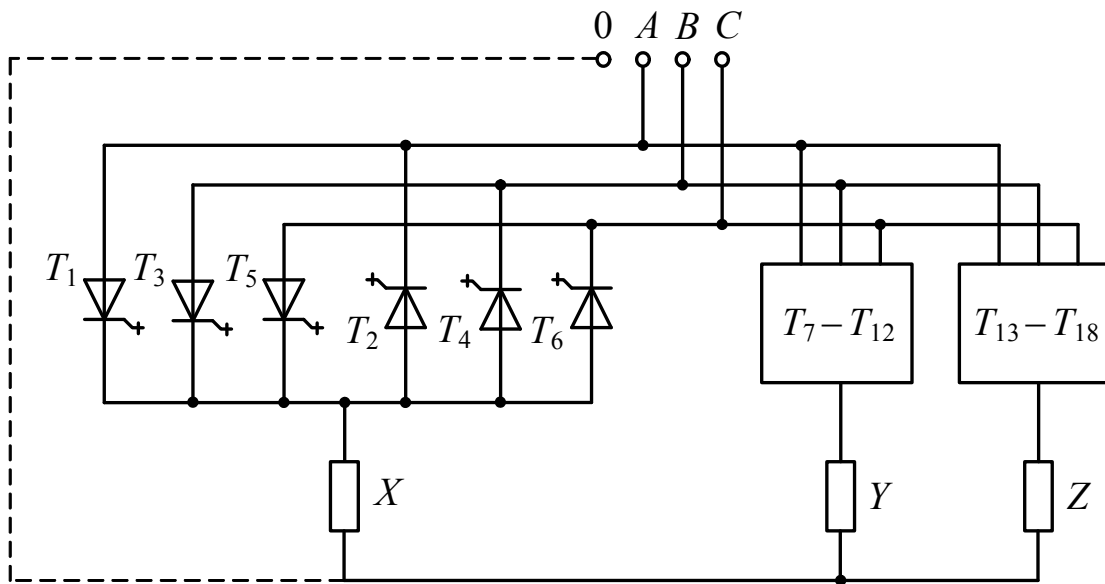
Реверсивные выпрямители, образующие отдельные фазы преобразователя частоты, выполнены по трехфазным нулевым (однополупериодным) схемам с раздельным управлением (см. рис. 3.33, *а*).

Схема преобразователя частоты с непосредственной связью на базе трехфазных мостовых схем выпрямителей показана на рис. 3.33, *б*.

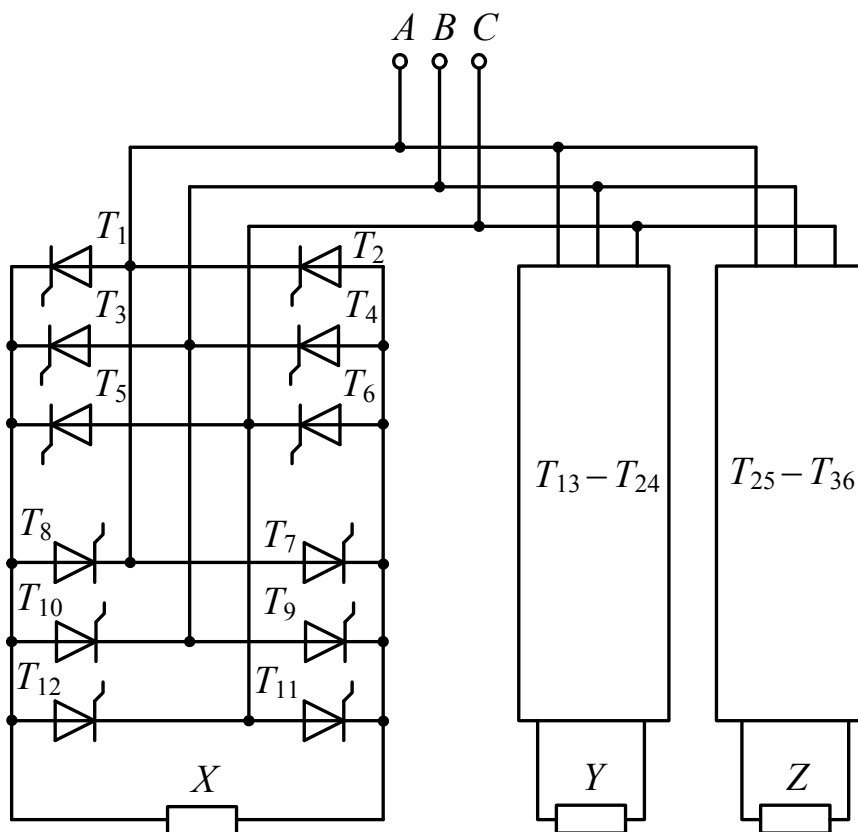
Необходимо отметить, что при естественной коммутации скорость перехода выпрямителя в инверторный режим определяется скоростью спада кривой напряжения сети от своего максимума до минимума. Значит, при полном диапазоне изменения угла регулирования от 0 до 180° максимальная частота выходного напряжения не превосходит частоты напряжения питающей сети.

Для получения синусоидального выходного напряжения преобразователя частоты форма модулирующей функции должна быть синусоидальной с частотой, определяющей частоту выходного напряжения. Временные диаграммы напряжений вентильных комплектов одной фазы шестипульсного преобразователя частоты с непосредственной связью (см. рис. 3.33, *б*) для этого случая показаны на рис. 3.34.

Гипотетические выходные напряжения вентильных комплектов по шестипульсным схемам (см. рис. 3.33, *б*) приведены на первых двух диаграммах рис. 3.34. Они построены при работе условно только одного комплекта – или прямого, или обратного. Реальная кривая выходного напряжения по нагрузке складывается из совокупности участков этих двух



*a*



*б*

Рис. 3.33. Схемы преобразователей частоты с непосредственной связью: *a* – на базе трехфазных нулевых схем; *б* – на базе трехфазных мостовых схем



