

**Министерство образования и науки Российской Федерации  
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

---

**Приоритетный национальный проект «Образование»  
Инновационная образовательная программа  
Санкт-Петербургского государственного политехнического  
университета**

---

**В.Я. ФРОЛОВ В.В. СМОРОДИНОВ С.Г. ЗВЕРЕВ**

## **СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

Рекомендовано Учебно-методическим объединением  
по университетскому политехническому образованию  
в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений,  
обучающихся по направлению подготовки магистров  
«Техническая физика»

**Санкт-Петербург  
Издательство Политехнического университета  
2011**

УДК

ББК

**Силовая электроника.** / *Фролов В.Я., Смородинов В.В., Зверев С.Г.*: Учеб. пособие. СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. 281 с.

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета Ю.И. Блинов

Доктор технических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного политехнического университета Н.В. Коровкин

Работа выполнена в рамках реализации Инновационной образовательной программы Санкт-Петербургского государственного политехнического университета **«Развитие политехнической системы подготовки кадров в инновационной среде науки и высокотехнологичных производств Северо-западного региона России».**

Учебное пособие соответствует содержанию дисциплины «Силовая электроника» по направлениям подготовки бакалавров и магистров «Техническая физика» и «Электротехника, электромеханика и электротехнология».

В учебном пособии дается анализ существующих методов расчета устройств силовой электроники, теория процессов, физические особенности работы источников питания. Представлены разработанные схемы на современной элементной базе. Дается физическая трактовка протекающих электромагнитных процессов, представлен современный уровень промышленных разработок.

Рассмотрены функциональные и принципиальные электрические схемы важнейших блоков системы управления трехфазным двухполупериодным тиристорным выпрямителем.

Рекомендовано Учебно-методическим объединением по университетскому политехническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки магистров «Техническая физика», а также «Электротехника, электромеханика и электротехнология» и «Электротехнологические установки и системы» по дисциплине «Плазменная, лазерная и лучевая техника и технология».

Работа выполнена в рамках реализации Инновационной образовательной программы Санкт-Петербургского государственного политехнического университета **«Развитие политехнической системы подготовки кадров в инновационной среде науки и высокотехнологичных производств Северо-Западного региона России»**

Печатается по решению редакционно-издательского совета Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

© Фролов В.Я., Смородинов В.В.,  
Зверев С.Г., 2011

ISBN

© Санкт-Петербургский государственный  
политехнический университет, 2011

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение	5
1. Трехфазный тиристорный регулятор напряжения переменного тока	8
2. Тиристорный источник питания для воздушно-плазменной резки металлов	21
3. Трехфазный двухполупериодный выпрямитель с замкнутой системой автоматической стабилизации тока нагрузки	31
4. Тиристорный источник питания с промежуточным высокочастотным звеном для ручной дуговой сварки	44
5. Транзисторный инверторный источник питания постоянного тока для ручной дуговой и аргоно-дуговой сварки	59
6. Транзисторный инверторный источник питания с замкнутой системой стабилизации тока сварки	69
7. Тиристорный параллельный инвертор тока для индукционного нагрева и плавки металлов	81
8. Транзисторный инверторный последовательный резонансный источник питания для высокочастотной индукционной закалки	91
9. Транзисторный инверторный источник питания для установки ультразвуковой очистки	100
10. Ламповый генератор для индукционного нагрева и закалки металлов	115
11. Системы управления источниками питания	131
11.1. Принципиальная электрическая схема, временные диаграммы и основные расчетные соотношения, поясняющие работу трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя	132

11.2. Функциональная схема шестиканальной синхронной системы управления	138
11.3. Синхронизирующий трансформатор, пассивный и активный фильтры	142
11.4. Формирователь разрядных импульсов и генератор пилообразного напряжения	147
11.5. Компаратор и формирователь длительности импульса	152
11.6. Усилитель мощности	154
11.7. Датчик тока нагрузки трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя	163
11.8. «Пороговый» элемент защиты и устройство пуска системы управления	166
11.9. Функциональная схема управления стабилизированного выпрямителя	169
11.10. Принципиальная электрическая схема усилителя рассогласования	175
12. Элементная база источников питания	179
12.1. Полупроводники и их свойства	179
12.2. Полупроводниковые диоды	187
12.3. Транзисторы	215
12.4. Тиристоры	249
12.5. Комбинированные транзисторы	270
Библиографический список	280

## ВВЕДЕНИЕ

Необходимость подготовки специалистов в области разработки и применения источников питания: выпрямителей, преобразователей, генераторов и др. возникла в связи с расширением областей их применения в различных отраслях промышленности, в т.ч. машиностроении. В ряде вузов страны начали читать курсы лекций по источникам питания для широкого спектра специальностей. Развитие электроники за последние 20–25 лет привело к существенному изменению параметров выпускаемых промышленностью полупроводниковых приборов, а также созданию принципиально новой элементной базы, отличающейся улучшенными динамическими характеристиками. Возросла и допустимая мощность единичных полупроводниковых приборов, что позволило расширить и применение источников питания. Однако при подготовке специалистов уделяется недостаточно внимания изучению возможностей источников питания в зависимости от областей их применения, электромагнитным процессам, происходящим при работе источника питания, а также предварительному расчету параметров элементов источников питания.

Данное пособие предназначено для расчетов силовых преобразовательных устройств, которые изучаются в различных курсах: «Источники питания электротехнологических установок», «Плазменная техника и технология», «Теория, технология и оборудование газотермического напыления покрытий» и «Теория, технология и оборудование конденсационно-вакуумного нанесения покрытий». Созданию учебного пособия предшествовал опыт длительного преподавания этих курсов на кафедре «Электротехника и электротехнология» в Санкт-Петербургском государственном политехническом университете, исследований, а также промышленных разработок в научно-учебном технологическом центре «Электротехнология» СПбГПУ.

При написании учебного пособия использовались работы авторов, труды ведущих научно-исследовательских организаций страны в этой области, а также зарубежный опыт.

Отличие данного учебного пособия от большинства публикаций по источникам питания состоит в сравнительном анализе методов преобразования энергии, электромагнитных процессов, схемотехники. Это дает возможность студентам изучить каждый из существующих методов преобразования электрической энергии, производить правильный выбор и расчет того или иного источника питания для использования его в дальнейшей своей работе. Такой подход требует от студентов привлечения представлений из разных областей современной науки: физики, схемотехники, теоретических основ электротехники и др.

В данном учебном пособии рассмотрены следующие силовые преобразовательные устройства: трехфазные тиристорные регуляторы напряжения переменного тока, тиристорный источник питания для воздушно-плазменной резки металлов, трехфазный двухполупериодный выпрямитель с замкнутой системой автоматической стабилизации тока нагрузки, тиристорный источник питания с промежуточным высокочастотным звеном для ручной дуговой сварки, транзисторный инвертор для аргоно-дуговой сварки, транзисторный инвертор с замкнутой системой стабилизации тока сварки, тиристорный параллельный инвертор тока для индукционного нагрева и плавки металлов, транзисторный инвертор для высокочастотной индукционной закалки, транзисторный инвертор для ультразвуковой очистки, ламповый генератор для индукционного нагрева и закалки.

В данном пособии изложена методика изучения внешних, регулировочных, энергетических характеристик источников питания с учетом особенностей работы этих источников и параметров элементной базы. А также рассматриваются переходные процессы в источниках питания.

История развития силовой электронной схемотехники показывает, что приоритетными остаются проверенные временем в промышленности схемы источников питания, и только развитие элементной базы (полупроводниковых приборов) требует постоянного совершенствования источников питания.

## 1. ТРЕХФАЗНЫЙ ТИРИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Трехфазные тиристорные регуляторы напряжения переменного тока применяются для регулирования мощности (температуры) в трехфазных печах сопротивления, для регулирования выходной мощности в промышленных ламповых генераторах и в других установках. Причем мощность промышленных установок с трехфазными тиристорными регуляторами составляет десятки и сотни киловатт.

Принципиальная электрическая схема трехфазного тиристорного регулятора напряжения переменного тока, к выходу которого через согласующий трансформатор подключен неуправляемый выпрямитель, приведена на рис. 1.1.

Принцип действия трехфазного тиристорного регулятора напряжения переменного тока заключается в том, что подавая импульсы управления на тиристоры регулятора  $VS1-VS6$  с регулируемой задержкой относительно точек их естественной коммутации, можно в широких пределах в сторону уменьшения изменять действующее значение напряжения, прикладываемого к первичным обмоткам согласующего трансформатора  $T_1$ , а значит, и выходное напряжение выпрямителя  $U_d$ . Благодаря задержке импульсов управления в течение определенного времени на каждом периоде напряжение питающей сети переменного тока не поступает на первичные обмотки согласующего трансформатора, так как закрыты тиристоры  $VS1-VS6$ , и поэтому действующее значение напряжения первичных обмоток трансформатора меньше, чем действующее значение линейного напряжения сети переменного тока.

Временные диаграммы, поясняющие работу тиристорного регулятора напряжения при угле управления тиристорами  $VS1 - VS6$   $\alpha=0$ , приведены на рис. 1.2. При построении временных

диаграмм были приняты допущения, что тиристоры, диоды и трансформатор являются идеальными элементами без потерь, выходной ток выпрямителя полностью сглажен  $i_d = I_\delta$ , коэффициент трансформации согласующего трансформатора равен единице. Диоды  $VD7$ ,  $VD9$ ,  $VD11$  — диоды катодной группы. Из диодов катодной группы проводит ток тот диод, который анодом подключен к вторичной обмотке трансформатора  $T_1$ , имеющей в данный момент времени наибольшее положительное напряжение. Поэтому на временном интервале  $t_1-t_2$  ток проводят диод  $VD7$  и тиристор  $VS1$ , так как на этом временном интервале напряжение  $u_{AB}$  является наибольшим положительным в сравнении с  $u_{BC}$  и  $u_{CA}$ . При открытом тиристоре  $VS1$  напряжением вторичной обмотки трансформатора  $T_1$ , к которой подключен диод  $VD7$ , является напряжение  $u_{AB}$ . Соответственно, на временном интервале  $t_2-t_3$  проводят ток диод  $VD9$  и тиристор  $VS3$ , а на временном интервале  $t_3-t_4$  диод  $VD11$  и тиристор  $VS5$ . Диоды  $VD8$ ,  $VD10$ ,  $VD12$  — диоды анодной группы. Из диодов анодной группы проводит ток тот диод, который катодом подключен к вторичной обмотке трансформатора  $T_1$ , имеющей в данный момент времени наибольшее отрицательное напряжение. Используя данное правило, построены временные диаграммы для токов диодов  $VD8$ ,  $VD10$ ,  $VD12$  и тиристоров  $VS2$ ,  $VS4$ ,  $VS6$ .  $u_{AB}$ ,  $u_{BC}$ ,  $u_{CA}$  — мгновенные значения линейных напряжений питающей сети переменного тока,  $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_\Pi$  — действующие значения линейных напряжений;  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  — мгновенные значения фазных токов, потребляемых от сети;  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$  — действующие значения фазных напряжений питающей сети.

При угле управления тиристорами регулятора  $VS1-VS6$   $\alpha = 0$  и принятых допущениях для токов и напряжений элементов схемы регулятора можно написать следующие уравнения:

1. Среднее значение напряжения на выходе выпрямителя.

$$U_d = \frac{6}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{3}} \sqrt{3} \sqrt{2} U_\Pi \cdot \sin(\omega t) dt = \frac{3\sqrt{6}U_\Pi}{\pi}. \quad (1.1)$$

2. Среднее значение тока, протекающего через нагрузку.

$$I_d = \frac{U_d}{R_H} = \frac{3\sqrt{6}U_{\text{л}}}{\pi R_H}. \quad (1.2)$$

3. Мощность, потребляемая от выпрямителя и выделяющаяся в нагрузке.

$$P_d = U_d I_d = \left( \frac{3\sqrt{6}U_{\text{л}}}{\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_H}. \quad (1.3)$$

4. Среднее и действующее значения тока, протекающего через диод VD7–VD12 выпрямителя.

$$I_{\text{д.о}} = \frac{I_d}{3}; \quad (1.4)$$

$$I_{\text{д.действ}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (1.5)$$

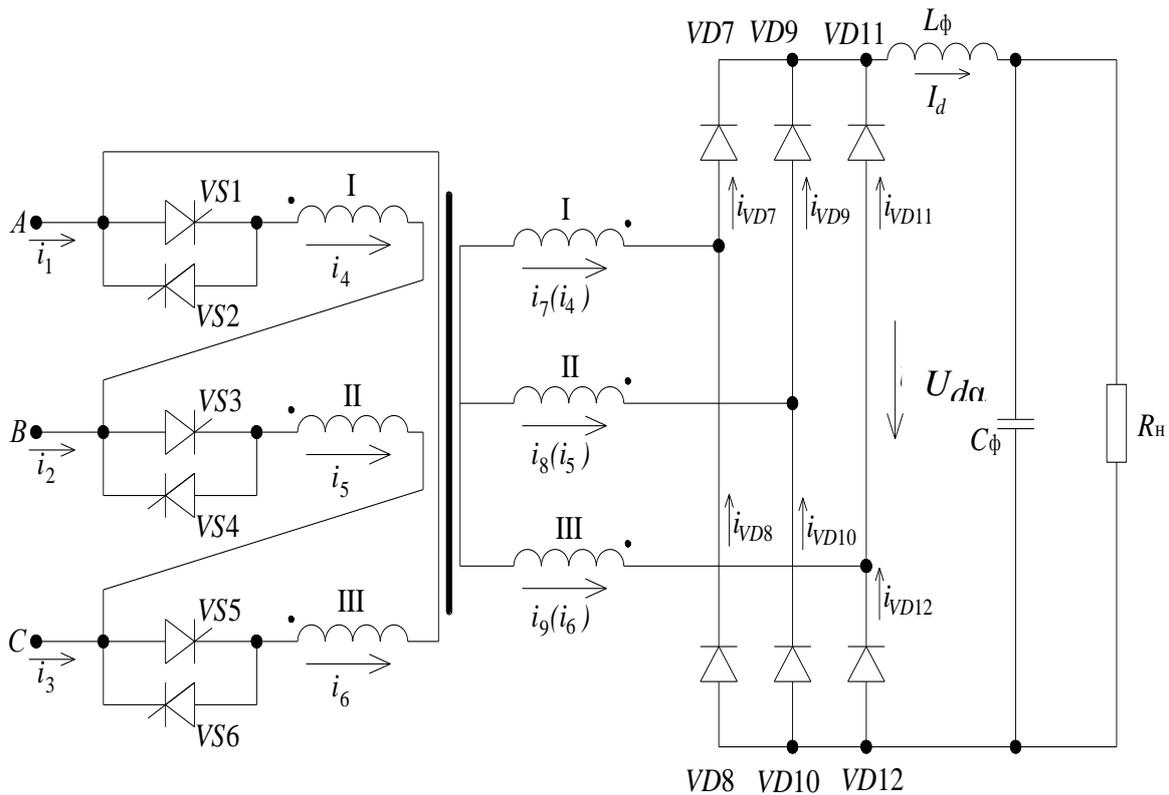


Рис. 1.1. Принципиальная электрическая схема трехфазного тиристорного регулятора напряжения переменного тока

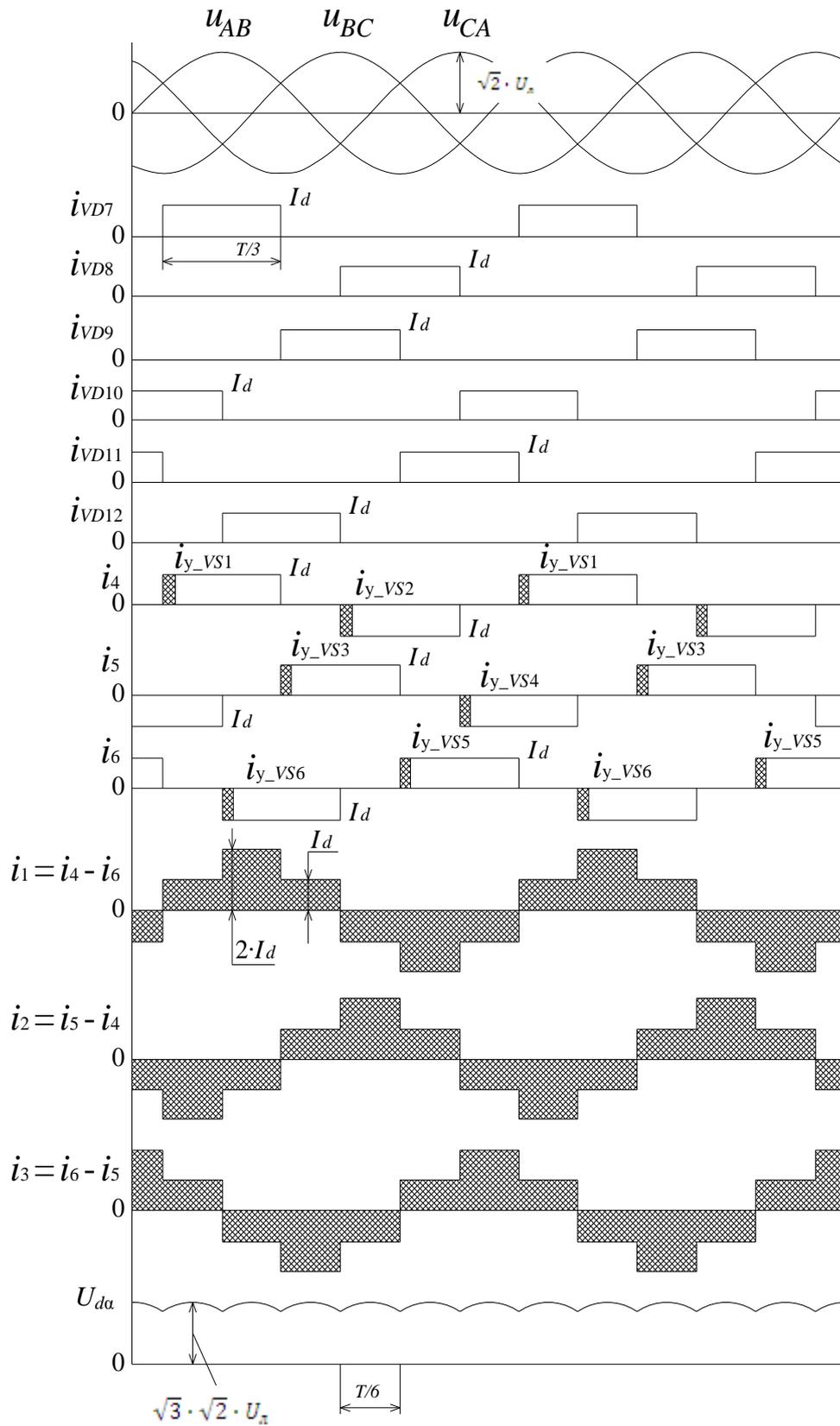


Рис. 1.2. Временные диаграммы, поясняющие работу тиристорного регулятора при  $\alpha = 0$

5. Среднее и действующее значения тока, протекающего через тиристор регулятора VS1–VS6.

$$I_{\text{тир.о}} = \frac{I_d}{3}; \quad (1.6)$$

$$I_{\text{тир.действ}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (1.7)$$

6. Действующее значение тока, потребляемого от питающей сети переменного тока.

$$I_1 = I_2 = I_3 = \frac{P_d}{3U_\phi} = \left( \frac{3\sqrt{6}U_{\text{л}}}{\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{3U_\phi R_{\text{н}}} = \left( \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \right)^2 \cdot \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}R_{\text{н}}}. \quad (1.8)$$

7. Амплитудные значения первой, третьей, пятой и седьмой гармоник тока, потребляемого от питающей сети переменного тока:

7.1. Максимальное значение синусоидальной составляющей первой гармоники.

$$I_{1.1ms} = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_d \cdot \sin(\omega t) dt + \frac{4}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{3}} I_d \cdot \sin(\omega t) dt = \frac{6I_d}{\pi}. \quad (1.9)$$

7.2. Максимальное значение косинусоидальной составляющей первой гармоники.

$$I_{1.1mc} = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_d \cdot \cos(\omega t) dt + \frac{4}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{3}} I_d \cdot \cos(\omega t) dt = 0. \quad (1.10)$$

7.3. Максимальное значение первой гармоники тока.

$$I_{1.1m} = \sqrt{I_{1.1ms}^2 + I_{1.1mc}^2} = \frac{6I_d}{\pi}. \quad (1.11)$$

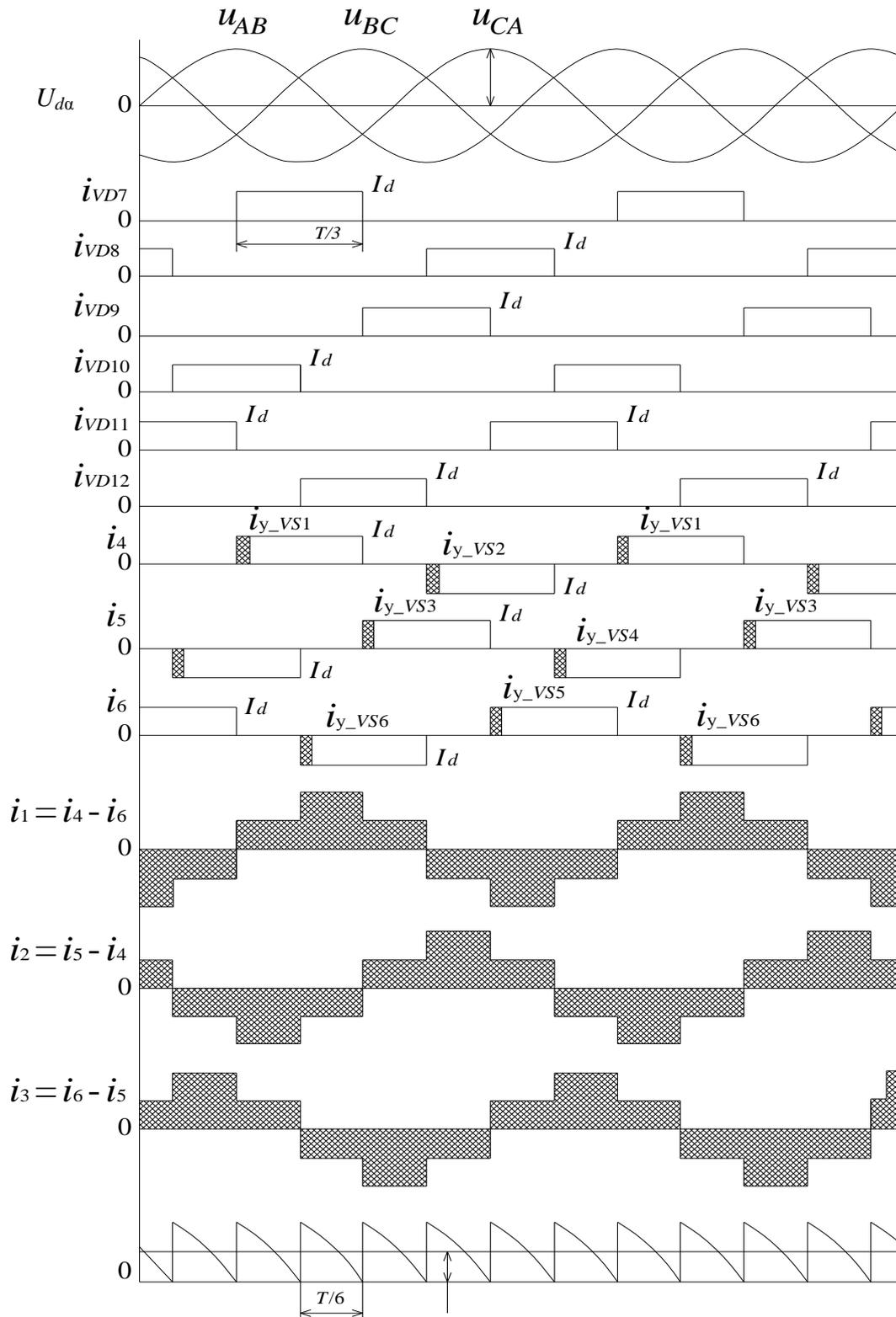


Рис. 1.3. Временные диаграммы, поясняющие работу тиристорного регулятора при  $\alpha = 60^\circ$

7.4. Максимальное значение третьей гармоники тока.

$$I_{3.1m} = \sqrt{\left( \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_d \cdot \sin(3\omega t) dt + \frac{4}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{3}} I_d \cdot \sin(3\omega t) dt \right)^2 + \left( \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_d \cdot \cos(\omega t) dt + \frac{4}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{3}} I_d \cdot \cos(\omega t) dt \right)^2} = 0. \quad (1.12)$$

7.5. Максимальное значение пятой гармоники тока.

$$I_{1.5m} = \frac{6I_d}{5\pi}. \quad (1.13)$$

7.6. Максимальное значение седьмой гармоники тока.

$$I_{1.7m} = \frac{6I_d}{7\pi}. \quad (1.14)$$

8. Мощность потерь в диодах выпрямителя  $VD7-VD12$ , и тиристорах регулятора  $VS1 - VS6$  в интервале их проводимости

$$P_{\text{пот.д}} = U_{\text{пор.д}} \cdot I_{\text{д.0}} + R_{\text{дин.д}} \cdot I_{\text{д.действ}}^2, \quad (1.15)$$

$$P_{\text{пот.т}} = U_{\text{пор.т}} \cdot I_{\text{т.0}} + R_{\text{дин.т}} \cdot I_{\text{т.действ}}^2, \quad (1.16)$$

где  $U_{\text{пор.д}}$  и  $U_{\text{пор.т}}$  — пороговые напряжения для диода и тиристора;  $R_{\text{дин.д}}$  и  $R_{\text{дин.т}}$  — динамические сопротивления диода и тиристора. Временные диаграммы для угла управления тиристорами регулятора  $\alpha=60^\circ$  построены на рис. 1.3. На основании временных диаграмм, приведенных на рис. 1.2 и рис. 1.3, можно записать зависимость  $U_{d\alpha}$  от угла управления тиристорами регулятора в виде:

$$U_{d\alpha} = \frac{6}{T} \int_{\frac{T}{6}+t_\alpha}^{\frac{T}{3}+t_\alpha} \sqrt{3}\sqrt{2}U_{\text{л}} \cdot \sin(\omega t) dt = \frac{3\sqrt{6}U_{\text{л}}}{\pi} \cdot \cos(\alpha). \quad (1.17)$$

Схема замещения трехфазного тиристорного регулятора напряжения переменного тока приведена на рис. 1.4. Для данной схемы замещения справедлива следующая система дифференциальных и алгебраических уравнений:

$$i_1 + i_6 - i_4 = 0 , \quad (1.18)$$

$$i_2 + i_4 - i_5 = 0 , \quad (1.19)$$

$$i_8 + i_5 - i_6 = 0 , \quad (1.20)$$

$$i_4 - i_7 - i_{10} = 0 , \quad (1.21)$$

$$i_5 - i_8 - i_{11} = 0 , \quad (1.22)$$

$$i_6 - i_9 - i_{12} = 0 , \quad (1.23)$$

$$i_{10} + i_{14} - i_{13} = 0 , \quad (1.24)$$

$$i_{11} + i_{16} - i_{15} = 0 , \quad (1.25)$$

$$i_{12} + i_{18} - i_{17} = 0 , \quad (1.26)$$

$$i_{10} + i_{11} + i_{12} = 0 , \quad (1.27)$$

$$i_{13} + i_{15} + i_{17} - i_{19} = 0 , \quad (1.28)$$

$$i_{19} - i_{20} - i_{21} = 0 , \quad (1.29)$$

$$c_1 \cdot \frac{du_{c1}}{dt} - i_{20} = 0 , \quad (1.30)$$

$$U_1 + i_4 \cdot z_1 + i_4 \cdot R_1 + L_1 \cdot \frac{di_4}{dt} + L_4 \cdot \frac{di_7}{dt} + i_7 \cdot R_4 = e_1 - e_2 , \quad (1.31)$$

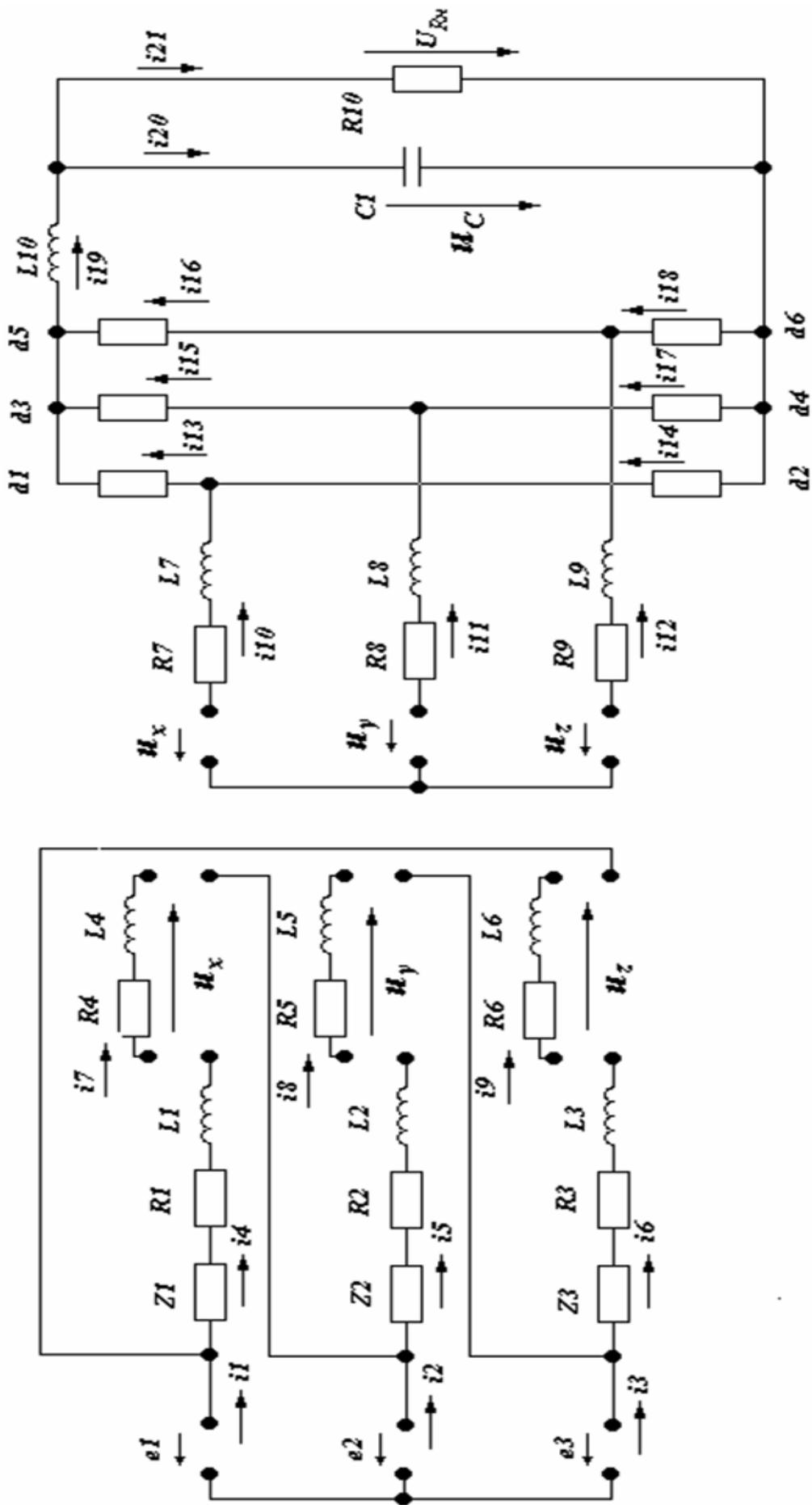


Рис. 1.4. Схема замещения тиристорного регулятора напряжения переменного тока

$$U_2 + i_5 \cdot z_2 + i_5 \cdot R_2 + L_2 \cdot \frac{di_5}{dt} + L_5 \cdot \frac{di_8}{dt} + i_8 \cdot R_5 = e_2 - e_3 , \quad (1.32)$$

$$U_3 + i_6 \cdot z_3 + i_6 \cdot R_3 + L_3 \cdot \frac{di_6}{dt} + L_6 \cdot \frac{di_9}{dt} + i_9 \cdot R_6 = e_3 - e_1 , \quad (1.33)$$

$$L_4 \cdot \frac{di_7}{dt} + i_7 \cdot R_4 - i_{10} \cdot R_7 - L_7 \cdot \frac{di_{10}}{dt} = u_{2a} , \quad (1.34)$$

$$L_5 \cdot \frac{di_8}{dt} + i_8 \cdot R_5 - i_{11} \cdot R_8 - L_8 \cdot \frac{di_{11}}{dt} = u_{2b} , \quad (1.35)$$

$$L_6 \cdot \frac{di_9}{dt} + i_9 \cdot R_6 - i_{12} \cdot R_9 - L_9 \cdot \frac{di_{12}}{dt} = u_{2c} , \quad (1.36)$$

$$L_{10} \cdot \frac{di_{19}}{dt} + u_{c_1} = u_{d\alpha} , \quad (1.37)$$

$$-L_4 \cdot \frac{di_7}{dt} - i_7 \cdot R_4 + i_{10} \cdot R_7 + L_7 \cdot \frac{di_{10}}{dt} + U_0 + i_{13} \cdot d_1 + L_{10} \cdot \frac{di_{19}}{dt} + \quad (1.38)$$

$$+ u_{c_1} + U_0 + i_{16} \cdot d_4 - L_8 \cdot \frac{di_{11}}{dt} - i_{11} \cdot R_8 + L_5 \cdot \frac{di_8}{dt} + i_8 \cdot R_5 = 0 ,$$

$$-L_4 \cdot \frac{di_7}{dt} - i_7 \cdot R_4 + i_{10} \cdot R_7 + L_7 \cdot \frac{di_{10}}{dt} + U_0 + i_{13} \cdot d_1 - U_0 - \quad (1.39)$$

$$-i_{15} \cdot d_3 - L_8 \cdot \frac{di_{11}}{dt} - i_{11} \cdot R_8 + L_5 \cdot \frac{di_8}{dt} + i_8 \cdot R_5 = 0 ,$$

$$-L_4 \cdot \frac{di_7}{dt} - i_7 \cdot R_4 + i_{10} \cdot R_7 + L_7 \cdot \frac{di_{10}}{dt} + U_0 + i_{13} \cdot d_1 - U_0 - \quad (1.40)$$

$$-i_{17} \cdot d_5 - L_9 \cdot \frac{di_{12}}{dt} - i_{12} \cdot R_9 + L_6 \cdot \frac{di_9}{dt} + i_9 \cdot R_6 = 0 ,$$

$$-L_5 \cdot \frac{di_8}{dt} - i_8 \cdot R_5 + i_{11} \cdot R_8 + L_8 \cdot \frac{di_{11}}{dt} - U_0 - i_{16} \cdot d_4 + U_0 + \quad (1.41)$$

$$+ i_{14} \cdot d_2 - L_7 \cdot \frac{di_{10}}{dt} - i_{10} \cdot R_7 + L_4 \cdot \frac{di_7}{dt} + i_7 \cdot R_4 = 0 ,$$

$$-L_5 \cdot \frac{di_8}{dt} - i_8 \cdot R_5 + i_{11} \cdot R_8 + L_8 \cdot \frac{di_{11}}{dt} - U_0 - i_{16} \cdot d_4 + U_0 + \quad (1.42)$$

$$+ i_{18} \cdot d_6 - L_9 \cdot \frac{di_{12}}{dt} - i_{12} \cdot R_9 + L_6 \cdot \frac{di_9}{dt} + i_9 \cdot R_6 = 0 ,$$

$$u_{c_1} = i_{21} \cdot R_{10} \quad (1.43)$$

где  $U_1, U_2, U_3$  — пороговые напряжения для тиристоров  $z_1, z_2, z_3$  (см. рис. 1.4),  $U_0$  — пороговое напряжение «диодов»  $d_1-d_6$ .

Данная система уравнений используется для расчета на ЭВМ переходных и установившихся режимов работы тиристорного регулятора. При этом в программе используются новые обозначения переменных: токи  $i_1-i_{21}$  обозначены как  $x_1-x_{21}$ , напряжение  $u_{2a}$  —  $x_{24}$ ,  $u_{2b}$  —  $x_{25}$ ,  $u_{2c}$  —  $x_{26}$ , напряжение  $u_{c1}$  —  $x_{22}$ , выходное напряжение выпрямителя на диодах  $VD_7-VD_{12}$  —  $x_{23}$ .

В уравнениях 1.31-1.42 производные неизвестных переменных величин  $x_4-x_{12}$  заменяются на комбинацию значений переменных, рассчитанных на предыдущих временных интервалах. Для такой замены используется разложение функции в ряд Тейлора с точностью до второй производной, тогда значение производной имеет вид:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{3 \cdot x(t_0) - 4 \cdot x(t_1) + x(t_2)}{2 \cdot \Delta T}, \quad (1.44)$$

где  $x(t_1)$  — значение  $x$ , найденное на предыдущем расчетном шаге, в момент времени  $t_1$ ;  $x(t_2)$  — значение  $x$ , найденное на предшествующем предыдущему расчетном шаге, в момент времени  $t_2$ ;  $x(t_0)$  — неизвестное и подлежащее расчету значение  $x$  на следующем расчетном шаге, в момент времени  $t_0$ .

Используя уравнение 1.44, уравнения 1.31–1.42 преобразуются в алгебраические уравнения, а вся система полученных алгебраических уравнений на каждом расчетном шаге решается классическими методами, например, методом Гаусса.

В программе расчета на ЭВМ применяются «спрямленные» характеристики тиристоров и диодов на интервале их открытого состояния. Напряжения на тиристорах и диодах равно:

$$u_{\text{тир}} = U_{\text{пор.т}} + i_{\text{тир}} \cdot z \quad u_{\text{диод}} = U_{\text{пор.д}} + i_{\text{диод}} \cdot d$$

где  $z$  и  $d$  — динамические сопротивления тиристоров и диодов, причем динамические сопротивления и пороговые напряжения диодов приведены к первичным обмоткам. Конкретные значения этих величин выбираются из справочника по полупроводниковым

приборам. В схеме, приведенной на рис. 1.4, использованы следующие обозначения:

$R_1-R_3$  — сопротивления первичных обмоток трансформатора;

$L_1-L_3$  — индуктивности рассеяния первичных обмоток согласующего трансформатора;

$L_4-L_6$  — индуктивности намагничивания;

$R_4-R_6$  — сопротивления, определяющие потери в магнитопроводе;

$R_7-R_9$  — сопротивления вторичных обмоток, приведенные к первичным обмоткам;

$L_{10}-C_1$  — Г-образный сглаживающий фильтр;

$R_{10}$  — сопротивление нагрузки.

Параметры элементов схемы замещения силового согласующего трансформатора рассчитывают по следующим формулам:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_7 = R_8 = R_9 = \frac{P_{кз}}{6 \cdot I_{1.ном}^2} \quad (1.45)$$

$$R_4 = R_5 = R_6 = \frac{P_{xx}}{3 \cdot I_{xx}^2} \quad (1.46)$$

$$L_4 = L_5 = L_6 = \frac{U_{1.ном}}{\omega \cdot I_{xx}} \quad (1.47)$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_7 = L_8 = L_9 = \frac{U_{кз}}{2\omega I_{1.ном}} \quad (1.48)$$

$$I_{1.ном} = \frac{S_{ном}}{3U_{1.ном}} \quad (1.49)$$

где  $S_{ном}$  — заданная расчетная мощность трансформатора,  $U_{1.ном} = U_{л}$  — номинальное значение напряжения, прикладываемого к первичным обмоткам трансформатора,  $I_{1.ном}$  — номинальное значение тока протекающего через первичные обмотки трансформатора,  $\omega$  — круговая частота питающей сети переменного тока.

Параметры элементов Г-образного сглаживающего фильтра  $L_{10}$ ,  $C_1$ , рассчитывают по следующим формулам:

$$C_1 = \frac{1}{6\omega R_{\text{н.ном}} \kappa_1} \quad (1.50)$$

$$L_{10} = \frac{\kappa_2}{36\omega^2 C_1} \quad (1.51)$$

где величины  $\kappa_1$  и  $\kappa_2$  — заданные коэффициенты, которые определяют эффективность работы сглаживающего фильтра.

## 2. ТИРИСТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ВОЗДУШНО-ПЛАЗМЕННОЙ РЕЗКИ МЕТАЛЛОВ

В качестве источников питания для установок воздушно-плазменной резки металлов в основном используются трехфазные двухполупериодные тиристорные выпрямители. Ток резки составляет: 50 А, 90 А, 200 А, 400 А, а условно рабочее напряжение 180–200 В. Напряжение холостого хода равно приблизительно 250–300 В.

Упрощенная принципиальная электрическая схема тиристорного источника питания для воздушно-плазменной резки металлов приведена на рис. 2.1.

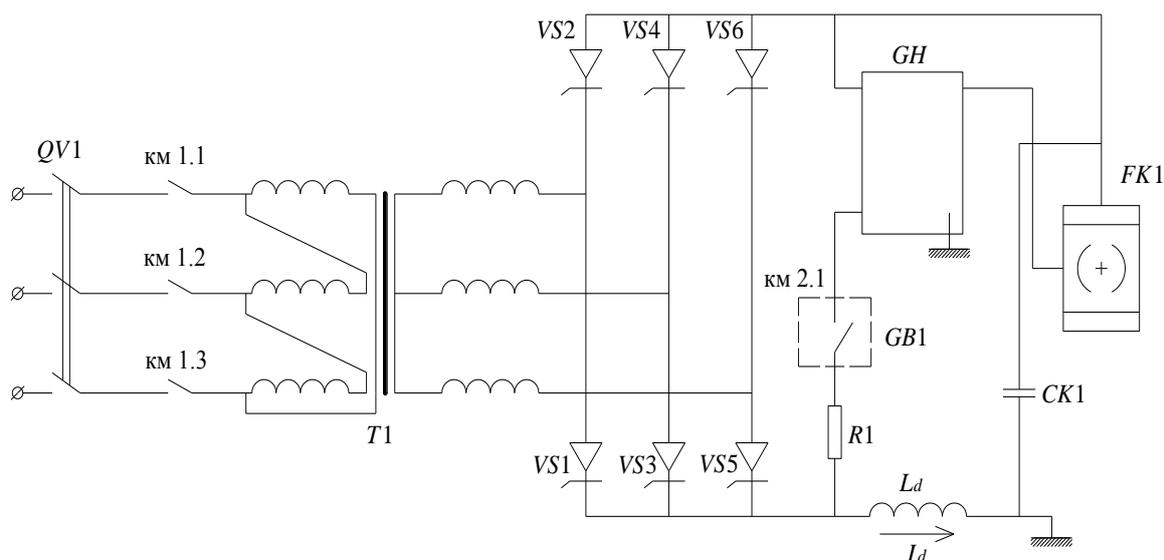


Рис. 2.1. Принципиальная электрическая схема тиристорного источника питания для воздушно-плазменной резки металлов

После подачи в плазматрон для резки *ЕК1* сжатого воздуха и включения автоматического выключателя *QV1* включается кнопка «пуск» (на рис. 2.1 не показаны), при этом контакты пускателя *КМ1* подключают первичные обмотки силового согласующего трансформатора *T1* к сети переменного тока, а контакты пускателя *КМ2* «подготавливают» к работе осциллятор (возбудитель дуги)

$GB1$ , и подаются импульсы управления на тиристоры выпрямителя  $VS1-VS6$ .

На выходе выпрямителя  $VS1-VS6$  появляется напряжение холостого хода 250–300 В, которое через резистор  $R_1$  подается на возбудитель дуги  $GB1$ . На выходе возбудителя дуги ( $GH - \perp$ ) периодически появляются высоковольтные 10–12 кВ, высокочастотные (до 500 кГц) импульсы напряжения, которые «пробивают» промежуток сопло-катод плазмотрона и «обеспечивают» протекание тока дежурной дуги между соплом и катодом. Резистор  $R_1$  ограничивает величину тока дежурной дуги. При касании факелом дежурной дуги разрезаемого металла возбуждается основная дуга между катодом плазмотрона и разрезаемым металлом. Геркон ГК1 (магнитно управляемый контакт) установлен вблизи магнитопровода сглаживающего дросселя  $L_d$  и при протекании тока основной дуги своим контактом отключает катушку пускателя КМ2, и тем самым отключает ток дежурной дуги и питание возбудителя дуги  $GB1$ .

Временные диаграммы, поясняющие работу выпрямителя при допущении, что трансформатор  $T_1$  и тиристоры  $VS1-VS6$  являются идеальными элементами без потерь, индуктивность сглаживающего дросселя  $L_d \rightarrow \infty$ , ток нагрузки полностью сглажен  $i_d = I_d$ , и угол управления тиристорами выпрямителя  $\alpha = 0$ , приведены на рис. 2.2.

При принятых допущениях для трехфазного двухполупериодного выпрямителя справедливы следующие основные расчетные соотношения.

1. Среднее значение напряжения на выходе выпрямителя  $U_{d\alpha}$  равно:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{T/6} \cdot \int_{T/6+\alpha}^{T/6+\alpha} \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \omega t \cdot dt = \frac{3 \cdot \sqrt{6} \cdot U_2}{\pi} \cdot \cos \alpha, \quad (2.1)$$

где  $U_2$  – действующее значение фазного напряжения на вторичных обмотках трансформатора  $T_1$ ,  $\omega t_\alpha = \alpha$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  — частота питающей сети переменного тока.

2. Среднее значение тока, протекающего через нагрузку:

$$I_d = \frac{U_{d\alpha}}{R_H} = \frac{3 \cdot \sqrt{6} \cdot U_2 \cdot \cos \alpha}{\pi \cdot R_H}, \quad (2.2)$$

где  $R_H$  — сопротивление нагрузки.

3. Среднее и действующее значение тока, протекающего через тиристоры выпрямителя VS1–VS6:

$$I_{\text{тир},0} = \frac{I_d}{3}; \quad (2.3)$$

$$I_{\text{тир,действ}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (2.4)$$

4. Максимальное значение напряжения на тиристорах:

$$U_{\text{тир,макс}} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2. \quad (2.5)$$

5. Максимальное значение синусоидальной и косинусоидальной составляющих первой гармоники переменной составляющей напряжения на выходе выпрямителя:

$$U_{d,1ms} = \frac{2}{T/6} \int_{T/6+\alpha}^{T/3+\alpha} \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \omega t \cdot \sin 6\omega t \cdot dt; \quad (2.6)$$

$$U_{d,1mc} = \frac{2}{T/6} \int_{T/6+\alpha}^{T/3+\alpha} \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \omega t \cdot \cos 6\omega t \cdot dt. \quad (2.7)$$

6. Максимальное значение первой гармоники переменной составляющей напряжения на выходе выпрямителя:

$$U_{d,1m} = \sqrt{U_{d,1ms}^2 + U_{d,1mc}^2}. \quad (2.8)$$

Для учета коммутационных процессов можно использовать схему замещения, приведенную на рис. 2.3, в которой трансформатор замещен источниками напряжений  $u_{2ac}$ ,  $u_{2ba}$  и  $u_{2cb}$  и индуктивностями рассеяния.

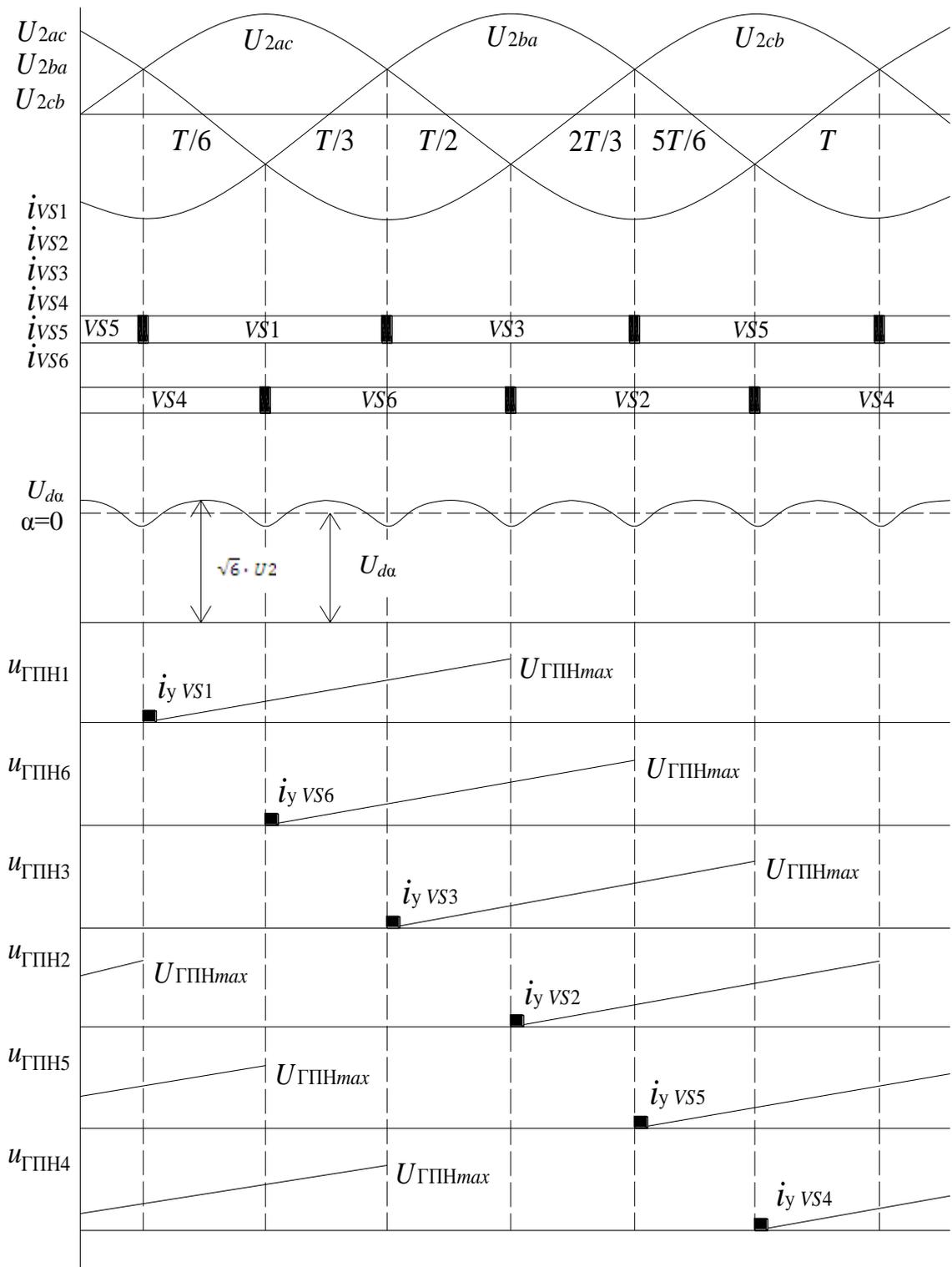


Рис. 2.2. Временные диаграммы, поясняющие работу трехфазного двухполупериодного выпрямителя при  $\alpha = 0$  и полностью сглаженном выпрямленным током

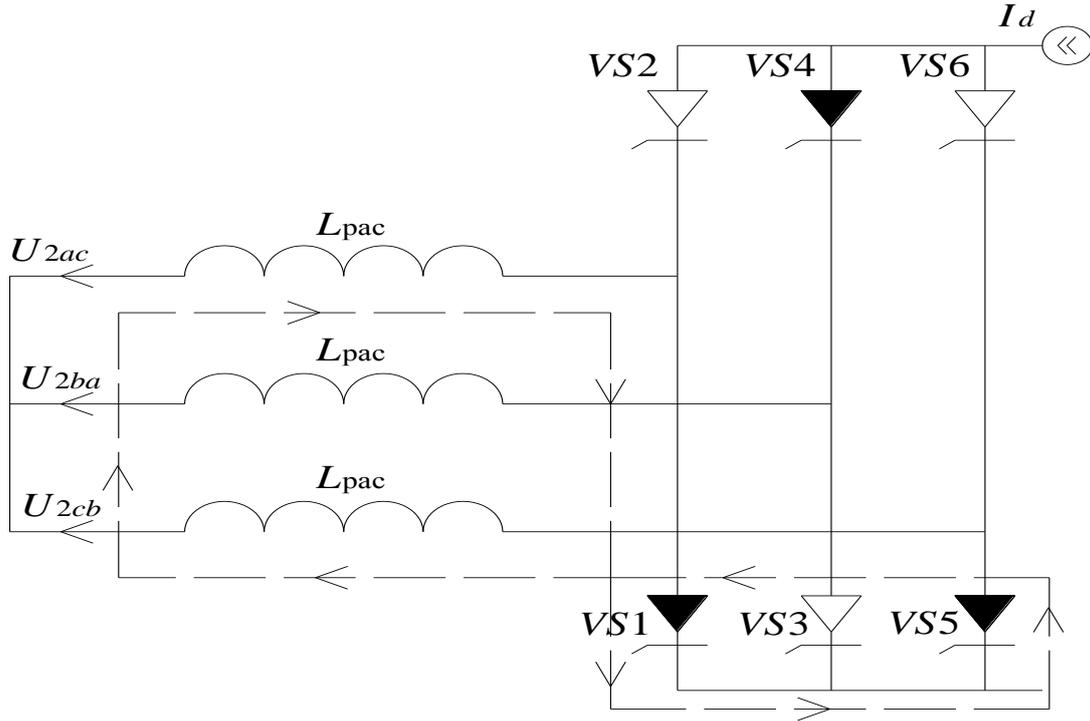


Рис. 2.3. Схема замещения трехфазного двухполупериодного выпрямителя для расчета коммутационных процессов

Пунктирной линией на рис. 2.3 показан контур коммутации, контур перехода тока с тиристора  $VS5$  на тиристор  $VS1$ . Для коммутационного контура можно написать уравнения, справедливые в области изображения Лапласа:

$$-u_{2ac}(p) + pL_{pac} \cdot i_{vs1}(p) - pL_{pac} \cdot i_{vs5}(p) + L_{pac} \cdot I_0 + u_{2cb}(p) = 0; \quad (2.9)$$

$$i_{vs1}(p) + i_{vs5}(p) = \frac{I_d}{p}. \quad (2.10)$$

Во временной области ток  $i_{v1}(t)$  равен:

$$\begin{aligned} i_{vs1}(t) &= \frac{1}{2L_{pac}} \int_0^t \sqrt{2}U_2 [\sin(\omega t + 30^\circ + \alpha) - \sin(\omega t + 30^\circ + \alpha - 240^\circ)] dt = \\ &= \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega \cdot L_{pac}} \cos(30^\circ + \alpha) - \cos(\omega t + 30^\circ + \alpha). \end{aligned} \quad (2.11)$$

В момент времени  $t = t_\gamma$  ток  $i_{vs1}(t_\gamma)$  равен току нагрузки  $I_d$ :

$$i_{vs1}(t_\gamma) = I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{\omega \cdot L_{pac}} \cos(30^\circ + \alpha) - \cos(\gamma + 30^\circ + \alpha), \quad (2.12)$$

а ток тиристора  $VS5$  равен нулю.

За счет наличия коммутационного интервала выходное напряжение выпрямителя  $U_{d\alpha}$  уменьшается на величину  $\Delta U_{d\alpha}$ :

$$\begin{aligned} \Delta U_{d\alpha} &= \frac{1}{T/6} \int_0^{t_\gamma} u_{2AC}(t) - u_{2CB}(t) dt = \\ &= \frac{3\sqrt{2}U_2}{\pi} \int_0^{t_\gamma} [\sin(\omega t + 30^\circ + \alpha) - \sin(\omega t + \alpha + 30^\circ - 240^\circ)] dt = \quad (2.13) \\ &= \frac{2 \cdot 3\sqrt{2}U_2}{\pi} \cos(30^\circ + \alpha) - \cos(\gamma + 30^\circ + \alpha) . \end{aligned}$$

Среднее значение напряжения на выходе выпрямителя с учетом коммутационных процессов:

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{6}U_2 \cdot \cos \alpha}{\pi} - \frac{3\omega \cdot L_{\text{расс}} \cdot I_d}{\pi} . \quad (2.14)$$

Приведенные выше уравнения позволяют построить внешние и регулировочные характеристики при принятых допущениях. Схема замещения трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя приведена на рис. 2.4.

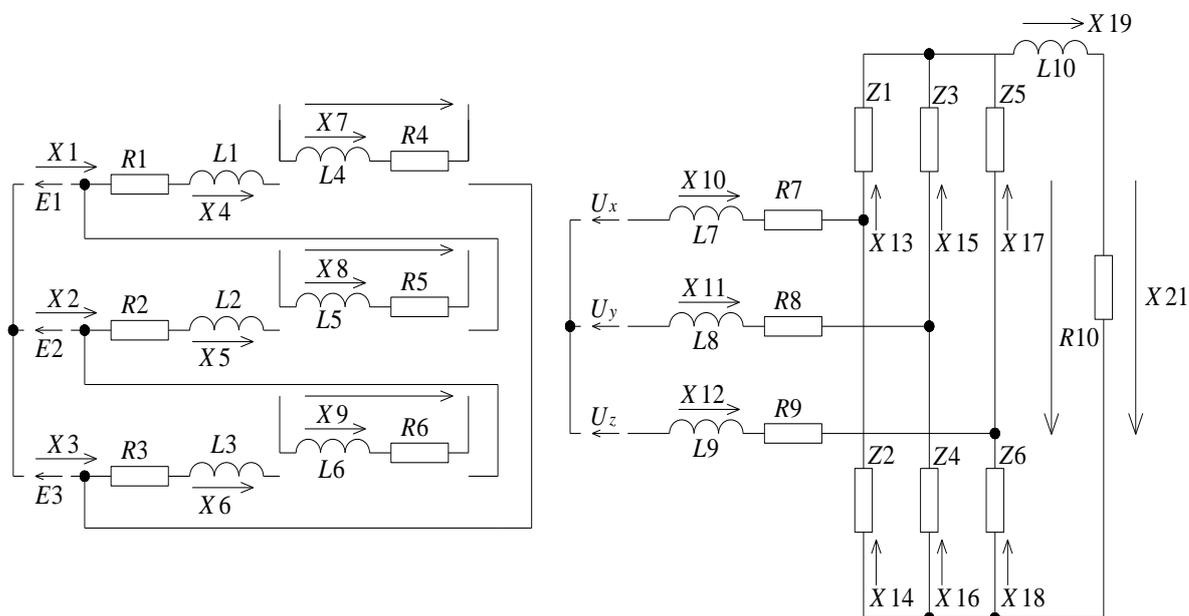


Рис. 2.4. Схема замещения трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя:

$R_1 - R_3$  — сопротивление первичных обмоток трехфазного трансформатора  $T_1$ ;

$L_1 - L_3$  — индуктивности рассеяния первичных обмоток трехфазного трансформатора  $T_1$ ;

$L_4 - L_6$  — индуктивности намагничивания трехфазного трансформатора  $T_1$ ;

$L_7 - L_9$  — индуктивности рассеяния вторичных обмоток, приведенные к первичным обмоткам;

$R_4 - R_6$  — сопротивление, определяющее потери в магнитопроводе трехфазного трансформатора  $T_1$ ;

$R_7 - R_9$  — сопротивления вторичных обмоток, приведенные к первичным обмоткам;

$Z_1 - Z_6$  — динамические сопротивления тиристоров в открытом состоянии и сопротивления тиристоров в закрытом состоянии, приведенные к первичным обмоткам;

$R_{10}$  — сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке;

$x_1 - x_{19}$  — токи, протекающие через элементы схемы замещения;

$x_{20}$  — выходное напряжение выпрямителя, приведенное к первичной обмотке;

$x_{21}$  — напряжение на нагрузке, приведенное к первичной обмотке.

Для схемы, изображенной на рис. 2.4, справедливы следующие алгебраические и дифференциальные уравнения:

$$x_1 + x_5 - x_4 = 0; \quad (2.15)$$

$$x_2 + x_6 - x_5 = 0; \quad (2.16)$$

$$x_3 + x_4 - x_6 = 0; \quad (2.17)$$

$$x_4 - x_7 - x_{10} = 0; \quad (2.18)$$

$$x_5 - x_8 - x_{11} = 0; \quad (2.19)$$

$$x_6 - x_9 - x_{12} = 0; \quad (2.20)$$

$$x_{10} + x_{14} - x_{13} = 0; \quad (2.21)$$

$$x_{11} + x_{16} - x_{15} = 0; \quad (2.22)$$

$$x_{12} + x_{18} - x_{17} = 0; \quad (2.23)$$

$$x_{13} + x_{15} + x_{17} - x_{19} = 0; \quad (2.24)$$

$$x_{10} + x_{11} + x_{12} = 0; \quad (2.25)$$

$$x_{21} - x_{19} \cdot R_{10} = 0; \quad (2.26)$$

$$x_4 \cdot R_1 + L_1 \frac{dx_4}{dt} + L_4 \frac{dx_7}{dt} + x_7 \cdot R_4 = U_a - U_c; \quad (2.27)$$

$$x_5 \cdot R_2 + L_2 \frac{dx_5}{dt} + L_5 \frac{dx_8}{dt} + x_8 \cdot R_5 = U_b - U_a; \quad (2.28)$$

$$x_6 \cdot R_3 + L_3 \frac{dx_6}{dt} + L_6 \frac{dx_9}{dt} + x_9 \cdot R_6 = U_c - U_b; \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} -L_4 \frac{dx_7}{dt} - x_7 \cdot R_4 + L_7 \frac{dx_{10}}{dt} + x_{10} \cdot R_7 + x_{13} \cdot z_1 - x_{15} \cdot z_3 - L_8 \frac{dx_{11}}{dt} - \\ -x_{11} \cdot R_8 + L_5 \frac{dx_8}{dt} + x_8 \cdot R_5 = -U_1 + U_3; \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} -L_5 \frac{dx_8}{dt} - x_8 \cdot R_5 + L_8 \frac{dx_{11}}{dt} + x_{11} \cdot R_8 + x_{15} \cdot z_3 - x_{17} \cdot z_5 - L_9 \frac{dx_{12}}{dt} - \\ -x_{12} \cdot R_9 + L_6 \frac{dx_9}{dt} + x_9 \cdot R_6 = -U_3 + U_5; \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned} -L_4 \frac{dx_7}{dt} - x_7 \cdot R_4 + L_7 \frac{dx_{10}}{dt} - x_{14} \cdot z_2 + x_{16} \cdot z_4 - L_8 \frac{dx_{11}}{dt} - \\ -x_{11} \cdot R_8 + L_5 \frac{dx_8}{dt} + x_8 \cdot R_5 = -U_4 + U_2; \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} -L_5 \frac{dx_8}{dt} - x_8 \cdot R_5 + L_8 \frac{dx_{11}}{dt} + x_{11} \cdot R_8 - x_{16} \cdot z_4 + x_{18} \cdot z_6 - L_9 \frac{dx_{12}}{dt} - \\ -x_{12} \cdot R_9 + L_6 \frac{dx_9}{dt} + x_9 \cdot R_6 = -U_4 + U_6; \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} -L_4 \frac{dx_7}{dt} - x_7 \cdot R_4 + L_7 \frac{dx_{10}}{dt} + x_{10} \cdot R_7 + x_{13} \cdot z_1 + L_{10} \frac{dx_{19}}{dt} + \\ + x_{19} \cdot R_{10} + x_{16} \cdot z_4 + L_8 \frac{dx_{11}}{dt} - x_{11} \cdot R_8 + L_5 \frac{dx_8}{dt} + x_8 \cdot R_5 = 0; \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$L_{10} \frac{dx_{19}}{dt} + x_{19} \cdot R_{10} - x_{20} = -U_2 + U_4, \quad (2.35)$$

где  $U_1-U_6$  – пороговые напряжения тиристоров VS1–VS6.

В уравнениях 2.27–2.35 производные переменных величин X4–X12 и X19 заменяются комбинацией значений переменных величин, исходя из разложения функций в ряд Тейлора с точностью до второй производной. Например:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{3 \cdot x(t_2) - 4 \cdot x(t_1) + x(t_0)}{2 \cdot \Delta T}, \quad (2.36)$$

где  $X(t_1)$  — значение  $X$ , найденное на предыдущем расчетном шаге в момент времени  $t_1$ ;  $X(t_2)$  — значение  $X$ , найденное на предшествующем предыдущему расчетном шаге в момент времени  $t_2$ ;  $X(t_0)$  — неизвестное и подлежащее расчету значение  $X$ , найденное на следующем расчетном шаге (в момент времени  $t_0$ );  $\Delta T = t_1 - t_0 = t_2 - t_1$  — величина расчетного шага.

С учетом уравнения 2.36, система уравнений 2.27–2.35 преобразуется в систему алгебраических уравнений, которая на каждом расчетном шаге решается классическими методами, например, методом Гаусса.

В расчетах на ЭВМ применяются «спрямленные» характеристики тиристоров  $U_{\text{тир}} = i_{\text{тир}} \cdot z + U_{\text{порог}}$  на интервале их открытого состояния. Конкретные значения динамического сопротивления тиристора и значение порогового напряжения тиристора задает преподаватель из справочника по полупроводниковым приборам.

Параметры элементов схемы замещения силового согласующего трансформатора рассчитывают по следующим формулам:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_7 = R_8 = R_9 = \frac{P_{\text{к.з.}}}{6 \cdot I_{1,\text{ном.}}^2}; \quad (2.37)$$

$$R_4 = R_5 = R_6 = \frac{P_{\text{xx}}}{3 \cdot I_{\text{xx}}^2}; \quad (2.38)$$

$$L_4 = L_5 = L_6 = \frac{U_{1,\text{ном.}}}{\omega \cdot I_{\text{xx}}}; \quad (2.39)$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_7 = L_8 = L_9 = \frac{U_{\text{к.з.}}}{2 \cdot \omega \cdot I_{1,\text{ном}}}; \quad (2.40)$$

$$I_{1,\text{ном}} = \frac{S_{\text{ном}}}{3 \cdot U_{1,\text{ном}}}. \quad (2.41)$$

где  $S$  — расчетная мощность трансформатора,  $U_{1,\text{ном}}$  — номинальное значение напряжения, прикладываемого к первичным обмоткам трансформатора,  $I_{1,\text{ном}}$  — номинальное значение тока, протекающего через первичные обмотки трансформатора,  $\omega$  — круговая частота питающей сети переменного тока.

### 3. ТРЕХФАЗНЫЙ ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМОЙ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ТОКА НАГРУЗКИ

В установках для воздушно-плазменной резки металлов и плазменного нанесения покрытий в качестве источников питания, обеспечивающих крутопадающие внешние характеристики, применяются трехфазные двухполупериодные тиристорные выпрямители с замкнутой системой автоматической стабилизации тока нагрузки (тока режущего плазмотрона или тока плазмотрона для напыления).

Диапазон рабочих токов и напряжений таких источников питания составляет 50–400 А и 150–250 В. Принципиальная электрическая схема трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя с замкнутой системой автоматической стабилизации тока нагрузки приведена на рис. 3.1.

Выходными сигналами замкнутой системы автоматической стабилизации тока нагрузки являются токи управления тиристорами выпрямителя  $VS1$ – $VS6$  с такими углами управления  $\alpha$ , которые автоматически обеспечивают стабилизацию тока нагрузки при изменениях сопротивления нагрузки и напряжения питающей сети переменного тока.

Структурная схема замкнутой системы автоматической стабилизации тока нагрузки приведена на рис. 3.2.

Блок задания — это источник «стабилизированного», не зависящего от изменения напряжения питающей сети переменного тока регулируемого напряжения. Выходное напряжение блока обратной связи  $U_{oc}$  пропорционально среднему значению тока нагрузки  $I_n$ . На выходе усилителя рассогласования и корректирующего звена формируется напряжение управления  $U_{упр}=f(\varepsilon)$ , которое обеспечивает такое изменение угла  $\alpha$  управления тиристорами выпрямителя, что осуществляется стабилизация тока нагрузки при изменениях сопротивления нагрузки и напряжения питающей сети переменного тока.

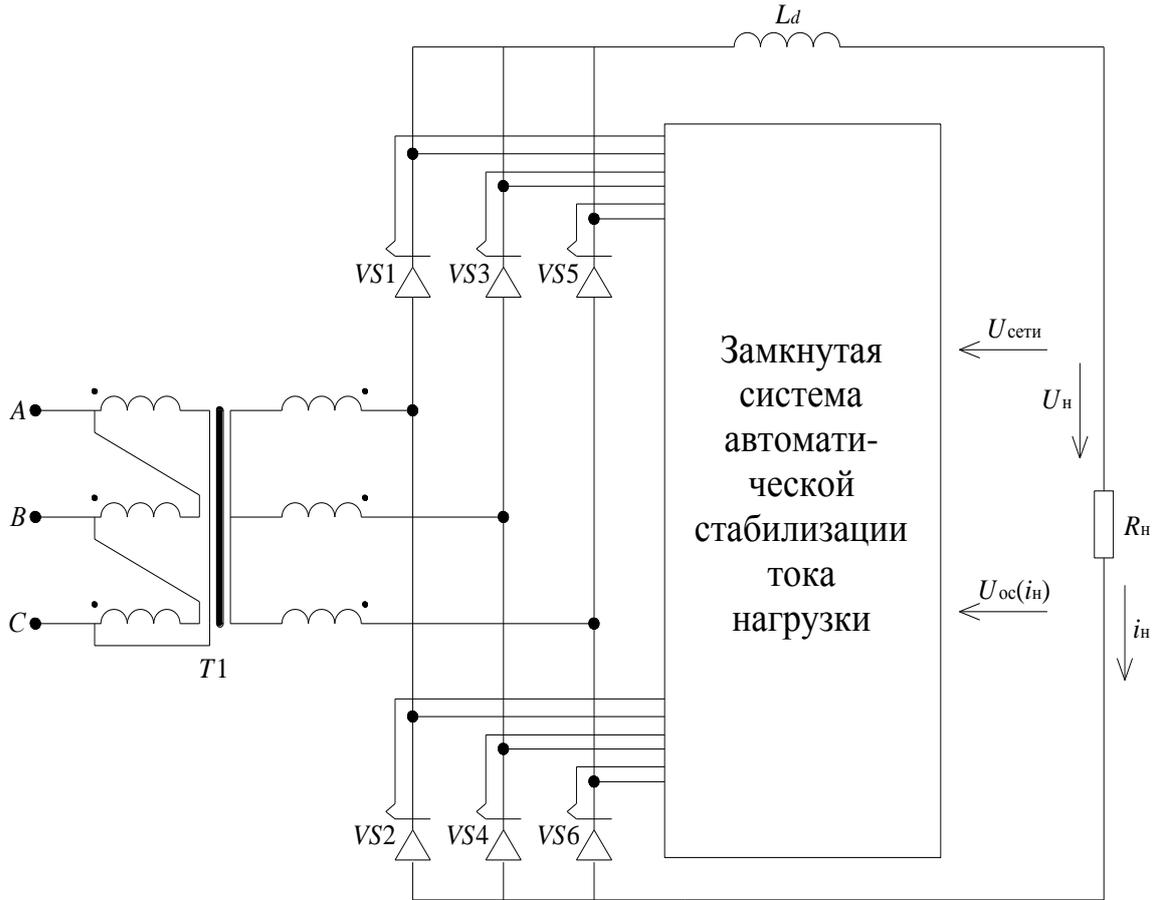


Рис. 3.1. Принципиальная электрическая схема трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя с замкнутой системой автоматической стабилизации тока нагрузки

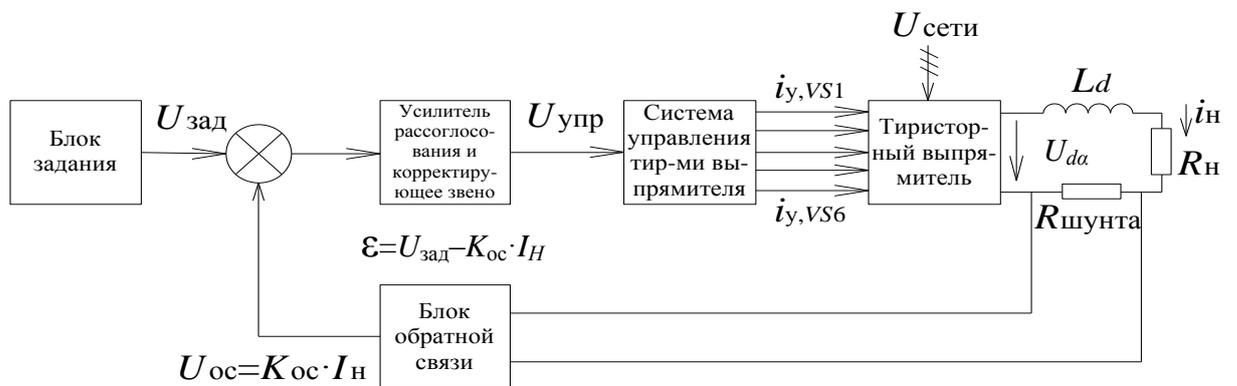


Рис. 3.2. Структурная схема замкнутой системы автоматической стабилизации тока нагрузки

Для того, чтобы выяснить принцип действия замкнутой системы автоматической стабилизации тока нагрузки, необходимо предварительно определить аналитические зависимости  $U_{d\alpha}=f(\alpha, I_H)$ ,  $\alpha=f(\varepsilon)$ ,  $U_{\text{упр}}=f(\varepsilon)$ ,  $\alpha=f(U_{\text{упр}})$ .

Если допустить, что потери в обмотках и сердечнике силового трансформатора  $T_1$  и потери в тиристорах равны нулю, коэффициент трансформации трансформатора  $T_1$  равен единице, ток нагрузки полностью сглажен  $i_d=I_d$ , то внешняя характеристика выпрямителя может быть описана следующим уравнением:

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{6}U_1 \cdot \cos\alpha}{\pi} - \frac{3\omega L_{\text{расс}}I_H}{\pi}, \quad (3.1)$$

где  $U_1$  — действующее значение линейного напряжения питающей сети переменного тока;  $\alpha$  — угол управления тиристорами выпрямителя  $VS1-VS6$ ;  $L_{\text{расс}}$  — индуктивность рассеяния вторичной обмотки, приведенная к первичной обмотке силового согласующего трансформатора  $T_1$  и индуктивность рассеяния первичной обмотки;  $\omega=2\pi f$  — угловая частота питающей сети переменного тока;  $I_H = \frac{U_{d\alpha}}{R_H}$  — среднее значение тока нагрузки;  $R_H$  — сопротивление нагрузки (сопротивление режущего плазмотрона или сопротивление плазмотрона для напыления).

Принцип действия замкнутой системы автоматической стабилизации тока нагрузки заключается в следующем. Под воздействием, например, увеличения напряжения питающей сети переменного тока  $U_1$ , в первый момент времени увеличиваются  $U_{d\alpha}$ ,  $I_H$  и  $U_{\text{ос}}$ , что приводит к уменьшению  $\varepsilon$  и должно привести к увеличению угла  $\alpha$  (такой вид зависимости  $\alpha=f(\varepsilon)$  необходимо обеспечить), и за счет этого, к уменьшению  $U_{d\alpha}$  и  $I_H$ , то есть к стабилизации тока нагрузки. «Необходимая» зависимость  $\alpha=f(\varepsilon)$  приведена на рис. 3.3.

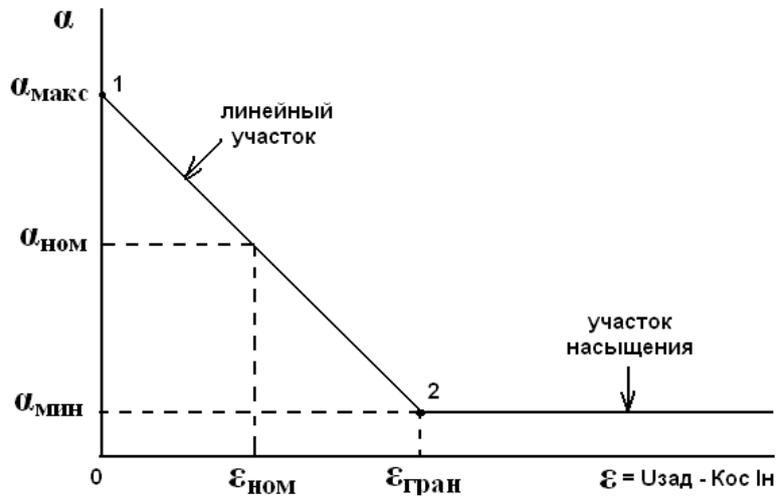


Рис. 3.3. Зависимость  $\alpha=f(\epsilon)$

При такой зависимости  $\alpha=f(\epsilon)$ , приведенной на рис. 3.3, в замкнутой системе действует механизм обратной связи:

$$U_1 \uparrow, U_{d\alpha} \uparrow, I_H \uparrow, U_{oc} \uparrow, \epsilon \downarrow, \alpha \uparrow, U_{d\alpha} \downarrow, I_H \downarrow;$$

$$U_1 \downarrow, U_{d\alpha} \downarrow, I_H \downarrow, U_{oc} \downarrow, \epsilon \uparrow, \alpha \downarrow, U_{d\alpha} \uparrow, I_H \uparrow;$$

$$R_H \downarrow I_H \uparrow, U_{oc} \uparrow, \epsilon \downarrow, \alpha \uparrow, U_{d\alpha} \downarrow, I_H \downarrow;$$

$$R_H \uparrow I_H \downarrow, U_{oc} \downarrow, \epsilon \uparrow, \alpha \downarrow, U_{d\alpha} \uparrow, I_H \uparrow.$$

Для того, чтобы поддерживать постоянным (стабилизировать) ток нагрузки, при изменениях  $R_H$  и  $U_1$ , рабочая точка должна всегда находиться на линейном участке зависимости  $\alpha=f(\epsilon)$  и кроме того,  $\epsilon_{гр}$  должно быть много меньше  $U_{зад}$  ( $\epsilon_{гр} \ll U_{зад}$ )

Точность стабилизации тока нагрузки можно определить по следующей приближенной формуле:

$$\gamma = \frac{I_{H,1} - I_{H,2}}{I_{H,1}} = \frac{\epsilon_{гр}}{U_{зад}}, \quad (3.2)$$

где  $I_{H,1}, I_{H,2}$  — токи нагрузки при различных значениях  $\epsilon$ ,  $\epsilon=0$  и  $\epsilon=\epsilon_{гр}$ .

Зависимость  $\alpha=f(\epsilon)$  может быть описана уравнением:

$$\alpha = \alpha_{\text{мин}} + (\alpha_{\text{макс}} - \alpha_{\text{мин}}) \cdot \left(1 - \frac{\epsilon}{\epsilon_{гр}}\right). \quad (3.3)$$

Используя уравнение 3.1 можно получить выражение для тока:

$$I_H = \frac{U_{d\alpha}}{R_H} = \frac{3\sqrt{6}U_1 \cdot \cos \alpha}{\pi \cdot R_H \left(1 + \frac{3\omega \cdot L_{\text{расс}}}{\pi \cdot R_H}\right)} \quad (3.4)$$

Уравнение замыкания системы (см. структурную схему) имеет следующий вид:

$$U_{\text{зад}} - \frac{K_{\text{ос}} \cdot 3\sqrt{6} \cdot U_1 \cdot \cos \left[ \alpha_{\text{мин}} + (\alpha_{\text{макс}} - \alpha_{\text{мин}}) \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{\text{гран}}}\right) \right]}{(\pi \cdot R_H + 3 \cdot \omega \cdot L_{\text{расс}})} = \varepsilon \quad (3.5)$$

Значения величин  $U_{\text{зад}}$ ,  $K_{\text{ос}}$ ,  $L_{\text{расс}}$ ,  $\varepsilon_{\text{гран}}$ ,  $\alpha_{\text{мин}}$ ,  $\alpha_{\text{макс}}$ , входящие в уравнение 3.5 должны быть выбраны такими, чтобы при изменении  $U_1$  и  $R_H$  рабочая точка зависимости  $\alpha=f(\varepsilon)$  всегда находилась на линейном участке.

Исходными данными для расчета  $L_{\text{расс}}$ ,  $U_{d\alpha, \text{ном}}$ ,  $\varepsilon_{\text{гран}}$ ,  $\varepsilon_{\text{ном}}$ ,  $K_{\text{ос}}$ ,  $R_{H, \text{ном}}$  являются:  $U_{1, \text{ном}}$ ,  $I_{H, \text{ном}}$ ,  $U_{\text{зад, ном}}$ ,  $\gamma$ ,  $\alpha_{\text{ном}}$  (при  $U_{1, \text{ном}}$  и  $I_{H, \text{ном}}$ ),  $\alpha_{\text{мин}}$ ,  $\alpha_{\text{макс}}$ ; а также  $\kappa_1$  — отношение напряжения холостого хода выпрямителя  $U_{\text{хх}}$  при  $U_{1, \text{ном}}$  и  $\alpha_{\text{ном}}$  к напряжению на выходе выпрямителя при  $U_{1, \text{ном}}$ ,  $\alpha_{\text{ном}}$  и  $I_{H, \text{ном}}$ :

$$\kappa_1 = \frac{1}{1 - \frac{\omega \cdot L_{\text{расс}} \cdot I_{H, \text{ном}}}{\sqrt{6} \cdot U_{1, \text{ном}} \cdot \cos \alpha_{\text{ном}}}}$$

Индуктивность рассеяния силового согласующего трансформатора  $T_1$  равна:

$$L_{\text{расс}} = \frac{(\kappa_1 - 1) \cdot \sqrt{6} \cdot \cos \alpha_{\text{ном}}}{\kappa_1 \cdot I_{H, \text{ном}} \cdot \omega} \quad (3.6)$$

Номинальное значение напряжения на выходе выпрямителя при  $U_{1, \text{ном}}$ ,  $\alpha_{\text{ном}}$  и  $I_{H, \text{ном}}$ :

$$U_{d\alpha, \text{ном}} = \frac{3\sqrt{6} \cdot U_{1, \text{ном}} \cdot \cos \alpha_{\text{ном}}}{\pi} - \frac{3\omega \cdot L_{\text{расс}} \cdot I_{H, \text{ном}}}{\pi} \quad (3.7)$$

Граничное значение рассогласования  $\varepsilon_{\text{гр}}$ :

$$\varepsilon_{\text{гр}} = \gamma \cdot U_{\text{зад, ном}} \quad (3.8)$$

Номинальное значение рассогласования:

$$\varepsilon_{\text{ном}} = \varepsilon_{\text{гр}} \cdot \left(1 - \frac{\alpha_{\text{ном}} - \alpha_{\text{мин}}}{\alpha_{\text{макс}} - \alpha_{\text{мин}}}\right). \quad (3.9)$$

Значение коэффициента обратной связи  $k_{\text{ос}}$ :

$$k_{\text{ос}} = \frac{U_{\text{зад,ном}} - \varepsilon_{\text{ном}}}{I_{\text{н,ном}}}. \quad (3.10)$$

Номинальное значение сопротивления нагрузки  $R_{\text{н,ном}}$ :

$$R_{\text{н,ном}} = \frac{U_{\text{дб,ном}}}{I_{\text{н,ном}}}. \quad (3.11)$$

Если в уравнение 3.5 подставить полученные значения  $L_{\text{расс}}$ ,  $U_{1,\text{ном}}$ ,  $\varepsilon_{\text{гр}}$ ,  $\varepsilon_{\text{ном}}$ ,  $k_{\text{ос}}$ ,  $R_{\text{н,ном}}$  и заданные значения  $\alpha_{\text{мин}}$  и  $\alpha_{\text{макс}}$ , то левая часть уравнения 3.5 будет равна правой части уравнения 3.5.

Полученные значения  $L_{\text{расс}}$ ,  $U_{1,\text{ном}}$ ,  $\varepsilon_{\text{гр}}$ ,  $\varepsilon_{\text{ном}}$ ,  $k_{\text{ос}}$ ,  $R_{\text{н,ном}}$  используются в программе расчета на ЭВМ переходных и установившихся процессов тиристорного выпрямителя с замкнутой системой автоматической стабилизации тока нагрузки.

В программе использована математическая модель шестиканальной синхронной системы управления и математическая модель трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя.

В каждом из шести каналов шестиканальной синхронной системы управления импульс управления появляется в момент времени  $t_{\alpha}$ , когда напряжение генератора пилообразного напряжения канала становится равным напряжению управления  $U_{\text{ГПН}}(t_{\alpha}) = U_{\text{упр}}$ .

Временные диаграммы, поясняющие формирование импульсов управления в одном из каналов шестиканальной синхронной системы управления приведены на рис. 3.4.

