

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«ОРЕНБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АГРАРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ДЛЯ ОБУЧАЮЩИХСЯ  
ПО ОСВОЕНИЮ ДИСЦИПЛИНЫ**

**Б1.В.ДВ.03.01 Силовая электроника**

**Направление подготовки (специальность) 35.04.06 – Агроинженерия**

**Профиль образовательной программы «Электротехнологии и электрооборудование в сельском хозяйстве»**

**Форма обучения заочная**

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>1. Конспект лекций</b>	3
<b>1.1 Лекция №1</b> - Теория преобразования переменного тока в постоянный при идеальных и реальных параметрах элементов преобразователя	3
<b>1.2 Лекция №2</b> - Преобразователи постоянного напряжения в постоянное	12
<b>1.3 Лекция №3</b> - Преобразователи постоянного напряжения в переменное	21
<b>1.4 Лекция №4</b> - Регуляторы переменного напряжения	29
<b>2. Методические указания по проведению практических занятий</b>	34
<b>2.1 Практическое занятие №1</b> - Динамические характеристики силовых диодов	34
<b>2.2 Практическое занятие №2</b> - Динамические режимы работы силовых транзисторов	36
<b>2.3 Практическое занятие №3</b> - Тенденции развития силовых полупроводниковых приборов	38
<b>2.4 Практическое занятие №4</b> - Методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей	43
<b>2.5 Практическое занятие №5</b> - Компьютерные программы математического моделирования и анализа устройств силовой электроники	46
<b>2.6 Практическое занятие №6</b> - Двухфазный выпрямитель однофазного тока	47
<b>2.7 Практическое занятие №7</b> - Выпрямитель однофазного тока по мостовой схеме	52
<b>2.8 Практическое занятие №8</b> - Выпрямитель трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора треугольник-звезда с нулевым выводом	54

# 1. КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ

## 1.1 Лекция №1 (2 часа).

**Тема:** «Теория преобразования переменного тока в постоянный при идеальных и реальных параметрах элементов преобразователя»

### 1.1.1 Вопросы лекции

1. Основные схемы управляемых и неуправляемых выпрямителей.
2. Работа выпрямителей на противоЭДС.
3. Работа выпрямителей на индуктивный и емкостной характер нагрузки.

### 1.1.2 Краткое содержание вопросов

1. Основные схемы управляемых и неуправляемых выпрямителей.

Основными параметрами выпрямителей являются:

1. Среднее значение выходного напряжения

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}} dt$$

2. Среднее значение выходного тока

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вых}} dt$$

3. Коэффициент пульсаций выходного напряжения (тока) – отношение амплитуды первой гармоники напряжения пульсаций к среднему значению.

*Однофазный однополупериодный выпрямитель (однофазный однотактный).*

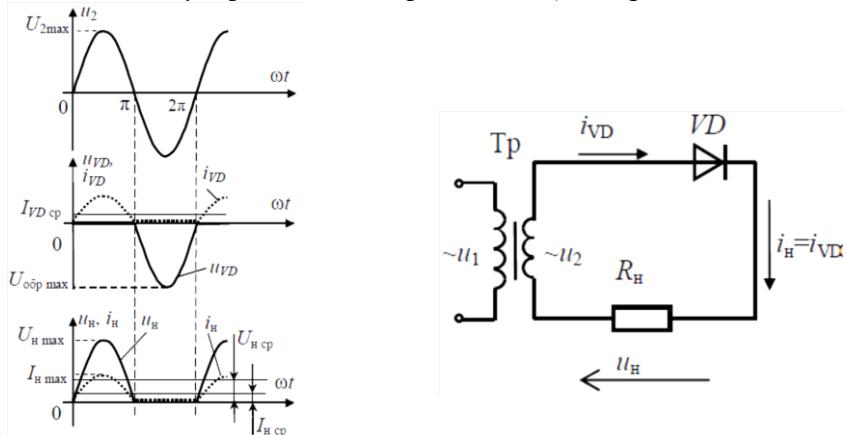


Рис. 1. Схема однофазного однополупериодного выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Рассмотрим работу данной схемы в предположении, что входное напряжение изменяется по закону  $u_{ex} = U_m \sin \omega t$ . На интервале времени  $0 < t < T/2$  ( $0 < t < \pi$ ) полупроводниковый диод VD смешен в прямом направлении и напряжение, а следовательно, и ток в нагрузочном резисторе повторяют форму входного сигнала.

На интервале  $T/2 < t < T$  ( $\pi < t < 2\pi$ ) диод VD смешен в обратном направлении и напряжение (ток) в нагрузке равен нулю.

При заданном входном напряжении  $u_{ex} = U_m \sin \omega t$  для нечетных его полупериодов выпрямленный ток в нагрузочном резисторе  $i_h$  будет создавать на нем падение напряжения, среднее значение которого будет равно:

$$U_{h_{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{T\omega} \cos \omega t = \frac{U_m}{\pi}$$

где  $U_m$  - амплитуда входного напряжения, или используя известное соотношение, связывающее амплитудное и действующее значения напряжения переменного тока  $U = U_m / \sqrt{2}$

$$U_{h_{cp}} = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,45U$$

где  $U$  - действующее значение входного напряжения.

По аналогии, предполагая, что амплитуда выпрямленного тока

$$I_m = \frac{U_m}{R_H}$$

для среднего тока в нагрузочном резисторе можно записать

$$I_{h_{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t dt \approx \frac{I_m}{\pi} = 0,318I_m$$

$I_m$  - амплитуда выпрямленного тока.

Действующий ток в нагрузочном резисторе, равный току диода, определяется выражением

$$i_{VD} = I_m \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{2} = 0,5I_m$$

Максимальное обратное напряжение на диоде  $U_{VD\text{ обр}} = U_m$

Коэффициент пульсаций, равный отношению амплитуды низшей (основной) гармоники к среднему значению выпрямленного напряжения, для рассматриваемой схемы

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{h_{cp}}} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

Как видно из последнего выражения, однополупериодное выпрямление имеет низкую эффективность из-за высокой пульсации выпрямленного напряжения, а потому находит ограниченное применение.

Достоинства: простота схемы, имеется один трансформатор и один диод.

Недостатки: большие размеры и вес трансформатора, значительная величина обратного напряжения на диоде, большая величина и низкая частота пульсаций.

*Двухтактный выпрямитель со средней (нулевой) точкой трансформатора (однофазный двухполупериодный)*

Анализируя временные диаграммы работы однофазного однополупериодного выпрямителя можно сделать вывод, что параметры выходного напряжения выпрямителя можно существенно улучшить, если ток нагрузки будет протекать в оба полупериода действия выходного напряжения. Этого наиболее просто добиться, используя две схемы однополупериодного выпрямления, работающие синхронно и противофазно на единую нагрузку. Реализация данной идеи требует использования двух источников первичного напряжения  $u'_{ex} = U_m \sin \omega t$  и  $u''_{ex} = U_m \sin(\omega t + \pi)$  имеющих общую точку. Полученная таким образом схема называется однофазной двухполупериодной схемой выпрямителя со средней точкой.

Рассмотрим ее работу. Для этого воспользуемся временными диаграммами, приведенными на рис. 2. На интервале времени  $0 < t < T/2$  ( $0 < t < \pi$ ) под действием напряжения  $u'_{ex}$  диод VD1 смещен в прямом направлении и поэтому ток нагрузки

определяется напряжением  $u'_{ex}$ . На этом же интервале диод VD2 смещен в обратном направлении и к нему прикладывается сумма напряжений  $u_h + u''_{ex}$ .

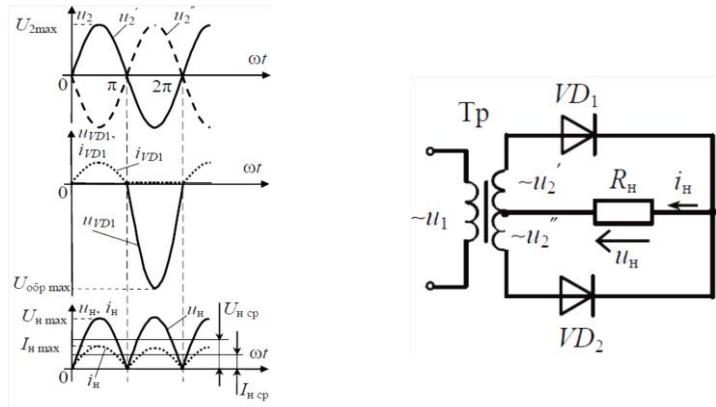


Рис. 2. Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой и временные диаграммы, поясняющие его работу.

В результате этого максимальное обратное напряжение запертого диода  $U_{VD\ max} = 2U_m$ .

На интервале времени  $T/2 < t < T$  ( $\pi < t < 2\pi$ ) диод VD1 смещен в обратном направлении, а ток нагрузки под действием напряжения  $u''_{ex}$  протекает через прямосмещенный диод VD2.

В данном случае средние значения напряжения нагрузки будут в два раза превышать напряжение однофазной однополупериодной схемы:

$$U_{h\ cp} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,9U$$

$$I_{h\ cp} = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \approx 0,9I$$

где  $U_m$  и  $I_m$  - амплитудные значения входного напряжения и тока, а  $U$  и  $I$  - их действующие значения.

Коэффициент пульсаций

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{h\ cp}} = \frac{2\pi}{3} = 0,67$$

К основным недостаткам данной схемы следует отнести: необходимость двух источников входного напряжения; высокое значение напряжения, прикладываемого к полупроводниковым диодам при их обратном смещении ( $U_{VD\ обр} = 2U_m$ ); малое значение среднего напряжения  $U_{h\ cp}$ , определяемого амплитудой  $U_m$ , в то время как суммарная амплитуда входного напряжения схемы равна  $2U_m$ .

*Достоинства* этой схемы выпрямления: за счет малого числа коммутируемых элементов уменьшаются потери в выпрямительном звене, что позволяет использовать схему при высоком токе нагрузки. Существует возможность размещения полупроводников на одном радиаторе без изоляции.

*Недостатки* схемы: при запирании диода за счет наведения ЭДС с работающей полуобмотки в неработающую происходит удвоение напряжения, прикладываемого к диоду в закрытом состоянии. Это не позволяет использовать схему при высоких уровнях выпрямленного напряжения. Кроме того, на каждом такте участвует в работе только одна из полуобмоток, что ухудшает использование трансформатора. С точки зрения качественных показателей ( $K_0, K_{\pi}$ ) данная схема не отличается от однофазной мостовой схемы выпрямления.

### Однофазный мостовой выпрямитель.

Данная схема характеризуется высоким коэффициентом использования по мощности трансформатора и поэтому позволяет добиться оптимальных характеристик выпрямителя в большинстве практических случаях. Она содержит трансформатор и четыре диода, два из которых, соединяясь анодами, образуют общий минус выпрямителя, а два другие, соединяясь катодами, образуют общий плюс выпрямителя. В течение каждого полупериода переменного напряжения ток проходит через вторичную обмотку трансформатора и одну пару диодов: VD1, VD3 либо VD2, VD4.

**Достоинство** данной схемы – повышенная частота пульсаций, низкое обратное напряжение на диодах, возможность работы без трансформатора; недостаток – повышенное падение напряжения на диодах и необходимость применения изолирующих прокладок при установке диодов на один радиатор.

**Достоинства** однофазного мостового выпрямителя:

- высокое значение коэффициента выпрямления  $K_0$ , малый уровень пульсации напряжения (низкое значение  $K_{\text{п}}$ ) по сравнению с однополупериодной схемой выпрямления.
- по сравнению со схемой «со средней точкой трансформатора» (двуухполупериодной, однофазной) в схеме обеспечивается лучшее использование трансформатора и уровень обратного напряжения имеет меньшее значение.

Недостатки: коммутация двух вентилей в каждый момент времени приводит к увеличению потерь в звене выпрямителя, что нежелательно при больших токах. Наличие двух групп вентилей не позволяет размещать их на одном радиаторе без изоляции.