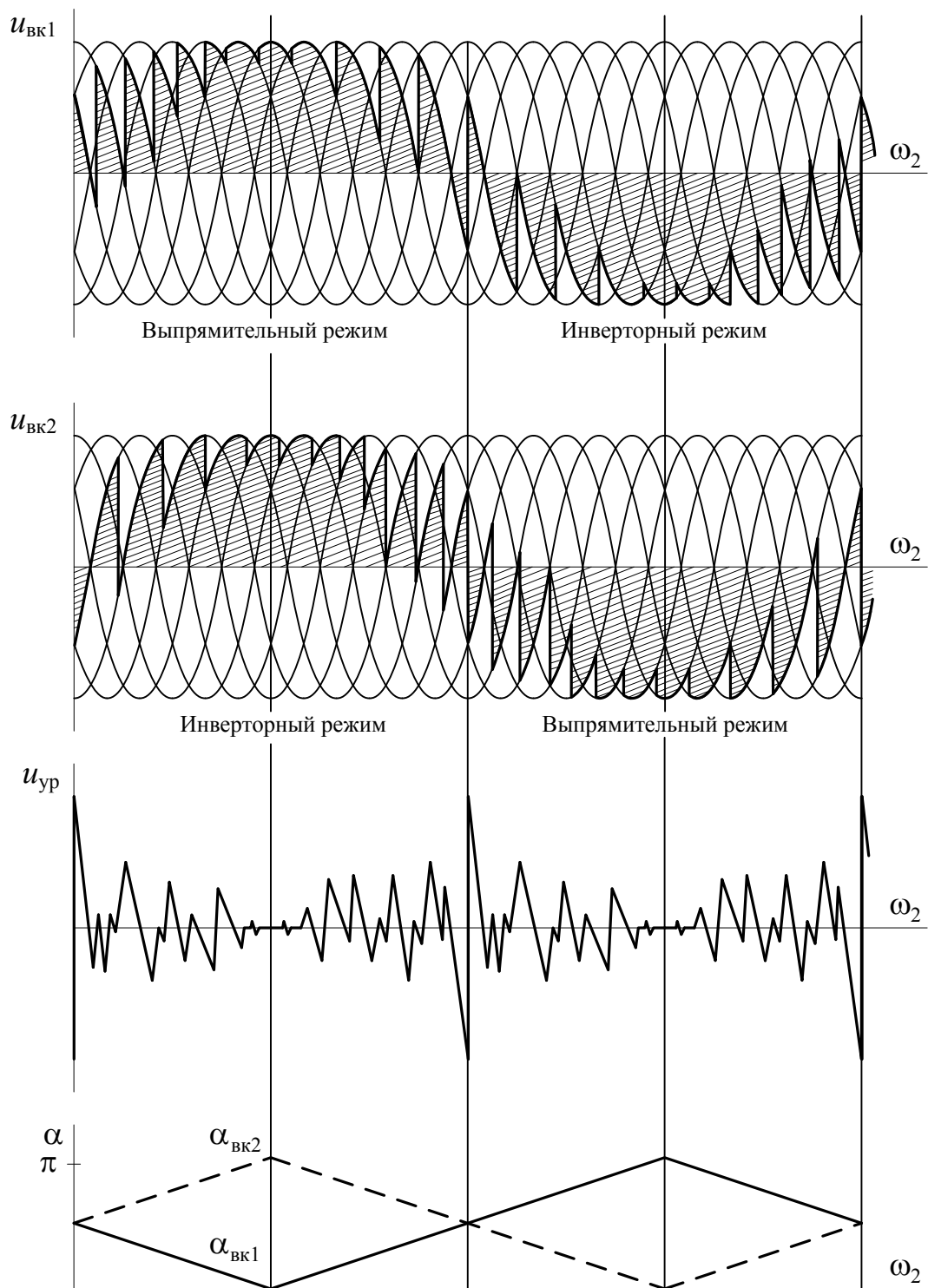


Рис. 3.34. Временные диаграммы работы преобразователей частоты с непосредственной связью на базе трехфазных мостовых схем

напряжений вентиляльных комплектов, взятых по продолжительности положительной полуволны тока прямого комплекта и отрицательной полуволны тока обратного комплекта реверсивного преобразователя при условии отдельного управления им. На третьей диаграмме показано то уравнительное напряжение, определяемое разностью мгновенных значений напряжений прямого и обратного вентиляльных комплектов, которое было бы на уравнительном реакторе при его наличии в случае совместного управления. На последней диаграмме приведены законы изменения углов регулирования  $\alpha$  двух вентиляльных комплектов в случае полного возможного диапазона их изменения.

При работе одной выходной фазы преобразователей частоты с непосредственной связью требуется наличие связи нулевой точки трехфазного входного источника с нулевой точкой звезды нагрузки, как это показано пунктиром на рис. 3.33, *a*.

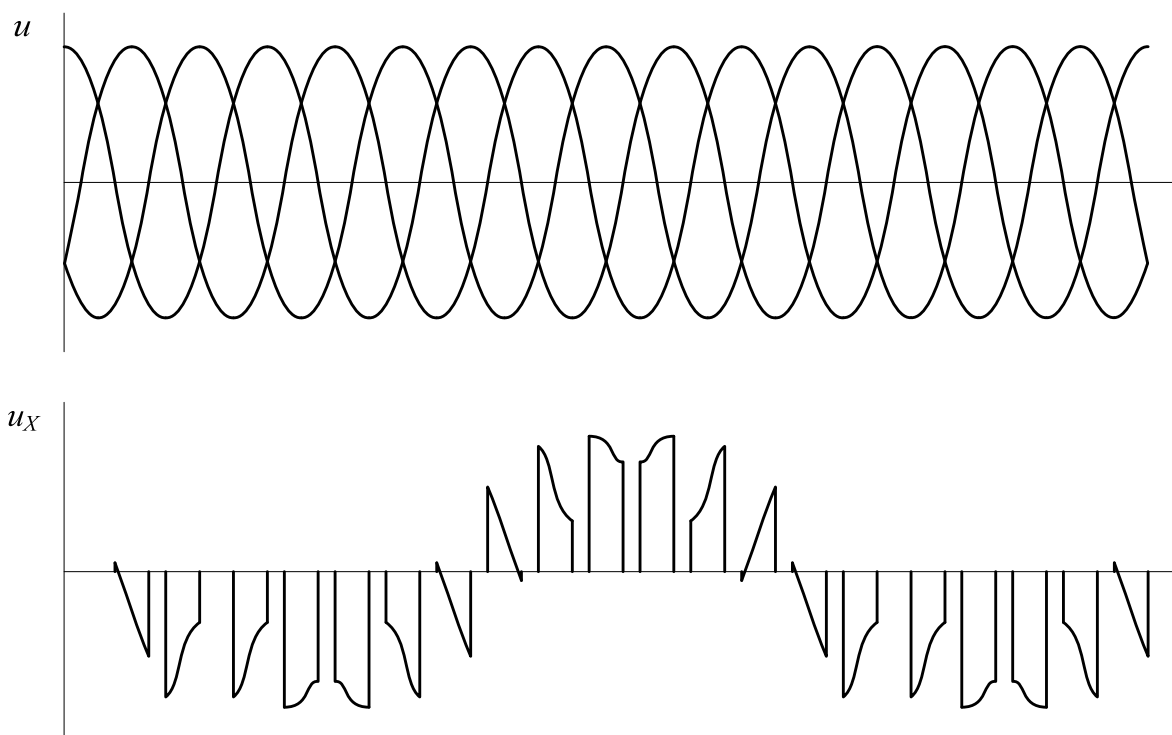


Рис. 3.35. Временные диаграммы работы преобразователей частоты с непосредственной связью на базе трехфазных нулевых схем с полностью управляемыми вентилями

Для улучшения кривой выходного напряжения применяются преобразователи частоты с непосредственной связью на полностью управляемых вентилях, временные диаграммы работы которых приведены на рис. 3.35.