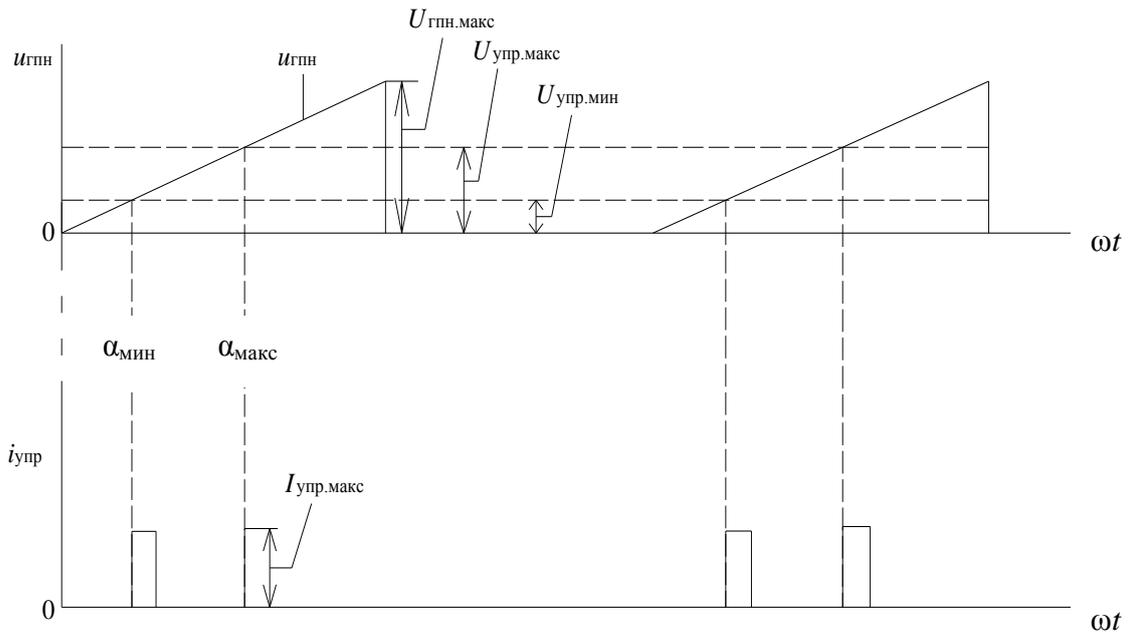


Рис. 3.4. Временные диаграммы, поясняющие формирование импульсов управления

Значения  $U_{\text{упр,мин}}$  и  $U_{\text{упр,макс}}$  зависят от заданных значений  $\alpha_{\text{мин}}$  и  $\alpha_{\text{макс}}$  и выбранного значения  $U_{\text{ГПН,макс}}$ . Исходя из этого минимальное и максимальное значения напряжения управления равны:

$$U_{\text{упр,мин}} = \frac{\alpha_{\text{мин}}}{180} \cdot U_{\text{ГПН,макс}} ; \quad (3.12)$$

$$U_{\text{упр,макс}} = \frac{\alpha_{\text{макс}}}{180} \cdot U_{\text{ГПН,макс}} . \quad (3.13)$$

Зависимость  $U_{\text{упр}} = f(\varepsilon)$  приведена на рис. 3.5.

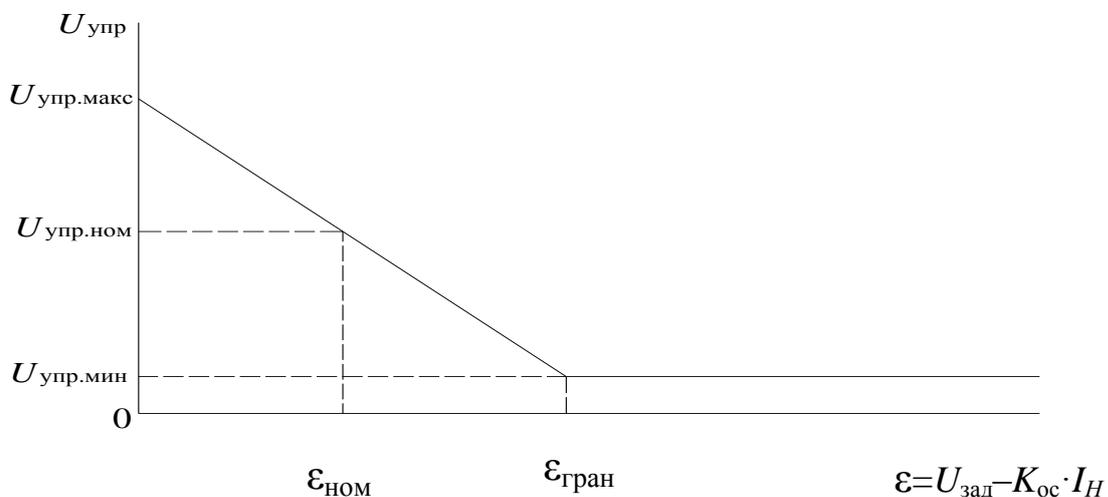


Рис. 3.5. Зависимость  $U_{\text{упр}} = f(\varepsilon)$

Если не учитывать «динамические» режимы работы, то для статического режима работы напряжение управления (см. рис. 3.2 и 3.5) должно быть реализовано в соответствии со следующими уравнениями:

$$U_{\text{упр}} = U_{\text{упр,макс}} - K_y \cdot (U_{\text{зад}} - K_{\text{ос}} \cdot I_n), \quad (3.14)$$

$$K_y = \frac{U_{\text{упр,макс}} - U_{\text{упр,мин}}}{\varepsilon_{\text{гран}}} \quad (3.15)$$

и введены ограничения: если  $U_{\text{упр}} > U_{\text{упр,макс}}$ , то  $U_{\text{упр}} = U_{\text{упр,макс}}$  и если  $U_{\text{упр}} < U_{\text{упр,мин}}$ , то  $U_{\text{упр}} = U_{\text{упр,мин}}$ .

Такое ограничение легко осуществить в реальной электронной системе управления. Так как ток нагрузки содержит постоянную и переменную составляющие, то и сигнал рассогласования  $\varepsilon$  также содержит эти составляющие. Если, например, необходимо обеспечить стабилизацию тока нагрузки с точностью 1% ( $\gamma=0,01$ ) при пульсациях тока нагрузки 10% ( $I_{n,1m}/I_n=0,1$ ), то «амплитуда» переменной составляющей сигнала рассогласования  $\varepsilon$  будет превышать  $\varepsilon_{\text{гр}}$  приблизительно в десять раз. Поэтому для обеспечения работы на линейных участках характеристик  $U_{\text{упр}}=f(\varepsilon)$  и  $\alpha=f(\varepsilon)$  необходимо при формировании напряжения управления уменьшить во много раз переменную составляющую  $\varepsilon$  (достигают за счет интегрирования сигнала  $\varepsilon$ ).

В программе расчета переходных и установившихся режимов работы тиристорного выпрямителя с замкнутой системой автоматической стабилизации тока нагрузки на компьютере для формирования напряжения управления можно использовать схему замещения корректирующего звена, изображенную на рис. 3.6. С помощью элементов  $R11$ ,  $R12$ ,  $C1$  — осуществляют уменьшение (интегрирование) переменной составляющей сигнала  $\varepsilon$ , а с помощью элементов  $C2$ ,  $R13$  — дифференцирование сигнала  $\varepsilon$ .

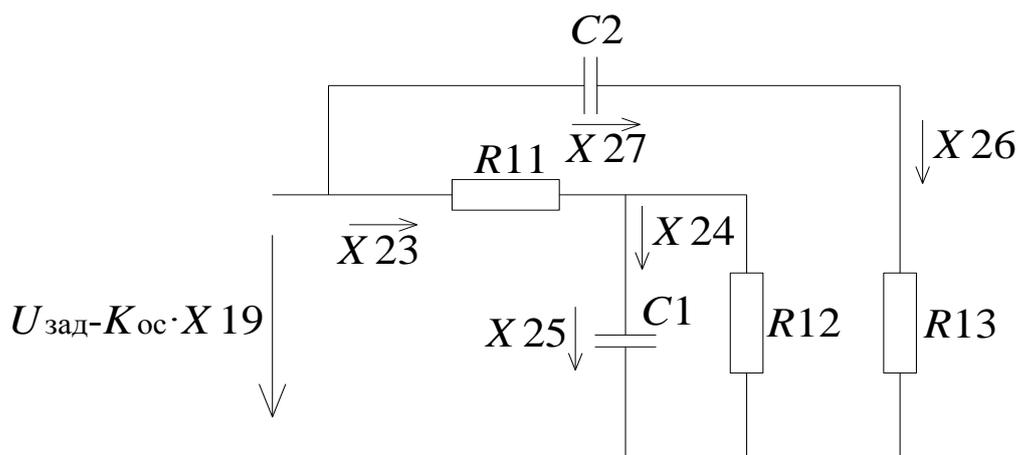


Рис. 3.6. Схема замещения корректирующего звена

Данная схема замещения описывается следующими алгебраическими и дифференциальными уравнениями:

$$U_{\text{зад}} - K_{\text{ос}} \cdot x_{19} = x_{23} \cdot R_{11} + x_{25}; \quad (3.16)$$

$$x_{23} = x_{24} + \frac{x_{25}}{R_{12}}; \quad (3.17)$$

$$C_1 \frac{dx_{25}}{dt} = x_{24}; \quad (3.18)$$

$$C_2 \frac{dx_{27}}{dt} = x_{26}; \quad (3.19)$$

$$U_{\text{зад}} - K_{\text{ос}} \cdot x_{19} = x_{27} + R_{13} \cdot x_{26}. \quad (3.20)$$

Напряжение управления содержит пропорционально-интегральную и дифференциальную составляющие от сигнала рассогласования ( $U_{\text{зад}} - K_{\text{ос}} \cdot x_{19}$ ):

$$U_{\text{упр}} = U_{\text{упр, макс}} - K_{y1} \cdot x_{25} - K_{\text{диф}} \cdot x_{26} \cdot R_{13} \cdot K_{y1}, \quad (3.21)$$

где  $K_{y1}$  — коэффициент усиления пропорционально-интегральной составляющей сигнала рассогласования (если  $R_{11} = R_{12}$ , то  $K_{y1} = 2 \cdot K_{y2}$ );  $K_{\text{диф}}$  — коэффициент ослабления дифференциальной составляющей сигнала рассогласования;  $x_{19}$  — ток, протекающий через нагрузку.

Зависимость  $\alpha = f(U_{\text{упр}})$ , реализованная в программе, имеет вид представленный на рис. 3.7.

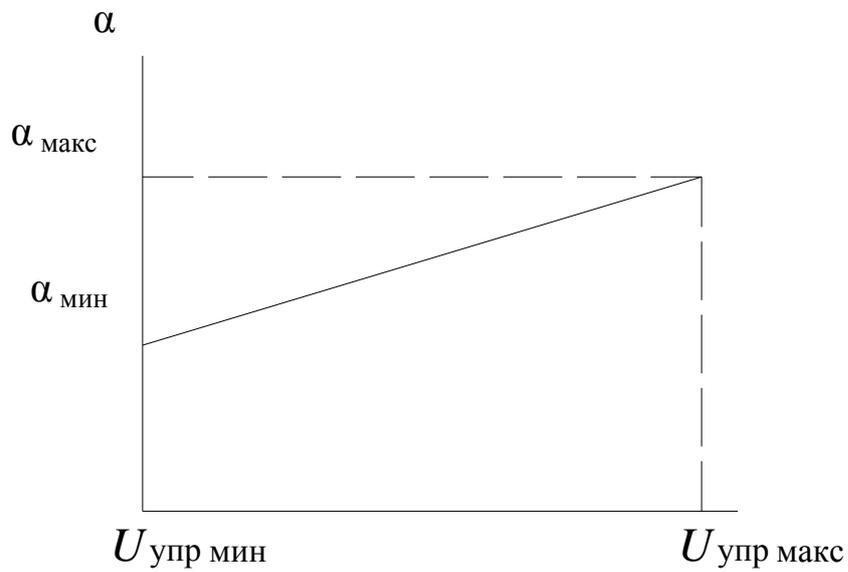


Рис. 3.7. Зависимость  $\alpha = f(U_{\text{упр}})$

Для предварительного расчета параметров элементов  $C1$ ,  $C2$ ,  $K_y$  и  $K_{\text{диф}}$ , обеспечивающих устойчивость и требуемое качество переходного процесса, необходимо получить и проанализировать корни характеристического уравнения для выражения  $\Delta I_{\text{H}}(p)$ , приращение тока нагрузки в области изображения преобразования Лапласа. Для получения выражения  $\Delta I_{\text{H}}(p)$  используем схему замещения, приведенную на рис. 3.8.

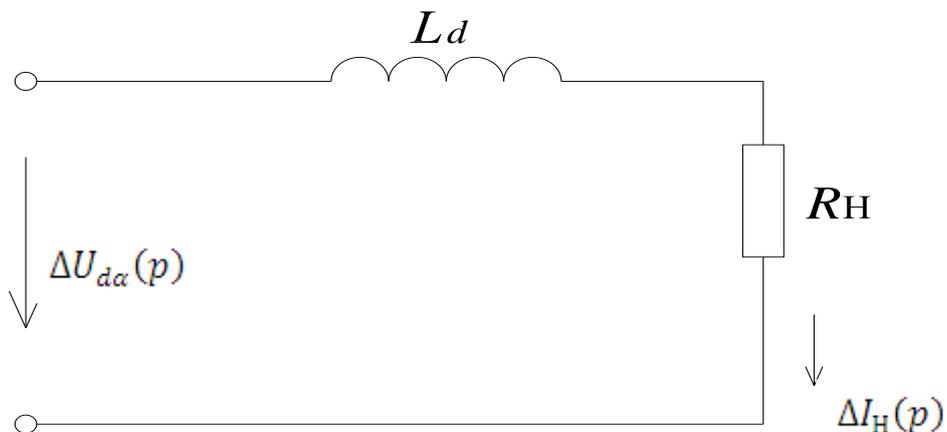


Рис. 3.8. Схема замещения тиристорного выпрямителя

В данной схеме замещения:

$$\Delta U_{d\alpha}(p) = \kappa_c \cdot \Delta U_{\text{сети}}(p) + \kappa_{\delta} \cdot \Delta \alpha p ; \quad (3.22)$$

$$\kappa_c = \frac{\Delta U_{d\alpha}}{\Delta U_{\text{сети}}} = \frac{3\sqrt{6} U_{\text{сети,2}} - U_{\text{сети,1}} \cdot \cos \alpha_{\text{ном}}}{\pi \cdot U_{\text{сети,2}} - U_{\text{сети,1}}} ; \quad (3.23)$$

$$\kappa_{\delta} = \frac{\Delta U_{d\alpha}}{\Delta \alpha} = \frac{3\sqrt{6} U_{\text{сети,ном}} (\cos \alpha_2 - \cos \alpha_1)}{\pi \cdot (\alpha_2 - \alpha_1)} , \quad (3.24)$$

где  $U_{\text{сети}}$  — линейное напряжение питающей сети переменного тока, ранее обозначенное как  $U_1$  (см. уравнение 3.1);  $\Delta U_{\text{сети}}(p)$  — приращение напряжения питающей сети переменного тока;  $\Delta \alpha(p)$  — приращение угла управления тиристорами выпрямителя.

Используя схему замещения и уравнение 3.22 можно получить выражение для  $\Delta I_{\text{н}}(p)$ :

$$\Delta I_{\text{н}}(p) = \frac{\kappa_c \cdot \Delta U_{\text{сети}}(p)}{p \cdot L_d + R_{\text{н}}} + \frac{\kappa_{\delta} \cdot \Delta \alpha(p)}{p \cdot L_d + R_{\text{н}}} , \quad (3.25)$$

где  $L_d$  и  $R_{\text{н}}$  — параметры элементов силовой схемы, приведенные к первичной обмотке силового согласующего трансформатора.

Для получения зависимости  $\Delta \alpha p = f \Delta \varepsilon p$  и  $\Delta \alpha p = f \Delta U_{\text{упр}} p$  используем уравнение 3.21 и схемы, изображенные на рис. 3.6 и 3.7.

Тогда выражения  $\Delta U_{\text{упр}} p$ ,  $\Delta \alpha p$  и  $\Delta I_{\text{н}}(p)$  имеют вид:

$$\Delta U_{\text{упр}} p = \Delta U_{\text{зад}} p - \kappa_{\text{ос}} \cdot \Delta I_{\text{н}}(p) \times$$

$$\times 2 \cdot \kappa_y \cdot \left[ \frac{R_{12} \cdot \frac{1}{p \cdot C_1}}{R_{12} + \frac{1}{p \cdot C_1}} + \frac{\kappa_{\text{диф}} \cdot R_{13}}{R_{13} + \frac{1}{p \cdot C_2}} \right] ; \quad (3.26)$$

$$\Delta \alpha p = \kappa_1 \cdot \Delta U_{\text{упр}} p ; \quad (3.27)$$

$$\kappa_1 = \frac{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}{\Delta U_{\text{упр.макс}} - \Delta U_{\text{упр.мин}}}; \quad (3.28)$$

$$\Delta I_{\text{н}}(p) = \frac{\kappa_c \cdot \Delta U_{\text{сети}}(p)}{p \cdot L_d + R_{\text{н}}} + \frac{\kappa_6 \cdot \kappa_1 \cdot 2 \cdot \kappa_y \cdot \Delta U_{\text{зад}} p - \kappa_{\text{ос}} \cdot \Delta I_{\text{н}}(p)}{p \cdot L_d + R_{\text{н}}} \times$$

$$\times \left[ \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12} + p \cdot C_1 \cdot R_{11} \cdot R_{12}} + \frac{p \cdot \kappa_{\text{диф}} \cdot C_2 \cdot R_{13}}{1 + p \cdot C_2 \cdot R_{13}} \right]. \quad (3.29)$$

Разрешив уравнение 3.29 относительно  $\Delta I_{\text{н}}(p)$  можно получить выражение для знаменателя  $\Delta I_{\text{н}} p = \frac{N p}{M p}$  в виде:

$$M p = p^3 + a \cdot p^2 + b \cdot p + c, \quad (3.30)$$

где

$$a = \frac{1}{R_{11} \cdot C_2} + \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11} \cdot R_{12} \cdot C_1} + \frac{R_{\text{н}}}{L_d} + \frac{2 \cdot \kappa_6 \cdot \kappa_1 \cdot \kappa_y \cdot \kappa_{\text{ос}} \cdot \kappa_{\text{диф}}}{L_d}; \quad (3.31)$$

$$b = \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11} \cdot R_{12} \cdot R_{13} \cdot C_1 \cdot C_2} + \frac{R_{\text{н}}}{R_{13} \cdot C_2 \cdot L_d} + \frac{R_{11} + R_{12} \cdot R_{\text{н}}}{R_{11} \cdot R_{12} \cdot C_1 \cdot L_d} +$$

$$+ \frac{2 \cdot \kappa_6 \cdot \kappa_1 \cdot \kappa_y \cdot \kappa_{\text{ос}}}{R_{11} \cdot C_1 \cdot L_d} + \frac{R_{11} + R_{12} \cdot 2 \cdot \kappa_6 \cdot \kappa_1 \cdot \kappa_y \cdot \kappa_{\text{ос}} \cdot \kappa_{\text{диф}}}{R_{11} \cdot R_{12} \cdot C_1 \cdot L_d}; \quad (3.32)$$

$$c = \frac{R_{11} + R_{12} \cdot R_{\text{н}}}{R_{11} \cdot R_{12} \cdot R_{13} \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot L_d} + \frac{2 \cdot \kappa_6 \cdot \kappa_1 \cdot \kappa_y \cdot \kappa_{\text{ос}}}{R_{11} \cdot R_{13} \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot L_d}. \quad (3.33)$$

Анализируя корни характеристического уравнения  $M p = 0$ :

$$p_{1,2} = -\delta_1 \pm j \cdot \omega_1; \quad (3.34)$$

$$p_3 = -\delta_2, \quad (3.35)$$

можно сделать предварительные выводы о частоте вынужденных колебаний и о «перерегулировании».

Связь между  $\delta_1$ ,  $\omega_1$ ,  $\delta_2$ ,  $a$ ,  $b$  и  $c$  определяется следующими уравнениями:

$$a = \delta_2 + 2\delta_1; \quad (3.36)$$

$$b = \delta_1^2 + \omega_1^2 + 2\delta_1 \delta_2; \quad (3.37)$$

$$c = \delta_2 \cdot \delta_1^2 + \omega_1^2; \quad (3.38)$$

$$\delta_2 = \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{Q}} + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{Q}} - \frac{a}{3}; \quad (3.39)$$

$$q = 2 \cdot \left(\frac{a}{3}\right)^2 - \frac{a \cdot b}{3} + c; \quad (3.40)$$

$$Q = \left(\frac{p}{3}\right)^3 + \left(\frac{q}{2}\right)^2; \quad (3.41)$$

$$p = -\frac{a^2}{3} + b; \quad (3.42)$$

$$\delta_1 = -\frac{a}{3} - \left( \frac{\sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{Q}} + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{Q}}}{2} \right); \quad (3.43)$$

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left( \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{Q}} - \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{Q}} \right). \quad (3.44)$$

Анализируя корни знаменателя передаточной функции при конкретных значениях  $U_{\text{ГПН, макс}}$ ,  $\alpha_{\text{мин}}$ ,  $\alpha_{\text{макс}}$ ,  $K_{y1}$ ,  $K_{\text{диф}}$ ,  $\epsilon_{\text{гран}}$ ,  $U_{\text{зад}}$ ,  $L_d$ ,  $R_n$ ,  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  можно сделать первоначальные выводы о частоте автоколебаний, времени переходного процесса, перерегулировании.

Программа расчёта на ЭВМ позволяет во временной области исследовать динамические характеристики выпрямителя при изменениях напряжения сети, напряжения задания, сопротивления нагрузки, а также статические внешние и энергетические характеристики.

#### 4. ТИРИСТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ВЫСОКОЧАСТОТНЫМ ЗВЕНОМ ДЛЯ РУЧНОЙ ДУГОВОЙ СВАРКИ

В настоящее время источники питания для сварки на постоянном токе широко применяются для различных видов сварки. Серийные отечественные сварочные выпрямители выпускаются на номинальные токи: 100, 160, 200, 315, 500, 630, 1250 А (ГОСТ 10594-80). Напряжение холостого хода таких выпрямителей составляет 50–70 В, а рабочее напряжение зависит от вида и режима сварки.

В зависимости от вида статической внешней характеристики сварочные выпрямители разделяются на выпрямители с крутопадающими и пологопадающими внешними характеристиками. Источники питания для дуговой сварки на постоянном токе должны обеспечивать плавное регулирование тока и напряжения, стабилизацию режима сварки при колебаниях напряжения питающей сети переменного тока.

Для обеспечения этих требований и получения меньших весогабаритных показателей современные источники питания для сварки на постоянном токе при мощностях до 10–20 кВт выполняются с промежуточным высокочастотным звеном по структурной схеме, приведенной на рис. 4.1.



Рис. 4.1. Структурная схема источника питания

Управляемый выпрямитель подключен непосредственно к сети переменного тока, его выходное напряжение через сглаживающий фильтр подается на вход тиристорного или транзисторного инвертора, который преобразует напряжение постоянного тока  $U_d$  в высокочастотное 5–20 кГц напряжение  $U_1$  переменного тока. Силовой согласующий высокочастотный трансформатор, неуправляемый выпрямитель, сглаживающий дроссель сварочной цепи обеспечивают протекание через нагрузку, например, сварочные электроды или аргонодуговую горелку, постоянного сглаженного тока. Регулирование режима сварки осуществляется системой управления тиристорным или транзисторным инвертором. Управляемый выпрямитель на входе источника питания работает при угле управления, равном нулю, и предназначен для «быстродействующей» защиты источника питания в аварийных режимах путем снятия импульсов управления тиристорами выпрямителя.

Источники питания для ручной дуговой или аргонодуговой сварки, а также для других видов сварки должны иметь определенного вида внешнюю характеристику, такую при которой обеспечивается стабильность горения дуги. Внешние характеристики, например, аргонодуговой горелки являются падающими и имеют три характерных участка. При малых токах дуги сечение канала дуги увеличивается (сопротивление дуги уменьшается) быстрее, чем увеличивается ток дуги. Поэтому, при малых токах дуги ВАХ дуги имеет крутопадающий участок. При дальнейшем увеличении тока дуги сечение канала дуги увеличивается не столь значительно и ВАХ дуги имеет пологопадающий участок. При больших токах дуги напряжение на дуге почти не изменяется и может даже незначительно возрастать.

Типичные вольтамперные характеристики сварочного выпрямителя и сварочной дуги приведены на рис. 4.2.

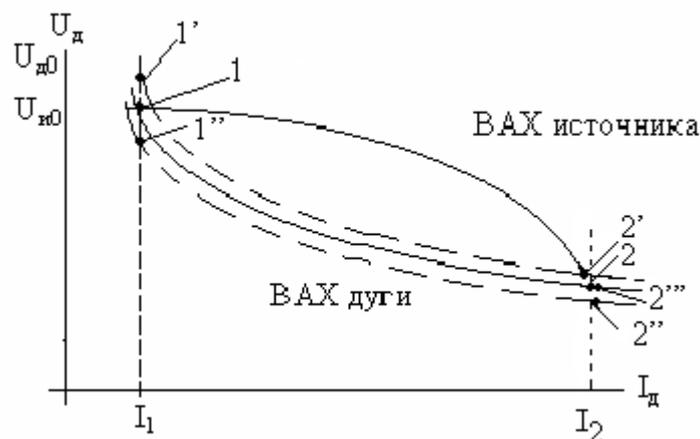


Рис. 4.2. Внешняя характеристика источника и ВАХ дуги

В точках 1 и 2 пересечения внешней характеристики источника питания и ВАХ дуги выполняется необходимое условие устойчивости горения дуги  $I_d = I_{ист}$ , но в точке 1 дуга будет гореть неустойчиво, так как при любых возмущениях, например, при увеличении длины дуги сопротивление дуги увеличивается, а ток дуги не может измениться мгновенно из-за дросселя сварочной цепи. Поэтому напряжение на дуге увеличивается и рабочая точка 1 смещается вверх в точку 1'. Так как в точке 1' сопротивление дуги больше, чем в точке 1, а напряжение источника питания, как видно из ВАХ источника, практически постоянно, то это приводит к уменьшению тока дуги, к еще большему увеличению сопротивления дуги и в конечном итоге к погасанию дуги. Если, например, длина дуги не увеличилась, а уменьшилась, то это приводит к уменьшению сопротивления дуги, уменьшению напряжения на дуге и смещению рабочей точки 1 в точку 1''. Так как сопротивление дуги в точке 1'' меньше, чем сопротивление дуги в точке 1, то это приводит к увеличению тока дуги и еще большему уменьшению сопротивления дуги и смещению по нижней кривой в новую рабочую точку 2''. Работа в точке 2'' будет устойчивой, так как, например, при увеличении длины дуги сопротивление дуги увеличивается, напряжение на дуге возрастает, рабочая точка смещается из точки 2'' в точку 2'''. В точке 2''' напряжение на дуге больше, чем напряжение источника,

сопротивление дуги больше, чем в точке 2'', что и приводит к уменьшению тока дуги и смещению рабочей точки в точку 2. Таким образом, на крутопадающем участке внешней характеристики источника питания дуга будет гореть устойчиво.

В качестве высокочастотного тиристорного инвертора отечественные («Электрик», ФЕБ) и зарубежные (Kempri и др.) фирмы используют тиристорный инвертор напряжения с обратными диодами. Этот инвертор имеет минимальное количество коммутирующих и полупроводниковых элементов, в нем осуществляется параметрическое ограничение токов и напряжений на элементах схемы при изменении параметров нагрузки и частоты управления.

Упрощенная принципиальная электрическая схема тиристорного источника питания с промежуточным высокочастотным звеном приведена на рис. 4.3. Напряжение  $U_d$  на вход данной схемы поступает с выхода управляемого выпрямителя (см. рис. 4.1). Сглаживающий фильтр ( $L_{\Phi 1}, C_{\Phi 1}$ ) предназначен для сглаживания пульсаций выходного напряжения выпрямителя  $U_d$ , а также уменьшения высокочастотной составляющей тока, вызываемого работой высокочастотного звена и проникающего в питающую сеть переменного тока.

Высокочастотное звено ( $VS1, VS2, VS5, VS6, VD3, VD4, VD7, VD8, T_1, C_K$ ) представляет собой тиристорный инвертор напряжения с обратными диодами. Этот инвертор преобразует напряжение постоянного тока  $U_d$  в высокочастотное напряжение  $U_1$  на первичной обмотке силового высокочастотного согласующего трансформатора  $T_1$ . Принцип действия инвертора основан на том, что конденсатор  $C_K$  и индуктивность первичной обмотки (индуктивность намагничивания) согласующего трансформатора  $T_1$  образуют последовательный колебательный контур и обеспечивают колебательный характер тока через первичную обмотку трансформатора  $T_1$  при очередном протекании тока через тиристоры и диоды  $VS1, VS6, VD3, VD8$  и  $VS2, VS5, VD4, VD7$ . При

этом на первичной обмотке силового высокочастотного согласующего трансформатора  $T_1$  появляется переменное напряжение высокой частоты, которое определяется частотой следования управляющих импульсов тиристоров и составляет 5–10 кГц. Неуправляемый выпрямитель на диодах  $VD9$ – $VD12$  и сглаживающий дроссель сварочной цепи  $L_{\Phi 2}$  обеспечивают протекание через нагрузку постоянного тока  $I_0$ .

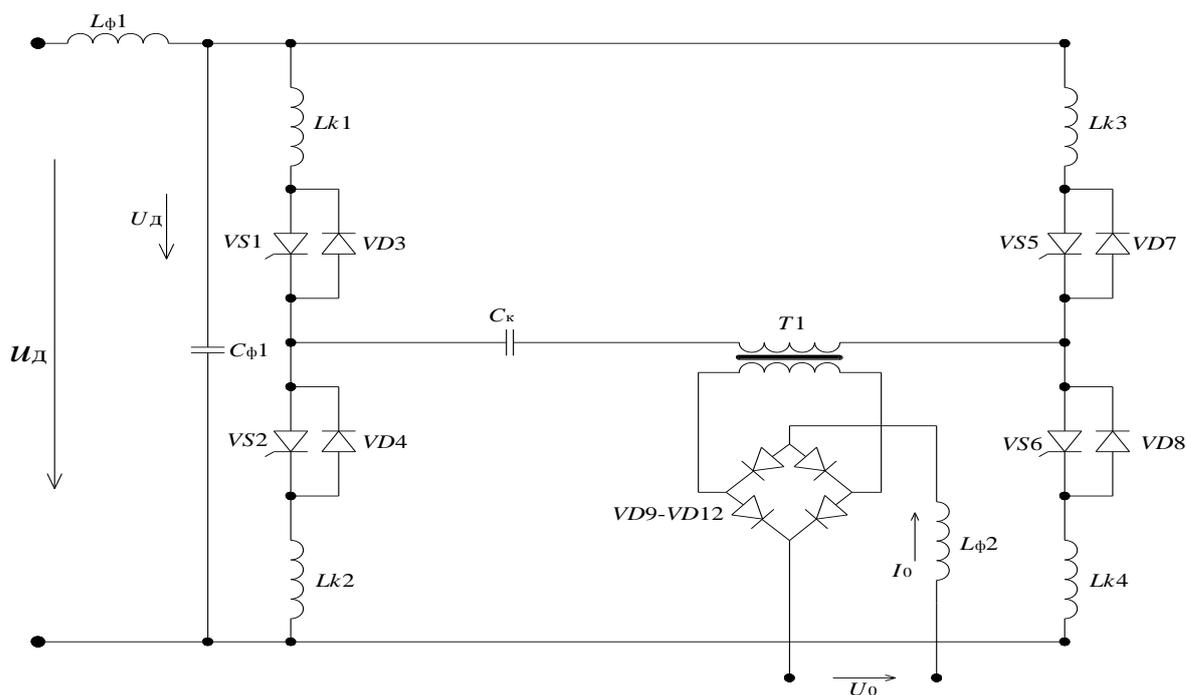


Рис. 4.3. Принципиальная электрическая схема тиристорного источника питания с промежуточным высокочастотным звеном

При построении временных диаграмм были приняты следующие допущения:  $L_{\Phi 1} = C_{\Phi 1} \rightarrow \infty$ ,  $U_{сф1} = U_d$ ; тиристоры и диоды являются идеальными ключами; трансформатор  $T_1$  на холостом ходу заменен индуктивностью  $L_1$  (индуктивность намагничивания) и последовательно соединенным с ней резистором  $R_1$  (определяет потери в трансформаторе  $T_1$  на холостом ходу и потери в первичной обмотке).

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы в режиме холостого хода и прерывистом токе в диагонали инверторного моста, приведены на рис. 4.4.

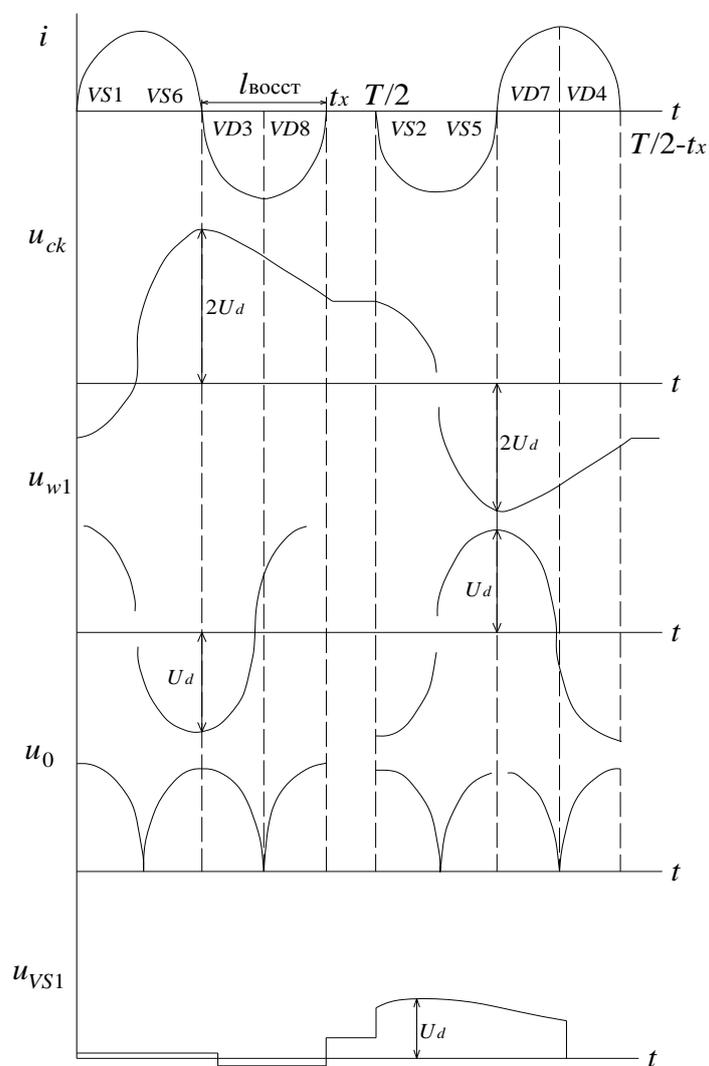


Рис. 4.4. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы в режиме холостого хода и прерывистом токе в диагонали инверторного моста

Для режима холостого хода и прерывистого тока в диагонали инверторного моста при принятых допущениях можно получить простые выражения токов тиристорov, напряжения на конденсаторе  $C_K$ , мощности  $P_X$ , потребляемой от источника напряжения постоянного тока, времени, отводимого для восстановления

управляющей способности тиристоров и напряжения на нагрузке  $U_0$ :

$$I_{\text{тир.макс}} = \frac{U_d - U_{ck} \ 0}{\omega_2 \cdot L_1} \cdot e^{-\frac{\delta_1 \cdot t_x}{4}} = \frac{U_d}{\omega_2 \cdot L_1}, \quad (4.1)$$

где 
$$\delta_1 = \frac{R_1}{2L_1}; \quad (4.2)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_k} - \frac{R_1^2}{4L_1^2}}; \quad (4.3)$$

$$t_x = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{L_1 C_k} - \frac{R_1^2}{4L_1^2}}}; \quad (4.4)$$

$$U_{ck}(0) = \frac{U_d(e^{-\delta_1 t_x} - 1)}{e^{-\delta_1 t_x} + 1}; \quad (4.5)$$

$$U_{ck, \text{макс}} = U_{ck}\left(\frac{t_x}{2}\right) = U_{ck}(0) + U_d - U_{ck}(0) \cdot \left(1 + e^{-\frac{\delta_1 \cdot t_x}{2}}\right); \quad (4.6)$$

$$P_x = \frac{2 \cdot [U_d - U_{ck} \ 0] \cdot (1 - e^{-\delta_1 t_x}) \cdot C_k \cdot U_d}{T}; \quad (4.7)$$

$$\Gamma_{\text{восст}} = \frac{t_x}{2} = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{L_1 C_k} - \frac{R_1^2}{4L_1^2}}}; \quad (4.8)$$

$$U_0 = \frac{4U_d}{\pi} \cdot \frac{t_x}{T} \cdot \frac{W_2}{W_1}, \quad (4.9)$$

где  $W_1$  и  $W_2$  — число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора  $T_1$ .

Для того, чтобы определить по уравнениям 4.1–4.9 указанные величины, необходимо знать  $U_d$ ,  $T$ ,  $L_1$ ,  $C_k$ . Значения  $L_1$ ,  $C_k$  можно найти при заданных значениях  $U_0$ ,  $I_0$ ,  $U_d$ ,  $T=1/f$  из анализа рабочего режима источника питания.

Временные диаграммы, поясняющие работу источника питания в рабочем режиме при принятых ранее допущениях ( $L_{\Phi 2} \rightarrow \infty$  и прерывистый ток в диагонали инверторного моста), приведены на рис. 4.5.

Для рабочего режима схемы, изображенной на рис. 4.3, при следующих допущениях:  $L_{\Phi 1} = C_{\Phi 1} \rightarrow \infty$ ;  $U_{сф1} = U_d$ ;  $i_{L\Phi 2} = I_0$ ; тиристоры и диоды являются идеальными ключами; трансформатор  $T_1$  не имеет потерь и замещается индуктивностью намагничивания  $L_1$ ,  $W_1/W_2=1$ , можно получить простые уравнения для расчета тока, протекающего через нагрузку  $I_0$ , напряжения на нагрузке  $U_0$ , постоянной составляющей тока, потребляемого от источника  $U_d$ ,  $I_d$ , максимального значения напряжения на коммутирующем конденсаторе  $C_K$  и максимального значения тока, протекающего через тиристоры:

$$I_0 = \frac{2U_d \cdot \omega_1 \cdot C_k}{2 \operatorname{tg} \omega_1 t_1 + \frac{2}{\cos \omega_1 t_1} - 4}, \quad (4.10)$$

где 
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_k}}; \quad (4.11)$$

$$\omega_1 t_1 = \arccos \frac{8}{10 + \frac{T}{2} \cdot \omega_1^2 \cdot C_k \cdot R_0}; \quad (4.12)$$

$$U_0 = I_0 \cdot R_0; \quad (4.13)$$

$$I_d = \frac{4U_d \cdot \omega_1 \cdot C_k}{T \omega_1} \cdot \left( 1 - \cos \omega_1 t_1 - \frac{\frac{4}{\cos \omega_1 t_1} + 4 \cos \omega_1 t_1 - 2 \sin \omega_1 t_1 - 10}{2 \operatorname{tg} \omega_1 t_1 + \frac{2}{\cos \omega_1 t_1} - 4} \right); \quad (4.14)$$

$$U_{CK, \max} = U_d + \frac{2U_d \cdot \left( \frac{2}{\cos \omega_1 t_1} - 2 \right)}{2 \operatorname{tg} \omega_1 t_1 + \frac{2}{\cos \omega_1 t_1} - 4}; \quad (4.15)$$

$$I_{\text{тир. макс}} = \frac{2I_0}{\cos \omega_1 t_1}, \quad (4.16)$$

где  $R_0$  — сопротивление нагрузки.

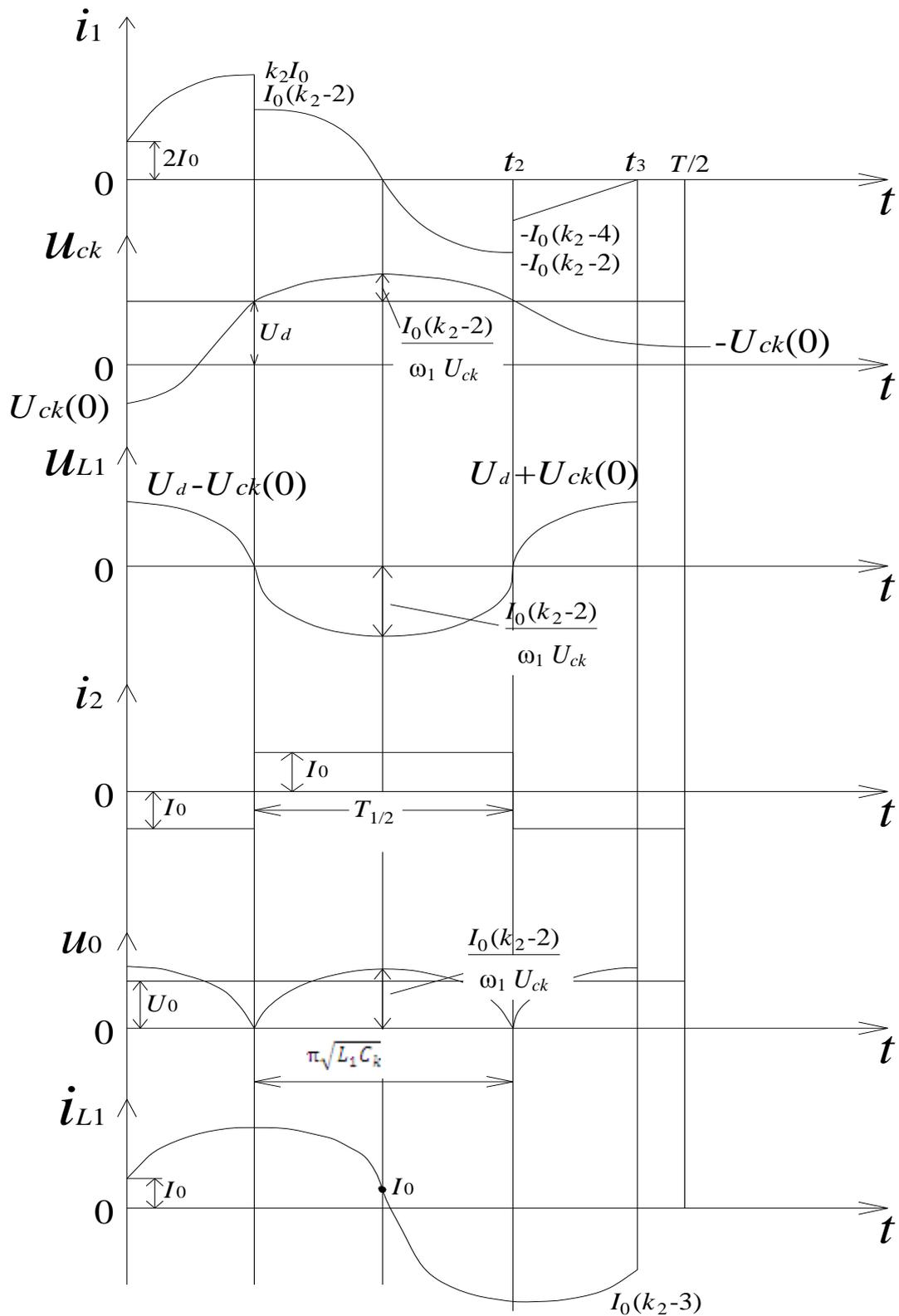


Рис. 4.5. Временные диаграммы, поясняющие работу источника питания в рабочем режиме при прерывистом токе в диагонали инверторного моста

Приведенные выше уравнения 4.10–4.16 справедливы при  $2/\cos\omega_1 t_1 \geq 4$  и при  $T/2 \geq 2\pi/\omega_1$  и позволяют рассчитать параметры элементов схемы и ее внешние и регулировочные характеристики при заданных значениях  $U_d$ ,  $U_{н,ном}$  и  $I_{н,ном}$  – номинальных значениях напряжения и тока нагрузки и частоте преобразования  $f_{пр}=\omega_1/2\pi$ .

Расчет параметров элементов и характеристик тиристорного источника питания целесообразно выполнять в следующем порядке:

1. Номинальное значение мощности, выделяющейся в нагрузке и мощности, потребляемой от источника напряжения постоянного тока:

$$P_{н,ном} = U_{н,ном} \cdot I_{н,ном} = P_{d,ном} = U_d \cdot I_{d,ном} . \quad (4.17)$$

2. Номинальное значение тока  $I_{d,ном}$ , потребляемого от источника напряжения постоянного тока:

$$I_{d,ном} = \frac{P_{d,ном}}{U_d} . \quad (4.18)$$

3.  $\omega_1 C_K$  из уравнения 4.14, для значения  $T=4\pi/\omega_1$  и  $\omega_1 t_1=\pi/3$ :

$$\omega_1 C_k = \frac{I_{d,ном} \cdot \pi}{U_d} . \quad (4.19)$$

4. Величина емкости коммутирующего конденсатора  $C_K$ :

$$C_k = \frac{I_{d,ном}}{2U_d \cdot f_{пр}} . \quad (4.20)$$

5. Величина индуктивности намагничивания  $L_1$  трансформатора  $T_1$ :

$$L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot C_k \cdot f_{пр}^2} . \quad (4.21)$$

6. Номинальное значение тока нагрузки, приведенное к первичной обмотке силового согласующего трансформатора  $T_1$ :

$$I_{0,ном} = \frac{U_d \cdot \omega_1 \cdot C_k}{\sqrt{3}} . \quad (4.22)$$

7. Номинальное значение напряжения на нагрузке, приведенное к первичной обмотке силового согласующего трансформатора  $T_1$ :

$$U_{0, \text{ном}} = \frac{I_{d, \text{ном}} \cdot U_d}{I_{0, \text{ном}}}. \quad (4.23)$$

8. Коэффициент трансформации силового согласующего трансформатора  $T_1$ :

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{I_{\text{н, ном}}}{I_{0, \text{ном}}} = \frac{U_{0, \text{ном}}}{U_{\text{н, ном}}}. \quad (4.24)$$

9. Номинальное значение сопротивления нагрузки, приведенное к первичной обмотке силового согласующего трансформатора  $T_1$ :

$$R_{0, \text{ном}} = \frac{U_{0, \text{ном}}}{I_{0, \text{ном}}} = \frac{U_{\text{н, ном}}}{I_{\text{н, ном}}} \cdot \left( \frac{W_1}{W_2} \right)^2. \quad (4.25)$$

10. Период следования управляющих импульсов тиристорных инверторов:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{4\pi}{\omega_1} = 2T_{\text{пр}} = \frac{2}{f_{\text{пр}}}. \quad (4.26)$$

Для уменьшения потерь в диодах неуправляемого выпрямителя, подключенного ко вторичной обмотке трансформатора  $T_1$  на практике в тиристорных источниках питания с промежуточным высокочастотным звеном применяют не мостовую, а полумостовую схему выпрямления.

Принципиальная схема тиристорного источника питания с промежуточным высокочастотным звеном приведена на рис. 4.6.

Коммутирующие индуктивности  $L_{K1}-L_{K4}$  предназначены для ограничения скорости нарастания тока, протекающего через тиристоры  $VS1, VS2, VS5, VS6$  при их включении, и могут быть рассчитаны по следующей формуле:

$$L_{k1} = L_{k2} = L_{k3} = L_{k4} = \frac{U_d}{2 \left( \frac{di_{\text{тип}}}{dt} \right)}. \quad (4.27)$$

Величина индуктивности дросселя  $L_{CB}$ , приведенная к первичной обмотке силового согласующего трансформатора  $T_1$ , равна:

$$L_{CB} = \frac{10R_{0, \text{ном}}}{8\pi \cdot f_{np}} \quad (4.28)$$

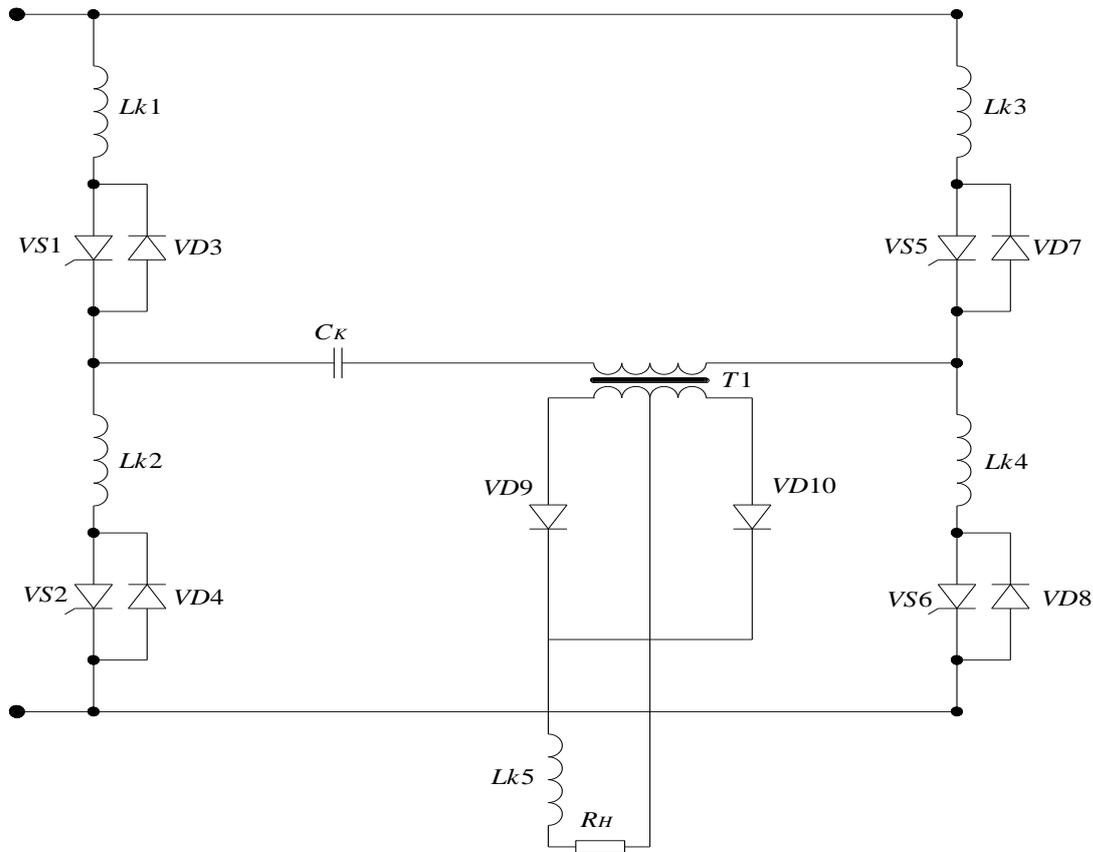


Рис. 4.6. Принципиальная электрическая схема тиристорного источника питания с промежуточным высокочастотным звеном

Электрическая схема тиристорного источника питания изображена на рис. 4.6. Схема замещения приведена на рис. 4.7.

$Z_1 - Z_4$ ,  $d_1$ ,  $d_2$  — динамические сопротивления тиристорov и диодов на интервале их открытого состояния и сопротивления тиристорov и диодов на интервале их закрытого состояния, причем сопротивления диодов приведены к первичной обмотке силового согласующего трансформатора  $T_1$ ;  $L_3$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки,  $L_4$ ,  $L_9$  — индуктивности рассеяния вторичных обмоток, приведенные к первичным обмоткам;  $L_5$  — индуктивность намагничивания,  $R_1$  — сопротивление первичной обмотки,  $R_2$ ,  $R_5$  — сопротивления вторичных обмоток, приведенные к первичной обмотке,  $R_3$  — сопротивление, определяющее потери в магнитопроводе трансформатора  $T_1$ .

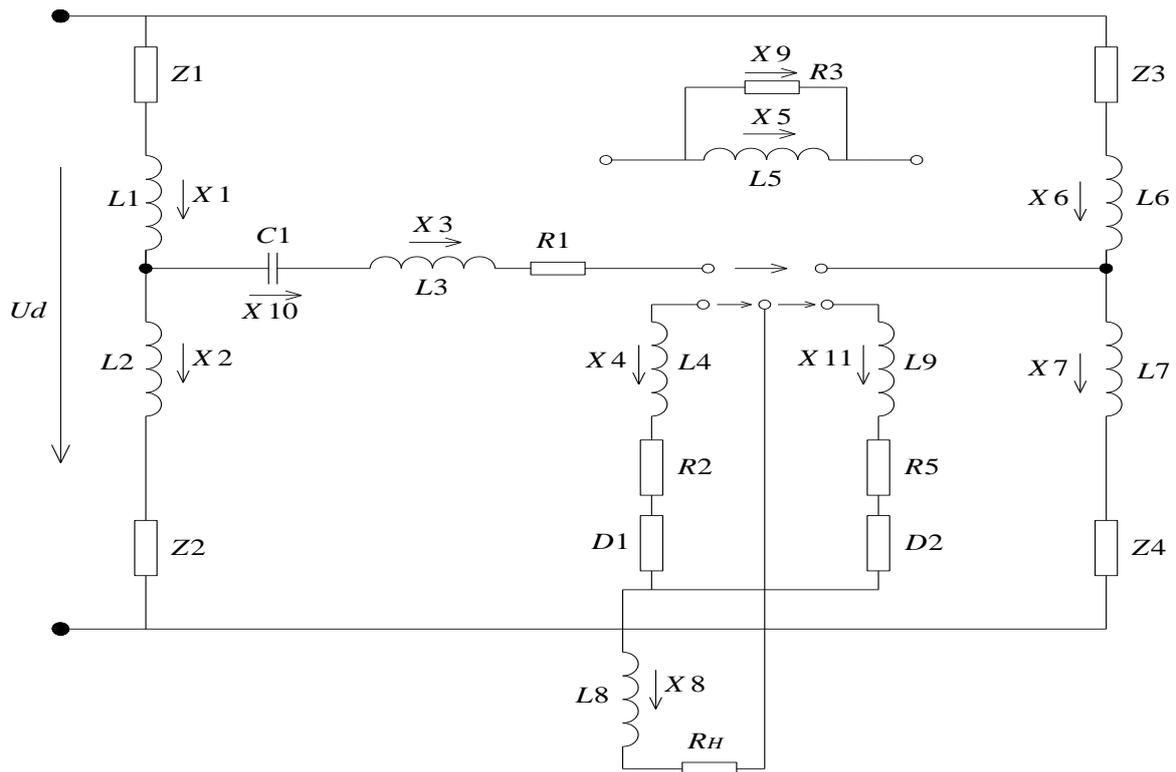


Рис. 4.7. Схема замещения тиристорного источника питания с промежуточным высокочастотным звеном

В схеме, изображенной на рис. 4.7, использованы следующие обозначения для токов и напряжений:

$X_1$  — ток, протекающий через тиристор  $VS_1$  и диод  $VS_3$ ;

$X_2$  — ток, протекающий через тиристор  $VS_2$  и диод  $VS_4$ ;

$X_3$  — ток, протекающий через первичную обмотку трансформатора  $T_1$ ;

$X_4$  — ток, протекающий через диод  $VD_9$  и приведенный к первичной обмотке;

$X_5$  — ток, протекающий через индуктивность намагничивания;

$X_6$  — ток, протекающий через тиристор  $VS_5$  и диод  $VS_7$ ;

$X_7$  — ток, протекающий через тиристор  $VS_6$  и диод  $VS_8$ ;

$X_8$  — ток нагрузки, приведенный к первичной обмотке;

$X_{10}$  — напряжение на коммутирующем конденсаторе  $C_1$ ;

$X_{11}$  — ток, протекающий через диод  $VD_{10}$  и приведенный к первичной обмотке;

Схема замещения, приведенная на рис. 4.7, может быть описана системой алгебраических и дифференциальных уравнений:

$$U_d = L_6 \frac{dx_6}{dt} + x_6 \cdot z_3 + L_7 \frac{dx_7}{dt} + x_7 \cdot z_4 + U_3 + U_4; \quad (4.29)$$

$$L_6 \frac{dx_6}{dt} + x_6 \cdot z_3 - x_9 \cdot R_3 - x_3 \cdot R_1 - L_3 \frac{dx_3}{dt} - x_{10} - x_1 \cdot z_1 - L_1 \frac{dx_1}{dt} + U_3 - U_1 \quad (4.30)$$

$$x_9 \cdot R_3 - L_5 \frac{dx_6}{dt} = 0; \quad (4.31)$$

$$x_9 \cdot R_3 + L_9 \frac{dx_{11}}{dt} + x_{11} \cdot R_5 + x_{11} \cdot d_2 + L_8 \frac{dx_8}{dt} + x_8 \cdot R_4 + U_5 = 0; \quad (4.32)$$

$$-x_9 \cdot R_3 + L_4 \frac{dx_4}{dt} + x_4 \cdot R_2 + x_4 \cdot d_1 + L_8 \frac{dx_8}{dt} + x_8 \cdot R_4 + U_6 = 0; \quad (4.33)$$

$$x_3 - x_1 + x_2 = 0; \quad (4.34)$$

$$x_3 - x_4 + x_{11} - x_5 - x_9 = 0; \quad (4.35)$$

$$-x_7 + x_6 + x_3 = 0; \quad (4.36)$$

$$C_1 \frac{dx_{10}}{dt} = x_3; \quad (4.37)$$

$$x_4 - x_{11} - x_8 = 0, \quad (4.38)$$

где  $U_1-U_4$  — пороговые значения напряжений для спрямленных характеристик тиристорov;  $U_5, U_6$  — пороговые значения напряжений для спрямленных характеристик диодов, приведенных к первичной обмотке.

В уравнениях 4.29–4.33 производные переменных величин  $X_1-X_8$  и  $X_{10}$  заменяются на комбинацию переменных величин, исходя из разложения функций в ряд Тейлора с точностью до второй производной, например:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{3 \cdot x(t_0) - 4 \cdot x(t_1) + x \cdot (t_2)}{2 \cdot \Delta T}, \quad (4.39)$$

где  $x(t_1)$  — значение  $x$ , найденное на предыдущем расчетном шаге (в момент времени  $t_1$ );  $x(t_2)$  — значение  $x$ , найденное на предшествующем предыдущему расчетном шаге (в момент времени  $t_2$ );  $x(t_0)$  — неизвестное и подлежащее расчету значение  $x$ , на

следующем расчетном шаге (в момент времени  $t_0 = t_1 + \Delta T$ );  $\Delta T = t_2 - t_1 = t_1 - t_0$  — величина расчетного шага по времени.

При использовании уравнения 4.39 исходная система уравнений 4.29–4.38 преобразуется в систему алгебраических уравнений, которая на каждом расчетном шаге решается классическими методами, например, методом Гаусса.

## **5. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДЛЯ РУЧНОЙ ДУГОВОЙ И АРГОНО-ДУГОВОЙ СВАРКИ**

В настоящее время наряду с тиристорными источниками питания с промежуточным высокочастотным звеном, предназначенными для ручной дуговой и аргоно-дуговой сварки, все большее применение находят транзисторные инверторные источники питания, так как при высокой (до 100 кГц) частоте инвертирования они обладают существенно меньшими весогабаритными показателями, имеют более высокий коэффициент полезного действия и большее быстродействие. В таких источниках питания применяют современные схемы и транзисторы на номинальные токи 50–200 А и напряжения 600–1200 В.

В соответствии с ГОСТ 13821-77 «Выпрямители однопостовые с падающими внешними характеристиками для дуговой сварки» выпрямители выпускаются на номинальные сварочные токи 100–500 А и на номинальные рабочие напряжения в зависимости от тока 25–40 В. Минимальное значение сварочного тока по отношению к номинальному составляет 20 %. Источники питания для дуговой и аргоно-дуговой сварки должны иметь определенный вид внешней характеристики и обеспечить плавное регулирование тока и напряжения, стабилизацию режима сварки при колебаниях напряжения питающей сети переменного тока. Типовая структурная схема транзисторного инверторного источника питания приведена на рис. 5.1.

Неуправляемый выпрямитель подключен к однофазной или трехфазной сети переменного тока, его выходное напряжение через сглаживающий фильтр подается на вход транзисторного инвертора, который преобразует напряжение постоянного тока в высокочастотное (50–100 кГц) напряжение переменного тока. Силовой согласующий высокочастотный трансформатор,

неуправляемый выпрямитель, сглаживающий дроссель сварочной цепи обеспечивают протекание через нагрузку, сварочные электроды или аргоновую горелку постоянного сглаженного тока. Регулирование режима сварки осуществляется системой управления транзисторами инвертора. Внешние характеристики, например, аргоно-дуговой горелки являются падающими и имеют три характерных участка. При малых токах дуги, сечение канала дуги увеличивается (сопротивление дуги уменьшается) быстрее, чем увеличивается ток дуги. Поэтому при малых токах дуги ВАХ дуги имеет крутопадающий участок. При дальнейшем увеличении тока дуги напряжение на дуге почти не изменяется и может даже незначительно возрастать.



Рис. 5.1. Структурная схема транзисторного инверторного источника питания

Типичные вольтамперные характеристики сварочного выпрямителя и сварочной дуги приведены на рис. 5.2.

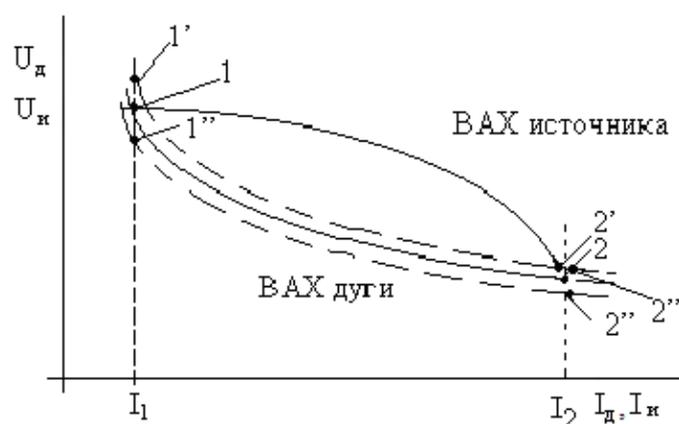


Рис. 5.2. Внешние характеристики источника и ВАХ дуги

В точках 1 и 2 пересечения внешней характеристики источника питания и ВАХ дуги выполняется необходимое условие устойчивости горения дуги  $I_d = I_{ист}$ , но в точке 1 дуга будет гореть неустойчиво, так как при любых возмущениях, например, при увеличении длины дуги сопротивление дуги увеличивается, а ток дуги не может измениться мгновенно из-за дросселя сварочной цепи. Поэтому напряжение на дуге увеличивается и рабочая точка 1 смещается вверх в точку 1'. Так как в точке 1' сопротивление дуги больше, чем в точке 1, а напряжение источника питания (см. ВАХ источника) практически постоянно, то это приводит к уменьшению тока дуги, к еще большему увеличению сопротивления дуги и в конечном итоге к погасанию дуги. Если, например, длина дуги не увеличилась, а уменьшилась, то это приводит к уменьшению сопротивления дуги, уменьшению напряжения на дуге и смещению рабочей точки 1 в точку 1''. Так как сопротивление дуги в точке 1'' меньше, чем сопротивление дуги в точке 1, то это приводит к увеличению тока дуги и еще большему уменьшению сопротивления дуги и смещению по нижней кривой в новую рабочую точку 2''. Работа в точке 2'' будет устойчивой, так как, например, при увеличении длины дуги, сопротивление дуги увеличивается, напряжение на дуге возрастает, рабочая точка смещается из точки 2'' в точку 2'''. В точке 2''' напряжение на дуге больше, чем напряжение источника, сопротивление дуги больше, чем в точке 2'', что и приводит к уменьшению тока дуги и смещению рабочей точки в точку 2. Таким образом, на крутопадающем участке внешней характеристики источника питания дуга будет гореть устойчиво.

В качестве высокочастотного инвертора отечественные («Электрик», ФЕБ и др.) и зарубежные (OSAC, ASAB, Линкольн и др.) фирмы используют транзисторный инвертор напряжения.

Упрощенная принципиальная электрическая схема мостового транзисторного инвертора напряжения приведена на рис. 5.3.

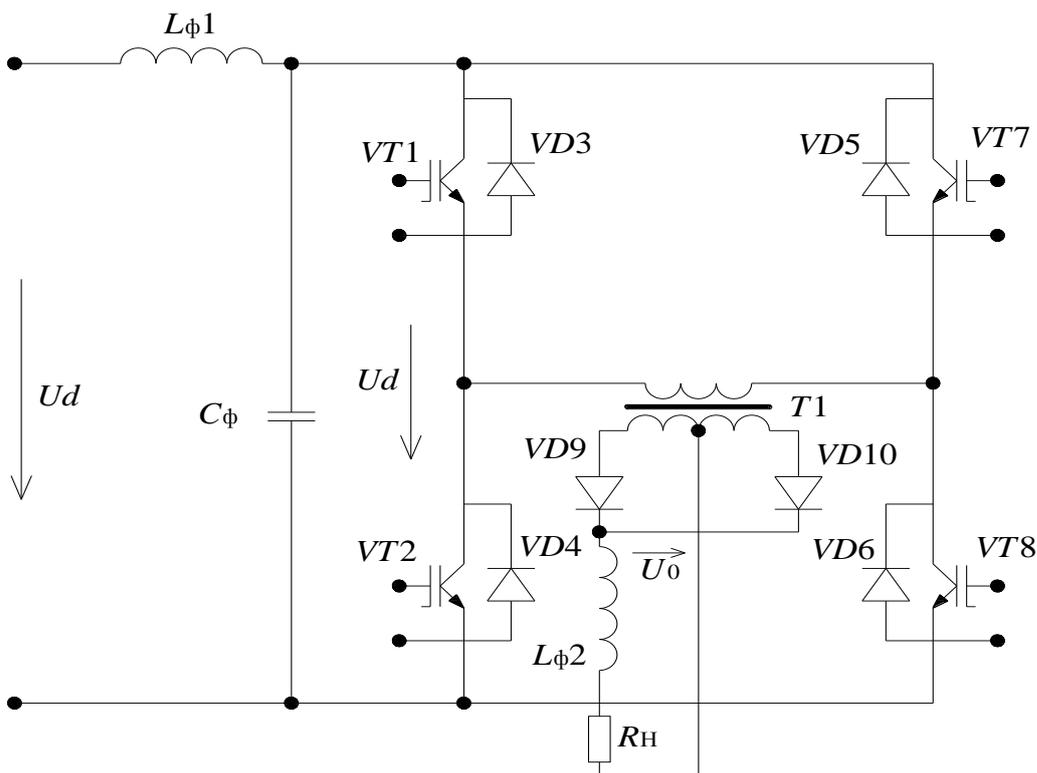


Рис. 5.3

. Принципиальная электрическая схема транзисторного инвертора напряжения

Если принять, что выходное напряжение фильтра полностью сглажено  $u_{C\phi} = U_d$ , транзисторы, диоды и трансформатор  $T_1$  являются идеальными элементами без потерь и ток нагрузки полностью сглажен  $i_{RH} = I_{RH}$ , то временные диаграммы, поясняющие работу инвертора напряжения, имеют вид, приведенный на рис. 5.4.

Принцип действия инвертора напряжения заключается в следующем: за счет изменения с помощью импульсов управления длительности открытого состояния транзисторов  $VT_2$  и  $VT_8$  изменяется действующее значение напряжения приложенного к первичной обмотке силового согласующего трансформатора, а значит, изменяется и выходное напряжение выпрямителя на диодах  $VD_9$  и  $VD_{10}$  и ток нагрузки  $I_{RH}$ . На временном интервале открытого состояния транзисторов  $VT_1$  и  $VT_8$  ток через нагрузку протекает за счет энергии источника питания постоянного тока  $U_d$ , а на интервале открытого состояния транзистора  $VT_1$  и диода  $VD_5$  за

счет энергии сглаживающего дросселя  $L_{\phi 2}$ . Среднее значение выходного напряжения неуправляемого выпрямителя  $U_0$  и ток нагрузки  $I_0$  при использовании ранее принятых допущений равны:

$$U_0 = \frac{U_d \cdot w_2 \cdot 2 \cdot T_{\text{имп}}}{w_1 T}; \quad (5.1)$$

$$I_0 = I_{R_H} = \frac{U_d \cdot w_2 \cdot 2 \cdot T_{\text{имп}}}{w_1 \cdot T \cdot R_H}, \quad (5.2)$$

где  $w_1$  — число витков первичной обмотки;  $w_2$  — число витков вторичной обмотки трансформатора  $T_1$ ;  $T_{\text{имп}}$  — длительность импульса управления;  $T$  — период следования управляющих импульсов транзисторов  $VT1, VT2, VT7, VT8$ ;  $R_H$  — сопротивление нагрузки.

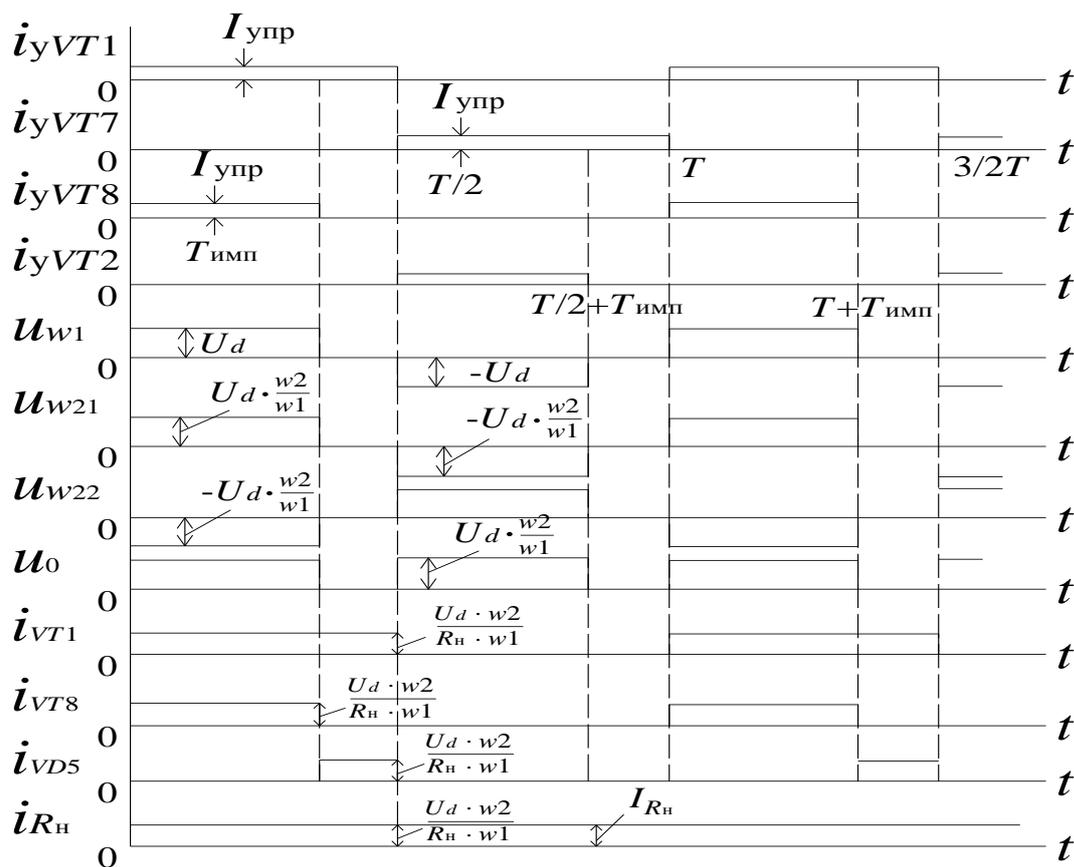


Рис. 5.4. Временные диаграммы, поясняющие работу транзисторного инверторного источника питания

Амплитудное значение  $k$ -ой гармоники переменной составляющей напряжения на выходе неуправляемого выпрямителя  $U_{0,km}$

$$U_{0,km} = \frac{U_d \cdot w_2}{\pi \cdot k \cdot w_1} \cdot \sqrt{2 \cdot \left( 1 - \cos \frac{4 \cdot \pi \cdot k \cdot T_{\text{имп}}}{T} \right)}, \quad (5.3)$$

где  $k = 1, 2, 3$  — номер гармоники.

Амплитудное значение первой гармоники переменной составляющей тока, протекающего через нагрузку, определяется следующей формулой:

$$I_{Rн,1m} = \frac{U_d \cdot \sqrt{2 \left( 1 - \cos \frac{4\pi T_{\text{имп}}}{T} \right)}}{\sqrt{2\omega L_{\Phi}^2 + R_{\text{н}}^2}} \cdot \frac{w_2}{\pi w_1}. \quad (5.4)$$

Среднее значение тока, потребляемого от источника напряжения постоянного тока  $U_d$ , и мощность, выделяющаяся в нагрузке, равны:

$$I_d = \frac{U_0 I_0}{U_d}; \quad (5.5)$$

$$P_0 = P_d = P_{Rн} = \left( \frac{U_d \cdot w_2 \cdot 2T_{\text{имп}}}{w_1 T} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{\text{н}}}. \quad (5.6)$$

В установках ручной дуговой сварки условное рабочее напряжение  $U_0$  рассчитывается по следующему уравнению в зависимости от тока сварки  $I_0$ :

$$U_0 = 20 + 0,04 I_0, \quad (5.7)$$

где  $U_0$  — в вольтах,  $I_0$  — в амперах.

Максимальное значение тока, протекающего через первичную обмотку силового согласующего высокочастотного трансформатора, равно:

$$I_{w1,\text{макс}} = I_d \cdot \frac{T}{2T_{\text{имп}}}. \quad (5.8)$$

В соответствии с ГОСТ на питающую сеть переменного тока напряжение питающей сети может превышать номинальное напряжение на 5% и снижаться на 10% по отношению к номинальному напряжению. Поэтому для стабилизации сварочного тока при изменениях напряжения питающей сети переменного тока необходимо выбрать номинальное значение  $\left(\frac{2T_{\text{имп}}}{T}\right)_{\text{ном}}$  равным 0,4, чтобы при пониженном напряжении задать  $\frac{2T_{\text{имп}}}{T}$  равным 0,45–0,48 и тем самым компенсировать понижение напряжения питающей сети. Для расчета переходных и установившихся режимов работы транзисторного инвертора, изображенного на рис. 5.3, целесообразно использовать схему замещения, приведенную на рис. 5.5.

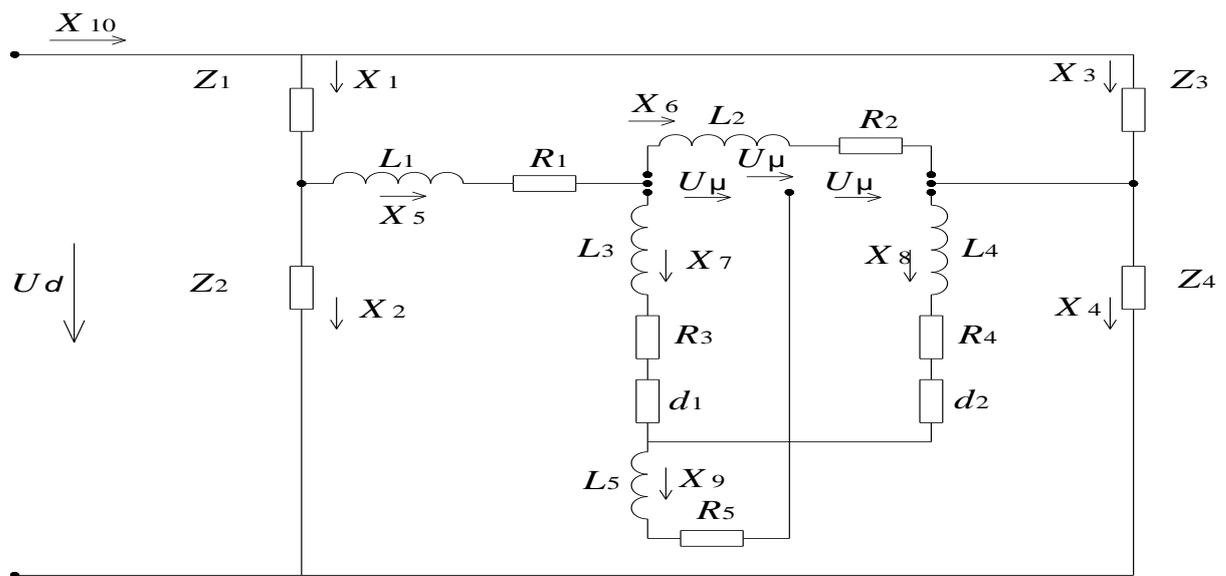


Рис. 5.5. Схема замещения транзисторного инверторного источника питания

В схеме замещения использованы следующие обозначения:

-  $z_1$ – $z_4$ ,  $d_1$ ,  $d_2$  — динамические сопротивления транзисторов и диодов в открытом и закрытом состояниях (причем сопротивление диодов приведены к первичной обмотке силового согласующего трансформатора  $T_1$ );

- $L_1$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки;
- $R_1$  — сопротивление первичной обмотки;
- $L_4, L_3$  — индуктивности рассеяния вторичных обмоток, приведенные к первичным обмоткам;
- $R_3, R_4$  — сопротивление вторичных обмоток, приведенные к первичной обмотке;
- $L_5$  — индуктивность сглаживающего дросселя  $L_{\phi 2}$  (см. рис. 5.3), приведенная к первичной обмотке;
- $R_6$  — сопротивление нагрузки  $R_n$ , приведенное к первичной обмотке;
- $L_2$  — индуктивность намагничивания трансформатора  $T_1$ ;
- $R_2$  — сопротивление, определяющее потери в магнитопроводе трансформатора  $T_1$ ;
- $x_1-x_{10}$  — токи, протекающие в различных участках цепи схемы замещения (такое обозначение токов будет использовано в программе расчета переходных и установившихся процессов в транзисторном инверторе).

Если принять, что максимальное значение тока цепи намагничивания трансформатора  $T_1$  составляет 0,1–0,2 от максимального тока первичной обмотки  $I_{w1, макс}$ , то индуктивность  $L_2$  может быть определена по следующей формуле:

$$L_2 = \frac{U_d \cdot T \cdot (0,2 \dots 0,4)}{I_d}, \quad (5.9)$$

где  $T$  — период следования управляющих импульсов транзисторов.

Система алгебраических и дифференциальных уравнений, описывающих работу схемы замещения, имеет следующий вид:

$$x_1 \cdot z_1 + x_2 \cdot z_2 = U_d - 2U_1; \quad (5.10)$$

$$x_1 \cdot z_1 + x_5 \cdot R_1 + L_1 \cdot \frac{dx_5}{dt} + x_6 \cdot R_2 + L_2 \cdot \frac{dx_6}{dt} + x_4 \cdot z_4 = U_d - 2 \cdot U_1; \quad (5.11)$$

$$x_3 \cdot z_3 + x_4 \cdot z_4 = U_d - 2U_1; \quad (5.12)$$

$$-x_6 \cdot R_2 - L_2 \cdot \frac{dx_6}{dt} + r_3 \cdot x_7 + L_3 \cdot \frac{dx_7}{dt} + x_7 \cdot d_1 + L_5 \cdot \frac{dx_9}{dt} + x_9 \cdot R_6 = -U_2; \quad (5.13)$$

$$-x_6 \cdot R_2 - L_2 \cdot \frac{dx_6}{dt} + r_4 \cdot x_8 + L_4 \cdot \frac{dx_8}{dt} + x_8 \cdot d_2 + L_5 \cdot \frac{dx_9}{dt} + x_9 \cdot R_6 = -U_2; \quad (5.14)$$

$$x_5 - x_6 - x_7 + x_8 = 0; \quad (5.15)$$

$$x_7 + x_8 - x_9 = 0; \quad (5.16)$$

$$-x_2 + x_1 - x_5 = 0; \quad (5.17)$$

$$x_3 - x_4 + x_5 = 0; \quad (5.18)$$

$$x_{10} - x_1 - x_3 = 0, \quad (5.19)$$

где  $U_1, U_2$  — пороговые значения напряжений для спрямленных характеристик транзисторов в режиме насыщения и спрямленных характеристик диодов, приведенных к первичной обмотке.

В уравнениях 5.11, 5.13 и 5.14 производные переменных величин  $x_5-x_9$  заменяются на комбинацию значений переменных величин, исходя из разложения функции в ряд Тейлора с точностью до второй производной, например:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{3 \cdot x(t_0) - 4 \cdot x(t_1) + x(t_2)}{2 \cdot \Delta T}, \quad (5.20)$$

где  $x(t_1)$  — значение  $x$ , найденное на предыдущем расчетном шаге, в момент времени  $t_1$ ;  $x(t_2)$  — значение  $x$ , найденное на предшествующем предыдущему расчетном шаге, в момент времени  $t_2$ ;  $x(t_0)$  — неизвестное и подлежащее расчету значение  $x$  на следующем расчетном шаге после момента времени  $t$ , в момент времени  $t_0 = t_1 + \Delta T$ ;  $\Delta T = t_2 - t_1 = t_1 - t_0$  — величина расчетного шага по времени.

При использовании уравнения 5.20 исходная система алгебраических и дифференциальных уравнений преобразуется в систему только алгебраических уравнений, которая на каждом расчетном шаге решается классическими методами, например, методом Гаусса. Параметры элементов схемы замещения силового согласующего трансформатора  $T_1$  рассчитывается для своего варианта расчетного задания по следующим формулам:

$$R_1 = R_3 = R_4 = \frac{P_{к.з.}}{3 \cdot I_{1,ном}^2}; \quad (5.21)$$

$$R_2 = \frac{P_{xx}}{I_{xx}^2}; \quad (5.22)$$

$$L_2 = \frac{U_{1.ном}}{2\pi f \cdot I_{xx}}; \quad (5.23)$$

$$U_{1.ном} = \frac{4U_d}{\pi\sqrt{2}} \quad (5.24)$$

$$S_{ном} = 1,1U_{0.ном}I_{0.ном}; \quad (5.25)$$

$$I_{1.ном} = \frac{S_{ном}}{U_{1.ном}}; \quad (5.26)$$

$$L_1 = L_3 = L_4 = \frac{U_{к.з.}}{4\pi f \cdot I_{1.ном}}, \quad (5.27)$$

где  $S_{ном}$  — расчетная мощность трансформатора;  $U_{1.ном}$  — номинальное значение напряжения, прикладываемого к первичной обмотке трансформатора;  $I_{1.ном}$  — номинальное значение тока, протекающего через первичную обмотку трансформатора;  $f$  — частота следования управляющих импульсов транзисторов инвертора. Величина индуктивности сглаживающего дросселя  $L_5$  схемы замещения и сопротивление резистора нагрузки  $R_{5.ном}$  равны:

$$L_5 = \frac{U_{0.ном} \cdot k_1}{I_{0.ном} \cdot 4\pi f} \cdot \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2; \quad (5.28)$$

$$R_{5.ном} = \frac{U_{0.ном}}{I_{0.ном}} \cdot \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2. \quad (5.29)$$

## 6. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ТОКА СВАРКИ

В современных установках для ручной дуговой и аргонодуговой сварки в качестве источников питания, обеспечивающих крутопадающие (и другие) внешние характеристики, применяются транзисторные инверторные источники с замкнутой системой автоматической стабилизации тока сварки. Диапазон рабочих токов и напряжений таких источников составляет 100–500 А и 24–34 В. Принципиальная электрическая схема мостового транзисторного инвертора с замкнутой системой стабилизации тока сварки приведена на рис. 6.1. Выходными сигналами замкнутой системы автоматической стабилизации тока сварки являются токи управления силовыми транзисторами  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VT7$ ,  $VT8$  с такой длительностью при заданной частоте управления, которая автоматически обеспечивает стабилизацию тока сварки при изменениях сопротивления нагрузки и напряжения питающей сети переменного тока.

Функциональная схема замкнутой системы стабилизации тока сварки приведена на рис. 6.2.