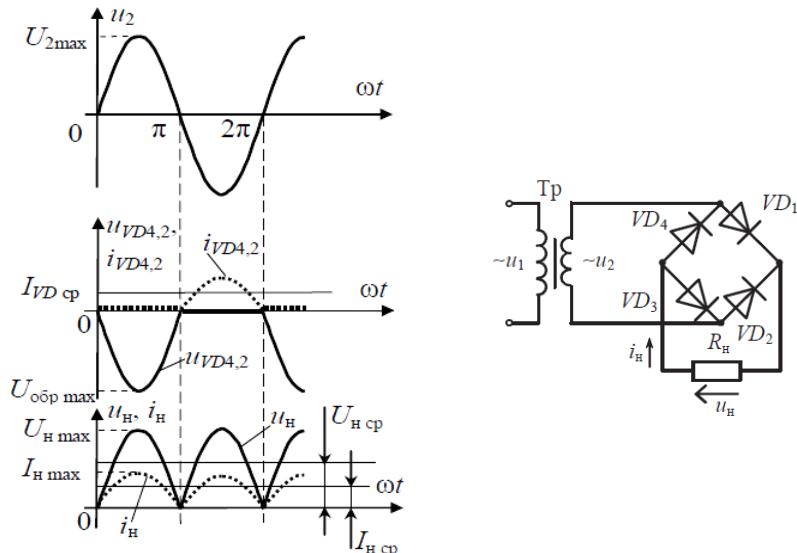


Рис. 3. Схема однофазного мостового выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Основные параметры данной схемы:

$$U_{h\text{cp}} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,9U$$

$$I_{h\text{cp}} = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \approx 0,9I$$

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{h\text{cp}}} = \frac{2\pi}{3} = 0,67$$

Используя рассмотренные выше принципы, можно построить схемы выпрямителей, работающих от трехфазной сети переменного тока. Для получения схемы

трехфазного однополупериодного выпрямителя необходимо использовать входной источник со схемой соединения «звезда» и три однополупериодных выпрямителя.

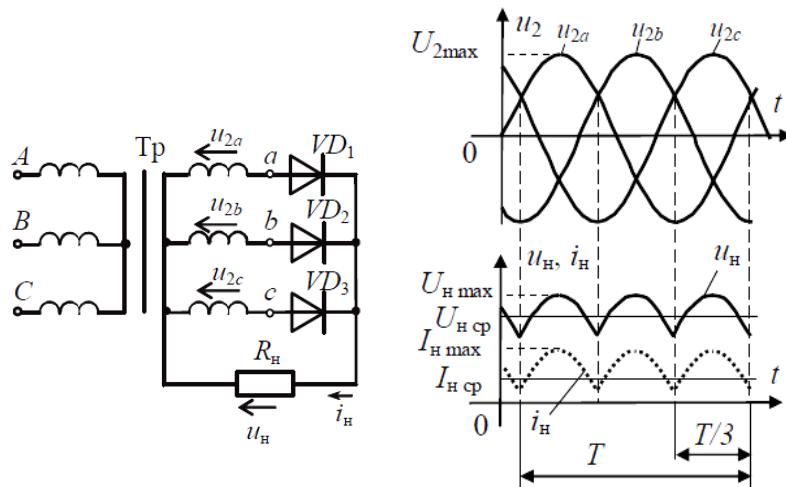


Рис. 4. Схема трехфазного однополупериодного (с нулевой точкой) и временные диаграммы, поясняющие его работу

Анализ временных диаграмм показывает, что в этом случае в течение одного периода изменения входного напряжения последовательно проводят три диода (по  $T/3$  каждый). Следовательно, к данной схеме выпрямителя применимы полученные ранее выражения. В соответствии с этим

$$U_{h\_{cp}} = \frac{3\sqrt{3}U_{m\phi}}{2\pi} \approx 0,827U_{m\phi}$$

$U_{m\phi}$  - амплитуда фазного напряжения.

Коэффициент пульсаций

$$\varepsilon = \frac{U_{m3}}{U_{h\_{cp}}} = 0,25$$

Максимальное обратное напряжение на каждом диоде равно амплитуде линейного напряжения, т.е.

$$U_{VD\_{обр}} = U_{m\lambda} = \sqrt{3}U_{\phi}$$

Средний ток через диод равен

$$I_{VD\_{cp}} = \frac{I_{h\_{cp}}}{3}$$

К недостаткам этой схемы можно отнести:

- Высокий уровень обратного напряжения (среднее напряжение – фазное, обратное – линейное), что не позволяет использовать данную схему при повышенных уровнях напряжения.
- Ток во вторичной цепи трансформатора протекает в течение одной третьей части периода и имеет одностороннее направление, что увеличивает габаритные размеры трансформатора. Для исключения подмагничивания сердечника необходимо делать запас по намагниченности (уменьшать значение  $B_m$ ), что приводит к дополнительному увеличению габаритов трансформатора. Иногда в сердечник трансформатора вводят воздушный зазор.
- Более низкие качественные показатели ( $K_n$ ,  $K_0$ ) по сравнению с двухполупериодной схемой выпрямления.

- Индуктивность рассеяния трансформатора влияет на форму выпрямленного напряжения, что является ограничением по мощности. При этом снижается уровень выпрямленного напряжения и возрастают пульсации.

- С точки зрения монтажа схемы – исключена возможность соединения вторичной цепи треугольником из - за нулевого вывода.

*Достоинствами* схемы выпрямления являются:

- более высокие токи нагрузки по сравнению с двухтактной схемой (малые потери из-за того, что в работе участвует один вентиль в любой момент времени).

- с точки зрения монтажа – существует возможность размещения полупроводников на одном радиаторе.

*Трехфазный двухполупериодный выпрямитель* (схема Ларионова) инвариантен к схеме соединения трехфазного источника входного напряжения («звезда» или «треугольник») и требует для построения шести полупроводниковых диодов. Схема такого выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу приведены на рис. 5.

В схеме Ларионова имеется возможность использовать обе полуволны питающего трехфазного напряжения для обеспечения тока в нагрузке. Поэтому выпрямленное напряжение  $u_h$  отличается более высоким качеством, а продолжительность проводящих интервалов для последовательно соединенных диодных пар (VD1 и VD4; VD3 и VD6; VD2 и VD5) составляет  $T/6$ .

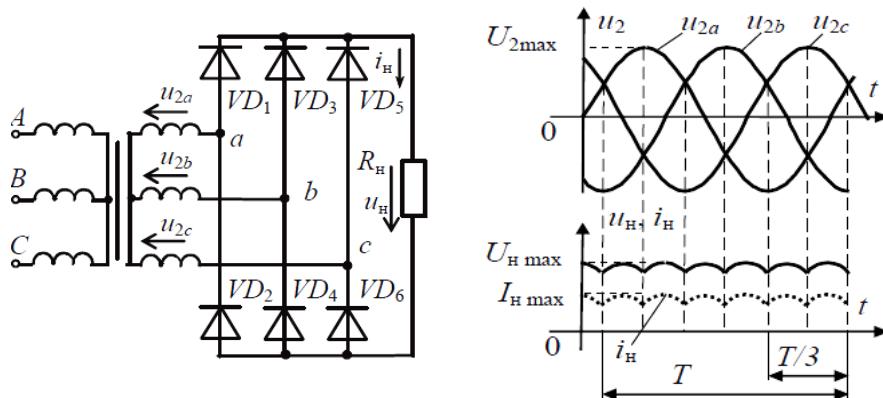


Рис. 5. Схема трехфазного двухполупериодного выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу

Основные параметры

$$U_{h\ cp} = \frac{3\sqrt{3}U_{m\ \phi}}{\pi} \approx 0,955U_{m\ \phi}$$

$$U_{VD\ обр} = U_{m\ л}$$

$$\varepsilon = \frac{U_{m6}}{U_{h\ cp}} = 0,057$$

К недостаткам схемы можно отнести:

- Большое падение напряжения на внутреннем сопротивлении выпрямителя за счет работы двух вентилей, что не позволяет использовать схему при высоких значениях тока нагрузки.

- Наличие двух радиаторов для анодной и катодной групп.

Достоинствами схемы выпрямления являются:

- Высокое значение коэффициента выпрямления и малый уровень обратного напряжения, что позволяет использовать схему при высоких уровнях напряжения.
- Малое значение коэффициента пульсаций по сравнению со схемой с нулевым выводом, что уменьшает габариты сглаживающего фильтра.
- Отсутствие одностороннего намагничивания сердечника трансформатора (ток во вторичной цепи трансформатора – двухполлярный).
- Хорошее использование трансформатора (ток во вторичной цепи трансформатора протекает 2/3 периода), что увеличивает КПД устройства.

Данная схема обладает высоким коэффициентом использования мощности трансформатора, малым значением обратного напряжения на диоде, повышенной частотой пульсаций выпрямленного напряжения. Эта схема применяется в широком диапазоне выходных мощностей и выпрямленных напряжений. Соединение вторичной обмотки трансформатора звездой позволяет избежать появления уравнительных токов при асимметрии фазных напряжений.

## 2. Работа выпрямителей на противо-ЭДС.

Рассмотрим влияние противо-ЭДС на электромагнитные процессы в схеме выпрямителя на примере однофазной схемы со средней точкой, в цепь постоянного тока которой включена аккумуляторная батарея с ЭДС  $E_0$  и внутренним сопротивлением  $R_d$  (рис. 6,а).

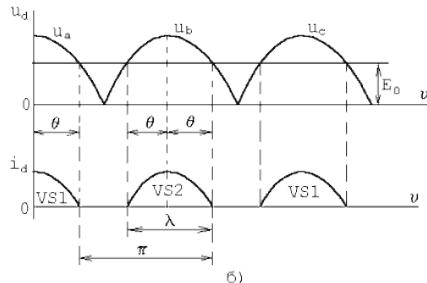
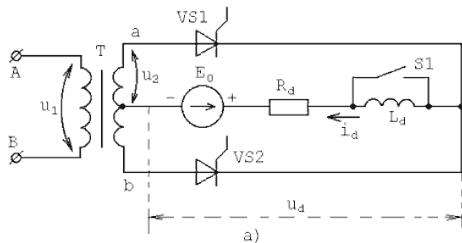


Рис.6. Выпрямитель с противо-ЭДС: а – схема, б – диаграммы напряжения и тока

Предположим, что ключ  $S1$  замкнут, т.е. индуктивность  $L_d$  отсутствует. В этом случае ток  $i_d$  в нагрузке начинает протекать, когда мгновенное значение выпрямленного напряжения  $u_d$  превышает ЭДС  $E_0$  (рис.6,б), так как только при этом условии к вентилям схемы будет приложено прямое напряжение, и они будут проводить ток.