### 3.8.2. Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока

На рис. 3.36 представлена структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока. В этих преобразователях переменное напряжение питающей сети выпрямляется с помощью управляемого выпрямителя В, фильтруется  $LC$ -фильтром  $\Phi$  и подается на автономный инвертор АИ. Функции регулирования частоты выходного напряжения осуществляет инвертор, а напряжения – выпрямитель. Обычно обе функции совмещает инвертор, а выпрямитель выполняют неуправляемым.

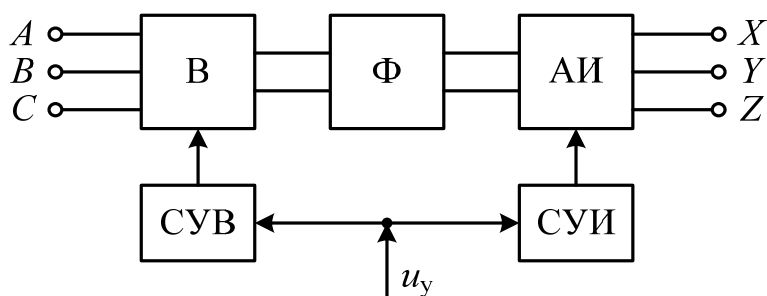


Рис. 3.36. Структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока

Преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока позволяют регулировать выходную частоту с помощью системы управления инвертора (СУИ) в широком диапазоне как вверх, так и вниз от частоты питающей сети. В качестве автономного инвертора может быть использован любой из рассмотренных инверторов. Данный тип преобразователей частоты имеет простую схему силовой части, а следовательно, и системы управления; выходная частота преобразователя может быть как ниже, так и выше входной и не зависит от последней.

Основным недостатком преобразователей частоты с промежуточным звеном постоянного тока является двойное преобразование энергии – выпрямление и инвертирование, что приводит к снижению КПД и ухудшению массогабаритных показателей.

В преобразователях частоты с промежуточным звеном постоянного тока можно осуществить свободный обмен электрической энергией между потребителем и питающей сетью в обоих направлениях. Для такого обмена требуется применение управляемого выпрямителя. Однако в выпускаемых преобразователях частоты управляемые выпрямители практически не используются, а при необходимости рекуперации энергии в сеть используют блоки рекуперации, которые подключаются параллельно выпрямителю и являются отдельно поставляемой опцией.

Улучшить гармонический состав выходного напряжения преобразователей частоты с промежуточным звеном постоянного тока можно способами, рассмотренными ранее для автономных инверторов.

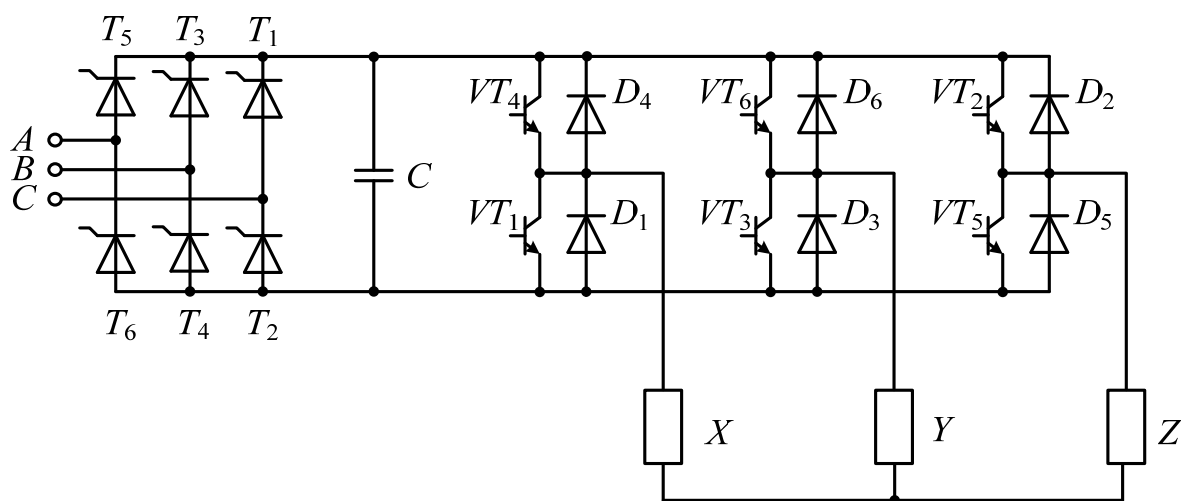


Рис. 3.37. Схема преобразователя частоты со звеном постоянного тока на базе автономного инвертора напряжения и управляемым выпрямителем

Преобразователи частоты на базе автономного инвертора тока (рис. 3.37) находят применение в приводах большой мощности и, как правило, изготавливаются по индивидуальному заказу. Во всех остальных случаях применяют преобразователи частоты со звеном постоянного тока на базе автономного инвертора напряжения.

### 3.9. Система управления преобразователем

Система управления вентиляльным преобразователем в общем случае должна выполнять следующие функции:

- включение преобразователя и вывод его на заданный режим;
- стабилизацию заданного режима (напряжения, тока, мощности, частоты и т.д.);
- регулирование режима в соответствии с заданием;
- выключение преобразователя;
- защиту преобразователя (аварийное отключение);
- контроль работы преобразователя и, при необходимости, диагностику неисправностей.

Все эти функции система управления реализует простым способом – изменением моментов включения и выключения вентиля.

Это, в свою очередь, предъявляет к системе управления три требования:

1. Управляемость моментов включения/выключения вентилях в необходимых пределах. Для преобразователей на вентилях с неполным управлением (тиристорах) и естественной коммутацией в соответствии с их регулировочными характеристиками в полном диапазоне регулирования следует изменять угол  $\alpha$  от 0 до  $180^\circ$  (теоретически) по частоте питающего напряжения. Для преобразователей на полностью управляемых вентилях, а также с широтно-импульсными способами регулирования выходного напряжения в соответствии с их регулировочными характеристиками в полном диапазоне регулирования требуется изменение фазы импульсов управления в пределах такта принудительной коммутации с возможным изменением длительности самого такта.