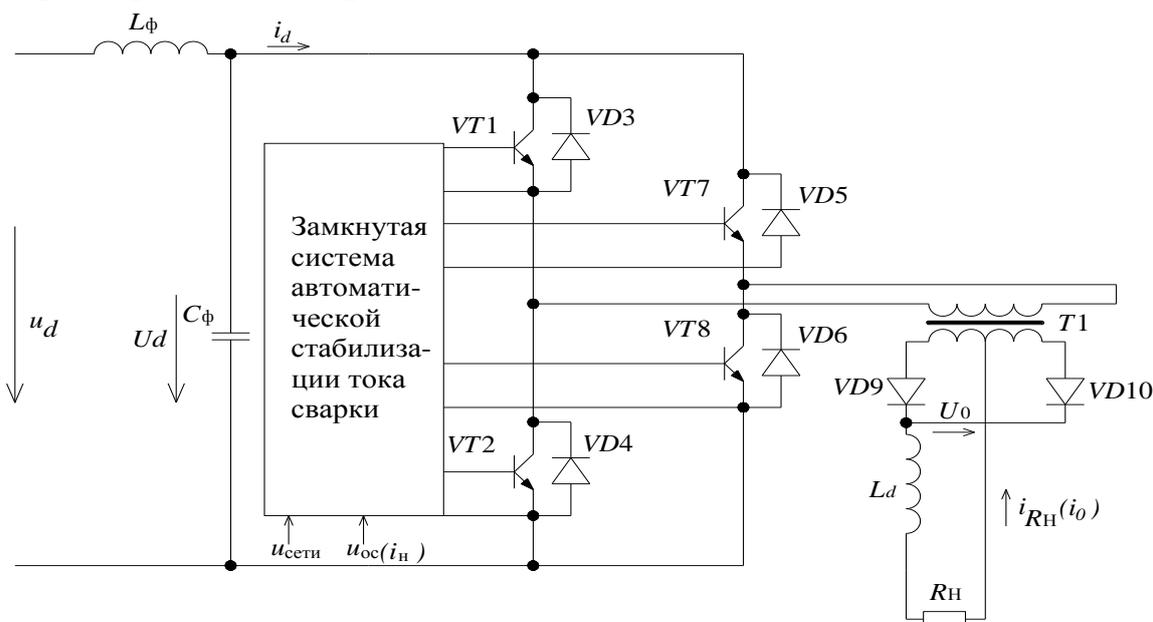


Рис. 6.1. Принципиальная электрическая схема мостового транзисторного инвертора с замкнутой системой стабилизации тока



Рис. 6.2. Функциональная схема замкнутой системы стабилизации тока сварки

Блок задания — это источник стабилизированного, регулируемого напряжения постоянного тока, не зависящего от напряжения питающей сети переменного тока. Выходное напряжение блока обратной связи  $U_{ос}$  пропорционально среднему значению тока сварки  $I_0$ . На выходе усилителя рассогласования и корректирующего звена формируется напряжение управления  $U_{упр} = f \varepsilon$ , которое обеспечивает такое изменение длительности управления силовыми транзисторами инвертора, что осуществляется стабилизация тока сварки при изменениях сопротивления нагрузки и напряжения питающей сети переменного тока. Если принять, что потери в обмотках и сердечнике силового согласующего трансформатора  $T_1$  и потери в транзисторах и диодах равны нулю, ток нагрузки полностью сглажен  $i_{R_n} = I_{R_n,0} = I_0$ , а коэффициент трансформации трансформатора  $T_1$  равен единице, то среднее значение напряжения на нагрузке  $U_0$  и среднее значение тока нагрузки равны:

$$U_0 = \frac{U_d T_{им} 2}{T}; \quad (6.1)$$

$$I_0 = \frac{U_d T_{им} 2}{T R_n}, \quad (6.2)$$

где  $T$  — период следования управляющих импульсов транзисторов  $VT1, VT2, VT7, VT8$ ;  $T_{им}$  — длительность управляющих импульсов транзисторов  $VT2$  и  $VT8$ ;  $R_n$  — сопротивление нагрузки;  $U_d$  — входное напряжение транзисторного инвертора, которое является выходным напряжением неуправляемого выпрямителя, подключенного непосредственно к сети переменного тока.

Для того, чтобы обеспечить стабилизацию тока сварки при изменении сопротивления нагрузки зависимость  $\frac{T_{им} \cdot 2}{T} = f \ \varepsilon$  должна иметь вид, изображенный на рис. 6.3.

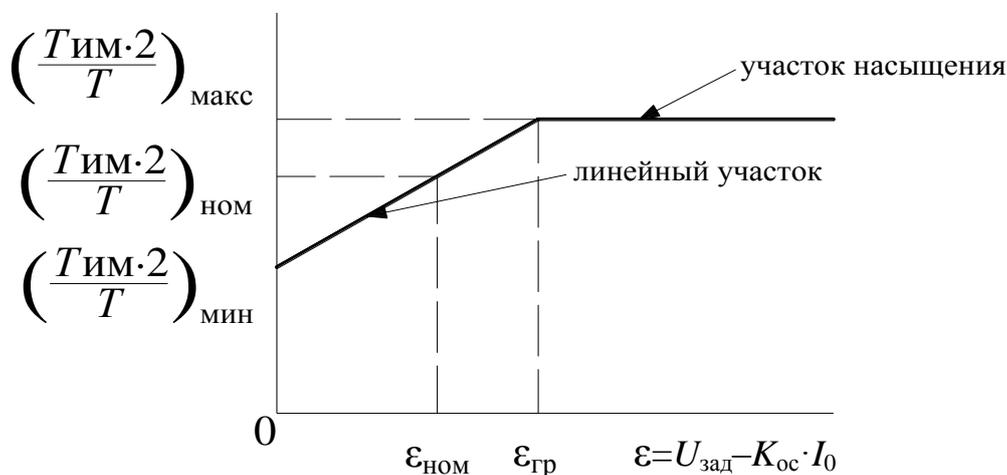


Рис. 6.3. Зависимость  $\frac{T_{им} \cdot 2}{T} = f \ \varepsilon$

При такой зависимости  $\frac{T_{им} \cdot 2}{T} = f \ \varepsilon$ , приведенной на рис. 6.3, в замкнутой системе действует механизм отрицательной обратной связи:

$$U_{сети} \uparrow; U_d \uparrow; U_0 \uparrow; I_0 \uparrow; U_{ос} \uparrow; \varepsilon \downarrow; \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \downarrow; U_0 \downarrow; I_0 \downarrow;$$

$$U_{сети} \downarrow; U_d \downarrow; U_0 \downarrow; I_0 \downarrow; \frac{di_{упр.}}{dt}; \varepsilon \uparrow; \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \uparrow; U_0 \uparrow; I_0 \uparrow;$$

$$R_n \downarrow; I_0 \uparrow; U_{ос} \uparrow; \varepsilon \downarrow; \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \downarrow; U_0 \downarrow; I_0 \downarrow;$$

$$R_n \uparrow; I_0 \downarrow; U_{ос} \downarrow; \varepsilon \uparrow; \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \downarrow; U_0 \uparrow; I_0 \uparrow.$$

Для того, чтобы «поддерживать» постоянным (стабилизировать) ток нагрузки  $I_0$ , при изменениях  $R_n$  и  $U_d$ , рабочая точка всегда должна находиться на линейном участке зависимости  $\frac{T_{им} \cdot 2}{T} = f \varepsilon$  и кроме того,  $\varepsilon_{гр}$  должно быть много меньше, чем  $U_{зад}$  ( $\varepsilon_{гр} \ll U_{зад}$ ). Точность стабилизации тока нагрузки  $I_0$  можно определить по следующей приближенной формуле:

$$\Gamma = \frac{I_{01} - I_{02}}{I_{01}} = \frac{\varepsilon_{гр}}{U_{зад}}, \quad (6.3)$$

где  $I_{01}, I_{02}$  — токи нагрузки при различных значениях  $R_n$  и  $U_d$ .

Зависимость  $\frac{T_{им} \cdot 2}{T} = f \varepsilon$  может быть описана уравнением:

$$\frac{T_{им} \cdot 2}{T} = \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{мин} + \left[ \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{макс} - \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{мин} \right] \cdot \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{гр}}. \quad (6.4)$$

Используя уравнения 6.2 и 6.4, получим среднее значение тока нагрузки:

$$I_0 = \frac{U_d}{R_n} \cdot \left\{ \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{мин} + \left[ \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{макс} - \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{мин} \right] \cdot \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{гр}} \right\}. \quad (6.5)$$

Уравнение замыкания системы (см. рис. 6.2) имеет следующий вид:

$$U_{зад} - K_{ос} \cdot \frac{U_d}{R_n} \cdot \left\{ \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{мин} + \left[ \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{макс} - \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{мин} \right] \cdot \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{гр}} \right\} = \varepsilon. \quad (6.6)$$

Значения величин  $U_{зад}$ ,  $K_{ос}$ ,  $\varepsilon_{гр}$ ,  $\left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{мин}$ ,  $\left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{макс}$  должны быть выбраны такими, чтобы при изменении  $R_n$  и  $U_d$  рабочая точка зависимости  $\frac{T_{им} \cdot 2}{T} = f \varepsilon$  всегда находилась на линейном участке.

Исходными данными для расчета  $K_{ос}$  и  $R_{н,ном}$  являются  $U_{d,ном}$ ,  $I_{0,ном}$ ,  $U_{зад,ном}$ ,  $\gamma$ ,  $\left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{ном}$  (при  $U_{d,ном}$ ,  $I_{0,ном}$ ),  $\left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{мин}$ ,  $\left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{макс}$ .

Ниже приводятся формулы для расчета  $R_{н,ном}$  и  $K_{ос}$ :

$$R_{н.ном} = \frac{U_{d.ном}}{\left(\frac{T_{им} \cdot 2}{T}\right)_{ном} \cdot I_{0.ном}}; \quad (6.7)$$

$$K_{ос} = \frac{U_{зад.ном} - \varepsilon_{ном}}{I_{0.ном}}, \quad (6.8)$$

где

$$\varepsilon_{ном} = \gamma \cdot U_{зад.ном} \frac{\left(\frac{T_{им} \cdot 2}{T}\right)_{ном} - \left(\frac{T_{им} \cdot 2}{T}\right)_{мин}}{\left(\frac{T_{им} \cdot 2}{T}\right)_{макс} - \left(\frac{T_{им} \cdot 2}{T}\right)_{мин}}. \quad (6.9)$$

Граничное значение рассогласования  $\varepsilon_{гр}$ :

$$\varepsilon_{гр} = \gamma \cdot U_{зад.ном}. \quad (6.10)$$

Временные диаграммы, поясняющие формирование импульсов управления в математической модели системы управления, приведены на рис. 6.4.

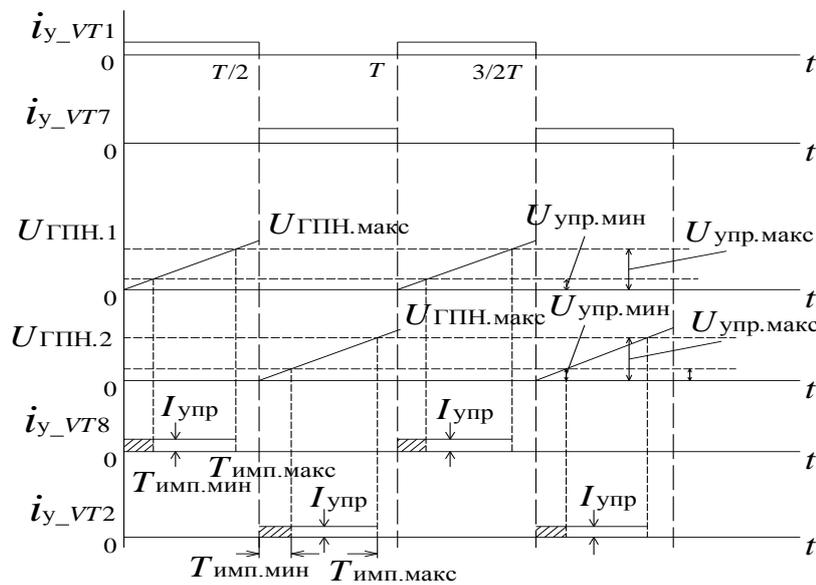


Рис. 6.4. Временные диаграммы, поясняющие формирование импульсов управления

Значения  $U_{\text{упр.макс}}$  и  $U_{\text{упр.мин}}$  зависят от заданных значений  $\left(\frac{T_{\text{им}} \cdot 2}{T}\right)_{\text{макс}}$  и  $\left(\frac{T_{\text{им}} \cdot 2}{T}\right)_{\text{мин}}$ , выбранного значения  $U_{\text{ГПН.макс}}$ . В данной программе выбрано значение  $U_{\text{ГПН.макс}} = 1 \text{ В}$ .

Исходя из этого, минимальное и максимальное значения напряжения управления равны:

$$U_{\text{упр.мин}} = \left(\frac{T_{\text{им}} \cdot 2}{T}\right)_{\text{мин}} \cdot U_{\text{ГПН.макс}}; \quad (6.11)$$

$$U_{\text{упр.макс}} = \left(\frac{T_{\text{им}} \cdot 2}{T}\right)_{\text{макс}} \cdot U_{\text{ГПН.макс}}. \quad (6.12)$$

Зависимость  $U_{\text{упр}} = f \ \varepsilon$  приведена на рис. 6.5.

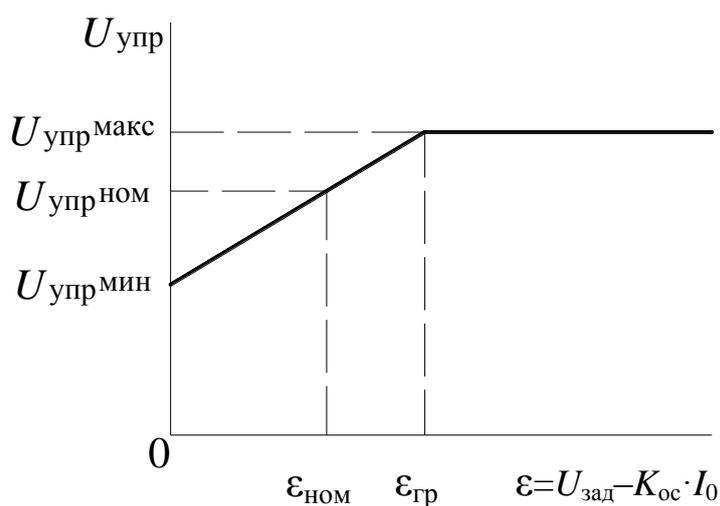


Рис. 6.5. Зависимость  $U_{\text{упр}} = f \ \varepsilon$

Если не учитывать динамику, то формирование напряжения управления можно реализовать в соответствии со следующими уравнениями:

$$U_{\text{упр}} = U_{\text{упр.мин}} + \kappa_y \cdot U_{\text{зад}} - \kappa_{\text{ос}} \cdot I_0, \quad (6.13)$$

$$\kappa_y = \frac{U_{\text{упр.макс}} - U_{\text{упр.мин}}}{\varepsilon_{\text{гр}}} \quad (6.14)$$

и ввести ограничения: если  $U_{\text{упр}} > U_{\text{упр.макс}}$ , то  $U_{\text{упр}} = U_{\text{упр.макс}}$  и если  $U_{\text{упр}} < U_{\text{упр.мин}}$ , то  $U_{\text{упр}} = U_{\text{упр.мин}}$ . Такое ограничение можно использовать в реальной электронной схеме управления.

В программе расчета на ЭВМ транзисторного инверторного источника питания с замкнутой системой стабилизации тока сварки можно использовать схему замещения корректирующего звена, изображенную на рис. 6.6.

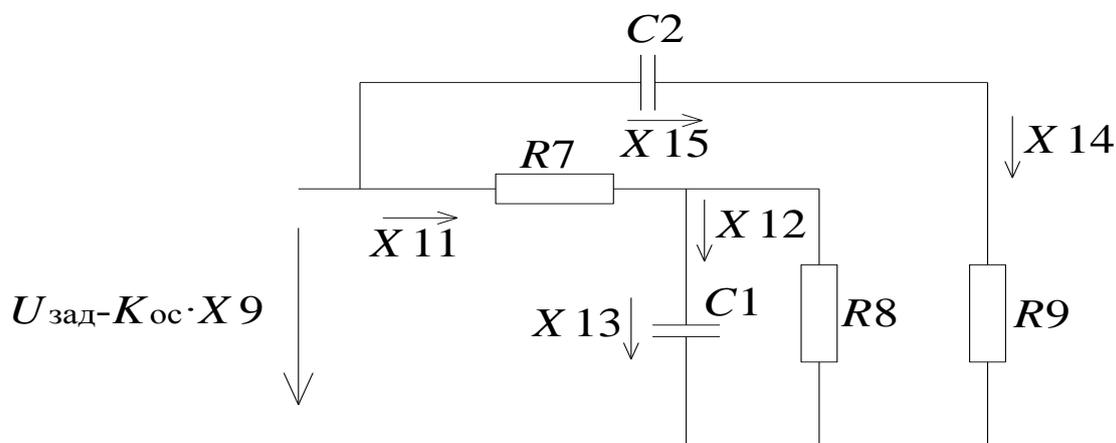


Рис. 6.6. Схема замещения корректирующего звена

Данная схема замещения описывается следующими алгебраическими и дифференциальными уравнениями:

$$U_{\text{зад}} - \kappa_{\text{ос}} \cdot x_9 = x_{11} \cdot R_7 + x_{13}; \quad (6.15)$$

$$x_{11} = x_{12} + \frac{x_{13}}{R_8}; \quad (6.16)$$

$$C_1 \cdot \frac{dx_{13}}{dt} = x_{12}; \quad (6.17)$$

$$C_2 \cdot \frac{dx_{15}}{dt} = x_{14}; \quad (6.18)$$

$$U_{\text{зад}} - \kappa_{\text{ос}} \cdot x_9 = x_{14} \cdot R_9 + x_{15}. \quad (6.19)$$

Напряжение управления для пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора содержит пропорционально-

интегральную и дифференциальную составляющие от сигнала рассогласования и формируется в соответствии с уравнением:

$$U_{\text{упр}} = U_{\text{упр.мин}} + \kappa_{y1} \cdot x_{13} + \kappa_{\text{диф}} \cdot x_{14} \cdot R_9 \cdot \kappa_{y1}, \quad (6.20)$$

где  $\kappa_{y1}$  — коэффициент усиления пропорционально-интегральной составляющей сигнала рассогласования;  $\kappa_{y1} = 2\kappa_y$ , если  $R_7 = R_8$ ;  $\kappa_{\text{диф}}$  — коэффициент «ослабления» дифференциальной составляющей сигнала рассогласования;  $x_9$  — ток, протекающий через нагрузку.

Зависимость  $\frac{T_{\text{им}} \cdot 2}{T} = f U_{\text{упр}}$ , реализованная в программе, имеет вид, представленный на рис. 6.7.

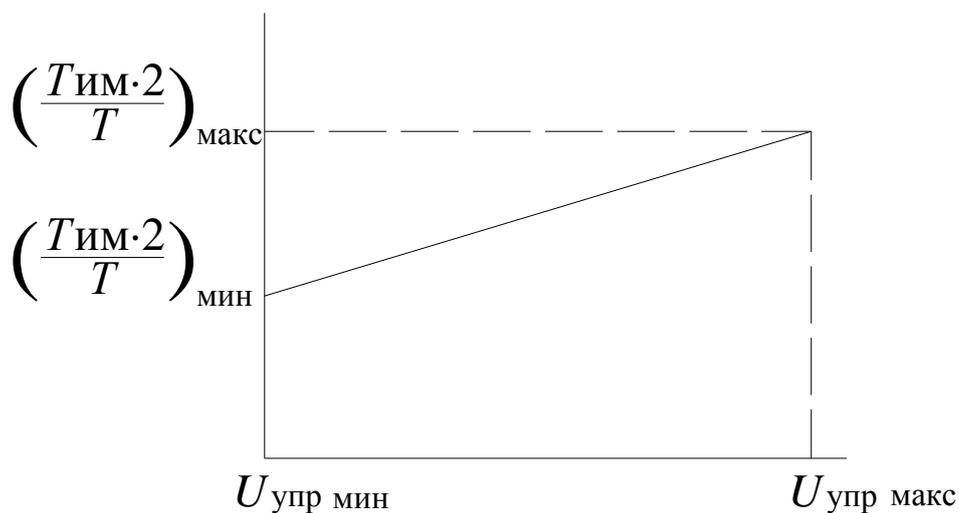


Рис. 6.7. Зависимость  $\frac{T_{\text{им}} \cdot 2}{T} = f U_{\text{упр}}$

Для предварительного расчета параметров элементов  $C_1$ ,  $C_2$  и коэффициентов  $\kappa_y$  и  $\kappa_{\text{диф}}$ , обеспечивающих устойчивость и требуемое качество переходного процесса, необходимо получить и проанализировать корни характеристического уравнения для выражения  $\Delta_n(p)$ , приращение тока нагрузки в области изображения преобразования Лапласа. Для получения выражения  $\Delta_n(p)$  используем схему замещения, приведенную на рис. 6.8.

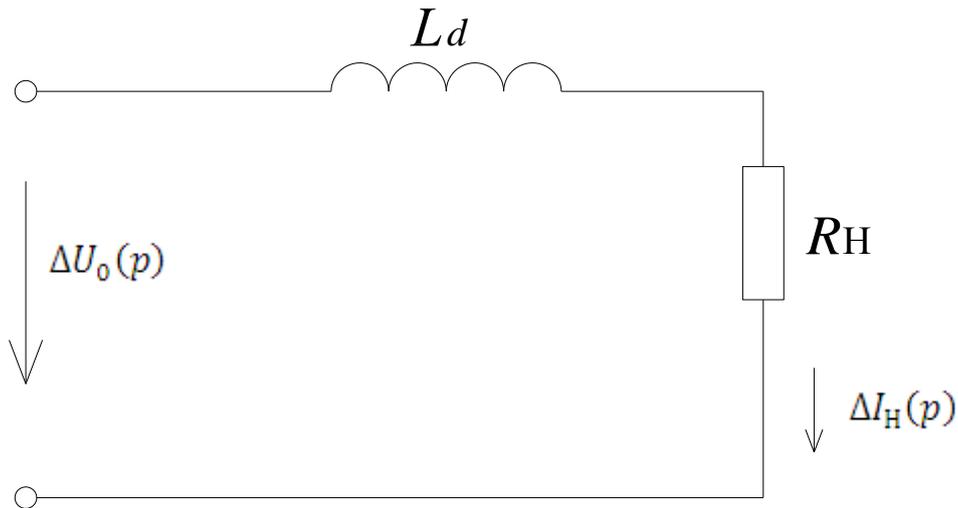


Рис. 6.8. Схема замещения тиристорного выпрямителя

Если принять, что длительность коммутационных процессов в выходном выпрямителе равна нулю, а приращение его выходного напряжения  $\Delta U_0$  линейно зависит от приращения  $\Delta U_d$  и от приращения относительной длительности импульса управления  $\Delta \frac{T_{им} \cdot 2}{T}$ , в данной схеме замещения:

$$\Delta U_0(p) = \kappa_d \cdot \Delta U_d p + \kappa_{им} \cdot \Delta T_{им} p ; \quad (6.21)$$

$$\kappa_d = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_d} = \frac{U_{d2} - U_{d1} \cdot \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_{ном}}{U_{d2} - U_{d1}} ; \quad (6.22)$$

$$\kappa_{им} = \frac{\Delta U_0}{\Delta \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)} = \frac{U_{d.ном} \cdot \left[ \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_2 - \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_1 \right]}{\left[ \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_2 - \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)_1 \right]} , \quad (6.23)$$

где  $\Delta U_d p$  — приращение входного напряжения (выходного напряжения неуправляемого выпрямителя в области — см. рис. 6.1) в области изображений;  $\Delta T_{им}(p)$  — приращение относительной длительности импульса управления  $\Delta \left( \frac{T_{им} \cdot 2}{T} \right)$  в области

изображений;  $\left(\frac{T_{\text{им}} \cdot 2}{T}\right)_2$ ,  $\left(\frac{T_{\text{им}} \cdot 2}{T}\right)_1$  — различные значения относительной длительности импульса управления.

Используя схему замещения и уравнение 6.21, можно получить выражение для  $\Delta I_{\text{н}}(p)$ :

$$\Delta I_{\text{н}} p = \frac{\kappa_d \cdot \Delta U_d p}{p \cdot L_d + R_{\text{н}}} + \frac{\kappa_{\text{им}} \cdot \Delta T_{\text{им}} p}{p \cdot L_d + R_{\text{н}}}, \quad (6.24)$$

где  $L_d$  и  $R_{\text{н}}$  — параметры элементов силовой схемы, приведенные к первичной обмотке силового высокочастотного согласующего трансформатора.

Для упрощения записи в последующих уравнениях вместо  $\frac{T_{\text{им}} \cdot 2}{T}$  будем использовать обозначение  $T'_{\text{им}}$ . Используя зависимости, приведенные на рисунках 6.3, 6.5, 6.6, 6.7 и уравнение 6.20, можно получить выражение для  $\Delta U_{\text{упр}} p$ ,  $\Delta T_{\text{им}} p$ ,  $\Delta I_{\text{н}} p$ :

$$\Delta U_{\text{упр}} p = \Delta U_{\text{зад}} p - \kappa_{\text{ос}} \cdot \Delta I_{\text{н}}(p) \times$$

$$\times 2 \cdot \kappa_y \cdot \left[ \frac{R_8 \cdot \frac{1}{p \cdot c_1}}{R_8 + \frac{1}{p \cdot c_1}} + \frac{\kappa_{\text{диф}} \cdot R_9}{R_9 + \frac{1}{p \cdot c_2}} \right]; \quad (6.25)$$

$$\Delta T_{\text{им}} p = \kappa_1 \cdot \Delta U_{\text{упр}} p; \quad (6.26)$$

$$\kappa_1 = \frac{T'_{\text{им.макс}} - T'_{\text{им.мин}}}{U_{\text{упр.макс}} - U_{\text{упр.мин}}}; \quad (6.27)$$

$$\Delta I_{\text{н}}(p) = \frac{\kappa_d \cdot \Delta U_d p}{p \cdot L_d + R_{\text{н}}} + \frac{\kappa_{\text{им}} \cdot \kappa_1 \cdot 2 \cdot \kappa_y \cdot \Delta U_{\text{зад}} p - \kappa_{\text{ос}} \cdot \Delta I_{\text{н}} p}{p \cdot L_d + R_{\text{н}}} \times$$

$$\times \left[ \frac{R_8}{R_7 + R_8 + p \cdot c_1 \cdot R_7 \cdot R_8} + \frac{p \cdot \kappa_{\text{диф}} \cdot c_2 \cdot R_9}{1 + p \cdot c_2 \cdot R_9} \right]. \quad (6.28)$$

Разрешив уравнение 6.28 относительно  $\Delta I_n(p)$  можно получить выражение для знаменателя  $\Delta I_n p = \frac{N p}{M p}$  в виде:

$$M p = p^3 + a \cdot p^2 + b \cdot p + c, \quad (6.29)$$

где

$$a = \frac{1}{R_7 \cdot C_2} + \frac{R_7 + R_8}{R_7 \cdot R_8 \cdot C_1} + \frac{R_n}{L_d} + \frac{2 \cdot \kappa_y \cdot \kappa_{им} \cdot \kappa_1 \cdot \kappa_{ос} \cdot \kappa_{диф}}{L_d}; \quad (6.30)$$

$$b = \frac{R_7 + R_8}{R_7 \cdot R_8 \cdot R_9 \cdot C_1 \cdot C_2} + \frac{R_n}{R_9 \cdot C_2 \cdot L_d} + \frac{R_7 + R_8 \cdot R_n}{R_7 \cdot R_8 \cdot C_1 \cdot L_d} + \frac{2 \cdot \kappa_y \cdot \kappa_{им} \cdot \kappa_1 \cdot \kappa_{ос}}{R_7 \cdot C_1 \cdot L_d} + \frac{R_7 + R_8 \cdot 2 \cdot \kappa_y \cdot \kappa_{им} \cdot \kappa_1 \cdot \kappa_{ос} \cdot \kappa_{диф}}{R_7 \cdot R_8 \cdot C_1 \cdot L_d}; \quad (6.31)$$

$$c = \frac{R_7 + R_8 \cdot R_n}{R_7 \cdot R_8 \cdot R_9 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot L_d} + \frac{2 \cdot \kappa_y \cdot \kappa_{им} \cdot \kappa_1 \cdot \kappa_{ос}}{R_7 \cdot R_9 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot L_d}. \quad (6.32)$$

Анализируя корни характеристического уравнения  $M p = 0$ :

$$p_{1,2} = -\delta_1 \pm j \cdot \omega_1; \quad (6.33)$$

$$p_3 = -\delta_2, \quad (6.34)$$

можно сделать предварительные выводы о частоте вынужденных колебаний и о «перерегулировании».

Связь между  $\delta_1$ ,  $\omega_1$ ,  $\delta_2$ ,  $a$ ,  $b$  и  $c$  определяется следующими уравнениями:

$$a = \delta_2 + 2\delta_1; \quad (6.35)$$

$$b = \delta_1^2 + \omega_1^2 + 2 \cdot \delta_1 \cdot \delta_2; \quad (6.36)$$

$$c = \delta_2 \cdot \delta_1^2 + \omega_1^2; \quad (6.37)$$

$$\delta_2 = \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{Q}} + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{Q}} - \frac{a}{3}; \quad (6.38)$$

$$q = 2 \cdot \left(\frac{a}{3}\right)^2 - \frac{a \cdot b}{3} + c; \quad (6.39)$$

$$Q = \left(\frac{p}{3}\right)^3 + \left(\frac{q}{2}\right)^2; \quad (6.40)$$

$$p = -\frac{a^2}{3} + b; \quad (6.41)$$

$$\delta_1 = -\frac{a}{3} - \left( \frac{\sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{Q}} + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{Q}}}{2} \right); \quad (6.42)$$

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left( \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{Q}} - \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{Q}} \right). \quad (6.43)$$

Анализируя корни знаменателя (корни уравнения  $M = 0$ ) передаточной функции при конкретных значениях  $U_{\text{ГПН.макс}}$ ,  $T_{\text{и.макс}}$ ,  $T_{\text{и.мин}}$ ,  $\kappa_{y1}$ ,  $\kappa_{\text{диф}}$ ,  $\varepsilon_{\text{гр}}$ ,  $L_d$ ,  $R_n$ ,  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $U_{\text{зад}}$  можно сделать первоначальные выводы о частоте автоколебаний, времени переходного процесса, перерегулировании.

Программа расчета на ЭВМ позволяет во временной области исследовать динамические характеристики выпрямителя при изменении напряжения  $U_d$ , напряжения задания, сопротивления нагрузки, а также рассчитать статические внешние и энергетические характеристики.

## 7. ТИРИСТОРНЫЙ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ИНВЕРТОР ТОКА ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА И ПЛАВКИ МЕТАЛЛОВ

Тиристорные параллельные инверторы тока применяются в качестве источников питания для индукционных плавильных печей, для кузнечных индукционных нагревателей, для установок поверхностной закалки различных деталей машиностроительной промышленности. Они выпускаются промышленностью на стандартные частоты: 1000, 2400, 4000, 10000 Гц и стандартные мощности: 100, 160, 200, 320–3200 кВт. Выходное напряжение промышленного тиристорного параллельного инвертора тока составляет 800 или 1600 В.

Принципиальная электрическая схема тиристорного параллельного инвертора тока приведена на рис. 7.1.

Временные диаграммы, поясняющие работу тиристорного параллельного инвертора тока, приведены на рис. 7.2.

Принцип действия тиристорного параллельного инвертора тока заключается в следующем. Под действием управляющих импульсов открывается очередная пара тиристорov (например,  $VS2$  и  $VS3$ ), что приводит к приложению к ранее проводящим ток тиристорам  $VS1$ ,  $VS4$  отрицательного напряжения, они закрываются, и выходной ток инвертора изменяет направление протекания. Дроссель  $L1$  предназначен для сглаживания входного тока  $i_{L1}(i_d)$ , его индуктивность выбирается такой, что ток  $i_{L1}$  практически сглажен  $i_{L1} = I_{L1,0} = I_d$ . Поэтому выходной ток тиристорного параллельного инвертора тока имеет форму знакопеременных прямоугольных импульсов. Тиристорный инвертор называется инвертором тока, так как на его выходе формируются импульсы тока заданной формы. Нагрузкой инвертора тока является параллельный колебательный контур ( $L3$ ,  $C1$ ,  $R1$  — схема замещения индукционной плавильной печи, нагревателя или закалочного трансформатора с индуктором), его параметры выбираются таким образом, что при выходной частоте  $f$ ,

выходное напряжение инвертора отстает по фазе от выходного тока инвертора. Поэтому при открывании очередной пары тиристоров к противоположной паре тиристоров прикладывается отрицательное напряжение и происходит их закрытие.

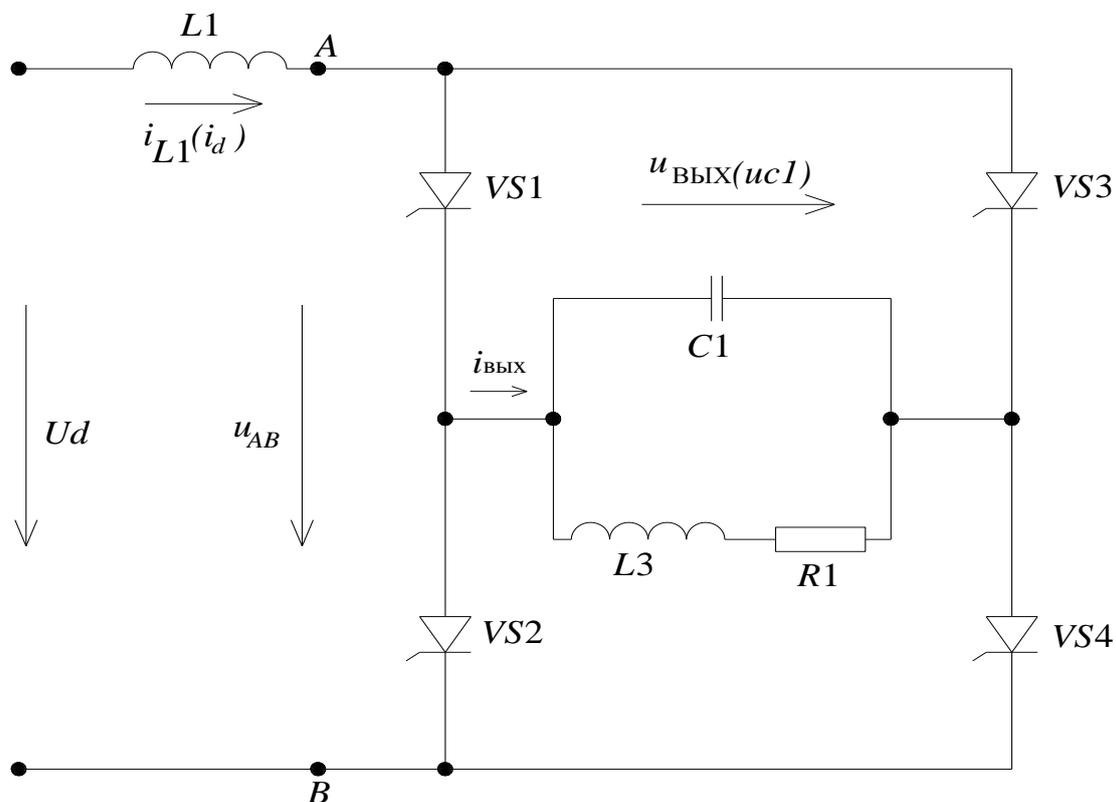


Рис. 7.1. Принципиальная электрическая схема тиристорного параллельного инвертора тока

Выходной ток инвертора можно представить в виде:

$$i_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{4I_d}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right), \quad (7.1)$$

где  $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$ ;  $T$  — период следования управляющих импульсов тиристоров;  $I_d$  — среднее значение тока, потребляемого от источника напряжения  $U_d$ .

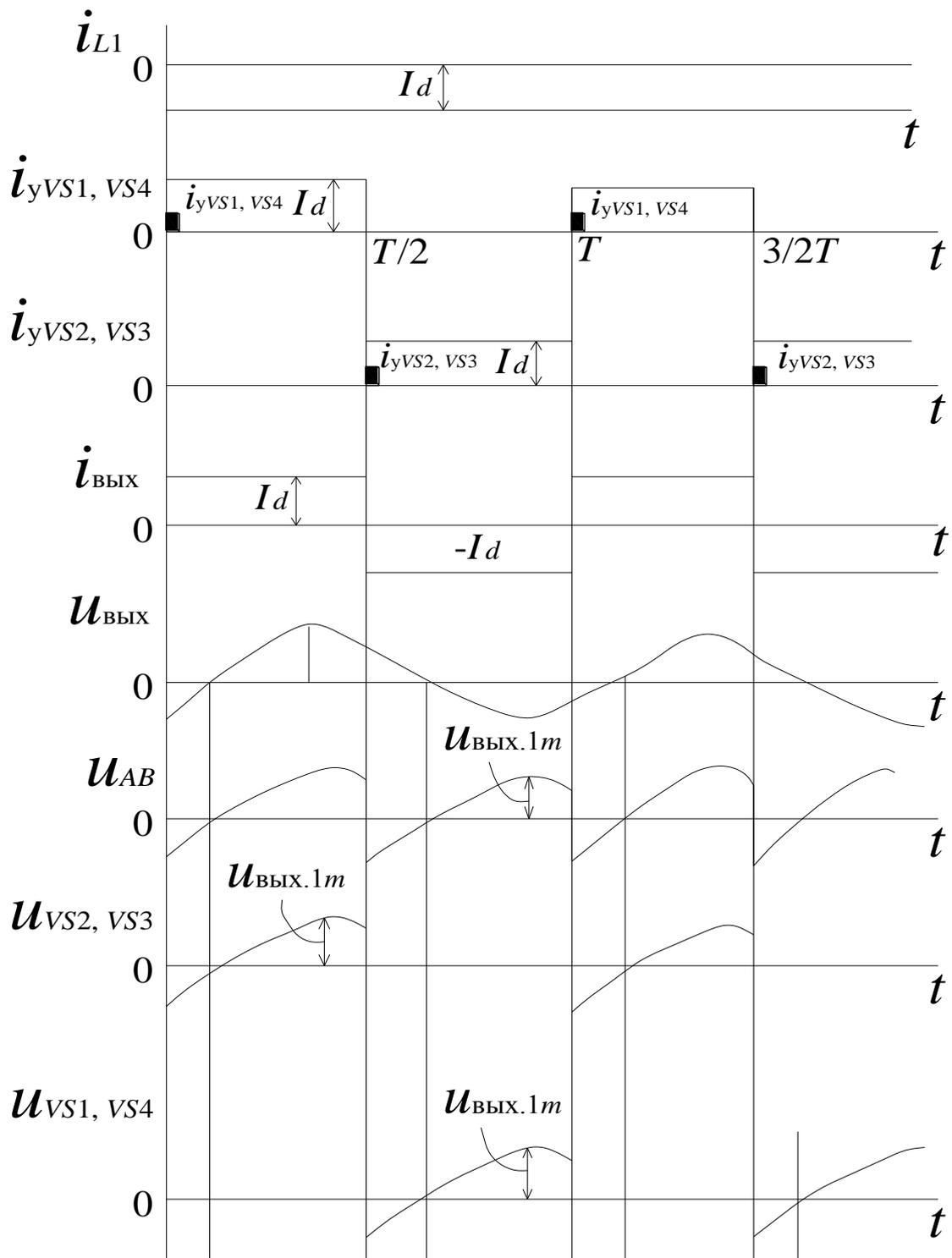


Рис. 7.2. Временные диаграммы, поясняющие работу тиристорного параллельного инвертора тока

Выходное напряжение инвертора тока содержит только нечетные гармоники и равно:

$$U_{\text{вых}}(t) = \sum_{k=1,3,5\dots} U_{\text{вых}, km} \cdot \sin(k\omega t - \psi_k). \quad (7.2)$$

Если учитывать только первую гармонику выходного напряжения и принять во внимание, что постоянная составляющая напряжения на дросселе  $L1$  на периоде повторения  $T/2$  должна быть равна нулю:

$$U_{L1,0} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} U_d - U_{\text{вых}, 1m} (\sin \omega t - \psi_1) dt = 0, \quad (7.3)$$

то можно получить выражение для расчета  $U_{\text{вых}, 1m}$ :

$$U_{\text{вых}, 1m} = \frac{U_d \cdot \pi}{2 \cos \psi_1}, \quad (7.4)$$

$$\text{где } \psi_1 = \arctg \left[ \frac{\omega^3 L_3^2 \cdot C_1 - \omega L_3 + \omega C_1 \cdot R_1^2}{R_1} \right]. \quad (7.5)$$

Комплексное сопротивление нагрузочного колебательного контура  $Z_{\text{н.к.}}$  равно:

$$\underline{Z}_{\text{н.к.}} = \frac{R_1 + j \omega L_3 - \omega^3 L_3^2 \cdot C_1 - \omega C_1 \cdot R_1^2}{\omega^2 C_1^2 R_1^2 + 1 - \omega^2 L_3 C_1}. \quad (7.6)$$

Для расчета параметров элементов тиристорного параллельного инвертора тока должны быть заданы следующие исходные данные:

$$U_d, P_{\text{вых}}, f, \psi_1 \text{ и } \operatorname{tg} \psi_{\text{н}} = \frac{\omega L_3}{R_1}.$$

Расчет параметров элементов тиристорного параллельного инвертора тока целесообразно выполнять в следующей последовательности:

1. Амплитудное значение первой гармоники выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}, 1m} = \frac{U_d \cdot \pi}{2 \cos \psi_1}. \quad (7.7)$$

2. Величина сопротивления нагрузки  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ},1m}^2}{2P_{\text{ВЫХ}}(\text{tg}^2\psi_H + 1)}. \quad (7.8)$$

3. Величина индуктивности нагрузки  $L_3$ :

$$L_3 = \frac{R_1 \cdot \text{tg}\psi_H}{2\pi f}. \quad (7.9)$$

4. Эквивалентное сопротивление нагрузочного колебательного контура  $R_{\text{ЭКВ}}$ :

$$R_{\text{ЭКВ}} = R_1 \cdot (\text{tg}^2\psi_H + 1). \quad (7.10)$$

5. Амплитудное значение первой гармоники тока, протекающего через нагрузку  $I_{L3,1m}$ :

$$I_{L3,1m} = \frac{U_{\text{ВЫХ},1m}}{\sqrt{(2\pi f L_3)^2 + R_1^2}}. \quad (7.11)$$

6. Величина емкости конденсатора  $C_1$  параллельного нагрузочного колебательного контура:

$$C_1 = C_H + C_{\text{ИНВ}} = \frac{I_{L3,1m} \cdot \sin\psi_H}{2\pi f \cdot U_{\text{ВЫХ},1m}} + \frac{\text{tg}\psi_1}{2\pi f \cdot R_{\text{ЭКВ}}}. \quad (7.12)$$

7. Среднее значение тока, потребляемого от выпрямителя:

$$I_{L1,0} = I_d = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{U_d}. \quad (7.13)$$

8. Величина индуктивности входного сглаживающего дросселя  $L_1$ :

$$L_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ},1m}}{4\pi f \cdot I_{L1,1m}}, \quad (7.14)$$

где  $I_{L1,1m} \approx 0,1 \cdot I_d$  — амплитудное значение первой гармоники переменной составляющей тока, протекающего через дроссель  $L_1$ .

9. Среднее и действующее значение тока, протекающего через тиристор:

$$I_{T,0} = \frac{I_d}{2}; \quad (7.15)$$

$$I_{T,\text{действ}} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}. \quad (7.16)$$

10. Время, отводимое для восстановления управляющей способности тиристоров:

$$t_{\text{восст}} = \psi_1 / 360^\circ \cdot f. \quad (7.17)$$

Для ограничения скорости нарастания и спада тока тиристоров при их включении и выключении на практике в тиристорных параллельных инверторах тока последовательно с нагрузочным колебательным контуром включают коммутирующую индуктивность. Принципиальная электрическая схема такого тиристорного параллельного инвертора тока приведена на рис. 7.3.

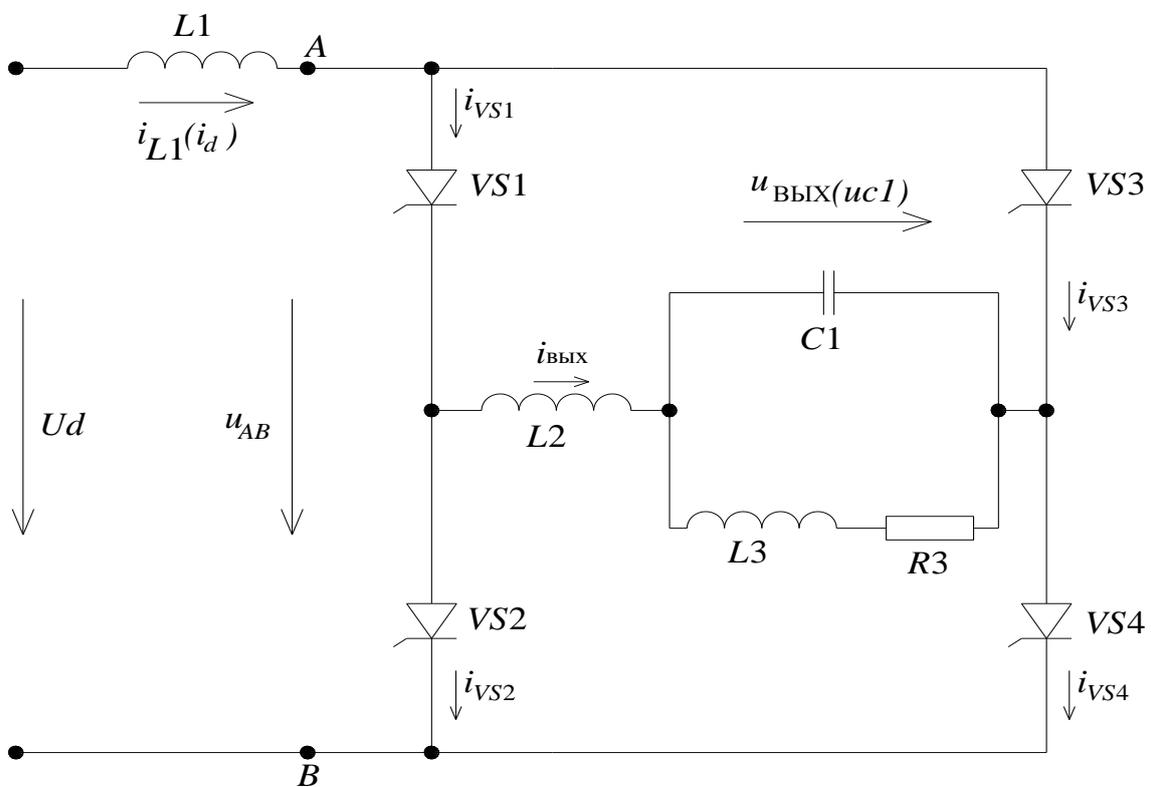


Рис. 7.3. Принципиальная электрическая схема тиристорного параллельного инвертора тока с ограничением скорости нарастания и спада тока тиристоров

На рис. 7.4 приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы, изображенной на рис. 7.3, при использовании допущения, что ток  $i_{L1} = I_d$  полностью сглажен, а нарастание и спад тока тиристоров происходит по линейному закону.

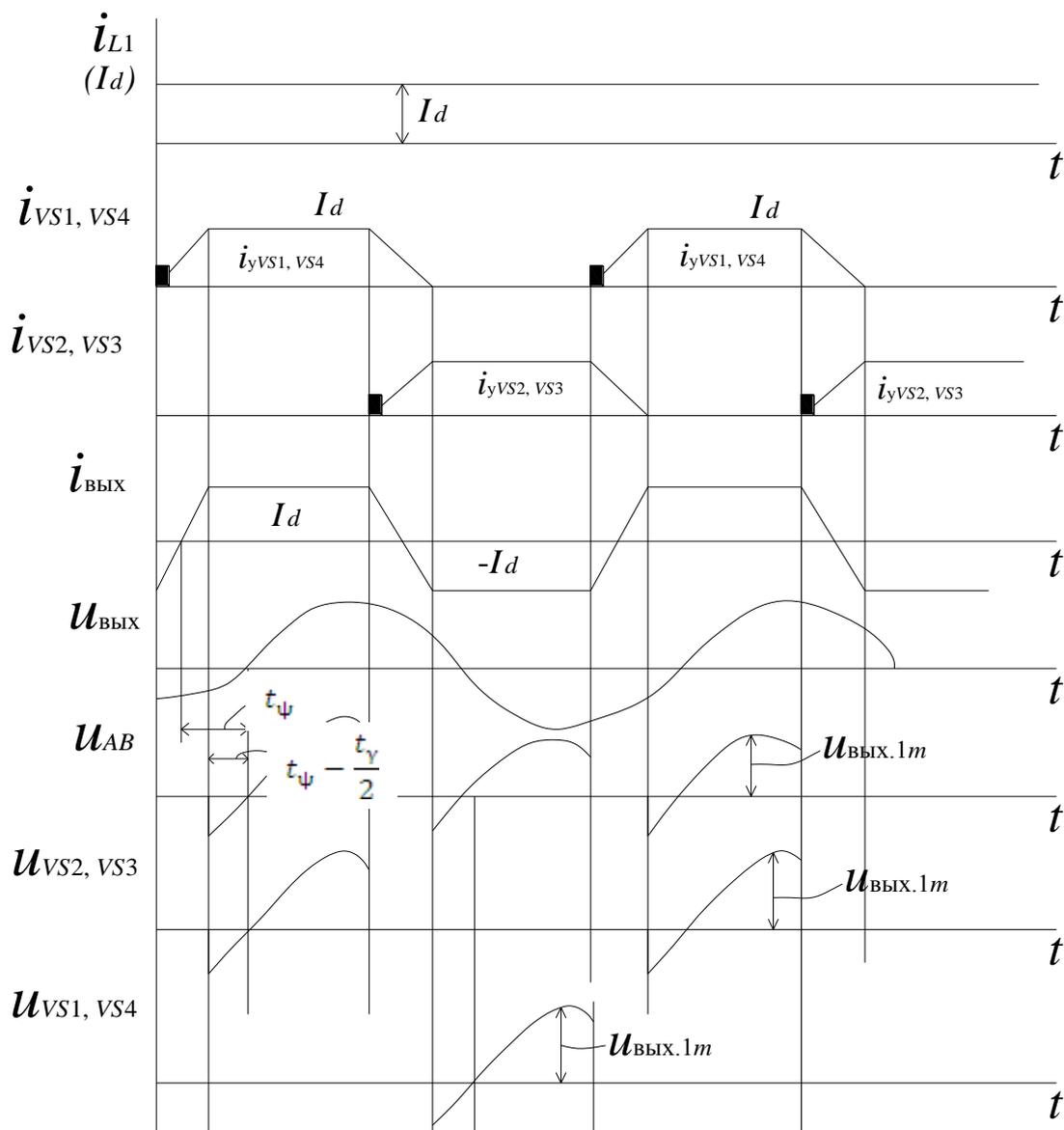


Рис. 7.4. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, изображенной на рис. 7.3

С учетом коммутационного интервала  $t_\gamma$ , выражения для  $U_{L1,0}$  и  $U_{\text{ВЫХ},1m}$  имеют следующий вид:

$$U_{L1,0} = U_d - \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2-t_\gamma} U_{\text{ВЫХ},1m} \cdot \sin(\omega t - \psi_1 + \frac{\gamma}{2}) dt ; \quad (7.18)$$

$$U_{\text{ВЫХ},1m} = \frac{U_d \cdot \pi}{\cos\left(\psi_1 - \frac{\gamma}{2}\right) + \cos\left(\psi_1 + \frac{\gamma}{2}\right)} = \frac{U_d \cdot \pi}{2 \cdot \cos \psi_1 \cdot \cos \frac{\gamma}{2}}, \quad (7.19)$$

где 
$$\gamma = \arcsin \left[ \frac{\pi \cdot L_2 \cdot \omega}{R_1 \left( \frac{\omega^2 \cdot L_3^2}{R_1^2} + 1 \right) \cdot \sin 2\psi_1} \right]. \quad (7.20)$$

Среднее значение тока, потребляемого от выпрямителя, ( $I_d = I_{L1,0}$ ) равно:

$$I_d = \frac{U_{\text{вых}, 1m}}{2 \cdot L_2 \cdot \omega} \left[ \cos\left(\psi_1 - \frac{\gamma}{2}\right) - \cos\left(\psi_1 + \frac{\gamma}{2}\right) \right] = \frac{U_{\text{вых}, 1m} \cdot \sin \psi_1 \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)}{L_2 \cdot \omega}. \quad (7.21)$$

С помощью уравнений 7.4–7.21 при принятых допущениях можно предварительно рассчитать параметры и режимы работы тиристорного параллельного инвертора тока при заданных значениях  $U_d$ ,  $P_{\text{вых}}$ ,  $f$ ,  $\psi_1$ ,  $\text{tg}\psi_H$ . Полученные значения параметров используют в программе расчета на ЭВМ тиристорного параллельного инвертора тока, которая позволяет рассчитать переходные и установившиеся режимы работы, потери в элементах схемы и гармонический состав токов и напряжений на элементах. Схема замещения тиристорного параллельного инвертора тока, которая рассчитывается по данной программе, приведена на рис. 7.5.

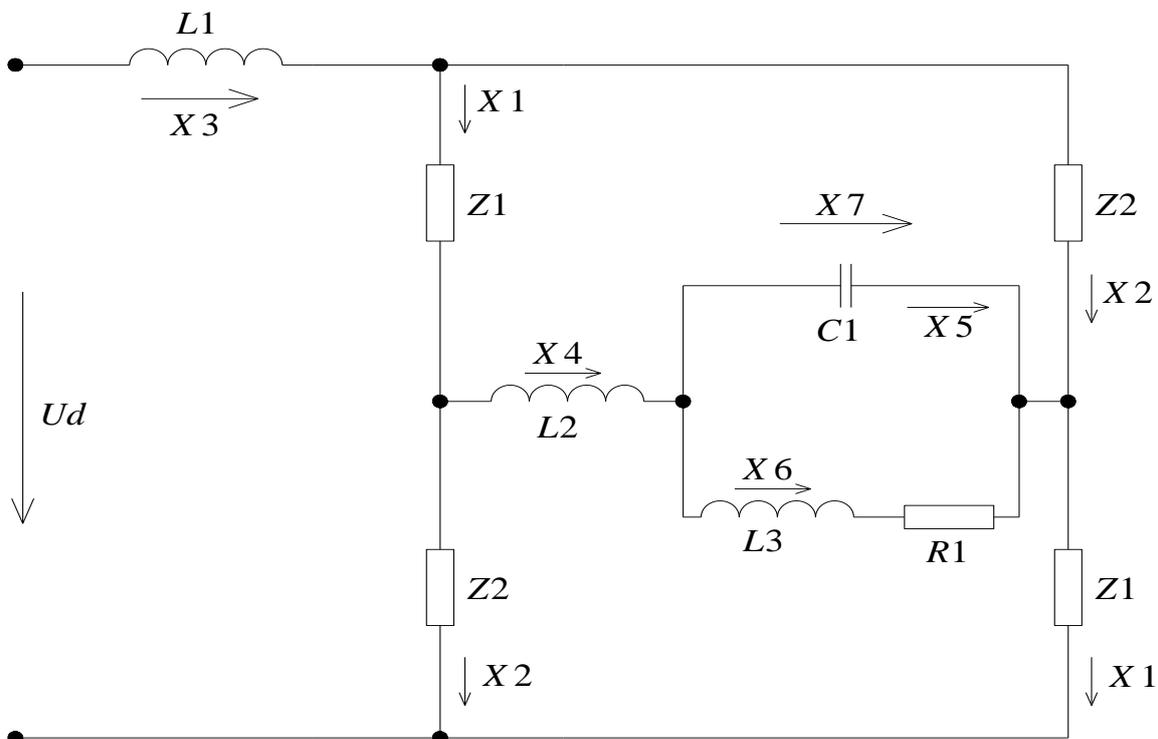


Рис. 7.5. Схема замещения тиристорного параллельного инвертора тока

В схеме, изображенной на рис. 7.5, используются следующие обозначения:

$Z1, Z2$  — динамические сопротивления тиристоров  $VS1, VS4$  и  $VS2, VS3$ ;

$X3$  — ток, потребляемый от выпрямителя  $i_{L1}$ ;

$X1, X2$  — токи, протекающие через тиристоры  $VS1, VS4$  и  $VS2, VS3$ ;

$X4$  — выходной ток инвертора  $i_{L2}$ ;

$X5$  — ток, протекающий через конденсатор  $C1, i_{C1}$ ;

$X6$  — ток, протекающий через нагрузку  $i_{L3}$ ;

$X7$  — выходное напряжение инвертора  $u_{C1}$ .

Схема замещения, приведенная на рис. 7.5, может быть описана следующей системой алгебраических и дифференциальных выражений:

$$L_1 \cdot \frac{dx_3}{dt} + x_1 \cdot z_1 + x_2 \cdot z_2 = U_d - U_1 - U_2; \quad (7.22)$$

$$-x_2 \cdot z_2 + L_2 \frac{dx_4}{dt} + x_7 + x_1 \cdot z_1 = U_2 - U_1; \quad (7.23)$$

$$L_3 \cdot \frac{dx_6}{dt} + x_6 \cdot R_1 - x_7 = 0; \quad (7.24)$$

$$C_1 \cdot \frac{dx_7}{dt} - x_5 = 0; \quad (7.25)$$

$$x_3 - x_1 - x_2 = 0; \quad (7.26)$$

$$x_4 + x_2 - x_1 = 0; \quad (7.27)$$

$$x_4 - x_5 - x_6 = 0, \quad (7.28)$$

где  $Z1, Z2$  — динамические сопротивления тиристоров  $VS1, VS4$  и  $VS2, VS3$ ;  $U_1, U_2$  — пороговые напряжения тиристоров  $VS1, VS4$  и  $VS2, VS3$ .

Напряжение на тиристорах на интервале их открытого состояния равно:

$$U_{\text{тир}} = i_{\text{тир}} \cdot Z + U_{\text{порог}},$$

где  $Z$  — динамическое сопротивление;  $U_{\text{порог}}$  — пороговое значение напряжения на тиристоре в открытом состоянии (для конкретного типа тиристора задает преподаватель).

В уравнениях 7.22–7.25 производные переменных величин  $X3$ ,  $X4$ ,  $X6$ ,  $X7$  заменяются на комбинации переменных, исходя из разложения функций в ряд Тейлора с точностью до второй производной. Например:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{3 \cdot x(t_0) - 4 \cdot x(t_1) + x(t_2)}{2 \cdot \Delta T}, \quad (7.29)$$

где  $X(t_1)$  — значение  $X$ , найденное на предыдущем расчетном шаге в момент времени  $t_1$ ;  $X(t_2)$  — значение  $X$ , найденное на предшествующем предыдущему расчетном шаге в момент времени  $t_2$ ;  $X(t_0)$  — неизвестное и подлежащее расчету значение  $X$ , на следующем расчетном шаге в момент времени  $t_0$ ;  $\Delta T = t_2 - t_1 = t_1 - t_0$  — величина расчетного шага по времени.

С использованием уравнения 7.29 исходная система уравнений 7.22–7.28 преобразуется в систему алгебраических уравнений, которая на каждом расчетном шаге решается классическими методами, например, методом Гаусса.

## 8. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ИНВЕРТОРНЫЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ИНДУКЦИОННОЙ ЗАКАЛКИ

Высокочастотная индукционная закалка различных деталей в машиностроении, в энергомашиностроении и других отраслях промышленности находит самое широкое применение. В настоящее время в диапазоне частот до 200 кГц и мощностей до 1600 кВт транзисторные источники питания с использованием MOSFET транзисторов приходят на смену традиционным ламповым генераторам, так как обладают более высоким коэффициентом полезного действия и меньшими габаритами и весом.

Принципиальная электрическая схема транзисторного инверторного последовательного резонансного источника питания для высокочастотной индукционной закалки приведена на рис. 8.1.

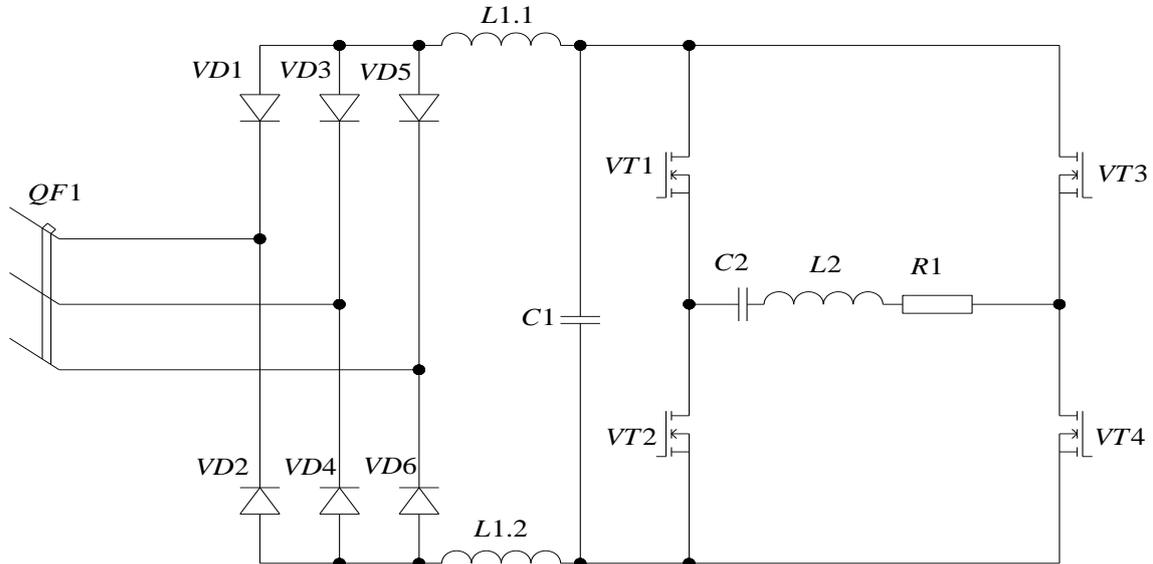


Рис. 8.1. Принципиальная электрическая схема транзисторного инверторного последовательного резонансного источника питания

Функционально источник питания состоит из неуправляемого выпрямителя на диодах  $VD1–VD6$ , сглаживающего фильтра  $L_{1.1}$ ,

$L_{1,2}$ ,  $C_1$ , последовательного инвертора напряжения  $VT1-VT4$ ,  $L_2$ ,  $R_1$ ,  $C_2$ ;  $L_2$  и  $R_1$  — являются элементами схемы замещения закалочного индуктора и детали и согласующего высокочастотного трансформатора. Для пояснения принципа работы последовательного инвертора напряжения используем схему замещения, приведенную на рис. 8.2.

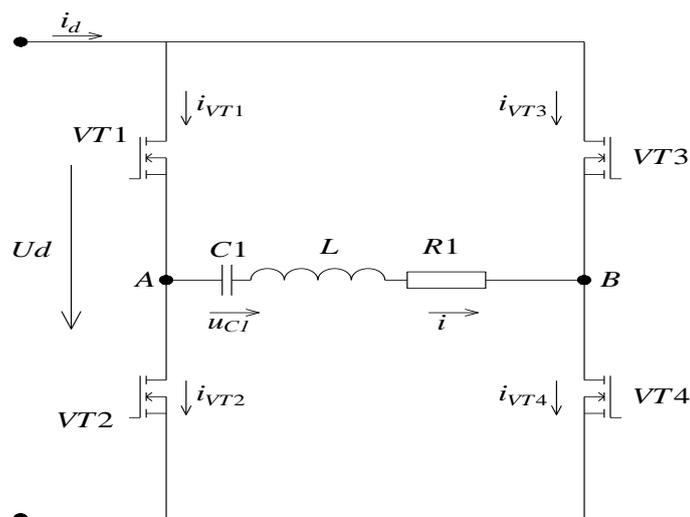


Рис. 8.2. Схема замещения последовательного резонансного инвертора напряжения

Временные диаграммы, поясняющие работу последовательного резонансного инвертора, приведены на рис. 8.3.

При построении временных диаграмм были приняты допущения, что MOSFET транзисторы  $VT1-VT4$  являются идеальными ключами без потерь, напряжение на входе инвертора полностью сглажено и равно  $U_d$ .

Под действием управляющих импульсов транзисторы  $VT1-VT4$  периодически открываются и закрываются, и за счет этого к диагонали инверторного моста прикладываются знакопеременные импульсы напряжения с амплитудой  $U_d$ .

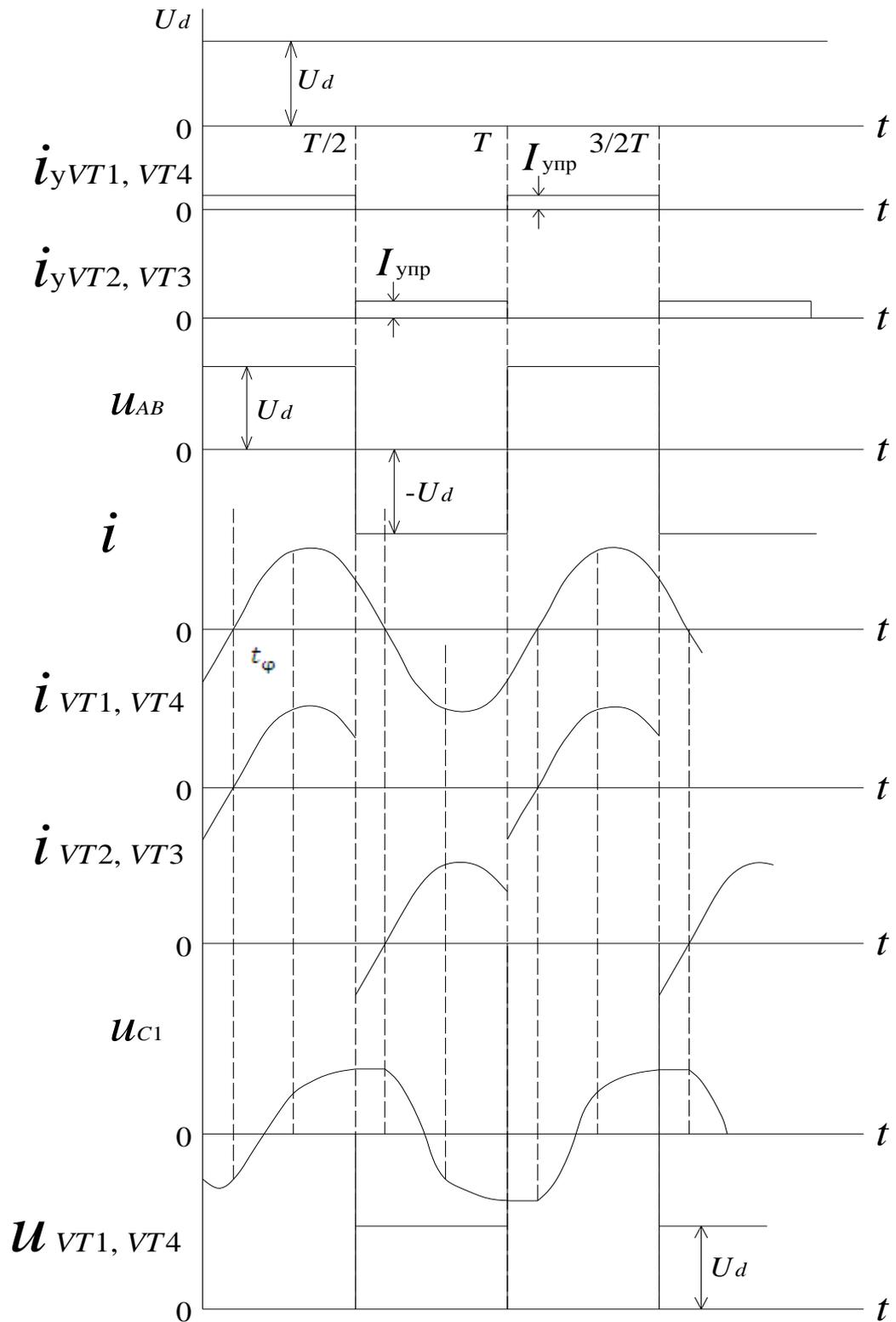


Рис. 8.3. Временные диаграммы, поясняющие работу последовательного резонансного инвертора

Напряжение  $u_{AB}$  между точками схемы А и В можно разложить в ряд Фурье и представить в виде:

$$u_{AB} t = \frac{4U_d}{\pi} \sin \omega t + \frac{4U_d}{\pi \cdot 3} \sin 3\omega t + \frac{4U_d}{\pi \cdot 5} \sin 5\omega t \dots \quad (8.1)$$

Тогда ток  $i$  в диагонали инверторного моста равен:

$$i t = \sum_{k=1,3,5} I_{km} \cdot \sin k\omega t - \varphi_k, \quad (8.2)$$

где

$$I_{km} = \frac{4U_d}{\pi \cdot k \cdot \sqrt{\left(k\omega L - \frac{1}{k\omega C}\right)^2 + R^2}}; \quad (8.3)$$

$$\varphi_k = \arctg \frac{k\omega L - \frac{1}{k\omega C}}{R}; \quad (8.4)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \text{ — угловая частота следования управляющих} \quad (8.5)$$

импульсов.

Из временной диаграммы видно, что ток в диагонали инверторного моста отстает по фазе от напряжения, прикладываемого к диагонали инверторного моста. Это достигается за счет того, что угловая частота следования управляющих импульсов меньше, чем резонансная частота  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  последовательно соединенных  $L$  и  $C$ . Поэтому потери в транзисторах при их выключении гораздо меньше, чем при  $\omega < \omega_0$ . На временных интервалах  $0-t_\varphi$ ,  $T/2 - T/2 + t_\varphi$ ,  $T - T + t_\varphi$  и т.д. ток проводят «внутренние диоды» MOSFET транзисторов.

Выражения для амплитудных значений гармоник напряжения  $U_{c,km}$  на конденсаторе  $C$  и мощности  $P_k$ , выделяющейся в нагрузке на каждой гармонике, имеют следующий вид:

$$U_{c,km} = \frac{4U_d}{\pi \cdot k^2 \cdot \omega \cdot C \cdot \sqrt{\left(k\omega L - \frac{1}{k\omega C}\right)^2 + R^2}}; \quad (8.6)$$

$$P_k = \frac{8U_d^2 \cdot R}{\pi^2 \cdot k^2 \cdot \left[ \left( k\omega L - \frac{1}{k\omega C} \right)^2 + R^2 \right]} \quad (8.7)$$

Если учитывать только первую гармонику тока в диагонали инверторного моста, то среднее значение тока, потребляемого от источника напряжения постоянного тока  $U_d$  равно:

$$I_d = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \frac{4U_d \cdot \sin \omega t - \varphi dt}{\pi \cdot \sqrt{\left( k\omega L - \frac{1}{k\omega C} \right)^2 + R^2}} = \frac{8U_d}{\pi^2 \cdot \sqrt{\left( k\omega L - \frac{1}{k\omega C} \right)^2 + R^2}} \quad (8.8)$$

Приведенные выше уравнения описывают работу инвертора в квазиустановившемся режиме. Для получения «простых» аналитических уравнений, описывающих работу последовательного резонансного инвертора напряжения в переходном режиме, можно воспользоваться следующим способом.

Представим напряжение  $u_{AB}$ , воздействующее на последовательно соединенные элементы  $L, R, C$ , в виде импульсов, изображенных на рис. 8.4.

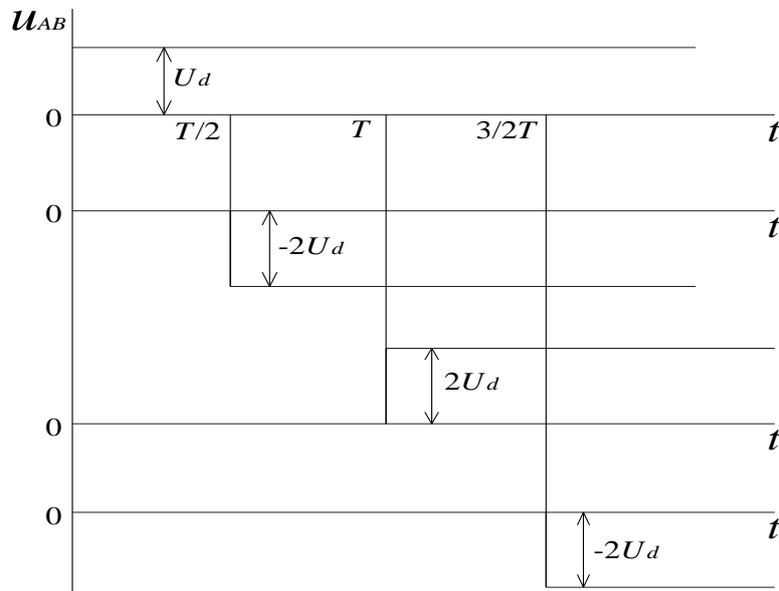


Рис. 8.4. Временные диаграммы, поясняющие способ формирования знакопеременных прямоугольных импульсов напряжения  $u_{AB}$

В области изображения преобразования Лапласа это напряжение равно:

$$u_{AB} p = \frac{U_d}{p} \left( 1 - 2e^{-p\frac{T}{2}} + 2e^{-pT} - 2e^{\frac{3}{2}pT} + 2e^{2pT} \right). \quad (8.9)$$

Тогда ток в диагонали инверторного моста равен:

$$i p = \frac{U_{AB} p}{\frac{1}{pC} + pL + R} = \frac{U_{AB} p \cdot p}{L \left( p^2 + \frac{R}{L} p + \frac{1}{LC} \right)}. \quad (8.10)$$

Корни характеристического уравнения

$$p^2 + \frac{R}{L} p + \frac{1}{LC} = 0 \quad (8.11)$$

имеют следующий вид:  $p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}.$  (8.12)

Если на последовательно соединенные элементы  $L$ ,  $R$ ,  $C$  воздействует единичный скачок напряжения  $U_d$ , то выражение для тока в диагонали инверторного моста:

$$i_1 p = \frac{U_d}{p - p_1 - p - p_2}; \quad (8.13)$$

$$i_1 t = \frac{U_d \cdot e^{p_1 t}}{p_1 - p_2} + \frac{U_d \cdot e^{p_2 t}}{p_2 - p_1} = \frac{U_d \cdot e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \cdot t}{L \cdot \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}}. \quad (8.14)$$

Учитывая уравнения 8.9, 8.13 и 8.14, выражение для тока, протекающего в диагонали инверторного моста, имеет вид:

$$\begin{aligned} i(t) &= i_1(t) - 2i_1(t - T/2) + 2i_1(t - T) - 2i_1(t - 3/2T) + \dots = \\ &= \frac{U_d}{L \cdot \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \left\{ e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \cdot t - \right. \\ &\quad \left. - e^{-\frac{R}{2L}t - T/2} \cdot \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \cdot \left( t - \frac{T}{2} \right) + \right. \\ &\quad \left. + e^{-\frac{R}{2L}t - T} \cdot \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \cdot (t - T) \right\}. \quad (8.15) \end{aligned}$$

Напряжение на конденсаторе  $C$  от воздействия единичного скачка напряжения  $U_d$   $U_1 t$  и напряжение  $U_c t$  изменяется по закону:

$$u_i(t) = U_d \cdot \left[ e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \left( \sqrt{\frac{4L}{C} - R^2} \sin \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \cdot t + \cos \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \cdot t \right) + 1 \right]; \quad (8.16)$$

$$u_c t = u_1 t - 2 \cdot u_1 t - \frac{T}{2} + 2 \cdot u_1 t - T - 2 \cdot u_1 t \cdot \frac{3T}{2} \quad (8.17)$$

Используя уравнения 8.13–8.17, можно построить зависимость  $i t$  и  $u t$  для переходного и установившегося режимов работы и определить максимальное значение напряжения на конденсаторе  $C$  и максимальное значение тока, протекающего через транзисторы. Схема замещения транзисторного последовательного резонансного инвертора напряжения, которая рассчитывается по программе, приведена на рис. 8.5.

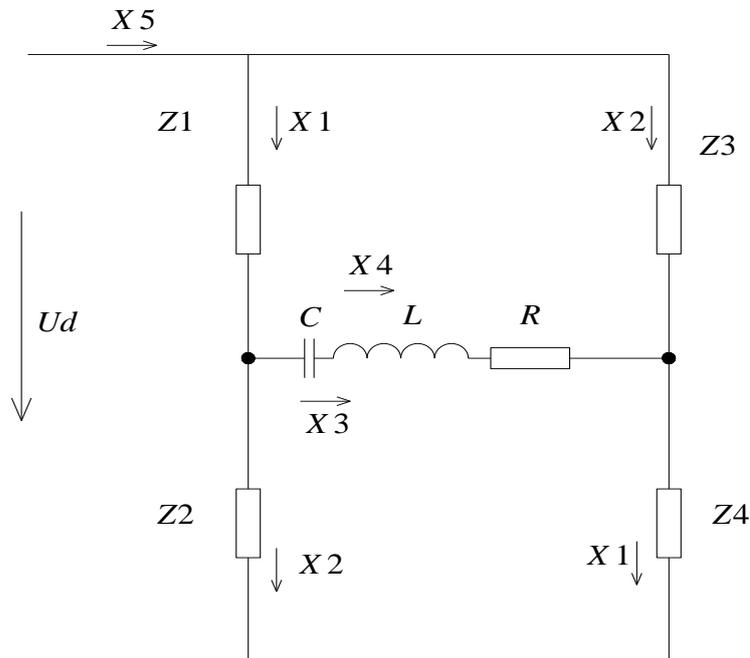


Рис. 8.5. Схема замещения транзисторного последовательного резонансного инвертора напряжения

Схема замещения, приведенная на рис. 8.5, может быть описана следующей системой уравнений:

$$x_1 \cdot z_1 + x_2 \cdot z_2 = U_d - U_1 - U_2; \quad (8.18)$$

$$U_d = x_1 \cdot z_1 + x_4 + L \cdot \frac{dx_3}{dt} + x_3 \cdot R + x_1 \cdot z_4 + 2U_1; \quad (8.19)$$

$$C \cdot \frac{dx_4}{dt} = x_3; \quad (8.20)$$

$$x_1 = x_2 + x_3; \quad (8.21)$$

$$x_5 = x_1 + x_2, \quad (8.22)$$

где  $U_1, U_2$  — пороговые значения напряжения для спрямленных характеристик транзисторов;  $z_1 - z_4$  — динамические сопротивления транзисторов, работающих в режиме насыщения или в режиме отсечки.

В уравнениях 8.19–8.20 производные переменных величин заменяются на комбинацию значений переменных величин, исходя из разложения функции в ряд Тейлора с точностью до второй производной, например:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{3 \cdot x(t_0) - 4 \cdot x(t_1) + x(t_2)}{2 \cdot \Delta T}, \quad (8.23)$$

где  $x(t_1)$  — значение  $x$ , найденное на предыдущем расчетном шаге, в момент времени  $t_1$ ;  $x(t_2)$  — значение  $x$ , найденное на предшествующем предыдущему расчетном шаге, в момент времени  $t_2$ ;  $x(t_0)$  — неизвестное и подлежащее расчету значение  $x$  на следующем расчетном шаге после момента времени  $t$ , в момент времени  $t_0 = t_1 + \Delta T$ ;  $\Delta T = t_2 - t_1 = t_1 - t_0$  — величина расчетного шага по времени.

При использовании уравнения 8.23 исходная система алгебраических и дифференциальных уравнений преобразуется в систему только алгебраических уравнений, которая на каждом расчетном шаге решается классическими методами, например, методом Гаусса. Параметры схемы замещения и значение  $I_d$  рассчитывают по следующим формулам:

$$I_d = \frac{P_1}{U_d} = \frac{8U_d}{\pi^2 \sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + R^2}}; \quad (8.24)$$

$$R = \frac{8U_d \cdot \cos \varphi_1}{\pi^2 \cdot P_1}; \quad (8.25)$$

$$L = \frac{QR}{\omega}; \quad (8.26)$$

$$C = \frac{1}{\omega \cdot \omega \cdot L - R \cdot \operatorname{tg} \varphi_1}. \quad (8.27)$$

## 9. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ УСТАНОВКИ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ОЧИСТКИ

Ультразвуковая очистка различных деталей и устройств широко применяется в машиностроении, автомобилестроении, при производстве часов и во многих других отраслях промышленности, а также в медицине. В качестве преобразователей энергии магнитного и электрического полей в энергию механических колебаний используются магнитострикционные или пьезокерамические преобразователи. В качестве источников питания применяются ламповые, тиристорные или транзисторные генераторы мощностью 1; 1,6; 2,5; 4; 10; 25 кВт и частотой 16, 18, 22 кГц. Выходное напряжение таких генераторов составляет 440 В.

Принципиальная электрическая схема транзисторного инверторного источника для питания магнитострикционного преобразователя мощностью 4 кВт, частотой 18 кГц и напряжением 440 В приведена на рис. 9.1.

Источник питания состоит из трехфазного двухполупериодного выпрямителя на диодах  $VD1-V D6$ , сглаживающего фильтра  $L_{1.1}, L_{1.2}, C_1$ , выходное напряжение которого равно 500 В, регулируемого мостового транзисторного инвертора напряжения  $VT1-V T4, V D7-V D14, V D15-V D18$  последовательного фильтра  $L_3, C_2$ , высокочастотного согласующего трансформатора  $T_1$ , к первичной обмотке которого подключен компенсирующий конденсатор  $C_3$ , магнитострикционного преобразователя (МП) с компенсирующим конденсатором  $C_5$ , трансформатора  $T_2$  и выпрямителей  $VD15-V D18$ , обеспечивающих формирование тока подмагничивания для МП, блокировочного фильтра  $L_5, C_6$  и разделительного конденсатора  $C_4$ . Элементы схемы  $VD9-V D12$  и  $L_2, L_4$  обеспечивают нормальный режим работы силовых транзисторов  $VT1-V T4$  как при индуктивной, так и при

емкостной настройке нагрузки МП в диагонали инверторного моста.

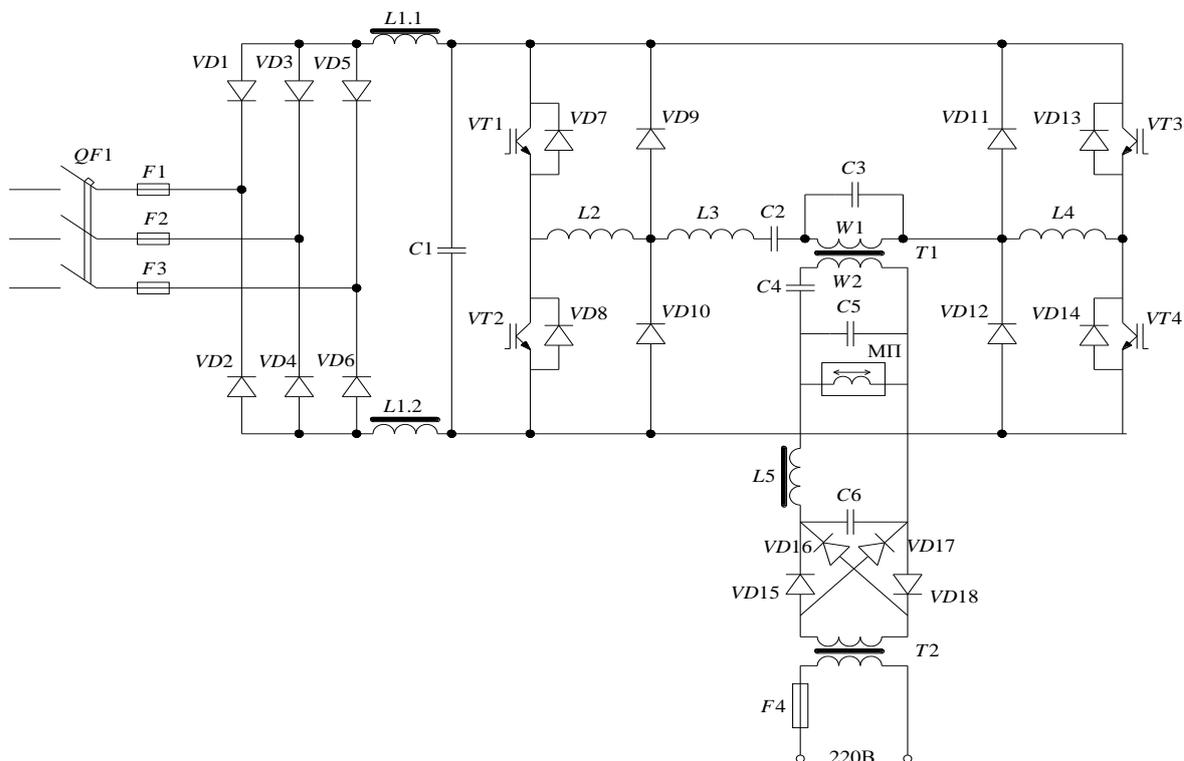


Рис. 9.1. Принципиальная электрическая схема транзисторного инверторного источника питания магнитострикционного преобразователя

Схема замещения МП с подключенным конденсатором  $C_5$  приведена на рис. 9.2.