Ток  $i_d$ , протекающий в этом случае в цепи нагрузки, можно выразить следующей формулой, приняв за начало отсчета максимум выпрямленного напряжения:

$$i_d = \frac{u_d - E_0}{R_d} = \frac{\sqrt{2}E_2 \cos \omega t - E_0}{R_d} \quad (1)$$

Очевидно, что интервал проводимости вентилей будет зависеть от соотношения амплитуды напряжения вторичной обмотки трансформатора  $\sqrt{2}E_2$  и противо-ЭДС  $E_0$ . Тогда интервал проводимости вентилей  $\lambda$  можно записать в виде

$$\lambda = 2\theta.$$

Учитывая, что отсчет ведется от максимума выпрямленного напряжения, можно записать

$$\sqrt{2}E_2 \cos \theta = E_0 \quad (2)$$

или

$$\theta = \arccos \frac{E_0}{\sqrt{2}E_2}.$$

Подставляя (2) в (1), получаем следующее выражение для мгновенного значения тока в нагрузке:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} (\cos \psi - \cos \theta).$$

Среднее значение выпрямленного тока (постоянную составляющую) можно определить из соотношения

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_d d\psi = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} (\cos \psi - \cos \theta) = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi R_d} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (3)$$

Для схемы  $m$ -фазного выпрямителя уравнение (3) принимает вид

$$I_d = \frac{m}{\pi} \frac{E_{\Phi \cdot m}}{R_d} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (4)$$

где  $E_{\Phi \cdot m}$  – амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

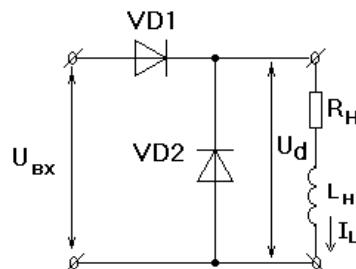
Если в цепь постоянного тока включена индуктивность  $L_d$  (ключ  $S1$  разомкнут), то пульсация выпрямленного тока уменьшается и при  $\omega L_d \rightarrow \infty$  становится равной нулю. В этом случае можно записать

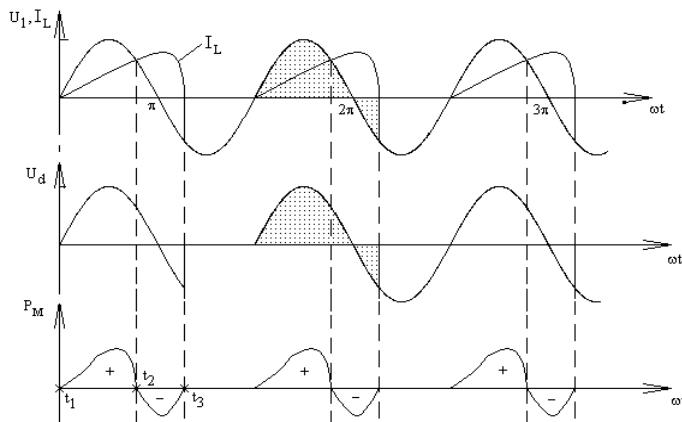
$$I_d = \frac{E_d - E_{d0}}{R_d},$$

где  $E_d$  – среднее значение выпрямленного напряжения из регулировочной характеристики.

### 3. Работа выпрямителей на индуктивный и емкостной характер нагрузки.

Рассмотрим на примере однополупериодной схемы выпрямления:





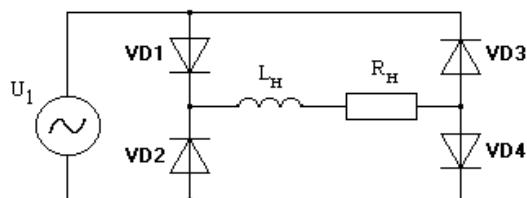
На рисунке изображены графические зависимости для токов, напряжений и мгновенной мощности с целью пояснения процессов, протекающих в схеме выпрямления.

На интервале  $[t_1; t_2]$  положительный потенциал фазы  $U_1$  проводит диод  $VD1$ , при этом в дросселе  $L_h$  накапливается реактивная энергия  $\frac{L_h I_L^2}{2}$ .

На интервале  $[t_2; t_3]$   $VD1$  остается открытый из-за положительного тока дросселя и энергия дросселя отдается в источник  $U_1$  (такой режим называется инверторным). Происходит затягивание тока вентиля. Задержка на выключение  $VD1$  уменьшает уровень выпрямляемого напряжения, увеличивая его пульсации.

Для исключения влияния индуктивности нагрузки на форму выпрямленного напряжения параллельно к нагрузке включается обратный диод  $VD2$ , который обеспечивает сброс реактивной энергии дросселя в нагрузку и тем самым исключает отрицательный выброс выпрямленного напряжения.

В двухполупериодной однофазной схеме роль обратного диода играет один из диодов выпрямителя, который включается первым.

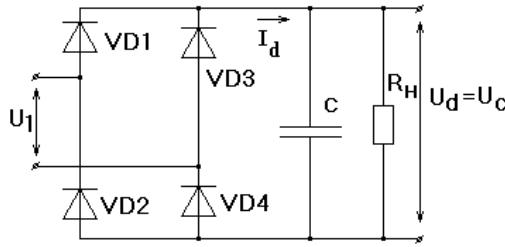


При положительной полуволне напряжения  $U_1$  ток протекает по контуру: “+”  $U_1 \rightarrow VD1 \rightarrow L_h \rightarrow R_h \rightarrow VD4 \rightarrow$  “-”  $U_1$ .

Предположим, что при прохождении напряжения  $U_1$  через ноль в момент смены полярности, первым включился диод  $VD2$ . Тогда сброс реактивной энергии будет осуществляться через  $VD4$  и включенный  $VD2$ . В выпрямленном напряжении не будет присутствовать отрицательного выброс напряжения.

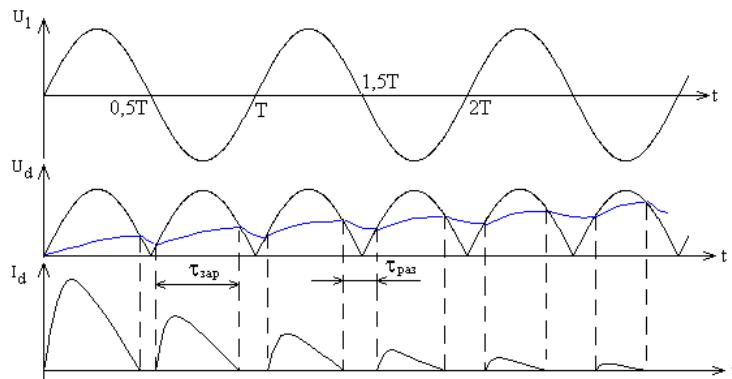
#### Активно-емкостная нагрузка.

Рассмотрим влияние активно-емкостной нагрузки на примере работы однофазного мостового выпрямителя.



На рисунке представлены графические зависимости токов и напряжений, поясняющие переходные процессы в схеме в момент подключения выпрямителя к источнику  $U_1$ .

На интервале  $\tau_{зап}$   $U_1 > U_C$  и при этом происходит заряд емкости  $C$  сглаживающего фильтра через внутреннее сопротивление выпрямительного звена. При этом появляется большой импульсный ток, значения которого в 20...40 раз выше установившегося значения средневыпрямленного тока вентиля. Особенно это выражено в источниках питания с бестрансформаторным входом. Для ограничения этого тока вводят резисторы, терморезисторы или резисторы шунтированные управляемыми ключами, выполненные на симисторах, тиристорах или динисторах. Ключи позволяют с учетом времени установления переходного процесса производить ограничение тока только в момент пуска



источника питания, следовательно, повышаются КПД и надежность выпрямителя.

На интервале  $\tau_{паз}$ , когда напряжение на емкости уравнивается с напряжением источника, конденсатор разряжается на нагрузку. С увеличением тока нагрузки увеличивается уровень пульсации выпрямленного напряжения из-за уменьшения постоянной цепи разряда  $\tau_{паз} = R_H C$ . При этом ухудшаются сглаживающие действия фильтра.

## 1.2 Лекция №2 (2 часа).

**Тема:** «Преобразователи постоянного напряжения в постоянное»

### 1.2.1 Вопросы лекции

1. Широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения.
2. Преобразователи с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы.
3. Преобразователи с использованием резонансных явлений LC-контуров.

### 1.2.2 Краткое содержание вопросов

*1. Широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения.*

Строго говоря, широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения преобразуют постоянное напряжение в импульсное, среднее значение которого (т.е. его постоянную составляющую, выделяемую в нагрузке фильтрами) можно регулировать. Выходное напряжение таких преобразователей (до выходного фильтра) может иметь вид однополярных (а) или двухполярных (б) импульсов (рис. 1).

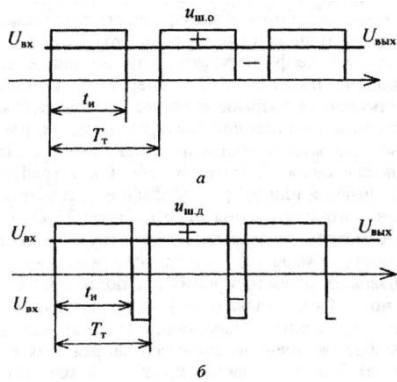


Рис. 1 – Однополярные и двуполярные импульсы

Частота дискретизации зависит от динамических свойств вентилей, на которых выполнен преобразователь. В связи с постоянным напряжением на входе преобразователя естественная коммутация вентилей невозможна, что требует выполнения его на вентилях с полным управлением (запираемые тиристоры, транзисторы). GTO-тиристоры допускают частоту переключений до 1 кГц, IGBT-транзисторы - примерно до 10 кГц, полевые транзисторы - примерно до 1000 кГц и выше. Очевидно, что частота коммутации определяет возможную скорость регулирования параметров преобразованной энергии и габариты реактивных элементов.

Регулировочная характеристика широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения - зависимость относительного среднего значения его выходного напряжения (в долях среднего значения входного) от относительной длительности импульса напряжения на выходе. Эта длительность положительно (отрицательного) импульса напряжения определяется по отношению к периоду следования импульсов, называемому длительностью такта  $T_T$ . В соответствии с рис. 1, а уравнение регулировочной характеристики широтно-импульсного преобразователя с однополярными импульсами (однополярная модуляция), определяющее степень регулирования среднего значения выходного напряжения, имеет вид

$$C_{\text{ш.о}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{T_T} \int_0^{T_T} U_{\text{ш.д.}} dt = \frac{1}{U_{\text{вх}} T} \int_0^{T_T} U_{\text{вх}} dt = \frac{t_u}{T_T} = t_u^*.$$

Уравнение регулировочной характеристики ШИП с двухполярной модуляцией (рис. 1, б) получаем аналогично:

$$\begin{aligned} C_{\text{ш.д.}} &= \frac{1}{U_{\text{вх}} T} \int_0^T U_{\text{ш.д.}} dt = \frac{1}{U_{\text{вх}} T} \left[ \int_0^{t_u} U_{\text{вх}} dt + \int_{t_u}^{T_T} (-U_{\text{вх}}) dt \right] = \\ &= \frac{2t_u - T_T}{T_T} = 2t_u^* - 1. \end{aligned}$$

При однополярной модуляции  $0 \leq C_p < 1$ , при двухполярной -  $1 \leq C_p \leq 1$ , т.е. имеется возможность изменения знака (реверса) напряжения на выходе преобразователя.

Простейшая базовая схема ШИП показана на рис. 2, а. В схеме возможна только однополярная модуляция. При включении транзистора  $VT_1$  (в режиме ключа) на выходе формируется положительный импульс напряжения. При выключении транзистора  $VT_1$  в режиме нулевого вентиля включается диод  $VD_1$ , замыкая через себя ток нагрузки в случае наличия в цепи

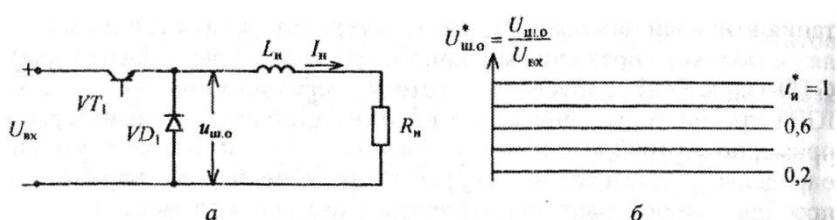


Рис. 2

Нагрузки индуктивности (собственной или фильтра). В этом интервале формируется нулевая пауза напряжения на нагрузке.

Так как в этой схеме напряжение и ток на выходе могут иметь только одну полярность, внешние характеристики ШИП, показывающие зависимость среднего значения выходного напряжения от среднего значения выходного тока при постоянной относительной длительности импульса, будут одноквадрантными. При допущении идеальности элементов ШИП внешние характеристики будут параллельными горизонтальными прямыми, как показано на рис. 2, б.