2. Формирование импульса управления прямоугольного вида с крутым передним фронтом и заданной длительностью. Крутой передний фронт (обычно порядка одной микросекунды или менее) необходим для фиксации момента включения вентилях, имеющих разброс по порогам включения, а также для уменьшения потерь мощности в вентиле при включении из-за его конечной скорости. Требования к длительности импульса управления зависят от типа вентиля и его режима работы в преобразователе. Для тиристоров возможны два вида импульсов управления: «узкие» и «широкие». Длительность «узкого» импульса выбирают из условия обеспечения нарастания тока тиристора до тока удержания, длительность «широкого» импульса – из условия наличия импульса управления на все возможное время протекания тока через тиристор. Для транзисторов необходим «широкий» импульс управления на все время протекания тока в них, для ГТО-тиристоров – два «узких» импульса: в момент включения и в момент выключения (импульс обратной полярности).

Управление «узким» импульсом требует значительно меньшей мощности системы управления, чем управление «широким». Но управление «широким» импульсом является универсальным по допустимым режимам в преобразователе, в то время как при управлении «узким» импульсом возможны дополнительные проблемы в режимах прерывистого тока нагрузки, режимах с вынужденными углами управления.

3. Гальваническая развязка уровней напряжения (низковольтной) системы управления от силовой схемы преобразователя с уровнем напряжения, опасным для человека или системы управления. В преобразователях с рабочими напряжениями, сравнимыми с напряжениями системы управления, гальваническая развязка может отсутствовать.

Возможны два вида гальванической развязки: трансформаторная и оптоэлектронная. При трансформаторной развязке легко реализуется передача «узкого» импульса управления, при этом на вторичной стороне трансформатора устанавливают еще активное балластное сопротивление, ограничивающее ток в цепи управления вентиля, например тиристора. Передача «широкого» импульса управления через трансформатор затруднена

из-за невозможности на практике выполнить трансформатор с малой нижней граничной частотой (герцы) амплитудно-частотной характеристики и одновременно с высоким значением (мегагерцы) верхней граничной частоты (для передачи крутого переднего фронта импульса). Малая нижняя граничная частота трансформатора достигается при большой индуктивности намагничивания трансформатора, а высокая верхняя граничная частота – при малой индуктивности рассеивания обмоток и малых паразитных емкостях обмоток. Эти противоречивые требования в трансформаторе конструктивно несовместимы.

На практике передача «широкого» импульса через трансформатор заменяется эквивалентной передачей пачки «узких» импульсов с крутыми фронтами и длительностью, равной длительности «широкого» импульса.

Оптронная развязка системы управления и силовой схемы преобразователя основана на оптроне, состоящем из светодиода, преобразующего электрический импульс в световой, и фотодиода, преобразующего световой импульс в электрический. Возможно конструктивное объединение оптрона и тиристора в оптронный тиристор. Но предельные электрические параметры оптронных тиристоров примерно на порядок хуже предельных параметров обычных тиристоров, что ограничивает область их применения.

Многообразие систем управления вентиляльными преобразователями порождается многообразием способов реализации первой и главной функции системы управления – функции контроля фаз импульсов управления вентилями. Для обеспечения ориентации в этом множестве систем управления необходимо упорядочить их по следующим классификационным признакам:

1) по числу каналов, в которых производится регулирование фаз импульсов управления вентилями: одноканальные и многоканальные системы управления. В одноканальных системах импульсы управления для всех вентилях вырабатываются в одном общем канале, из которого они по очевидной логике распределяются по вентилям. В многоканальных системах импульсы управления на каждый вентиль (или их локальную группу) вырабатываются в своем канале;

2) по наличию синхронизации импульсов управления с каким-то синхронизирующим процессом (напряжение питающей сети переменного тока, автономный генератор тактовой частоты в системе управления): синхронные (есть синхронизация) и асинхронные (нет синхронизации) системы управления;

3) по использованию сигнала обратной связи по выходному параметру преобразователя для целей фазосмещения: следящие (замкнутые) и программные (разомкнутые) системы управления;

4) по характеру изменения фазы импульсов управления вентилями: системы с плавным (непрерывным) изменением фазы (обычно по умол-

чанию) и системы с квантованным (скачкообразным) изменением фазы (системы релейного регулирования);

5) по характеру управления вентиляльными комплектами реверсивных вентиляльных преобразователей (реверсивных выпрямителей и широтно-импульсных преобразователей (ШИП)): системы совместного управления, когда вентиляльные комплекты управляются все время, и системы отдельного управления, когда вентиляльные комплекты управляются по очереди в соответствии с полярностью полуволны выходного тока преобразователя.

### 3.9.1. Многоканальная синхронная разомкнутая система управления «вертикального» типа

Функциональная блок-схема одного канала многоканальной системы управления преобразователями с естественной коммутацией (выпрямителями, зависимыми инверторами, вентиляльным комплектом непосредственного преобразователя частоты с фазовым регулированием) показана на рис. 3.38, а, где приняты следующие обозначения:

ГОН – генератор опорного напряжения пилообразной, синусоидальной (или специальной) формы с частотой, равной частоте переменного напряжения сети, сфазированный с опорным напряжением вентиля, управляемого от этого канала;

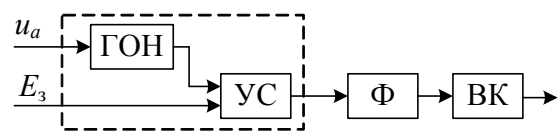
$E_3$  – сигнал задания, определяющий угол регулирования  $\alpha$  (в статике) или закон его изменения (в динамике);

УС – устройство сравнения, на выходе которого появляется сигнал в момент равенства двух его входных сигналов;

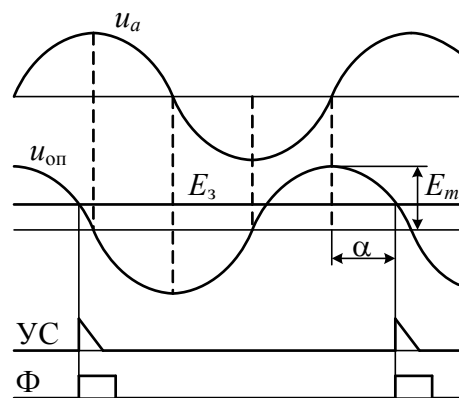
Ф – формирователь «широкого» или «узкого» импульса управления;

ВК – выходной каскад в виде усилителя мощности и устройства согласования уровней напряжения системы управления и вентиля силовой схемы;

ФСУ – фазосмещающая часть схемы управления, в которой реализуется регулирование фазы сигнала управления вентиляем.