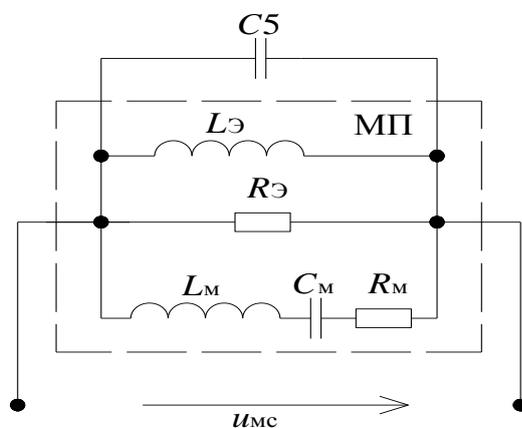


Рис. 9.2. Схема замещения магнитострикционного преобразователя (МП)

В схеме, изображенной на рис. 9.2, использованы следующие обозначения:  $L_3$  — собственная индуктивность заторможенного МП;  $R_3$  — сопротивление потерь на вихревые токи и гистерезис в материале сердечника МП;  $L_M$ ,  $C_M$ ,  $R_M$  — эквивалентны массе, гибкости и сопротивлению механических потерь на внутреннее трение, а также акустическому сопротивлению нагрузки. Для МП, например, марки ПМС 4/18 (4 кВт, 18 кГц, 440 В) при полной нагрузке характерны следующие соотношения параметров:

$$1) Q_M = \frac{\sqrt{\frac{L_M}{C_M}}}{R_M} = \frac{\omega_{M.p} \cdot L_M}{R_M} = \frac{1}{\omega_{M.p} C_M R_M} \approx (5-10), \quad (9.1)$$

$Q_M$  — механическая добротность;

$$2) \operatorname{tg} \varphi_{\text{эКВ}} = \frac{\omega_{M.p} \cdot L_3 \cdot R_3 + R_M}{R_3 \cdot R_M} \approx 1, \quad (9.2)$$

$$\text{где } \omega_{M.p} = \frac{1}{\sqrt{L_M \cdot C_M}}; \quad (9.3)$$

$$3) R_3 \approx 4-5 R_M. \quad (9.4)$$

Величина емкости компенсирующего конденсатора  $C_5$  при работе на частоте механического резонанса  $f_{M.p} = \frac{\omega_{M.p}}{2\pi}$  равна:

$$C_5 = \frac{1}{\omega_{M.p}^2 \cdot L_3}. \quad (9.5)$$

Расчет параметров элементов схемы замещения МП для конкретных соотношений параметров осуществляется по следующим формулам:

$$P_{\text{МП}} = \frac{U_{\text{МП}}^2 \cdot R_3 + R_M}{R_3 \cdot R_M} = \frac{U_{\text{МП}}^2 \cdot \left(1 + \frac{R_M}{R_3}\right)}{R_M}; \quad (9.6)$$

$$R_M = \frac{U_{\text{МП}}^2 \cdot \left(1 + \frac{R_M}{R_3}\right)}{P_{\text{МП}}}; \quad (9.7)$$

$$L_M = \frac{Q_M \cdot R_M}{\omega_{M.p}}; \quad (9.8)$$

$$C_M = \frac{1}{\omega_{M.p} \cdot Q_M \cdot R_M}; \quad (9.9)$$

$$L_5 = \frac{R_M}{\omega_{M.p} \cdot \operatorname{tg} \varphi_{\text{ЭКВ}} \cdot \left(1 + \frac{R_M}{R_5}\right)}. \quad (9.10)$$

На частоте механического резонанса действующее значение тока, протекающего через МП, равно:

$$I_{M.П} = \frac{P_{M.n}}{U_{M.n} \cdot \cos \varphi_{\text{ЭКВ}}}. \quad (9.11)$$

Для эффективной работы МП величину тока подмагничивания, постоянного тока, протекающего через обмотку МП, выбирают приблизительно равной  $0,6 - 0,7 \cdot I_{M.П}$ .

Действующее значение переменной составляющей тока, протекающего через блокировочный дроссель  $L_5$ , выбирается в десять раз меньше, чем  $I_{M.П}$ . Отсюда:

$$L_5 = \frac{U_{M.n}}{0,1 \cdot \omega_{M.p} \cdot I_{M.П}}; \quad (9.12)$$

$$\frac{1}{\omega_{M.p} \cdot C_6} = 0,05 \cdot \omega_{M.p} \cdot L_5; \quad (9.13)$$

$$C_6 = \frac{1}{0,05 \cdot \omega_{M.p}^2 \cdot L_5}. \quad (9.14)$$

При таких соотношениях параметров величина напряжения переменного тока на конденсаторе  $C_6$  составляет приблизительно 20 В, это не приведет к выходу из строя низковольтных диодов VD15–VD18. Нагрузкой для выпрямителя является активное сопротивление проводов обмотки дросселя  $L_5$  и проводов обмотки МП, поэтому для обеспечения необходимого значения тока подмагничивания достаточно напряжения постоянного тока 10–15 В.

Для предотвращения протекания тока подмагничивания через вторичную обмотку силового согласующего трансформатора  $T_1$  включен разделительный конденсатор  $C_4$ , величина емкости которого выбирается равной:

$$C_4 = \frac{1 + \frac{R_m}{R_3}}{0,1 \cdot \omega_{mp} \cdot R_m}. \quad (9.15)$$

Принцип работы и способ регулирования напряжения на нагрузке рассмотрим на примере более простой схемы, приведенной на рис. 9.3.

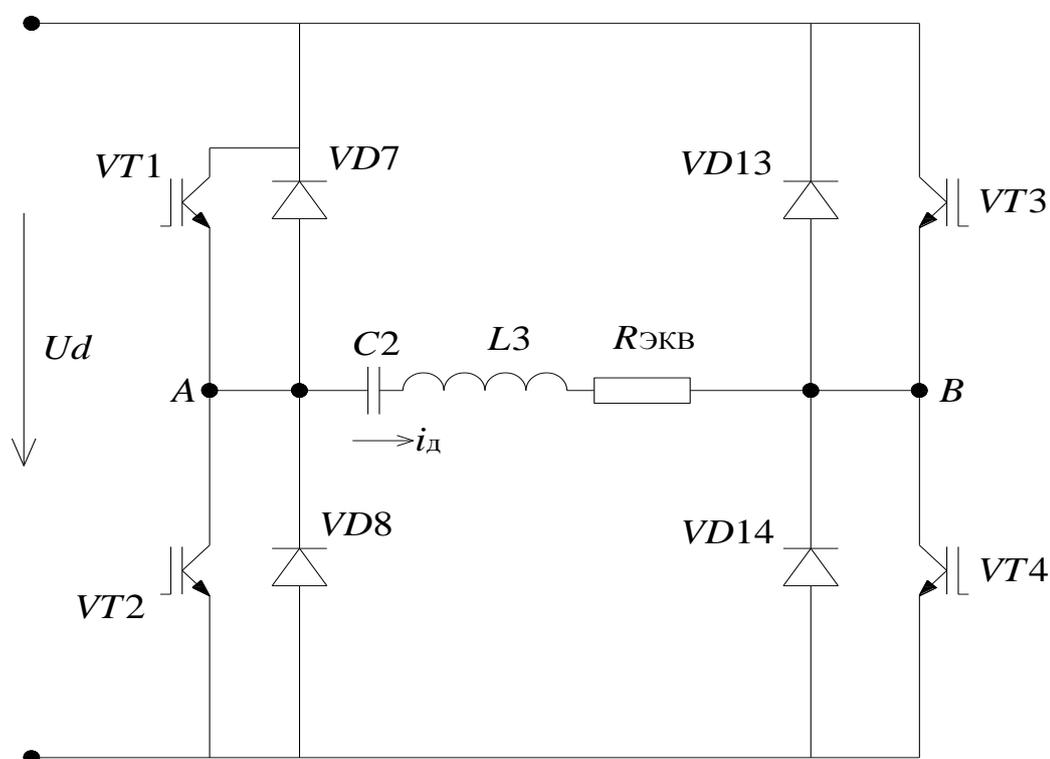


Рис. 9.3. Упрощенная принципиальная электрическая схема транзисторного инверторного источника питания

При трансформации схемы, изображенной на рис. 9.1, в схему, приведенную на рис. 9.3, использованы следующие допущения:  $C_1 \rightarrow \infty$ ,  $u_{C_1} = U_d$ ,  $L_2 = L_4 = 0$ ,  $C_4 \rightarrow \infty$ ,  $L_5 \rightarrow \infty$ ,  $C_6 \rightarrow \infty$ ,  $C_3 = 0$  трансформатор  $T_1$  является идеальным, коэффициент

трансформации которого равен единице, МП работает на частоте механического резонанса. Его реактивный ток полностью скомпенсирован конденсатором  $C_5$ . Тогда в соответствии с принятыми допущениями:

$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_M}{1 + \frac{R_M}{R_3}}. \quad (9.16)$$

Параметры элементов последовательного фильтра выбираются из следующего расчетного соотношения:

$$\omega_{\text{мп}} \cdot L_3 = \frac{1}{\omega_{\text{мп}} \cdot C_2} = R_{\text{ЭКВ}}. \quad (9.17)$$

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, изображенной на рис. 9.3, приведены на рис. 9.4.

При построении временных диаграмм принято также допущение, что транзистор и диоды являются элементами без потерь:

$$T = \frac{2\pi}{\omega_{\text{мп}}} = \frac{2\pi}{\omega}.$$

Амплитудное значение первых гармоник напряжения между точками А и В схемы, напряжение на  $R_{\text{ЭКВ}}$  и ток в диагонали инверторного моста в зависимости от угла сдвига фаз между управляющими импульсами транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VT3$ ,  $VT4$  рассчитываются по следующим формулам:

$$U_{AB,1m} = \frac{4 \cdot U_d \cdot \cos \alpha}{\pi}; \quad (9.18)$$

$$R_{\text{ЭКВ},1m} = \frac{4 \cdot U_d \cdot R_{\text{ЭКВ}} \cdot \cos \alpha}{\pi \cdot \sqrt{\left(\omega L_3 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + R_{\text{ЭКВ}}^2}}; \quad (9.19)$$

$$I_{\text{д},1m} = \frac{4 \cdot U_d \cdot \cos \alpha}{\pi \cdot \sqrt{\left(\omega L_3 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + R_{\text{ЭКВ}}^2}}, \quad (9.20)$$

где  $\alpha = \omega t_\alpha$ ,  $2\alpha$  — угол сдвига фаз между управляющими импульсами транзисторов  $VT1$  и  $VT4$ . Изменяя с помощью управляющего устройства (на рис. 9.1 и рис. 9.3 оно не показано) угол сдвига фаз между управляющими импульсами транзисторов, можно регулировать или стабилизировать напряжение на нагрузке ( $R_{экв}$ , МП).

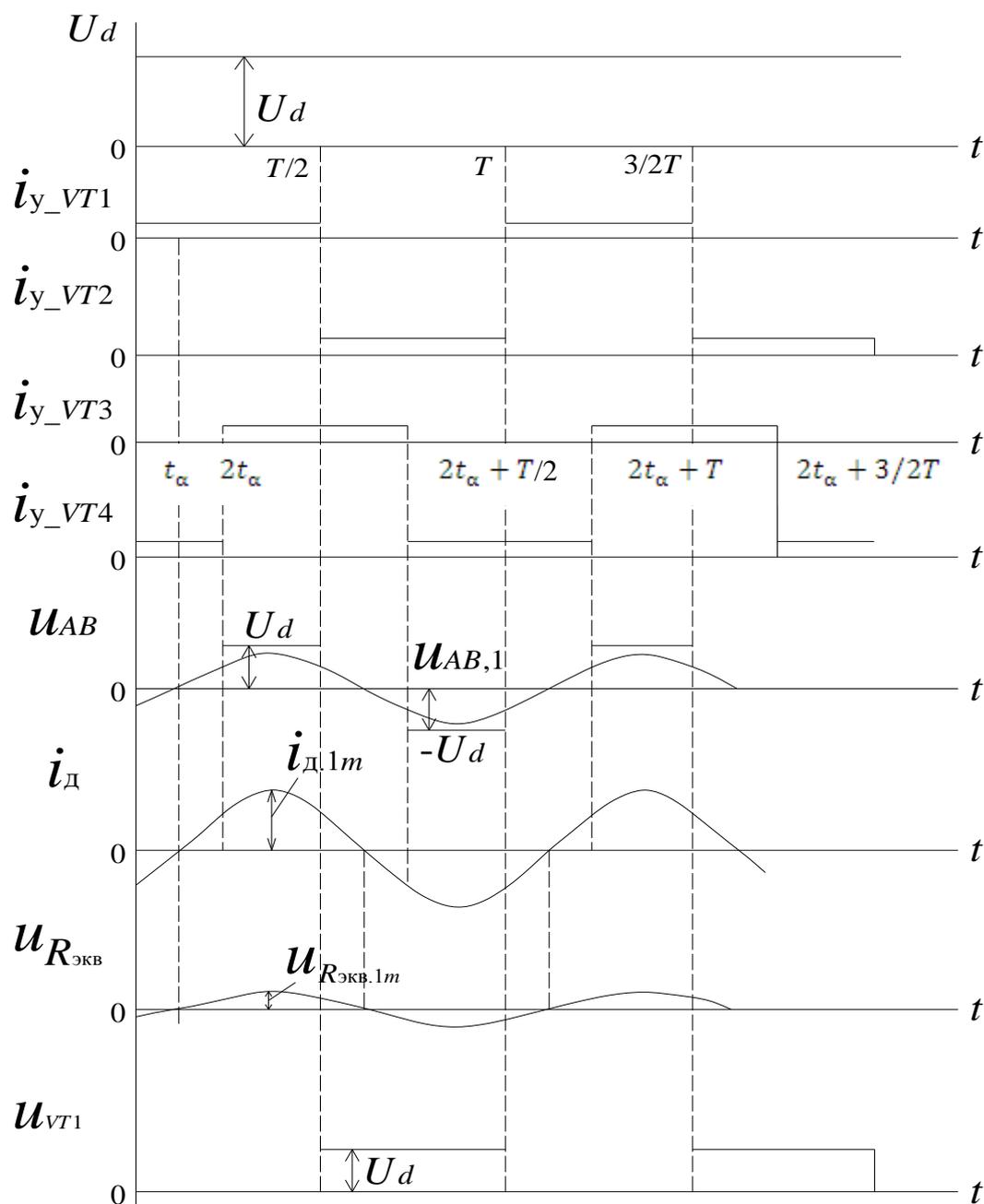


Рис. 9.4. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведенной на рис. 9.3.

Из временных диаграмм видно, что в момент времени  $\frac{T}{2} + 2t_{\alpha}$  включается транзистор  $VT3$  при проводящем ток диоде  $VD14$  и в момент времени  $T + 2t_{\alpha}$  включается транзистор  $VT4$  при проводящем ток диоде  $VD13$ . За счет того, что полупроводниковые диоды проводят ток в обратном направлении в течение приблизительно 0,3–0,5 мкс, а вступающие в работу транзисторы должны находиться в режиме насыщения, многократно возрастают потери при включении транзисторов. Это приводит к выходу транзисторов из строя и их разрушению. Чтобы исключить подобные явления, в схему включены дополнительные диоды  $VD9$ – $VD12$  и дополнительные коммутирующие индуктивности  $L_5$  и  $L_4$  (см. рис. 9.1). За счет этого транзистор  $VT3$  включается при ранее проводившем ток диоде  $VD12$ , и величина обратного тока диода  $VD12$  ограничивается коммутирующей индуктивностью  $L_4$ . Кроме стабилизации амплитуды механических колебаний МП система управления должна формировать частоту управления  $f$ , близкую к частоте механического резонанса МП.

Функциональная схема системы автоматической подстройки частоты на частоту резонанса механических колебаний МП приведена на рис. 9.5.



Рис. 9.5. Функциональная схема системы автоматической подстройки частоты

Угол сдвига фаз  $\phi_m$  между током механической ветви  $i_m$  и напряжением  $u_{МП}$  определяется из следующего уравнения:

$$\operatorname{tg}\phi_m = \frac{\omega \cdot Q_M}{\omega_{\text{мр}}} \cdot \left( 1 - \frac{\omega_{\text{мр}}^2}{\omega^2} \right) \quad (9.21)$$

Если  $\omega > \omega_{\text{мр}}$ , ток  $i_m$  отстает по фазе от напряжения  $u_{МП}$  и  $\phi_m > 0$ . Если  $\omega < \omega_{\text{мр}}$ , ток  $i_m$  опережает по фазе от напряжения  $u_{МП}$  и  $\phi_m < 0$ .

Схемным путем сравнительно легко реализовать формирование напряжения, среднее значение которого пропорционально  $\phi_m$ . Временные диаграммы, поясняющие формирование такого напряжения, приведены на рис. 9.6. Пунктиром на рисунке показано напряжение, которое на  $90^\circ$  опережает напряжение  $u_{МП}$ .

Среднее напряжение  $u_{\text{д.ф.}}$  пропорционально фазе и равно:

$$U_{\text{д.ф.}} = \frac{U_{\text{макс}} \cdot \phi_m}{180^\circ} + \frac{U_{\text{макс}}}{2}. \quad (9.22)$$

Для обеспечения автоматической подстройки частоты на частоту механического резонанса передаточные характеристики  $U_{\text{упр.}} = f \varepsilon$ ,  $f = f U_{\text{упр.}}$ ,  $f = f \varepsilon$  должны иметь вид, представленный соответственно на рис. 9.7, 9.8 и 9.9.

Точность поддержания заданного значения  $\phi_m$  определяется отношением  $\varepsilon_{\text{гр}}$  к  $U_{\text{зад}}$ :

$$\gamma = \frac{\varepsilon_{\text{гр}}}{U_{\text{зад}}}. \quad (9.23)$$

По приведенным выше уравнениям можно рассчитать параметры элементов схемы замещения МП (рис. 9.10) при заданных значениях  $P_{\text{МП}}$ ,  $f_{\text{м.р.}}$ ,  $Q_M \cdot \frac{R_3}{R_M}$ ,  $\operatorname{tg}\phi_{\text{экв}}$ .

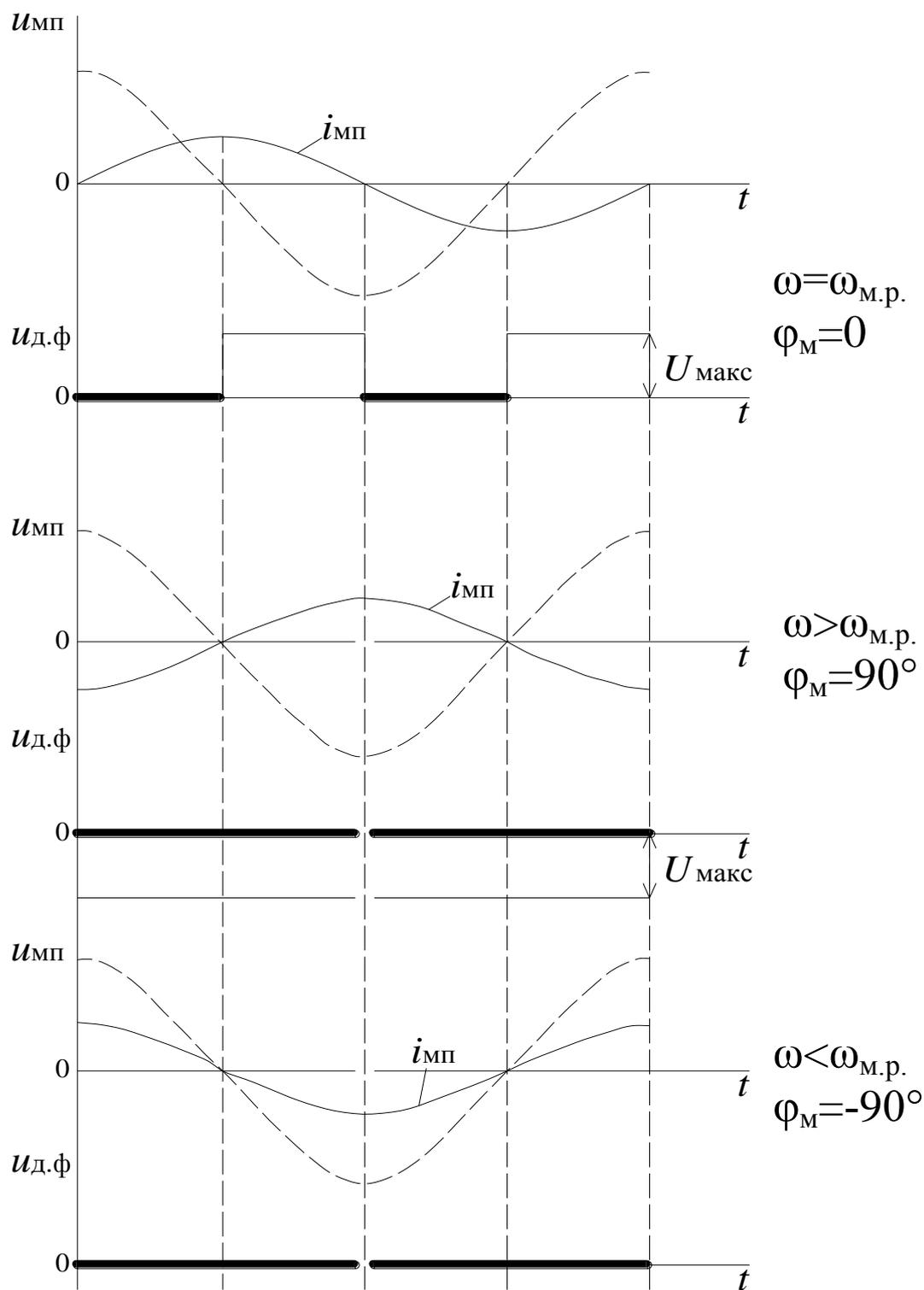


Рис. 9.6. Временные диаграммы, поясняющие формирование напряжения, среднее напряжение которого пропорционально  $\phi_M$

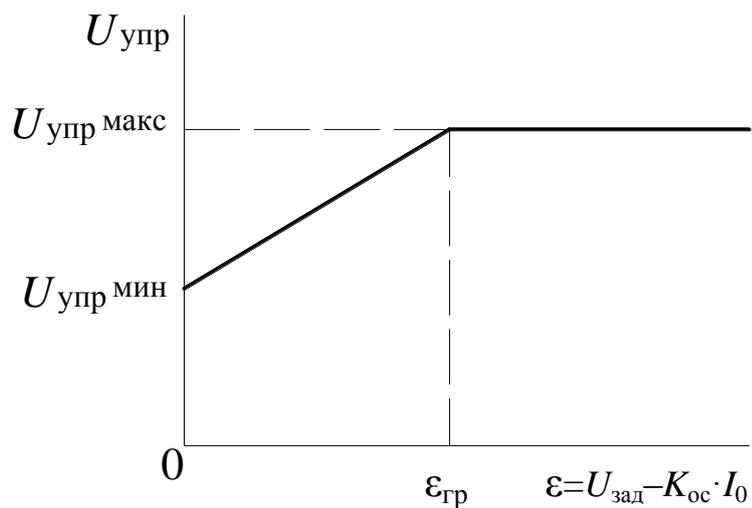


Рис. 9.7. Зависимость  $U_{упр} = f \ \varepsilon$

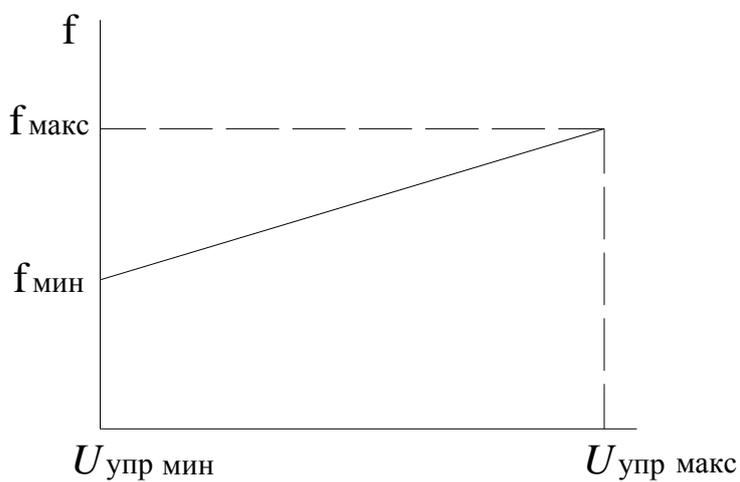


Рис. 9.8. Зависимость  $f = f \ U_{упр}$ .

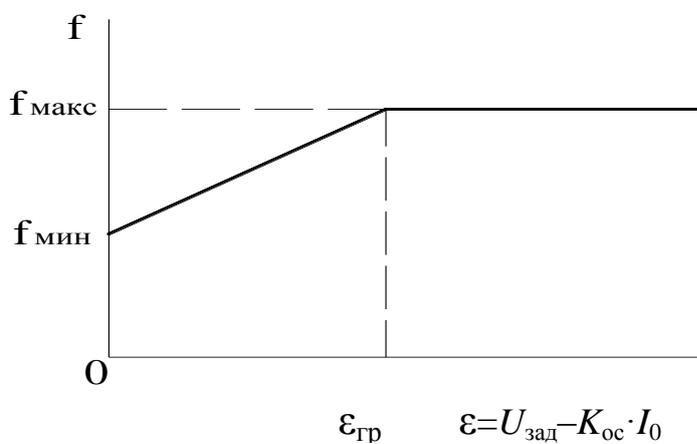


Рис. 9.9. Зависимость  $f = f \ \varepsilon$

Для элементов схемы замещения МП на рис. 9.10 использованы следующие обозначения  $L_M L_7$ ,  $C_M C_4$ ,  $R_M R_6$ ,  $R_3 R_5$ ,  $L_3 L_6$  компенсирующий конденсатор  $C_K C_3$ .

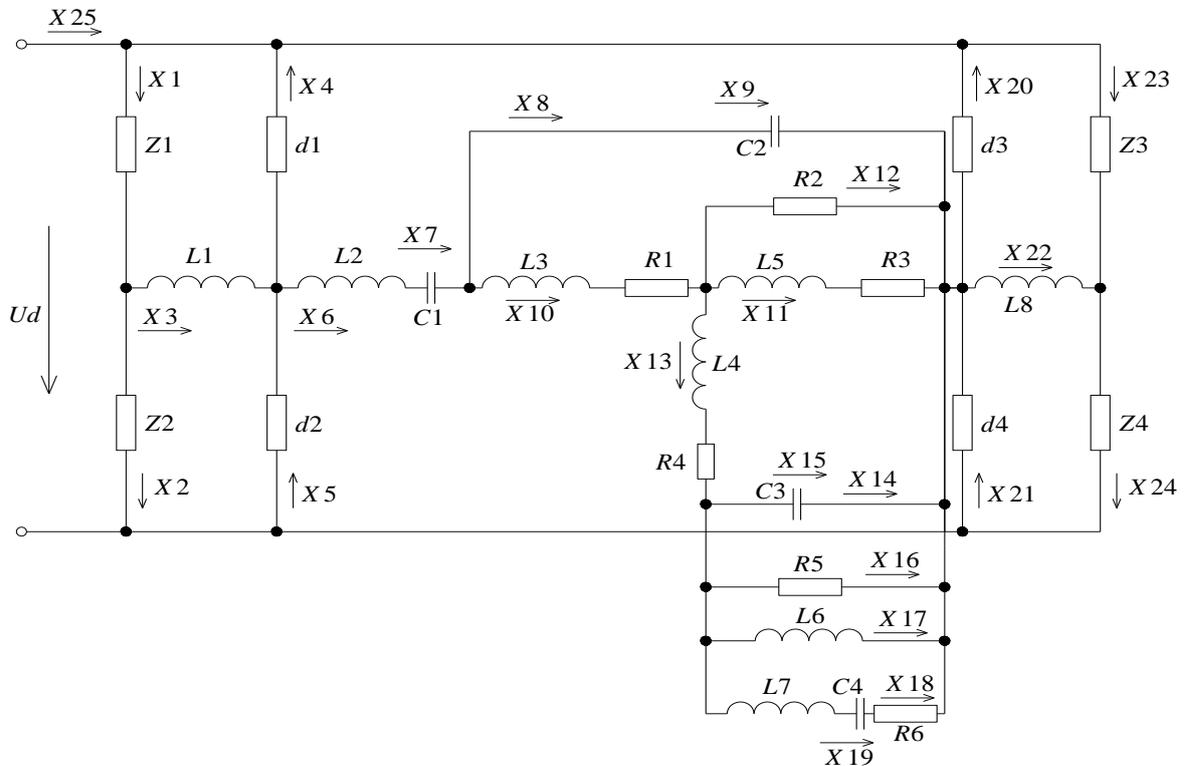


Рис. 9.10. Схема замещения транзисторного инверторного источника питания

Схема замещения, изображенная на рис. 9.10, может быть описана следующей системой алгебраических и дифференциальных уравнений:

$$x_1 \cdot z_1 + x_2 \cdot z_2 = U_d - U_1 - U_2; \quad (9.24)$$

$$x_1 \cdot z_1 + L_1 \cdot \frac{dx_3}{dt} - x_5 \cdot d_2 = U_d - U_1 + U_5; \quad (9.25)$$

$$-x_4 \cdot d_1 - L_1 \cdot \frac{dx_3}{dt} + x_2 \cdot z_2 = U_d + U_4 - U_2; \quad (9.26)$$

$$x_1 \cdot z_1 + L_1 \cdot \frac{dx_3}{dt} + L_2 \cdot \frac{dx_6}{dt} + x_7 + x_9 + L_8 \cdot \frac{dx_{22}}{dt} + x_{24} \cdot z_4 = U_d - U_1 - U_4; \quad (9.27)$$

$$x_{23} \cdot z_3 + x_{24} \cdot z_4 = U_d - U_3 - U_4; \quad (9.28)$$

$$x_{23} \cdot z_3 - L_8 \cdot \frac{dx_{22}}{dt} - x_{21} \cdot d_4 = U_d - U_3 + U_8; \quad (9.29)$$

$$-x_{20} \cdot d_3 + L_8 \cdot \frac{dx_{22}}{dt} + x_{24} \cdot z_4 = U_d + U_7 - U_4; \quad (9.30)$$

$$C_1 \cdot \frac{dx_7}{dt} = x_6; \quad (9.31)$$

$$C_2 \cdot \frac{dx_9}{dt} = x_8; \quad (9.32)$$

$$L_3 \cdot \frac{dx_{10}}{dt} + x_{10} \cdot R_1 + x_{12} \cdot R_2 - x_9 = 0; \quad (9.33)$$

$$-x_{12} \cdot R_2 + L_5 \cdot \frac{dx_{11}}{dt} + x_{11} \cdot R_3 = 0; \quad (9.34)$$

$$-x_{12} \cdot R_2 + L_4 \cdot \frac{dx_{13}}{dt} + x_{13} \cdot R_4 + x_{15} = 0; \quad (9.35)$$

$$C_3 \cdot \frac{dx_{15}}{dt} = x_{14}; \quad (9.36)$$

$$-x_{15} + x_{16} \cdot R_5 = 0; \quad (9.37)$$

$$-x_{15} + L_6 \cdot \frac{dx_{17}}{dt} = 0; \quad (9.38)$$

$$-x_{15} + L_7 \cdot \frac{dx_{18}}{dt} + x_{19} + x_{18} \cdot R_6 = 0; \quad (9.39)$$

$$C_4 \cdot \frac{dx_{19}}{dt} = x_{18}; \quad (9.40)$$

$$x_1 = x_2 + x_3; \quad (9.41)$$

$$x_3 + x_5 = x_4 + x_6; \quad (9.42)$$

$$x_6 = x_8 + x_{10}; \quad (9.43)$$

$$x_{10} = x_{12} + x_{11} + x_{13}; \quad (9.44)$$

$$x_{13} = x_{14} + x_{16} + x_{17} + x_{18}; \quad (9.45)$$

$$x_6 + x_{21} = x_{20} + x_{22}; \quad (9.46)$$

$$x_{24} = x_{22} + x_{23}; \quad (9.47)$$

$$x_{25} = x_1 - x_4 - x_{20} + x_{23}, \quad (9.48)$$

где  $U_1 - U_4$  — пороговые значения напряжения для спрямленных характеристик транзисторов;  $z_1 - z_4$  — динамические

сопротивления транзисторов, работающими в режиме насыщения или в режиме отсечки;  $U_5 - U_8$  — пороговые значения напряжения для спрямленных характеристик диодов  $d_1 - d_4$ ;  $z_5 - z_8$  — динамические сопротивления диодов для интервалов их открытого или закрытого состояния.

В уравнениях 9.25–9.27, 9.29–9.36, 9.38–9.40 производные переменных величин заменяются на комбинацию значений переменных величин, исходя из разложения функции в ряд Тейлора с точностью до второй производной, например:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{3 \cdot x(t_0) - 4 \cdot x(t_1) + x(t_2)}{2 \cdot \Delta T}, \quad (9.49)$$

где  $x(t_1)$  — значение  $x$ , найденное на предыдущем расчетном шаге, в момент времени  $t_1$ ;  $x(t_2)$  — значение  $x$ , найденное на предшествующем предыдущему расчетном шаге, в момент времени  $t_2$ ;  $x(t_0)$  — неизвестное и подлежащее расчету значение  $x$  на следующем расчетном шаге после момента времени  $t$ , в момент времени  $t_0 = t_1 + \Delta T$ ;  $\Delta T = t_2 - t_1 = t_1 - t_0$  — величина расчетного шага по времени.

С учетом уравнения 9.49 исходная система алгебраических и дифференциальных уравнений преобразуется в систему только алгебраических уравнений, которая на каждом расчетном шаге решается классическими методами, например, методом Гаусса. Конкретные значения  $z_1 - z_4$ ,  $d_1 - d_4$ ,  $U_1 - U_8$  для каждого расчетного задания задает преподаватель. Параметры элементов схемы замещения силового согласующего высокочастотного трансформатора (рис. 9.9) рассчитываются по следующим формулам:

$$R_1 = R_4 = \frac{P_{к.з.}}{2 \cdot I_{w1,ном}}; \quad (9.50)$$

$$L_5 = \frac{1,1 \cdot U_{м.п.}}{2\pi \cdot f_{м.р.} \cdot I_{xx}}; \quad (9.51)$$

$$R_2 = \frac{1,1 \cdot U_{\text{М.П.}}^2 \cdot 2}{P_{\text{xx}}}; \quad (9.52)$$

$$L_3 = L_4 = \frac{U_{\text{к.з.}}}{4\pi \cdot f_{\text{М.р.}} \cdot I_{\text{w1,ном}}}; \quad (9.53)$$

$$R_3 = \frac{P_{\text{xx}}}{2 \cdot I_{\text{xx}}^2}; \quad (9.54)$$

$$I_{\text{w1,ном}} = \frac{S_{\text{ном}}}{1,1U_{\text{М.П.}}}, \quad (9.55)$$

где  $S_{\text{ном}}$  — расчетная мощность трансформатора;  $U_{\text{М.П.}}$  — номинальное значение напряжения, прикладываемого к первичной обмотке трансформатора;  $I_{\text{w1,ном}}$  — номинальное значение тока, протекающего через первичную обмотку трансформатора;  $f$  — частота следования управляющих импульсов транзисторов.

Величина емкости компенсирующего конденсатора  $C_2$  (рис. 9.10) равна:

$$C_2 \approx \frac{1}{2\pi f_{\text{М.р.}}^2 \cdot L_5}. \quad (9.56)$$

## 10. ЛАМПОВЫЙ ГЕНЕРАТОР ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА И ЗАКАЛКИ МЕТАЛЛОВ

Ламповые автогенераторы (генераторы с самовозбуждением) применяются в качестве источников питания электротермических установок, предназначенных для плавки, нагрева и закалки различных металлических материалов и деталей. Они выпускаются промышленностью на стандартные частоты 66, 440, 880 кГц, 1,76; 5,28; 13,26; 27,12 МГц и стандартные мощности 4, 10, 25, 40, 60, 100, 160, 250, 400, 600, 1000 кВт.

Принципиальная электрическая схема одноконтурного лампового генератора с независимым возбуждением приведена на рис. 10.1.

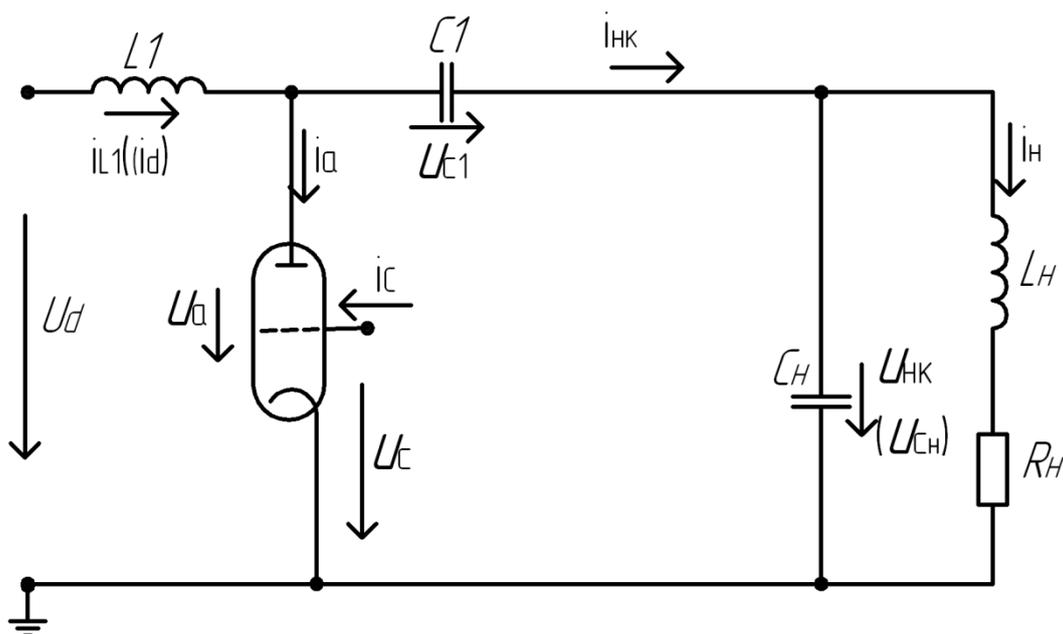


Рис. 10.1. Принципиальная электрическая схема одноконтурного лампового генератора с независимым возбуждением

На сетку генераторной лампы от независимого источника питания поступает напряжение  $u_c$ , которое изменяется по закону:

$$u_c t = -U_{c0} + U_{c,lm} \cdot \sin \omega t .$$

Под действием импульсов напряжения, поступающих на сетку генераторной лампы, генераторная лампа периодически открывается и закрывается. На интервале закрытого состояния

генераторной лампы формируется положительная полуволна тока, протекающего через нагрузочный колебательный контур ( $L_H, R_H, C_H$ ), а на интервале открытого состояния генераторной лампы — отрицательная полуволна тока, протекающего через нагрузочный колебательный контур. Частота следования импульсов тока  $\omega$  равна частоте импульсов, поступающих на сетку генераторной лампы, и выбирается равной резонансной частоте нагрузочного колебательного контура  $\omega_{н,рез}$ . Таким образом, в нагрузочном колебательном контуре имеет место резонанс токов.

Так как добротность нагрузочного колебательного контура  $Q_{нк} = \frac{\sqrt{L_H/C_H}}{R_H}$  в установках индукционного нагрева и закалки на частотах 66 кГц и выше всегда больше 5–10, то напряжение на нагрузочном колебательном контуре  $u_{нк}$ , несмотря на то, что форма тока  $i_{нк}$  не является синусоидальной, можно считать синусоидальным, и, для упрощения анализа, содержащим только первую гармонику. Для получения простых аналитических выражений, описывающих работу лампового генератора при независимом возбуждении, принимаются следующие допущения:

1. Сглаживающий дроссель  $L_1$  полностью «сглаживает» ток  $i_d = I_d$ ;

2. Напряжение на накопительном (разделительном) конденсаторе  $C_1$  полностью сглажено,  $u_{c1} = U_d$ ;

3. Форма тока анода генераторной лампы на интервале проводимости лампы повторяет форму напряжения  $u_c$ , подаваемого на сетку генераторной лампы, сдвиг по фазе между первыми гармониками анодного тока и напряжения на сетке равен нулю.

4. Частота  $\omega$  напряжения на сетке генераторной лампы  $u_c \ t = -U_{c0} + U_{c,1m} \cdot \sin \omega t$  равна резонансной частоте нагрузочного колебательного контура  $\omega_{нк,рез} = \frac{1}{\sqrt{L_H/C_H}} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{Q_{нк}^2}}$ ;

5. Напряжение на нагрузочном колебательном контуре изменяется по закону  $u_{нк} \ t = U_{нк,1m} \cdot \sin \omega t$ .

В соответствии с принятыми допущениями на рис. 10.2. приведены временные диаграммы, поясняющие работу лампового генератора при независимом возбуждении.

На интервале открытого состояния генераторной лампы при принятых допущениях ток анода генераторной лампы изменяется по закону:

$$i_a \omega t = \frac{I_{a.\max} \cdot \cos \omega t - \cos \theta_a}{1 - \cos \theta_a}, \quad (10.1)$$

если принять, что при  $t=0$  ( $i_a=I_{a.\max}$ ).

Тогда постоянная составляющая тока анода равна:

$$\begin{aligned} I_{a.0} &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_a} i_a \omega t d \omega t = \frac{I_{a.\max} \cdot \sin \theta_a - \theta_a \cdot \cos \theta_a}{\pi (1 - \cos \theta_a)} = \\ &= \alpha_{0,a} \cdot I_{a.\max} = I_d = I_{L1.0}, \end{aligned} \quad (10.2)$$

где

$$\alpha_{0,a} = \frac{\sin \theta_a - \theta_a \cdot \cos \theta_a}{\pi (1 - \cos \theta_a)}. \quad (10.3)$$

Амплитудное значение гармонических составляющих анодного тока  $I_{a.km}$  определяется из следующего уравнения:

$$I_{a.km} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_a} i_a \omega t \cdot \cos k \omega t \cdot d \omega t \quad \text{при } k = 1, 2, 3 \dots \quad (10.4)$$

Амплитудное значение первой гармоники анодного тока  $I_{a.1m}$  равно:

$$I_{a.1m} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_a} i_a \omega t \cdot \cos \omega t d \omega t = \frac{I_{a.\max} \cdot \left( \theta_a - \frac{\sin 2 \cdot \theta_a}{2} \right)}{\pi \cdot (1 - \cos \theta_a)} = \alpha_{1,a} \cdot I_{a.\max} \quad (10.5)$$

где

$$\alpha_{1,a} = \frac{\theta_a - \frac{\sin 2 \cdot \theta_a}{2}}{\pi \cdot (1 - \cos \theta_a)}. \quad (10.6)$$

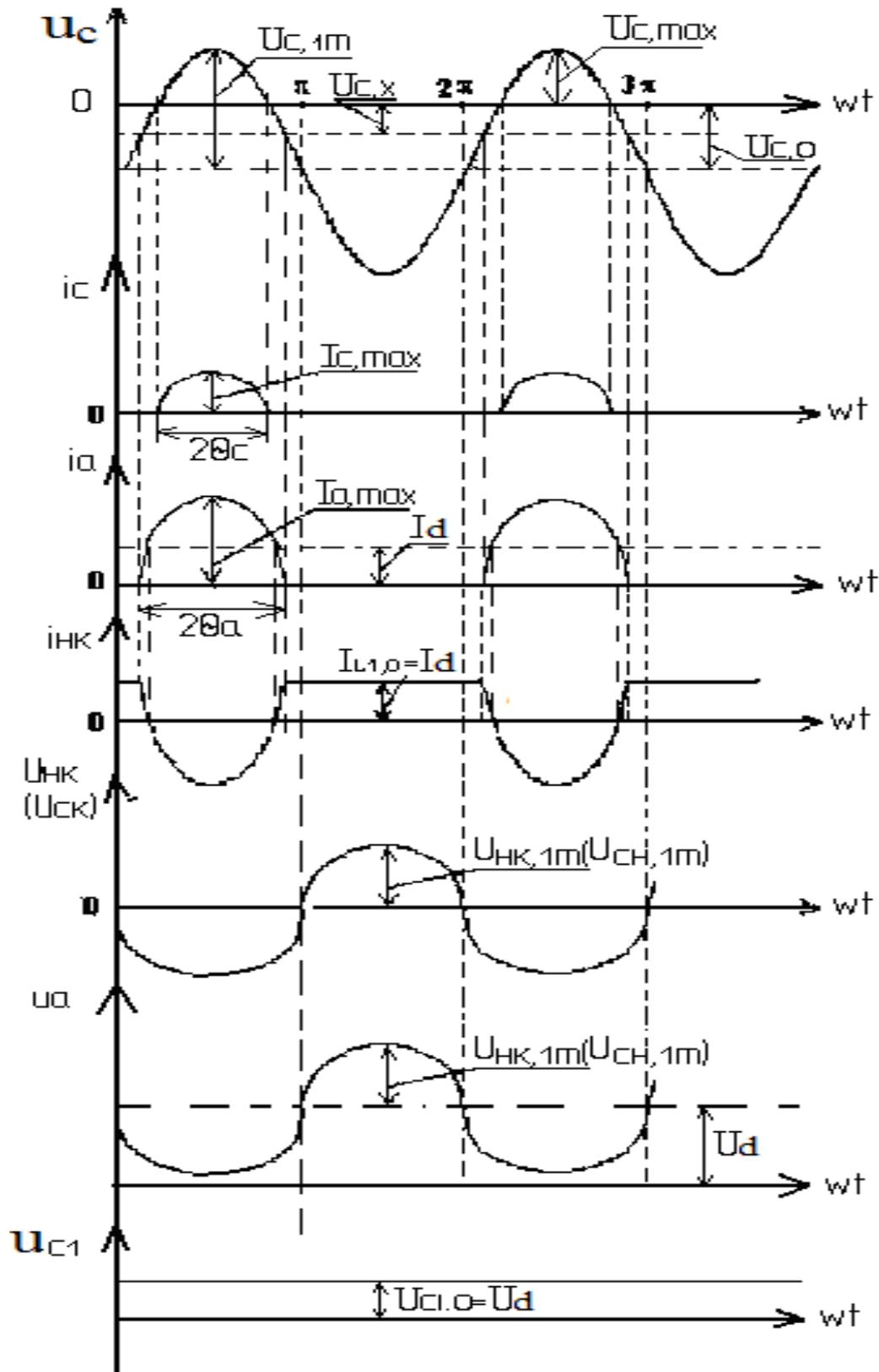


Рис. 10.2. Временные диаграммы, поясняющие работу одноконтурного лампового генератора с независимым возбуждением

Амплитудное значение гармонических составляющих тока, протекающего через нагрузочный колебательный контур  $I_{нк.км} = I_{а.км}$ , так как  $I_{L1.км} = I_{а.км} + I_{нк.км}$ , а ток  $I_{L1} I_d = 0 I_{L1}(I_d)$  полностью сглажен и поэтому  $I_{L1.км} = 0$ .

Амплитудное значение первой гармоники напряжения на нагрузочном колебательном контуре  $U_{нк.1m}$  равно:

$$U_{нк.1m} = I_{нк.1m} \cdot R_{эқв.1} = I_{а.1m} \cdot R_{эқв.1}, \quad (10.7)$$

где эквивалентное сопротивление нагрузочного колебательного контура, настроенного на резонанс на первой гармонике, имеет вид:

$$R_{эқв.1} = \frac{L_H}{C_H \cdot R_H}. \quad (10.8)$$

На второй гармонике сопротивление нагрузочного колебательного контура носит емкостной характер и приблизительно в  $2Q_{нк}$  меньше, чем  $R_{эқв.1}$  и поэтому можно считать справедливым принятое ранее допущение о синусоидальности напряжения на нагрузочном колебательном контуре.

Для расчета режима работы и параметров элементов лампового генератора при независимом возбуждении целесообразно использовать следующий порядок расчета.

1. Исходные данные для расчета: тип генераторной лампы,  $U_d$ ,  $\xi = \frac{U_{нк.1m}}{U_d}$ ,  $P_{нк}$ ,  $\omega$ ,  $Q_{нк}$ .

2. Амплитудное значение первой гармоники напряжения на нагрузочном контуре:  $U_{нк.1m} = \xi \cdot U_d$ .

3. Амплитудное значение первой гармоники тока анода генераторной лампы:

$$I_{нк.1m} = I_{а.1m} = \frac{2 \cdot P_{нк}}{U_{нк.1m}}. \quad (10.9)$$

4. Максимальное значение тока анода генераторной лампы:

$$I_{а.маx} = \frac{I_{а.1m}}{\alpha_{1a}}. \quad (10.10)$$

5. Среднее значение тока анода генераторной лампы:

$$I_{a.0} = I_d = I_{L1.0} = \alpha_{0,a} \cdot I_{a.\max} \quad (10.11)$$

6. Мощность, потребляемая от выпрямителя:

$$P_d = U_d \cdot I_d \quad (10.12)$$

7. Мощность потерь на аноде генераторной лампы:

$$P_{ан} = P_d - P_{нк} \quad (10.13)$$

8. Коэффициент полезного действия:

$$\eta = \frac{P_{нк}}{P_d} = \frac{U_{нк.1m} \cdot I_{нк.1m}}{2 \cdot U_d \cdot I_d} = \frac{1}{2} \cdot \xi \cdot \frac{\alpha_{1a}}{\alpha_{0a}} \quad (10.14)$$

9. Эквивалентное сопротивление нагрузочного контура для первой гармоники тока:

$$R_{эKB.1} = \frac{U_{нк.1m}}{I_{нк.1m}} \quad (10.15)$$

10. Активное сопротивление нагрузки:

$$r_n = \frac{R_{эKB.1}}{Q_{нк}^2} \quad (10.16)$$

11. Индуктивность нагрузки:

$$L_n = \frac{R_n}{\omega} \cdot \sqrt{Q_{нк}^2 - 1} \quad (10.17)$$

12. Емкость нагрузочного колебательного контура:

$$C_n = \frac{\sqrt{1 - \frac{1}{Q_{нк}^2}}}{Q_{нк} \cdot R_n \cdot \omega} \quad (10.18)$$

13. На анодных характеристиках лампы (например ГУ-66А), приведенных на рис. 10.3, проводим вертикальную линию из точки  $I_a = 0$  и  $U_a = U_d - U_{нк.1}$  и горизонтальную линию из точки  $U_d = 0$  и  $I_a = I_{a.\max}$ . По точке пересечения этих линий найдем максимальное значение напряжения на сетке генераторной лампы и обозначим его через  $U_{c.\max}$ .

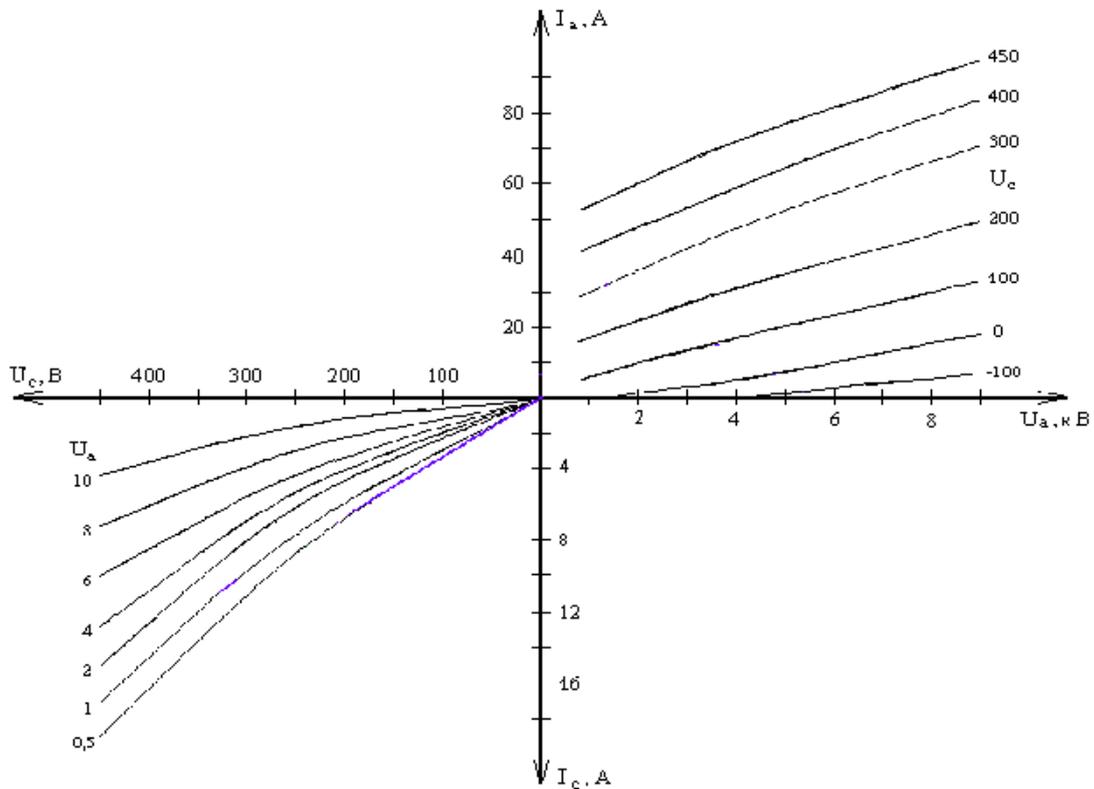


Рис. 10.3. Анодно-сеточные характеристики генераторной лампы ГУ-66А

14. На анодных характеристиках лампы строим зависимость  $I_a = f U_a$  при  $I_a = i_a \omega t$  и  $U_a = u_a \omega t$  :

$$i_a \omega t = \frac{I_{a.\max} \cdot \cos \omega t - \cos \theta_a}{1 - \cos \theta_a}; \quad (10.19)$$

$$U_a \omega t = U_d - U_{\text{нк.1м}} \cdot \cos \omega t, \quad (10.20)$$

где  $\omega t$  задаем в диапазоне от  $-i_a$  до  $+i_a$  через  $10^\circ$ .

15. По точкам пересечений анодных характеристик генераторной лампы и линии  $I_a = f U_a$ , построенной по уравнениям 10.19 и 10.20, строим динамическую анодно-сеточную характеристику  $I_a = f U_c$ .

16. По линейному участку динамической анодно-сеточной характеристики определяем динамическую крутизну лампы

$$S_{\text{дин}} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a} \text{ и напряжение на сетке } U_{c.x} \text{ при котором } I_a = 0.$$

17. Амплитудное значение переменной составляющей напряжения на сетке генераторной лампы  $U_{c,1m}$ :

$$U_{c,1m} = \frac{U_{c,max} + |U_{c,x}|}{1 - \cos \theta_a}. \quad (10.21)$$

18. Постоянная составляющая напряжения на сетке генераторной лампы  $U_{c,0}$  и  $\cos \theta_c$  равны:

$$U_{c,0} = U_{c,1m} - U_{c,max}; \quad (10.22)$$

$$\cos \theta_c = \frac{U_{c,0}}{U_{c,1m}}, \quad (10.23)$$

где  $\theta_c$  – угол проводимости тока сетки генераторной лампы.

19. Постоянная составляющая сеточного тока  $I_{c,0}$ :

$$I_{c,0} = \alpha_{0,c} \cdot I_{c,max}, \quad (10.24)$$

где  $\alpha_{0,c} = \frac{\sin \theta_c - \theta_c \cdot \cos \theta_c}{\pi (1 - \cos \theta_c)}$ , а  $I_{c,max}$  находим из сеточной

характеристики при  $U_c = U_{c,max}$  для  $U_a = U_d - U_{нк,1m}$ .

20. Амплитудное значение первой гармоники тока сетки генераторной лампы:

$$I_{c,1m} = \alpha_{1,c} \cdot I_{c,max}, \quad (10.25)$$

где  $\alpha_{1,c} = \frac{\theta_c - \frac{\sin 2\theta_c}{2}}{\pi (1 - \cos \theta_c)}$ .

21. Сопротивление сетки для первой гармоники сеточного тока:

$$R_{c,1} = \frac{U_{c,1m}}{I_{c,1m}}. \quad (10.26)$$

22. По точкам динамической анодно-сеточной характеристики и линии  $I_a = f U_a$  строим на сеточной характеристике генераторной лампы динамическую сеточную характеристику. Из

динамической характеристики находим  $I_{c.\max}$  при  $U_{c.\max}$  и  $U_a = U_d - U_{\text{нк.1m}}$  и сопротивление сетки:

$$R_c = \frac{U_{c.\max}}{I_{c.\max}}. \quad (10.27)$$

23. Мощность потерь на сетке генераторной лампы:

$$P_c = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_c} i_c \omega t \cdot U_c \omega t \cdot d \omega t ; \quad (10.28)$$

$$i_c \omega t = \frac{I_{c.\max} \cdot \cos \omega t - \cos \theta_c}{\pi \cdot 1 - \cos \theta_c}; \quad (10.29)$$

$$u_c \omega t = U_{c.1m} \cdot \cos \omega t - \cos \theta_c. \quad (10.30)$$

$$P_c = \frac{1}{2} \cdot U_{c.1m} \cdot I_{c.1m} - U_{c.0} \cdot I_{c.0}. \quad (10.31)$$

24. Амплитудное значение первой гармоники переменной составляющей напряжения на накопительном (разделительном) конденсаторе  $C_1$  принимаем равным:

$$U_{c1.1m} = \frac{I_{\text{нк.1m}}}{\omega \cdot C_1} \approx 0,05 \cdot U_{\text{нк.1m}} = 0,05 \cdot I_{\text{нк.1m}} \cdot R_{\text{эКВ.1}}. \quad (10.32)$$

25. Величина емкости конденсатора  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{1}{0,05 \cdot \omega \cdot R_{\text{эКВ.1}}}. \quad (10.33)$$

26. Амплитудное значение первой гармоники переменной составляющей тока, протекающего через сглаживающий дроссель  $L_1$ , принимаем равным:

$$I_{L1.1m} = \frac{U_{\text{нк.1m}}}{\omega_1 \cdot L_1} \approx 0,05 \cdot I_{a.0} = 0,05 \cdot \frac{\alpha_{0,a}}{\alpha_{1,a}} \cdot I_{\text{нк.1m}} = 0,05 \cdot \frac{\alpha_{0,a}}{\alpha_{1,a}} \cdot \frac{U_{\text{нк.1m}}}{R_{\text{эКВ.1}}}. \quad (10.34)$$

27. Величина индуктивности сглаживающего дросселя  $L_1$ :

$$L_1 = \frac{\alpha_{0,a}}{\alpha_{1,a}} \cdot \frac{R_{\text{эКВ.1}}}{0,05 \cdot \omega}. \quad (10.35)$$

В промышленных ламповых генераторах в основном применяют генераторы с самовозбуждением, или ламповые автогенераторы. В таких генераторах напряжение на сетке

генераторной лампы формируют с помощью сеточной цепи обратной связи, которую подключают к нагрузочному колебательному контуру. Принципиальная электрическая схема одноконтурного лампового автогенератора приведена на рис 10.4.

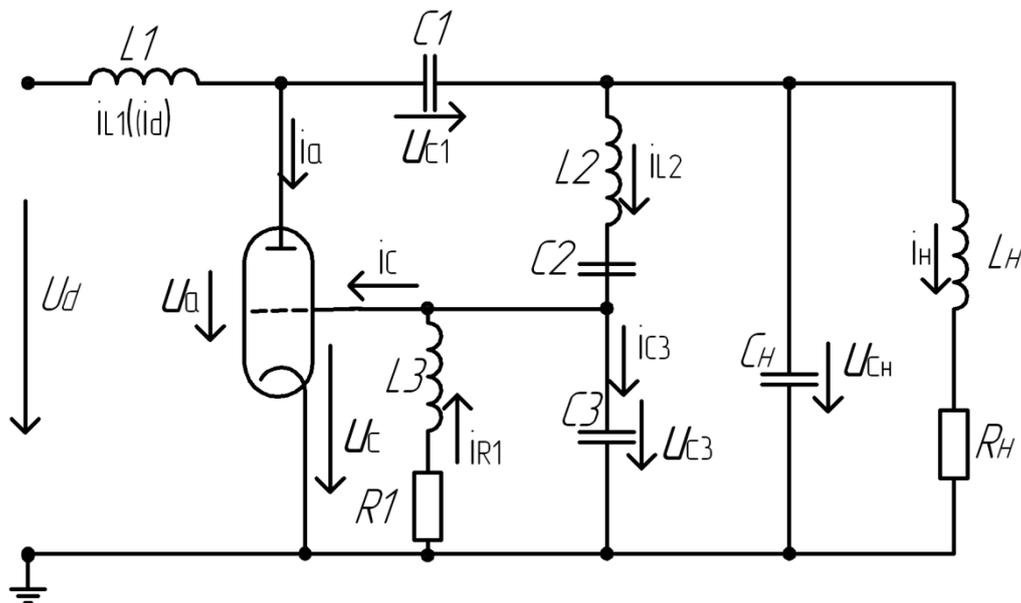


Рис. 10.4. Принципиальная электрическая схема одноконтурного лампового автогенератора (генератора с самовозбуждением)

Элементы схемы  $L_2$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $L_3$ ,  $R_1$  представляют собой сеточную цепь обратной связи, с помощью которой формируется напряжение на сетке генераторной лампы  $u_{c,t} = u_{C_3,t} = -U_{c0} + U_{c,1m} \cdot \sin \omega t$ ,  $U_{C_3,1m} = U_{c,1m}$ .

Временные диаграммы, поясняющие работу сеточной цепи обратной связи и в целом автогенератора, приведены на рис. 10.5.

Временные диаграммы построены при следующих допущениях: сдвиг по фазе между первой гармоникой сеточного напряжения и первой гармоникой анодного тока равен нулю, ток  $i_{R1}$  полностью сглажен, т.е.

$$i_{R1} = I_{R1} = I_{c.0} \quad (U_{C1.km} = 0; I_{L1.km} = 0; U_{C2.km} = 0).$$

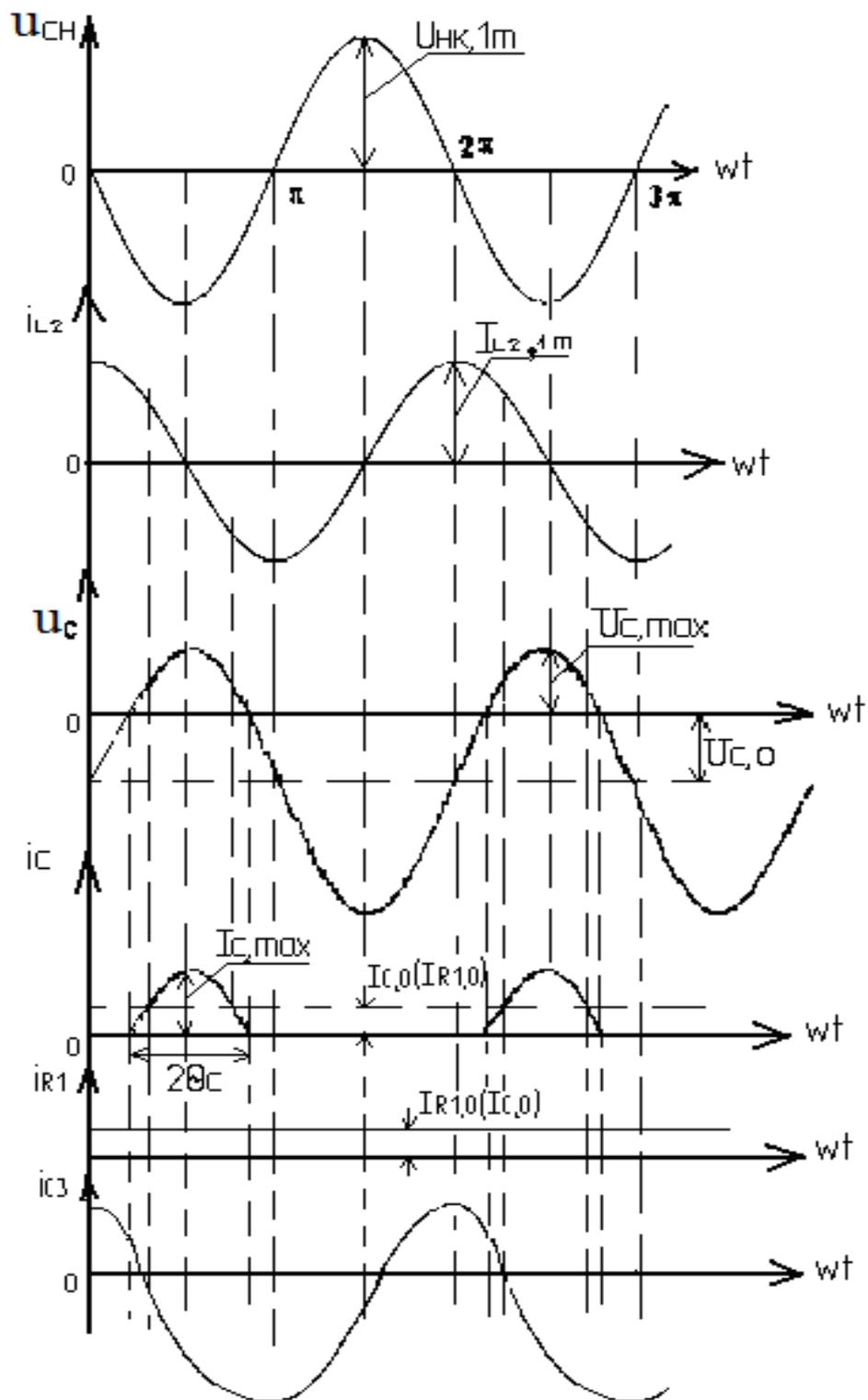


Рис. 10.5. Временные диаграммы, поясняющие работу контура обратной связи

Первая гармоника напряжения на конденсаторе  $C_3$ ,  $u_{C3,1}$  отстает на угол  $180 - \varphi$  по отношению к напряжению  $u_{\text{нк},1}$  ( $u_{C\text{н},1}$ ). Постоянная составляющая сеточного тока замыкается по цепи:  $R1$ ,  $L3$ , промежуток сетка-катод генераторной лампы. Напряжение  $U_{c,0}$  формируется на резисторе  $R1$ :  $U_{R1,0} = I_{R1} \cdot R_1 = I_{c,0} \cdot R_1 = U_{c,0}$ .

Для расчета параметров элементов сеточной цепи обратной связи целесообразно использовать следующий порядок расчета.

28.  $\text{tg } \psi = \frac{I_{C3,1m}}{I_{c,1m}}$  принимаем равным (4...8), тогда величина емкости конденсатора  $C3$ :

$$C_3 = \frac{4 \dots 8}{R_{c,1} \cdot \omega}, \quad (10.36)$$

где  $R_{c,1}$  — сопротивление сетки для первой гармоники сеточного тока известного из предыдущего расчета.

29. Величина сопротивления резистора  $R1$ :

$$R_1 = \frac{U_{c,0}}{I_{c,0}}, \quad (10.37)$$

где  $U_{c,0}$  и  $I_{c,0}$  известны из предыдущего расчета.

30. Принимаем  $I_{L2,1m} = 5 - 9 \cdot I_{c,1m} = 5 - 9 \cdot \frac{U_{c,1m}}{R_{c,1}} = \frac{U_{\text{нк},1m}}{\omega \cdot L_2}$ , тогда  $L2$ :

$$L_2 = \frac{U_{\text{нк},1m} \cdot R_{c,1}}{U_{c,1m} \cdot 5 - 9 \cdot \omega}. \quad (10.38)$$

31. Принимаем  $U_{C2,1m} = 0,1 \cdot U_{L2,1m} = \frac{I_{L2,1m}}{\omega \cdot C_2}$ , тогда  $C2$  равно:

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_2 \cdot 0,1}. \quad (10.39)$$

32. Принимаем  $\omega \cdot L_3 = 5 \dots 10 \cdot R_1$ , тогда  $L3$  равно:

$$L_3 = \frac{5 \dots 10 \cdot R_1}{\omega}. \quad (10.40)$$

Принципиальные электрические схемы этих генераторов с обозначением токов и напряжений на элементах через  $X_1$ – $X_n$  приведены на рис. 10.6. и 10.7.

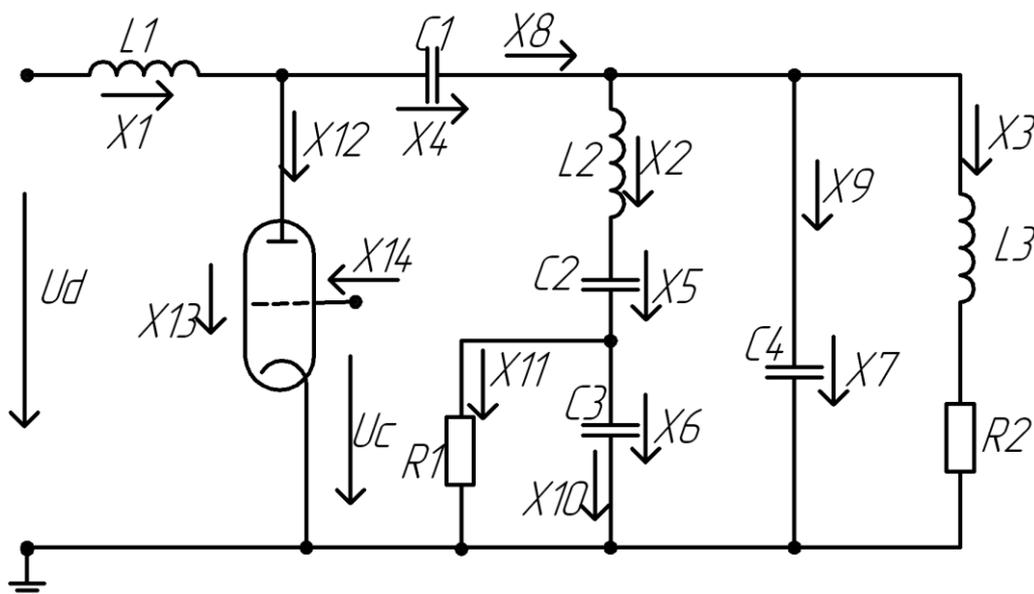


Рис. 10.6. Принципиальная электрическая схема генератора с независимым возбуждением

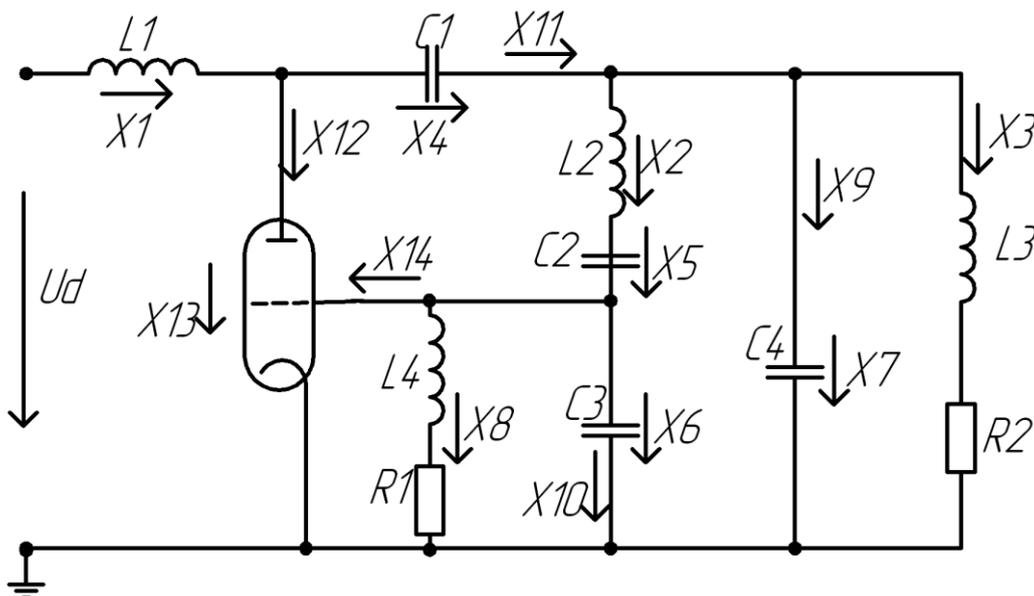


Рис. 10.7. Принципиальная электрическая схема генератора с самовозбуждением

В данных схемах использованы новые обозначения (это необходимо для последующих расчетов по программам) для элементов нагрузочного колебательного контура:  $L_n=L_3$ ,  $C_n=C_4$ ,  $R_n=R_2$ ,  $R_{c1}=R_1$ , а первые номера для переменных  $x$  применены для

обозначения токов, протекающих через индуктивности, и напряжений на конденсаторах.

Электромагнитные процессы, происходящие в генераторе с независимым возбуждением, описываются следующими дифференциальными и алгебраическими уравнениями:

$$L_1 \frac{dX_1}{dt} = U_d - X_4 - X_7; \quad (10.41)$$

$$L_2 \frac{dX_2}{dt} = X_7 - X_5 - X_6; \quad (10.42)$$

$$L_3 \frac{dX_3}{dt} = X_7 - X_3 \cdot R_2; \quad (10.43)$$

$$C_1 \frac{dX_4}{dt} = X_8; \quad (10.44)$$

$$C_2 \frac{dX_5}{dt} = X_2; \quad (10.45)$$

$$C_3 \frac{dX_6}{dt} = X_{10}; \quad (10.46)$$

$$C_4 \frac{dX_7}{dt} = X_9; \quad (10.47)$$

$$X_{12} = i_a = F_2; \quad (10.48)$$

$$X_{13} = u_a; \quad (10.49)$$

$$X_{14} = i_c = F_3; \quad (10.50)$$

$$X_8 = X_1 - X_{12}; \quad (10.51)$$

$$X_9 = X_8 - X_2 - X_3; \quad (10.52)$$

$$X_{11} = \frac{X_6}{R_1}; \quad (10.53)$$

$$X_{10} = X_2 - X_{11}. \quad (10.54)$$

Ток анода  $F(2)$  и ток сетки  $F(3)$  генераторной лампы рассчитываются по анодным и сеточным характеристикам лампы и текущим значениям  $u_a$  и  $u_c$  для каждого расчетного шага по времени.

Система дифференциальных уравнений 10.41–10.47 решается с помощью метода Кутта-Мерсона.

Электромагнитные процессы, происходящие в генераторе с самовозбуждением, описываются дифференциальными и алгебраическими уравнениями:

$$L_1 \frac{dX_1}{dt} = U_d - X_4 - X_7; \quad (10.55)$$

$$L_2 \frac{dX_2}{dt} = X_7 - X_5 - X_6; \quad (10.56)$$

$$L_3 \frac{dX_3}{dt} = X_7 - X_3 \cdot R_2; \quad (10.57)$$

$$C_1 \frac{dX_4}{dt} = X_{11} = X_1 - F_2; \quad (10.58)$$

$$C_2 \frac{dX_5}{dt} = X_2; \quad (10.59)$$

$$C_3 \frac{dX_6}{dt} = X_{10} = X_2 - X_8 - F_3; \quad (10.60)$$

$$C_4 \frac{dX_7}{dt} = X_9 = X_1 - X_2 - X_3 - F_2; \quad (10.61)$$

$$L_4 \frac{dX_8}{dt} = X_6 - X_8 \cdot R_1; \quad (10.62)$$

$$X_{12} = i_a = F_2; \quad (10.63)$$

$$X_{13} = u_a; \quad (10.64)$$

$$X_{14} = i_c = F_3; \quad (10.65)$$

$$X_{11} = X_1 - X_{12}; \quad (10.66)$$

$$X_9 = X_{11} - X_2 - X_3. \quad (10.67)$$

Система дифференциальных уравнений 10.55–10.62 решается с помощью метода Кутта-Мерсона.

По методу Кутта-Мерсона значение искомой переменной на следующем расчетном шаге  $X_{i, \text{нов}}$  определяется в соответствии со следующими уравнениями:

$$X_{i, \text{нов}} = X_{i, \text{стар}} + \frac{h}{6} (K_{i1} + 4 \cdot K_{i4} + K_{i5}) ; \quad (10.68)$$

$$K_{i1} = f_i(t, x_1, x_2, \dots, x_n) ; \quad (10.69)$$

$$K_{i2} = f_i\left(t + \frac{h}{3}, x_1 + \frac{h}{3}K_{i1}, x_2 + \frac{h}{3}K_{i2}, \dots, x_n + \frac{h}{3}K_{i1}\right) ; \quad (10.70)$$

$$K_{i3} = f_i\left(t + \frac{h}{3}, x_1 + \frac{h}{6}K_{i1} + \frac{h}{6}K_{i2}, \dots, x_n + \frac{h}{6}K_{i1} + \frac{h}{6}K_{i2}\right) ; \quad (10.71)$$

$$K_{i4} = f_i\left(t + \frac{h}{2}, x_1 + \frac{h}{8}K_{i1} + \frac{3h}{8}K_{i3}, \dots, x_n + \frac{h}{8}K_{i1} + \frac{3h}{8}K_{i3}\right) ; \quad (10.72)$$

$$K_{i5} = f_i\left(t + h, x_1 + \frac{h}{2}K_{i1} - \frac{3h}{2}K_{i3} + 2hK_{i4}, \dots, x_n + \frac{h}{2}K_{i1} - \frac{3h}{2}K_{i3} + 2hK_{i4}\right) \quad (10.73)$$

$$\varepsilon_i = \frac{h}{15} \left( K_{i1} - \frac{9}{2}K_{i3} + 4K_{i4} - \frac{1}{2}K_{i5} \right) ; \quad (10.74)$$

$$X_i' = f_i(t, x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (10.75)$$

где  $i = 1-n$ ;  $t$  — текущее время;  $h$  — величина расчетного шага по времени,  $X_i'$  — производная искомой переменной;  $\varepsilon_i$  — величина погрешности.

## 11. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ

Тиристорные выпрямители широко используются в различных отраслях промышленности, в частности, для формирования частоты вращения двигателей постоянного тока, в установках для воздушно-плазменной резки, в установках для ручной дуговой, полуавтоматической и автоматической сварки, в установках для испытания электрических аппаратов и изоляционных материалов. Преимущественно применяются трехфазные двухполупериодные тиристорные выпрямители, схемы с уравнительным реактором, а для мощных установок (с мощностями более 1000 кВт) «двенадцатипульсные» схемы тиристорных выпрямителей. Для управления такими выпрямителями используются многоканальные синхронные системы управления, а в качестве тиристоров — низкочастотные тиристоры, например Т 123–100 (100 А; 2400–3200 В), Т 123–500 (500 А; 400–800 В), Т 123–500 (500 А; 1800–2800 В), Т 193–3200 (3700 А; 1600–2400 В) или лавинные тиристоры ТЛ 371–250 (250 А; 600–1200 В). Значение пороговых напряжений у таких тиристоров составляет около 0,8–1,4 В; динамические сопротивления —  $(0,2–1,2) \cdot 10^{-3}$  Ом; отпирающий постоянный ток управления 0,2–0,5 А; отпирающее постоянное напряжение управления — 2,5–3 В.

Отдельные блоки шестиканальной синхронной системы управления трехфазным тиристорным выпрямителем находят применение также в системах управления силовыми преобразовательными устройствами, рассмотренными в предыдущих разделах данного учебного пособия.

## 11.1. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА, ВРЕМЕННЫЕ ДИАГРАММЫ И ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ, ПОЯСНЯЮЩИЕ РАБОТУ ТРЕХФАЗНОГО ДУХПОЛУПЕРИОДНОГО ТИРИСТОРНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Принципиальная электрическая схема трехфазного двухполупериодного выпрямителя приведена на рис. 11.1.

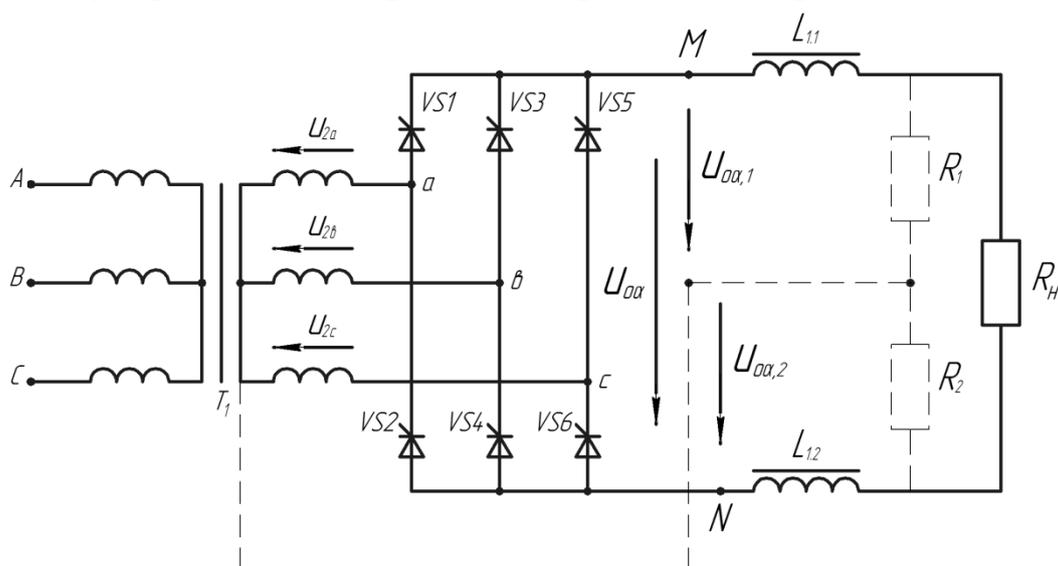


Рис. 11.1. Принципиальная электрическая схема трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя

При изложении принципа работы выпрямителя и построении временных диаграмм, поясняющих его работу, применяются следующие допущения: силовой согласующий трансформатор  $T_1$  и тиристоры  $VS_1$ – $VS_6$  являются идеальными элементами без потерь; ток, протекающий через сглаживающие дроссели  $L_{1,1}$  и  $L_{1,2}$ , является полностью сглаженным, содержит только постоянную составляющую. Тиристоры  $VS_1$ ,  $VS_3$ ,  $VS_5$  — тиристоры катодной группы (катоды тиристоров соединены). Из тиристоров катодной группы проводит ток тот тиристор, который анодом подключен к фазе ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ), имеющей в данный момент времени наибольшее положительное напряжение, и на который подан импульс управления. Два других тиристора катодной группы будут закрыты, так как к ним будет приложено отрицательное напряжение. Тиристоры  $VS_2$ ,  $VS_4$ ,  $VS_6$  — тиристоры анодной группы (аноды

тиристоров соединены). Из тиристоров анодной группы будет проводить ток тот тиристор, который катодом подключен к фазе ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ), имеющей в данный момент времени наибольшее отрицательное напряжение, и на который подан импульс управления. Два других тиристора анодной группы будут закрыты, так как к ним будет приложено отрицательное напряжение.

Временные диаграммы, поясняющие работу выпрямителя при принятых допущениях, приведены на рис. 11.2.

Для упрощения пояснения принципа работы выпрямителя на рис. 11.1 введена пунктирная линия, которая преобразует трехфазный двухполупериодный выпрямитель в два работающих независимо друг от друга трехфазных однополупериодных выпрямителя на тиристорах  $VS1$ ,  $VS3$ ,  $VS5$  и на тиристорах  $VS2$ ,  $VS4$ ,  $VS6$  соответственно. Для интервала одновременной проводимости, например, тиристоров  $VS1$  и  $VS4$  первого и второго выпрямителей при принятых допущениях справедливы следующие уравнения:

$$-u_{2a} + u_{VS1} + u_{0\alpha} = 0; \quad (11.1)$$

$$u_{0\alpha,1} = u_{2a}; \quad (11.2)$$

$$u_{2b} + u_{0\alpha,2} + u_{VS4} = 0; \quad (11.3)$$

$$u_{0\alpha,2} = -u_{2b}. \quad (11.4)$$

На рис. 11.2 показан порядок следования управляющих импульсов и очередность работы тиристоров  $VS1$ – $VS6$ .

В реальном трехфазном двухполупериодном выпрямителе пунктирная линия отсутствует, и при принятых допущениях на каждом временном интервале ток проводят всегда два тиристора, один из катодной группы, другой из анодной группы, а напряжение на входе выпрямителя  $u_{0\alpha} = u_{0\alpha,1} + u_{0\alpha,2}$ . Несмотря на то, что при углах управления тиристорами выпрямителя  $60^\circ < \alpha < 90^\circ$ , напряжение между точками  $M$  и  $N$  (см. рис. 11.1 и 11.2) становится

отрицательным, ток через нагрузку  $R_H$  все же протекает за счет энергии, запасенной в сглаживающих дросселях  $L_{1.1}$  и  $L_{1.2}$ .