Формы напряжений и токов всех элементов схемы приведены на рис. 3. Здесь последовательно по диаграммам представлены:

- напряжение и ток на выходе ШИП при  $L_h = \infty$ ;
- напряжение на индуктивности нагрузки (фильтра);
- ток через транзистор  $VT_1$  и напряжение на нем;
- ток через диод  $VD_1$  и напряжение на нем.

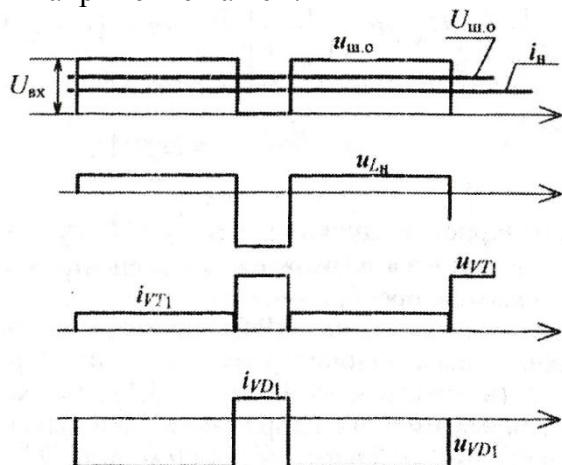


Рис.3

Работа вентилей в ШИП имеет следующие особенности:

- ничем не ограниченные скорости нарастания (скакки) токов в вентилях;
- ничем не ограниченные скорости нарастания прямого напряжения на вентилях;
- отсутствие на управляемых вентилях обратного напряжения.

Первые две особенности определяют высокие динамические потери мощности в вентилях, так как реальные вентили характеризуются конечными временами включения и выключения, что приводит к выделению при этом пиковой мощности потерь. Последняя особенность подтверждает невозможность выполнения ШИП на вентилях с неполным управлением.

Чтобы изменять направление тока в нагрузке (реверсировать его), необходимо дополнить схему простого ШИП, представленного на рис. а, вторым простым ШИП ( $VT_2, VD_2$ ), включенным встречно-параллельно нагрузке, как показано на рис. 4, а. Такой преобразователь будем называть реверсивным по току ШИП.

При этом, если нагрузкой является противоЭДС (например, якорной цепи машины постоянного тока), то возможен ее генераторный режим (отдача, а не потребление энергии). Ток обратного направления в противоЭДС будет протекать через транзистор  $VT_2$  при его включении и через диод  $VD_2$  при выключенном транзисторе  $VT_2$ , передавая энергию из противоЭДС выходной цепи в источник входного напряжения. Внешние характеристики такого ШИП будут располагаться в двух квадрантах, как показано на рис. 4 б.

Схема ШИП на рис. 4, а обеспечивает двухполярную модуляцию с пассивным формированием отрицательного импульса напряжения на нагрузке и однонаправленным током в ней.

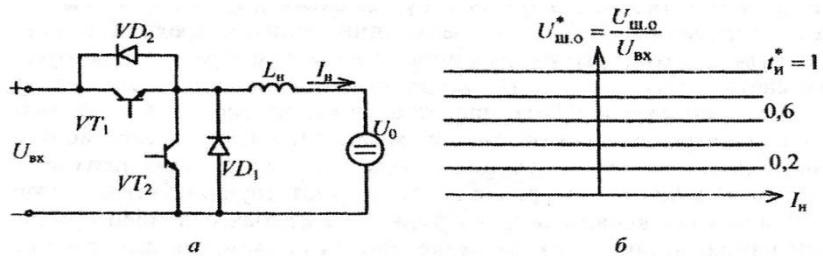


Рис. 4

Действительно, при выключении транзистора  $VT_1$  протекание тока в нагрузке, содержащей индуктивность, обеспечивается естественным включением диода  $VD_1$  за счет ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки, стремящейся поддержать прежнее направление протекания тока в нагрузке до следующего включения транзистора  $VT_1$ .

На рис. б показана схема реверсивного ШИП, который образован встречно-параллельным включением по выходу двух ячеек, выполненных по схеме, представленной на рис. 5, а. Здесь активно формируется импульс напряжения отрицательной полярности на нагрузке, так как в случае спада до нуля тока нагрузки, протекающего через диод  $VD_1$  на интервале выключения транзистора  $VT_1$ , включается транзистор  $VT_2$ , сохраняющий тот же отрицательный потенциал на нагрузке до очередного включения транзистора  $VT_1$ . Такая схема ШИП обеспечивает реверс напряжения и тока в нагрузке. Это означает, что внешние характеристики такого ШИП будут расположены во всех четырех квадрантах, как показано на рис. 5, в.

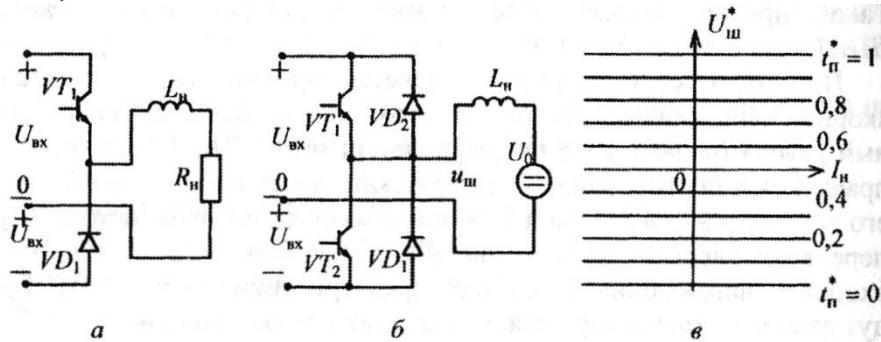


Рис. 5

Получился универсальный источник постоянного напряжения по выходу, дающий двухполярное выходное напряжение ШИП, но требующий наличия средней точки у источника входного напряжения. Такой преобразователь будем называть реверсивным ШИП по полумостовой схеме.

Наконец, схемы ШИП, представленные на рис. а, б, являются универсальными по способам широтно-импульсной модуляции. Однополярная модуляция в схеме (рис. а) реализуется за счет включения на интервале паузы соответствующего транзистора ( $VT_3$  или  $VT_4$ ), выполняющего функции нулевых вентилей при любом направлении тока в нагрузке. Любая полярность импульса напряжения на выходе ШИП по мостовой схеме (рис. б) достигается включением вентилей соответствующей диагонали моста ( $VT_2$ ,  $VT_3$  или  $VT_1$ ,  $VT_4$ ), а нулевая пауза в выходном напряжении - включением вентилей одной группы (катодной  $VT_1$ ,  $VT_3$  или анодной  $VT_2$ ,  $VT_4$ ). Это схемы реверсивных ШИП по полумостовой схеме с нулевыми вентилями - первая и по мостовой схеме - вторая. Обе схемы имеют четырехквадрантные внешние характеристики.

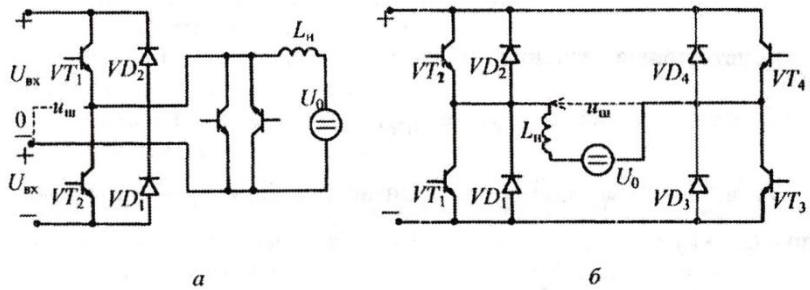


Рис. 6

Последнее обстоятельство, обеспечивающее получение в нагрузке любых четырех сочетаний полярностей напряжения и тока, позволяет формировать в ней и чисто переменный ток.

Таким образом, этот ток рассматривается как периодически реверсируемый постоянный (однонаправленный). Поэтому схемы, приведенные на рис. 5, б и 6, являются и преобразователями постоянного тока в переменный (ОТ-ДТ), которые называются автономными инверторами напряжения.

Электромагнитные параметры элементов ШИП через заданные средние значения выходного напряжения и тока можно рассчитать с помощью временных диаграмм мгновенных значений напряжений и токов, построенных для простейшей схемы ШИП.

## 2. Преобразователи с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы.

Основное достоинство ШИП связано с отсутствием в нем каких-либо реактивных элементов (реакторов, конденсаторов), что позволяет выполнять его в едином технологическом процессе в виде твердотельного модуля. Это обуславливает низкие значения удельных массогабаритных показателей (кг/кВА, дм<sup>3</sup>/кВА) преобразователя. Правда, пока модульное изготовление преобразователей нашло ограниченное применение из-за сравнительно большого (до двух раз) удорожания модулей по сравнению с выполнением преобразователей из вентильных элементов. Диапазон мощностей ШИП простирается от десятков ватт до десятков киловатт и более при необходимости.

Недостатки ШИП связаны с импульсным характером токов и напряжений вентиляй, что обуславливает:

- высокие требования к динамическим параметрам вентиляй;
- доминирование фактора динамических потерь в вентилях при определении частоты коммутации;
- высокие уровни высокочастотных электромагнитных помех, генерируемых большими скоростями изменения токов и напряжений вентиляй;
- широкополосный спектр преобразованных напряжений и токов на выходе ШИП.

Все ШИП имеют коэффициент преобразования по напряжению, регулируемый в диапазоне 0...1. В то же время для стабилизации среднего значения выходного напряжения ШИП на уровне или выше его номинального среднего значения необходим преобразователь с коэффициентом преобразования по напряжению более единицы. Такой преобразователь напряжения можно получить, если обеспечить раздельные во времени процесс накопления энергии в реактивном элементе входной цепи (например, индуктивности) и процесс передачи этой энергии в реактивный элемент выходной цепи (например, емкость). Управление коэффициентом передачи достигается изменением соотношения между длительностью этих двух процессов, а частота их повторения будет определять (образно пропорционально) значения параметров указанных реактивных элементов.

Схема повышающего преобразователя, созданного на базе такой концепции, показана на рис. 7, а. Диаграммы токов и напряжений элементов схемы при конечной

величине индуктивности нагрузки и емкости фильтрового конденсатора приведены на рис. 7, б.

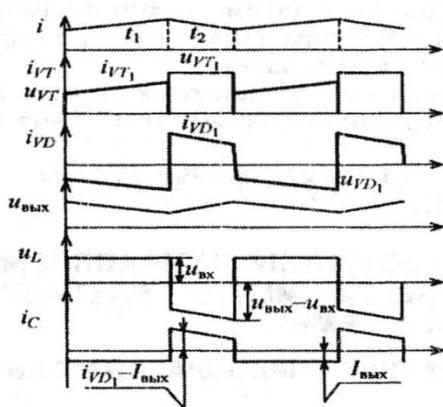
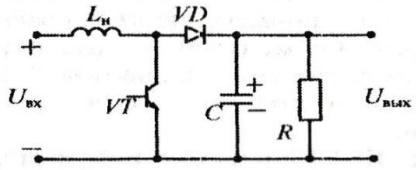


Рис. 7

При включенном транзисторе  $VT_1$  на интервале времени  $t_1$  в накопительном реакторе  $L$  нарастает ток и запасается энергия, отбираемая от источника входного напряжения  $U_{вх}$ . Нагрузка  $R$  при этом получает энергию от накопительного конденсатора  $C$ , имеющего определенный заряд. При включенном транзисторе  $VT_1$  на интервале времени  $t_2$  ток реактора  $L$  через диод  $VD$  протекает на выход преобразователя в нагрузку  $R$  и в конденсатор  $C$ , подзаряжая его и этим восполняя потерю энергии на интервале  $t_1$ .

Идеальные элементы преобразователя. Начиная анализ новых преобразователей, как и прежде, с их идеализации, будем считать, что все вентили - идеальные ключи, пульсации выходного напряжения преобразователя и его входного тока пренебрежимо малы по сравнению со средними значениями (постоянными составляющими) этих переменных. Для этого необходимо выбрать соответствующие значения элементов  $L$  и  $C$  при определенной частоте коммутации  $f_m$ .