а



б

Рис. 3.38. Структурная схема и диаграмма работы многоканальной синхронной разомкнутой системы управления «вертикального» типа

Рассмотрим работу системы управления сначала для случая косинусоидальной формы опорного напряжения. Диаграммы сигналов канала управления представлены на рис. 3.38, б. Если опорное напряжение сдвинуто на  $90^\circ$  от анодного напряжения вентиля, как показано на рис. 3.38, б то при отсутствии сигнала задания ( $E_3 = 0$ ) фаза импульса управления вентилями  $\alpha = 90^\circ$ .

При этом среднее значение выпрямленного напряжения, в соответствии с уравнением регулировочной характеристики выпрямителя, равно нулю. При изменении сигнала задания в пределах  $\pm E_m$  опорного напряжения фаза импульса управления будет меняться в пределах  $0...180^\circ$ , что требуется в соответствии с регулировочной характеристикой вентиляционного преобразователя для работы его в выпрямительном режиме и режиме зависимого инвертирования. Поскольку регулирование фазы импульсов управления достигается здесь изменением по вертикали точки равенства напряжения задания с опорным напряжением, такой способ фазосмещения назван вертикальным.

### **3.9.2. Одноканальная синхронная разомкнутая система управления «вертикального» типа**

Недостаток многоканальной системы управления «вертикального» типа связан с наличием разброса значений фаз импульсов управления от канала к каналу из-за неидентичности характеристик каналов, выполненных на реальных элементах, параметры которых подвержены разбросу и дрейфу во времени и по температуре. От этого недостатка свободна одноканальная система управления, в которой импульсы управления всеми вентилями вырабатываются в общем канале при одинаковых условиях и затем распределяются по вентилям. Блок-схема одного из вариантов такой системы управления приведена на рис. 3.39, а.

Здесь генератор опорного напряжения имеет пилообразную форму, запускается по моментам, соответствующим точкам естественной коммутации трехфазной системы питающих напряжений, как показано на рис. 3.39, б.

Длительность рабочего участка пилы опорного напряжения получается равной шестой части периода сетевого напряжения.

Устройство сравнения вырабатывает на выходе импульсы в моменты сравнения опорного и задающего  $E_3$  напряжений. Частота этих импульсов здесь в шесть раз выше частоты сетевого напряжения. Распределитель импульсов (РИ) последовательно направляет импульсы поочередно в каждый из своих шести выходов так, что на каждом появляется один импульс за период сетевого напряжения (см. рис. 3,39, б).



Итак, очевидно, что искажения линейности пилы опорного напряжения и дрейф порога срабатывания устройства сравнения одинаково скажутся на фазе всех импульсов управления и не приведут к разбросу значений угла регулирования от вентиля к вентилю.

Для расширения диапазона регулирования угла  $\alpha$ , который в рассмотренном случае равен  $60^\circ$ , необходимо последовательно включать несколько каскадов такой системы управления. Для этого импульсы управления с выхода устройства сравнения первого каскада запускают генератор опорного напряжения второго каскада системы управления. пилообразное напряжение этого генератора сравнивают в устройстве сравнения второго каскада с тем же напряжением задания, в результате чего получают новую последовательность импульсов шестикратной частоты по отношению к частоте сети, имеющую удвоенное значение фазы импульсов управления по сравнению с импульсами управления первого каскада системы. Затем они распределяются по вентилям, если достижимый при этом максимальный угол регулирования  $\alpha$  в  $120^\circ$  достаточно для управления, или подаются в третий каскад системы, если необходимо регулирование  $\alpha$  до  $180^\circ$ .

В связи с увеличением сложности структуры такой одноканальной системы управления ее реализацию рационально выполнять не в аппаратном, а в программном виде, т.е. в микропроцессоре.

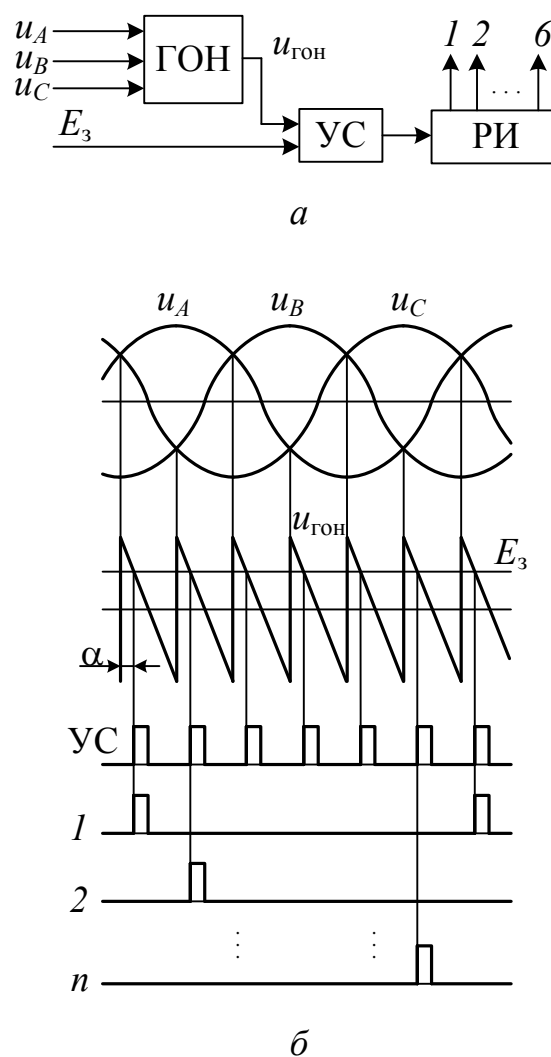


Рис. 3.39. Структурная схема и диаграммы работы одноканальной синхронной разомкнутой системы управления «вертикального» типа

### 3.9.3. Одноканальная асинхронная система управления непрерывного слежения

При вертикальном методе управления в разомкнутой системе с преобразователем на вентилях с неполным управлением среднее значение выпрямленного напряжения выпрямителя определялось в функции задаваемого угла регулирования при следующих допущениях:

- напряжение питающей сети имеет синусоидальную форму с неизменной амплитудой;
- угол коммутации отсутствует, так как трансформатор идеальный;
- вентили идеальные;
- выпрямленный ток непрерывный.

В реальном выпрямителе имеют место отклонения от этих допущений, которые можно рассматривать как возмущения. Особенно заметно влияют два следующих возмущения: изменения напряжения питающей сети, прямо пропорционально изменяющие выпрямленное напряжение, и изменения нагрузки, приводящие к возникновению режима прерывистого тока в ней, когда резко меняется среднее значение выпрямленного напряжения.

Ослабить или устранить указанный недостаток разомкнутого алгоритма управления вертикального типа можно двумя путями. Прежде всего используют принцип регулирования по возмущению. Для этого необходимо измерять каждое возмущение и вводить коррекцию в опорное напряжение или напряжение задания. Обычно таким способом нейтрализуют влияние изменения амплитуды напряжения питающей сети и режы – изменение нагрузки в режиме прерывистого тока. Другой принцип – это регулирование по отклонению, осуществляемое замыканием выпрямителя с системой управления по постоянной составляющей выпрямленного напряжения (тока).