Так как интервал повторения формы выходного напряжения выпрямителя  $u_{0\alpha}$  равен  $\frac{T}{6}$ , и угол управления тиристорами выпрямителя  $\alpha$  может изменяться от 0 до  $90^\circ$ , то среднее напряжение на выходе выпрямителя  $U_{0\alpha}$  можно рассчитать по следующей формуле:

$$U_{0\alpha} = \frac{1}{T/6} \int_{T/6+t_\alpha}^{T/6+T/6+t_\alpha} \sqrt{3}\sqrt{2} U_2 \sin \omega t dt = \frac{3\sqrt{6} U_2 \cos \alpha}{\pi}, \quad \omega t_\alpha = \alpha. \quad (11.5)$$

Среднее значение тока, протекающего через нагрузку  $R_H$ , равно:

$$I_{R_H} = \frac{U_{0\alpha}}{R_H} = \frac{3\sqrt{6} U_2 \cos \alpha}{\pi R_H}. \quad (11.6)$$

Для расчета величины индуктивности сглаживающего дросселя  $L_{1.1} + L_{1.2} = L_1$ , обеспечивающего заданную величину переменной составляющей тока, протекающей через нагрузку  $I_{R_H,lm}$ , необходимо знать гармонический состав выходного напряжения выпрямителя. Амплитудные значения синусоидальной и косинусоидальной составляющих первой гармоники переменной составляющей напряжения на выходе выпрямителя равны:

$$U_{0\alpha,1ms} = \frac{2}{T/6} \int_{T/6+t_\alpha}^{T/3+t_\alpha} \sqrt{3}\sqrt{2} U_2 \sin \omega t \sin 6\omega t dt = \frac{3\sqrt{6} U_2}{\pi} \left( -\frac{\sin 7\omega t}{7} + \frac{\sin 5\omega t}{5} \right) \Big|_{T/6+t_\alpha}^{T/3+t_\alpha} =$$

$$= \frac{3\sqrt{6} U_2}{\pi} \left[ \frac{-\sin 840^\circ + 7\alpha + \sin 420^\circ + 7\alpha}{7} + \frac{\sin 600^\circ + 5\alpha - \sin 300^\circ + 5\alpha}{5} \right] \quad (11.7)$$

$$U_{0\alpha,1mc} = \frac{2}{T/6} \int_{T/6+t_\alpha}^{T/3+t_\alpha} \sqrt{3}\sqrt{2} U_2 \sin \omega t \cos 6\omega t dt = \frac{3\sqrt{6} U_2}{\pi} \left( -\frac{\cos 7\omega t}{7} + \frac{\cos 5\omega t}{5} \right) \Big|_{T/6+t_\alpha}^{T/3+t_\alpha} =$$

$$= \frac{3\sqrt{6} U_2}{\pi} \left[ \frac{-\cos 840^\circ + 7\alpha + \cos 420^\circ + 7\alpha}{7} + \frac{\cos 600^\circ + 5\alpha - \cos 300^\circ + 5\alpha}{5} \right] \quad (11.8)$$

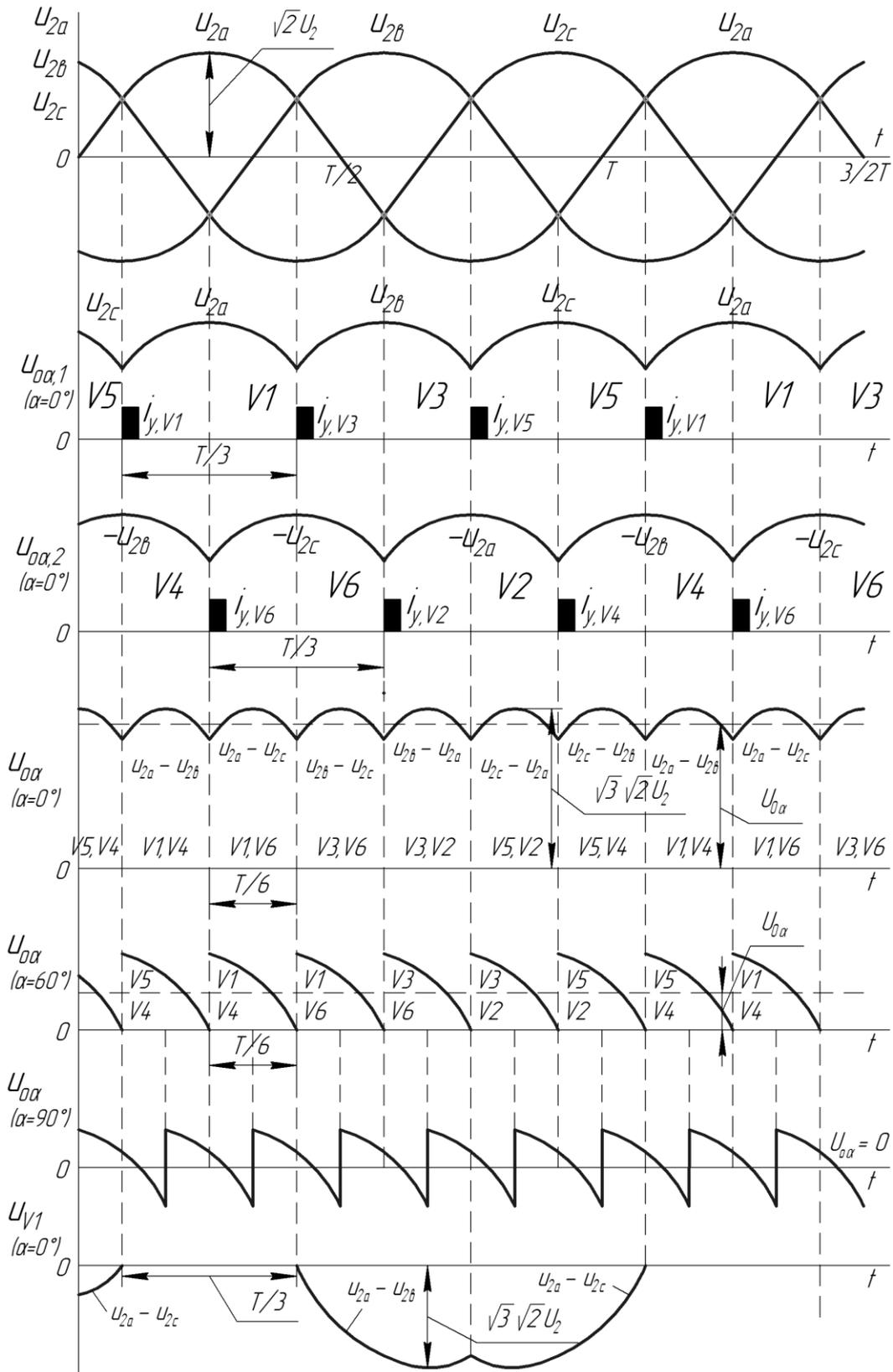


Рис. 11.2. Временные диаграммы, поясняющие работу трехфазного двухполупериодного выпрямителя

Тогда амплитудное значение переменной составляющей напряжения на выходе выпрямителя с частотой 300 Гц  $U_{0\alpha,1m}$ , амплитудное значение переменной составляющей тока, протекающего через нагрузку  $I_{R_n,1m}$  и величину индуктивности сглаживающего дросселя  $L_1$  можно рассчитать по следующим формулам:

$$U_{0\alpha,1m} = \sqrt{U_{0\alpha,1ms}^2 + U_{0\alpha,1mc}^2}; \quad (11.9)$$

$$I_{R_n,1m} = \frac{U_{0\alpha,1m}}{\sqrt{6 \omega L_1^2 + R_n^2}}; \quad (11.10)$$

$$L_1 = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_{0\alpha,1m}}{I_{R_n,1m}}\right)^2 - R_n^2}}{6 \omega}, \quad (11.11)$$

где  $\omega = 2\pi f$ .

Для нормальной работы выпрямителя во всем диапазоне изменения угла  $\alpha$  и для начального запуска выпрямителя на тиристоры выпрямителя VS1–VS6 должны поступать сдвоенные импульсы управления.

На рис. 11.3 приведены временные диаграммы, поясняющие формирование импульсов управления тиристорами выпрямителя.

Временные диаграммы, приведенные на рис. 11.3, построены для угла управления тиристорами выпрямителя  $\alpha = 0$ . Жирными точками на рис. 11.3 обозначены точки естественной коммутации тиристоров VS1, VS6, VS3, VS2, VS5, VS4.

Задача системы управления тиристорами выпрямителя - сформировать сдвоенные импульсы управления для тиристоров VS1, VS6, VS3, VS2, VS5, VS4 и иметь возможность синхронно изменять угол управления  $\alpha$  тиристорами выпрямителя в диапазоне от  $\alpha_{\min}$  до  $\alpha_{\max}$ . Поэтому такую систему управления называют «Шестиканальная синхронная система управления».

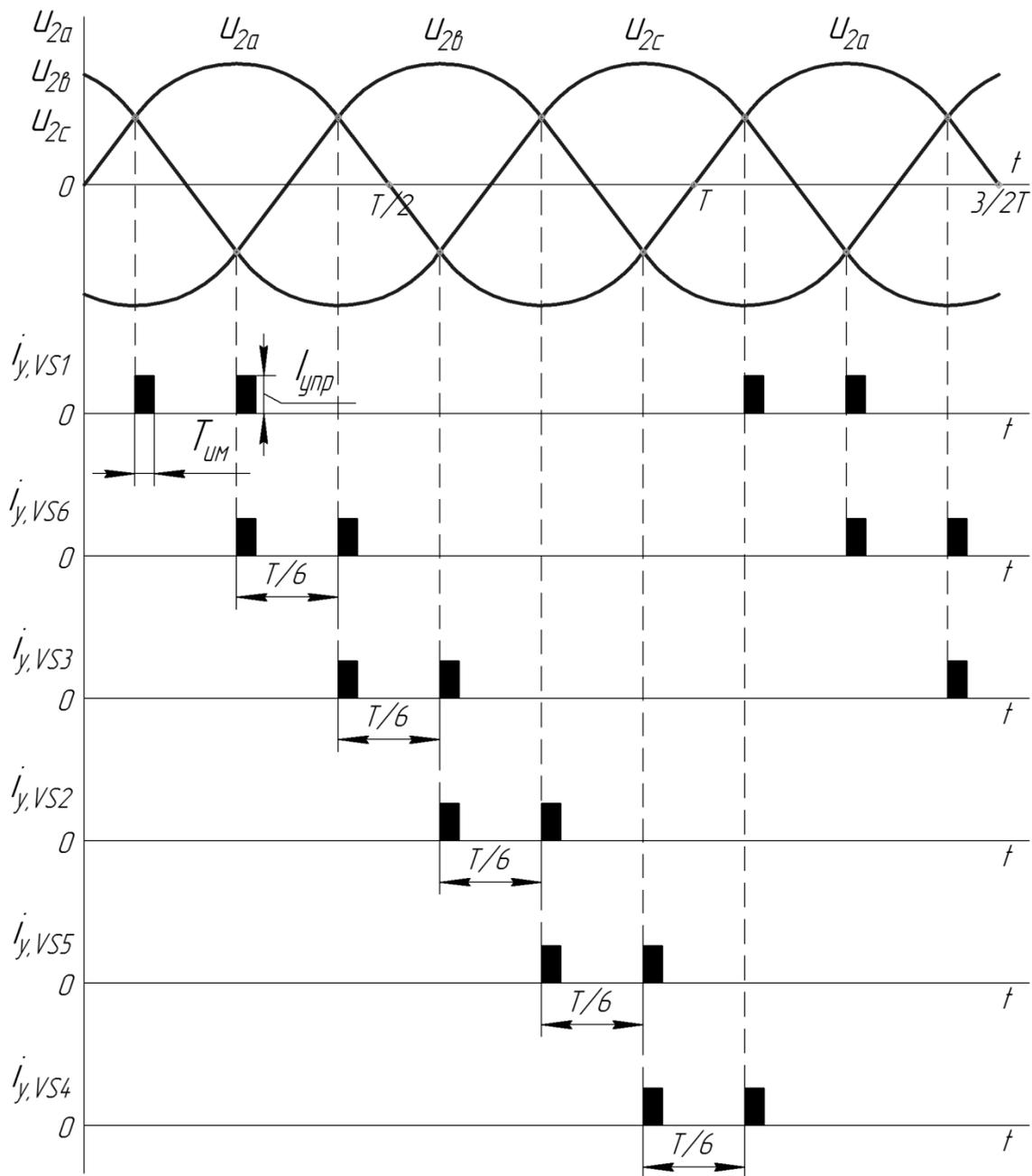


Рис. 11.3. Временные диаграммы, поясняющие формирование импульсов управления тиристорами выпрямителя

В следующих разделах будет рассмотрена функциональная схема шестиканальной синхронной системы управления и работа отдельных блоков функциональной схемы.

## 11.2. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ШЕСТИКАНАЛЬНОЙ СИНХРОННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Функциональная схема шестиканальной синхронной системы управления приведена на рис. 11.4, а временные диаграммы, поясняющие ее работу для одного канала, — на рис. 11.5.

Назначение отдельных блоков шестиканальной синхронной системы управления рассмотрим на примере одного канала. Синхронизирующий трансформатор предназначен для формирования низковольтного 5–7 В синусоидального напряжения  $u_{\text{синхр.1}}$ , совпадающего по фазе с каким-либо напряжением сети  $u_{\text{сети}}$  ( $u_A, u_B, u_C$  или  $u_{AB}, u_{AC}, u_{BC}$ ) таким, чтобы выходное напряжение пассивного и активного фильтра  $u_{\text{аф}}$  проходило через нуль в точке естественной коммутации. Для первого канала это точка 1.

Пассивный и активный фильтры предназначены для фильтрации (подавления, уменьшения) искажений напряжения питающей сети переменного тока  $u_{\text{сети}}$  ( $u_{\text{синхр.1}}$ ), которые могут быть вызваны работой силового трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя.

Кроме того, пассивный и активный фильтры обеспечивают такой сдвиг фаз  $\phi_{\text{паф}}$  по отношению к напряжению синхронизации  $u_{\text{синхр.1}}$ , что выходное напряжение  $u_{\text{аф.1}}$  проходит через нуль в точке естественной коммутации.

Формирователь разрядных импульсов предназначен для управления работой генератора пилообразного напряжения, разрешающего формирование линейно нарастающего напряжения  $u_{\text{ГПН.1}}$  до значения  $U_{\text{ГПН.макс}}$  при  $u_{\text{фри.1}} = 0$  и формирующего  $u_{\text{ГПН.1}} = 0$  при  $u_{\text{фри.1}} = U_{\text{пит}}$ .

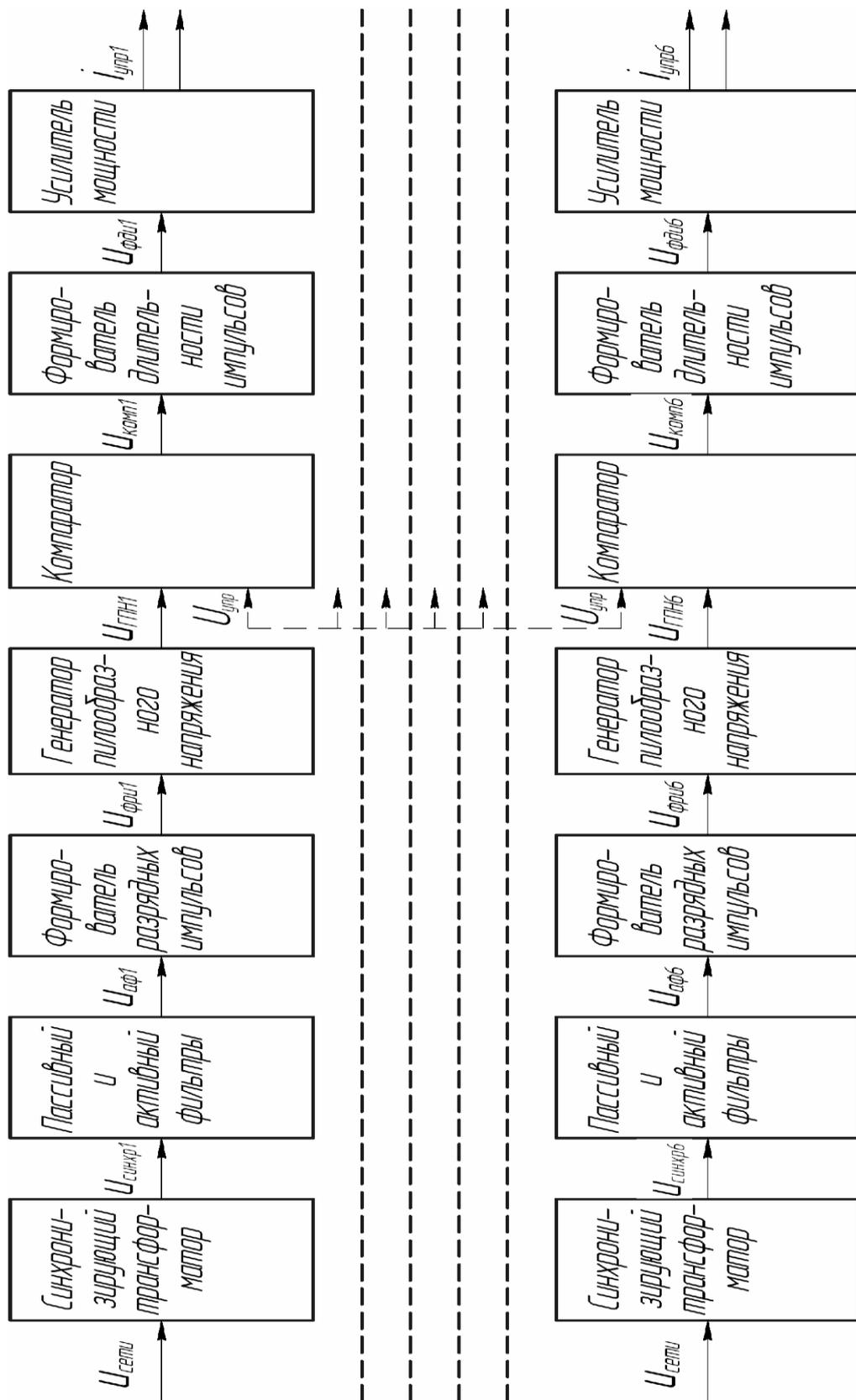


Рис. 1.1.4. Функциональная схема шестиканальной синхронной системы управления тиристорами выпрямителя

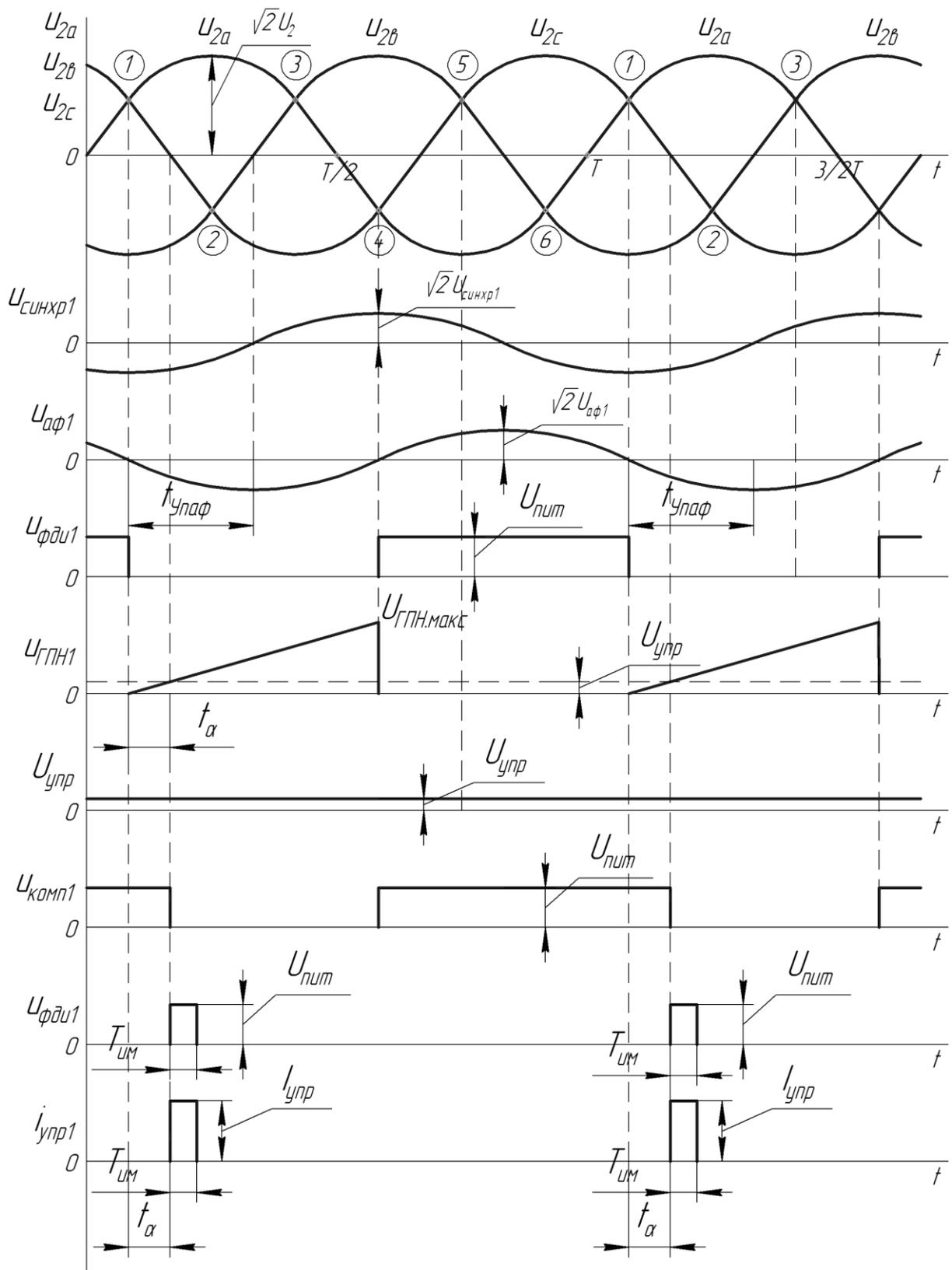


Рис. 11.5. Временные диаграммы, поясняющие работу функциональной схемы синхронной системы управления

На выходе формирователя разрядных импульсов формируются однополярные прямоугольные импульсы напряжения с амплитудой  $U_{пит}$ , например, 5 В. Компаратор предназначен для сравнения напряжения управления  $U_{упр}$  и напряжения  $u_{ГПН.1}$ . В момент равенства этих напряжений формируются импульсы  $i_{фди}$  и  $i_{упр}$ . За счет изменения напряжения управления  $U_{упр}$  можно в заданных пределах изменять угол управления тиристорами выпрямителя:

$$\alpha = \frac{U_{упр} \cdot 180^0}{U_{ГПН.макс}}; \quad (11.12)$$

$$0 < U_{упр} < \frac{U_{ГПН.макс}}{2}; \quad (11.13)$$

$$0 < \alpha < 90^0. \quad (11.14)$$

Формирователь длительности импульса и усилитель мощности формируют заданную длительность импульса  $T_{им}$  и амплитуду тока управления  $I_{упр}$ , обеспечивающие «надежное» отпирание тиристорov выпрямителя. При этом ток, протекающий через тиристор, за время длительности импульса управления должен достичь значения, превышающего значение тока удержания тиристора в открытом состоянии.

### 11.3. СИНХРОНИЗИРУЮЩИЙ ТРАНСФОРМАТОР, ПАССИВНЫЙ И АКТИВНЫЙ ФИЛЬТРЫ

Принципиальная электрическая схема блока синхронизирующий трансформатор, пассивный и активный фильтры приведена на рис. 11.6.

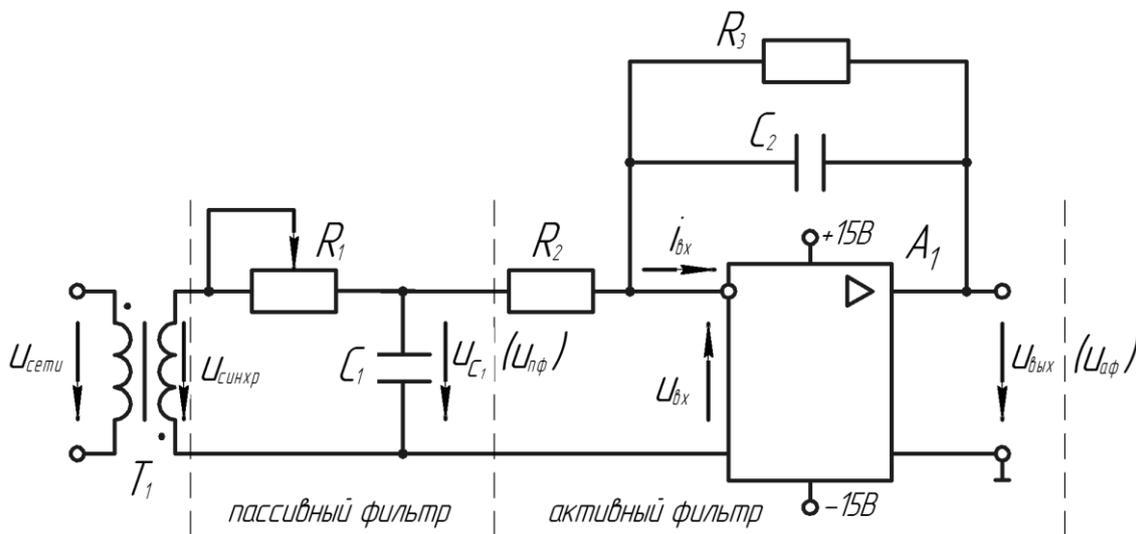


Рис. 11.6. Принципиальная электрическая схема блока синхронизирующий трансформатор, пассивный и активный фильтры

При анализе работы данной схемы и расчете параметров элементов принимают следующие допущения: «работают» всегда на линейном участке амплитудной характеристики усилителя  $A_1$   $u_{\text{вых}} = f u_{\text{вх}}$ ,  $u_{\text{вых}} = 0$  при  $u_{\text{вх}} = 0$ ; коэффициент усиления  $A_1$   $k_{U.A_1} \rightarrow \infty$ ,  $u_{\text{вх}}$  при расчетах принимают равным нулю; входное сопротивление операционного усилителя  $R_{\text{вх}.A_1} \rightarrow \infty$ , входной ток операционного усилителя  $i_{\text{вх}}$  принимают равным нулю; выбирают входное сопротивление операционного усилителя  $R_{\text{вх}} = 10^6$  Ом.

При расчете параметров элементов будем использовать символический метод и считать, что активный фильтр не влияет на работу пассивного фильтра, то есть  $\frac{1}{\omega C_1} \ll R_2$ . Тогда схемы

замещения пассивного и активного фильтров для применения символического метода приведены на рис. 11.7 и 11.8.

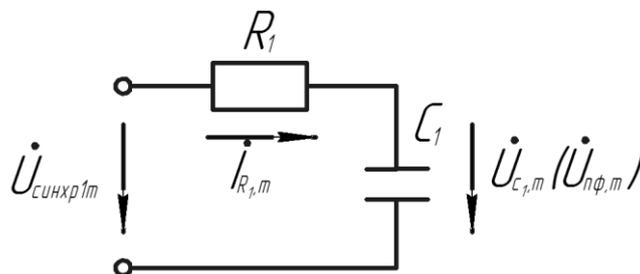


Рис. 11.7. Схема замещения пассивного фильтра

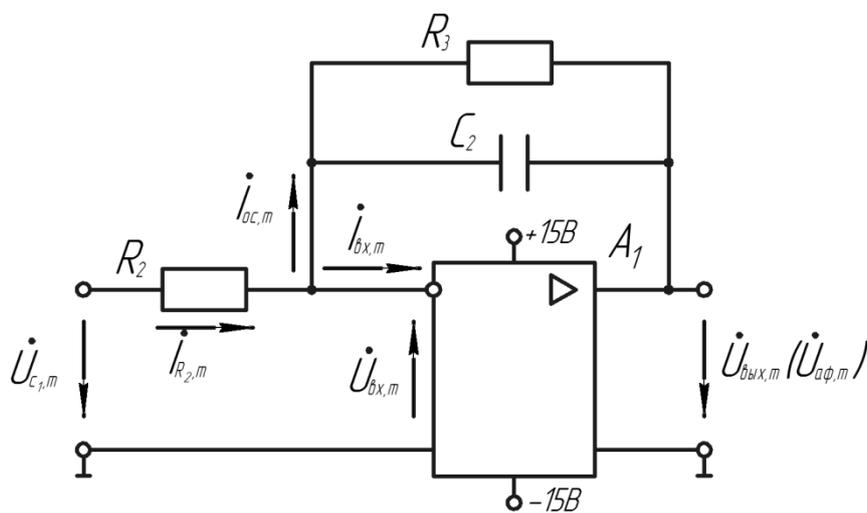


Рис. 11.8. Схема замещения пассивного фильтра

Выходное напряжение пассивного фильтра  $\dot{U}_{c1,m}$  и угол сдвига фаз  $\phi_{\text{пф}}$  между  $u_{c1}$  и  $u_{\text{синхр}}$  равны:

$$\dot{U}_{c1,m} = \frac{\dot{U}_{\text{синхр},m}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{\dot{U}_{\text{синхр},m}}{1 + j\omega C_1 R_1} = \frac{\dot{U}_{\text{синхр},m} \cdot 1 - j\omega C_1 R_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2}; \quad (11.15)$$

$$\phi_{\text{пф}} = \arctg \omega C_1 R_1, \text{ где } \omega = 2 \pi f. \quad (11.16)$$

Напряжение на конденсаторе  $C_1$  отстает по фазе от напряжения  $u_{\text{синхр}}$  на угол  $\phi_{\text{пф}}$ , определяем его из уравнения 11.16, а амплитудное значение напряжения на конденсаторе  $C_1$   $U_{c1,m}$  равно:

$$U_{c1,m} = \frac{U_{\text{синхр},m}}{\sqrt{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2}}. \quad (11.17)$$

Применяя принятые ранее допущения ( $\dot{I}_{\text{вх},m} = 0$ ,  $\dot{U}_{\text{вх},m} = 0$ ) для схемы, изображенной на рис. 11.8, получаем следующие уравнения:

$$\dot{I}_{R2,m} = \frac{\dot{U}_{c1,m}}{R_2}; \quad (11.18)$$

$$\dot{I}_{\text{ос},m} = -\frac{\dot{U}_{\text{вых},1m} \left( R_3 + \frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_3 \frac{1}{j\omega C_2}}; \quad (11.19)$$

$$\dot{I}_{R2,m} = \dot{I}_{\text{ос},m} = \frac{\dot{U}_{c1,m}}{R_2} = -\frac{\dot{U}_{\text{вых},1m} (1 + j\omega C_2 R_3)}{R_3}; \quad (11.20)$$

$$\dot{U}_{\text{аф},1m} = \dot{U}_{\text{вых},1m} = -\dot{U}_{c1,m} \frac{R_3 (1 - j\omega C_2 R_3)}{R_2 (1 + \omega^2 C_2^2 R_3^2)}. \quad (11.21)$$

Напряжение  $u_{\text{вых}}$  опережает напряжение на конденсаторе  $C_1$  на угол  $\phi_{\text{аф}}$ :

$$\phi_{\text{аф}} = 180^\circ - \arctg(\omega \cdot c_2 \cdot R_3), \quad (11.22)$$

а амплитудное значение выходного напряжения  $U_{\text{вых},m}$  равно:

$$U_{\text{вых},1m} = U_{c1,m} \frac{R_3}{R_2 \sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 R_3^2}}. \quad (11.23)$$

Векторные диаграммы, поясняющие работу активного и пассивного фильтра, приведены на рис. 11.9.

Пример векторной диаграммы, изображенной на рис. 11.9, показывает, что напряжение  $u_{\text{вых}}$  (выходное напряжение активного

фильтра) опережает напряжение  $u_{\text{синхр.}}$  синхронизирующего трансформатора  $T_1$  на угол, равный  $90^\circ$ .

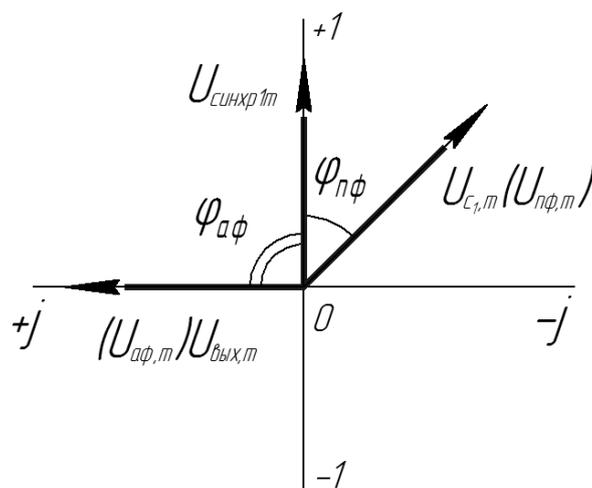


Рис. 11.9. Векторные диаграммы, поясняющие работу активного и пассивного фильтра

Для того, чтобы выходное напряжение активного фильтра  $u_{\text{аф.1}}$  (см. рис. 11.5) проходило через нуль в точке естественной коммутации  $I$ , необходимо на первичную обмотку синхронизирующего трансформатора  $T_1$  подать напряжение  $u_{\text{сети}} = u_B$ , фазное напряжение фазы В. Тогда низковольтное напряжение (5–7 В) напряжение  $u_{\text{синхр.}}$  вторичной обмотки трансформатора  $T_1$ , пройдя через пассивный и активный фильтры, сформирует напряжение  $u_{\text{аф.1}}$  (см. рис. 11.5), опережающее напряжение  $u_{2B}$  на  $90^\circ$  и проходящее через нуль в точке естественной коммутации  $I$ .

Порядок расчета параметров элементов следующий:

1. При выбранном значении сопротивления резистора  $R_2 = 10$  кОм задать отношение  $\frac{1}{\omega C_1} = 0,05 \dots 0,1 R_2$  и рассчитать значение емкости конденсатора  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{1}{\omega \cdot 0,05 \dots 0,1 \cdot 10^4}. \quad (11.24)$$

В качестве конденсатора  $C_1$  можно использовать лакопленочные конденсаторы К76-4,  $U = 25$  В,  $C = 3,3; 4,7; 6,8$  мкФ.

2. После выбора емкости конденсатора  $C_1$  для заданного значения  $\phi_{пф}$  рассчитать величину сопротивления подстроечного резистора  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{\operatorname{tg}\phi_{пф}}{\omega C_1}. \quad (11.25)$$

В качестве резистора  $R_1$  можно использовать переменные проволочные резисторы СП5-1В, СП5-4В мощностью 1 Вт и значениями сопротивления  $R_1 = 1000; 1500; 2200; 3300; 4700$  Ом.

3. Для заданного значения  $\phi_{пф}$  и выбранного значения сопротивления  $R_3 \approx R_2 = 10$  кОм рассчитать значение емкости  $C_2$

$$C_2 = \frac{\operatorname{tg}\phi_{аф}}{\omega R_3} \quad (11.26)$$

и выбрать конденсатор К76-4 с требуемым значением емкости (3,3; 4,7; 6,8 мкФ). Для получения таких типовых значений емкости конденсатора  $c_2$  можно использовать резисторы  $R_3$  с другими значениями сопротивлений МЛТ (5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1 кОм).

4. В качестве операционного усилителя  $A_1$  можно использовать следующие типы: К574, К1401, К140УД7.

5. Определить  $U_{\text{вых,лм}}$  при  $f = 50$  Гц и при  $f = 300$  Гц.

## 11.4. ФОРМИРОВАТЕЛЬ РАЗРЯДНЫХ ИМПУЛЬСОВ И ГЕНЕРАТОР ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Принципиальная электрическая схема формирователя разрядных импульсов и генератора пилообразного напряжения приведена на рис. 11.10.

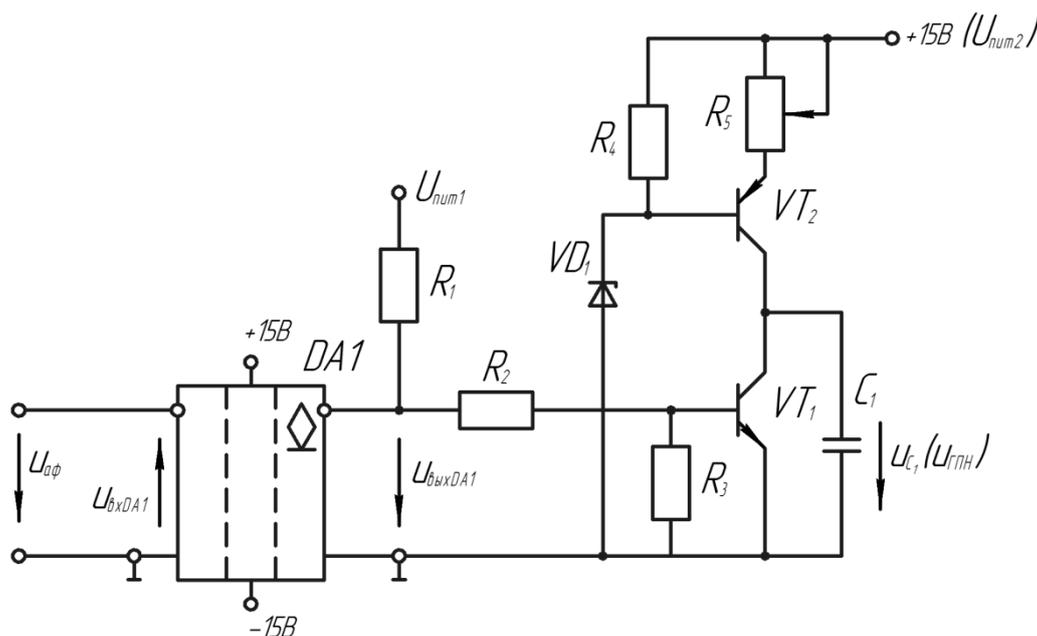


Рис. 11.10 Принципиальная электрическая схема формирователя разрядных импульсов и генератора пилообразного напряжения

Принцип работы данной схемы заключается в следующем. Под действием напряжения  $u_{аф}$  (см. рис. 11.11) на выходе компаратора  $DA1$  формируются прямоугольные импульсы напряжения с длительностью  $T/2 = 1/2f = 1/100 = 0,01$  с и частотой следования 50 Гц. При отрицательных значениях напряжения  $u_{аф}$  выходное напряжение компаратора  $DA1$  приблизительно равно нулю, базовый и коллекторный токи транзистора  $VT1$  также равны нулю, транзистор  $VT1$  закрыт, находится в режиме отсечки.

На интервале закрытого состояния транзистора  $VT1$  напряжение  $u_{c1}$  на конденсаторе  $C_1$  под действием коллекторного тока  $i_{c,VT2}$  транзистора  $VT2$  изменяется по закону:

$$u_{c1} \cdot t = \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{c,VT2} \cdot t \cdot dt \approx \frac{i_{c,VT2} \cdot t}{C_1}, \quad (11.27)$$

если принять, что ток  $i_{c,VT2}$  постоянен.

Транзистор  $VT2$  работает в активном, усиленном режиме:

$$i_{c,VT2} \approx \alpha \cdot i_{E,VT2} + \frac{u_{BC,VT2}}{R_{cB}}, \quad (11.28)$$

где  $\alpha$  — коэффициент передач тока эмиттера, а  $R_{cB}$  — сопротивление коллектора транзистора  $VT2$  в схеме с общей базой.

Ток эмиттера транзистора  $VT2$  можно определить из следующего уравнения:

$$i_{E,VT2} \cdot R_5 + u_{EB,VT2} + u_{VD1} = U_{пит.2}; \quad (11.29)$$

$$i_{E,VT2} = \frac{U_{пит.2} - u_{VD1} - u_{EB,VT2}}{R_5}, \quad (11.30)$$

где  $u_{VD1}$  — напряжение стабилитрона  $VD1$ .

Принимаем допущение, что  $u_{VD1}$  и  $u_{EB,VT2}$  постоянно и  $u_{EB,VT2} \ll u_{VD1}$ ,  $U_{пит.2} = 15$  В.

Для получения заданного значения

$$U_{ГПН.макс} = u_{c1} \left( \frac{T}{2} \right) \approx \frac{i_{c,VT2} \cdot \frac{T}{2}}{C_1} \quad (11.31)$$

задаем значение  $i_{c,VT2} = 1-2$  мА и определяем величину емкости конденсатора  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{U_{ГПН.макс} \cdot 2}{i_{c,VT2} \cdot T}. \quad (11.32)$$

Если в уравнение 11.27 подставить значение тока  $i_{c,VT2}$  из уравнения 11.28, то получим уравнение, из которого можно определить  $u_{c1} t$  более точно:

$$u_{c1} t = \frac{1}{C_{10}} \int_0^t \alpha I_{E,VT2} dt + \frac{1}{C_{10}} \int_0^t \frac{u_{VD1} - u_{c1} t}{R_{cB}} dt; \quad (11.33)$$

$$u_{c1} t = \alpha I_{E,VT2} R_{cB} + u_{VD1} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{C_1 R_{cB}}} \right). \quad (11.34)$$

Если использовать разложение  $e^{-\frac{t}{C_1 R_{cB}}}$  в ряд

$$e^{-\frac{t}{C_1 R_{cB}}} = 1 - \frac{t}{C_1 R_{cB}} + \frac{t^2}{2 C_1^2 R_{cB}^2} - \frac{t^3}{6 C_1^3 R_{cB}^3}. \quad (11.35)$$

и учитывать только члены, содержащие первую и вторую степень  $t$ , то получим более простое выражение для  $u_{c1} t$ :

$$u_{c1} t \approx \frac{\alpha I_{E,VT2} \cdot t}{C_1} - \frac{\alpha I_{E,VT2} t^2}{2 C_1^2 R_{cB}} + \frac{u_{VD1} t}{C_1 R_{cB}} - \frac{u_{VD1} t^2}{2 C_1^2 R_{cB}^2}. \quad (11.36)$$

Уравнение 11.36 позволяет для конкретных параметров элементов и значений,  $I_{E,VT2}$  и  $u_{VD1}$ , оценить линейность напряжения пилообразной формы. При положительных значениях напряжения  $u_{aф}$  выходное напряжение DA1 приблизительно равно:

$$u_{\text{вых. DA1}} \approx \frac{U_{\text{пит.1}} R_2}{R_1 + R_2}, \quad i_{B,VT1} > 0, \quad i_{c,VT1} > 0, \quad \text{транзистор VT1 полностью}$$

открыт и находится в режиме насыщения, поэтому конденсатор  $C_1$  разряжается до напряжения нулевого уровня. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 11.11.

Порядок расчета параметров элементов следующий:

1. Для заданного значения тока зарядки конденсатора  $C_1$   $i_{\text{зар. cl}} = i_{c,VT2}$  выбирают тип р-п-р транзистора VT2 по току коллектора и по напряжению  $\approx 2 U_{\text{пит.2}}$ .

2. Задают значение напряжения на резисторе  $R_5$   $U_0 = 3 - 4$  В и определяют величину сопротивления подстроечного резистора  $R_5$ :

$$R_5 = \frac{U_0}{i_{c,VT2}}. \quad (11.37)$$

3. Выбирают тип стабилитрона  $VD1$  на напряжение  $u_{VD1} = U_{пит.2} - u_{EB,VT2} - u_{R5}$  и ток, приблизительно равный  $I_{VD1} \approx \frac{2 \cdot i_{c,VT2}}{\beta_{VT2}}$ , где  $\beta_{VT2}$  – коэффициент усиления по току транзистора  $VT2$ .

4. Определяют величину сопротивления резистора  $R_4$ :

$$R_4 \approx \beta \cdot R_5. \quad (11.38)$$

5. Для заданного значения  $i_{c,VT2}$  и  $u_{ГПН.макс}$  определяют величину емкости конденсатора  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{i_{c,VT2} T}{2 U_{ГПН.макс}}. \quad (11.39)$$

6. Задают время разрядки конденсатора  $C_1$   $t_{разр} = 0,1 \cdot \frac{T}{2}$  и выбирают тип n-p-n транзистора  $VT1$  по току  $\approx 10 \cdot i_{c,VT2}$  и напряжению  $\approx 2 \cdot U_{пит.2}$ .

7. В качестве компаратора  $DA1$  можно использовать компаратор 554СА3 или КР1401СА3, для которых величина сопротивления  $R_1$  составляет 1 кОм или 10 кОм соответственно.

8. Для обеспечения надежного «отпирания» транзистора  $VT1$  величины сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$  выбираются из условия:

$$i_{B,VT1} \approx \frac{2 i_{c,VT1}}{\beta_{VT1}} = \frac{20 i_{c,VT2}}{\beta_{VT1}} = \frac{U_{пит.1} - u_{BE,VT1}}{R_1 + R_2}, \quad (11.40)$$

где  $\beta_{VT1}$  — коэффициент усиления по току транзистора  $VT1$ .

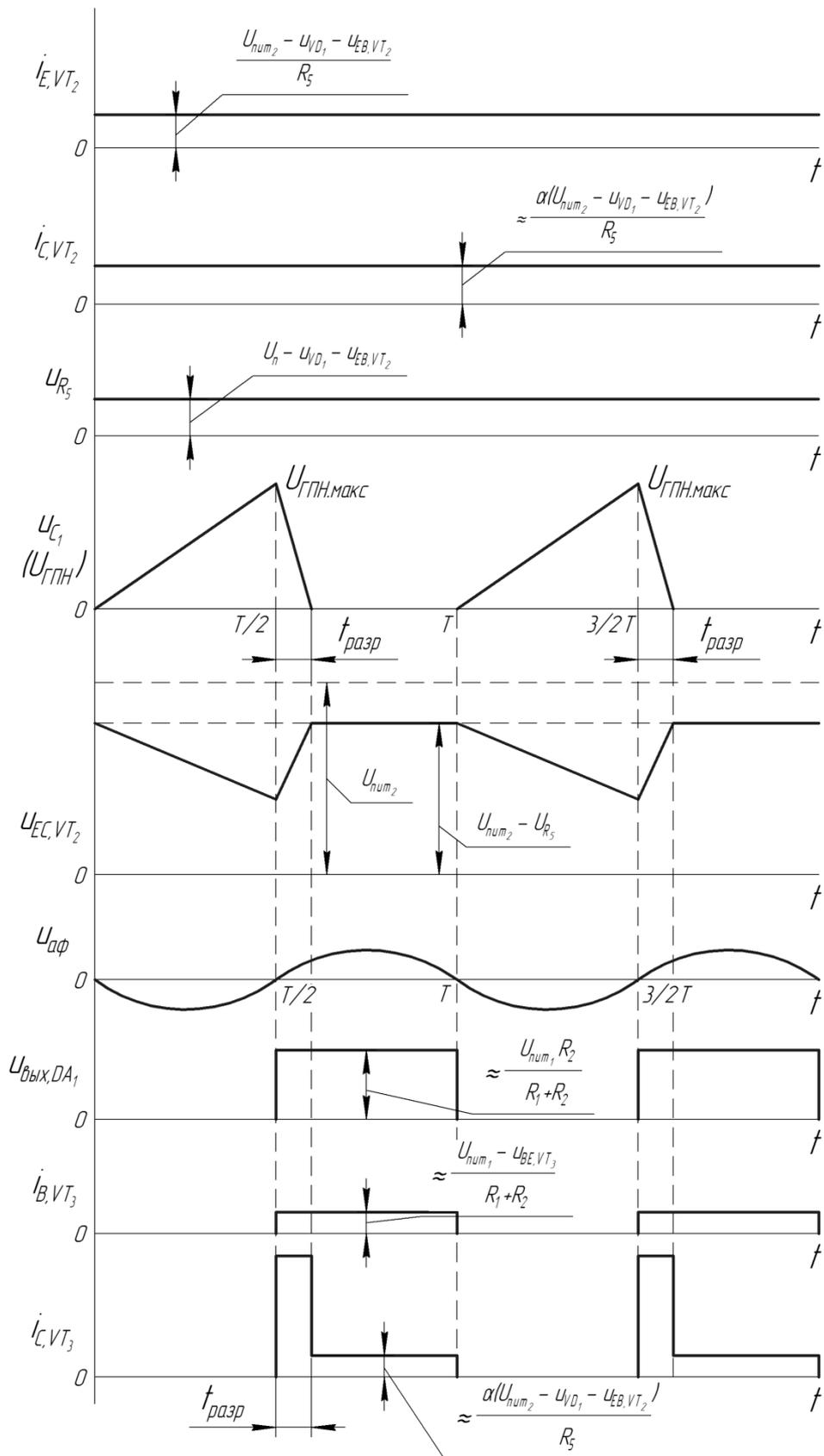


Рис. 11.11. Временные диаграммы, поясняющие работу формирователя разрядных импульсов и генератора пилообразного напряжения

## 11.5. КОМПАРАТОР И ФОРМИРОВАТЕЛЬ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

Принципиальная электрическая схема компаратора и формирователя длительности импульса приведена на рис. 11.12.

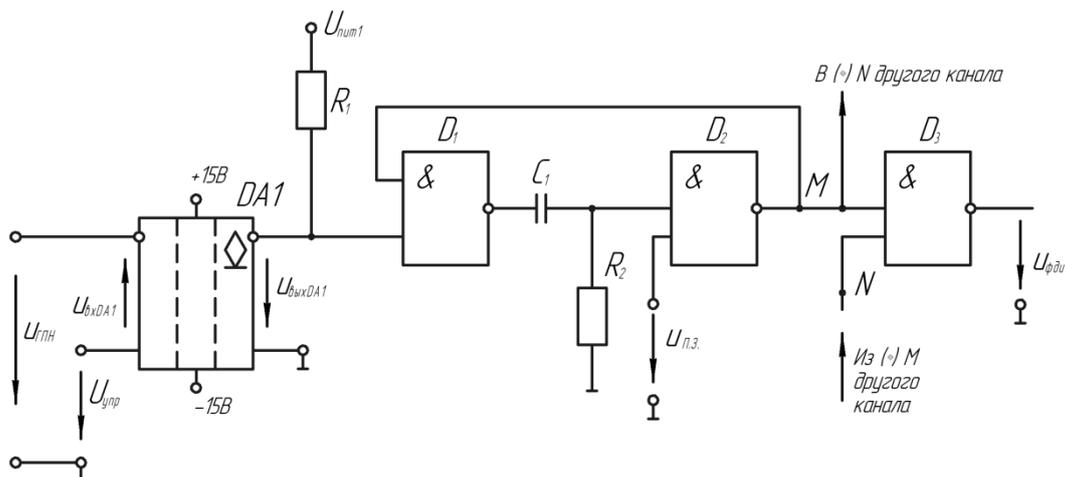


Рис. 11.12. Принципиальная электрическая схема компаратора и формирователя длительности импульса

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, изображенной на рис. 11.12, приведены на рис. 11.13 при значении напряжения  $u_{п.з}$  (напряжения пуска и защиты), равном логической единице.

В качестве компаратора  $DA1$  можно использовать компаратор 554СА3 или КР1401СА3, а в качестве логических элементов  $D_1-D_3$  логические элементы И-НЕ 155 или 561 серии.

Длительность импульса управления  $u_{фди}$  определяется параметрами дифференцирующей цепочки:

$$T_{им} \approx 3R_2C_1, \quad (11.41)$$

где величина сопротивления резистора определяется выбранным типом логических элементов  $D_1-D_3$ . Так как для нормального функционирования тиристорного выпрямителя необходимо на тиристоры подать двоянные импульсы управления (см. рис. 11.3), то для получения в каждом из шести каналов управления двоянных импульсов осуществляется связь между каналами, как это показано на рис. 11.12.

Угол управления тиристорами выпрямителя зависит от напряжения управления и определяется следующей зависимостью:

$$\alpha = \frac{U_{\text{упр.}} \cdot 180^\circ}{U_{\text{ГПН.макс}}} \quad (11.42)$$

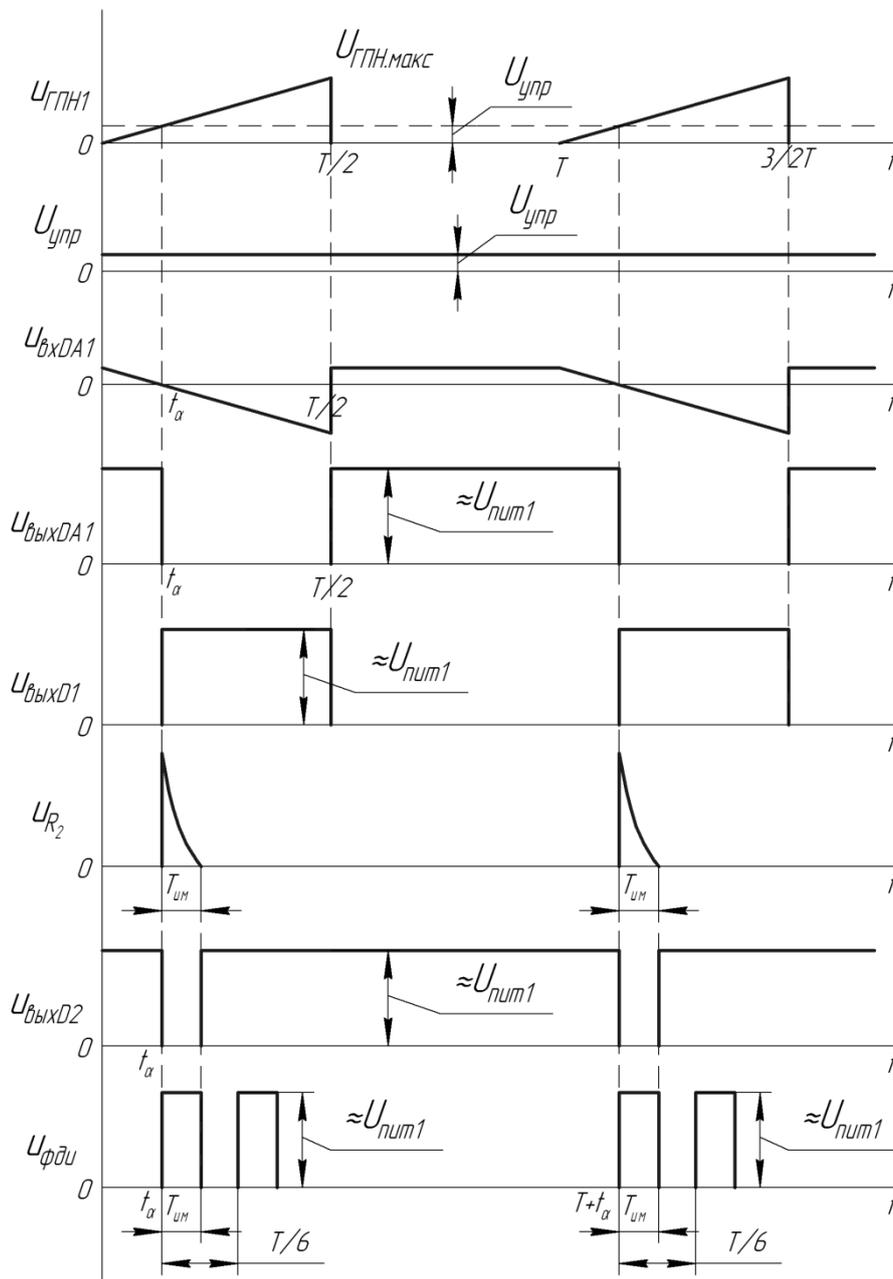


Рис. 11.13. Временные диаграммы, поясняющие работу компаратора и формирователя длительности импульса

## 11.6. УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Принципиальная электрическая схема усилителя мощности приведена на рис. 11.14.

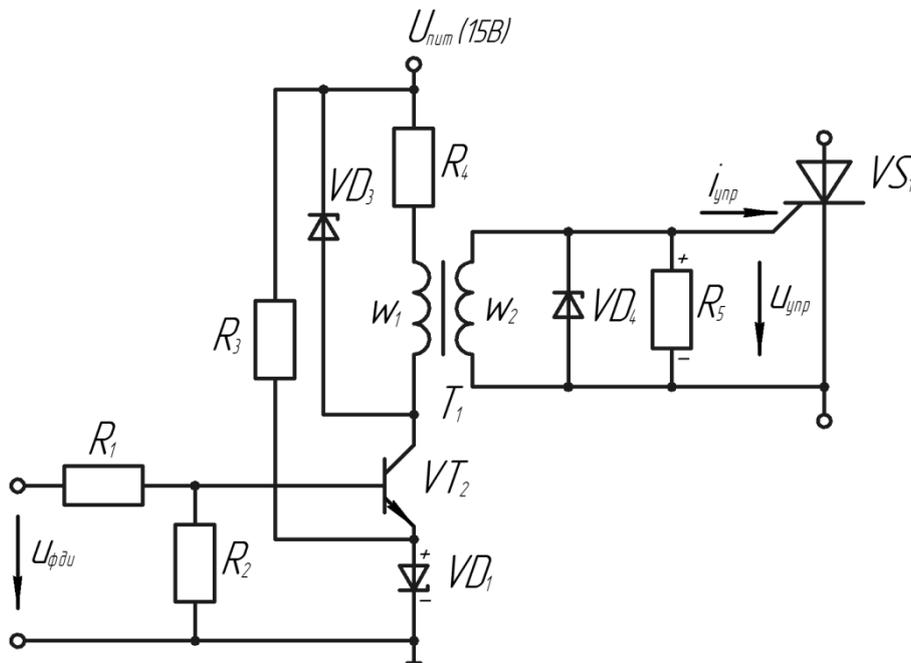


Рис. 11.14. Принципиальная электрическая схема усилителя мощности

На вход усилителя мощности поступают сдвоенные с интервалом между импульсами  $T/6$  и длительностью  $T_{им}$  импульсы напряжения с выхода формирователя длительности импульса. При изменении напряжения управления  $U_{упр}$  изменяется и угол управления тиристором выпрямителя  $VS1$  (см. рис. 11.1). Упрощенная временная диаграмма, поясняющая работу усилителя мощности, приведена на рис. 11.15. При построении временных диаграмм были приняты допущения, что трансформатор  $T_1$  является идеальным (нет потерь и индуктивности рассеивания равны нулю), а на интервале открытого состояния транзистора  $VT2$   $u_{CE,VT2} = 0$ ,  $u_{VD1} = 0$ ,  $i_{VD4} = 0$ .

Так как реальный трансформатор управления  $T_1$  имеет конечное значение индуктивности намагничивания  $L_{\mu}$ , то реальная

форма импульсов управления тиристором VS1 имеет вид, изображенный на рис. 11.16.

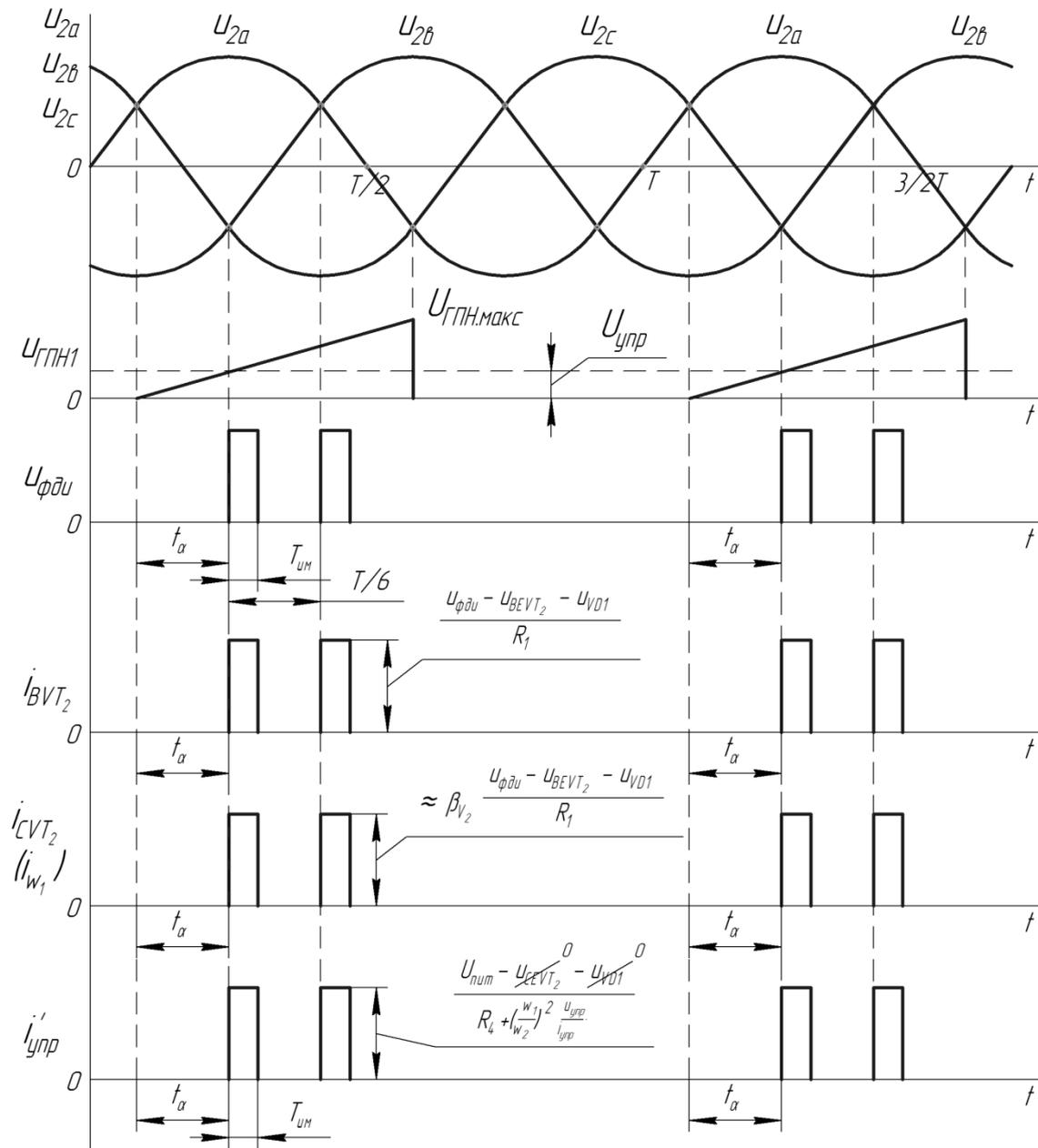


Рис. 11.15. Временные диаграммы, поясняющие работу усилителя мощности

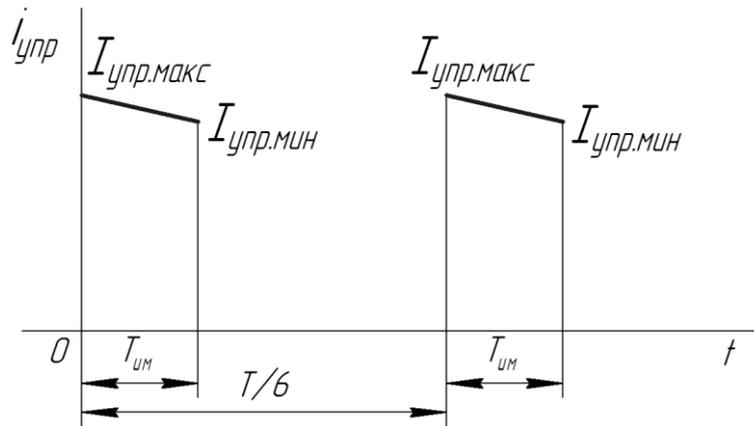


Рис. 11.16. Временные диаграммы импульсов управления

Для расчета параметров трансформатора управления  $T_1$ , обеспечивающего такую форму импульсов управления, используем расчетную схему замещения, приведенную на рис. 11.17.

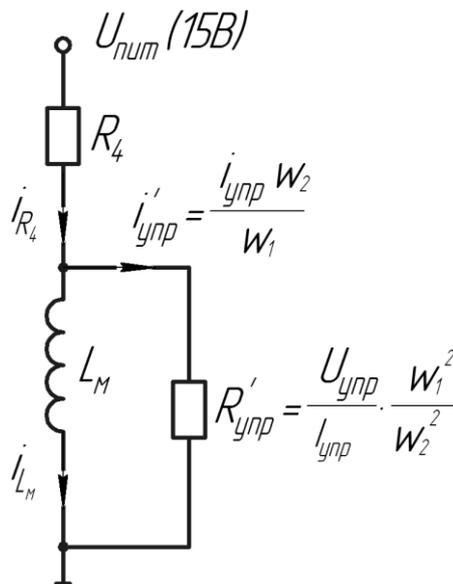


Рис. 11.17. Расчетная схема замещения для интервала открытого состояния транзистора VT2

В расчетной схеме замещения трансформатор  $T_1$  заменен индуктивностью намагничивания  $L_M$ , сопротивление между управляющим электродом и катодом тиристора VS1  $R_{упр.} = \frac{U_{упр.}}{I_{упр.}}$  принято постоянным и не зависящим от величины тока управления,

падение напряжения на открытом транзисторе  $VT2$ , диоде  $VD1$  принято равным нулю. Так как стандартное напряжение управления у низкочастотных тиристоров и лавинных тиристоров составляет приблизительно 3 В, то при напряжении питания 15 В целесообразно выбрать коэффициент трансформации  $\frac{w_1}{w_2} = 3$ . Тогда

падение напряжения на резисторе  $R_4$  без учета реального падения напряжения на  $VT2$  и  $VD1$  будет составлять 6 В. Резистор  $R_4$  включен в схему, как будет показано ниже, для увеличения скорости нарастания тока управления  $\frac{di_{упр.}}{dt}$ .

При заданных для расчета значениях  $I_{упр.макс}$ ,  $I_{упр.мин}$  и выбранном значении  $\frac{w_1}{w_2}$  значения этих токов, приведенные к

первичной обмотке, равны:

$$I'_{упр.макс} = \frac{I_{упр.макс} w_2}{w_1},$$

$$I'_{упр.мин} = \frac{I_{упр.мин} w_2}{w_1}.$$

Так как ток, протекающий через индуктивность, не может измениться мгновенно, то  $i_{L_\mu} 0 = 0$  и

$$I'_{упр.макс} = \frac{U_{пит}}{R_4 + R'_{упр}}; \quad (11.43)$$

$$R_4 = \frac{U_{пит}}{I'_{упр.макс}} - R_{упр} \cdot \frac{w_1^2}{w_2^2}. \quad (11.44)$$

В области изображения преобразования Лапласа выражения для токов  $i_{R_4} p$ ,  $i'_{упр} p$ ,  $i_{L_\mu} p$  имеют следующий вид:

$$i_{R_4} p = \frac{U_{пит}}{p \cdot \left( R_4 + \frac{pL_\mu R'_{упр}}{pL_\mu + R'_{упр}} \right)} = \frac{U_{пит} \left( p + \frac{R'_{упр}}{L_\mu} \right)}{p R_4 + R'_{упр} \left[ p + \frac{R_4 R'_{упр}}{L_\mu R_4 + R'_{упр}} \right]} \quad (11.45)$$

$$i_{L_\mu} p = \frac{i_{R_4} p \frac{pL_\mu R'_{упр}}{pL_\mu + R'_{упр}}}{p L_\mu} = \frac{U_{пит} R'_{упр}}{p L_\mu R_4 + R'_{упр} \left[ p + \frac{R_4 R'_{упр}}{L_\mu R_4 + R'_{упр}} \right]}; \quad (11.46)$$

$$i'_{упр} p = \frac{i_{R_4} p \frac{pL_\mu R'_{упр}}{pL_\mu + R'_{упр}}}{R'_{упр}} = \frac{U_{пит}}{R_4 + R'_{упр} \left[ p + \frac{R_4 R'_{упр}}{L_\mu R_4 + R'_{упр}} \right]}. \quad (11.47)$$

Обратное преобразование из области изображений в область оригиналов для уравнений 11.45, 11.46 и 11.47 имеет следующий вид:

$$i'_{упр} t = \frac{U_{пит.}}{R_4 + R'_{упр}} e^{-\frac{R_4 R'_{упр} t}{L_\mu R_4 + R'_{упр}}}; \quad (11.48)$$

$$i_{L_\mu} t = \frac{U_{пит} R'_{упр}}{L_\mu R_4 + R'_{упр}} \int_0^t e^{-\frac{R_4 R'_{упр} t}{L_\mu R_4 + R'_{упр}}} dt = \frac{U_{пит}}{R_4} \left( 1 - \frac{R_4 R'_{упр} t}{L_\mu R_4 + R'_{упр}} \right); \quad (11.49)$$

$$i_{R_4} t = i'_{упр} t + i_{L_\mu} t. \quad (11.50)$$

Для заданных значений тока  $I'_{упр.мин}$  и  $T_{имп}$  получим уравнение, из которого можно определить необходимое значение  $L_\mu$ :

$$i'_{упр} T_{имп} = I'_{упр.мин} = \frac{U_{пит}}{R_4 + R'_{упр}} e^{-\frac{R_4 R'_{упр} T_{имп}}{L_\mu R_4 + R'_{упр}}}; \quad (11.51)$$

$$\ln \left[ \frac{U_{пит}}{I'_{упр.мин} R_4 + R'_{упр}} \right] = \frac{R_4 R'_{упр} T_{имп}}{L_\mu R_4 + R'_{упр}}; \quad (11.52)$$

$$L_\mu = \frac{R_4 R'_{упр} T_{имп}}{R_4 + R'_{упр} \ln \left[ \frac{U_{пит}}{I'_{упр.мин} R_4 + R'_{упр}} \right]}. \quad (11.53)$$

Определив величину индуктивности намагничивания трансформатора  $T_1$ , в качестве магнитопровода выбираем тороидальный сердечник из феррита марки 2500 НМС1 ( $\mu_{\text{отн.}} = 2500$ ;  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $B_{\text{макс}} = 0,4$  Тл) эскиз которого с обозначением размеров приведен на рис. 11.18.

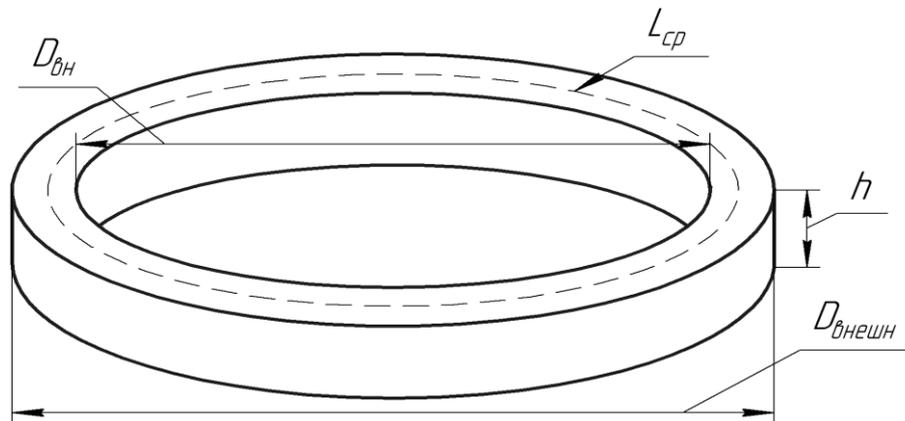


Рис. 11.18. Эскиз тороидального сердечника с обозначением размеров

Величину индуктивности намагничивания тороидального сердечника с числом витков первичной обмотки  $w_1$  можно определить по следующей приближенной формуле:

$$L_{\mu} = \frac{\mu_{\text{отн.}} \mu_0 S w_1^2}{l_{\text{ср.}}}, \quad (11.54)$$

где  $S = \frac{h D_{\text{внешн.}} - D_{\text{внутр.}}}{2}$  и  $l_{\text{ср.}} = \frac{\pi D_{\text{внешн.}} - D_{\text{внутр.}}}{2}$  — сечение и длина средней линии магнитопровода.

Для того, чтобы материал сердечника магнитопровода не попадал в область насыщения, магнитная индукция  $B$  не должна превышать  $B_{\text{макс}}$ :

$$B = \frac{i_{L_{\mu}} T_{\text{им.}} w_1}{\mu l_{\text{ср.}}} < B_{\text{макс.}}, \quad (11.55)$$

где

$$i_{L_{\mu}} T_{им.} = \frac{U_{пит.}}{R_4} \left( 1 - e^{-\frac{R_4 R'_{упр.} T_{им}}{L_{\mu} R_4 + R'_{упр.}}} \right). \quad (11.56)$$

Используя уравнения 11.54–11.56, можно подобрать «правильные» размеры сердечника и число витков первичной обмотки. При выборе сечений проводов первичной и вторичной обмоток необходимо исходить из допустимой плотности тока, например, 2 А/мм<sup>2</sup>. Окно магнитопровода должно иметь размеры, достаточные для намотки проводов витков  $w_1$  и  $w_2$ , и расположения изоляционного материала между обмотками  $w_1$  и  $w_2$ .

Для расчета фронта нарастания тока управления  $T_{фр.}$  и скорости нарастания тока управления  $\frac{di_{упр.}}{dt}$  необходимо знать индуктивность рассеяния трансформатора:  $L_{расс.} = L_{S1} + L'_{S2}$ , где  $L_{S1}$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки,  $L'_{S2}$  — индуктивность рассеяния вторичной обмотки  $w_2$ , приведенная к первичной обмотке.

Предположим, что первичная и вторичная обмотки намотаны равномерно по длине магнитопровода, и имеется зазор между первичной и вторичной обмотками. Эскиз расположения обмоток с обозначениями размеров показан на рис. 11.19.

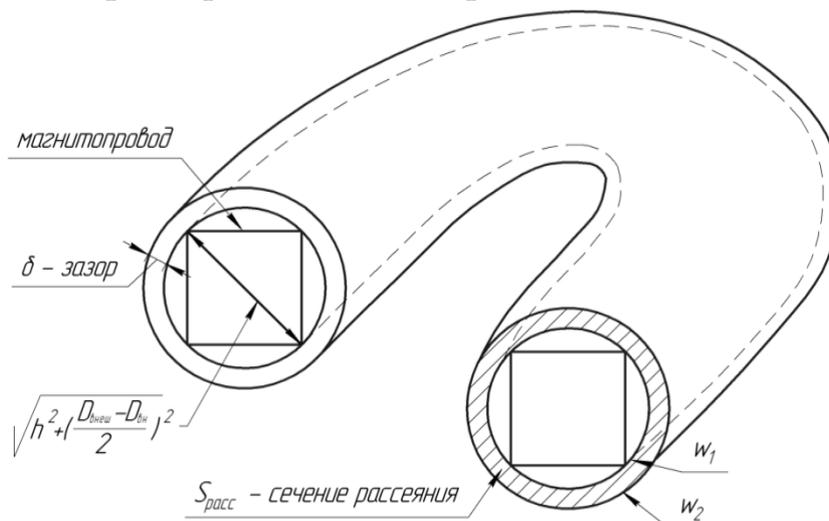


Рис. 11.19. Эскиз расположения обмоток  $w_1$  и  $w_2$  на магнитопроводе

Площадь сечения рассеяния равна:

$$S_{\text{расс.}} = \left( \sqrt{h^2 + \left( \frac{D_{\text{внеш.}} - D_{\text{внутр.}}}{2} \right)^2} + 2\delta \right)^2 \cdot \frac{\pi}{4} - \left( h^2 + \left( \frac{D_{\text{внеш.}} - D_{\text{внутр.}}}{2} \right)^2 \right) \cdot \frac{\pi}{4}, \quad (11.57)$$

где  $D_{\text{внеш.}}$ ,  $D_{\text{внутр.}}$ ,  $h$ ,  $\delta$  — внешний и внутренний диаметры и высота магнитопровода и зазор между обмотками.

Тогда индуктивность рассеяния  $L_{\text{расс.}}$  может быть определена по следующей формуле:

$$L_{\text{расс.}} = \frac{\mu_0 w_1^2 S_{\text{расс.}}}{l_{\text{ср.}}} \quad (11.58)$$

Для расчета длительности фронта  $T_{\text{фр.}}$  тока управления воспользуемся упрощенной схемой замещения, приведенной на рис. 11.20.

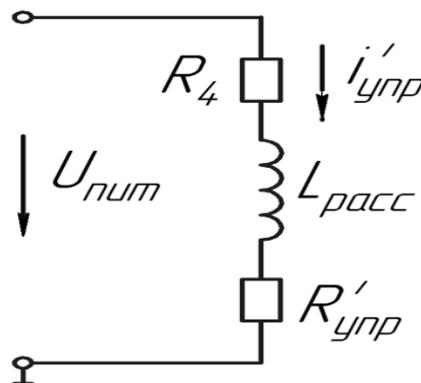


Рис. 11.20. Схема замещения для расчета длительности фронта импульса управления

В области изображения преобразования Лапласа выражение для  $i'_{\text{упр}} p$  имеет следующий вид:

$$i'_{\text{упр}} p = \frac{U_{\text{пит.}}}{p pL_{\text{расс}} + R_4 + R'_{\text{упр}}} = \frac{U_{\text{пит.}}}{pL_{\text{расс}} \left( p + \frac{R_4 + R'_{\text{упр}}}{L_{\text{расс}}} \right)}. \quad (11.59)$$

В области оригиналов  $i'_{\text{упр}} t$  равно:

$$i'_{\text{упр}}(t) = \frac{U_{\text{пит.}}}{L_{\text{расс}}} \int_0^t e^{-\left(\frac{R_4 + R'_{\text{упр}}}{L_{\text{расс}}} t\right)} dt = \frac{U_{\text{пит.}}}{R_4 + R'_{\text{упр}}} \cdot \left(1 - e^{-\left(\frac{R_4 + R'_{\text{упр}}}{L_{\text{расс}}} t\right)}\right). \quad (11.60)$$

Уравнение 11.60 позволяет определить длительность фронта импульса управления при рассчитанных ранее значениях  $R_4$ ,  $R'_{\text{упр}}$ ,  $L_{\text{расс}}$  и  $U_{\text{пит.}}$ .

## 11.7. ДАТЧИК ТОКА НАГРУЗКИ ТРЕХФАЗНОГО ДВУХПОЛУПЕРИОДНОГО ТИРИСТОРНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Датчик тока нагрузки предназначен для формирования низковольтного, сглаженного напряжения, пропорционального току нагрузки, которое необходимо использовать в аварийных режимах как информационный сигнал для последующего использования.

Принципиальная электрическая схема датчика тока трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя приведена на рис. 11.21.

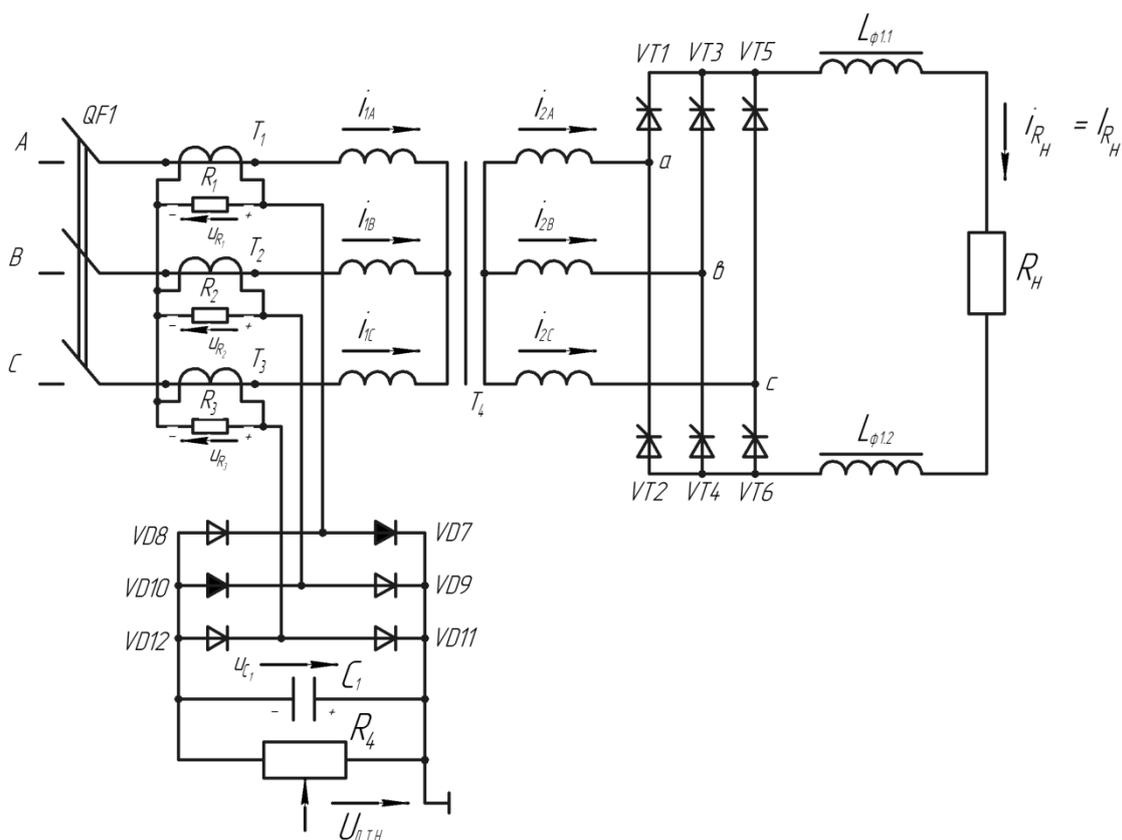


Рис. 11.21. Принципиальная электрическая схема датчика тока нагрузки трехфазного двухполупериодного тиристорного выпрямителя

Временные диаграммы, поясняющие работу датчика тока нагрузки при допущении, что ток нагрузки полностью сглажен ( $i_{RH} = I_{RH}$ ), показаны на рис. 11.22. Тиристоры, диоды и трансформаторы являются идеальными элементами без потерь. Коэффициент трансформации  $k$ , силового трансформатора  $T_4$  равен 1.

Максимальное значение напряжения  $U_{\text{дтн.макс.}}$  (напряжение датчика тока нагрузки) равно:

$$U_{C1} = U_{\text{дтн.макс.}} = \frac{6\sqrt{6} U_{\text{ф.с.}} R_1}{\pi R_n k_I} = \frac{2 I_{Rn} R_1}{k_I}. \quad (11.61)$$

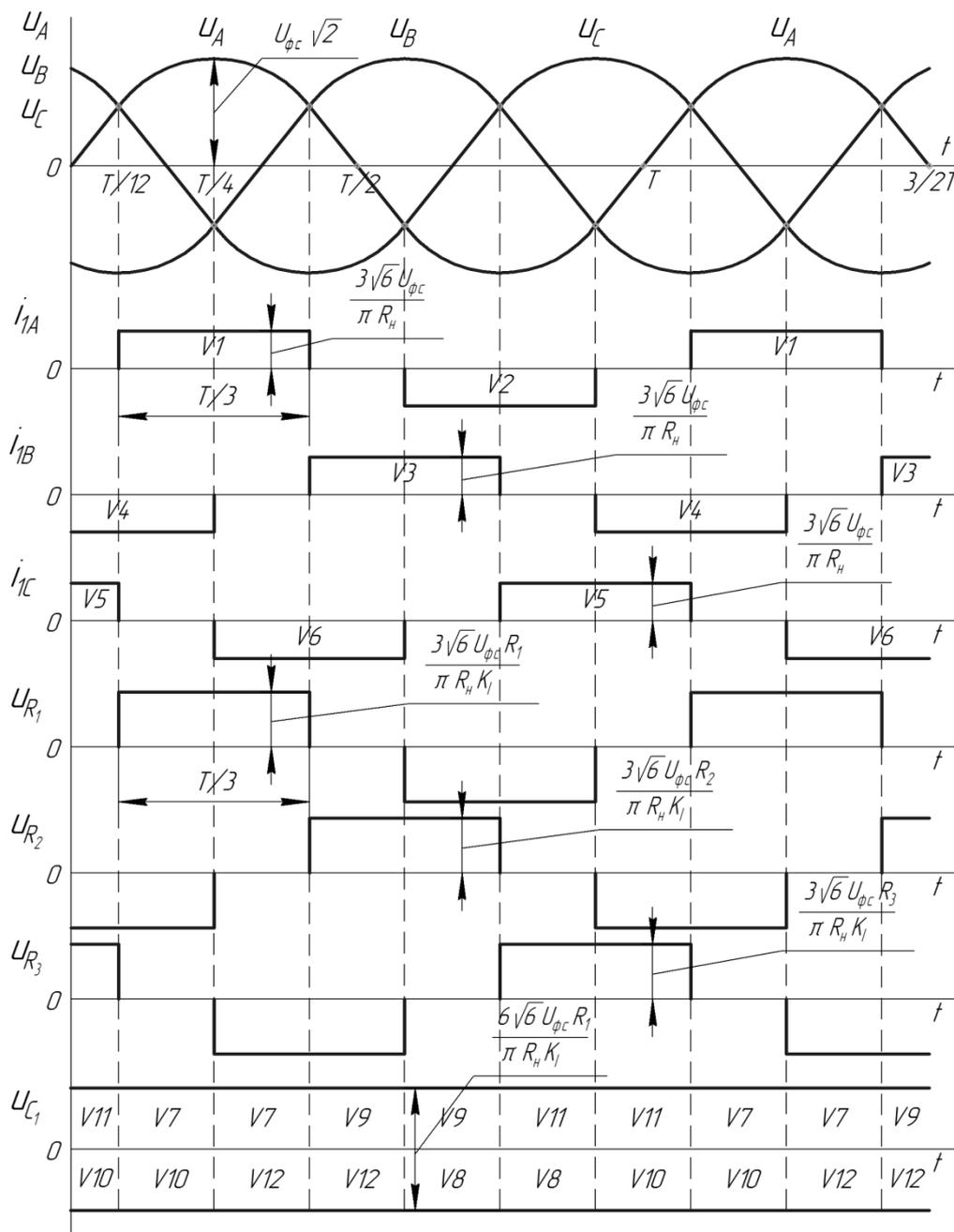


Рис. 11.22. Временные диаграммы, поясняющие работу датчика тока нагрузки

$U_{\text{ф.с.}}$  — действующее значение фазного напряжения трехфазной питающей сети переменного тока;  $R_1 = R_2 = R_3$ ;  $k_I$  — коэффициент трансформации трансформаторов тока  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ ;  
 $I_{Rн} = \frac{3\sqrt{6} U_{\text{ф.с.}}}{\pi R_{\text{н}}}$  — среднее значение тока нагрузки.

Для временного интервала  $T/12 < t < T/4$  на рис. 11.21. показана полярность напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  и то, что на этом временном интервале пропускают ток диоды  $VD7$ ,  $VD10$  маломощного выпрямителя на диодах  $VD7$ – $VD12$ .

Так как уровень выходного напряжения датчика тока нагрузки  $U_{\text{дтн.}}$  должен быть согласован с уровнями напряжений, выбранных в системе управления тиристорами выпрямителя логических элементов, например, серии К155 или К561, то выбираем значение  $U_{\text{дтн.макс.}} = 5 - 6$  В, задаем значение мощности  $P_{R1}$ , выделяющейся в резисторах  $R_1$ – $R_3$ , например, 1 или 2 Вт. Применение трансформаторов тока обеспечивает гальваническую разрядку низковольтного напряжения  $U_{\text{дтн.}}$  от силового напряжения питающей сети переменного тока.