Рассматривая фрагмент схемы преобразователя из транзистора  $VT$  и диода  $VD$  как вентильный комплект из ключей с коммутационными функциями  $\Psi_1$  и  $\Psi_2$ , причем  $\Psi_1 + \Psi_2$  (рис. 8), получаем дифференциальные уравнения преобразователя с учетом уравнений вентильного комплекта:

$$i_{вых.к} = \Psi_2 i_{вх.к}, \quad u_{вх.к} = \Psi_2 u_{вых.к}$$

$$L \frac{di_{вх}}{dt} = u_{вх} - u_{вх.к} = u_{вх} - \Psi_2 u_{вых},$$

$$C \frac{du_{вых}}{dt} + \frac{u_{вых}}{R} = i_{вых.к} = \Psi_2 i_{вх.к}$$

Для расчета преобразователя по гладкой составляющей (здесь по постоянной составляющей) заменим мгновенные коммутационные функции их постоянными составляющими (средними значениями)  $\Psi_2 = 1 - \Psi_1$ :

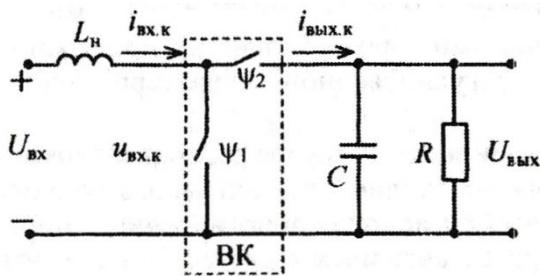


Рис. 8

$$\Psi_1 = \frac{t_1}{T_r} = \frac{T_r - t_2}{T_r} = 1 - \Psi_2,$$

а все производные переменных приравняем нулю.

### 3. Преобразователи с использованием резонансных явлений LC-контуров.

Рассмотренные выше широтно-импульсные преобразователи отличаются тем, что токи в вентилях и напряжения на них в моменты включения и выключения изменяются скачком. Подобные формы токов и напряжений присущи и вентилям преобразователей с управляемым обменом энергией между реактивными элементами схемы, где это управление также достигнуто за счет широтно-импульсного регулирования. Но скачки токов и напряжений есть идеализация реальных динамических процессов в вентилях, при которых на вентилях сохраняются высокие значения напряжения при высоких значениях тока. Это вызывает большие потери активной мощности в процессах включения и выключения вентиляй, что диктует необходимость ограничивать верхнюю частоту переключения вентиляй на уровне килогерц в мощных преобразователях и на уровне десятков килогерц в маломощных.

Известно, что ток в индуктивности не может изменяться скачком, как и напряжение на емкости. Поэтому очевидны преимущества совместного использования с ключом реактора и конденсатора, включенных соответствующим образом, как показано на рис. 9, и называемых *резонансным ключом*. Из них образуется резонансный контур, собственная частота которого определит скорости изменения напряжения и тока ключа и, главное, разнесет во времени максимумы тока и напряжения ключа, что резко уменьшит потери при переключении ключа. Это позволяет поднять, как правило, на один-два порядка предельную частоту коммутации вентиляй. Нужно только учесть, что коэффициент формы у синусоидальной полуволны тока больше, чем у прямоугольного импульса тока. В результате при одном и том же среднем значении тока, являющемся полезной составляющей в преобразователях постоянного напряжения, большее действующее значение импульсов тока вентиляй будет вызывать увеличение составляющей потерь в элементах цепи от такого тока.

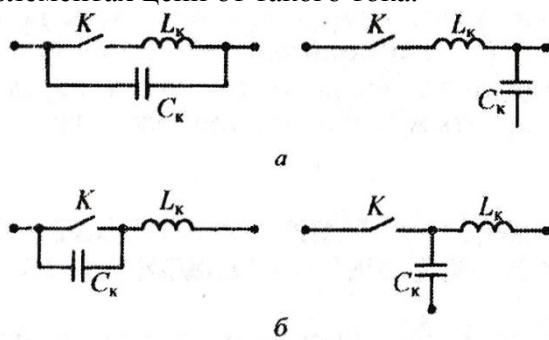


Рис. 9

Схемы ключей, представленные на рис. 9, а, обеспечивают включение и выключение вентиляй при нулевом токе, а схемы на рис. 9, б - включение и выключение вентиляй при нулевом напряжении. Двухполюсные схемы резонансных ключей на рис. 9

(слева) прямо заменяют ключи в широтно-импульсных преобразователях постоянного напряжения. Трехполюсные схемы резонансных ключей на рис. 9 (справа) заменяют ключи в ШИП так, что их третий полюс (с емкостью) попадает на общую шину питания или выхода.

Таким образом, в соответствии с двумя типами резонансных ключей различают два типа широтно-импульсных преобразователей:

- квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом токе;
- квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом напряжении.

Схема названного преобразователя изображена на рис. 10, а диаграммы токов и напряжений его элементов представлены на рис. 10. При первоначальном рассмотрении не принимаем во внимание диоды  $VD_1$  и  $VD_2$ .

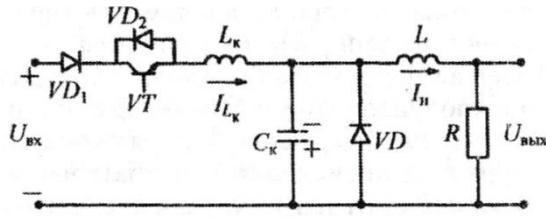


Рис.10

Период электромагнитных процессов  $T_T$  в преобразователе состоит из четырех интервалов (1, 2, 3, 4), соответствующих разным структурам (схемам замещения) преобразователя.

1. На первом интервале  $t_0 t_1$  начинает нарастать ток в транзисторе  $VT$ , включенном в момент времени  $t_0$ . Если считать ток нагрузки  $I_h$  идеально сглаженным, то ток диода  $VD$ , пропускающий до момента  $t$  весь ток нагрузки, начнет спадать. В момент времени  $t_1$  токи транзистора  $VT$  и нагрузки  $I_h$  сравняются и диод  $VD$  обесточится.

2. Второй интервал  $t_1 t_2$  характеризуется протеканием колебательной полуволны тока индуктивности  $L_k$  колебательного контура  $L_k C_k$ . К концу интервала ток спадет до нуля и транзистор  $VT$  обесточится, а ток емкости  $C_k$  дорастет до тока нагрузки при этом напряжение на емкости будет близко к максимальному, в пределе равному значению двойного напряжения входного источника.

3. На третьем интервале  $t_2 t_3$  цепь нагрузки  $LR$  питается от заряженного конденсатора, пытаясь перезарядить его током нагрузки  $I_h$ .

4. Четвертый интервал начинается в момент  $t_3$  разряда конденсатора до нулевого напряжения, когда открывается диод  $VD$ , через который протекает ток нагрузки, а напряжение на нагрузке равно нулю. В момент времени  $U$  приходит новый отпирающий импульс на транзистор  $VT$  и процессы повторяются.

Из временных диаграмм, представленных на рис. 11, видны две особенности рассмотренного квазирезонансного преобразователя при однополупериодном режиме его работы.

Во-первых, импульс управления транзистором должен быть не короче интервала времени  $t_0 t_2$  а оптимально - равен ему. Во-вторых, на интервале  $t_2 t_2'$  на коллекторе транзистора  $VT$  появляется прямое напряжение, которое откроет  $p-n$ -переход коллектор-база транзистора  $VT$ , что недопустимо. Чтобы исключить появление прямого напряжения на транзисторе  $VT$ , необходимо или включить диод  $VD_1$  последовательно с ним, или шунтировать транзистор встречечно-параллельным диодом  $VD_2$  (при использовании вместо транзистора запираемого тиристора эти меры не потребуются). В случае использования диода  $VD_2$  приходим к так называемому двухполупериодному режиму работы резонансного ключа. В этом случае на интервале  $t_2 t_3$  разряд конденсатора колебательного контура  $L_k C_k$  происходит в колебательном режиме через этот диод независимо от

нагрузки, как следует из временных диаграмм на рис. 7.3.4, построенных для двухполупериодного режима его работы.

Математическую модель квазирезонансного преобразователя в виде единой системы дифференциальных уравнений на такте  $T_m$  можно получить, если ввести в рассмотрение четыре коммутационные функции для четырех рассмотренных выше интервалов.

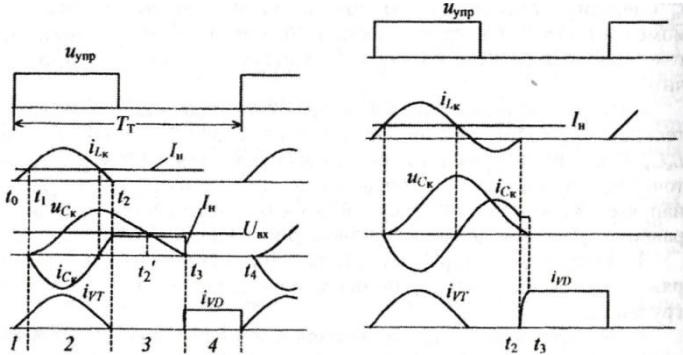


Рис. 11

Но поскольку времена смены интервалов определяются здесь из решения трансцендентных уравнений, общее решение для регулировочных и внешних характеристик преобразователя может быть получено только численным путем. Показано, что регулировочная характеристика при двухполупериодном режиме работы квазирезонансного преобразователя совпадает с линейной регулировочной характеристикой широтно-импульсного преобразователя. При однополупериодном режиме работы получаем семейство регулировочных характеристик, зависящих от величины нагрузки, которые идут выше регулировочной характеристики для двухполупериодного режима.

Аналогичная картина наблюдается и с внешними характеристиками квазирезонансного преобразователя. При однополупериодном резонансном ключе разряд конденсатора на интервале  $t_2 t_3$  происходит при протекании тока нагрузки. С его уменьшением длительность интервала разряда  $t_2 t_3$  увеличивается, а среднее значение напряжения на выходе преобразователя соответственно растет. Если конденсатор не разрядится до нуля к моменту  $t_4$  очередного открывания транзистора, рассмотренный режим работы преобразователя изменится. Это ограничивает минимальные значения тока нагрузки. Максимальные значения тока нагрузки также ограничены и не могут превосходить амплитуды тока колебательного контура  $L_k C_k$ , определяемой его волновым сопротивлением и входным напряжением

$$I_{K.T} = \frac{U_{BX}}{\rho_K}, \quad \rho_K = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}}.$$

Очевидно, что и регулирование среднего значения выходного напряжения квазирезонансного преобразователя может быть выполнено только за счет изменения длительности периода  $T_m$ , так как длительность синусоидальной полуволны напряжения на конденсаторе  $C_k$  определяется собственной частотой колебаний  $L_k C_k$ -контура. Изменение же периода  $T_m$  изменяет длительность  $t_3 t_4$  нулевой паузы напряжения на нагрузке и тем самым регулирует относительную длительность импульса напряжения, как и в ШИП. Подобный способ регулирования, в отличие от широтно-импульсного, принято называть частотно-импульсным, так как изменяется частота следования импульсов неизменной длительности, а в итоге изменяется скважность импульсов.

### 1.3 Лекция №3 (2 часа).

Тема: «Преобразователи постоянного напряжения в переменное»

#### 1.3.1 Вопросы лекции

1. Инверторы тока.
2. Резонансные инверторы.
3. Инверторы напряжения.