Более радикальным решением для получения линейной передаточной характеристики выпрямителя является переход от алгоритмов управления

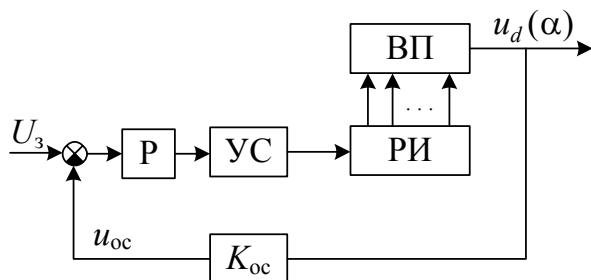


Рис. 3.40. Структурная схема одноканальной асинхронной системы управления непрерывного слежения

по разомкнутому принципу к алгоритмам управления по замкнутому принципу (по принципу слежения). Блок-схема одноканальной асинхронной системы управления непрерывного слежения показана на рис. 3.40. Здесь новыми элементами являются регулятор (Р) (в простейшем случае интегрального типа) и цепь обратной связи, в простейшем случае представляющая собой делитель напряжения с коэффициентом передачи  $K_{oc}$  для получения сигнала

обратной связи  $u_{oc}$ , пропорционального выпрямленному напряжению (току, если стоит задача регулировать выпрямленный ток).

Идея управления по принципу слежения основана на обеспечении равенства среднего значения сигнала обратной связи, пропорционального выпрямленному напряжению, среднему значению напряжения задания на интервале между последней с углом  $\alpha_n$  и очередной с углом управления  $\alpha_{n+1}$  коммутациями в выпрямителе. Это и позволяет выпрямленному напряжению оперативно отслеживать изменение напряжения задания.

### 3.9.4. Асинхронная одноканальная система управления с фазовой автоподстройкой частоты

Второй вариант асинхронной системы управления, основанный на использовании автоколебательного генератора импульсов, управляемого по частоте (а значит, и фазе) напряжением (ГУН), показан на рис. 3.41. Здесь фазовый детектор (ФД) формирует сигнал ошибки, определяемый разностью фаз двух сигналов: заданного  $U_\phi$  и на выходе вентильного преобразователя. Такими сигналами с фазовой информацией могут быть заданное и фактическое время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристоров зависимого инвертора и т.п.

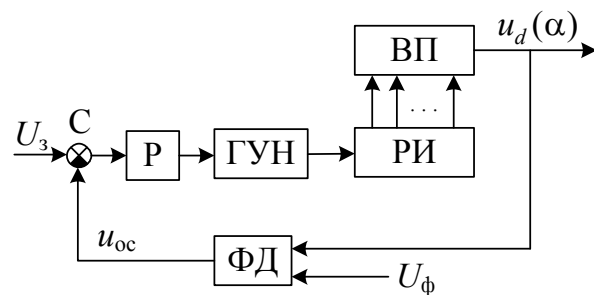


Рис. 3.41. Структурная схема асинхронной одноканальной системы управления с фазовой автоподстройкой частоты

В простейшем случае на вход сумматора (С) подаются сигнал задания  $U_z$ , определяющий среднее значение выходного напряжения выпрямителя, и фактическая величина этого напряжения.

### 3.9.5. Особенности управления узкими импульсами трехфазной мостовой схемой вентильного преобразователя

Рассматриваемая ниже особенность управления трехфазной мостовой схемой присуща только системам управления, работающим с «узким» отпирающим импульсом, и связана с тем, что моменты включения вентилей катодной и анодной групп сдвинуты во времени на одну шестую часть периода питающего напряжения. Так как для протекания тока нагрузки необходима одновременная работа одного вентиля катодной и одного вентиля анодной групп, при узком отпирающем импульсе (длительностью

меньше  $60^\circ$ ) невозможно произвести первое включение вентильного преобразователя, а также гарантировать работу в зоне прерывистых токов нагрузки, где преобразователь каждый раз включается как бы впервые (на нулевой ток нагрузки).

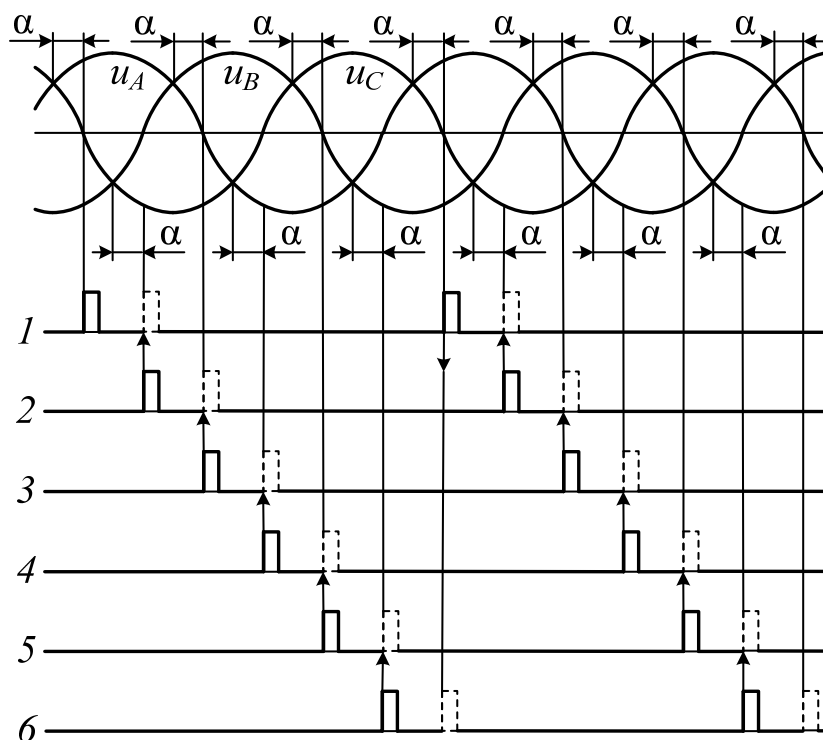


Рис. 3.42. Диаграмма импульсов отпирания тиристоров

В целях обеспечения указанных режимов работы вентильного преобразователя при управлении «узким» импульсом применяют дублирование отпирающего импульса для очередного вентиля катодной (анодной) группы на предшествующий по очередности работы вентиль анодной (катодной) группы. На диаграммах импульсов отпирания (рис. 3.42) основной импульс показан сплошной линией, дублирующий – штриховой, стрелка означает, из какого канала в какой необходимо направить дублирующий импульс. По рис. 3.42 видно, что дублирующие импульсы приходят на вентили после основных и если вентиль уже вступил в работу, то появление дублирующего импульса никак не скажется на ней.