Тогда для выбора величин сопротивлений резисторов  $R_1$ – $R_3$  и значений коэффициента трансформации  $k_I$  трансформатора тока ( $T_1$ – $T_3$ ) целесообразно воспользоваться следующими формулами:

$$|U_{\text{дтн.макс.}}| = 5...6 \text{ В} = \frac{2 I_{Rн} R_1}{k_I}. \quad (11.62)$$

$$P_{R1} = I_{R1.\text{действ.}}^2 R_1 = 1...2 \text{ Вт}. \quad (11.63)$$

$$I_{R1.\text{действ.}} = \frac{1}{k_I} \sqrt{\frac{1}{T/2} \int_0^{T/3} I_{Rн}^2 dt} = \frac{1}{k_I} \sqrt{\frac{2}{3}} I_{Rн}, \quad (11.64)$$

где  $I_{R1.\text{действ.}}$  — действующее значение тока, протекающего через резистор  $R_1$ .

## 11.8. ПОРОГОВЫЙ ЭЛЕМЕНТ ЗАЩИТЫ И УСТРОЙСТВО ПУСКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Пороговый элемент защиты предназначен для блокирования импульсов управления тиристорами выпрямителя при превышении током нагрузки заданных значений или в аварийных режимах.

Принципиальная электрическая схема порогового элемента защиты и устройства пуска системы управления приведена на рис. 11.23.

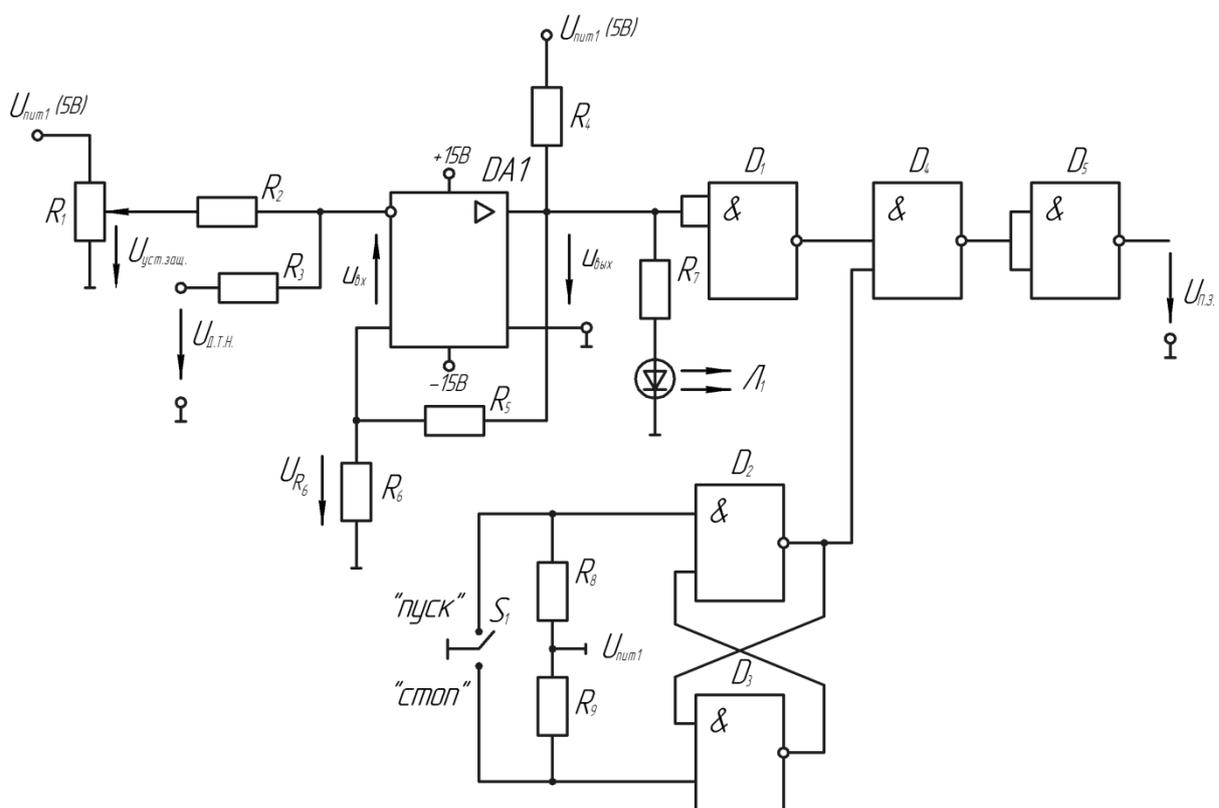


Рис. 11.23. Пороговый элемент защиты и устройство пуска системы управления

Если выходной сигнал порогового элемента защиты и устройства пуска  $U_{п.з.}$  равен логической единице ( $U_{п.з.} = "1"$ ), то импульсы управления поступают на тиристоры VS1–VS6 выпрямителя, так как (см. рис. 5.1 и 6.1) сигналы формирователя длительности импульса ("0" или "1") могут беспрепятственно поступать на вход усилителя мощности.

Если выходной сигнал порогового элемента защиты и устройства пуска  $U_{п.з.}$  равен логическому нулю ( $U_{п.з.} = "0"$ ), то импульсы управления тиристорами выпрямителя равны нулю, так как выходные сигналы логических элементов  $D2$  и  $D3$  формирователя длительности импульсов (рис. 5.1) соответственно равны "1" и "0", и поэтому на вход усилителя мощности (рис. 6.1) поступает сигнал «логический нуль», транзистор  $VT2$  закрыт, импульс управления равен нулю.

В номинальном режиме работы, когда ток нагрузки не превышает заданную величину, и ни один из тиристорov выпрямителя  $VT1-VT6$  не вышел из строя, напряжение  $|U_{дтн.}|$  меньше, чем напряжение уставки защиты  $U_{уст.защ.}$ , входное напряжение компаратора  $DA1$   $u_{вх} < 0$ , выходное напряжение компаратора  $DA1$  равно логическому нулю, выходное напряжение (см. рис. 8.1) логического элемента  $D_4$  равно логической единице, поэтому сигнал логической единицы (разрешающий сигнал) логического элемента  $D_2$  вызывает появление на выходе логического элемента  $D_5$  сигнала логической единицы ( $U_{п.з.} = "1"$ ).

В аварийных режимах и при превышении током нагрузки заданного значения  $|U_{дтн.}| > U_{уст.защ.}$ ,  $u_{вх} > 0$ , выходное напряжение компаратора  $DA1$  равно логической единице, выходное напряжение логического элемента  $D_4$  равно логическому нулю,  $u_{вых.D_4} = "1"$ ,  $u_{вых.D_5} = "0" = U_{п.з.}$ . Это означает, что на вход усилителя мощности (рис. 6.1) поступает сигнал «логический нуль», импульсы управления тиристорами выпрямителя равны нулю, тиристоры выпрямителя «закрываются», ток нагрузки становится равным нулю  $I_{RH} = 0$  и  $U_{дтн.} = 0$ .

Несмотря на то, что  $U_{дтн.} = 0$ , выходное напряжение компаратора  $DA1$  остается равным логической единице, так как  $u_{вх.DA1} > 0$ :

$$0 < u_{\text{вх.}DA1} = U_{R6} - \frac{U_{\text{уст.заш.}}}{2} \approx \frac{U_{\text{пит.1}} R_6}{R_4 + R_5 + R_6} - \frac{U_{\text{уст.заш.}}}{2}. \quad (11.65)$$

Величины сопротивлений  $R_4 - R_6$  должны быть выбраны такими, чтобы  $u_{\text{вх.}DA1}$  было больше нуля при  $U_{\text{дтн.}} = 0$ . В качестве компаратора  $DA1$  могут быть использованы компараторы 554СА3 или 1401СА3, а логических элементов  $D_1 - D_6$  — логические элементы серии 155 или 561. В нижнем положении переключателя  $S_1$  («стоп»)  $u_{\text{вых.}D2} = "0"$ ,  $u_{\text{вых.}D4} = "1"$ ,  $u_{\text{вых.}D5} = "0"$  и на тиристоры выпрямителя не поступают импульсы управления, тиристоры закрыты, ток нагрузки равен нулю.

## 11.9. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Стабилизированный выпрямитель предназначен для стабилизации напряжения на нагрузке или тока, протекающего через нагрузку, при изменении напряжения питающей сети переменного тока.

Функциональная схема стабилизированного выпрямителя приведена на рис. 11.24.

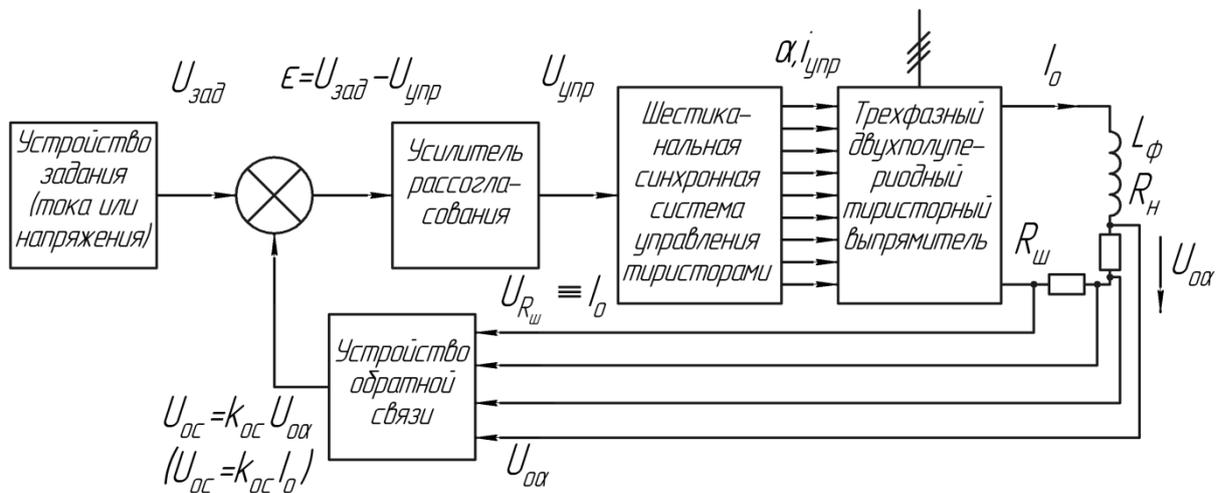


Рис. 11.24. Функциональная схема стабилизированного выпрямителя

Для того, чтобы при изменении напряжения трехфазной питающей сети переменного тока и изменении сопротивления нагрузки напряжение на нагрузке  $U_{оа}$  или ток нагрузки оставались неизменными, зависимости  $U_{упр.} = f \epsilon$  и  $\alpha = f \epsilon$  должны иметь вид, изображенный на рис. 11.25 и 11.26.

Зависимость  $U_{упр.} = f \epsilon$  и  $\alpha = f \epsilon$  имеет два характерных участка: линейный участок и участок насыщения. Для стабилизации напряжения на нагрузке или тока нагрузки рабочая точка А должна всегда находиться на линейном участке зависимости  $U_{упр.} = f \epsilon$  и  $\alpha = f \epsilon$  и кроме того, должно выполняться условие  $\epsilon_{гран.} \ll U_{зад.}$ . При анализе работы

функциональной схемы системы управления стабилизированным выпрямителем введем следующие допущения: напряжение на нагрузке  $U_{0\alpha}$ , ток нагрузки  $I_0$  и напряжение обратной связи  $U_{oc} = k_{oc} I_0$  или  $U_{oc} = k_{oc} U_{0\alpha}$  полностью сглажены, имеют только постоянные составляющие, переменные составляющие равны нулю, длительность переходных процессов в системе управления и в выпрямителе равна нулю.

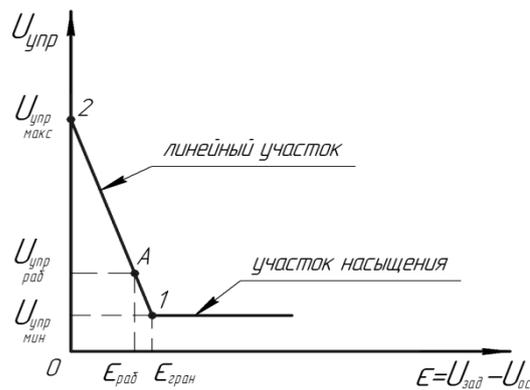


Рис. 11.25. Зависимость  $U_{упр.} = f \ \varepsilon$

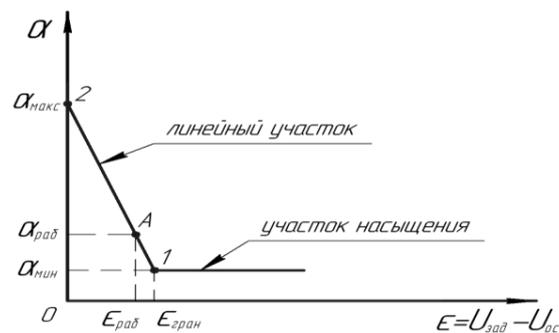


Рис. 11.26. Зависимость  $\alpha = f \ \varepsilon$

Напряжение на нагрузке и ток, протекающий через нагрузку, равны:

$$U_{0\alpha} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{ф.с.} \cos\alpha ; \quad (11.66)$$

$$I_0 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi R_H} U_{ф.с.} \cos\alpha , \quad (11.67)$$

где  $U_{\text{ф.с.}}$  — действующее значение фазного напряжения трехфазной питающей сети переменного тока,  $\alpha$  — угол управления тиристорами выпрямителя,  $R_{\text{н}}$  — сопротивление нагрузки, коэффициент трансформации силового согласующего трансформатора  $T1$  (см. рис. 1.1) равен единице. Для первой и второй крайних рабочих точек зависимости  $\alpha = f \varepsilon$  можно написать следующее уравнение:

$$\varepsilon_{\text{гран.}U} = U_{\text{зад.}} - k_{oc} \cdot U_{0\alpha.1}; \quad (11.68)$$

$$0 = U_{\text{зад.}} - k_{oc} \cdot U_{0\alpha.2}; \quad (11.69)$$

$$\varepsilon_{\text{гран.}I} = U_{\text{зад.}} - k_{oc} \cdot I_{0.1}; \quad (11.70)$$

$$0 = U_{\text{зад.}} - k_{oc} \cdot I_{0.2}. \quad (11.71)$$

и получить выражения для точности стабилизации напряжения и тока:

$$\gamma_U = \frac{U_{0\alpha.1} - U_{0\alpha.2}}{U_{0\alpha.2}} = \frac{\varepsilon_{\text{гран.}U}}{U_{\text{зад.}}}; \quad (11.72)$$

$$\gamma_I = \frac{I_{0.2} - I_{0.1}}{I_{0.2}} = \frac{\varepsilon_{\text{гран.}I}}{U_{\text{зад.}}}. \quad (11.73)$$

Принцип стабилизации, например, напряжения на нагрузке заключается в следующем. Предположим, что если при номинальном значении напряжения питающей сети работали в точке  $A$  при  $\alpha_{\text{раб.}}$  и  $\varepsilon_{\text{раб.}}$ , то при увеличении  $U_{\text{ф.с.}}$  в первый момент времени  $U_{0\alpha}$  увеличивается (11.66),  $\varepsilon$  уменьшается,  $\alpha$  увеличивается и  $U_{0\alpha}$  уменьшается, напряжение на нагрузке за счет увеличения угла  $\alpha$  уменьшается и возвращается к прежнему значению, несмотря на увеличение напряжения питающей сети. Для случая стабилизации тока нагрузки  $I_0$  при уменьшении сопротивления нагрузки в первый момент времени  $I_0$  увеличивается,  $\varepsilon$  уменьшается,  $\alpha$  увеличивается и  $I_0$  уменьшается (11.67). Ток, протекающий через нагрузку, уменьшается, возвращается к прежнему значению, несмотря на уменьшение

сопротивления нагрузки. Для получения точных количественных значений точности стабилизации напряжения и тока, протекающего через нагрузку, необходимо использовать следующие уравнения:

$$U_{\text{зад.}} - k_{\text{ос}} \frac{3\sqrt{6} U_{\text{ф.с.}}}{\pi} \cos\left(\alpha_{\text{мин.}} + \frac{\alpha_{\text{макс.}} - \alpha_{\text{мин.}}}{\varepsilon_{\text{гран.}}} \varepsilon\right) = \varepsilon; \quad (11.74)$$

$$U_{\text{зад.}} - k_{\text{ос}} \frac{3\sqrt{6} U_{\text{ф.с.}}}{\pi \cdot R_{\text{н}}} \cos\left(\alpha_{\text{мин.}} + \frac{\alpha_{\text{макс.}} - \alpha_{\text{мин.}}}{\varepsilon_{\text{гран.}}} \varepsilon\right) = \varepsilon. \quad (11.75)$$

Для стабилизации напряжения на нагрузке при изменении значений напряжения питающей сети переменного тока  $U_{\text{ф.с.}}$  необходимо выбрать такой рабочий угол управления тиристорами выпрямителя при  $U_{\text{ф.с.}}$  номинальном, чтобы при уменьшении значения напряжения  $U_{\text{ф.с.}}$  уменьшением угла управления  $\alpha$  можно было бы восстановить прежнее значение  $U_{0\alpha}$ . Если принять, что напряжение питающей сети  $U_{\text{ф.с.}}$  изменяется в диапазоне  $0,9 U_{\text{ф.с.ном.}} < U_{0\alpha} < 1,1 U_{\text{ф.с.ном.}}$ , то можно принять  $\alpha_{\text{раб.}}$  равным  $30^\circ$  и выбрать для заданных значений  $U_{\text{зад.ном.}}$ ,  $U_{\text{ф.с.ном.}}$ ,  $\alpha_{\text{раб.}}$ ,  $\varepsilon_{\text{гран.}}$ ,  $\varepsilon_{\text{раб.}}$ :

$$U_{\text{зад.ном.}} - k_{\text{ос}} \frac{3\sqrt{6} U_{\text{ф.с.ном.}}}{\pi} \cos\alpha_{\text{раб.}} = \varepsilon_{\text{раб.}}; \quad (11.76)$$

$$\varepsilon_{\text{раб.}} = \frac{\alpha_{\text{раб.}} - \alpha_{\text{мин.}}}{\alpha_{\text{макс.}} - \alpha_{\text{мин.}}} \varepsilon_{\text{гран.}}; \quad (11.77)$$

$$\varepsilon_{\text{гран.}} = \gamma U_{\text{зад.ном.}}. \quad (11.78)$$

В качестве примера для расчета  $k_{\text{ос}}$  используем следующие значения величин, входящих в уравнения 11.76–11.78:  $U_{\text{зад.ном.}} = 5 \text{ В}$ ;  $\gamma = 0,01$ ;  $U_{\text{ф.с.ном.}} = 220 \text{ В}$ ;  $\alpha_{\text{раб.}} = 30^\circ$ ;  $\alpha_{\text{мин.}} = 5^\circ$ ;  $\alpha_{\text{макс.}} = 90^\circ$ .

Тогда

$$\varepsilon_{\text{гран.}} = 0,01 \cdot 5 \text{ В} = 0,05 \text{ В};$$

$$\varepsilon_{\text{раб.}} = \frac{30 - 5}{90 - 5} \cdot 0,05 \text{ В} = 0,014 \text{ В}$$

и уравнение 11.76 приобретает вид:

$$5 - k_{oc} \frac{3\sqrt{6} \cdot 220}{\pi} \cdot \cos 30^\circ = 0,014; \quad (11.79)$$

$$k_{oc} = \frac{U_{зад.ном.} - \varepsilon_{раб.}}{3\sqrt{6} U_{ф.с.ном.} \cos \alpha_{раб.}} \cdot \pi = \frac{5 - 0,014 \cdot \pi}{3\sqrt{6} \cdot 220 \cdot \cos 30^\circ} = 0,00355. \quad (11.80)$$

Для того, чтобы определить значение  $U_{о\alpha}$  при других значениях  $U_{зад.}$  и  $U_{ф.с.}$  для рассчитанного значения  $k_{oc} = 0,00355$  необходимо найти значение  $\varepsilon$  из уравнения:

$$U_{зад.ном.} - 0,00355 \frac{3\sqrt{6} U_{ф.с.}}{\pi} \cos \left( \alpha_{мин.} + \frac{\alpha_{макс.} - \alpha_{мин.}}{\varepsilon_{гран.}} \varepsilon \right) = \varepsilon. \quad (11.81)$$

Найти значение  $\varepsilon$  из уравнения 11.81 можно или графически, или итерационными методами.

По найденному значению  $\varepsilon$  можно определить:

$$\alpha = \alpha_{мин.} + \frac{\alpha_{макс.} - \alpha_{мин.}}{\varepsilon_{гран.}} \varepsilon. \quad (11.82)$$

Далее по уравнению 11.83 вычислить значение напряжения на нагрузке  $U_{о\alpha}$  и определить точность стабилизации напряжения на нагрузке.

Для случая стабилизации тока нагрузки  $I_0$  для заданных значений  $U_{зад.ном.}$ ,  $U_{ф.с.ном.}$ ,  $\alpha_{мин.}$ ,  $\alpha_{макс.}$ ,  $\gamma$ ,  $I_{0.ном.}$  и выбранном значении коэффициента обратной связи можно найти:

$$U_{зад.ном.} - k_{oc} I_{0.ном.} = \varepsilon_{раб.}, \quad (11.83)$$

где

$$I_{0.ном.} = \frac{3\sqrt{6} U_{ф.с.ном.} \cos \alpha_{раб.}}{\pi R_{н.ном.}}; \quad (11.84)$$

$$k_{oc} = \frac{U_{зад.ном.} - \varepsilon_{раб.}}{3\sqrt{6} U_{ф.с.ном.} \cos \alpha_{раб.}} \cdot \pi R_{н.ном.}; \quad (11.85)$$

$$R_{н.ном.} = \frac{3\sqrt{6} U_{ф.с.ном.} \cos \alpha_{раб.}}{\pi I_{0.ном.}}. \quad (11.86)$$

В качестве примера для расчета  $k_{oc}$  используем следующие значения величин, входящих в уравнения 11.83-11.86:  $U_{зад.ном.} = 5$  В;

$$\gamma = 0,01; \quad U_{\text{ф.с.ном.}} = 220 \text{ В}; \quad \alpha_{\text{раб.}} = 30^\circ; \quad \alpha_{\text{мин.}} = 5^\circ; \quad \alpha_{\text{макс.}} = 90^\circ, \\ I_{0.\text{ном.}} = 100 \text{ А}.$$

Тогда

$$\varepsilon_{\text{гран.}} = 0,01 \cdot 5 \text{ В} = 0,05 \text{ В};$$

$$\varepsilon_{\text{раб.}} = \frac{30 - 5}{90 - 5} \cdot 0,05 \text{ В} = 0,014 \text{ В};$$

$$R_{\text{н.ном.}} = \frac{3\sqrt{6} \cdot 220 \cdot \cos 30^\circ}{\pi \cdot 100} = 4,457 \text{ Ом}$$

и уравнение 11.76 приобретает вид:

$$5 - k_{\text{ос}} \cdot 100 = 0,014; \quad (11.87)$$

$$k_{\text{ос}} = 0,0498;$$

$$k_{\text{ос}} = \frac{5 - 0,014 \cdot \pi \cdot 4,457}{3\sqrt{6} \cdot 220 \cdot \cos 30^\circ} = 0,0498. \quad (11.88)$$

Для того, чтобы определить значение тока  $I_0$ , протекающего через нагрузку при других значениях  $U_{\text{зад.}}$ ,  $U_{\text{ф.с.}}$  и  $R_{\text{н}}$  для рассчитанного значения  $k_{\text{ос}} = 0,0498$  необходимо найти значение  $\varepsilon$  из уравнения:

$$U_{\text{зад.}} - 0,0498 \frac{3\sqrt{6} U_{\text{ф.с.}}}{\pi R_{\text{н}}} \cos \left( \alpha_{\text{мин.}} + \frac{\alpha_{\text{макс.}} - \alpha_{\text{мин.}}}{\varepsilon_{\text{гран.}}} \varepsilon \right) = \varepsilon. \quad (11.89)$$

Затем, используя уравнения 11.82 и 11.67, определить  $\alpha$  и  $I_0$  и определить точность стабилизации тока  $I_0$ , протекающего через нагрузку.

## 11.10. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ

Усилитель рассогласования является одной из важных составляющих частей функциональной схемы управления стабилизированного выпрямителя.

Требуемая амплитудная характеристика такого усилителя приведена на рис. 11.25, а его принципиальная электрическая схема — на рис. 11.27.

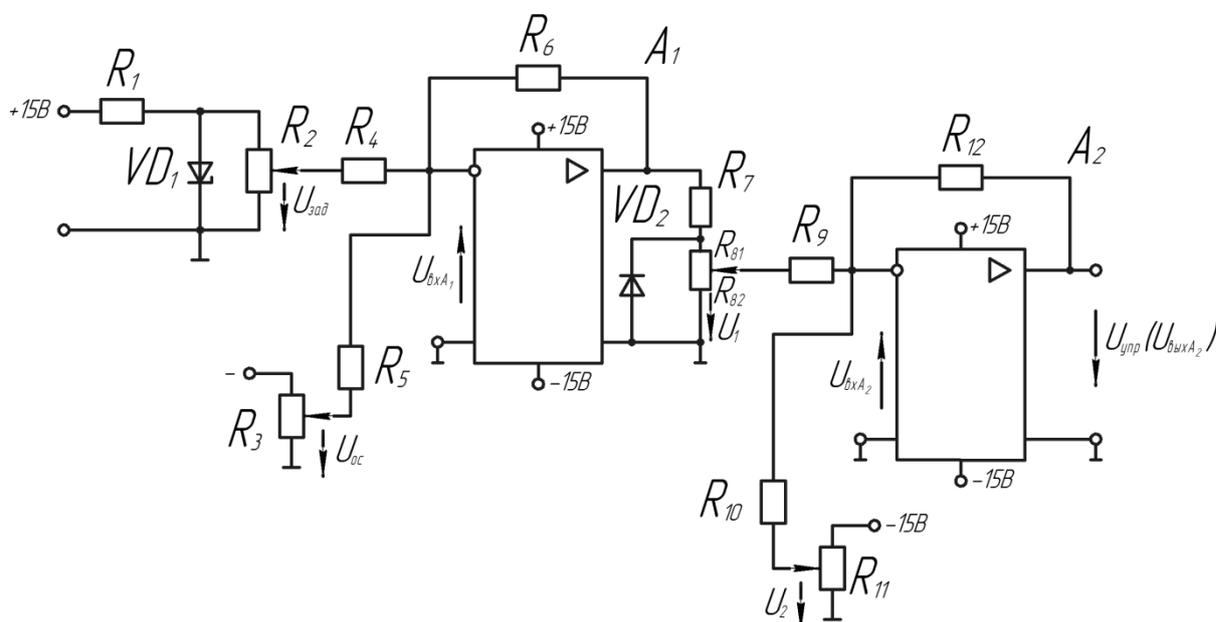


Рис. 11.27. Принципиальная электрическая  
схема усилителя рассогласования

Для заданных значений  $U_{\text{зад.ном.}}$ ,  $\alpha_{\text{мин.}}$ ,  $\alpha_{\text{макс.}}$ ,  $\gamma$ ,  $U_{\text{ГПН.макс.}}$  (например, 6 В) можно определить:

$$U_{\text{упр.мин.}} = \frac{\alpha_{\text{мин.}} \cdot U_{\text{ГПН.макс.}}}{180^{\circ}}; \quad (11.90)$$

$$U_{\text{упр.макс.}} = \frac{\alpha_{\text{макс.}} \cdot U_{\text{ГПН.макс.}}}{180^{\circ}}; \quad (11.91)$$

$$|k_y| = \frac{U_{\text{упр.макс.}} - U_{\text{упр.мин.}}}{\epsilon_{\text{гран}}} = \frac{U_{\text{упр.макс.}} - U_{\text{упр.мин.}}}{U_{\text{зад.ном.}} \cdot \gamma}. \quad (11.92)$$

В качестве примера для расчета  $U_{\text{упр.мин.}}$ ,  $U_{\text{упр.макс.}}$ ,  $|k_y|$  используем следующие значения величин, входящих в уравнение 11.90–11.92:  $U_{\text{зад.ном.}} = 5 \text{ В}$ ,  $\alpha_{\text{мин.}} = 5^\circ$ ,  $\alpha_{\text{макс.}} = 90^\circ$ ,  $\gamma = 0,01$ ,  $U_{\text{ГПН.макс.}} = 6 \text{ В}$ .

Тогда

$$U_{\text{упр.мин.}} = \frac{5 \cdot 6}{180} = 0,1666 \text{ В};$$

$$U_{\text{упр.макс.}} = \frac{90 \cdot 6}{180} = 3 \text{ В};$$

$$|k_y| = \frac{3 - 0,1666}{5 \cdot 0,01} = 56,67.$$

Рассчитаем параметры элементов схемы, изображенной на рис. 10.1, которые обеспечивали бы такие значения  $U_{\text{упр.мин.}}$ ,  $U_{\text{упр.макс.}}$ ,  $|k_y|$ .

Усилители  $A_1$  и  $A_2$  выполнены по схеме инвертирующих операционных усилителей. Для пояснения принципа работы инвертирующего операционного усилителя и последующих расчетов используем расчетную схему и амплитудную характеристику, приведенные на рис. 11.28, а и рис. 11.29, б.

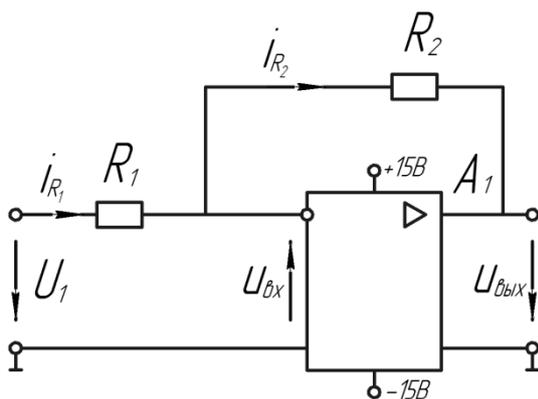


Рис. 11.28, а)

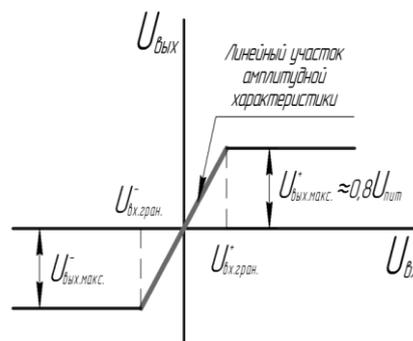


Рис. 11.29, б)

При анализе работы схемы, изображенной на рис. 11.28, а, введем следующие допущения и обозначения:  $R_{\text{вх.оп}} \rightarrow \infty$ ,  $i_{\text{вх.}} = 0$ ,

$k_{U.OY} = \frac{u_{\text{ВЫХ.}}}{u_{\text{ВХ.}}}$ , работаем на линейном участке амплитудной характеристики.

Зависимость  $u_{\text{ВЫХ.}} = f u_1$  можно получить, используя следующие исходные уравнения:

$$-u_1 + i_{R_1} R_1 - \frac{u_{\text{ВЫХ.}}}{k_{U.OY}} = 0; \quad (11.93)$$

$$\frac{u_{\text{ВЫХ.}}}{k_{U.OY}} + i_{R_2} R_2 + u_{\text{ВЫХ.}} = 0; \quad (11.94)$$

$$i_{R_1} = i_{\text{ВХ.}} + i_{R_2}; \quad (11.95)$$

$$u_{\text{ВЫХ.}} = -u_1 \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1 \cdot k_{U.OY}} + \frac{1}{k_{U.OY}}}. \quad (11.96)$$

Так как коэффициент усиления по напряжению современных операционных усилителей  $k_{U.OY}$  составляет  $40 \dots 100 \cdot 10^3$ , то при значениях  $\frac{R_2}{R_1} \ll k_{U.OY}$  можно использовать более простое уравнение для расчета  $u_{\text{ВЫХ.}}$ :

$$u_{\text{ВЫХ.}} = -u_1 \cdot \frac{R_2}{R_1}, \quad (11.97)$$

где  $R_1$  выбирают приблизительно  $0,01 R_{\text{ВХ.ОУ}}$ , а  $R_{\text{ВХ.ОУ}}$  — входное сопротивление операционных усилителей — составляет около  $10^6$  Ом.

Используя выше указанное, проанализируем работу схемы, изображенной на рис. 11.27.

При работе на линейных участках амплитудной характеристики усилителей  $A_1$  и  $A_2$  их выходные напряжения равны:

$$u_{\text{ВЫХ.}A_1} = -\frac{R_6}{R_4} U_{\text{зад.}} + U_{\text{ос}}; \quad (11.98)$$

$$u_{\text{вых.}A2} = -\frac{R_{12}}{R_9} \left( U_2 + \frac{u_{\text{вых.}A1} R_{8.2}}{R_7 + R_8} \right), \quad (11.99)$$

причем  $U_{\text{зад.}} < 0$ ,  $U_{\text{ос}} > 0$ ,  $R_8 = R_{8.1} + R_{8.2}$ .

При  $|U_{\text{зад.}}| = U_{\text{ос}}$  и  $u_{\text{вых.}A1} = 0$ ,  $u_{\text{вых.}A2} = -\frac{R_{12}}{R_{10}} \cdot U_2$ , и  $u_{\text{вых.}A2}$  ДОЛЖНО

БЫТЬ РАВНО  $U_{\text{упр.макс.}}$  (см. рис. 11.25):

$$U_{\text{упр.макс.}} = u_{\text{вых.}A2} = -\frac{R_{12}}{R_{10}} U_2 = 3 \text{ В.} \quad (11.100)$$

Выбираем  $R_{10} = R_9 = R_{12} = 10^4$  Ом, тогда  $U_2 = -3$  В.

При  $U_{\text{ос}} = 0$   $u_{\text{вх.}A1} \gg U_{\text{вх.гран.}}$ ,  $u_{\text{вых.}A1} = U_{\text{вых.макс.}}$  с ПОМОЩЬЮ потенциометра  $R_8$  выставляем такое значение  $U_1$ , чтобы  $U_{\text{вых.}A2} = U_{\text{упр.мин.}} = 0,166$  В.

$$U_{\text{вых.}A1} = \frac{R_{12}}{R_{10}} U_1 + U_2 = U_{\text{упр.мин.}} = 0,166 \text{ В.} \quad (11.101)$$

Из уравнения 11.101 определяем  $U_1 = -0,166 + 3 = 2,833$  В.

Коэффициент усиления усилителя  $A_1$   $\kappa_{U.A1}$  равен:

$$\kappa_{U.A1} = \frac{U_1}{\varepsilon_{\text{гран.}}} = \frac{2,833}{0,01 \cdot 5} = 56,67 = \frac{R_6}{R_4}. \quad (11.102)$$

Выбираем величину сопротивления резисторов  $R_4 = R_5 = 10^4$  Ом, тогда:

$$R_6 = R_4 \kappa_{U.A1} = 10^4 \cdot 56,67 = 5,667 \cdot 10^5 \text{ Ом.} \quad (11.103)$$

## 12. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

### 12.1. ПОЛУПРОВОДНИКИ И ИХ СВОЙСТВА

Полупроводники, благодаря своим свойствам, занимают особое — промежуточное положение между проводниками и диэлектриками. Ряд преимущественных характеристик полупроводников определяют их применение в полупроводниковых приборах. Опережающее развитие технологии производства полупроводниковых приборов характеризуется прогрессом в создании полупроводниковых приборов с улучшенными характеристиками, в том числе, основанных на новых физических принципах.

Множество элементов и неорганических соединений и веществ можно отнести к полупроводникам — это химические элементы, такие, как кремний, германий, индий, фосфор и др., оксиды, сульфиды, селениды и теллуриды, некоторые сплавы и ряд минералов. Весьма перспективными являются полупроводники на основе карбида кремния и арсенида галлия. Полупроводники бывают кристаллические и аморфные (жидкие и твердые).

К полупроводникам относят вещества, которые находятся по удельной электрической проводимости между металлами и диэлектриками. При комнатной температуре удельная электрическая проводимость полупроводников составляет  $10^{-8}$ – $10^5$  См/м (для металлов —  $10^6$ – $10^8$  См/м, для диэлектриков —  $10^{-13}$ – $10^{-8}$  См/м). В полупроводниковой технике обычно используют только кристаллические полупроводники (монокристаллы с примесями не более одного атома примеси на  $10^{10}$  атомов основного вещества).

Основное отличие полупроводников от металлов — это возрастание удельной электрической проводимости при повышении температуры. У металлов удельная электрическая проводимость с ростом температуры падает.

Важным преимуществом при конструировании приборов является значительная зависимость электропроводности полупроводников от внешних воздействий: нагревания, облучения, электрического и магнитного полей, давления, ускорения, а также от содержания незначительного количества примесей.

Свойства полупроводников хорошо поясняются с помощью зонной теории твердого тела. Согласно зонной теории твердого тела атомы веществ состоят из ядра и электронов, движущихся по замкнутой орбите вокруг ядра. Электроны в атоме группируются в оболочки. У основных полупроводниковых материалов, используемых для создания полупроводниковых приборов — кремния и германия — кристаллическая решетка тетраэдрическая. Каждый валентный электрон, т. е. электрон, находящийся на внешней, незаполненной, оболочке атома, в кристалле принадлежит не только своему, но и ядру соседнего атома. Все атомы в кристаллической решетке расположены на одинаковом расстоянии друг от друга и связаны ковалентными связями (ковалентной называют связь между парой валентных электронов двух атомов, на рис. 12.1 для германия она показана двумя линиями). Эти связи являются прочными и чтобы их разорвать, нужно приложить энергию извне.

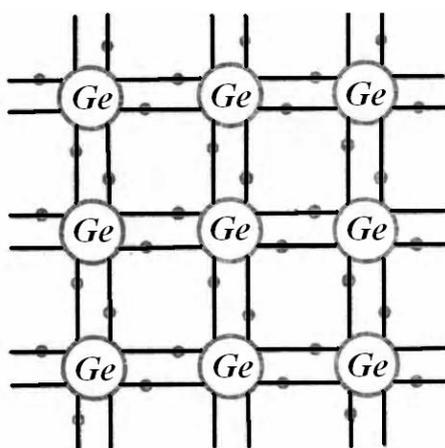


Рис. 12.1. Связи в кристаллической решетке германия *Ge*

Поскольку энергия электрона  $W$  дискретна, электрон может двигаться только по той орбите, которая соответствует его энергии. Энергетические уровни, которые могут занимать электроны, иллюстрируются диаграммой (рис. 12.2, *a*). Чем более удалена орбита от ядра, тем больше энергия электрона и

тем более высок его энергетический уровень (I, II, III — рис. 12.2, а). Все энергетические уровни разделены так называемыми запрещенными зонами  $\Delta W$ , соответствующими запрещенной энергии для электронов. В энергетической зоне число разрешенных уровней равно числу атомов в кристалле. Ширина разрешенных зон обычно равна нескольким электрон-вольтам. Разрешенные зоны, в которых электроны отсутствуют, называются свободными (I — рис. 12.2, а).

Свободная зона, в которой при температуре, равной нулю электронов нет, а при более высокой температуре они могут в ней находиться, называется *зоной проводимости*. Разделение твердых тел на металлы, полупроводники и диэлектрики основано на ширине запрещенной зоны между валентной зоной (I, II) и зоной проводимости, а также на степени заполнения разрешенных энергетических зон (рис. 12.2, б, где показаны соответственно энергетические уровни в металлах, полупроводниках и диэлектриках).

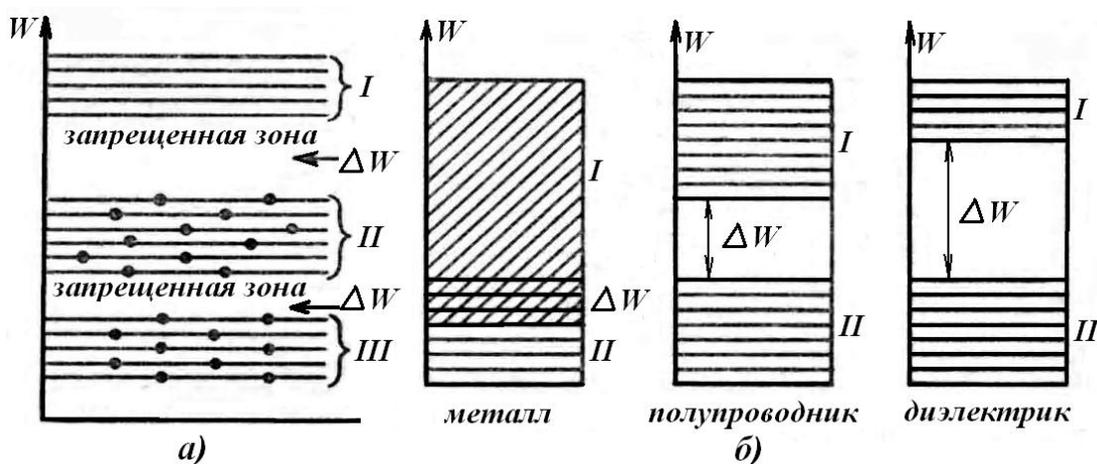


Рис. 12.2. Энергетические уровни

а) зоны энергетических уровней, б) энергетические уровни соответственно металла, полупроводника и диэлектрика

Ширина запрещенной зоны  $\Delta W$  определяет *энергию активации собственной электропроводности*. Для металлов она равна нулю, для полупроводников менее 2 эВ, а для диэлектриков более 2 эВ.

Для того чтобы вещество обладало электропроводностью, оно должно содержать свободные носители заряда. *В полупроводниках носителями заряда являются электроны и дырки.* Носителями заряда в металлах являются электроны.

При температуре, равной нулю, в полупроводнике без примесей свободных носителей заряда нет. Однако при внешнем воздействии, например, с повышением температуры часть ковалентных связей может быть разорвана и валентные электроны, став свободными, могут покинуть свой атом. Потеря электрона превращает атом в положительный ион. В связях на том месте, где раньше был электрон, появляется свободное (вакантное) место — *дырка.*

*Заряд дырки положительный и по абсолютному значению равен заряду электрона.* Свободное место (дырку) может заполнить валентный электрон соседнего атома, на месте которого в ковалентной связи образуется новое свободное место (дырка), и т. д. Таким образом, одновременно с перемещением валентных электронов будут перемещаться и дырки. При этом освобождение электрона от атома приводит к ионизации, а последующее перемещение дырки означает поочередную ионизацию атомов, жестко закрепленных в кристаллической решетке.

Если электрическое поле отсутствует, электроны проводимости совершают хаотическое тепловое движение. Если полупроводник поместить во внешнее электрическое поле, то электроны и дырки, продолжая участвовать в хаотическом тепловом движении, начнут перемещаться (дрейфовать) под действием поля, что и создает электрический ток. При этом электроны перемещаются против направления электрического поля, а дырки — по направлению поля. Электропроводность полупроводника без примесей, возникающая за счет нарушения ковалентных связей, называется *собственной электропроводностью.*

Согласно зонной теории, все энергетические уровни валентной зоны при температуре, равной нулю, заняты электронами. Если

электронам сообщить извне энергию, превышающую энергию активации  $\Delta W$ , то часть валентных электронов перейдет в зону проводимости. Вследствие ухода электронов из валентной зоны в ней образуются дырки, число которых, соответственно, равно числу ушедших электронов (рис. 12.3 — 1). Следовательно, в валентной зоне перемещение электронов (*электронная проводимость* или *n-проводимость*) вызывает перемещение в противоположном направлении дырок (*дырочная проводимость* или *p-проводимость*). Хотя в валентной зоне перемещаются электроны, обычно удобнее рассматривать движение дырок. Образовавшиеся электронно-дырочные пары могут исчезнуть, если дырка заполняется электроном. В этом случае электрон станет несвободным и потеряет возможность перемещения, а избыточный положительный заряд иона атома окажется нейтрализованным. При этом одновременно исчезают и дырка, и электрон. Процесс воссоединения электрона и дырки называют рекомбинацией (рис. 12.3 — 2). Рекомбинацию в соответствии с зонной теорией можно рассматривать как переход электронов из зоны проводимости на свободные места в валентную зону. Переход электронов с более высокого энергетического уровня на более низкий уровень сопровождается высвобождением энергии, которая либо излучается в виде квантов света (фотоны), либо передается кристаллической решетке в виде тепловых колебаний (фононы).

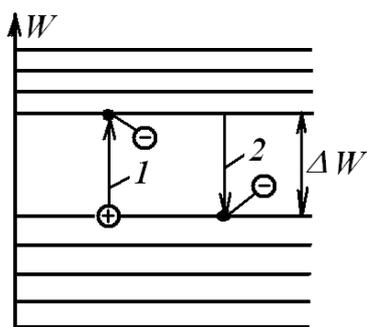


Рис. 12.3. Генерация носителей заряда: 1 — образование пары носителей заряда, 2 — рекомбинация

Среднее время существования пары носителей заряда называют временем жизни носителей заряда. Среднее расстояние, которое проходит носитель заряда за время жизни, называют *диффузионной длиной носителя заряда* ( $L_p$  для

дырок,  $L_n$  для электронов). При постоянной температуре и в отсутствие других внешних воздействий кристалл находится в состоянии равновесия: число генерированных пар носителей заряда равно числу рекомбинированных пар. Число носителей заряда в единице объема, т. е. их концентрация, определяет значение *удельной электрической проводимости*. Для полупроводника без примеси концентрация электронов  $n_i$  равна концентрации дырок  $p_i$ .

Полупроводники, обладающие наряду со своей собственной электропроводностью еще и *примесной электропроводностью*, называют полупроводниками, содержащими примесь. Примесная электропроводность может быть электронной или дырочной. Если в чистый германий (четырёхвалентный элемент) вводится примесь пятивалентного элемента, например мышьяка (или сурьмы, фосфора) (рис. 12.4, а), то атом мышьяка связывается в кристаллической решетке германия ковалентными связями с атомами германия. Но в связи могут участвовать только четыре валентных электрона мышьяка, а пятый электрон оказывается свободным. Следовательно, такая примесь увеличивает электронную проводимость (*n-проводимость*). Таким образом, в узле кристаллической решетки появляется положительно заряженный ион примеси, а в кристалле — свободный электрон. Примеси, атомы которых отдают свободные электроны, называют *донорными* (донорами).

В запрещенной зоне вблизи зоны проводимости создается разрешенный донорный энергетический уровень, на котором при температуре, близкой к нулю, располагаются свободные электроны. Для перевода электрона с примесного уровня в зону проводимости требуется меньше энергии (рис. 12.4, б), чем для перевода электрона из валентной зоны. Энергию, затраченную электроном на преодоление расстояния от донорного уровня до зоны проводимости, называют *энергией ионизации* (активации) доноров  $\Delta W_{ab}$ .

Внесение в полупроводник донорной примеси существенно увеличивает концентрацию свободных электронов, а концентрация дырок остается такой же, какой она была в собственном полупроводнике. В таком примесном полупроводнике электропроводность обусловлена в основном электронами, поэтому электроны являются *основными носителями заряда* (их концентрация высокая), а дырки — *неосновными носителями заряда*.

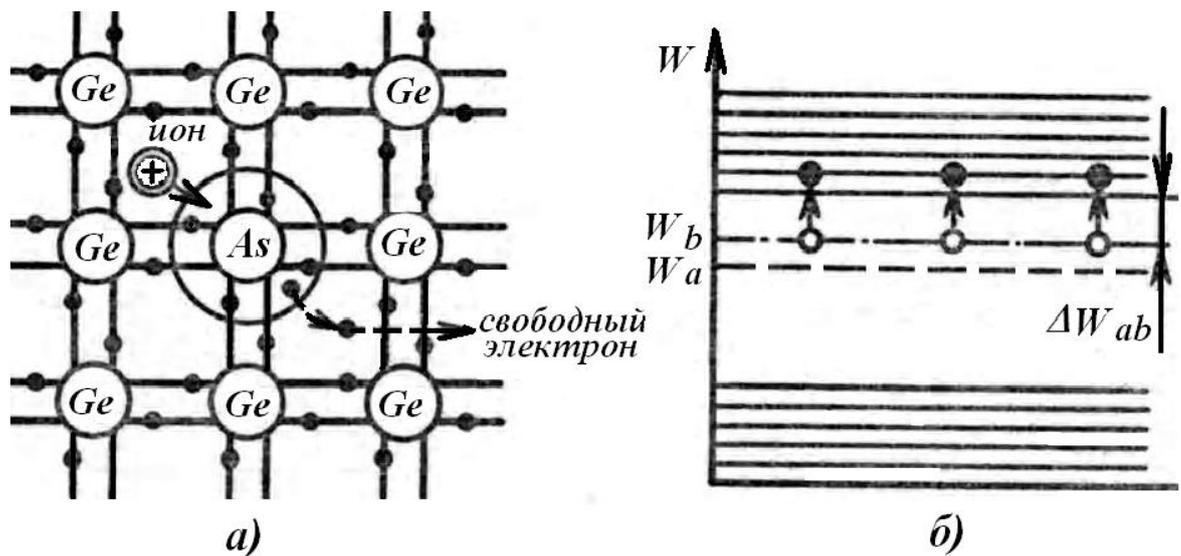


Рис. 12.4. Структура полупроводника с примесью:

- а) кристаллическая решетка с примесью пентавалентного мышьяка,
- б) энергетическая диаграмма

Если в германий ввести примесь трехвалентного элемента (например, индия), то для образования ковалентной связи с германием индию не хватит одного электрона. Одна связь останется незаполненной. При незначительном повышении температуры в незаполненную валентную связь может перейти электрон соседнего атома германия, оставив на своем месте дырку (рис. 12.5, а), которая может быть также заполнена электроном и т. д. Таким образом, дырка как бы перемещается в полупроводнике. Примесный атом индия превращается в отрицательный ион. Примеси, атомы которых способны при возбуждении принять валентные электроны соседних атомов, создав в них дырку,

называют *акцепторными*. На диаграмме энергетических зон полупроводника с акцепторной примесью (рис. 12.5, б) в запрещенной зоне вблизи валентной зоны создается примесный энергетический уровень (акцепторный). При температурах, близких к нулю, этот уровень свободен, а при повышении температуры он может быть занят электроном валентной зоны, в которой после ухода электрона образуется дырка. Расстояние от потолка валентной зоны до акцепторного уровня называют энергией ионизации акцепторов  $\Delta W_{cd}$ . Внесение в полупроводник акцепторной примеси существенно увеличивает концентрацию дырок, а концентрация электронов остается такой же, какой она была в собственном полупроводнике. В этом примесном полупроводнике электропроводность обусловлена в основном дырками, ее называют *дырочной*, а полупроводники — полупроводниками *p*-типа. Дырки для полупроводника *p*-типа — основные носители заряда, а электроны — неосновные.

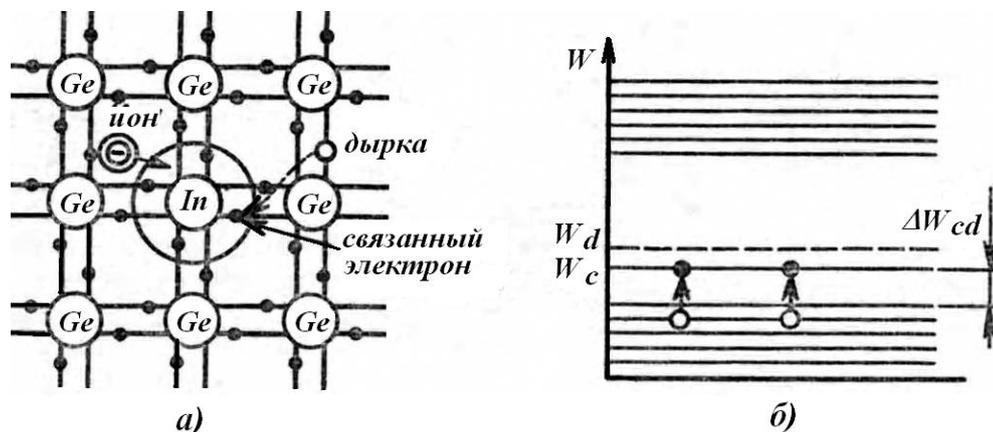


Рис. 12.5. Структура полупроводника с примесью:

- а) кристаллическая решетка с примесью трехвалентного индия,
- б) энергетическая диаграмма

Таким образом, носители заряда, определяющие вид проводимости в примесном полупроводнике, называют основными (дырки в *p*-полупроводнике и электроны в *n*-полупроводнике), а носители заряда противоположного знака — неосновными.

## 12.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

### 12.2.1. Электронно-дырочный переход

Созданную внутри монокристалла полупроводника на границе раздела двух сред с разным типом примесной электропроводности ( $p$ - и  $n$ -типа) область называют *электронно-дырочным переходом* или  $p$ - $n$ -переходом, а прибор с одним  $p$ - $n$ -переходом — *полупроводниковым диодом* или *вентилем*. Такие переходы изготавливают специальными технологическими приемами путем внесения примеси определенного типа (например,  $n$ -типа) в полупроводник с незначительным количеством примеси противоположного типа ( $p$ -типа). Свойства  $p$ - $n$ -перехода положены в основу принципа действия подавляющего числа полупроводниковых приборов.

Если принять, что  $p$ - $n$ -переход образован в результате соприкосновения (контакта) двух полупроводников  $p$ - и  $n$ -типов, и концентрации электронов в области  $n$ -типа и дырок в области  $p$ -типа равны, то при комнатной температуре практически все атомы примесей полупроводника ионизованы. В этом случае в полупроводнике  $p$ -типа концентрация отрицательных ионов акцепторов  $N_a$  равна концентрации свободных дырок  $p_p$ , а в области  $n$ -типа концентрация положительных ионов доноров  $N_d$  равна концентрации свободных электронов  $n_n$ . Кроме того, в каждой области имеется небольшое количество неосновных носителей.

При создании  $p$ - $n$ -перехода равенство между количеством ионов и свободных носителей заряда нарушается. Так как между областями  $p$ - и  $n$ -типов существует значительная разница в концентрации дырок и электронов, происходит диффузия дырок в область  $n$ -типа и электронов — в область  $p$ -типа. Как только дырка покинет область  $p$ -типа, в этой области вблизи границы раздела образуется нескомпенсированный отрицательный заряд иона

акцепторной примеси, а с уходом электрона из области  $n$ -типа в ней образуется нескомпенсированный положительный заряд иона донорной примеси (рис. 12.6,  $a$ , кружок тонкой линии — свободные заряды; толстой линии — ионы). Нескомпенсированные заряды образуются также и вследствие того, что часть электронов и дырок, попавших в смежную область, рекомбинирует, нарушая тем самым равновесие концентрации между свободными носителями заряда и неподвижными ионами примеси. В результате вблизи границы раздела областей создается *двойной объемный слой пространственных зарядов*, который и называют  *$p-n$ -переходом*. Этот слой обеднен основными (подвижными) носителями заряда в обеих частях, поэтому его удельное сопротивление велико по сравнению с областями  $p$ - и  $n$ -типов. Часто этот слой называют *запирающим*. Однако надо отметить, что концентрация подвижных носителей в  $p-n$ -переходе изменяется плавно. Существенно обеднен подвижными носителями заряда только средний слой перехода, где их концентрация на несколько порядков меньше, чем в областях  $p$ - и  $n$ -типов. Поэтому обедненный, или запирающий, слой несколько уже  $p-n$ -перехода.

Объемные заряды по обе стороны границы раздела полупроводников имеют разные знаки и создают электрическое поле  $p-n$ -перехода. Это поле напряженностью  $E$  направлено от положительно заряженного слоя к отрицательно заряженному слою, т. е. от области  $n$ -типа к области  $p$ -типа, имеющих одинаковые размеры  $l_p$  и  $l_n$  (рис. 12.6,  $a$ ). В этом случае электрическое поле является тормозящим для основных носителей и препятствует дальнейшему диффузионному перемещению основных носителей через  $p-n$ -переход, стремясь вернуть дырки в область  $p$ , а электроны в область  $n$ .

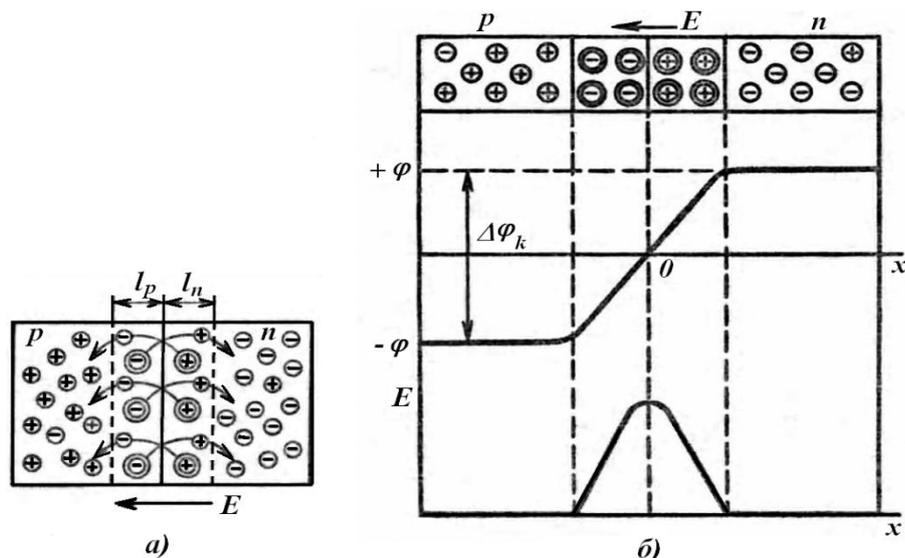


Рис. 12.6. Электронно-дырочный переход:

а)  $p-n$ -переход, б) изменение потенциала в направлении, перпендикулярном плоскости  $p-n$ -перехода

На рис. 12.6, б показано изменение напряженности поля  $E$  и его потенциала вдоль оси  $x$ , перпендикулярной плоскости  $p-n$ -перехода. При этом нулевой потенциал будет на границе раздела областей. Возникающий в  $p-n$ -переходе потенциальный барьер равен контактной разности потенциалов  $\Delta\varphi_k$ , которую называют высотой потенциального барьера:

$$\Delta\varphi_k = \frac{\Delta W}{q}, \quad (12.1)$$

где  $\Delta W$  — минимальная энергия, дополнительно сообщаемая электрону или дырке для перехода в смежную область;  $q$  — заряд электрона.

На высоту потенциального барьера влияет концентрация примесей (с увеличением концентрации увеличивается и потенциальный барьер). В предельном случае энергия  $\Delta W$  достигает ширины запрещенной зоны. У германия потенциальный барьер равен 0,3–0,4 В, а в кремнии — 0,7–0,8 В.

При перемещении основных носителей заряда через  $p-n$ -переход в смежные области против поля  $p-n$ -перехода возникает диффузионный ток:

$$I_{\text{диф}} = I_{p_p} + I_{n_n} \quad (12.2)$$

где  $I_{p_p}$  и  $I_{n_n}$  — токи, образованные соответственно дырками области  $p$  и электронами области  $n$ . С перемещением основных носителей заряда начинается перемещение неосновных носителей — дырок  $p_n$  области  $n$  и электронов  $n_p$  области  $p$ . Причем перемещение происходит в направлении поля  $p-n$ -перехода, которое для них является ускоряющим. Поток неосновных носителей является дрейфовым током или током проводимости:

$$I = I_{p_n} + I_{n_p} \quad (12.3)$$

где  $I_{p_n}$  и  $I_{n_p}$  — токи, образованные соответственно дырками  $n$  области и электронами  $p$  области.

При отсутствии внешнего поля устанавливается динамическое равновесие между потоками основных и неосновных носителей заряда и диффузионный и дрейфовый токи оказываются равными по абсолютному значению.

### 12.2.2. Прямое включение $p-n$ -перехода

Прямым подключением источника напряжения к диоду принимается такое, что плюс подключен к области  $p$ -типа, а минус к области  $n$ -типа (рис. 12.7, а). Противоположное включение называют обратным включением. При этом электрическое поле источника напряжения напряженностью  $E_u$  направлено навстречу контактному полю напряженностью  $E$ . Следовательно, напряженность результирующего электрического поля будет равна  $E_p = E - E_u$ .

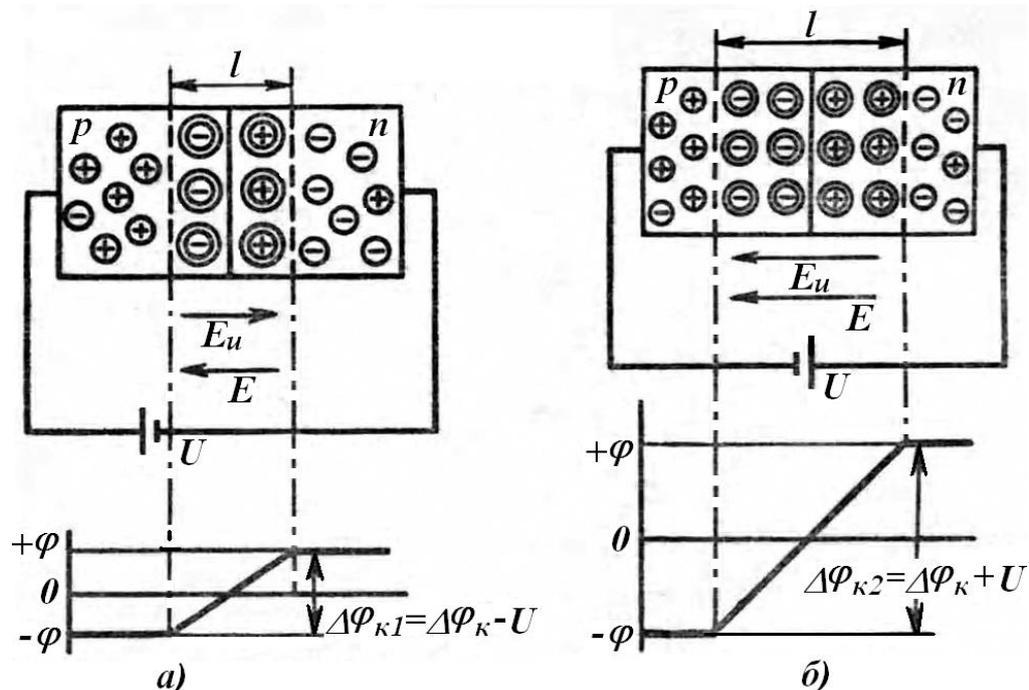


Рис. 12.7. Подключение источника питания к  $p-n$ -переходу:  
 а) прямое включение  $p-n$ -перехода, б) обратное включение  $p-n$ -перехода

Уменьшение напряженности электрического поля в  $p-n$ -переходе при прямом включении вызовет снижение высоты потенциального барьера на значение прямого напряжения  $U$  источника питания (см. рис. 12.7, а). Это приводит к увеличению числа основных носителей заряда через потенциальный барьер и соответственно к росту диффузионного тока и уменьшению встречного дрейфового тока  $I_0$ .

Изменение диффузионного тока с изменением напряжения происходит по экспоненциальному закону:

$$I_{\text{диф}} = I_0 e^{qU/kT}, \quad (12.4)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана,  $T$  — температура.

Тогда результирующий ток, называемый *прямым током* диода, будет равен:

$$I_{\text{пр}} = I_{\text{диф}} - I_0 = I_0 e^{qU/kT} - I_0 \quad (12.5)$$

Как видно из уравнения 12.5, прямой ток зависит от приложенного напряжения и даже небольшое напряжение, приложенное к  $p-n$ -переходу, вызывает большой ток. В результате действия внешнего поля в прямом направлении в области  $p-n$ -перехода происходит перераспределение концентрации носителей заряда. При этом дырки  $p$ -области и электроны  $n$ -области диффундируют в глубь  $p-n$ -перехода и рекомбинируют. В результате ширина  $p-n$ -перехода уменьшается, что снижает сопротивление запирающего слоя.

### 12.2.3. Обратное включение $p-n$ -перехода

При обратном включении  $p-n$ -перехода (рис. 12.7, б) электрическое поле источника напряжения напряженностью  $E_u$  направлено в ту же сторону, что и контактное поле  $p-n$ -перехода напряженностью  $E$ . Тогда напряженность результирующего поля в переходе будет равна:  $E_p = E_u + E$ . Это увеличение напряженности электрического поля в  $p-n$ -переходе повышает потенциальный барьер (см. рис. 12.7, б) на значение обратного напряжения источника. Следствием повышения потенциального барьера является уменьшение числа основных носителей заряда, способных преодолеть потенциальный барьер. Уменьшение диффузионного тока происходит по экспоненциальному закону, тогда обратный результирующий ток через  $p-n$ -переход будет равен:

$$I_{\text{обр}} = I_0 e^{-qU / kT} - 1 \quad (12.6)$$

Ток при обратном включении  $p-n$ -перехода называют обратным током. Для неосновных носителей заряда поле  $p-n$ -перехода является ускоряющим, поэтому дырки области  $n$  из прилегающих к  $p-n$ -переходу слоев дрейфуют в область  $p$ -типа, а электроны области  $p$  — в область  $n$ -типа. При этом через  $p-n$ -переход протекает только дрейфовый ток. Он незначителен,

поскольку мала концентрация неосновных носителей заряда в обеих областях и велико сопротивление  $p-n$ -перехода. Ввиду тепловой генерации неосновных носителей заряда обратный ток еще называют *тепловым*. Его значение при данной температуре определяется скоростью тепловой генерации носителей заряда. Так как при обратном включении  $p-n$ -перехода увеличивается потенциальный барьер, увеличивается и ширина  $p-n$ -перехода. Это вызывает повышение сопротивления запирающего слоя.

Прямое и обратное включение  $p-n$ -перехода иногда называют *прямым и обратным смещением* диода.

#### 12.2.4. Вольтамперная характеристика $p-n$ -перехода

Зависимость тока  $p-n$ -перехода от приложенного к нему напряжения  $I = f U$  называют вольтамперной характеристикой. Она описывается уравнением:

$$I = I_0 e^{\pm qU / kT} - 1 . \quad (12.7)$$

Если  $p-n$ -переход смещен в прямом направлении, то напряжение  $U$  берут со знаком плюс, если в обратном — со знаком минус.

Вольтамперная характеристика  $p-n$ -перехода представлена на рис. 12.8, *а*. Обратный ток обычно на несколько порядков меньше прямого тока. Поэтому  $p-n$ -переход обладает свойством односторонней проводимости. При повышении температуры прямой ток увеличивается. Но так как он зависит от концентрации основных носителей заряда, которая растет незначительно, то и это увеличение незначительно (см. рис. 12.8, *б*). На обратный ток повышение температуры влияет существенно, поскольку он зависит от концентрации неосновных носителей заряда, которая при повышении температуры экспоненциально возрастает. При прямом смещении потенциальный барьер снижается, и через него перемещаются основные носители заряда в смежную область, где

они являются неосновными. Это явление называют *инжекцией*. Область, из которой инжектируются носители заряда, называют *эмиттером*, а область, в которую они инжектируются и где они являются неосновными, — *базой*.

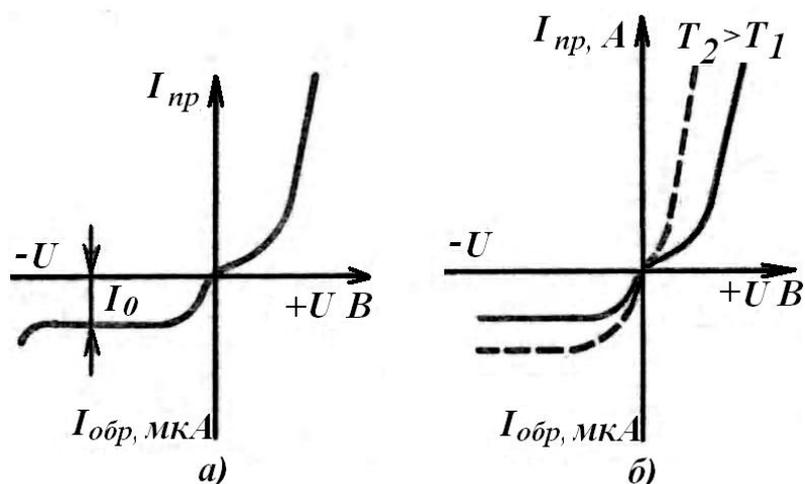


Рис. 12.8. Вольтамперные характеристики диода:

а) вольтамперная характеристика  $p-n$ -перехода,

б) вольтамперные характеристики при разных температурах

В полупроводниковых приборах концентрации примесей в разных областях кристалла разные, а, следовательно, отличаются и концентрации основных носителей заряда. Поэтому различают низкоомную и высокоомную области. Под действием поля  $p-n$ -перехода неосновные для данной области носители заряда перемещаются через  $p-n$ -переход в соседнюю область. Процесс выведения неосновных носителей заряда через переход под воздействием поля этого перехода при подключении  $p-n$ -перехода к источнику внешнего напряжения называют *экстракцией* (извлечением).

### 12.2.5. Барьерная емкость $p-n$ -перехода

По обе стороны от  $p-n$ -перехода находятся ионизированные атомы донорной и акцепторной примесей, образующие отрицательные и положительные пространственные заряды. При изменении напряжения, приложенного к переходу, изменяется его ширина, а, следовательно, и пространственный заряд. Поэтому плоскостной  $p-n$ -переход можно рассматривать как две пластины конденсатора с равными по значению, но противоположными по знаку, зарядами ( $Q_p = -Q_n$ ), т. е.  $p-n$ -переход обладает емкостью. Емкость, обусловленную перераспределением зарядов в переходе, называют *барьерной*. Заряд зависит от напряжения, но не пропорционален ему, и емкость определяется как отношение приращения пространственных зарядов в  $p-n$ -переходе к вызвавшему это приращение изменению напряжения:

$$C_{\bar{6}} = \frac{dQ}{dU} \quad (12.8)$$

В зависимости от концентрации  $N$  донорной или акцепторной примесей можно найти заряд емкости:

$$Q = q \cdot N \cdot S \cdot l, \quad (12.9)$$

где  $S$  и  $l$  — соответственно площадь и ширина  $p-n$ -перехода, причем для несимметричного  $p-n$ -перехода при его прямом и обратном включении:

$$\text{если } l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN}} \Delta\varphi_k, \text{ то } l = l_0 \frac{\Delta\varphi_k - U}{\Delta\varphi_k}, \quad (12.10)$$

где  $\varepsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость среды;  $\varepsilon_0$

— электрическая постоянная;  $l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN}} \Delta\varphi_k$  — ширина  $p-n$ -

перехода в равновесном состоянии. Если подставить в 12.9 выражение 12.10 и продифференцировать его по напряжению, получим:

$$C_{\delta} = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{l} \sqrt{\frac{\Delta\varphi_k}{\Delta\varphi_k + |U|}} \quad (12.11)$$

Полученное выражение определяет значение емкости  $p-n$ -перехода приложенного от напряжения.

В тонких слоях около границы  $p-n$ -перехода возникает избыточная концентрация неосновных носителей. Для нейтрализации этого избыточного заряда из прилегающих слоев отсасываются основные носители, число которых пополняется за счет источника. Таким образом, в каждой области у границы  $p-n$ -перехода возникают равные по значению, но противоположные по знаку заряды  $Q_{\text{диф}}$ . При изменении напряжения изменяется число инжектированных носителей, а, следовательно, и заряд. Изменение заряда на границе перехода подобно изменению зарядов на обкладках конденсатора при изменении приложенного к нему напряжения. Емкость, связанную с изменением инжектированных носителей при изменении напряжения, называют *диффузионной* и определяют как отношение приращения инжектированного заряда в базе к вызвавшему его приращению напряжения:

$$C_{\text{диф}} = \frac{dQ_{\text{инж}}}{dU} \quad (12.12)$$

Диффузионная емкость увеличивается с увеличением прямого тока. Кроме того, она тем больше, чем больше время жизни неосновных инжектированных носителей заряда, так как при этом меньше рекомбинация и больше носителей накапливается у границы  $p-n$ -перехода. При подключении к  $p-n$ -переходу обратного напряжения перераспределение зарядов вследствие экстракции незначительно, поэтому диффузионная емкость мала. При прямом напряжении диффузионная емкость значительно больше барьерной, а при обратном напряжении — наоборот. Поэтому при прямом напряжении учитывают  $C_{\text{диф}}$ , а при обратном —  $C_{\delta}$ .

### 12.2.6. Пробой $p-n$ -перехода

Резкое возрастание обратного тока, наступающее даже при незначительном увеличении обратного напряжения сверх определенного значения, называют пробоем перехода. Природа пробоя может быть различной: он может быть *электрическим*, при котором  $p-n$ -переход не разрушается и сохраняет работоспособность, и *тепловым*, при котором разрушается кристаллическая структура полупроводника.

*Электрический* пробой связан со значительным увеличением напряженности электрического поля в  $p-n$ -переходе (более  $10^7$  В/см). Наблюдаются два типа электрического пробоя. В полупроводниках с узким  $p-n$ -переходом (что обеспечивается высокой концентрацией примесей) возникает *туннельный пробой*, связанный с туннельным эффектом, когда под воздействием очень сильного поля носители заряда могут переходить из одной области в другую через  $p-n$ -переход без затраты энергии. Туннельный пробой наблюдается при обратном напряжении порядка нескольких вольт (до 10 В). В полупроводниках с широким  $p-n$ -переходом может произойти *лавинный пробой*. Его механизм состоит в том, что в сильном электрическом поле может возникнуть ударная ионизация атомов  $p-n$ -перехода; носители заряда на длине свободного пробега приобретают кинетическую энергию, достаточную для того, чтобы при столкновении с атомом кристаллической решетки полупроводника выбить электроны из ковалентных связей. Образовавшаяся при этом пара свободных носителей заряда (электрон – дырка) тоже примет участие в ударной ионизации. Процесс нарастает лавинообразно и приводит к значительному возрастанию обратного тока. Пробивное напряжение лавинного пробоя составляет десятки и сотни вольт.

*Тепловой пробой* возникает тогда, когда энергия, выделяемая в  $p-n$ -переходе при прохождении через него обратного тока, превышает энергию, которую способен рассеять  $p-n$ -переход.

Происходит значительный перегрев перехода, и обратный ток, который является тепловым, резко возрастает, а перегрев увеличивается. Это приводит к лавинообразному увеличению тока, в результате чего и возникает тепловой пробой  $p-n$ -перехода.

С практической точки зрения электрический пробой при приложении обратного напряжения не опасен для полупроводникового прибора. При отключении источника питания вентиляемые свойства электронно-дырочного перехода быстро восстанавливаются. Наоборот, тепловой пробой приводит к разрушению кристалла полупроводника и переходу в аварийный режим.

### 12.2.7. Разновидности диодов

*Полупроводниковый диод* — это полупроводниковый прибор с одним электрическим  $p-n$ -переходом. С помощью двух контактных соединений обеспечивается контакт металла с полупроводником, к которым присоединяются два вывода. Электрический переход чаще всего образуется между двумя полупроводниками с разным типом примесной электропроводности ( $p$ - или  $n$ -типа), одна из областей (низкоомная) является эмиттером, другая (высокоомная) — базой. Структура диода, его конструкция и условное обозначение в схемах показаны на рис. 12.9.

*Классифицируют* диоды по различным признакам:

- по основному *полупроводниковому материалу* — кремниевые, германиевые, из арсенида галлия, из которых в силовой электронике преимущественно используют кремниевые из-за более высокой допустимой температуры кристалла,

- по *физической природе процессов* работы полупроводников — туннельные, лавинные, фотодиоды, светодиоды и др.,

- по *технологии изготовления*  $p-n$ -перехода — сплавные, диффузионные и др.,

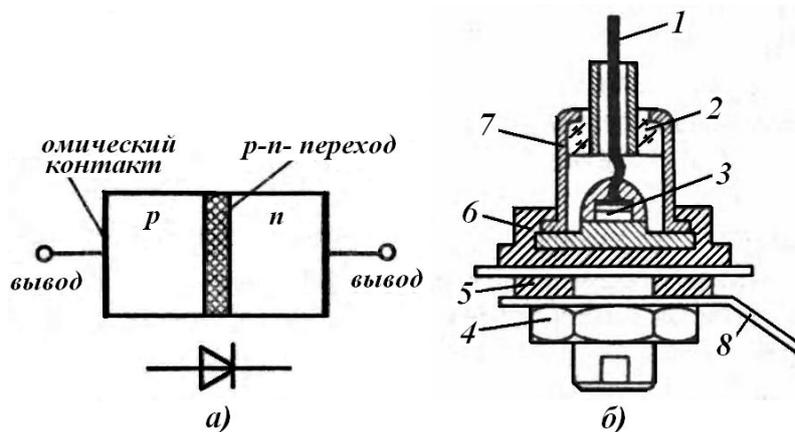


Рис. 12.9. Структура, обозначение (а) и конструкция диода (б):  
 1 — вывод, 2 — стеклянная втулка, 3 — полупроводник, 4 —  
 крепежная гайка, 5 — шайба, 6 — охлаждающее основание, 7 — корпус,  
 8 — вывод для пайки

Основной, с практической точки зрения, является классификация по назначению диода — выпрямительные, лавинные, импульсные, стабилитроны, варикапы и др.

Применение диодов весьма разнообразное. Низкочастотные диоды малой и средней мощности используют в схемах питания радиоаппаратуры, а высокочастотные — в устройствах автоматики и вычислительной техники. Диоды с высоким рабочим напряжением и током (силовые диоды) используют в различных источниках питания в качестве выпрямителей и частотных преобразователей: источники питания электротехнологических установок (сварочных, плазменных и др.), систем автоматического управления производством (тяговых электродвигателей, привода станков и др.). Высокочастотные диоды применяют также в системах радиосвязи, радиолокации, телеизмерительной техники, а сверхвысокочастотные (СВЧ диоды) — для модуляции и детектирования колебаний в диапазоне сотен мегагерц.

*Коэффициентом выпрямления* называют отношение прямого и обратного токов при одинаковом напряжении. Чем меньше емкость  $p-n$ -перехода, тем больше коэффициент выпрямления диода. Поскольку емкость  $p-n$ -перехода зависит от приложенного в

обратном направлении напряжения, это дает возможность использовать в схемотехнике такие диоды, или *варикапы*, в качестве переменной емкости.

**Выпрямительные диоды.** Выпрямительные диоды применяют в качестве вентилях, которые пропускают переменный ток только в одном направлении. Вентильные свойства диода зависят от того, насколько мал обратный ток. Для уменьшения обратного тока необходимо снижать концентрацию неосновных носителей, что может быть обеспечено за счет высокой степени очистки исходного полупроводника. Вольтамперные характеристика  $p-n$ -перехода несколько отличаются от характеристик реальных диодов. Их вид зависит от рода основного полупроводникового материала, площади  $p-n$ -перехода и температуры. Прямые ветви вольтамперных характеристик диодов, выполненных на основе германия и кремния, показаны на рис. 12.10, *а*. Особенно сильно влияние температуры сказывается на обратной ветви характеристики (рис. 12.10, *б*), так как с ростом температуры возрастает тепловой ток.

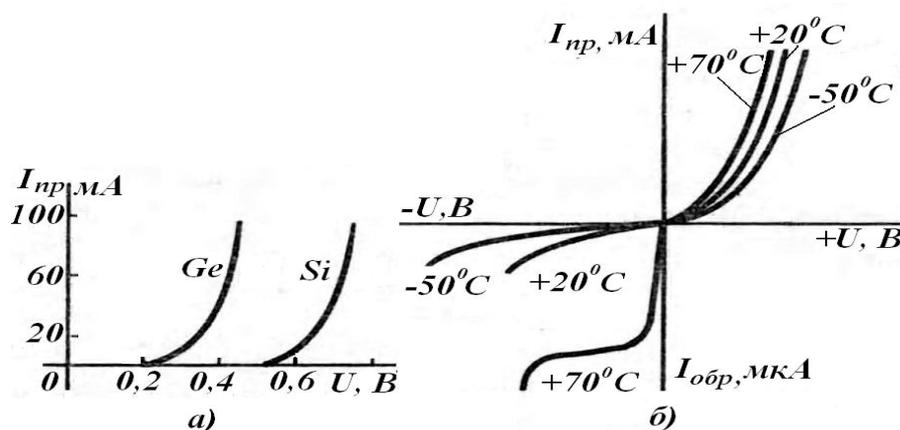


Рис. 12.10. Вольтамперные характеристики диодов:  
*а*) прямые ветви, *б*) при разных температурах

В германиевых диодах увеличение температуры на десять градусов вызывает увеличение обратного тока в два раза, в кремниевых диодах — в два с половиной раза. С ростом обратного

тока увеличивается нагрев  $p-n$ -перехода, что может привести к тепловому пробую. Верхний предел рабочих температур для германиевых диодов составляет  $85-100\text{ }^{\circ}\text{C}$  для кремниевых —  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Использование выпрямительного диода иллюстрируется простейшей схемой однополупериодного выпрямителя (рис. 12.11). К диоду в общем случае может быть приложено как постоянное, так и переменное напряжение, поэтому для описания работы диода в первом случае используют статические характеристики и параметры, во втором случае — динамические.

*Параметры диодов. Статические параметры* — это прямой выпрямленный ток, наибольшее допустимое напряжение, обратное сопротивление, максимально допустимая мощность и др. *Динамические параметры* — дифференциальное сопротивление  $R_d = dU/dI$ , общая емкость диода  $C$ , емкость между выводами диода при заданных напряжении и частоте, которая включает в себя емкости  $C_b$ ,  $C_{\text{диф}}$  и емкость корпуса диода; граничная частота  $f$ , при которой выпрямленный ток уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз.

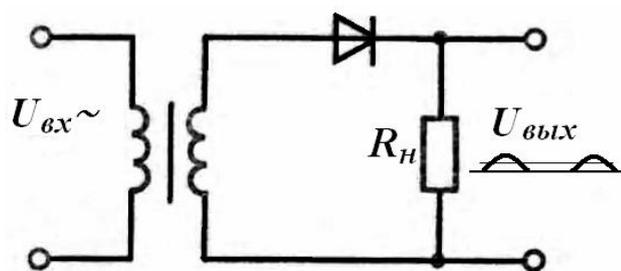


Рис. 12.11. Однополупериодная схема выпрямления

Силовые диоды, как уже отмечалось, выбирают по предельным параметрам, которые включены в маркировку приборов.

*Предельный ток*, устанавливаемый предприятием-изготовителем, определяемый при максимально допустимой температуре полупроводниковой структуры  $T_{pn}$ , температуре

корпуса  $T_k$  и параметрами прямой ветви вольтамперной характеристики (рис. 12.12):

$$I_n = \frac{\sqrt{U_0^2 + 9,8R_d \frac{T_{pn} - T_k}{R_B}} - U_0}{4,9R_d}, \quad (12.13)$$

где  $U_0, R_d$  — пороговое напряжение и динамическое сопротивление предельной вольтамперной характеристики силового диода (рис. 12.12),  $R_B$  — максимальное значение внутреннего теплового сопротивления,  $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ .

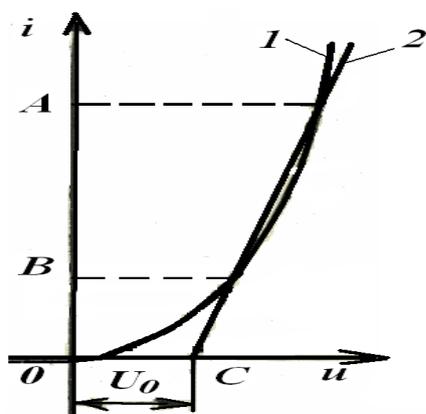


Рис. 12.12. Прямая вольтамперная характеристика в открытом состоянии и ее параметры:  $OA$  — 4,71 предельного тока,  $OB$  — 1,57 предельного тока,  $OC$  — пороговое напряжение

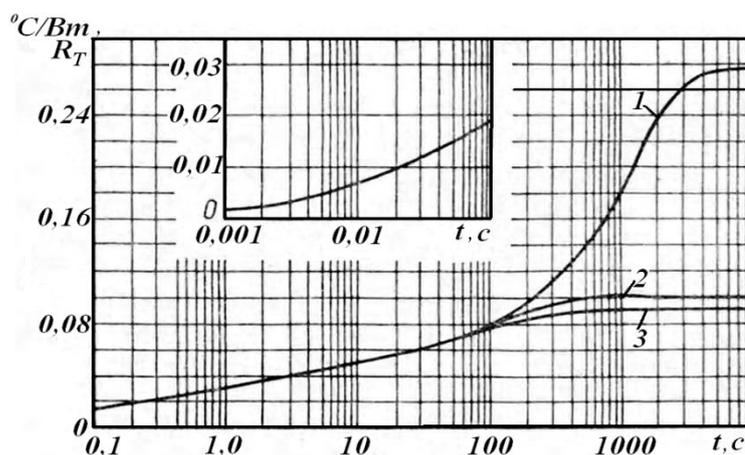


Рис. 12.13. Тепловое сопротивление диода при различных скоростях обдува воздухом: 1 —  $v=0$ , 2 —  $v=6\text{ м/с}$ , 3 —  $v=12\text{ м/с}$

Для фактических параметров полупроводниковых приборов часто применяют следующую формулу для расчета предельного тока:

$$I_{\Pi} = \frac{\sqrt{U_0^2 + 4k_{\Phi}^2 \cdot R_{\text{д}} \frac{T_{\text{pn}} - T_0}{R_{\text{T}}}} - U_0}{2k_{\Phi}^2 R_{\text{д}}}, \quad (12.14)$$

где  $k_{\Phi}$  — коэффициент формы тока, равный отношению действующего значения тока к среднему,  $T_0$  — температура окружающей среды.