#### 1.3.2 Краткое содержание вопросов

##### 1. Инверторы тока.

Инвертор тока - исторически первый тип автономного инвертора - характеризуется двумя отличительными энергетическими признаками. Во-первых, его входная цепь есть цепь со свойствами источника постоянного тока, а функция его вентилей сводится к периодическому переключению направления этого тока в выходной цепи. Значит, на выходе вентильного коммутатора будет переменный ток (или, иначе говоря, периодически переключаемый по направлению постоянный ток), т.е. цепь со свойствами источника переменного тока. Во-вторых, нагрузкой инвертора тока должна быть цепь со свойствами, близкими к источнику напряжения, т.е. с малым внутренним динамическим сопротивлением, допускающим протекание через него скачкообразно меняющегося тока. Практически это обеспечивается включением на выход вентильного коммутатора конденсатора, что позволяет подключить после него любую реальную нагрузку с индуктивностью, не допускающей скачков тока. Условная схема инвертора тока с коммутатором показана на рис. 1, а. Диаграммы напряжений и токов на входе и выходе коммутатора приведены на рис. 1, б.

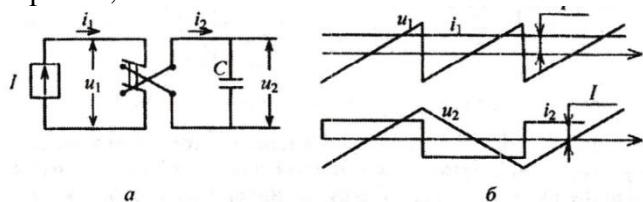


Рис.1

Переменный прямоугольный ток  $i_1$  на выходе коммутатора порождает переменное линейно изменяющееся напряжение на конденсаторе  $C$ . Коммутатор при этом выполняет функцию преобразования постоянного тока в переменный:

$$i_2 = \Psi_k i_1,$$

где  $\Psi_k$  - коммутационная функция коммутатора (вентильного комплекта), имеющая здесь вид прямоугольного колебания единичной амплитуды. Кроме того, в соответствии со вторым уравнением:

$$u_1 = \Psi_k u_2$$

коммутатор еще выполняет обратную функцию, т.е. преобразование переменного напряжения  $u_2$  на конденсаторе  $C$  в постоянное (выпрямленное) напряжение  $u_1$  в звене постоянного тока источника тока  $I$ . При этом в связи с отсутствием в примере потребления активной мощности с выхода инвертора среднее значение входного напряжения инвертора  $u_1$  равно нулю.

Принципиальная схема однофазного параллельного инвертора тока показана на рис. 2. Здесь функцию коммутатора выполняет однофазная мостовая схема на тиристорах. Режим источника тока на входе инвертора, получающего питание от источника напряжения  $U_{BX}$ , создан включением в цепь постоянного тока реактора  $L_d$  с индуктивностью, достаточной для подавления возможных пульсаций входного тока. Нагрузка инвертора состоит из сопротивления  $R$ .

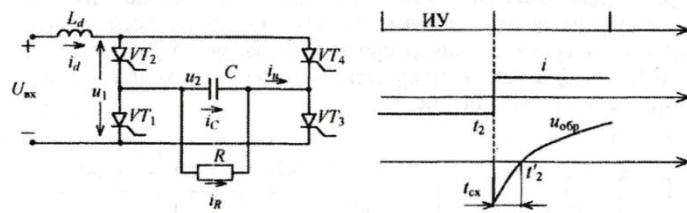


Рис. 2

Диаграммы токов и напряжений элементов инвертора показаны на рис. 2. Конденсатор С помимо отмеченной функции энергетического буфера (по току) между выходом инвертора с разрывным током и нагрузкой, не допускающей в общем случае скачков тока в ней, имеет еще одну функцию. Он обеспечивает искусственную коммутацию тиристоров инвертора, т.е. выключение тиристоров под действием напряжения заряженного конденсатора, прикладываемого к ним в обратном направлении. Так, при проводящих тиристорах  $VT_1$  и  $VT_4$  диагонали моста конденсатор С заряжается от источника входного напряжения  $U_{BX}$  в полярности «плюс» слева конденсатора и «минус» справа. Тогда при включении импульсами управления (ИУ) тиристоров  $VT_2$ ,  $VT_3$  второй диагонали моста через них к тиристорам  $VT_1$  и  $VT_4$  скачком приложится обратное напряжение и они выключатся. Конденсатор С теперь начнет перезаряжаться в обратную полярность, как видно из диаграмм на рис. 2, а за время действия  $t_{cx}$  на тиристоре обратного напряжения он должен успеть восстановить свои управляемые свойства.

Для получения внешних и регулировочных характеристик инвертора тока построим модель преобразователя в рамках метода АДУ(1). В предположении, что элементы схемы идеальны, приведем схему замещения инвертора тока (рис. 3).

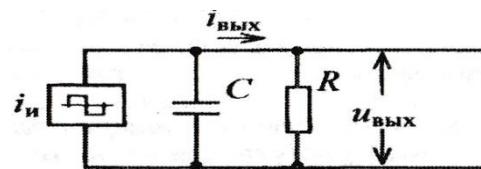


Рис. 3

Источник входного постоянного напряжения  $U_{BX}$  с последовательно включенным реактором  $L_d$  и тиристорный мостовой коммутатор представим источником переменного прямоугольного тока  $i_n$ . Для упрощения анализа нагрузку инвертора полагаем чисто активной, но по методу АДУ(1) можно сделать расчет для любой схемы замещения нагрузки.

Дифференциальное уравнение для первых гармоник переменных имеет вид

$$C \frac{du_{\text{вых}}(1)}{dt} + \frac{u_{\text{вых}}(1)}{R} = i_n(1).$$

После его алгебраизации для действующего значения первой гармоники выходного напряжения получим

$$U_{\text{вых}}(1) = \frac{I_n(1)R}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}}.$$

Выразим действующее значение первой гармоники выходного тока вентильного моста инвертора  $I_{\text{вых}}$  через параметры схемы из уравнения баланса активных мощностей на входе и выходе инвертора при идеальных параметрах элементов схемы:

$$U_{BX} I_d = U_{BX} K_{\text{п.т}} I_n(1) = \frac{U_{\text{вых}}^2(1)}{R},$$

где  $K_{\text{п.т.}} = \pi/2\sqrt{2}$  - коэффициент преобразования схемы по току. Тогда

$$I_{\text{и(1)}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{U_{\text{вх}} K_{\text{п.т.}} R},$$

Получим в относительных единицах

$$U_{\text{вых(1)}}^* = \frac{U_{\text{вых(1)}}}{U_{\text{вх}}} = K_{\text{п.т.}} \sqrt{1 + (R^*)^2},$$

где  $R^* = \omega C R$  - относительное значение сопротивления нагрузки по сравнению с сопротивлением емкости С.

Так как ток нагрузки в сопротивлении R обратно пропорционален величине этого сопротивления, на рис. 5, а построена зависимость  $U_{\text{вых}}^* = f_1(1/R^*)$ , которая может быть названа квазивнешней характеристикой инвертора тока.

Заметим, что если в уравнении заменить  $R^*$  на отношение

$$R^* = \frac{U_{\text{вых}}^*}{I_{\text{вых}}^*},$$

то получим уравнение  $U_{\text{вых}}^* = f_2(I_{\text{вых}}^*)$ , дающее внешнюю характеристику по определению.

Уравнение определяет и зависимость выходного напряжения инвертора тока от частоты импульсов управления вентилями  $\omega$ , которая может быть названа регулировочной характеристикой, т.е. здесь имеет место частотный способ регулирования величины переменного напряжения, что не всегда приемлемо.

В инверторе тока показательна еще его входная характеристика, определяемая как зависимость относительного среднего значения входного тока инвертора  $I_d$  от относительной проводимости нагрузки:  $I_d^* = f(1/R^*)$ , где за базовый ток по-прежнему принят ток, равный отношению базового напряжения к базовому сопротивлению:

$$I_d^* = \frac{U_6}{X_6} = \omega C U_{\text{вх}}.$$

График этой зависимости построен на рис. 5, б.

Как и в зависимом, так и в автономном инверторах тока есть ограничение на предельное значение тока нагрузки, поскольку с ростом тока нагрузки ускоряется процесс перезаряда конденсатора после каждой коммутации, а значит, уменьшается время приложения к тиристору отрицательного напряжения для восстановления его управляющих свойств, как это видно из диаграммы на рис. 2. Можно показать, что это время  $t_{cx}$ , которое не может быть меньше, чем время восстановления управляющих свойств тиристора  $t_B$ , находится из формулы

$$\beta = \omega t_{cx} = R^* \ln \frac{2}{1 + e^{-\pi/R^*}} \geq \omega t_B.$$

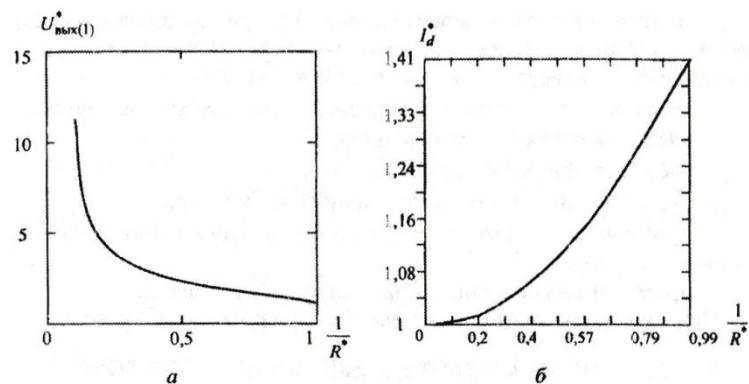


Рис. 5

С другой стороны, угол  $\beta$  определяет связь переменного напряжения на выходе инвертора  $U_{\text{вых}}$  с постоянным напряжением на его входе  $U_{\text{вх}}$ . В соответствии с регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя имеем

$$U_d = U_{\text{вх}} = K_{\text{п.н}} U_{\text{вых}} \cos \beta,$$

Таким образом, на основании выполненного анализа можно заключить, что инвертор тока:

- не допускает режимов холостого хода и имеет ограничение по предельному значению тока нагрузки;
- имеет внешнюю характеристику с участком резкого спада напряжения;
- имеет форму выходного напряжения, зависящую от величины нагрузки (треугольную форму в режимах, близких к холостому ходу, и квазисинусоидальную - в режимах предельных нагрузок);
- является инерционным преобразователем, так как скорость изменения режима определяется скоростью изменения тока в реакторе с большой индуктивностью  $L_d$ ,
- не rationalен для получения низких частот выходного напряжения, так как при этом возрастают массогабаритные показатели реактора и конденсатора.

## 2. Резонансные инверторы.

Резонансными называются инверторы, у которых периодический характер электромагнитных процессов в нагрузке обусловлен колебательными свойствами LC - контура. Возможны три варианта композиции LC - контура и нагрузки:

- последовательное включение нагрузки в последовательный LC - контур - последовательные резонансные инверторы;
- параллельное подключение нагрузки LC - контура к L или C;
- параллельное подключение нагрузки LC - контура к части C.

Эти три вида подключения нагрузки определяют три вида резонансных инверторов: а) последовательный; б) параллельный; в) последовательно-параллельный.

Кроме того, различают резонансные инверторы с закрытым входом, у которых индуктивность резонансного контура находится в цепи постоянного тока (на входе), и с открытым входом, у которых эта индуктивность находится на стороне переменного тока (в выходной цепи).

Схема параллельного резонансного инвертора аналогична схеме параллельного инвертора тока, приведенной на рис. 6, и отличается только параметрами индуктивности реактора в звене постоянного тока. Из этой индуктивности и емкости на выходе инвертора образуется LC - контур, индуктивность и емкость которого разделены вентильным комплектом. Параметры колебательного контура и частота импульсов управления вентилями моста выбраны так, что ток во входном реакторе имеет прерывистый характер. Это обеспечивает естественное отключение тиристоров при спаде тока в них до нуля. Действительно, при включении в момент  $t_0$  тиристоров  $VT_1, VT_4$  конденсатор стремится зарядиться через индуктивность реактора до напряжения, превышающего напряжение входного источника (рис. 6).