В то же время одномоментное наличие отпирающих импульсов на вентиле катодной и на вентиле анодной групп гарантирует включение вентильного преобразователя и его работу в области прерывистых токов.

### 3.9.6. Особенности управления преобразователем с широтно-импульсным управлением

С одной стороны, при широтно-импульсном регулировании необходимо изменять соотношения длительностей проводимости двух вентилях, сохраняя сумму этих двух длительностей неизменной или регулируемой. Фактически это означает, что система управления должна обеспечить сдвиг фазы импульсов одной последовательности относительно импульсов другой последовательности с той же частотой следования (постоянной или регулируемой). Первым очевидным решением этой задачи является использование вертикального метода управления.

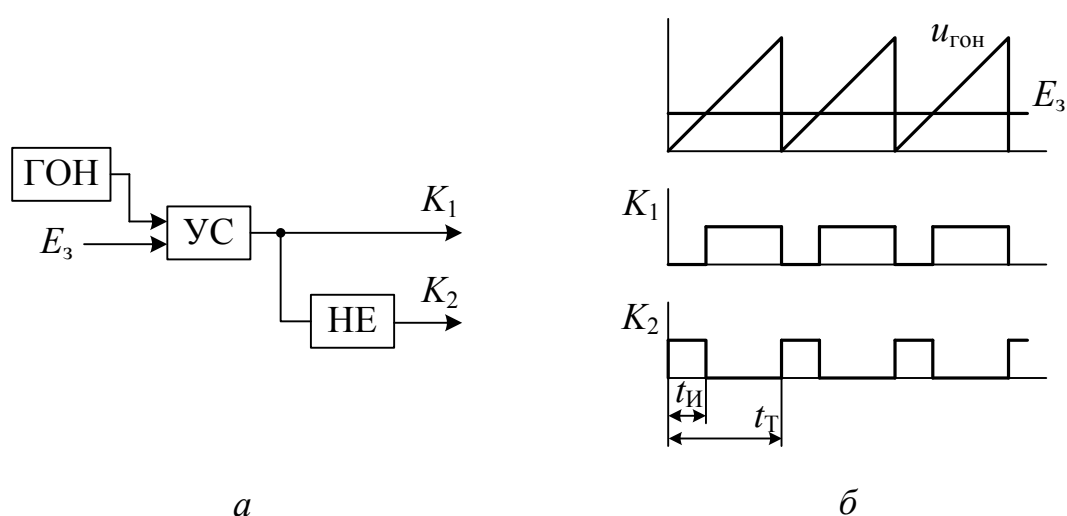


Рис. 3.43. Принципиальная схема и временные диаграммы системы управления ШИМ

С другой стороны, зависимость относительной длительности импульсов управления от сигнала задания при вертикальном методе управления имеет линейный характер при пилообразной форме опорного напряжения.

Структура системы управления ШИМ очевидна (рис. 3.43, а), диаграммы ее работы приведены на рис. 3.43, б для случая однополярной ШИМ, реализуемой в схемах транзисторных ШИМ. Так как транзистор требует наличия широкого импульса управления (на все время своей проводимости), теперь устройство сравнения должно фиксировать не просто момент сравнения входных сигналов, а все время превышения одного сигнала над другим. Вид пилы опорного напряжения определяет характер широтно-импульсного регулирования: регулирование положения переднего фронта импульса происходит при нарастающей пиле, заднего фронта – при спадающей пиле, обоих фронтов – при симметричной (треугольной) пиле. При этом импульс  $K_1$  обеспечивает управление транзистором, формирующим импульс напряжения на нагрузке, а импульс  $K_2$  – управ-

ление транзистором, формирующим нулевую паузу напряжения на нагрузке.

### 3.10. Влияние вентильного преобразователя на питающую сеть

Специфика преобразовательных устройств силовой электроники, выполняемых на полупроводниковых управляемых вентилях, связана с ключевым (дискретным) характером работы вентилях, что предопределяет дискретизацию как процесс потребления энергии преобразователем от ее первичного источника и передачи ее потребителю (нагрузке). Дискретное потребление энергии преобразователем от источника электроэнергии приводит к заметному обратному влиянию вентильного преобразователя на качество генерируемой электроэнергии, последствия чего ощущают и сам преобразователь, и другие потребители, получающие питание от того же источника.

Негативное влияние вентильного преобразователя на питающую сеть имеет две формы: искажения формы напряжения сети от несинусоидального характера входного тока вентильного преобразователя и потребление реактивной мощности (рис. 3.44).

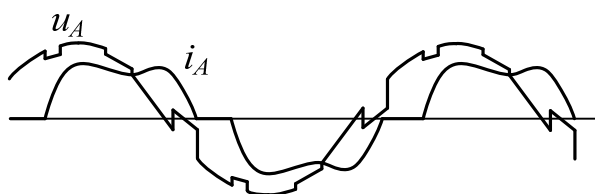


Рис. 3.44. Диаграммы входного тока мостовой схемы выпрямления и напряжения на доступных для потребителей зажимах сети

Несинусоидальные кривые токов можно рассматривать как сложные гармонические колебания, состоящие из совокупности простых гармонических колебаний различных частот, которые называются высшими гармониками.

Токи высших гармоник, протекая по элементам сети, вызывают падения напряжения в сопротивлениях этих элементов, которые, накладываясь на основную синусоиду напряжения, приводят к искажению формы кривой напряжения. Степень несинусоидальности напряжения сети принято характеризовать коэффициентом искажения несинусоидальности кривой напряжения, который представляет собой отношение эквивалентного действующего значения напряжений высших гармоник к номинальному напряжению, выраженному в процентах.

Искажение формы кривой напряжения отрицательно сказывается на работе многих элементов систем электроснабжения: возникают добавочные потери активной мощности и энергии; более интенсивно происходит процесс старения изоляции; увеличиваются погрешности электроизмерительных приборов; затрудняется эксплуатация ЭВМ, устройств релейной

защиты, автоматики и связи, что снижает надежность систем электроснабжения; ухудшаются условия учета электроэнергии.

Наиболее ощутимое влияние высшие гармоники оказывают на работу батарей конденсаторов: батареи, работающие при несинусоидальном напряжении, быстро выходят из строя в результате вспучиваний и взрывов. Причиной разрушения конденсаторов является перегрузка их токами высших гармоник, которая возникает, как правило, при возникновении в сети резонансного режима на частоте одной из гармоник.

В настоящее время известно несколько способов уменьшения несинусоидальности формы кривой напряжения:

1. Увеличение числа фаз выпрямления.