Для установившихся режимов работы прибора тепловое сопротивление  $R_{\text{T}} = R_{\text{в}} + R_{\text{в.о}} + R_0$  (рис.12.13), где  $R_{\text{в.о}}$  — тепловое сопротивление контакта «прибор-охладитель»,  $R_0$  — тепловое сопротивление охладителя при данных условиях охлаждения.

Тепловое сопротивление  $R_{\text{T}}$  меняется в зависимости от интенсивности охлаждения и типа охладителя (см. рис. 12.13).

*Повторяющееся напряжение.* Связь параметров силовых полупроводниковых приборов по напряжению определяется по вольтамперной характеристике (рис. 12.14). На характеристике диода показана область загиба вольтамперной характеристики  $U_{\text{заг}}$ , для лавинных диодов это напряжение  $U_{\text{д}}$ . При этом рабочее напряжение должно быть ниже напряжения загиба  $U_{\text{заг}}$  и называется *повторяющимся напряжением*  $U_{\Pi}$ , которое составляет для диодов  $0,75U_{\text{заг}}$ .

Повторяющееся напряжение — это максимально допустимое мгновенное значение напряжения, прикладываемое к прибору в обратном или прямом закрытом направлениях. По этому напряжению устанавливают класс прибора по напряжению. Например, диод В200-10, у которого буква В — вентиль, далее 200 — предельный ток в амперах, вторая цифра — повторяющееся напряжение 1000 В, деленное на 100 — класс прибора по напряжению 10.

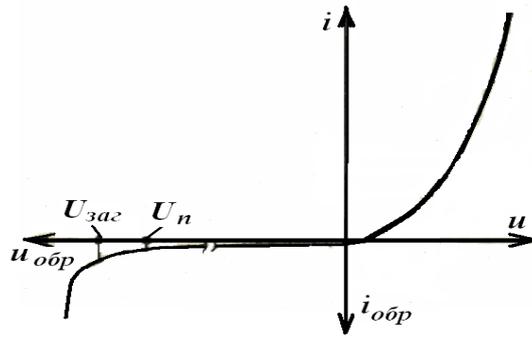


Рис. 12.14. Вольтамперная характеристика диода

Кроме того у силовых диодов имеются и другие параметры: ударный ток, неповторяющееся напряжение  $U_{неп} = 0,87U_{заг}$ , прямое падение напряжения  $\Delta U$ , обратный ток  $I_{обр}$  и др.

**Импульсные диоды.** Диоды, предназначенные для работы в импульсных режимах, называют импульсными. Такие диоды используют, например, в вычислительных устройствах (в ключевых, логических схемах и др.). В импульсных режимах через промежутки времени, равные единицам или долям микросекунды, диоды переключаются с прямого напряжения на обратное. При этом каждое новое состояние диода не может устанавливаться мгновенно, поэтому существенное значение приобретают так называемые переходные процессы.

При подаче прямоугольного импульса напряжения в прямом направлении (рис. 12.15, а) потенциальный барьер снижается, и происходит инжекция электронов из эмиттера в базу (дырки базы также диффундируют в эмиттер, но их концентрация мала, поэтому их потоком можно пренебречь). Пришедшие в базу электроны не могут сразу рекомбинировать с дырками базы, т.к. происходит накопление электронов в базе. Чем больше прямой ток, тем больше электронов накапливается в базе. Число электронов зависит также от времени жизни носителей заряда: чем оно больше, тем меньше электронов рекомбинирует. При прямом напряжении сопротивление  $p-n$ -перехода хотя и нелинейно, но очень мало, поэтому оно почти не влияет на ток, и импульс тока искажается

очень незначительно (рис. 12.15, б). Как только напряжение изменится на обратное, обратный ток в первый момент будет значительным, а обратное сопротивление резко уменьшится. Это объясняется тем, что накопленные в базе носители заряда (электроны) начнут перемещаться в сторону  $p-n$ -перехода и, таким образом, образуют импульс обратного тока. Этот импульс будет тем больше, чем больше носителей заряда накопилось в базе. Заряды, накопленные в базе, втягиваясь полем  $p-n$ -перехода, переходят в эмиттер, часть их рекомбинирует в базе с дырками (т. е. число их уменьшается, и в течение определенного времени обратный ток достигает установившегося значения), и обратное сопротивление восстановится до нормального значения. Процесс уменьшения заряда в базе называют *рассасыванием*.

К току рассасывания добавляется зарядный ток барьерной емкости  $C_b$   $p-n$ -перехода, возникающий под действием обратного напряжения, увеличивая тем самым импульс обратного тока. Время, в течение которого обратный ток изменяется от максимального значения до установившегося, называют *временем восстановления* обратного сопротивления (или тока) диода и обозначают  $t_{вос}$ . Это важный параметр импульсных диодов — чем он меньше, тем диод лучше. Обычно время восстановления составляет менее десятых долей микросекунды.

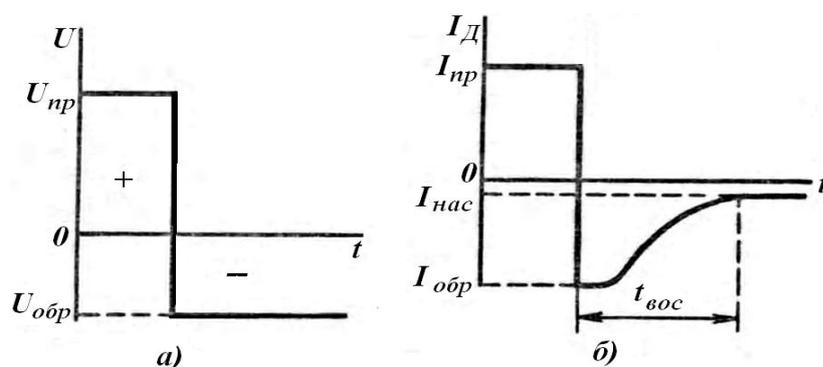


Рис. 12.15. Стилизованная диаграмма работы импульсного диода:

а) импульс напряжения, подаваемый на диод, б) переходный процесс восстановления диода

Для улучшения свойств импульсных диодов при их проектировании исходный материал выбирают с малым временем жизни носителей заряда (с более интенсивной рекомбинацией) и  $p-n$ -переход делают с малой площадью, чтобы снизить барьерную емкость  $C_b$ .

Точечные импульсные диоды слаботочные, их широко применяют в ЭВМ в качестве быстродействующих переключающих элементов. Плоскостные диоды работают при средних и больших импульсных токах.

*Основными параметрами* импульсных диодов являются время восстановления  $t_{\text{вос}}$  и барьерная емкость  $C_b$ , а также обратный ток  $I_{\text{обр}}$  при определенном обратном напряжении  $U_{\text{обр}}$ , постоянное прямое напряжение при постоянном прямом токе, максимально допустимый импульсный прямой ток, максимально допустимое обратное напряжение и др.

***Туннельные и обращенные диоды.*** Туннельным диодом называют полупроводниковый прибор, сконструированный на основе вырожденного полупроводника (т. е. полупроводника с большим содержанием примеси), в котором при обратном и небольшом прямом напряжении возникает туннельный эффект, и вольтамперная характеристика имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Устройство туннельных диодов почти не отличается от устройства других диодов, но для их изготовления применяют полупроводниковые материалы с большим содержанием примесей. Вследствие этого удельные сопротивления областей  $p$ - и  $n$ -типов очень малы, а ширина  $p-n$ -перехода составляет примерно 0,02 мкм, что в сто раз меньше, чем у других полупроводниковых диодов. Напряженность электрического поля в таких  $p-n$ -переходах достигает огромного значения — до  $10^8$  В/м.

Вольтамперная характеристика туннельного диода и его условное обозначение показаны на рис. 12.16, а.

Максимальному значению тока (точка  $a$  на рис. 12.16,  $a$ ) будет соответствовать такое состояние энергетических зон, при котором уровень Ферми в свободной зоне  $n$ -типа и потолок валентной зоны области  $p$ -типа будут находиться на одном уровне. Результирующий ток будет состоять из электронов области  $n$ -типа, и направлен от области  $p$ -типа к области  $n$ -типа. При дальнейшем увеличении прямого напряжения туннельное перемещение электронов из  $n$ -области в  $p$ -область начнет убывать, т. е. будет убывать прямой ток. При этом убывание будет происходить до такого значения напряжения  $U_B$ , при котором нижняя часть свободной зоны  $n$ -области окажется на одном уровне с верхним уровнем валентной зоны  $p$ -области. Ток при этом будет иметь минимальное значение  $I_{\min}$  (рис. 12.16,  $a$ ).

Таким образом, на вольтамперной характеристике туннельного диода появляется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (участок  $abv$  на рис. 12.16,  $a$ ). При еще большем увеличении напряжения ( $U > U_B$ ) туннельные переходы электронов станут невозможны, но носители заряда будут преодолевать потенциальный барьер за счет диффузии, и прямой ток будет возрастать, как у обычных диодов. При подаче на туннельный диод обратного напряжения обратный туннельный ток будет резко возрастать. Обратный ток у туннельных диодов во много раз больше, чем у других диодов, поэтому они не обладают вентиляльным свойством. Следует отметить, что в туннельном диоде обратный и прямой токи обуславливаются также небольшими диффузионным током основных и дрейфовым током неосновных носителей заряда, поэтому результирующие обратный и прямой токи до точки  $v$  на вольтамперной характеристике несколько больше (рис. 12.16,  $a$ ).

*Основными параметрами туннельных диодов являются максимальные  $I_{\max}$  (точка  $a$ ) и минимальные  $I_{\min}$  (точка  $v$ ) значения токов на вольтамперной характеристике и*

соответствующие им напряжения ( $U_a$  и  $U_b$ ). Кроме того, значение напряжения  $U_T$  (точка  $z$ ), соответствующего максимальному току в точке  $a$ , а также дифференциальное сопротивление  $R_D = -dU/dI$ , которое определяется примерно на середине участка с отрицательным сопротивлением (участок  $abv$ ). К параметрам также относятся общая емкость диода и максимальная частота.

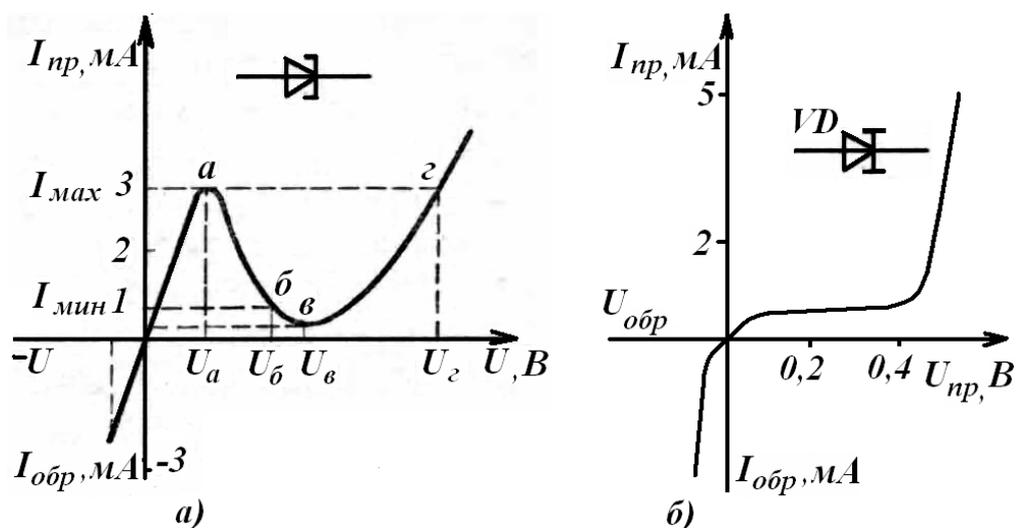


Рис. 12.16. Вольтамперная характеристика:  
 а) туннельного диода, б) обращенного диода

Туннельные диоды обладают усилительными свойствами и могут работать в схемах (на участке  $abv$ ) как активные элементы. Они находят широкое применение в сверхбыстродействующих ЭВМ в качестве быстродействующих импульсных переключающих устройств (скорость переключения составляет доли наносекунды) и в генераторах высокочастотных колебаний. На туннельных диодах создают схемы мультивибраторов, триггеров, которые служат основой для построения логических схем, запоминающих устройств, регистров и т. д. Туннельные диоды могут работать в широком диапазоне температур 4–640 К, они просты по конструкции, малогабаритны. Туннельные диоды изготавливают на основе сильнолегированного германия или арсенида галлия,  $p-n$ -переход получают методом сплавления примесей.

*Обращенный диод* — диод на основе полупроводника с критической концентрацией примесей, в котором проводимость при обратном напряжении вследствие туннельного эффекта значительно больше, чем при прямом напряжении. Принцип действия обращенного диода основан на использовании туннельного эффекта. Однако в обращенных диодах концентрацию примесей делают меньше, чем в обычных туннельных диодах. Поэтому контактная разность потенциалов у обращенных диодов меньше, а толщина  $p-n$ -перехода больше. Это приводит к тому, что под действием прямого напряжения прямой туннельный ток не создается. Прямой ток в обращенных диодах создается инжекцией неосновных носителей зарядов через  $p-n$ -переход, т.е. прямой ток является диффузионным. При обратном напряжении через переход протекает значительный туннельный ток, создаваемый перемещением электронов сквозь потенциальный барьер из  $p$ -области в  $n$ -область. Рабочим участком ВАХ обращенного диода является обратная ветвь (рис. 12.16, б).

Таким образом, обращенные диоды обладают выпрямляющим эффектом, но пропускное (проводящее) направление у них соответствует обратному включению, а запирающее (непроводящее) — прямому включению. Обращенные диоды применяют в импульсных устройствах, а также в качестве преобразователей сигналов (смесителей и детекторов) в радиотехнических устройствах.

**Диоды Шотки.** Эти диоды обладают идеальными импульсными параметрами. Изготавливают диоды на основе контакта металл — полупроводник. Рассмотрим образование такого контакта и его свойства (рис. 12.17). При контакте металла 1 с полупроводником 3 между ними возникает слой 2, который в зависимости от соотношения работы выхода электронов в металле и полупроводнике и от типа электропроводности полупроводника может быть обогащенным, инверсным или обедненным.

В случае, когда контакт металла образован с полупроводником  $n$ -типа, работа выхода электронов в металле  $e\varphi_M$  больше работы выхода электронов в полупроводнике  $e\varphi_P$  (под работой выхода электронов понимают работу, соответствующую разности энергий между уровнем Ферми в веществе и уровнем энергии вне вещества около его поверхности, т. е. энергии, соответствующей верхней области свободной зоны).

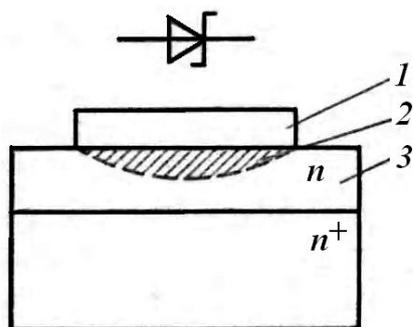


Рис. 12.17. Структура и обозначение диода Шотки

При прямом включении (плюс подводится к металлу, минус к полупроводнику) высота потенциального барьера снижается, сопротивление образованного слоя уменьшается и через него электроны (основные носители для полупроводника) переходят в металл. Так как при этом не происходит инжекции дырок из металла в полупроводник, прямой ток обусловлен движением только основных носителей заряда полупроводника.

При обратном включении источника высота потенциального барьера повышается и его могут преодолеть только дырки (неосновные носители заряда для полупроводника), так как поле образованного слоя для них является ускоряющим. Поток дырок в металл создает обратный ток. Но так как концентрация дырок мала, то обратный ток также мал.

Таким образом, образованный на границе между металлом и полупроводником слой располагается в полупроводнике у границы с металлом. Этот слой является запирающим и обладает выпрямляющим свойством. Он является не инжектирующим, что является большим преимуществом в сравнении с обычным  $p-n$ -переходом. Кроме того, в таком контакте можно обеспечить

незначительную барьерную емкость. Эти уникальные свойства контакта металл — полупроводник позволяют создавать на его основе полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы) с идеальными характеристиками для работы в импульсных схемах.

Потенциальный барьер, полученный на контакте металл — полупроводник, называют барьером Шотки, а диоды на его основе — *диодами Шотки* (их условное обозначение на схемах представлено на рис. 12.17). Базой диода является тонкий слой толщиной 1–1,5 мкм высокоомного полупроводника  $n$ -типа. Его наносят методом эпитаксиальной технологии на подложку — пластинку низкоомного полупроводника того же типа  $n^+$  (так обозначают область с более высокой удельной проводимостью). Для обеспечения идеального контакта между металлом и полупроводником сам металл напыляют в вакууме на слой полупроводника. В качестве материала полупроводника чаще всего используют для  $n$ -полупроводника кремний, а в качестве металла — алюминий, золото, молибден и др.

При этом исходят из того, что работа выхода металла должна быть больше работы выхода кремния. Из-за отсутствия инжекции в базу неосновных носителей в ней не происходят процессы накопления и рассасывания зарядов. Барьерная емкость вследствие малой площади и большой ширины запирающего слоя мала, она не превышает 1 пФ, поэтому длительность переходных процессов, обусловленная в диодах Шотки только перезарядкой барьерной емкости, составляет десятые доли наносекунды. Диоды Шотки можно использовать для работы на частоте до десятков ГГц. Прямое напряжение диода Шотки меньше прямого напряжения диодов с  $p-n$ -переходом на 0,2–0,3 В, что значительно снижает потери при больших токах.

**Лавинные диоды, стабилитроны и стабисторы.** Это полупроводниковые диоды, принцип работы которых основан на том, что при обратном напряжении на  $p-n$ -переходе в области электрического пробоя напряжение на нем изменяется

незначительно при значительном изменении тока. Стабистор — полупроводниковый диод, напряжение на котором в области прямого напряжения почти не зависит от тока в заданном его диапазоне и который предназначен для стабилизации напряжения. Стабилитроны и стабисторы предназначены для стабилизации напряжений и используются в параметрических стабилизаторах напряжения в качестве источников опорных напряжений, в схемах ограничения перенапряжений в силовых цепях и др. Напряжение стабилизации (пробивное напряжение) является рабочим. Оно зависит от свойств полупроводника, из которого изготовляют диод, а также технологии изготовления прибора.

С помощью специальных технологических мероприятий можно добиться того, чтобы напряжения пробоя отдельных проводящих участков (микроплазм) незначительно отличались друг от друга и от напряжения пробоя  $p-n$ -перехода. В этом случае на порядки возрастает допустимая мощность при обратном токе. Диоды на основе таких переходов получили название *лавинных диодов*.

Лавинные диоды могут работать в условиях кратковременных перенапряжений, допуская существование обратного тока в несколько десятков ампер. Энергия при этом рассеивается в диоде, а напряжение равно напряжению лавинообразования.

В конструкции лавинного диода превышение пробивного напряжения достигнуто за счет специальной конфигурации  $p-n$ -перехода (рис. 12.18). В месте выхода на поверхность  $p-n$ -переход конструктивно выполнен более глубоким, что достигается диффузией алюминия. Переход в центральной части осуществляется диффузией бора.

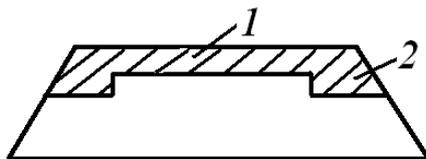


Рис. 12.18. Форма  $p-n$ -перехода лавинного диода: 1 — область диффузии бора, 2 — кольцевая область диффузии алюминия

Разновидностью лавинного диода является *стабилитрон*, работающий в режиме электрического пробоя  $p-n$ -перехода. При напряжении пробоя ток стабилитрона резко возрастает, а напряжение остается равным напряжению стабилизации. Так же как и в лавинных диодах, в стабилитроне обеспечивается превышение напряжения пробоя по поверхности над объемным напряжением пробоя. Кремний, применяемый в стабилитронах, должен быть однородным по удельному сопротивлению.

Простейшая схема стабилизации напряжения приведена на рис. 12.19. В соответствии с обратной вольтамперной характеристикой диода — *стабилитрона* (рис. 12.19, б) и с помощью гасящего резистора  $R_r$  (рис. 12.19, а), при изменении входного напряжения  $U_{вх}$  выходное напряжение  $U_{вых}$  на нагрузке  $R_H$  с большой степенью точности поддерживается на заданном уровне при поддержании температуры прибора. В этом случае, если входное напряжение возрастает, то увеличивается обратный ток и падение напряжения на гасящем резисторе  $R_r$ .

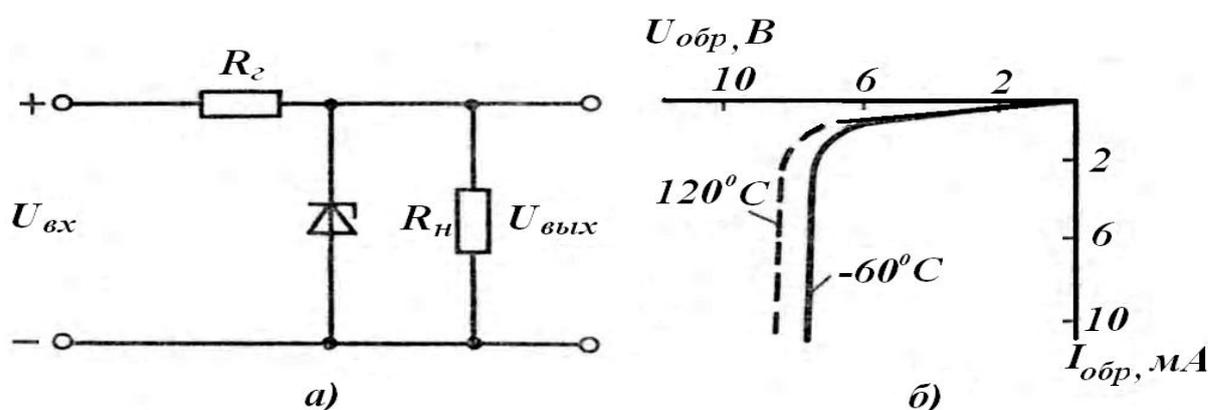


Рис. 12.19. Стабилизация напряжения:

а) схема стабилизации напряжения, б) вольтамперная характеристика стабилитрона

Основными параметрами стабилитронов являются напряжение на стабилитроне 3–400 В при максимальном токе до 100 мА и допустимая рассеиваемая мощность в стабилитроне, которая достигает единиц ватт.

Альтернативой лавинному диоду является создание специальных *ограничителей перенапряжений (ОПН)*, работающих в цепях защиты. Ограничитель напряжения имеет структуру типа  $p-n-p$ . При приложении напряжения в одном из направлений один из  $p-n$ - переходов смещается в обратном направлении, и ограничитель напряжения работает как обычный стабилитрон. При перемене полярности приложенного напряжения в работу вступает другой  $p-n$ -переход, и ограничение напряжения происходит в обратном направлении. На этом принципе разработаны также ограничители КСОН, допускающие выделение энергии до 10 Дж.

**Варикапы.** Это полупроводниковые диоды, в которых использовано свойство  $p-n$ -перехода возможность менять барьерную емкость при изменении обратного напряжения (рис. 12.20).



Рис. 12.20. Обозначение варикапа

Таким образом, варикап можно рассматривать как конденсатор с электрически управляемой емкостью. Основными параметрами этих приборов являются емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении; коэффициент перекрытия по емкости — отношение емкости варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений; добротность — отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения.

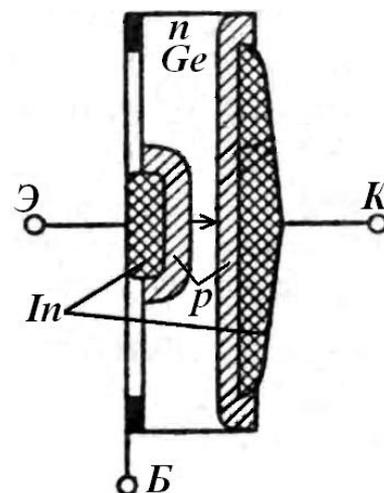
## 12.3. ТРАНЗИСТОРЫ

### 12.3.1. Биполярные транзисторы

По конструктивным особенностям и принципу работы транзисторы подразделяют на два основных класса: биполярные и полевые. *Биполярным транзистором* называют полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими электрическими переходами и тремя (или более) выводами. Биполярный транзистор является аналогом лампового триода и может выполнять функции усилительные, генераторные и ключевые. Усилительные свойства биполярного транзистора обусловлены инжекцией и экстракцией неосновных носителей заряда.

Основой конструкции биполярного транзистора является пластина монокристалла полупроводника (рис. 12.21) с электропроводностью  $p$ - или  $n$ -типа, по обеим сторонам которой вплавлены полупроводники, обладающие другим типом электропроводности.

Рис. 12.21. Схематическое изображение структуры транзистора



На границе раздела областей с разным типом электропроводности образуются  $p-n$ - или  $n-p$ -переходы. Каждая из областей, называемых эмиттером, коллектором и базой, снабжается омическим контактом, от которого делается вывод Э, К и Б соответственно. Стрелкой показано направление движения дырок (рис. 12.21). Транзистор укрепляют на кристаллодержателе и помещают в герметизированный корпус. Через стеклянные изоляторы проходят выводы. Корпус может быть металлическим, пластмассовым или стеклянным.

Структурные схемы транзисторов показаны на рис. 12.22. Транзистор  $p-n-p$ -типа представлен на рис. 12.22, а. На рис. 12.22, б показан транзистор с другим чередованием областей ( $n-p-n$ ), на рис. 12.22, в, г — соответствующие структурной схеме условные обозначения транзисторов. Разницы в принципе работы транзисторов обеих структур нет, но полярность подключения выводов к источнику питания противоположная. Так как транзистор имеет симметричную структуру, то конструктивно коллектор может быть эмиттером, однако в реальных конструкциях для обеспечения лучшей работы транзистора область коллектора делается большей по размерам. Из тех же соображений активная толщина базы делается небольшой (меньше диффузионной длины неосновных носителей). Переход эмиттер-база называют *эмиттерным*, коллектор-база — *коллекторным*. Назначение эмиттера — это инжекция (впрыскивание) в область базы неосновных для нее носителей заряда, для чего область эмиттера выполняют более насыщенной основными носителями (более низкоомной), чем область базы. Назначение коллектора — это экстракция (втягивание) носителей из базы.

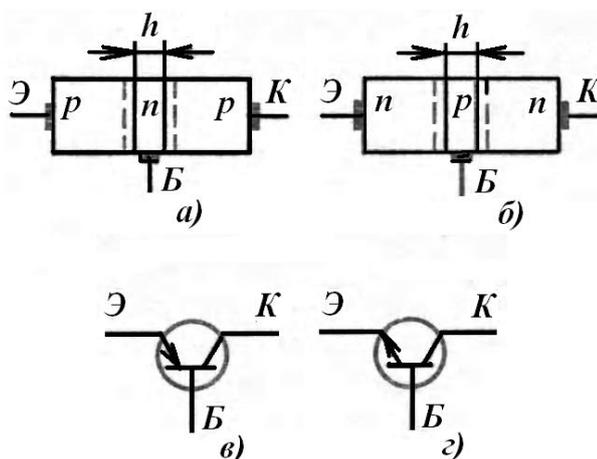


Рис. 12.22. Транзисторы  $p-n-p$ -проводимости (а),  $n-p-n$ -проводимости (б), и их обозначения (в, г)

Транзисторы классифицируют по различным признакам: по мощности — малой, средней, большой; по диапазону рабочих

частот — низких, средних, больших; по методу изготовления — сплавные, микросплавные, диффузионные, планарные и др.

*Включение источников питания транзисторов.* При включении транзистора в цепь один из его выводов делают общим для входной и выходной цепей. Поэтому цепи включения бывают: с общей базой (ОБ) (рис. 12.23, а); с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 12.23, б) и с общим коллектором (ОК) (рис. 12.23, в). Наибольшее применение имеет схема включения с ОЭ. Схема включения с ОБ имеет ряд недостатков и используется реже.

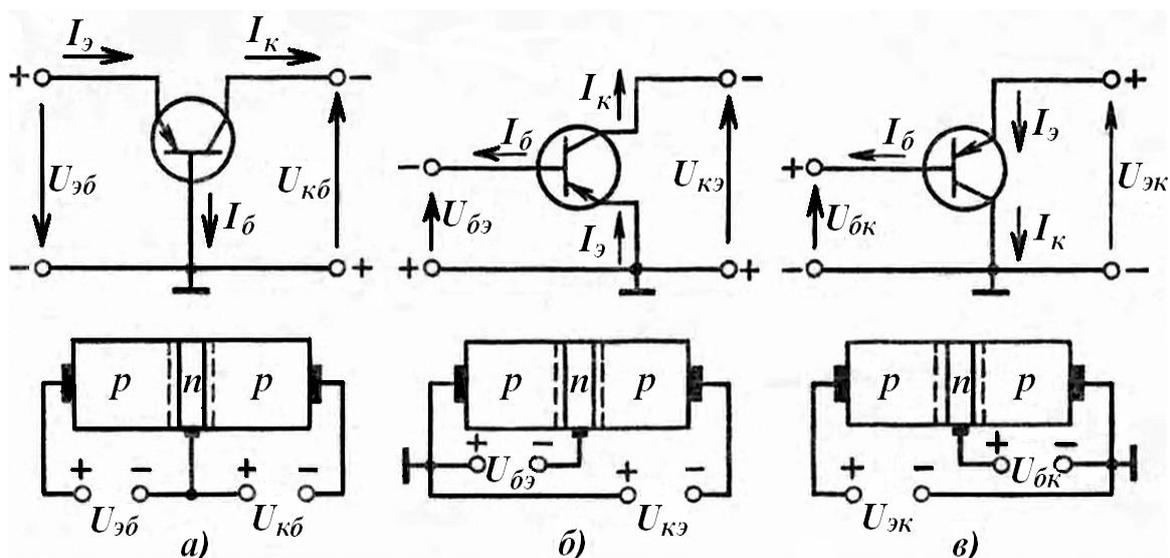


Рис. 12.23. Схемы включения  $p-n-p$  транзисторов и их структуры

В зависимости от смещения, созданного на эмиттерном и коллекторном  $p-n$ -переходах, транзистор может работать в трех режимах. Если один переход смещен в прямом направлении, а другой — в обратном, режим называют активным (рис. 12.24, а). Если в прямом направлении включен эмиттерный переход, а коллекторный — в обратном, такое включение называют нормальным (рис. 12.24, б). Если смещение на  $p-n$ -переходах противоположное, включение называют инверсным (рис. 12.24, в). В последнем случае коллектор выполняет роль эмиттера, а эмиттер — роль коллектора.

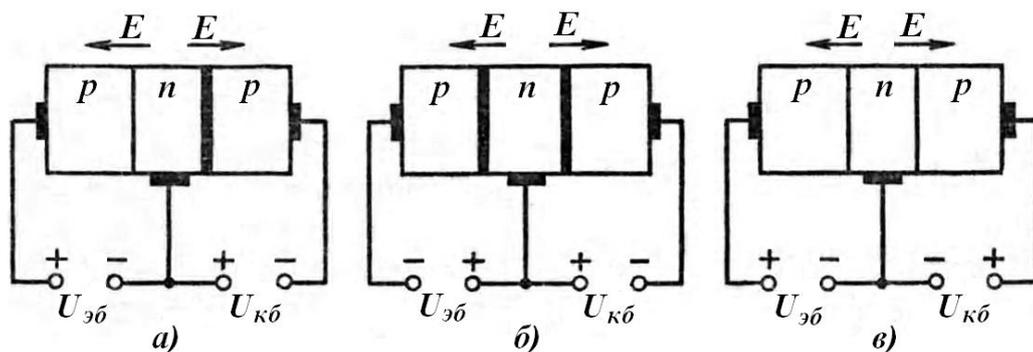


Рис. 12.24. Режимы работы транзистора

Так как размеры эмиттера меньше размеров коллектора, то при инверсном режиме включения эмиттер не сможет уловить значительную часть носителей заряда, инжектированных коллектором в базу, а также будет нагреваться. Активный режим используется в усилительных цепях и в цепях генерирования, где транзистор выполняет функции активного элемента цепи. Если оба  $p-n$ -перехода смещены в обратном направлении, транзистор работает в *режиме отсечки* — отключено. Если оба  $p-n$ -перехода смещены в прямом направлении, транзистор работает в *режиме насыщения* — включено. Режимы отсечки и насыщения используют в ключевых режимах работы транзистора.

Работу биполярного транзистора в активном режиме рассмотрим на примере биполярного диффузионного сплавного транзистора со структурой  $p-n-p$ , включенного по схеме с ОБ в активном режиме (рис. 12.25).

При этом принимаем, что заряды распределены равномерно, транзистор заменен одномерной моделью, толщина базы незначительная, эмиттер насыщен акцепторной примесью, во много раз превышающей донорную примесь базы, и площадь эмиттера значительно меньше площади коллектора.

В активном режиме прямое смещение эмиттерного перехода создается за счет включения источника постоянного напряжения, а обратное смещение коллекторного перехода — за счет включения источника между коллектором и базой (рис. 12.25). Напряжение

$U_{ЭБ}$  имеет небольшое значение, близкое к высоте потенциального барьера, и составляет доли вольта. Напротив, напряжение  $U_{кб}$  на порядок больше напряжения  $U_{ЭБ}$  и ограничивается напряжением пробоя коллекторного перехода. При включении источников питания потенциальный барьер эмиттерного перехода снижается за счет напряжения  $U_{ЭБ}$ , а потенциальный барьер коллекторного перехода повышается за счет напряжения  $U_{кб}$ . В результате дырки эмиттера легко преодолевают понизившийся потенциальный барьер и за счет диффузии инжектируются в базу, а электроны базы — в эмиттер. Дырки эмиттера диффундируют в базу и движутся в направлении к коллекторному переходу за счет перепада плотности дырок по длине базы, большинство из них доходит до коллекторного перехода, но незначительная часть рекомбинирует с электронами базы. Для уменьшения потерь дырок на рекомбинацию базу делают тонкой. Поскольку поле коллекторного перехода для дырок является ускоряющим, они втягиваются через коллекторный переход в коллектор, т. е. происходит экстракция дырок в коллектор. Распространяясь вдоль коллектора за счет перепада плотности вдоль коллектора, дырки рекомбинируют с электронами, подходящими от источника питания.

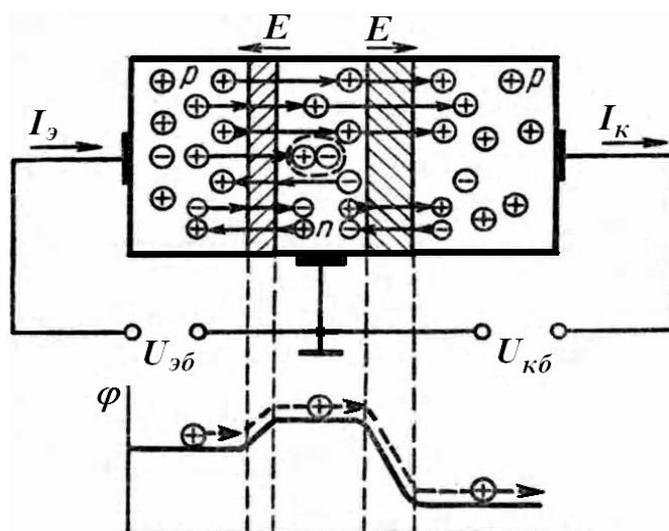


Рис. 12.25. Активный режим работы транзистора

Основные носители заряда коллектора (дырки) вследствие того, что потенциальный барьер коллекторного перехода велик, практически не могут уйти из коллектора в базу. Через транзистор происходит сквозное движение дырок от эмиттера через базу к коллектору, и лишь незначительная их часть из-за рекомбинации с электронами базы не доходит до коллектора. Часть электронов базы, рекомбинировавших с дырками эмиттера, восполняется электронами источника питания, которые поступают в базу. Наряду с основными носителями заряда через эмиттерный и коллекторный переходы движутся и неосновные для каждой из областей транзистора носители. На работу транзистора существенно влияет движение неосновных носителей через коллекторный переход: дырок базы — в коллектор и электронов коллектора — в базу. Их количество растет с повышением температуры, а также зависит от материала полупроводника.

*Токи биполярного транзистора.* В эмиттере дырки создают ток  $I_{Эр}$  (рис. 12.26), а в коллекторе это дырочная составляющая тока коллектора  $I_{Кр}$ , которая меньше тока  $I_{Эр}$  на ток, вызванный рекомбинацией дырок в базе, и называемый базовым током рекомбинации  $I_{Б.рек}$ :

$$I_{Кр} = I_{Эр} - I_{Б.рек} \quad (12.15)$$

В усилительном режиме работы транзистора ток  $I_{Б.рек}$  нежелателен. Его уменьшение достигается уменьшением толщины базы так, чтобы ширина базы  $h \leq L_p$ , где  $L_p$  — диффузионная длина дырок. Чем меньше толщина базы, тем большее число дырок достигнет коллекторного перехода и тем больше дырочная составляющая тока  $I_{Кр}$ . Потерю дырочного тока эмиттера на рекомбинацию в базе характеризует коэффициент переноса дырок:

$$\beta_{\Pi} = I_{Кр} / I_{Эр} \quad (12.16)$$

Определить коэффициент переноса можно из соотношения:

$$\beta_{\Pi} \approx 1 - 0,5h^2 / L_p^2 \quad (12.17)$$

Для германиевых транзисторов  $\beta_n = 0,98 - 0,995$ , где  $L_p = 0,3$  мкм,  $h \leq 0,3$  мкм.

Через эмиттер протекает электронный ток  $I_{Эп}$ , обусловленный переходом в область эмиттера электронов базы:

$$I_{Э} = I_{Эр} + I_{Эп} \quad (12.18)$$

Составляющая тока эмиттера  $I_{Эп}$  замыкается в цепи база-эмиттер, не протекает через коллектор и вызывает дополнительный нагрев транзистора. Для того чтобы уменьшить ток  $I_{Эп}$ , базу насыщают примесью во много раз меньше, чем эмиттер (примерно на два порядка). Долю дырочного тока в эмиттере  $I_{Эр}$  определяют коэффициентом инжекции:

$$\gamma = \frac{I_{Эр}}{I_{Э}}, \quad (12.19)$$

Этот коэффициент характеризует эффективность работы эмиттера. Для уменьшения электронной составляющей эмиттерного тока базу насыщают примесью незначительно ( $\gamma = 0,990 - 0,995$ ). В коллекторе и базе следует также учитывать обратный ток коллекторного перехода  $I_{К0}$ , образованный неосновными носителями областей базы и коллектора:

$$I_{К} = I_{Кр} + I_{К0} \quad (12.20)$$

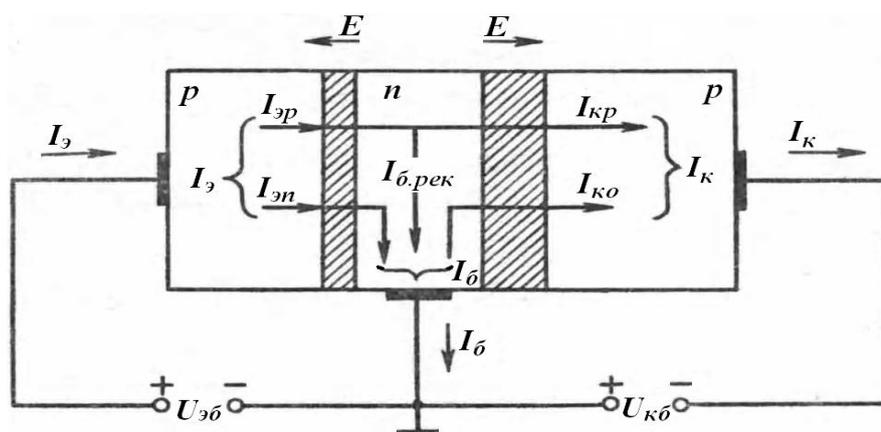


Рис. 12.26. Распределение токов в биполярном транзисторе

Поскольку концентрация неосновных носителей значительно больше в базе, чем в коллекторе, обратный ток коллекторного перехода состоит в основном из дырок базы. Значение тока  $I_{K0}$  является параметром транзистора, характеризующим его качество (чем меньше  $I_{K0}$ , тем транзистор лучше).

Значения  $I_{K0}$  при нормальной температуре составляют 0,1–100 мкА, причем у германиевых транзисторов ток  $I_{K0}$  примерно на порядок больше, чем у кремниевых.

Ток  $I_{Эп}$  в базе, образованный электронами, инжектированными в эмиттер, ток рекомбинации  $I_{Б.рек}$  и обратный  $I_{K0}$  ток коллекторного перехода создают ток базы:

$$I_B = I_{Эп} + I_{Б.рек} - I_{K0} \quad (12.21)$$

Исходя из проведенного анализа работы транзистора и с учетом 12.17 и 12.20 получим:

$$I_B = I_{Э} - I_K, \quad (12.22)$$

что соответствует первому закону Кирхгофа. Поскольку транзистор изготавливают так, чтобы обеспечить очень малое значение тока базы, ток коллектора незначительно отличается от тока эмиттера:  $I_{Э} \approx I_K$ . Как только дырка покинет эмиттер и перейдет в базу, для восстановления равновесия заряда в эмиттере электрон покидает эмиттер. За счет этого в выводе эмиттера имеем электронный ток, а в выводе коллектора — ток электронов источника, компенсирующий увеличение дырок в коллекторе. В выводе базы при этом имеем ток электронов источника, восполняющий убыль электронов вследствие рекомбинации их с дырками эмиттера (рис. 12.27). Так как за положительное направление тока принимают направление положительных зарядов, то направление токов, показанное на рисунках стрелками, противоположно направлению движения электронов. Таким образом, сквозной ток через транзистор направлен от эмиттера через базу к коллектору (его направление отражено в условном обозначении транзистора — стрелка от эмиттера в сторону базы). Током коллектора можно

управлять. Для этого следует изменить напряжение  $U_{ЭБ}$  источника питания цепи эмиттера. С увеличением напряжения базы снижается потенциальный барьер эмиттерного перехода, и увеличивается ток эмиттера, а, следовательно, и ток коллектора (при прочих равных условиях). Таким образом, ток эмиттера является управляющим, а ток коллектора — управляемым. Поэтому транзистор часто называют прибором, управляемым током. Отметим, что изменение обратного напряжения источника питания цепи коллектора практически не вызывает увеличения тока коллектора, так как поле коллекторного перехода является ускоряющим и не может изменять число дырок, которые пересекают коллекторный переход.

Для улучшения качества работы транзистора необходимо стремиться к тому, чтобы коэффициенты  $\gamma$  и  $\beta_n$  были близки к единице. Однако их нельзя измерить, а можно только рассчитать теоретически. Поэтому для расчетов вводят *коэффициент передачи тока эмиттера*:

$$\alpha_{ст} = \frac{I_K - I_{K0}}{I_{Э}} = \frac{I_{Kp}}{I_{Э}}, \quad (12.23)$$

где  $I_{Kp}$  — дырочный ток коллектора,  $I_{Э}$  — ток эмиттера. Как видно, этот коэффициент можно измерить, и его значение равно  $\alpha_{ст} = \gamma\beta_n$ .

Учитывая 12.23, получим

$$I_K = \alpha_{ст} I_{Э} + I_{K0}, \quad (12.24)$$

$$I_B = 1 - \alpha_{ст} I_{Э} - I_{K0} \quad (12.25)$$

Из 12.24 видно, что, изменяя ток эмиттера, можно управлять током коллектора. При работе транзистора на переменном токе вводят понятие *дифференциального коэффициента усиления тока*, который определяют через приращения токов входной и выходной цепей транзистора. Для схемы с ОБ дифференциальный коэффициент усиления тока равен

$$\alpha_{диф} = \left. \frac{dI_K}{dI_{Э}} \right|_{U_{КБ} = const} \quad (12.26)$$

или

$$\alpha_{\text{диф}} = \alpha_{\text{ст}} + I_{\text{К}} \frac{d\alpha_{\text{ст}}}{dI_{\text{Э}}}$$

*Коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора.* В схеме с ОЭ входным является ток базы  $I_{\text{Б}}$ , а выходным — ток коллектора  $I_{\text{К}}$ . Определить коэффициент передачи тока базы можно из соотношения  $I_{\text{К}} = \beta_{\text{ст}} I_{\text{Э}} + I_{\text{К0}}$ , если подставить в него  $I_{\text{Э}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{К}}$ . Тогда  $I_{\text{К}} = \beta_{\text{ст}} I_{\text{Б}} + I_{\text{К}} + I_{\text{К0}}$ . Для удобства анализа работы транзистора значение тока коллектора можно найти из формулы:

$$I_{\text{К}} = \frac{\alpha_{\text{ст}}}{1 - \alpha_{\text{ст}}} I_{\text{Б}} + \frac{I_{\text{К0}}}{1 - \alpha_{\text{ст}}} \quad (12.27)$$

или

$$I_{\text{К}} = \beta_{\text{ст}} I_{\text{Б}} + I_{\text{К0.Э}}, \quad (12.28)$$

где  $\beta_{\text{ст}} = \alpha_{\text{ст}} / (1 - \alpha_{\text{ст}})$  — статический коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ, выраженный через статический коэффициент передачи тока эмиттера в схеме с ОБ,  $I_{\text{К0.Э}} = (1 + \beta_{\text{ст}}) I_{\text{К0}}$  — обратный ток коллектора в схеме с ОЭ. Тогда статический коэффициент передачи тока

$$\beta_{\text{ст}} = (I_{\text{К}} - I_{\text{К0}}) / (I_{\text{Б}} + I_{\text{К0}}).$$

Дифференциальный коэффициент передачи тока базы будет равен  $\beta_{\text{диф}} = dI_{\text{К}} / dI_{\text{Б}} \big|_{U_{\text{КЭ}} = \text{const}}$  или

$$\beta_{\text{диф}} = \beta_{\text{ст}} + I_{\text{Б}} \frac{d\beta_{\text{ст}}}{dI_{\text{Б}}} \quad (12.29)$$

Если  $d\beta_{\text{ст}} / dI_{\text{Б}} = 0$ , то  $\beta_{\text{диф}} = \beta_{\text{ст}} = \beta$ , где  $\beta$  называют коэффициентом усиления, и он является важным параметром транзистора, характеризующего его работу в режиме усиления.

*Усилительные свойства* биполярного транзистора зависят от схемы включения (ОБ, ОЭ, ОК). Транзистор усиливает либо ток, либо напряжение, либо то и другое.

*В схеме с ОБ* значение тока коллектора близко к значению тока эмиттера, т. е. усиления по току не происходит. Однако в этом случае имеется усиление по напряжению и, следовательно, по мощности. В активном режиме коллекторный переход смещен в обратном направлении, его потенциальный барьер высок, поэтому инжекция дырок из коллектора в базу невозможна. Чтобы инжекция не происходила и при включении в коллекторную цепь резистора нагрузки с высоким сопротивлением, необходимо, чтобы при этом не изменился знак потенциала коллектора. Поскольку сопротивления эмиттерного и коллекторного переходов, а также нагрузки соединены последовательно, и ток через них почти одинаков, небольшое изменение тока эмиттера вызовет небольшое изменение напряжения в эмиттерной цепи, тогда как в коллекторной цепи это изменение будет весьма значительным, если сопротивление коллектора велико. В этом случае напряжение, а, следовательно, и мощность возрастут во много раз. При работе транзистора в усилительном режиме на его вход подается переменный сигнал, который нужно усилить. Напряжение источника питания постоянно, но переменное напряжение, подаваемое на коллектор (даже незначительное), приводит к большим изменениям (колебаниям) переменного напряжения на коллекторном резисторе, т. е. в схеме происходит усиление малого переменного входного сигнала.

*В схеме с ОЭ* происходит усиление и по току, и по напряжению. Входным током является ток базы, значительно меньший тока эмиттера. Изменяя входное напряжение, можно изменить высоту потенциального барьера и число основных носителей заряда эмиттера через базу и, соответственно, через коллектор. Так как в базу от источника поступает меньше носителей, чем инжектируется из эмиттера в базу и коллектор, то незначительное увеличение тока во входной цепи вызывает существенное изменение тока в выходной цепи. Таким образом, транзистор, включенный по схеме с ОЭ, *характеризуется большим*

усилением по току. При этом имеется и усиление по напряжению: так как выходное сопротивление велико, в цепь коллектора можно включить резистор коллектора с большим сопротивлением, напряжение на котором будет больше, чем входное. Соответственно происходит и усиление по мощности. В схеме с ОК происходит усиление по току и по мощности, а усиление по напряжению отсутствует.

### 12.3.2. Статические характеристики биполярного транзистора

Взаимосвязь между входными и выходными токами и напряжениями транзистора описывают статическими характеристиками, когда в цепи коллектора нет нагрузки. Эти характеристики используют при практических расчетах схем на транзисторах. К таким характеристикам относят *входные*  $I_{\text{ВХ}} = f U_{\text{ВХ}}$  характеристики, снимаемые при постоянном выходном напряжении  $U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$  и *выходные*  $I_{\text{ВЫХ}} = f U_{\text{ВЫХ}}$ , снимаемые при постоянном токе на входе  $I_{\text{ВХ}} = \text{const}$ . В некоторых случаях применяют характеристики обратной связи и передачи тока.

В транзисторе токи взаимно связаны, поэтому статические характеристики для каждой из трех схем включения транзистора разные.

Для схемы с ОБ семейство входных статических характеристик представляет собой зависимости  $I_{\text{Э}} = f U_{\text{ЭБ}}$  для  $U_{\text{КБ}} = \text{const}$  (рис. 12.27, а). По виду эти характеристики напоминают прямые ветви вольтамперных характеристик полупроводниковых диодов. При небольших напряжениях ток изменяется по экспоненциальному закону, с ростом напряжения характер зависимостей становится прямолинейным. При  $U_{\text{КБ}} = 0$  характеристики совпадают с характеристикой  $p-n$ -перехода, включенного в прямом направлении.

При увеличении напряжения на коллекторе при  $U_{КБ} > 0$  характеристика смещается вправо. Плотное расположение характеристик на рис. 12.27, а обусловлено малым влиянием напряжения коллектора на ток эмиттера.

При напряжении  $U_{ЭБ} = 0$  и  $U_{КБ} \neq 0$  ток эмиттера не равен нулю. В этом случае транзистор работает в режиме отсечки для  $U_{КБ} < 0$  или в режиме насыщения для  $U_{КБ} > 0$ .

Семейство выходных статических характеристик для схемы с ОБ представляет собой зависимость  $I_{К} = f U_{КБ}$  при токе эмиттера  $I_{Э} = const$  (рис. 12.27, б).

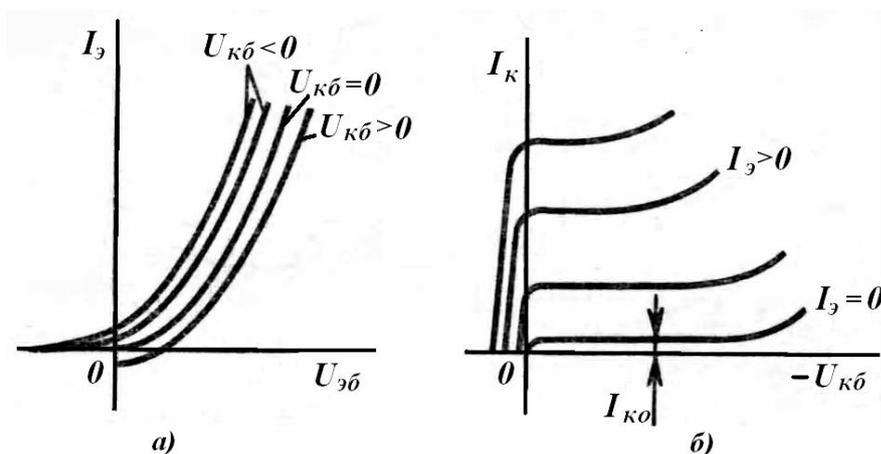


Рис. 12.27.  
Статические ВАХ транзистора в схеме с ОБ

При увеличении тока эмиттера ток коллектора увеличивается при заданном напряжении на коллекторе. При  $I_{Э} = 0$  через коллектор замыкается обратный ток коллекторного перехода  $I_{К0}$ , который практически не зависит от напряжения на коллекторе. При напряжении на коллекторе, равном нулю  $U_{КБ} = 0$ , ток коллектора  $I_{К} \neq 0$ , так как ток эмиттера  $I_{Э} \neq 0$ . При прямом напряжении на коллекторном переходе  $U_{КБ} > 0$  ток с изменением напряжения резко меняется. В этом случае транзистор переходит в режим насыщения.

Выходное сопротивление в схеме с ОБ очень велико и достигает единиц мегаом, так как изменение напряжения на коллекторе почти не влияет на ток коллектора, значение которого

определяется током эмиттера и обратным током коллекторного перехода  $I_{К0}$ .

*Входные и выходные статические характеристика транзистора для схемы с ОЭ.* Семейство входных статических характеристик представляется зависимостями  $I_B = f U_{БЭ}$  при  $U_{КЭ} = const$  (рис. 12.28, а). Ток базы представляет собой алгебраическую сумму токов, один из которых вызван рекомбинацией носителей заряда эмиттера и базы, другой является обратным током коллекторного перехода. Чем больше напряжение  $U_{БЭ}$ , тем больше ток базы, так как при увеличении прямого напряжения на эмиттерном переходе снижается потенциальный барьер. Преодолеть его в этом случае может большее число основных носителей заряда эмиттера (дырок), и большее число их сможет рекомбинировать с электронами базы.

Рекомбинационная составляющая тока базы, являясь частью тока эмиттера, определяет характер входной характеристики для схемы с ОЭ, который близок к характеру входной характеристики для схемы с ОБ. С увеличением значения напряжения на коллекторе ток базы уменьшается, и характеристики смещаются вправо от характеристики при  $U_{КЭ} = 0$ .

Входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с ОЭ,  $r_{вх} = dU_{БЭ} / dI_B$  при  $U_{КЭ} = const$  сравнительно мало, но гораздо больше, чем в схеме с ОБ.

Семейство выходных статических характеристик представляет собой зависимости  $I_K = f U_{КЭ}$  при  $I_B = const$  (рис. 12.28, б).

Выходные характеристики не пересекают оси ординат и практически сходятся в начале координат, так как при напряжении на коллекторе, равном нулю, ток коллектора практически равен нулю. В начальной части характеристики имеют большую крутизну. Это объясняется тем, что при напряжениях на коллекторе  $U_{КЭ}$ , меньших значения напряжения на базе  $U_{БЭ}$ , коллекторный

переход включен в прямом направлении (напряжение на коллекторном переходе равно  $|U_{КЭ}| - |U_{БЭ}|$ , см. рис. 12.28, б). Поэтому достаточно незначительно изменить напряжение  $U_{КЭ}$ , чтобы ток  $I_{К}$  сильно изменился.

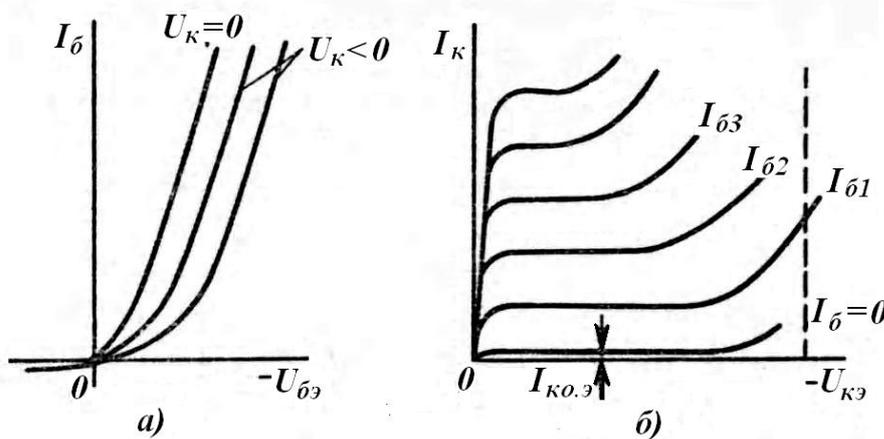


Рис. 12.28. Статические ВАХ транзистора в схеме с общим эмиттером

Температура окружающей среды существенно влияет как на входные, так и выходные характеристики транзистора (рис. 12.29, а, б соответственно). Это объясняется тем, что при увеличении температуры увеличивается энергия электронов, вследствие чего увеличивается концентрация свободных носителей заряда во всех областях транзистора, их подвижность и др. Особенно сильно возрастание температуры сказывается на обратном токе коллекторного перехода  $I_{К0}$ , который часто называют тепловым током.

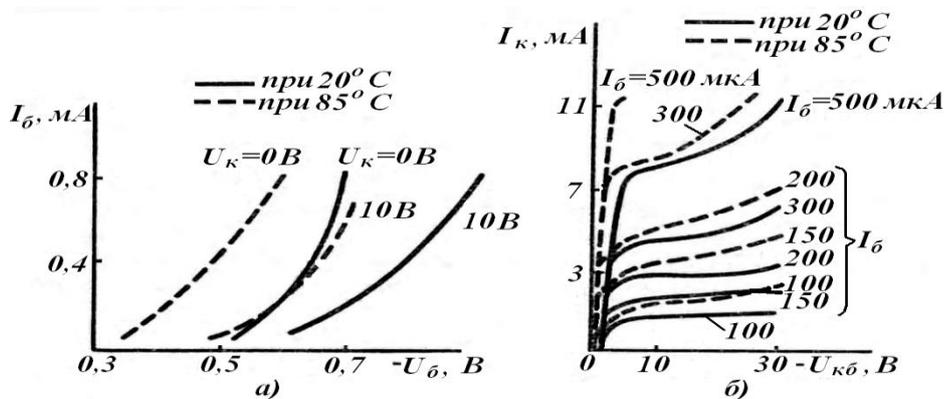


Рис. 12.29. Влияние температуры на входные (а) и выходные (б) характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (ОЭ)

### 12.3.3. $H$ -параметры биполярных транзисторов

Для расчета параметров транзисторов можно воспользоваться активным четырехполюсником как аналогом транзистора (рис. 12.30). Используя теорию четырехполюсника, установим связь между входными и выходными токами и напряжениями транзистора через  $H$ -параметры, которые описывают зависимости  $u_1 = f(i_1, u_2)$  и  $i_2 = f(i_1, u_2)$ .

Для бесконечно малых приращений токов и напряжений можно записать

$$\left. \begin{aligned} du_1 &= \frac{\partial u_1}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} du_2 \\ di_2 &= \frac{\partial i_2}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2 \end{aligned} \right\} \quad (12.30)$$

Если в 12.30 коэффициенты в виде частных производных обозначить буквами  $H$ , получим систему  $H$ -параметров:

$$\left. \begin{aligned} du_1 &= H_{11} di_1 + H_{12} du_2, \\ di_2 &= H_{21} di_1 + H_{22} du_2 \end{aligned} \right\} \quad (12.31)$$

Если на статических характеристиках рассматривать небольшую область, то связь между постоянным током и напряжением с некоторым приближением можно считать линейной, а транзистор — линейным четырехполюсником. Тогда дифференциалы в выражении 12.31 можно заменить абсолютными значениями малых приращений токов и напряжений:

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_1 &= H_{11} \Delta i_1 + H_{12} \Delta u_2, \\ \Delta i_2 &= H_{21} \Delta i_1 + H_{22} \Delta u_2 \end{aligned} \right\} \quad (12.32)$$

Полагая  $u_2 = const$ ,  $\Delta u_2 = 0$ , получаем, что

$$H_{11} = \left. \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1} \right|_{\substack{u_2=const, \\ \Delta u_2=0}} \quad (12.33)$$

т. е.  $H_{11}$  есть не что иное, как входное сопротивление при постоянном напряжении на выходе и при коротком замыкании (для переменного тока) на выходе.

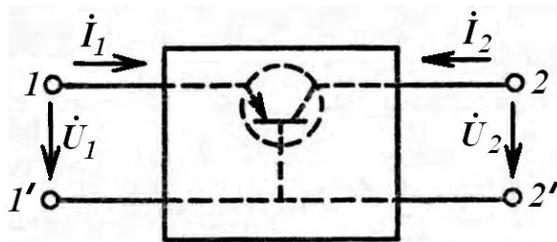


Рис. 12.30. Транзистор — активный четырехполюсник

Если  $i_1 = const$ ,  $\Delta i_1 = 0$ , то

$$H_{12} = \left. \frac{\Delta u_1}{\Delta u_2} \right|_{\substack{i_1=const, \\ \Delta i_1=0}} \quad (12.34)$$

т. е.  $H_{12}$  — коэффициент обратной связи по напряжению (при холостом ходе для переменного тока со стороны входных зажимов и для постоянного тока во входной цепи). Он показывает, какая доля выходного переменного напряжения передается на вход за счет наличия внутренней обратной связи.

Если  $u_2 = const$ ,  $\Delta u_2 = 0$ , то

$$H_{21} = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta i_1} \right|_{\substack{u_2=const, \\ \Delta u_2=0}} \quad (12.35)$$

т. е.  $H_{21}$  — коэффициент усиления по току при постоянном напряжении на выходе и при коротком замыкании (для переменного тока) на выходе.

Параметр

$$H_{22} = \left. \frac{\Delta i_2}{\Delta u_2} \right|_{\substack{i_1=const, \\ \Delta i_1=0}} \quad (12.36)$$

есть не что иное, как выходная проводимость при холостом ходе по переменному току со стороны входных зажимов и постоянном токе  $i_1$  во входной цепи.

В результате  $H$ -параметры являются *дифференциальными* и характеризуют свойства транзистора в статическом режиме (при работе без нагрузки) в рабочей точке, положение которой на

статических характеристиках определяется значениями постоянных напряжений (и, соответственно, токов) на входных и выходных зажимах транзистора. Определить  $H$ -параметры можно опытным путем, осуществляя режимы короткого замыкания и холостого хода по переменному току. В реальных условиях работы транзистора на его вход подключают источник преобразуемого транзистором сигнала. При этом переменные напряжения и токи этого источника накладываются на постоянные напряжения и токи, задающие положение рабочей точки. При достаточно малых синусоидальных сигналах транзистор работает на линейных участках статических характеристик, и его можно рассматривать как линейный активный четырехполюсник, а малые амплитуды или действующие значения токов и напряжений синусоидальных сигналов — как малые приращения постоянных составляющих тока и напряжения. Однако при замене малых приращений синусоидальными сигналами следует учитывать, что мгновенные значения этих приращений есть функции времени и частоты, так как  $\Delta u = U_m \cos \omega t + \psi_1$ , а  $\Delta i = I_m \cos \omega t + \psi_2$ . Поэтому параметры — значения комплексные и будут определяться модулем  $H$  и аргументом  $\varphi$ . Однако при низкой частоте приближенно можно пренебречь реактивными составляющими сопротивлений и проводимостей.

Это позволяет рассматривать модули  $H$ -параметров. Для транзистора, представленного в виде четырехполюсника, они зависят от схемы включения транзистора. Для каждой из схем используют соответствующие индексы: Б, Э, К соответственно.

*Для схемы с ОЭ*

$$U_1 = U_{БЭ}, U_2 = U_{КЭ}, I_1 = I_Б, I_2 = I_К, \quad (12.37)$$

тогда уравнения четырехполюсника имеют вид

$$\left. \begin{aligned} U_{БЭ} &= H_{11}I_Б + H_{12}U_{КЭ}, \\ I_К &= H_{21}I_Б + H_{22}U_{КЭ} \end{aligned} \right\}, \quad (12.38)$$

откуда значения  $H$ -параметров:

$$H_{11Э} = \left. \frac{U_{БЭ}}{I_B} \right|_{U_{КЭ}=0} \quad (12.39)$$

– входное сопротивление при коротком замыкании выходной цепи;

$$H_{12Э} = \left. \frac{U_{БЭ}}{U_{КЭ}} \right|_{I_B=0} \quad (12.40)$$

– коэффициент обратной связи по напряжению при холостом ходе со стороны входной цепи;

$$H_{21Э} = \left. \frac{I_K}{I_B} \right|_{U_{КЭ}=0} \quad (12.41)$$

– коэффициент передачи тока (усиления) при коротком замыкании выходной цепи;

$$H_{22Э} = \left. \frac{I_K}{U_{КЭ}} \right|_{I_B=0} \quad (12.41)$$

– выходная проводимость при холостом ходе во входной цепи.

В схемах с ОБ и с ОЭ параметры  $H_{21Б}$  и  $H_{21Э}$  являются соответственно коэффициентами передачи тока базы и эмиттера. Так, в схеме с ОБ входной ток  $I_1 = I_Э$ , выходной ток  $I_2 = I_K$ . Тогда

$$H_{21Э} = \frac{I_K}{I_Э} = \alpha \quad (12.42)$$

В схеме с ОЭ

$$H_{21Э} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K/I_Э}{I_B/I_Э} = \frac{I_K/I_Э}{I_Э - I_K/I_Э} \approx \frac{\alpha_{ст}}{1 - \alpha_{ст}} \approx \beta \quad (12.43)$$

В схеме с ОЭ параметры  $H_{11Э}$  и  $H_{12Э}$  определяют по входным статическим характеристикам (рис. 12.31, а). Для этого из выбранной рабочей точки  $A$  на линейной части характеристики проводят до пересечения с соседней характеристикой две прямые линии:  $AA'$  параллельно оси токов и  $A'A''$  параллельно оси напряжения. В полученном треугольнике  $AA'A''$  катет  $AA'$  — приращение тока базы  $\Delta I_B$ , а катет  $A'A''$  — приращение напряжения базы  $\Delta U_{БЭ}$ . Приращение напряжения коллектора  $\Delta U_{КЭ}$  — это разность напряжений, при которых снимались обе характеристики:

$\Delta U_{КЭ} = \Delta U_{КЭ2} - \Delta U_{КЭ1}$ . Из треугольника  $AA'A''$  имеем  $H_{11Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}}$  и  $H_{12Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{КЭ}}$  при  $U_{КЭ} = 0$ .

Параметры  $H_{21Э}$  и  $H_{22Э}$  определяют по выходным статическим характеристикам (рис. 12.31, б). Из рабочей точки  $A_1$  проводят прямую, параллельную оси токов, до пересечения с соседней характеристикой и определяют приращение тока коллектора  $\Delta I_{К}$  (отрезок  $A_1A_2$ ) при  $U_{КЭ} = const$ . Приращение тока базы при этом составляет  $\Delta I_{Б} = I_{Б2} - I_{Б1}$ , отсюда  $H_{21Э} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}}$  при

$U_{КЭ} = const$ .

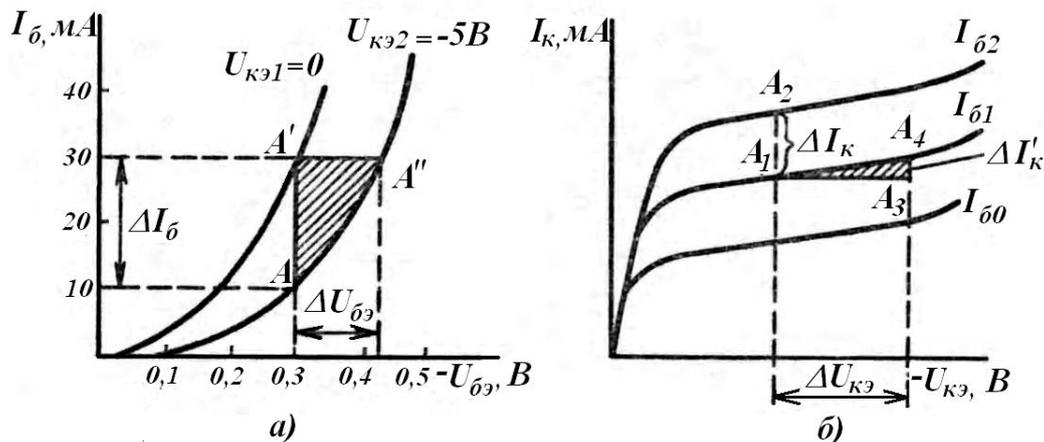


Рис. 12.31. Определение  $H$ -параметров по статическим входным (а) и выходным (б) характеристикам биполярного транзистора

Чтобы определить параметр  $H_{22Э}$ , из рабочей точки  $A_1$  проводят прямую линию, параллельную оси напряжений, на произвольное расстояние  $A_1A_3$ , равное  $\Delta U_{КЭ}$ , и определяют значение  $\Delta I_{К}'$  равное отрезку  $A_3A_4$ .

В результате  $H_{22Э} = \Delta I_{К}' / \Delta U_{КЭ}$ . Значения модулей  $H$ -параметров обычно приводят в справочниках, где указывают их усредненные значения. В таблице 12.1 дан порядок значений  $H$ -параметров для схем с ОЭ и с ОБ.

Таблица 12.1.

***H* – параметры**

Параметр	Схема с ОЭ	Схема с ОБ
$H_{11}$	Сотни Ом–единицы кОм	Десятки Ом
$H_{12}$	$10^{-4} - 10^{-3}$	$10^{-4} - 10^{-3}$
$H_{21}$	Десятки	0,95–0,998
$H_{22}$	$10^{-4} - 10^{-3}$ См	$10^{-5} - 10^{-4}$ См
$1/H_{22}$	Единицы–десятки кОм	Сотни кОм

*Частотные свойства транзисторов.* При изменении частоты сигнала меняется время диффузии инжектированных в базу носителей заряда. Так, если транзистор имеет структуру *p-n*-типа и если передается сигнал низкой частоты, то период колебаний усиливаемого сигнала значительно больше времени диффузии. В этом случае концентрация инжектированных в базу носителей заряда убывает от эмиттерного перехода к коллекторному. При передаче сигнала высокой частоты период усиливаемого сигнала становится соизмеримым со временем диффузии, и зависимость концентрации изменяется: в какие-то моменты времени появляются участки с максимальной концентрацией в середине базы, поэтому диффузия носителей происходит и в сторону эмиттерного перехода. Это вызывает усиление рекомбинации носителей заряда в базе, вследствие чего уменьшается эмиттерная составляющая тока, переданного в коллектор  $I_{K_p}$ , а, следовательно, уменьшится коэффициент передачи тока эмиттера  $\alpha$ . Инерционность процессов в базе приводит также к фазовому сдвигу между токами  $I_{Э_p}$  и  $I_{K_p}$ , поэтому  $H_{21Б}$  становится величиной комплексной.

При высоких частотах сигнала наблюдаются фазовые сдвиги между эмиттерным и коллекторным токами вследствие того, что движение носителей через базу в коллектор будет происходить сравнительно медленно, и изменения тока коллектора запаздывают по отношению к изменениям тока эмиттера. За счет сдвига фаз

будет возрастать переменный ток базы, что снизит коэффициент передачи тока базы  $\beta$ , и коэффициент  $H_{21Э}$  при высокой частоте будет также комплексной величиной.

На рис. 12.32 представлены векторные диаграммы, которые поясняют, как с изменением частоты изменяются сопротивления барьерных и диффузионных емкостей  $p-n$ -переходов. При этом чем выше частота, тем меньше емкостное сопротивление.

Барьерные емкости коллекторного и эмиттерного переходов включены параллельно  $p-n$ -переходам и примерно одинаковы. Шунтирующее действие коллекторной барьерной емкости больше, чем эмиттерной, так как сопротивление коллекторного перехода значительно выше, чем эмиттерного. Так как через барьерную емкость коллекторного перехода отводится часть тока, то ток коллектора уменьшается, а следовательно, уменьшаются коэффициент передачи (усиления) тока и коэффициент усиления по мощности.

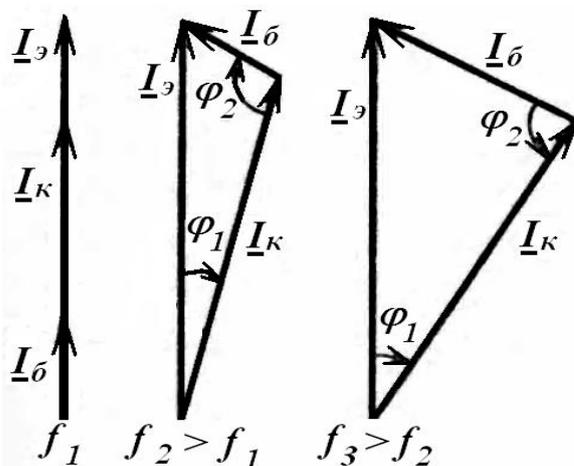


Рис. 12.32. Векторные диаграммы фазовых сдвигов между эмиттерными и коллекторными токами

С повышением частоты коэффициенты  $H_{21}$  эмиттера и базы становятся комплексными, изменяются как их модули, так и фазовый угол между входным и выходным токами. Коэффициент усиления по мощности также уменьшается и становится величиной комплексной. Чтобы оценить частотные свойства транзистора и возможность его работы в схеме с сигналами заданной частоты, вводят частотные параметры:

- *предельную частоту коэффициента передачи тока эмиттера в схеме с ОБ  $f_{H_{21Б}}$* , на которой коэффициент передачи тока эмиттера уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению с его значением на низкой частоте;

- *предельную частоту коэффициента передачи тока базы в схеме с ОЭ  $f_{H_{21Э}}$* , при которой коэффициент передачи тока базы уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз;

- *граничную частоту передачи тока базы в схеме с ОЭ  $f_{гр}$* , при которой модуль коэффициента передачи тока базы становится равным единице;

- *максимальную частоту генерации  $f_{max}$* , при которой коэффициент усиления по мощности становится равным единице. Этот частотный параметр является особенно важным, так как устанавливает диапазон частот, в котором транзистор будет обладать способностью усиливать сигналы.

*Параметры режимов отсечки и насыщения.* Рассмотренные статические параметры являются параметрами транзистора в активном режиме. В режиме *отсечки* параметрами транзистора служат обратные токи коллекторного и эмиттерного переходов —  $I_{К0}$  и  $I_{Э0}$ . Ток  $I_{К0}$  измеряют при заданном обратном напряжении коллектор-база и разомкнутом выводе эмиттера, ток  $I_{Э0}$  — при заданном обратном напряжении эмиттер-база и разомкнутом выводе коллектора. Статические параметры в режиме *насыщения* — это напряжения между выводами коллектор-эмиттер при заданных токах базы и коллектора и выводами база-эмиттер при заданных токах базы и коллектора.

#### 12.3.4. Полевые транзисторы

*Полевые транзисторы* — это полупроводниковые приборы, усилительные свойства которых обусловлены потоком основных носителей заряда через проводящий канал, управляемым

электрическим полем. В полевых транзисторах используют эффект воздействия поперечного электрического поля на проводимость канала, по которому движутся носители электрического заряда.

Полевые транзисторы предназначены для усиления мощности и преобразования электрических колебаний. В полевых транзисторах в образовании выходного тока участвуют носители только одного типа — дырки или электроны, поэтому они являются униполярными. Носители заряда являются основными для активной области — канала полевого транзистора. Существует два типа полевых транзисторов: с управляющим  $p-n$ -переходом и изолированным затвором (металл — диэлектрик-полупроводник, или МДП, — транзисторы).

*Транзисторы с управляющим  $p-n$ -переходом.* Рассмотрим упрощенную структуру и принцип действия транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом (рис. 12.33, *a*). Транзистор представляет собой пластину полупроводника  $n$ - или  $p$ -типа, на гранях которой созданы области противоположного типа электропроводности  $\bar{3}$ , на границах между которыми образованы  $p-n$ -переходы. На торцевых сторонах пластины формируют омические контакты. Контакты областей  $\bar{3}$  соединены между собой и образуют общий контакт. От всех трех контактов имеются выводы. Часть объема пластины полупроводника, расположенная между  $p-n$ -переходами, является активной частью транзистора, это канал транзистора. Контакт, через который носители заряда входят в канал, называют истоком  $I$ ; контакт, через который носители заряда вытекают, называют стоком  $C$ ; общий электрод от контактов областей  $\bar{3}$  — затвором  $\bar{3}$ . На рис. 12.33, *a* представлен транзистор на основе пластины полупроводника  $n$ -типа с областями на гранях  $p$ -типа.

На  $p-n$ -переходы подается обратное напряжение смещения (минус на затворе по отношению к истоку). Если бы канал был  $p$ -типа, а области на гранях  $n$ -типа, то полярность была бы обратной.

При изменении напряжения  $U_{ЗИ}$  изменяются ширина  $p-n$ -перехода, а, следовательно, сечение канала и его электрическое сопротивление. Таким образом, с помощью напряжения  $U_{ЗИ}$  можно управлять сопротивлением канала.

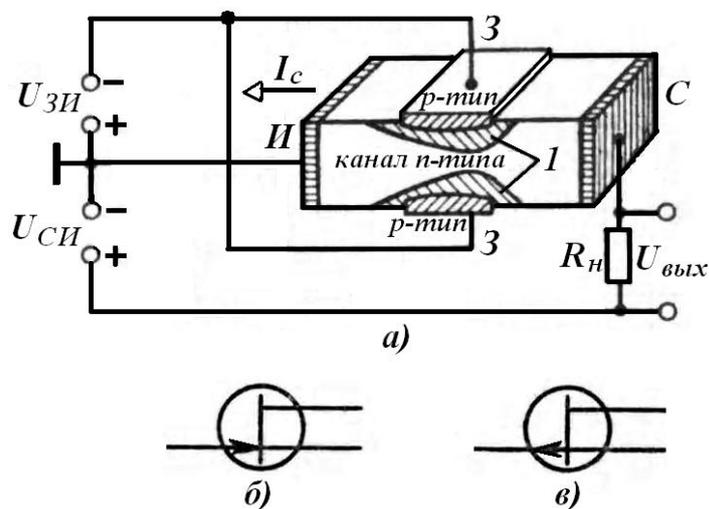


Рис. 12.33. Схематическое изображение полевого транзистора (а) и обозначения с каналом проводимости  $n$ - (б) и  $p$ -типов (в) соответственно: 1 — обедненный слой проводимости

Если между истоком и стоком включить источник напряжения  $U_{СИ}$  так, чтобы потенциал стока был положительным относительно истока, то через канал начнется дрейф основных для канала носителей заряда (электронов) от истока к стоку, т. е. в канале появляется ток  $I_C$  (направление тока от стока к истоку). Включение источника  $U_{СИ}$  влияет и на ширину  $p-n$ -переходов, так как напряжение на  $p-n$ -переходе оказывается разным в области стока и истока. Потенциал канала меняется по его длине: потенциал истока равен нулю, повышаясь в сторону стока, потенциал стока равен  $U_{СИ}$ . Напряжение смещения на  $p-n$ -переходе вблизи истока равно  $|U_{ЗИ}|$ , вблизи стока  $|U_{ЗИ}| + U_{СИ}$ , т. е. ширина  $p-n$ -перехода больше со стороны стока, а сечение канала и, следовательно, сопротивление его минимальное вблизи стока (область 1 на рис. 12.33, а). Таким образом, током через канал

можно управлять путем изменения напряжений  $U_{ЗИ}$  (изменяет сечение канала) и  $U_{СИ}$  (изменяет ток и сечение по длине канала).

Обратное напряжение смещения  $U_{ЗИ}$ , при котором наступает режим отсечки, и транзистор оказывается запертым (тока в нем нет:  $I_C = 0$ ), называют *напряжением отсечки*  $U_{ЗИотс}$ . При этом значении напряжения  $p-n$ -переходы смыкаются и поперечное сечение канала становится равным нулю.

Напряжение на стоке, при котором суммарное напряжение  $|U_{ЗИ}| + U_{СИнас.}$  становится равным напряжению отсечки  $U_{ЗИотс}$ , называют напряжением насыщения  $U_{СИнас.}$ . Следовательно

$$U_{СИнас.} = |U_{ЗИотс}| - |U_{ЗИ}| \quad (12.44)$$

*Режиму насыщения* соответствует условие, когда  $U_{СИ} > U_{СИнас.}$ . При этом почти прекращается рост тока  $I_C$ , несмотря на увеличение напряжения  $U_{СИ}$ . Это объясняется тем, что одновременно увеличивается обратное напряжение на затворе  $U_{ЗИ}$  (12.44), вследствие чего канал сужается, что уменьшает ток  $I_C$  до установившегося значения.

Сравнивая оба режима, можно заключить, что в режиме отсечки сопротивление канала стремится к бесконечности и при  $R_k = \infty$  ток  $I_C = 0$ , а в режиме насыщения дифференциальное сопротивление  $R_{кдиф} = dU_{СИ}/dI_C \rightarrow \infty$ , а ток  $I_C$  с ростом  $U_{СИ}$  остается без изменения.

Полевые транзисторы, как и биполярные, имеют три схемы включения (рис. 12.34): с общим истоком ОИ (*а*), общим стоком ОС (*б*) и с общим затвором ОЗ с каналом  $n$ -типа (*в*). Основной схемой включения является схема с ОИ (см. рис. 12.33, *а*).

Основными статическими характеристиками транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом являются выходные (стоковые) и характеристики прямой передачи (стокозатворные).

*Стоковые характеристики* — это зависимости  $I_C = f(U_{СИ})$  при  $U_{ЗИ} = const$  (рис. 12.35, *а*).

В динамическом режиме на работу транзистора существенное влияние оказывают зарядные емкости  $p-n$ -переходов (входная и проходная). Входная емкость – это часть барьерной емкости  $p-n$ -перехода между затвором и истоком, а проходная — часть барьерной емкости  $p-n$ -перехода между затвором и стоком. Зарядка и последующая разрядка емкостей происходит не мгновенно, что и обуславливает инерционность прибора, а следовательно, влияет на частотные свойства полевых транзисторов.

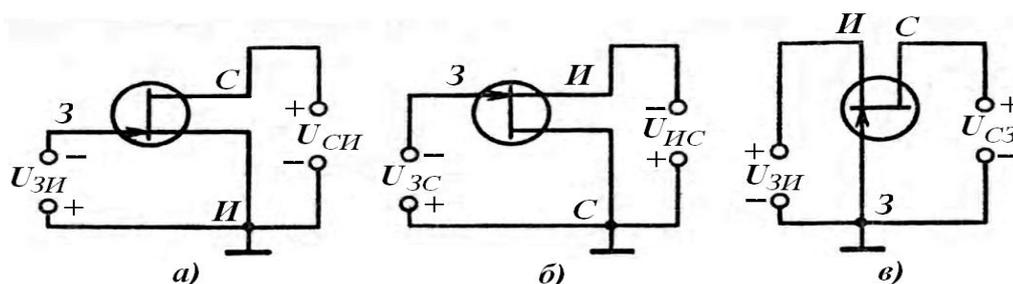


Рис. 12.34. Схемы включения транзисторов с общим истоком ОИ (а), с общим стоком ОС (б) и общим затвором ОЗ (в)

С повышением  $U_{СИ}$  ток  $I_C$  увеличивается почти прямолинейно и при достижении  $U_{СИ} = U_{СИнас}$ . (точки  $A$ ) рост  $I_C$  прекращается. Насыщение наступает при минимальных значениях  $U_{СИ}$  и больших  $|U_{ЗИ}|$ .

На рис. 12.35, б показано семейство характеристик прямой передачи зависимости  $I_C = f(U_{ЗИ})$  при  $U_{СИ} = const$ .

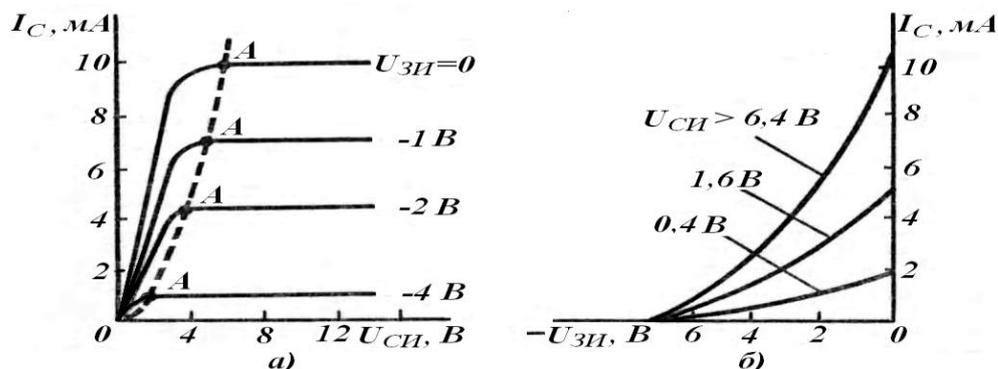


Рис. 12.35. Статические характеристики полевого транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом, стоковые (а) и прямой передачи (б)

Основными параметрами транзисторов с управляющим  $p-n$ -переходом являются:

- *крутизна стокозатворной характеристики*, представляющая собой отношение изменения тока стока к изменению напряжения на затворе при коротком замыкании при меняющемся токе на выходе транзистора в схеме с ОИ:

$$S = \left. \frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} \right|_{U_{СИ} = \text{const}} .$$
 Крутизна

характеризует управляющее действие затвора. Ее измеряют при  $U_{ЗИ} = 0$  и  $U_{СИ} = U_{СИ\text{нас}}$  по характеристике прямой передачи. Значения обычно составляют несколько миллиампер на вольт;

- *входное дифференциальное сопротивление*

$$R_{\text{вх.диф}} = \left. \frac{dU_{ЗИ}}{dI_3} \right|_{U_{СИ} = \text{const}} ,$$

где  $I_3$  — ток затвора, вызванный движением неосновных носителей через  $p-n$ -переход. Так как концентрация неосновных носителей невелика, то обратный ток мал и почти не зависит от напряжения  $|U_{ЗИ}|$ . Поэтому входное сопротивление очень велико и составляет  $10^8 - 10^{10}$  Ом;

- *выходное дифференциальное сопротивление* (дифференциальное сопротивление цепи стока)

$$R_{\text{вых.диф}} = \left. \frac{dU_{СИ}}{dI_C} \right|_{U_{ЗИ} = \text{const}}$$

Это сопротивление равно  $10^5 - 10^7$  Ом;

- *напряжение отсечки  $U_{ЗИ\text{отс}}$*  — это напряжение на затворе при  $I_C = 0$  и  $U_{СИ} = 0$ ;

- *междуэлектродные емкости*:  $C_{ЗИ}$  — затвор-исток,  $C_{ЗС}$  — затвор-сток,  $C_{СИ}$  — сток-исток. Эти емкости измеряют при разомкнутых по переменному току остальных выводах.