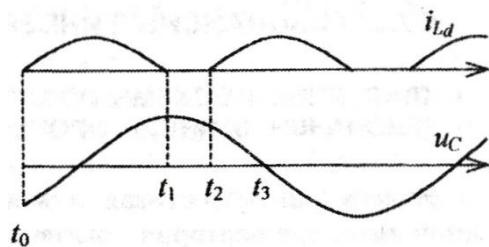


Рис. 6

В момент  $t_1$ , когда колебательная полуволна тока реактора спадет до нуля, тиристоры  $VT_1$  и  $VT_4$  окажутся под обратным напряжением, равным разности напряжения на конденсаторе и напряжения входного источника. До момента времени  $t_2$  конденсатор разряжается только током нагрузки. В момент времени  $t_2$  включаются тиристоры  $VT_2$ ,  $VT_3$  второй диагонали моста. Если к этому моменту конденсатор не успел разрядиться до уровня напряжения входного источника, то тиристоры  $VT_1$ ,  $VT_4$  останутся под обратным напряжением до момента  $t_3$  смены полярности напряжения на конденсаторе.

В силу очевидной зависимости в трансцендентной форме момента времени  $t_1$  от параметров схемы расчет основных характеристик параллельного резонансного инвертора может быть сделан только численно. Анализ показывает их подобие характеристикам параллельного инвертора тока. Преимущество резонансного режима работы инвертора состоит в том, что токи тиристоров в моменты их включения и выключения равны нулю; в результате этого существенно уменьшаются потери на переключение в тиристорах. Вследствие этого параллельный резонансный инвертор может работать при больших частотах выходного напряжения, чем параллельный инвертор тока, где токи тиристоров изменяются скачком в моменты коммутации вентиляй. Прерывистый характер тока в звене постоянного тока инвертора, кроме того, обеспечивает высокую скорость регулирования амплитуды выходного напряжения за счет изменения как напряжения входного источника питания, так и величины бестоковой паузы. Правда, последний способ приводит к ухудшению формы выходного напряжения инвертора при глубоком регулировании.

Подобно тому как улучшаются характеристики последовательно-параллельного инвертора тока по сравнению с параллельным инвертором тока, улучшаются характеристики последовательно-параллельного резонансного инвертора по сравнению с параллельным резонансным инвертором. Схема последовательно-параллельного резонансного инвертора идентична схеме последовательно-параллельного инвертора тока.

Нулевая, полумостовая и мостовая схемы последовательных резонансных инверторов показаны на рис. 7. Все они работают, как и параллельные резонансные инверторы, в режиме прерывистого входного тока. Типовые диаграммы входного тока инвертора, напряжения на конденсаторе и тока нагрузки приведены на рис. 8.

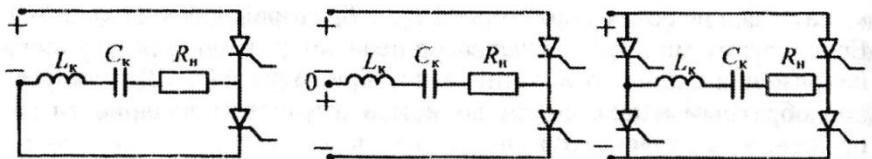


Рис. 7

В отличие от параллельных инверторов здесь напряжение на конденсаторе колебательного контура не спадает во время нулевой паузы, но ток нагрузки имеет прерывистый характер. Аналитическое исследование прерывистого режима работы последовательного резонансного инвертора осложнено теми же трудностями, что и у параллельного резонансного инвертора, и поэтому здесь не приводится. Эти схемы утрачивают свое доминирующее значение для создания преобразователей повышенной частоты из-за невозможности режима холостого хода и существенной зависимости режима работы от параметров нагрузки. Их потеснили схемы резонансных инверторов с вентилями обратного тока на тиристорах или транзисторах, у которых нет ограничений, связанных с обеспечением времени на восстановление их управляющих свойств после интервала проводимости ими тока.

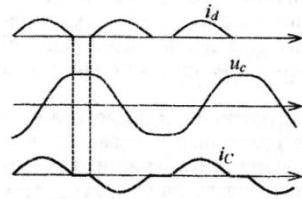


Рис. 8

**Тиристорные инверторы.** Схема полумостового последовательного резонансного инвертора на тиристорах с диодами обратного тока приведена на рис. 9, а для случая доступности средней точки источника входного напряжения, а на рис. 9, б представлен вариант с расщепленным фильтровым (коммутирующим) конденсатором, когда средняя точка источника недоступна. Работают схемы аналогично.

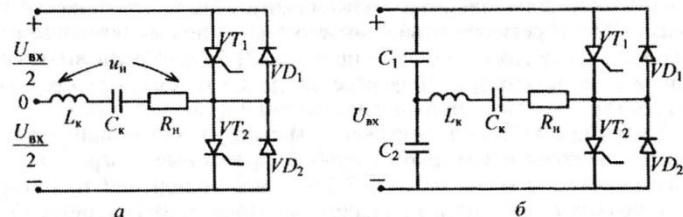
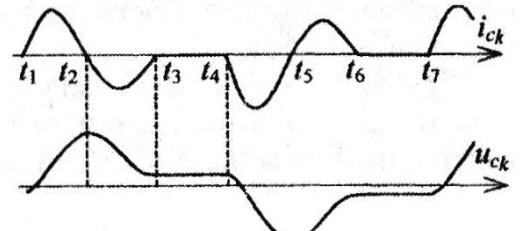


Рис. 9

Рассмотрим случай, когда частота импульсов управления тиристорами ниже частоты резонанса контура  $L_k C_k$  и он работает в режиме прерывистого тока (рис. 10). В момент времени  $t_1$  включается тиристор  $VT_1$  и конденсатор  $C_k$  заряжается в колебательном режиме до напряжения, близкого к двойному напряжению источника входного напряжения  $U_{\text{вх}}/2$ . В момент времени  $t_2$  зарядная полуволна тока через тиристор спадает до нуля и он закрывается. Конденсатор на интервале  $t_2 t_3$  заряжается также в колебательном режиме через диод обратного тока  $VD_1$  на источник входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ . Остаточное напряжение на конденсаторе в момент времени  $t_3$  зависит от отношения волнового сопротивления колебательного контура рк к сопротивлению нагрузки и в установившемся режиме равна взятому с обратным знаком начальному напряжению на конденсаторе в момент времени  $t_1$ .

В момент времени  $t_2$  включается тиристор  $VT_2$  и происходят аналогичные процессы перезаряда конденсатора в отрицательную полярность через тиристор  $VT_2$  и диод  $VD_2$  до момента времени  $t_6$ . С момента времени  $t_7$  начинается новый период формирования напряжения на конденсаторе.

В рассмотренном режиме прерывистого тока нагрузки включение и выключение тиристоров и диодов происходит при нулевых токах в них, что снижает потери на коммутацию. Время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристоров, равно времени протекания тока через диоды обратного тока (интервалы  $t_2 t_3$  и  $t_5 t_6$ ). Действующее или среднее по модулю выходное напряжение регулируют длительностью бесстоковых пауз  $t_3 t_4$  и  $t_6 t_7$ , что достигается изменением частоты импульсов управления тиристорами. Такое регулирование связано с ухудшением качества выходного напряжения и обычно приемлемо, только если выходное напряжение инвертора подвергается дальнейшему преобразованию, обычно выпрямлению и фильтрации постоянного тока.



Качество выходного напряжения можно улучшить при режиме работы с непрерывным током нагрузки, временные диаграммы для этого случая показаны на рис. 8.2.6. Здесь включение тиристора  $VT_2$  в момент  $t_3$  происходит раньше спада тока до нуля в диоде  $VD_1$ , что возможно, так как к тиристору  $VT_1$  при проводящем диоде  $VD_1$  приложено прямое напряжение  $U_{bx}$ . Уменьшение временного интервала  $t_2t_3$  приводит к увеличению остаточного напряжения на конденсаторе в момент его перезаряда в обратную полярность, что, естественно, вызовет рост амплитуды напряжения на конденсаторе. Значит, и в режиме непрерывного тока нагрузки регулирование частоты выходного напряжения инвертора будет изменять выходное напряжение без искажения формы, которое присуще режиму прерывистого тока.

Другая возможность регулирования выходного напряжения инвертора при выполнении его по однофазной мостовой схеме, вентильный комплект которой подобен реверсивному ШИП, связана с однополярным широтно-импульсным регулированием выходного напряжения вентильного комплекта.

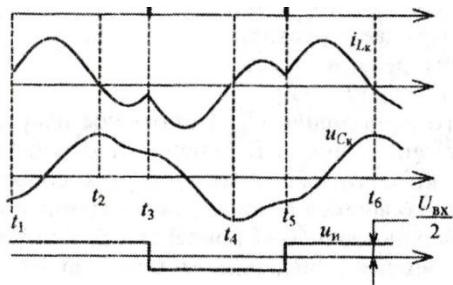


Рис. 10

В практических схемах таких инверторов нагрузка (обычно выпрямитель для получения постоянного напряжения другого уровня, чем  $U_{bx}$ ) подключается через выходной трансформатор, как показано на рис. 11, а. В первом случае роль индуктивности колебательного контура будет выполнять суммарная индуктивность рассеивания обмоток трансформатора, если пренебречь шунтирующим влиянием индуктивности намагничивания трансформатора по сравнению с нагрузкой.

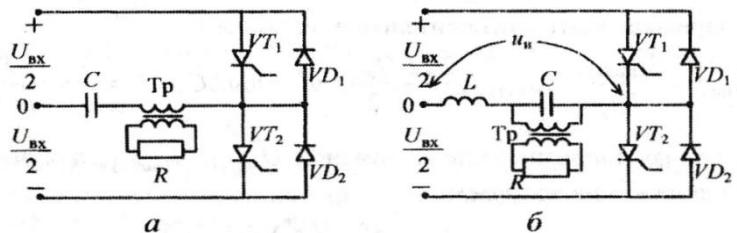


Рис. 11

### 3. Инверторы напряжения.

Автономный инвертор напряжения как преобразователь постоянного входного напряжения в переменное выходное напряжение отличается от автономного инвертора тока тем, что получает питание от источника напряжения безындуктивного характера. Действительно, в соответствии с соотношением:

$$u_{\text{вых}} = \Psi_{\pi} u_{\text{bx}}, \quad i_{\text{bx}} = \Psi_{\pi} i_{\text{вых}},$$

где  $\Psi_{\pi}$  - коммутационная функция вентильного комплекта есть переменная единичная функция (без постоянной составляющей), определяющая форму выходного напряжения инвертора, как это видно из рис. 11 для простейшей формы коммутационной функции - меандра.

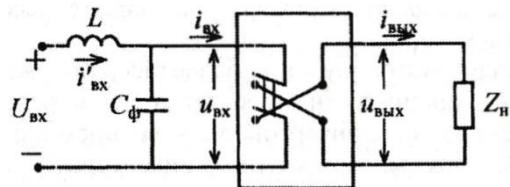


Рис. 12

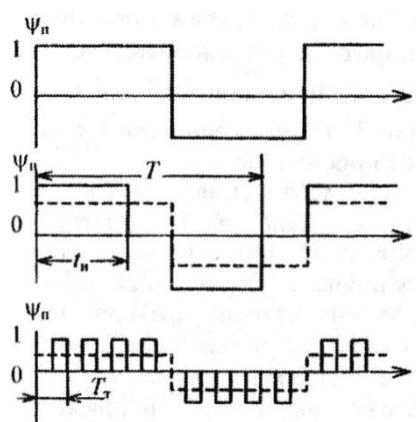
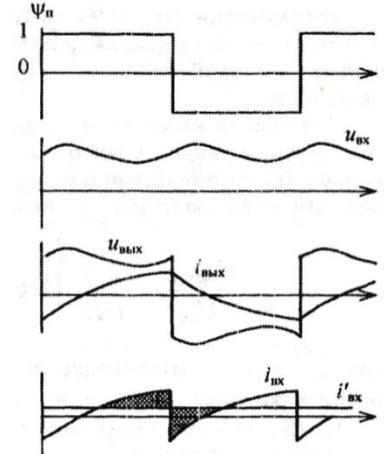
Как видно из второго уравнения, входной ток инвертора будет импульсным (со скачком тока), что не допускает присутствия во входном источнике индуктивности. Реальные источники входного напряжения (чаще всего выпрямители), как правило, обладают индуктивностью  $L$  (если это не аккумуляторы). Для устранения ее влияния на входе инвертора напряжения включается фильтровый конденсатор  $C_{\phi}$  достаточной емкости, что является первой особенностью инвертора напряжения. Через него замыкаются, минуя входной источник, импульсы входного тока инвертора, как это видно из временных диаграмм на рис. 12.