Спектральный состав токов вентильных агрегатов определяется числом фаз выпрямления. С увеличением числа фаз выпрямления форма первичного тока преобразователя приближается к синусоидальной, а количество гармоник, содержащихся в токе выпрямителя и в напряжении сети, уменьшается. Расчеты показывают, что переход от 6-фазной к 12-фазной схеме выпрямления приводит к снижению несинусоидальности напряжения сети в 1,4 раза.

2. Фильтры высших гармоник.

Звено фильтра представляет собой контур из последовательно соединенных индуктивности и емкости, настроенный на частоту определенной гармоники.

С увеличением частоты индуктивное сопротивление реактора увеличивается пропорционально номеру гармоники. На частоте одной из гармоник индуктивное сопротивление реактора становится равным емкостному сопротивлению батареи конденсаторов, и в цепи звена фильтра возникает резонанс напряжений. При этом сопротивление звена току этой гармоники становится равным нулю, и оно шунтирует электрическую систему на частоте данной гармоники.

Идеальный фильтр полностью потребляет ток гармоники, генерируемый нелинейными элементами. Однако практически наличие активных сопротивлений в реакторе и конденсаторе и неточная их настройка приводят к неполной фильтрации гармоники.

Вследствие применения фазового принципа управления преобразователем происходит сдвиг первой гармоники тока относительно первой гармоники напряжения. В этом случае преобразователь становится потребителем реактивной мощности.

## Список литературы

1. Угрюмов Е.П. Цифровая схемотехника / Е.П. Угрюмов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 528 с.
2. Точи Рональд Дж. Цифровые системы. Теория и практика / Рональд Дж. Точи, Уидмер Нил. – 8-е изд. – М.: Вильямс, 2004. – 1024 с.
3. Герасимов В.Г. Основы промышленной электроники / В.Г. Герасимов. – М.: Высшая школа, 1986. – 336 с.
4. Корнеев В.В. Современные микропроцессоры / В.В. Корнеев, А.В. Киселев. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 448 с.
5. Новиков Ю.В. Основы микропроцессорной техники / Ю.В. Новиков, П.К. Скоробогатов. – Интернет-университет информационных технологий – ИНТУИТ.
6. Руденко В.С. Основы преобразовательной техники: учеб. для вузов / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1980. – 442 с.
7. Зиновьев Г.С. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие / Г.С. Зиновьев. – Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. гос. техн. ун-та, 2003. – 664 с.



## ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава 1. Основы микропроцессорной техники .....	3
1.1. Логические функции и логические схемы .....	3
1.2. Триггеры .....	6
1.2.1. Триггеры <i>RS</i> -типа .....	7
1.2.2. Триггеры <i>D</i> -типа .....	8
1.2.3. Триггеры <i>T</i> -типа .....	10
1.2.4. Триггеры <i>JK</i> -типа .....	11
1.3. Регистры .....	11
1.3.1. Параллельный регистр .....	12
1.3.2. Последовательный регистр .....	12
1.4. Счетчики импульсов .....	14
1.5. Дешифраторы .....	16
1.6. Шифраторы .....	18
1.7. Мультиплексоры (селекторы данных) .....	19
1.8. Распределитель .....	19
1.9. Сумматор .....	20
1.10. Цифроаналоговый и аналого-цифровой преобразователи ....	22
Глава 2. Микропроцессорная техника .....	24
2.1. Структура и функциональная организация микропроцессора ..	24
2.2. Архитектура микропроцессорных систем .....	25
2.2.1. Фон-неймановская и гарвардская архитектуры микропроцессоров .....	27
2.2.2. <i>RISC</i> - и <i>CISC</i> -архитектуры микропроцессоров .....	29
2.3. Запоминающие устройства .....	30
2.3.1. Динамическая память .....	30
2.3.2. Статическая память .....	32
2.4. Постоянная память .....	32
2.5. Порты ввода-вывода .....	35
2.6. Языки программирования микроконтроллеров .....	36
2.6.1. Язык функциональных блоков .....	36
2.6.2. Язык лестничных диаграмм .....	38
2.6.3. Язык последовательных функциональных схем .....	39
2.6.4. Структурный текст .....	41
Глава 3. Преобразовательная техника .....	42
3.1. Элементная база преобразовательной техники .....	43
3.1.1. Вентили с неполным управлением .....	43
3.1.2. Вентили с полным управлением .....	46
3.2. Выпрямители .....	51
3.2.1. Однополупериодный выпрямитель .....	53
3.2.2. Однофазный выпрямитель со средней точкой .....	56
3.2.3. Трехфазный выпрямитель со средней точкой .....	59

3.2.4. Однофазный мостовой выпрямитель .....	64
3.2.5. Трехфазный мостовой выпрямитель (схема Ларионова) ...	67
3.3. Реверсивные преобразователи .....	70
3.4. Влияние процесса коммутации тиристорov в однофазных схемах.....	76
3.5. Влияние процесса коммутации тиристорov в многофазных схемах.....	78
3.6. Инверторы, ведомые сетью .....	79
3.6.1. Зависимый инвертор однофазного тока .....	80
3.6.2. Трехфазный мостовой зависимый инвертор .....	83
3.6.3. Аварийные режимы работы зависимого инвертора .....	85
3.7. Автономные инверторы .....	86
3.7.1. Автономные инверторы тока .....	87
3.7.2. Автономные инверторы напряжения .....	91
3.8. Преобразователи частоты .....	95
3.8.1. Преобразователи частоты с непосредственной связью ....	95
3.8.2. Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока .....	99
3.9. Система управления преобразователем .....	100
3.9.1. Многоканальная синхронная разомкнутая система управления «вертикального» типа .....	103
3.9.2. Одноканальная синхронная разомкнутая система управления «вертикального» типа .....	104
3.9.3. Одноканальная асинхронная система управления непрерывного слежения .....	106
3.9.4. Асинхронная одноканальная система управления с фазовой автоподстройкой частоты .....	107
3.9.5. Особенности управления «узкими» импульсами трехфазной мостовой схемой вентильного преобразователя .....	107
3.9.6. Особенности управления преобразователем с широтно-импульсным управлением .....	109
3.10. Влияние вентильного преобразователя на питающую сеть...	110
Список литературы .....	112

Учебное издание

АРИСТОВ Евгений Валерьевич

# **ОСНОВЫ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

Учебное пособие

Редактор и корректор *О.Н. Довбилкина*

---

Подписано в печать 3.09.2008.    Формат 60x90/16.  
Уч. печ. л. 7,25. Тираж 150 экз. Заказ № 192/2008.

---

Издательство  
Пермского государственного технического университета.  
Адрес: 614990, г. Пермь, Комсомольский пр., 29, к. 113.  
Тел. (342) 219-80-33.