*Транзисторы с изолированным затвором.* Транзисторы этого типа, как отмечалось ранее, называют также МДП-транзисторами

(металл–диэлектрик–полупроводник) или МОП-транзисторами (если в качестве диэлектрика используют окисел, например диоксид кремния  $SiO_2$ ). Последний тип транзистора еще называют MOSFET, у него управление осуществляется через затвор, изолированный от  $p$ – $n$ -перехода тонким слоем оксида. МДП-транзисторы бывают двух типов: со встроенным каналом и с индуцированным. Основу МДП-транзистора со встроенным каналом (рис. 12.36) составляет слабо насыщенная примесью пластина полупроводника с электропроводностью  $n$ - или  $p$ -типа (на рис. 12.36  $n$ - $Si$ ), в которой созданы две сильно насыщенные примесью области противоположного типа электропроводности (на рисунке  $p^+$ ). Расстояние между  $p^+$ -областями 1 мкм. Они соединены тонким слоем полупроводника того же типа электропроводности, что и  $p^+$ -области. Однако этот слой слабо насыщен примесью ( $p$ -канал). Поверхность пластины полупроводника покрыта слоем диэлектрика толщиной 0,1 мкм. На слой диэлектрика над каналом нанесен металлический контакт — затвор  $З$ . Области  $p^+$  также имеют металлические контакты, один из которых называют истоком  $И$ , другой — стоком  $С$ . Обычно для пластины полупроводника используют кремний, а в качестве диэлектрика — пленку диоксида кремния, выращенную на поверхности кремния путем окисления его при высокой температуре.

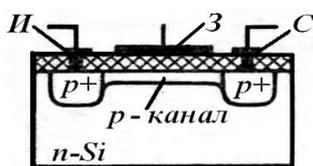


Рис. 12.36. Структура МДП-транзистора

На рис. 12.37 показаны схемы включения МДП-транзистора: а) с общим истоком ОИ; б) с общим стоком ОС; в) с общим затвором

ОЗ (полярность выводов на рисунке не показана, так как она зависит от режима работы транзистора).

Принцип работы МДП-транзистора со встроенным каналом рассмотрим на примере схемы с ОИ (рис. 12.37, а). В полупроводнике  $З$  у его поверхности в электрическом поле в зависимости от его полярности происходит обеднение или обогащение приповерхностного слоя носителями заряда. Направление электрического поля определяется знаком потенциала на затворе относительно пластины полупроводника.

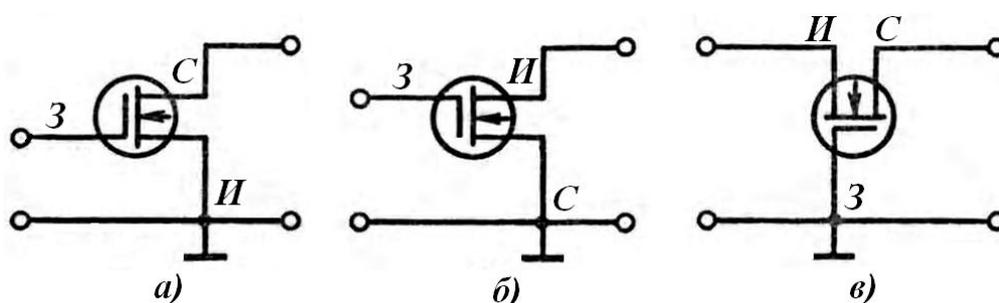


Рис. 12.37. Схемы включения МДП-транзистора: с общим истоком ОИ (а), с общим стоком ОС (б), с общим затвором ОЗ (в)

Если на затвор подан положительный потенциал  $U_{ЗИ}$ , электрическое поле будет выталкивать дырки из канала и проводимость канала уменьшится. Если на затвор подан отрицательный потенциал, то дырки начнут втягиваться в канал и обогащать его основными носителями, проводимость канала увеличится. В первом случае транзистор работает в режиме обеднения, во втором случае — в режиме обогащения. Если исток и сток подсоединить к источнику питания  $U_{СИ}$ , то начнется дрейф дырок через канал: появится ток стока  $I_C$ , значение которого зависит от напряжений  $U_{СИ}$  и  $U_{ЗИ}$ . При появлении тока в канале создается падение напряжения. Потенциал истока равен нулю, а потенциал стока равен  $-U_{СИ}$  (как и в транзисторе с управляющим р–n-переходом). На границе пластины n-типа с областями p-типа и каналом p-типа образуется переход, который смещен в обратном направлении. Так как в МДП-транзисторах затвор изолирован от

полупроводника пленкой диэлектрика, то эти транзисторы могут работать как при положительном, так и при отрицательном напряжении  $U_{ЗИ}$ .

Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом  $p$ -типа показаны на рис. 12.38: выходные (стоковые) — на рис. 12.38, *а*, характеристика передачи (стокзатворная) — на рис. 12.38, *б*. На рис. 12.38 показан режим обеднения (область *I*) и режим обогащения (область *II*).

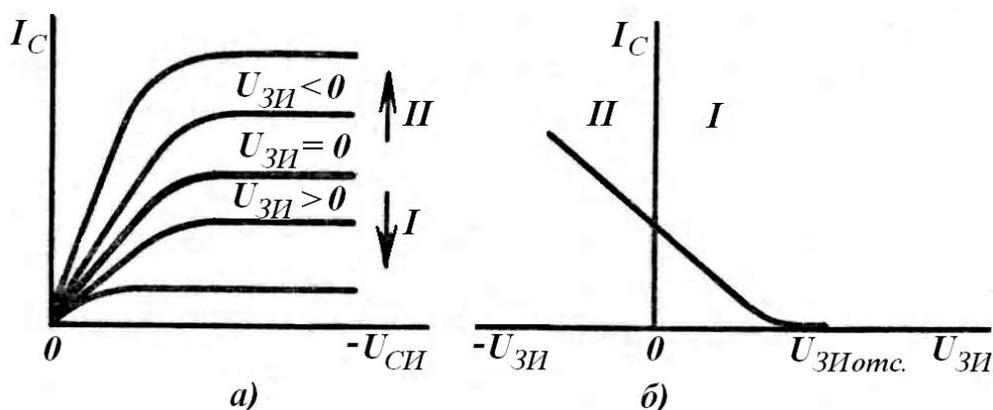


Рис. 12.38. Статические характеристики МДП-транзисторов: выходные (*а*), передачи (*б*)

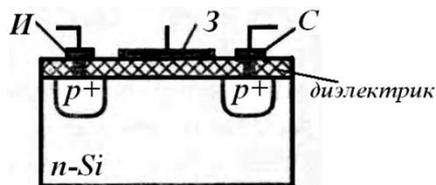


Рис. 12.39. Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом

В МДП-транзисторах с *индуцированным каналом* (рис. 12.39) канал не создается в процессе изготовления, а образуется под воздействием электрического поля.

Если к транзистору с ОИ подключить напряжение  $U_{СИ}$ , то в цепи стока появится обратный ток  $p$ - $n$ -перехода, значение которого очень мало. При подключении в цепь затвора напряжения  $U_{ЗИ}$  так, чтобы потенциал затвора относительно истока и пластины был обязательно отрицательным (для транзистора на рис. 12.39), то под

действием электрического поля под затвором приповерхностный слой пластины полупроводника обеднится. Если  $U_{ЗИ}$  достигнет так называемого *порогового* напряжения ( $U_{ЗИ} = U_{ЗИпор.}$ ), то слой полупроводника под затвором настолько обеднится, что произойдет его *инверсия* — образуется объединенный канал *p*-типа. Если напряжение между стоком и истоком  $U_{СИ} \neq 0$ , то в канале возникнет ток стока. Увеличивая напряжение на затворе  $U_{ЗИ} > U_{ЗИпор.}$ , можно менять толщину и поперечное сечение канала проводимости и тем самым его сопротивление, а, следовательно, и ток  $I_C$ . На значение  $I_C$  влияет также напряжение  $U_{СИ}$ .

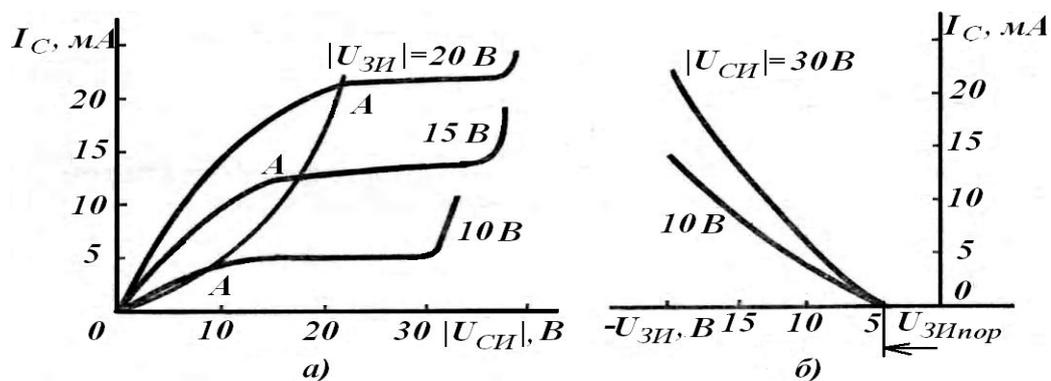


Рис. 12.40. Статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом: выходные (а); передачи (б)

Семейство *выходных статических характеристик* (рис. 12.40, а) аналогично семейству выходных характеристик транзистора с управляющим *p-n*-переходом. Однако характеристика для напряжения  $U_{ЗИ} = 0$  в этом случае отсутствует, так как канал индуцируется только при  $U_{ЗИ} > U_{ЗИпор.}$

*Характеристики передачи* (рис. 12.40, б) — это зависимости  $I_C = f(U_{ЗИ})$ , снятые при  $U_{СИ} = const$ . Характеристики сдвинуты относительно нуля координат на  $U_{ЗИпор.}$

Параметры МДП-транзисторов те же, что и для транзисторов с управляющим *p-n*-переходом. В качестве параметра используют также *крутизну характеристики (по подложке)*:

$$S_{\Pi} = \frac{dI_{C_{\text{нас}}}}{dU_{\Pi}} \begin{cases} U_{зи} = \text{const} \\ U_{си} = \text{const} \end{cases}$$

С помощью этого параметра учитывается влияние напряжения на пластине на ток стока ( $S_{\Pi} < S$ ).

Условные обозначения полевых МДП-транзисторов представлены на рис. 12.41, причем на рис. 12.41, а, в даны условные обозначения транзистора с встроенным  $n$ - и  $p$ -каналом, а на рис. 12.41, б, г — с индуцированным  $n$ - и  $p$ -каналом.

МДП-транзисторы с индуцированным каналом используют чаще, чем транзисторы с встроенным каналом.

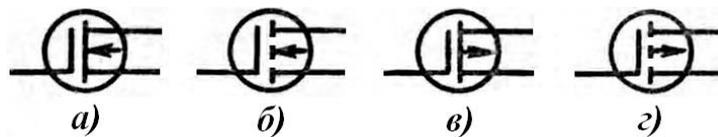


Рис. 12.41. Обозначения МДП-транзисторов

*Применение полевых транзисторов.* Полевые транзисторы нашли широкое применение в радиоэлектронике. МДП-транзисторы имеют очень высокое входное сопротивление ( $R_{вх} > 10^{14}$  Ом). Транзисторы с управляющим  $p$ - $n$ -переходом имеют более низкое входное сопротивление (до  $10^{11}$  Ом при комнатной температуре). Кроме того, параметры МДП-транзисторов меньше зависят от температуры, чем биполярных (так как принцип их работы основан на использовании только основных носителей).

Полевые транзисторы могут работать при низких температурах (вплоть до близких к абсолютному нулю), имеют высокую стабильность параметров во времени при воздействии различных внешних факторов. Обладают высокой радиационной устойчивостью (на порядок больше, чем кремниевые биполярные), что важно при использовании транзисторов в космической технике, и низким уровнем шумов в области частот до 10 Гц. Коэффициент шума составляет 0,1 дБ при сопротивлении источника сигнала 1 МОм.

При использовании полевых транзисторов в интегральных микросхемах (интегральные микросхемы — компактные многофункциональные электронные устройства в одном корпусе) удается получать высокую плотность расположения элементов (на порядок выше, чем в схемах на биполярных транзисторах). В монолитных интегральных схемах на МДП-транзисторах их можно использовать в качестве резисторов (МДП-транзисторы, работающие на ненасыщенных участках статических характеристик). Полевые транзисторы применяют в логических схемах, так как большие матрицы из этих элементов располагаются очень компактно. Их широко используют в цифровых вычислительных машинах. Однако, несмотря на целый ряд преимуществ полевых транзисторов по сравнению с биполярными, они не могут заменить их полностью. Это, в частности, связано с малым коэффициентом усиления полевых транзисторов. Рабочий диапазон частот полевых транзисторов значительно меньше, чем биполярных: их чаще всего используют до частот в несколько мегагерц. В гибридных приборах совместно используются и полевые, и биполярные транзисторы, что позволяет создавать схемы с улучшенными свойствами. Полевые транзисторы применяют в схемах усилителей, генераторов и коммутирующих элементов.

## 12.4. ТИРИСТОРЫ

### 12.4.1. Принцип работы тиристорov и его разновидности

*Тиристор* это четырехслойный полупроводниковый прибор, имеющий два устойчивых состояния: закрытое и открытое.

В настоящее время эти приборы получили широкое распространение в преобразователях электрической энергии и бесконтактной пускорегулирующей аппаратуры. К преимуществам тиристорov относятся: большой срок их службы, высокий КПД, малая чувствительность к вибрации и механическим перегрузкам, способность работать при низких (прямых) и высоких (обратных) напряжениях, а также при очень больших токах, достигающих единиц килоампер. Основное свойство тиристора, обеспечивающее ему самые разнообразные применения в автоматике, электронике, энергетике — это способность находиться в двух устойчивых состояниях: закрытом и открытом. В закрытом состоянии сопротивление тиристора составляет десятки мегаом, и он практически не пропускает ток при напряжениях порядка единиц тысяч вольт, а в открытом состоянии сопротивление тиристора незначительно. Падение напряжения на нем около 1В при токах в сотни ампер. Переход тиристора из одного состояния в другое происходит за очень короткое время. Разновидностями тиристорov являются *динистор*, *симметричный тиристор* и *фототиристор*.

Среди них выделяют *динисторы*. Этот прибор является разновидностью тиристора с двумя электродами (выводами). Переход динистора из одного состояния в другое осуществляется изменением значения или полярности напряжения на выводах. Тиристор снабжен тремя электродами. Управляющий электрод позволяет с помощью небольшого сигнала управления (импульса напряжения) перевести тиристор из закрытого состояния в открытое при неизменном (заданном) напряжении на основных электродах. Обратный переход из открытого состояния в закрытое с помощью управляющего напряжения невозможен.

Структура тиристора содержит четыре ( $p-n-p-n$ ) или пять ( $p-n-p-n-p$ ) слоев. В последнем случае тиристор называют *симметричным (симистор)*.

Четырехслойная структура тиристора изображена на рис. 12.42, *а*. Тиристор содержит три  $p-n$ -перехода П1, П2, П3. Чтобы повысить эффективность управляющего сигнала, слой, к которому подключен управляющий электрод, делают тоньше остальных.

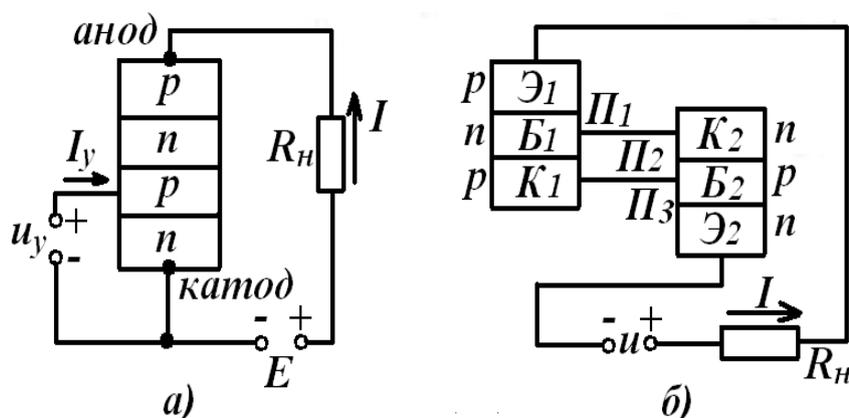


Рис. 12.42. Структура (*а*) и двухтранзисторный аналог тиристора (*б*)

При отсутствии напряжения на управляющем электроде и при отрицательном напряжении на аноде относительно катода электронно-дырочные переходы П1 и П3 оказываются включенными в обратном направлении, а переход П2 в прямом направлении. При этом протекает очень малый ток. Наличие тока  $I_y$  через управляющий переход в этом случае не изменяет общего состояния структуры, и тиристор остается запертым. Если к  $p-n-p-n$ -структуре приложено прямое напряжение (плюс на аноде), переходы П1 и П3 смещаются в прямом направлении, а переход П2 в обратном. При отсутствии напряжения на управляющем электроде тиристор остается запертым, и все напряжение оказывается приложенным к переходу П2.

Четырехслойную структуру тиристора можно представить в виде двух соответствующим образом соединенных транзисторов  $p-$

$n-p$ - и  $n-p-n$ -типов (рис. 12.42, б). Как видно из схемы, к переходам П1 и П3 подведено прямое напряжение, а к переходу П2 — обратное. Если бы не было переходов П1 и П3, тиристор стал бы диодом и через переход П2 замыкался бы обратный ток  $I_o$ .

При наличии П1 и П3 переходов управляющий ток тиристора  $I_y$  является базовым током транзистора  $T_2$  (рис. 12.43). Этот ток усиливает инжекцию носителей со стороны эмиттера  $\mathcal{E}_2$ , так что коллекторный ток  $I_{K2}$  равен:  $I_{K2} = \alpha_2 I_{\mathcal{E}2}$  или  $I_{K2} = \beta_2 I_{B2}$  ( $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициенты передачи тока эмиттера и тока базы соответственно). Одновременно ток  $I_{K2}$  является также базовым током  $I_{B1}$  транзистора  $T_1$ . Этот базовый ток обуславливает инжекцию носителей эмиттера  $\mathcal{E}_1$ .

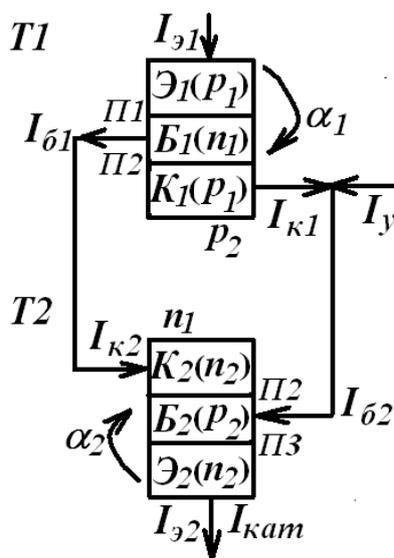


Рис. 12.43. К пояснению принципа работы тиристора (по двухтранзисторному аналогу)

Ток  $I_{K1}$  равен:  $I_{K1} = \alpha_1 I_{\mathcal{E}1}$  или  $I_{K1} = \beta_1 I_{B1}$ , где  $\beta_1 = \alpha_1 / (1 - \alpha_1)$ . Из рис. 12.43 видно, что  $I_{B2} = I_{K1} + I_y$ , следовательно, обратная связь в этой схеме положительна. Если коэффициенты  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  достаточны для того, чтобы усиление в контуре обратной связи достигло единицы, то базовые токи быстро возрастут, и оба транзистора окажутся в режиме насыщения даже при уменьшении тока управления до нуля. Лавинное нарастание тока через структуру обусловлено тем, что число основных носителей заряда, поступающих в единицу времени в базовые области через

центральный  $p$ - $n$ -переход существенно возрастает. При этом коллекторный переход П2 будет смещен в прямом направлении и ток  $I_{\text{кат}}$ , направленный от анода к катоду и определяемый сопротивлением нагрузки  $R_{\text{н}}$  (рис. 12.42, б), будет равен:

$$I = I_0 + \alpha_1 I + \alpha_2 I$$

или

$$I = \frac{I_0}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (12.45)$$

Падение напряжения на тиристоре примерно равно падению напряжения на одном переходе, смещенном в прямом направлении, так как напряжения на двух других переходах противоположны по знаку.

Работа тиристора отражена вольтамперной характеристикой, показывающей зависимость тока в нагрузке от напряжения цепи. На характеристике (рис. 12.44) можно выделить несколько характерных участков. При малых значениях напряжения  $U$  ток в цепи, а, следовательно, и коэффициенты  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  малы, при этом  $I \approx I_0$  и тиристор ведет себя как диод, включенный в обратном направлении (участок 1). При достижении напряжением критического значения  $U_{\text{вкл}}$  (точка 2) коэффициенты  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  быстро возрастает и ток скачком переходит на возрастающую ветвь характеристики (участок 4). При этом он превышает некоторое значение тока удержания тиристора в открытом состоянии  $I_{\text{уд}}$ . Участок 3 характеристики соответствует незначительному росту тока даже при снижении напряжения. Это свидетельствует о том, что на этом участке тиристор имеет *отрицательное* сопротивление. Смена напряжения на тиристоре на обратное приводит к обратному смещению переходов П1 и П3 (участок 5). При этом имеет место обратный ток утечки тиристора. При увеличении обратного напряжения до некоторого значения происходит пробой переходов (участок 6), который может привести к разрушению тиристора.

Характерным значением тока является *ток включения*  $I_{\text{вкл}}$ , при котором сопротивление тиристора становится отрицательным.

Удержать тиристор во включенном состоянии можно, увеличив анодный ток выше некоторого значения — *тока удержания*  $I_{\text{уд}}$  (на вольтамперной характеристике ток удержания соответствует переключению тиристора в проводящее состояние при токе управления, равном нулю).

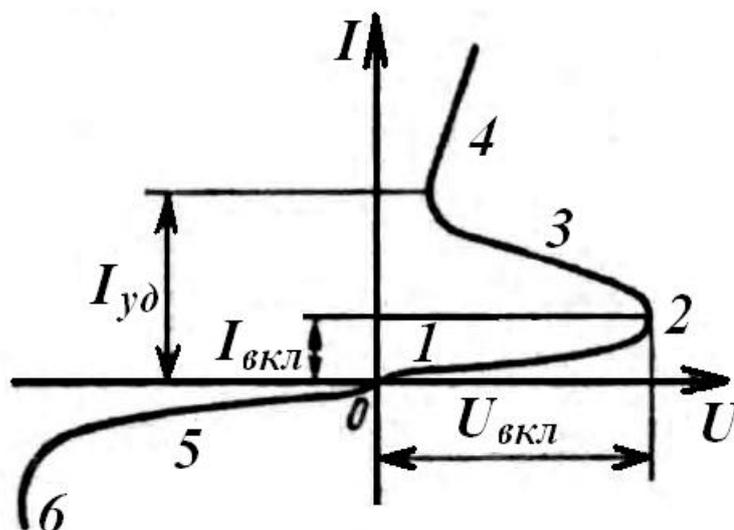


Рис. 12.44. Вольтамперная характеристика тиристора

*Динистор* — это тиристор с двумя электродами, у которого переход из выключенного состояния в проводящее и наоборот происходит за счет изменения значения и полярности прикладываемого напряжения.

Если к электроду А динистора (рис. 12.45) приложить положительное относительно электрода К напряжение, то к переходам П2 и П4 будет приложено прямое, а к переходам П1 и П3 — обратное напряжение. При постепенном увеличении приложенного напряжения в переходе П3 будет достигнуто напряжение лавинного пробоя, и любое дальнейшее возрастание напряжения будет вызывать значительный ток через переход П3. Ток через переход П1 очень мал, так как к нему в данном случае приложено обратное напряжение. Следовательно, ток в левой части

прибора, должен преодолевать сопротивление слоя  $p_1$ . Так как в приборе переход П4 шунтирован, то наличие на нем прямого напряжения будет зависеть от тока, протекающего вдоль области  $p_2$ .

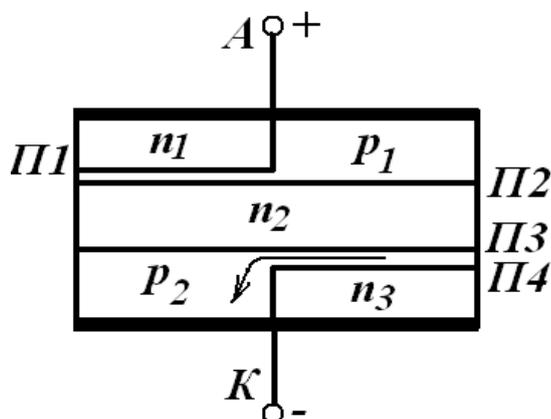


Рис. 12.45. Структура динистора: А — анод, К — катод

При малых токах до момента, пока переход П3 не работает в режиме лавинного пробоя, на переходе П4 действует незначительное прямое напряжение, и он представляет большое сопротивление, т. е. практически через него не инжектируются носители заряда в область  $p_2$ .

При развитии в переходе П3 лавинного пробоя начинается инжекция носителей заряда в область  $p_2$ . Это равносильно случаю, когда к  $n-n-p-n$ -структуре приложено прямое напряжение. При перемене полярности приложенного напряжения аналогично будет происходить включение правой части структуры.

Таким образом, пятислойную структуру с шунтированными крайними переходами можно рассматривать как две  $p-n-p-n$ -структуры, включенные параллельно, но ориентированные в противоположных направлениях.

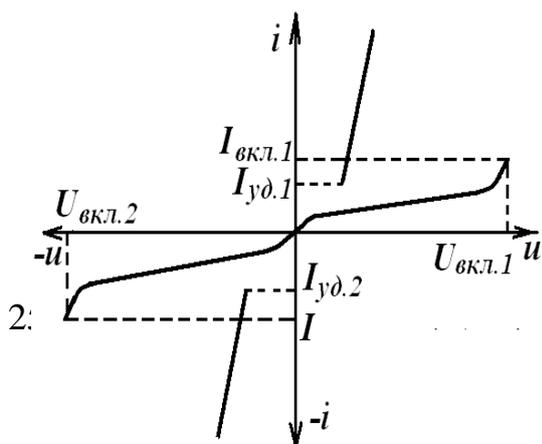


Рис. 12.46. Вольтамперная характеристика симметричного переключателя (динистора)

Вольтамперная характеристика симметричного переключателя имеет вид, приведенный на рис. 12.46.

На основе пятислойной структуры динистора (симметричного переключателя) разработан прибор, переключающийся при подаче управляющего сигнала — *симметричный тиристор (симистор)*.

Схематическое изображение структуры симистора показано на рис.12.47, *а*. Управляющий электрод расположен в центре структуры, а верхние металлические контакты левой и правой частей электрически связаны между собой. Переходы П1 и П4 шунтируются металлическими контактами с целью обеспечения их низкой эффективности при протекании малых токов.

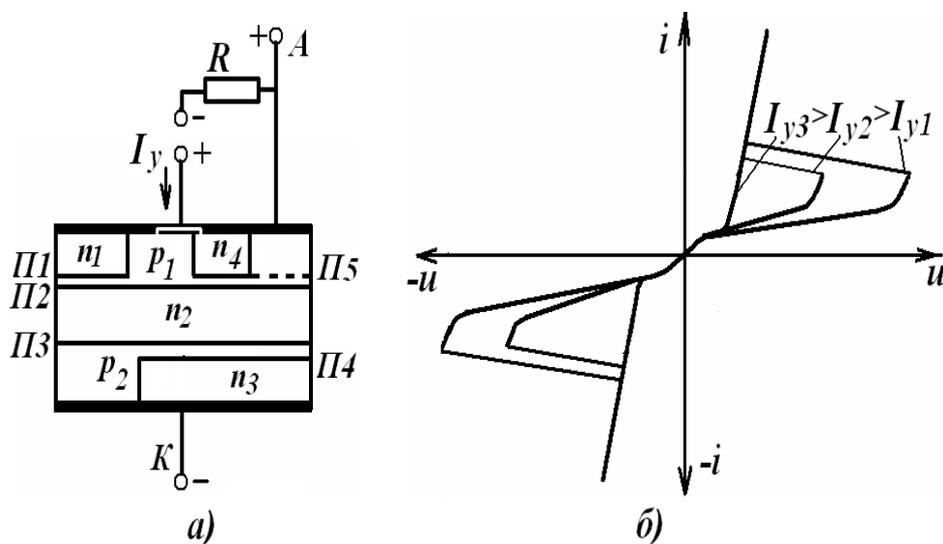


Рис. 12.47. Структура (*а*) и вольтамперная характеристика симистора в зависимости от тока управления (*б*)

Если прибор находится в закрытом состоянии, то на электрод А подано положительное относительно электрода К напряжение. Подача на управляющий электрод положительного относительно электрода А напряжения обуславливает инжекцию электронов через переход П5, которые, диффундируя к переходу П2, понижают потенциал области  $n_2$  относительно области  $p_1$  и вызывают инжекцию дырок из слоя  $p_1$  в слой  $n_2$ . Дырки диффундируют к переходу П3 и переносятся полем этого перехода в слой  $p_2$ ,

двигаясь вдоль этого слоя к контакту. В результате появления дырочного тока возникает падение напряжения между слоями  $p_2$  и  $n_3$ , достаточное для того, чтобы через переход П4 стали интенсивно инжектироваться электроны в область  $p_2$ . Таким образом, создаются условия для переключения правой половины структуры в проводящее состояние.

Если к электроду А приложить отрицательный относительно электрода К потенциал, прибор будет вести себя как обычный тиристор с зашунтированным эмиттерным переходом, т. е. при подаче положительного напряжения на управляющий электрод в проводящее состояние переключится левая половина структуры. В результате структура симистора переключается в любом направлении при приложении к управляющему электроду положительного напряжения по отношению к аноду. Следует отметить, что с увеличением тока управления можно исключить область отрицательного сопротивления (рис. 12.47, б).

При определенном значении тока управления  $I_{y3}$  вольтамперная характеристика примет вид спрямленной характеристики. Аналогичную зависимость от тока управления можно отнести и к несимметричному тиристору.

Внешнее световое воздействие на полупроводник позволило создать новый тип тиристора — *фототиристор*, отпирание которого производится с помощью светового потока. В фототиристорах используется так называемый *внешний эффект*, который состоит в том, что при облучении фотокатода светом возникает явление фотоэлектронной эмиссии. При этом ток фотоэмиссии прямо пропорционален световому потоку (закон Столетова):

$$I_{\Phi} = \kappa\Phi, \quad (12.46)$$

где  $I_{\Phi}$  — ток фотоэмиссии,  $\Phi$  — световой поток,  $\kappa$  — интегральная чувствительность фотокатода.

Согласно фотонной теории света, лучистая энергия излучается и поглощается не как непрерывный поток, а определенными порциями — квантами. Энергия  $W$  кванта (фотона) зависит от частоты излучения  $\nu_u$ :

$$W = h\nu_u,$$

где  $h = 6,66 \cdot 10^{-34}$  Дж·с — постоянная Планка.

Когда поток фотонов попадает на фотокатод, энергия фотонов передается свободным электронам, которые, совершая определенную работу выхода  $W_0$ , покидают катод с начальной скоростью  $v_0$ . В соответствии с уравнением Эйнштейна:

$$h\nu_u = W_0 + \frac{m_e v_0^2}{2},$$

из которого следует, что электрон может покинуть катод, если работа выхода меньше энергии кванта.

В полупроводнике, напротив, действует *внутренний эффект*, когда под действием световой энергии возникают подвижные носители зарядов — пары электрон-дырка. При этом энергия фотона идет на перемещение электрона из валентной зоны в зону проводимости и сопротивление полупроводника уменьшается. Именно на использовании этих явлений основана конструкция фототиристора, фотодиода и др. элементов.

На рис. 12.48 дано схематическое изображение  $p-n-p-n$ -структуры, управляемой светом. При отсутствии освещения, когда на анод подано положительное по отношению к катоду напряжение, переходы П1 и П3 смещены в прямом направлении, а переход П2 в обратном, т. е. прибор находится в запертом состоянии. При освещении полупроводника в освещаемой области происходит генерация пар электрон-дырка. Электроны, возникающие у поверхности области  $p_2$ , диффундируют к переходу П2, и, будучи неосновными носителями в области  $p_2$ , свободно проходят этот переход в область  $n_1$ . При увеличении интенсивности излучения количество этих носителей возрастает,

приводя к возрастанию коэффициентов усиления по току  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  эквивалентных транзисторов разного типа. При некоторой интенсивности излучения суммарный коэффициент усиления становится равным единице, и прибор переключается в проводящее состояние.

Конструктивно фототиристор отличается от обычного наличием окна в корпусе прибора, пропускающего поток света. При этом для обеспечения максимальной чувствительности пластина кремния должна ориентироваться перпендикулярно световому потоку.

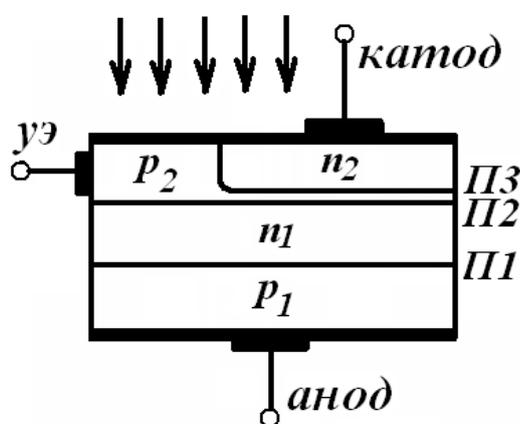


Рис. 12.48. Структура фототиристора

Способ управления фототиристором обуславливает наличие ряда специфических параметров и характеристик прибора: световая мощность управления, максимальная спектральная чувствительность и др.

### 12.4.2. Технология изготовления и конструкции тиристоров

Изготовление структуры различной проводимости может быть реализовано диффузией, сплавлением, выращиванием полупроводниковых пленок. Наибольшее распространение при получении многослойных структур получила диффузионная технология. После очистки монокристалла кремния толщиной до 0,7 мм и диаметром до 70 мм (для силовых приборов средней

мощности) производится диффузионный процесс внесения примеси  $p$ -типа. При изготовлении тиристоров повторной диффузией внедряют примеси  $n$ -типа. При изготовлении многослойных структур должно выполняться определенное соотношение между донорами атомов  $N_D$  и примесью, как стилизованным образом показано на рис. 12.49. Для повышения предельного напряжения приборов эмиттерный переход шунтируется конструктивно малым сопротивлением. Кремниевую шайбу прибора для отвода теплоты напаивают на вольфрамовый диск, по периметру которого снимается фаска. Съем фаски под определенным углом к плоскости кремниевой шайбы обеспечивает уменьшение напряженности электрического поля на  $p$ - $n$ -переходах в местах выхода их на боковую поверхность.

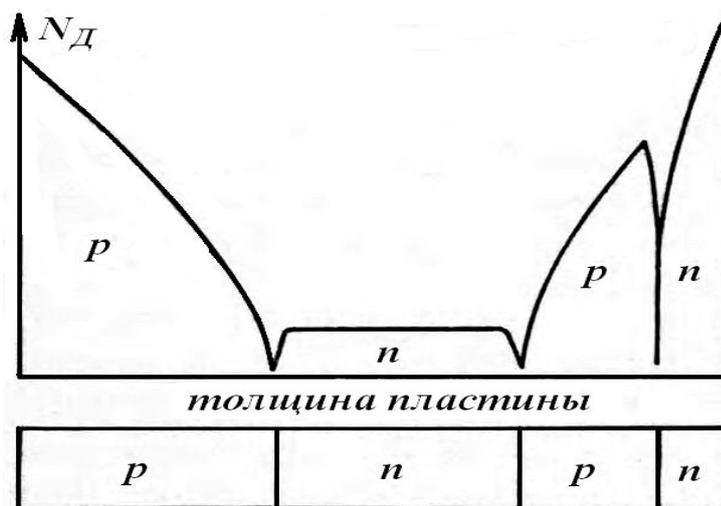


Рис. 12.49. Распределение концентраций примесей при изготовлении многослойных структур

Конструкция силового полупроводникового прибора должна обеспечивать удобство его использования, эксплуатационную надежность, минимальные массу и габаритные размеры, надежную герметичность корпуса, хороший электрический и тепловой контакт между отдельными элементами, надежное соединение с охладителями. Важным показателем конструкции приборов при их

использовании в силовых устройствах является удобство их соединения между собой.

Конструктивное исполнение силовых полупроводниковых приборов должно обеспечивать простое и надежное соединение с охладителем.

По виду конструкции корпуса все силовые полупроводниковые приборы делятся на штыревые, с плоским основанием, таблеточные и выполненные совместно с системой охлаждения. На рис. 12.50, а приведена конструкция штыревого прибора.

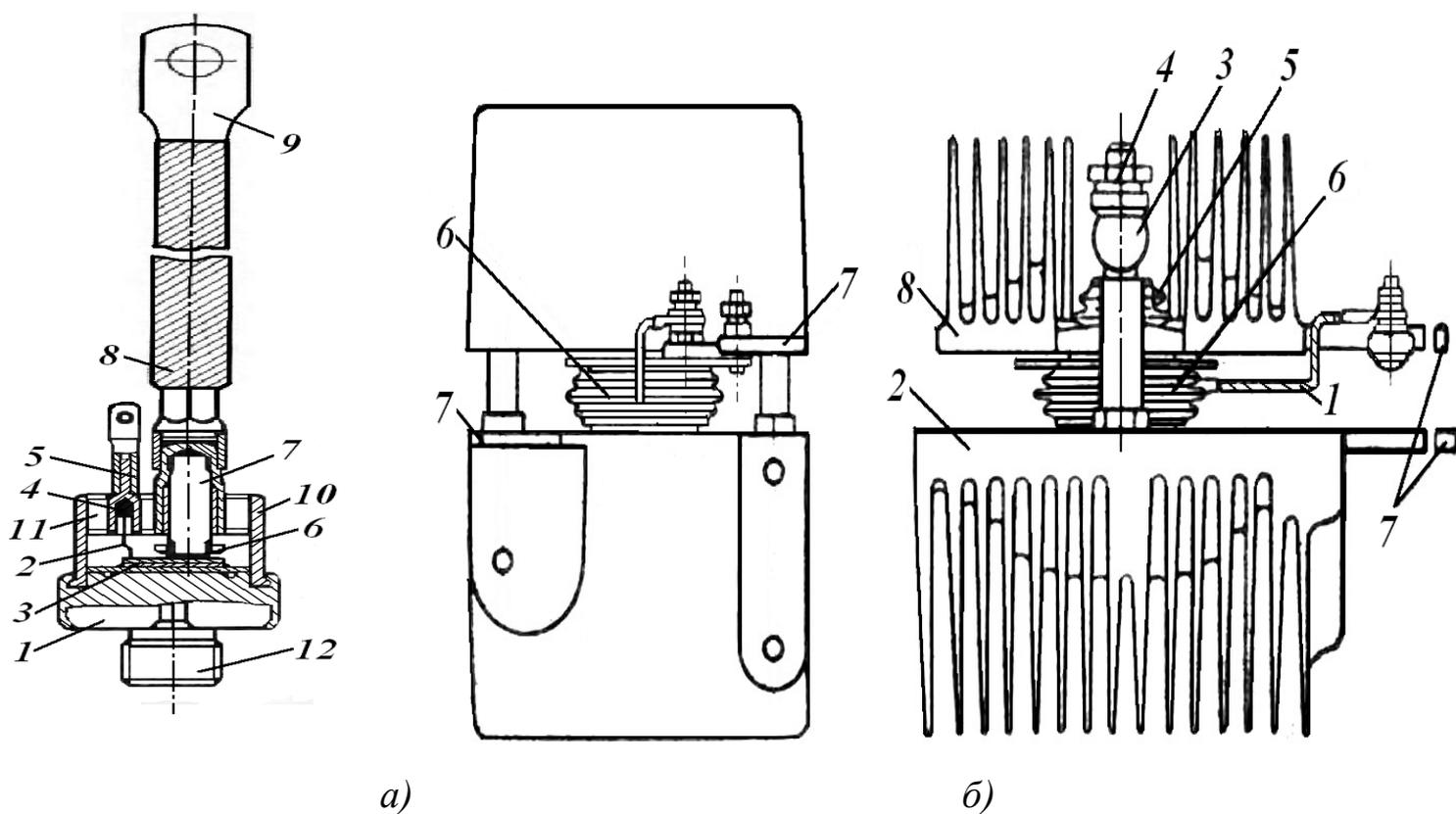


Рис. 12.50. Конструкции штыревого (а) и таблеточного с охладителем (б) тиристоров

К основанию корпуса 1 припаян элемент, состоящий из кремниевой пластины 3, помещенный между двумя вольфрамовыми дисками. На верхнем вольфрамовом диске имеется отверстие, служащее для размещения молибденовой пластины, к которой припаян внутренний управляющий вывод 2, соединенный

через изолированную стальную втулку 4 с наконечником управляющего электрода 5. К верхнему вольфрамовому диску припаяна чашечка 6, в которую впаивается внутренний гибкий вывод 7, соединенный внутри стальной втулки с силовым внешним гибким выводом 8, снабженным наконечником 9. В основании имеется кольцевая выточка, в которую непосредственно перед установкой корпуса 10 закладывается кольцевая фторопластовая прокладка, что вместе с завальцовкой стыка крышки и основания обеспечивает необходимую степень герметизации. Выводы катодного и управляющего электродов осуществляют через металлостеклянную крышку 11. Основание корпуса изготовляют совместно с нарезным болтом 12, который навинчивают на охладитель — радиатор.

На рис. 12.50, б приведена конструкция таблеточного тиристора с охладителем. Тиристор выполнен в виде таблетки 6 в гофрированном керамическом корпусе, обеспечивающем защиту полупроводникового элемента от загрязнений и механических повреждений. Управляющий электрод 1 тиристора выведен на боковую поверхность корпуса. Таблеточный прибор помещен между двумя охладителями 2 и 8 таким образом, что торцевые металлические поверхности тиристора соприкасаются с охладителями, создавая электрический и тепловой контакт. Необходимое прижимающее усилие таблетки к охладителю обеспечивается тарельчатыми пружинами 4 и передается через траверсу 3 на изолятор 5 и далее на верхний охладитель 8. Подключение тиристора к электрической цепи производится посредством токоведущих пластин 7. Иногда для лучшего контакта тиристора с охладителями между ними помещается тонкая прокладка из мягкого токопроводящего материала (индий, олово и др.). Электрические потери, возникающие в приборе при прохождении через него тока, обуславливают выделение теплоты, которая отводится с помощью охладителей. Качество охладителя характеризуется его тепловым сопротивлением. Тепловое

сопротивление показывает, на сколько градусов температура поверхности охладителя, соприкасающейся с прибором, больше температуры охлаждающего агента при отводе охладителем от прибора единицы мощности. Чем меньше тепловое сопротивление охладителя, тем большую мощность можно отвести от прибора, тем больше предельный ток прибора.

Наибольшее распространение получили два способа охлаждения: воздушное, которое в свою очередь может быть естественным и принудительным, и водяное. При естественном воздушном охлаждении теплопередача осуществляется за счет теплопроводности через граничный слой воздуха, соприкасающийся с поверхностью охладителя, и последующей свободной конвекции, а также за счет лучистого обмена. Теплопередача при принудительном воздушном охлаждении осуществляется в основном за счет вынужденной конвекции. При воздушном охлаждении применяются охладители, имеющие развитую за счет ребер поверхность (рис. 12.50, б). Материалами для охладителей служат медь и алюминий. В последнее время все чаще применяются алюминиевые охладители, имеющие меньшую массу и стоимость. Однако ввиду значительной электрохимической разности потенциалов «медь-алюминий» возникает (особенно во влажной среде) коррозия алюминия, вызывающая возрастание электрического и теплового сопротивления контакта между прибором и охладителем. Для устранения этого недостатка поверхность охладителя, к которой прилегает основание прибора, покрывают специальным составом, исключаящим коррозию. Кроме того, для отвода тока здесь используют медный пластинчатый вывод, который прокладывают между прибором и охладителем. Для более полного использования приборов таблеточной конструкции применяют двустороннее охлаждение, при котором охладители устанавливают на обоих основаниях прибора. В этом случае требуется строгое соблюдение правил монтажа прибора совместно с охладителями, так, чтобы

поверхность соприкосновения таблетки с охладителями была наибольшей.

При монтаже приборов штыревого типа на охладителях должен обеспечиваться определенный закручивающий момент, что достигается применением специальных моментных ключей. Величина необходимого закручивающего момента обычно приводится в информационных материалах предприятий-изготовителей. При меньшем закручивающем моменте возрастает тепловое сопротивление всей системы, что, естественно, приводит к снижению допустимого тока нагрузки прибора. Необходимый закручивающий момент болта должен быть также задан для приборов прижимной конструкции (например, тиристора таблеточной конструкции).

В случае принудительного воздушного охлаждения тепловое сопротивление охладителя зависит от скорости движения охлаждающего воздуха. Следует помнить также, что при обдуве приборов с ребристыми охладителями направление потока воздуха должно быть строго параллельным ребрам охладителя (допускается отклонение на  $10^\circ$ ). В противном случае эффективность охлаждения резко снижается, и, как следствие этого, уменьшается допустимый ток нагрузки прибора. Водяное охлаждение является более эффективным по сравнению с воздушным. Повышенные требования к воде, применяемой в качестве охлаждающего агента (удельное электрическое сопротивление воды не должно быть меньше определенного значения и др.), усложнение конструкции вентиляльных блоков за счет штуцеров и резиновых шлангов, а также устройств, обеспечивающих принудительную циркуляцию воды, усложняют применение водяного охлаждения.

### 12.4.3. Параметры и характеристики силовых полупроводниковых приборов (тиристоров)

Как уже отмечалось, система номинальных параметров практически вытеснена системой предельных параметров. Остановимся на наиболее востребованных параметрах тиристоров.

*Предельные параметры тока.* Анодный ток тиристора определяется значением  $I_A = \pi I_{\Pi}$ , где  $I_{\Pi}$  — предельный ток тиристора, максимально допустимое среднее за период значение тока, длительно протекающее через прибор, и устанавливающий класс тиристора по току. Его расчет проводят по формуле 12.14. При этом важным является классификационное значение предельного тока  $I_{\Pi,о}$  прибора, определяемое при заданном типе охладителя и условиях охлаждения (скорость и расход охлаждающего агента). Этот параметр приводят в информационных материалах.

*Ток рабочей перегрузки.* При работе тиристора в схемах управления двигателями, прокатными станами возможно возникновение токов перегрузки (технологический ток), которые возникают в цепях управления на короткий промежуток времени (например, при пуске асинхронных двигателей). Для этого и введен в классификацию параметр «ток рабочей перегрузки  $I_{р.пер.}$ ». Это ток нагрузки непосредственно после режима с током, меньшим предельного в данных условиях работы, длительное существование которого вызвало бы превышение максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры ( $190^{\circ}\text{C}$ ), но который ограничен по времени так, что превышения температуры не произойдет. На рис. 12.51 приведено семейство характеристик тока рабочей перегрузки тиристора Т320 (предельный ток  $I_{\Pi}=320\text{A}$ ) в зависимости от длительности тока и предварительной нагрузки.

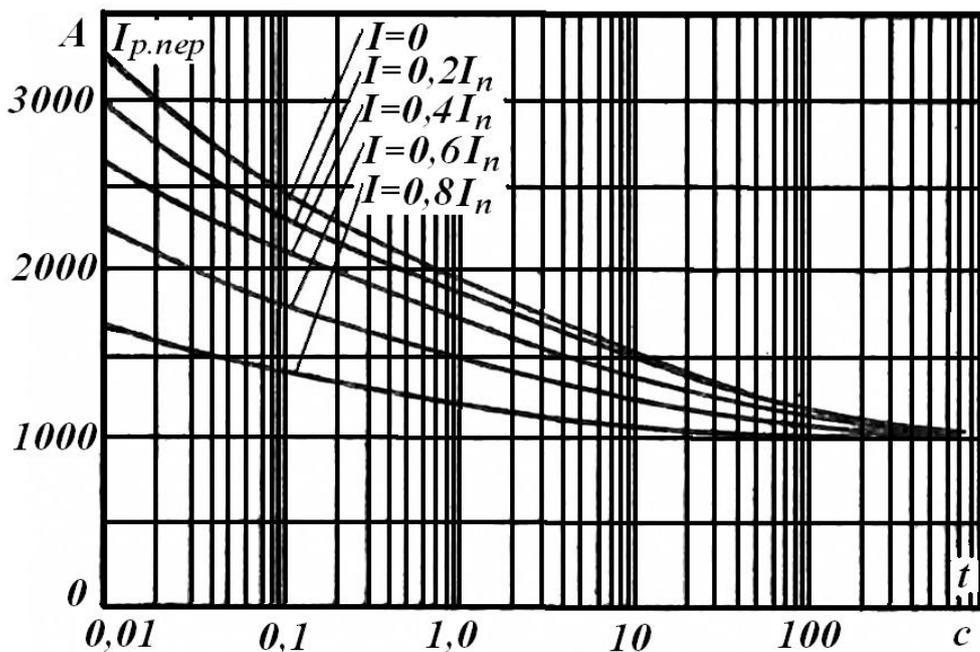


Рис. 12.51. Зависимости тока рабочей перегрузки тиристора Т320 от времени протекания

Ток аварийной перегрузки  $I_{ав.пер}$  — это ток, который вызывает превышение максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры, но воздействие которого предполагается лишь ограниченное число раз за время срока службы прибора, как результат необычных условий работы схемы (например, аварийных условий). При этом возможна временная потеря запирающих свойств прибора, что необходимо учитывать и принимать меры, исключающие повреждение прибора.

В этом случае прибегают к снижению допустимого значения приложенного напряжения в обратном направлении на 20%. Из, представленных на рис. 12.52 зависимостей для тиристорov Т-320 и тиристора с водяным охлаждением ТВ-500 видно, что тиристоры допускают кратковременную аварийную перегрузку.

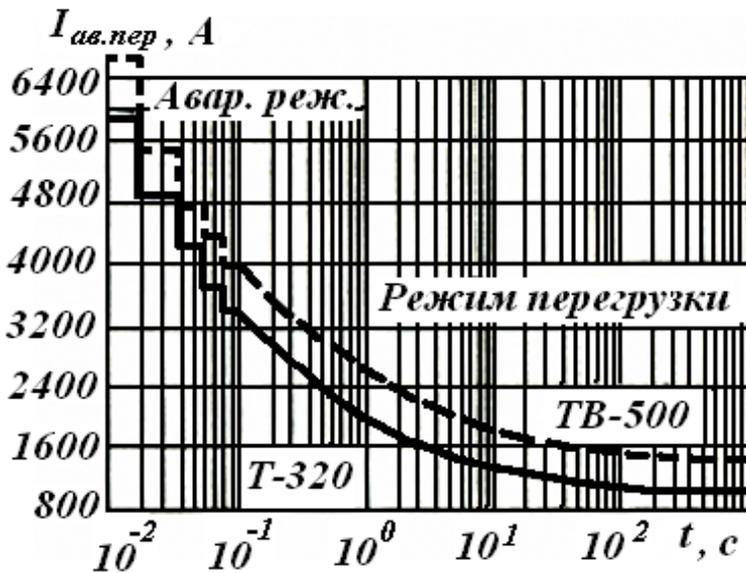


Рис. 12.52.  
Зависимости тока  
аварийной перегрузки  
от времени протекания

*Ударный ток* — это максимально допустимая амплитуда импульса аварийного тока синусоидальной формы длительностью 10 мс при заданной начальной температуре полупроводниковой структуры без последующего приложения напряжения. По этому параметру устанавливается токовая защита тиристоров.

*Предельные параметры напряжения.* Допустимые значения напряжения тиристоров характеризуют их возможности применения в высоковольтных цепях с допустимыми перенапряжениями. На рис. 12.53 представлена вольтамперная характеристика тиристора с обозначением основных предельных параметров тиристоров. Классифицируют прибор по значению *повторяющегося напряжения* — это максимально допустимое мгновенное значение напряжения, прикладываемого к прибору в обратном или прямом закрытом направлениях, учитывая все повторяющиеся переходные напряжения, но исключая все неповторяющиеся переходные напряжения. Повторяющееся напряжение  $U_{\Pi}$  (рис. 12.53) обычно является функцией схемы преобразователя (например, перенапряжения при восстановлении прямого или обратного напряжения после коммутации) и увеличивает мощность энергии, выделяемой в приборе. Класс прибора указывают на маркировке цифрой, равной  $U_{\Pi}/100$ .

*Максимальное обратное напряжение* (напряжение лавинообразования для лавинных приборов и ограничителей напряжения). Это напряжение, соответствующее области загиба обратной или прямой ветви вольтамперной характеристики прибора  $U_{заг}$  (рис. 12.53), когда даже при небольшом приращении напряжения резко увеличивается обратный ток или ток утечки.

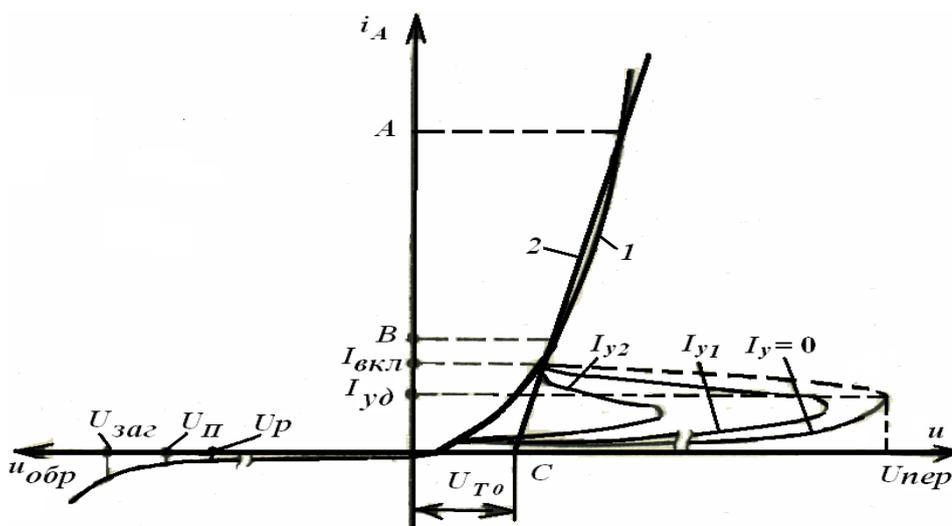


Рис. 12.53. Вольтамперная характеристика тиристора: 1 — прямая вольтамперная характеристика, 2 — ABC — спрямленная характеристика,  $i_A$  — анодный ток тиристора,  $I_{y2} > I_{y1}$  — ток управления тиристором,  $U_{T0}$  — пороговое напряжение включения прибора,  $I_{вкл}$  — минимальный анодный ток включения тиристора,  $I_{уд}$  — минимальный ток (удержания), при котором тиристор еще остается во включенном состоянии.

*Неповторяющееся напряжение* — это максимально допустимое мгновенное значение любого неповторяющегося переходного напряжения, прикладываемого к прибору в обратном или прямом закрытом направлениях. Неповторяющееся напряжение обычно определяется внешней по отношению к преобразователю причиной (например, грозовые или внутренние перенапряжения в питающей сети переменного тока). Считается, что прикладываемое перенапряжение не повторяемое.

*Рекомендуемое рабочее напряжение* — это амплитудное значение напряжения  $U_p$  синусоидальной формы, прикладываемого к прибору в обратном (или прямом) направлении при отсутствии повторяющихся и неповторяющихся напряжений.

*Напряжение переключения* — это прямое напряжение  $U_{\text{пер}}$ , при котором тиристор переходит из закрытого состояния в открытое при разомкнутой цепи управления.

К предельным параметрам следует отнести предельно допустимое значение *скорости нарастания прямого напряжения*  $\left(\frac{dU}{dt}\right)_{\text{кр}}$ , при котором не происходит переключения прибора при заданном напряжении и разомкнутой цепи управления, а также *критическое значение скорости нарастания прямого тока*  $\left(\frac{dI}{dt}\right)_{\text{кр}}$ , не вызывающее необратимые процессы в структуре прибора.

*Динамические параметры тиристорov.* Это параметры, характеризующие процессы включения и выключения тиристора, и определяющие частотные возможности прибора. К ним относятся в первую очередь времена включения и выключения тиристора.

*Время включения*  $t_{\text{вк}}$  — это время от момента подачи управляющего импульса до момента снижения анодного напряжения на приборе до 10% начального значения при работе прибора на активную нагрузку (рис. 12.54, а).

*Время выключения*  $t_{\text{в}}$  — это время от момента, когда прямой ток через прибор при заданной крутизне спада достиг своего нулевого значения, до момента, когда прибор способен выдерживать, не переключаясь, прикладываемое в прямом направлении напряжение с определенными амплитудой и скоростью нарастания (рис. 12.54, б).

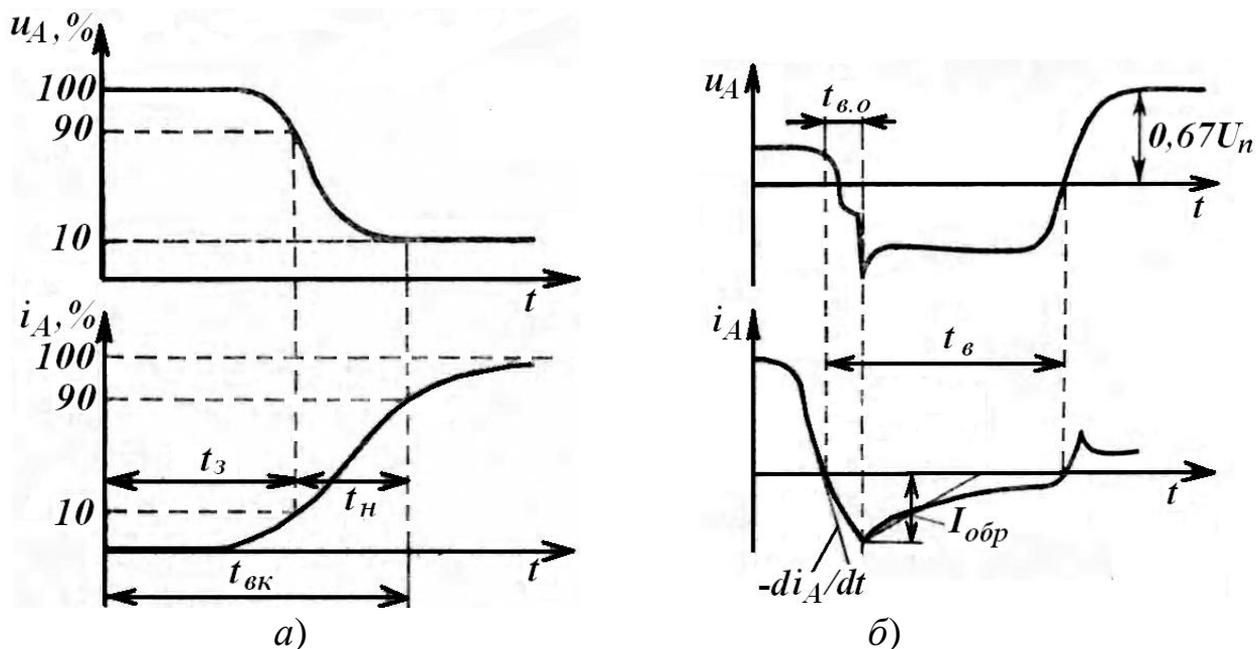


Рис. 12.54. Динамические характеристики включения (а) и выключения (б) тиристоров:  $t_3$  — время задержки включения тиристора,  $t_H$  время спада напряжения,  $t_{в.о}$  — время восстановления запирающих свойств,  $-\frac{di_A}{dt}$  — скорость спада анодного тока,  $I_{обр}$  — обратный ток

К основному недостатку тиристоров следует отнести их ограниченные возможности при работе на повышенных частотах (в среднем рабочие частоты менее 20 кГц), что обусловлено относительно большим временем выключения приборов.

## 12.5. КОМБИНИРОВАННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Ограниченные возможности по созданию транзисторов MOSFET (полевые транзисторы с изолированным затвором) большой мощности, имеющих большое сопротивление в открытом состоянии, предопределили создание комбинированного прибора нового типа. Новый прибор был создан в 80-е годы XX века и получил название *биполярный транзистор с изолированным затвором*. В результате различных модификаций этого прибора разработано комбинированное устройство, удачное сочетающее: на входе MOSFET и на выходе биполярный транзистор. Это позволило соединить преимущества этих элементов в один прибор, именуемый IGBT (insulated gate bipolar transistor). В настоящее время это наиболее совершенный полупроводниковый прибор, производимый серийно. Хотя их быстродействие расширило возможности использования в высокочастотных режимах до 150 кГц (у MOSFET до  $10^6$  Гц), предельная мощность остается ниже, чем у тиристоров.

### 12.5.1. Принцип работы IGBT

Биполярно-полевая структура IGBT сочетает в себе принцип полевого управления и биполярный механизм переноса тока. Транзистор является полностью управляемым: его включение и выключение осуществляется подачей и снятием положительного напряжения между затвором и истоком. Его обозначение и эквивалентная схема включения двух транзисторов показаны на рис. 12.55.

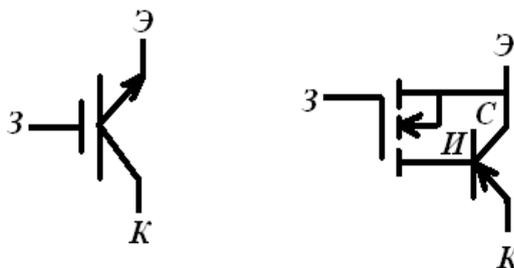


Рис. 12.55. Обозначение и эквивалентная схема IGBT  
соответственно

Стандартная трехслойная структура IGBT IV-го поколения, которая имеет относительно низкие потери в статическом режиме работы и выполнена по технологии «утопленного канала» (trench-gate technology), (рис. 12.56). Структура включает в себя отмеченный на рисунке полевой транзистор MOSFET с  $n$ -каналом и биполярный транзистор  $p$ - $n$ - $p$ -типа. Полевой (входной) транзистор образован слоями  $n$  (исток),  $n^+$  (сток) и металлической пластиной (затвор). Выходной биполярный транзистор образован слоями  $p^+$  (эмиттер),  $n$  (база) и  $p$  (коллектор).

Процесс включения IGBT происходит в два этапа: после подачи положительного напряжения между затвором и истоком происходит открытие полевого транзистора, при этом формируется  $n$ -канал между истоком и стоком. При положительном напряжении в  $n$ -слой инжектируются неосновные носители заряда — это позволяет управлять проводящим каналом. Далее движение зарядов из  $n$ -области в  $p$ -область приводит к открытию биполярного транзистора и возникновению тока от эмиттера к коллектору. Таким образом, происходит управление полевым транзистором. Выключение IGBT производится снятием напряжения на затворе или приложением обратного напряжения. Примененная в IV поколении IGBT технология позволила снизить сопротивление между  $p$ -базами и соответственно уменьшить падение напряжения на приборе в проводящем состоянии до 1,8–2,0 В.

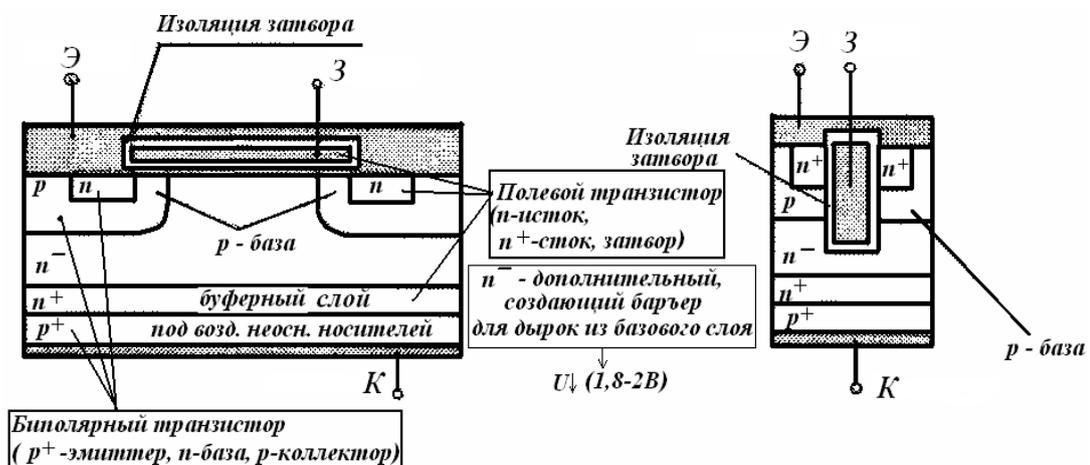


Рис. 12.56. Структура планарного IGBT

В результате технологического добавления к MOSFET биполярного транзистора образуется структура из транзисторов VT1 и VT2, имеющая внутреннюю положительную обратную связь, так как взаимно ток коллектора VT2 влияет на ток базы VT1 и наоборот (рис. 12.57). Коэффициенты передачи тока эмиттера транзисторов VT1 и VT2 соответственно равны  $\beta_1$  и  $\beta_2$ . Так как  $I_{K2} = \beta_2 I_{Э2}$ ,  $I_{K1} = \beta_1 I_{Э1}$ , получим:

$$I_{Э} = I_{K1} + I_{K2} + I_c. \quad (12.47)$$

Таким образом, ток стока полевого транзистора:

$$I_c = I_{Э}(1 - \beta_1 - \beta_2) \quad (12.48)$$

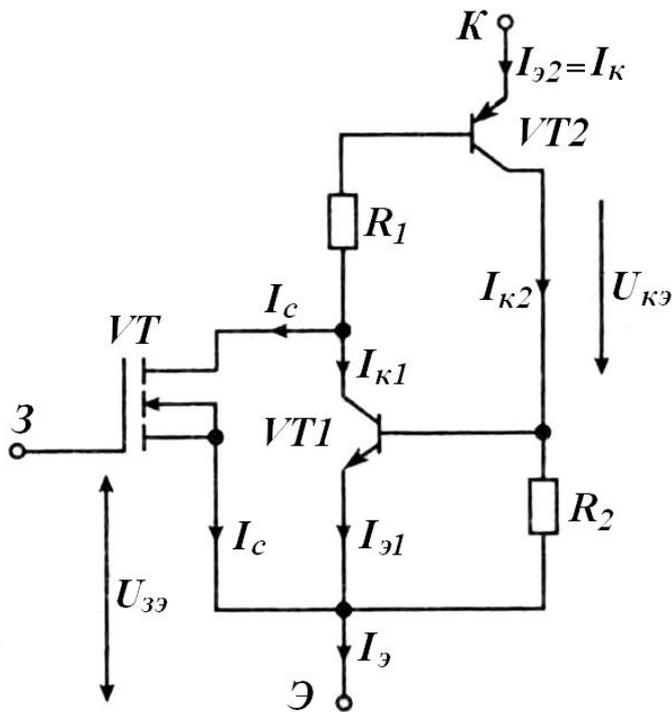


Рис. 12.57. Эквивалентная (технологическая) схема IGBT

Ток стока  $I_c$  полевого транзистора можно определить через его усилительную характеристику, называемую крутизной, и через напряжение затвора  $U_{зэ}$ . В этом случае ток коллектора транзистора IGBT:

$$I_K = I_{Э} = \frac{S U_{зэ}}{1 - (\beta_1 + \beta_2)} = S_{эКВ} U_{зэ}, \quad (12.49)$$

где  $S_{\text{экв}} = \frac{S}{1 - (\beta_1 + \beta_2)}$  — эквивалентная крутизна IGBT, значительно превосходящая крутизну MOSFET.

Управлять коэффициентами  $\beta_1$  и  $\beta_2$  можно регулировкой  $R_1$  и  $R_2$  на этапе изготовления транзистора.

Достоинством IGBT является значительное снижение последовательного сопротивления (по сравнению с MOSFET) силовой цепи в открытом состоянии. Благодаря этому снижаются тепловые потери на замкнутом ключе. Исследования также показывают, что у транзистора IGBT отсутствует участок вторичного пробоя, характерный для классических биполярных транзисторов. Быстродействие IGBT ниже быстродействия транзисторов MOSFET, а значит, их трудно использовать в источниках питания с высокими частотами преобразования. Однако IGBT быстрее биполярных транзисторов. Ограничение общей скорости переключения биполярных транзисторов с изолированным затвором кроется в конечном времени жизни неосновных носителей в базе  $p-n-p$ - транзистора.

### 12.5.2. Параметры и характеристики IGBT

Ниже представлены основные параметры и характеристики, представляемые фирмами — разработчиками транзисторов с изолированным затвором в системе обозначений заводов изготовителей. В скобках дано обозначение русской версии.

*Длительный (постоянный) ток коллектора* —  $I_c(I_K)$  (нормирован при 25 °С и при 100 °С). Максимальный ток через транзистор приводится для заданной температуры корпуса. Его качественная зависимость от температуры корпуса  $t_c$  показана на рис. 12.58, а. Как уже отмечалось, управление каналом проводимости IGBT осуществляется положительным напряжением затвора  $U_{GE}$ . Типичная зависимость тока коллектора от

напряжения коллектор-эмиттер и напряжения затвора показана на рис. 12.58, б.

*Импульсный ток коллектора* —  $I_{cm}$  ( $I_{км}$ ). IGBT может пропускать импульсный кратковременный ток, в 7–10 раз превышающий постоянный ток  $I_c$ . На этот параметр ориентируются специалисты при использовании приборов в высокочастотных схемах.

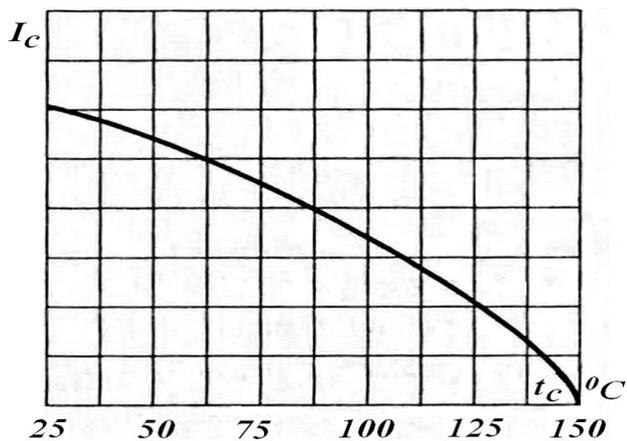
*Допустимое напряжение коллектор-эмиттер* —  $U_{ce}$  ( $U_{КЭ}$ ). Это максимально допустимое значение напряжения, прикладываемое к прибору, исключаящее пробой цепи коллектор-эмиттер.

*Максимальная мощность рассеяния*  $P_D$  (нормируется при 25 °С и при 100 °С). Максимально допустимую мощность прибора рассчитывают по формуле:

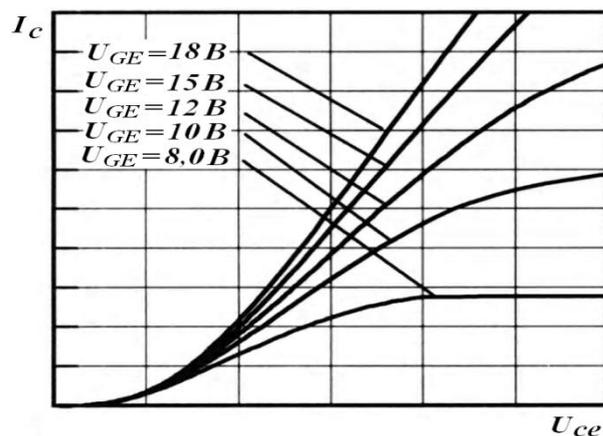
$$P_D = \frac{t_j - t_a}{R_{jc}}, \quad (12.50)$$

где  $R_{jc}$  — тепловое сопротивление (структура-корпус, аналогично см. п. 12.2.7, рис. 12.14 — тепловое сопротивление  $R_T$ ),  $t_j$  — температура структуры,  $t_a$  — температура окружающей среды. Температура структуры может находиться в пределах 55–150 °С.

*Пробивное напряжение коллектор-эмиттер*  $U_{br\ ces}$  ( $U_{КЭ.пр}$ ). Этот параметр характеризует нижний предел пробивного напряжения. Следует отметить, что пробой характеризуется положительным температурным коэффициентом. Это значит, что с понижением температуры пробивное напряжение снижается. Здесь следует иметь в виду то, что допустимое обратное напряжение IGBT составляет 15–20 В. Поэтому прибор предохраняют от обратного напряжения диодом, включенным встречно-параллельно IGBT (рис. 12.59).



a)



б)

Рис. 12.58. Зависимость тока коллектора от температуры корпуса (a) и напряжения коллектор-эмиттер в зависимости от напряжения на затворе (б)

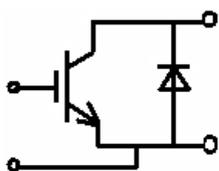


Рис. 12.59. Встречно-параллельное подключение диода для защиты IGBT от обратного напряжения

*Напряжение насыщения коллектор-эмиттер* —  $U_{ce(on)}(U_{КЭ(нас)})$ . Этот параметр характеризует статические потери проводимости в открытом состоянии. Технические условия нормируют значения  $U_{ce}$  на предельном и среднем токе при температуре  $25\text{ }^\circ\text{C}$ , а также на предельном токе при температуре  $150\text{ }^\circ\text{C}$ .

*Пороговое напряжение затвора* —  $U_{ge}(U_{зЭ})$ . Это значение напряжения на затворе, при котором появляется ток в коллекторе (рис. 12.58, б). Пороговое напряжение уменьшается с повышением температуры.

*Ток коллектора при нулевом напряжении на затворе* —  $I_{ces}(I_{КЭ0})$ . Это ток утечки силовой цепи закрытого транзистора.

Аналогичный параметр устанавливают и для других полупроводниковых приборов.

Время включения  $t_{on}(t_{BK})$  и выключения IGBT  $t_{off}(t_B)$  определяют динамические характеристики приборов и характеризуются по аналогии с тиристорами временами *задержки* включения, временем *нарастания*, временем *спада* тока (рис. 12.60).

Время задержки включения  $t_d^{(on)}(t_3)$  определяют как время между подачей на затвор отпирающего импульса и 10% нарастанием тока коллектора. Время нарастания  $t_r(t_H)$ , определяют нарастанием тока коллектора от 10% до 90% от своего номинального значения. Время задержки выключения  $t_d^{(off)}$  определяют как время между подачей запирающего импульса на затвор и нарастанием на 10% напряжения на коллекторе относительно номинального значения. Время спада  $t_f$  определяют как время уменьшения тока коллектора от 90% до 10% от своего номинального значения.

*Открытие транзистора IGBT* происходит следующим образом. Пока напряжение затвор-эмиттер равно нулю, транзистор закрыт, поскольку для начала процесса открывания транзистора нет необходимости открывать управляющий MOSFET-транзистор полностью. Время начала открытия IGBT совпадает с моментом достижения напряжения на затворе порогового уровня  $U_{ge}$ . Это время будет определяться временем заряда емкости затвора. После этого транзистор начнет открываться. В силу действия внутренней положительной обратной связи транзистор резко, подобно ключу (компаратору), откроется за время  $t_r$ . При этом время нарастания является наименьшим среди других временных параметров переключения, определяющих динамические свойства транзистора.

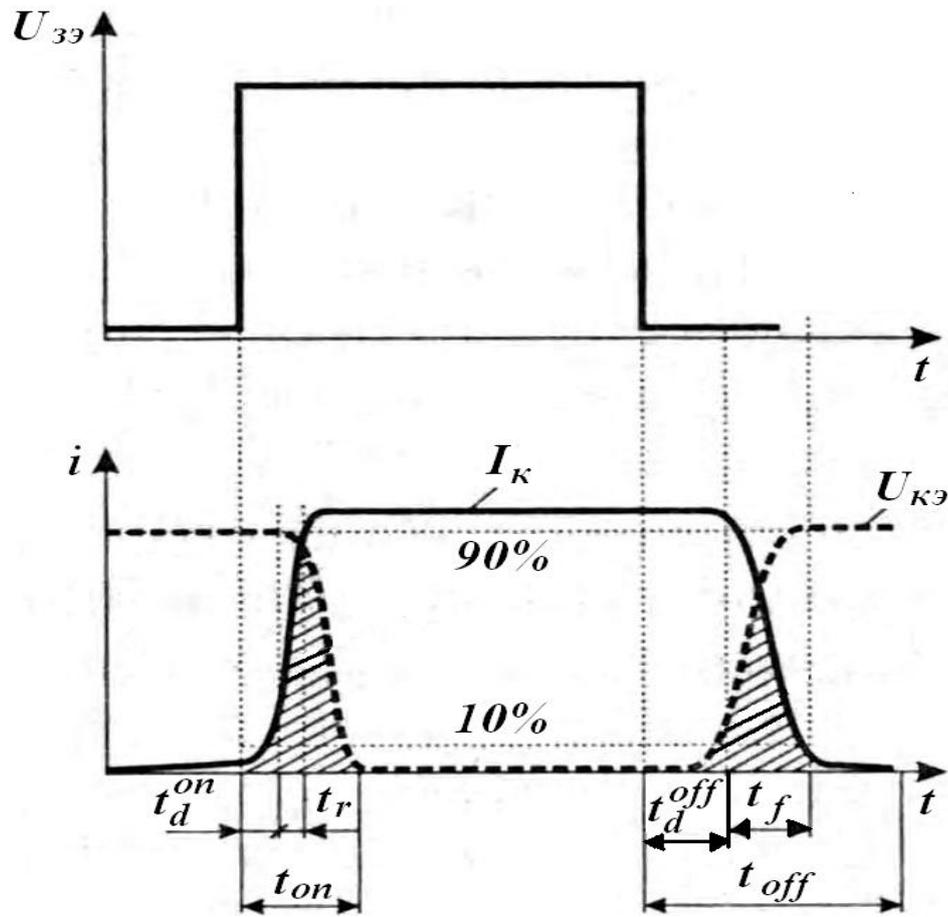


Рис. 12.60. Временные параметры IGBT

Процесс закрывания транзистора протекает не так быстро, как открывания. После того, как запирающий импульс подан на затвор, MOSFET-транзистор достаточно быстро закроется, и ток в цепи стока упадет до нуля. Однако поскольку в базе транзистора  $p-n-p$  еще не рассосались неосновные носители, ток силовой цепи коллектор-эмиттер поддерживается на том же уровне в промежуток времени  $t_d^{off}$ . Затем транзистор резко начинает закрываться, но так называемый «хвост» тока не дает ему сделать это быстро, растягиваясь на время  $t_f$ .

Энергетические потери в транзисторе при переключении (коммутации) меньше, чем в статическом режиме. Мощность статических потерь оценивается как произведение напряжения коллектор-эмиттер и тока коллектора:  $P_{np} = U_{ce} I_c$ .

Для исключения паразитных индуктивностей и емкостей при сборке схем с использованием IGBT заводы изготовители приборов выпускают модульные сборки, удобные для последующего использования. Примеры таких модулей показаны на рис. 12.61.

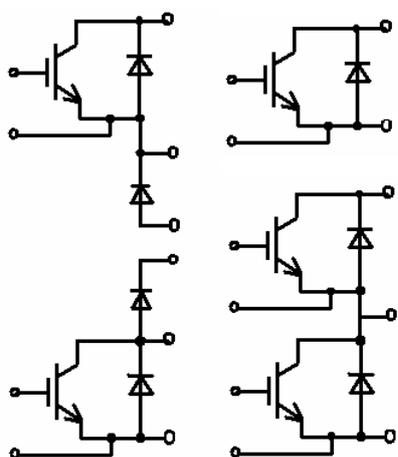


Рис. 12.61. Принципиальные схемы модульных сборок с применением IGBT

Ниже приведены средние «обобщенные» параметры полупроводниковых приборов, которые применяются в силовых преобразовательных устройствах, производства фирм «Semikron», «Mitsubishi Electric»

Тиристоры низкочастотные:

Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии и повторяющееся импульсное обратное напряжение  $U_{DRM} = 100\text{--}6500$  В; среднее значение тока в открытом состоянии  $I_{TAV} = 10\text{--}3200$  А; пороговое напряжение  $U_{TO} = 1$  В; динамическое сопротивление  $r_T = 10^{-3}$  Ом.

Тиристоры быстродействующие:

$U_{DRM} = 100\text{--}400$  В;  $I_{TAV} = 125\text{--}2000$  А;  $U_{TO} = 1,0\text{--}1,5$  В;  $r_T = (0,5\text{--}1,5) \cdot 10^{-3}$  Ом, время выключения  $t_g = (5\text{--}125) \cdot 10^{-6}$  с.

Выпрямительные диоды:

$U_{DRM} = 100\text{--}6500$  В;  $I_{TAV} = 100\text{--}5000$  А;  $U_{TO} = 0,8\text{--}1$  В;  $r_T = (0,8\text{--}1,0) \cdot 10^{-3}$  Ом.

Диоды «сварочные»:

$U_{DRM} = 200\text{--}400$  В;  $I_{TAV} = 7000$  А;  $U_{TO} = 0,7$  В;  $r_T = 0,03 \cdot 10^{-3}$  Ом.

Диоды быстровосстанавливающиеся:

$U_{DRM} = 100\text{--}4400$  В;  $I_{TAV} = 250\text{--}2000$  А;  $U_{TO} = 1,2\text{--}1,5$  В;  $r_T = (0,5\text{--}1,1) \cdot 10^{-3}$  Ом, время обратного восстановления  $t_{rr} = (2,5\text{--}7) \cdot 10^{-6}$  с.

Транзисторы IGBT:

Максимальное значение напряжение между коллектором и эмиттером  $U_{CES} = 1200\text{--}1700$  В и выше; напряжение насыщения  $U_{CE(sat)} = 2\text{--}4$  В; рабочая частота  $f = 50\text{--}100$  кГц.

Транзисторы MOSFET:

$U_{DS} = 600\text{--}800$  В; напряжение насыщения  $U_{DS(sat)} = 3\text{--}5$  В; среднее значение тока стока  $I_D = 50\text{--}100$  А; рабочая частота  $f = 50\text{--}400$  кГц; время включения  $t_{don} = 50\text{--}100$  нс; время выключения  $t_{doff} = 100\text{--}300$  нс.

IGBT модули:  $I_{TAV} = 100\text{--}600$  А, напряжение  $U_{CE} = 600\text{--}6500$  В, частота  $f = 50\text{--}100$  кГц, напряжение насыщения  $U_{CE(sat)} = 2\text{--}5$  В, причем при большем значении  $U_{CE}$ , напряжение насыщения больше, а частота меньше.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Васильев А. С., Конрад Г., Дзалиев С. В. Источники питания высокочастотных электротермических установок. – Новосибирск, НГТУ, 2006. – 426 с.
2. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники. – Новосибирск, НГТУ, 2004. – 197 с.
3. Лагин В. И., Савелов Н. С. Электроника: Учебное пособие. – Ростов на/д. «Феникс», 2000. – 448 с.
4. Куприянов А. С., Смородинов В. В. Электротехника и электроника. Лабораторный практикум по электронике. Изд. СПбГПУ, 2005. – 127 с.
5. Перельмутер В. М., Сидоренко В. А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
6. Зельдин Е. А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно измерительной аппаратуре. Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 280 с.
7. Забродин Ю. С. Промышленная электроника. Учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
8. Интегральные микросхемы. Справочник. Под редакцией Б.В. Тарабрина. М.: Энергоатомиздат, 1985. – 528 с.

Фролов Владимир Яковлевич  
Смородинов Виктор Васильевич  
Зверев Сергей Геннадьевич

## **СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

Учебное пособие

Лицензия ЛР № 020593 от 07.08.97  
Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции  
ОК 005-93, т. 2; 95 3005 – учебная литература

---

Подписано в печать 20.10.2010. Формат 60X84/16. Печать цифровая.  
Усл. печ. л. 15. Уч.-изд. л. 15. Тираж 200. Заказ

---

Отпечатано в Цифровом типографском центре  
Издательства Политехнического университета.  
195251, Санкт-Петербург, Политехническая ул., 29.  
Тел.: (812) 550-40-14.  
Тел./факс: (812) 297-57-76.