Вторая особенность инвертора напряжения также видна из второго уравнения (8.3.1) и связана с тем, что входной ток  $i_{вых}$  может принимать отрицательные значения при большом сдвиге фазы выходного тока инвертора (вых относительно коммутационной функции  $\Psi_{\pi}$  (т.е. выходного напряжения). Для этого необходимо наличие двусторонней проводимости у ключей вентильного комплекта инвертора, т.е. ключи должны быть выполнены на вентилях с полным управлением (транзисторах, GTO-тиристорах), шунтируемых вентилями обратного тока.

Таким образом, рассматривая переменный ток как периодически реверсируемый постоянный ток, приходим к выводу, что схемы однофазных инверторов напряжения повторяют схемы реверсивных (по напряжению и току) преобразователей постоянного напряжения в постоянное

Форма выходного напряжения инвертора определяется видом коммутационной функции вентильного коммутатора  $\Psi_{\pi}$ . Основные виды этих функций, формирующие прямоугольное выходное напряжение инвертора по «гладкой составляющей».

Под гладкой составляющей периодической импульсной функции в силовой электронике принято понимать функцию, образованную непрерывной аппроксимацией средних значений (на интервале такта  $T_t$  коммутаций в преобразователе) мгновенной кривой напряжения или тока. Тогда гладкая составляющая первой коммутационной функции есть нерегулируемый прямоугольник, а составляющие второй и третьей коммутационных функций - регулируемые по величине прямоугольные напряжения (за счет широтного и широтно-импульсного регулирования соответственно). Последний способ формирования кривой выходного напряжения, называемый «120-градусным управлением» в отличие от предшествующего рассмотренного 180-градусного управления, используется для исключения гармоник, кратных трем, особенно неблагоприятных для такой типовой нагрузки инвертора, как асинхронные двигатели.



## 1.4 Лекция №4 (2 часа).

Тема: «Регуляторы переменного напряжения»

### 1.4.1 Вопросы лекции

1. Классификация регуляторов переменного напряжения.
2. Регуляторы с фазовым способом регулирования.
3. Регуляторы с вольтодобавкой.
4. Регуляторы с широтно-импульсным способом регулирования.

### 1.4.2 Краткое содержание вопросов

#### 1. Классификация регуляторов переменного напряжения.

Регуляторами переменного напряжения в силовой электронике называются преобразователи переменного напряжения в переменное напряжение той же частоты, но с регулируемой величиной. Они позволяют плавно, бесконтактно, быстро изменять переменное напряжение на нагрузке в отличие от громоздких, инерционных традиционных устройств на основе трансформаторов с переключением отводов, автотрансформаторов, управляемых реактивных балластных сопротивлений (реакторов, конденсаторов).

Можно выделить следующие типы регуляторов переменного напряжения.

1. С фазовым способом регулирования и естественной коммутацией. Эти регуляторы выполняются на вентилях с неполным управлением (тиристорах), и поэтому они самые простые и дешевые, но имеют пониженное качество выходного напряжения и потребляемого из сети тока.

2. По принципу вольтодобавки, когда последовательно с источником переменного входного напряжения вводится дополнительное напряжение, так что напряжение на нагрузке определяется векторной суммой двух указанных напряжений. Напряжение вольтодобавки, как правило, вводится с помощью трансформатора. Возможны две разновидности устройств вольтодобавки. В первом варианте устройство пропускает через себя активную и реактивную мощности, создаваемые от взаимодействия напряжения вольтодобавки с током нагрузки. Во втором варианте устройство вольтодобавки пропускает через себя только реактивную мощность, что уменьшает потери в нем и не требует для его питания источника активной мощности. Первый вариант устройств может быть выполнен на вентилях с неполным управлением, он используется при небольшом диапазоне регулирования напряжения на нагрузке. Второй вариант устройств выполняется на вентилях с полным управлением.

3. С широтно-импульсными способами регулирования переменного напряжения. Эти регуляторы выполняются на вентилях с полным управлением, они более сложные и дорогие, чем первые два типа, но могут обеспечивать высокое качество выходного напряжения и потребляемого тока во всем диапазоне регулирования.

4. С управляемым высокочастотным обменом энергией между накопительными элементами. Они позволяют в бестрансформаторном варианте получать выходное напряжение как больше, так и меньше входного при высоком качестве выходного напряжения и потребляемого из сети тока. Такие регуляторы предназначены в первую очередь для питания ответственных электропотребителей.

#### 2. Регуляторы с фазовым способом регулирования.

Простейший регулятор однофазного переменного напряжения состоит из двух встречно-параллельно включенных тиристоров, соединенных последовательно с нагрузкой.

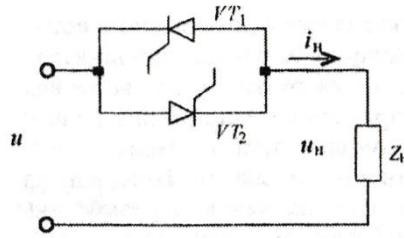


Рис. 1

На рис. 2 построены диаграммы напряжений и токов регулятора. Углы управления  $\alpha$  тиристорами должны быть такими, чтобы ток в последовательной активно-индуктивной нагрузке был прерывистым. Соотношение для угла регулирования  $\alpha$ , длительности протекания тока через тиристор  $\lambda$  и параметров нагрузки  $L_H R_H$  здесь такое же, как у однофазного выпрямителя в режиме прерывистого тока. Увеличение угла регулирования  $\alpha$  приводит к уменьшению  $\lambda$  и росту искажения кривой напряжения на нагрузке  $u_H$  и за счет этого к изменению его действующего значения и первой гармоники. При этом ухудшается и качество потребляемого из сети тока из-за роста сдвига фазы тока относительно напряжения (увеличение потребления реактивной мощности) и также за счет ухудшения его формы вследствие уменьшения длительности протекания  $\lambda$ .

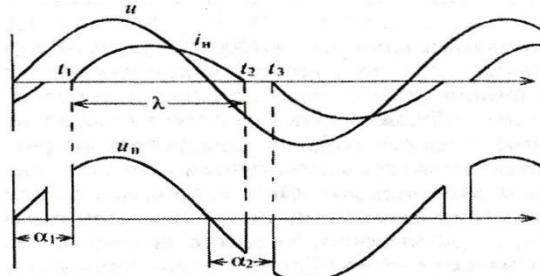


Рис. 2

Возможен и другой способ регулирования переменного напряжения в этой схеме - широтно-импульсное при естественной коммутации. На рис. 3 приведены диаграммы входных напряжения и тока такого регулятора (первая диаграмма) и выходного напряжения (вторая диаграмма) при работе на активную нагрузку (термопечи сопротивления). Здесь уже цель регулирования состоит в изменении действующего значения напряжения на активной нагрузке для преобразования электрической энергии в тепловую. При таком регулировании период цикла входного тока регулятора  $T_{ц}$  много больше периода сетевого напряжения  $T_1$  и в этом токе появляются субгармоники, т.е. гармоники с частотой ниже частоты сетевого напряжения. Это, в свою очередь, при «слабой» сети может вызвать в ней низкочастотные колебания уровня напряжения, приводящие к мерцанию освещения (фликер-эффект), нормы которого устанавливаются государственными стандартами на качество электроэнергии.

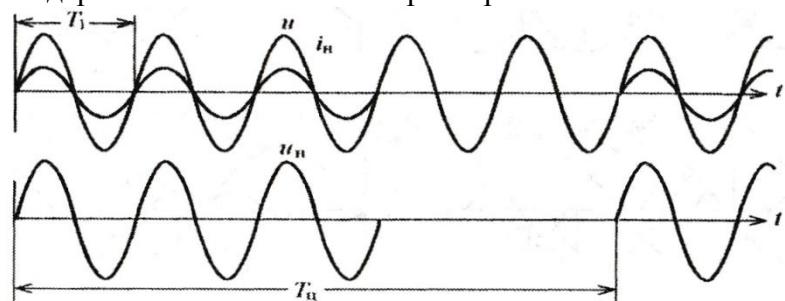


Рис. 3

### 3. Регуляторы с вольтодобавкой.

Схема однофазного регулятора с вольтодобавкой на базе регулятора с фазовым способом регулирования напряжения показана на рис. 4. Он содержит трансформатор, в первичной обмотке которого включен тиристорный регулятор на вентилях  $VT_1, VT_2$  с фазовым способом регулирования, а вторичная обмотка включена последовательно с нагрузкой. Кроме того, вторичная обмотка трансформатора шунтирована двумя встречнопараллельно включенными тиристорами  $VT_3, VT_4$ , которые могут и отсутствовать. Тиристоры  $VT_3, VT_4$  отпираются в начале каждой полуволны входного напряжения, обеспечивая его прохождение на выход регулятора на интервале  $\alpha$ . Тиристоры  $VT_1, VT_2$  открываются с углом регулирования  $\alpha$ , при этом к проводящему тиристору из пары  $VT_3, VT_4$  прикладывается обратное напряжение и он закрывается. Напряжение на нагрузке на интервале  $\pi - \alpha$  складывается из суммы входного напряжения и напряжения вторичной обмотки трансформатора, равного  $K_t u_{bx}$ , где  $K_t$  - коэффициент трансформации вольтодобавочного трансформатора.

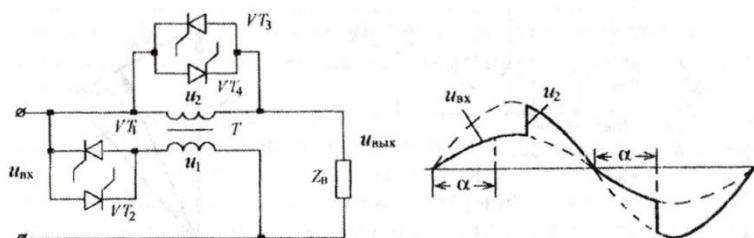


Рис. 4

Таким образом, в рассмотренной схеме регулятора обеспечивается повышенное напряжение на его выходе по сравнению с входным напряжением, что используется для стабилизации напряжения на нагрузке при снижении входного напряжения ниже номинального.

Свойства регулятора с вольтодобавкой выводятся из свойств того регулятора, который использован в устройстве вольтодобавки. Обычно эти регуляторы применяют при необходимости регулирования напряжения на нагрузке в небольших пределах вверх или вниз от входного напряжения.

Регулятор с реактивным напряжением вольтодобавки на основе автономного инвертора. Источник напряжения вольтодобавки можно нагрузить чисто реактивным током, если в качестве такого источника использовать автономный инвертор напряжения или тока. Вариант такого регулятора с вольтодобавкой на базе инвертора напряжения по однофазной мостовой схеме показан на рис. 5. Фильтр  $L_d C_d$  выделяет первую гармонику напряжения инвертора (50 Гц), работающего с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией. Если фазу напряжения инвертора (напряжение вольтодобавки) устанавливать все время сдвинутой на  $90^\circ$  от тока инвертора, т.е. тока нагрузки  $I_h$ , то через инвертор не будет проходить активная мощность. Векторная диаграмма напряжений и тока регулятора для такого режима построена на рис. 5. В инверторе при этом не требуется источник активной мощности на входе звена постоянного напряжения. Задать начальный уровень напряжения на емкости фильтра  $C_d$  инвертора можно, сдвинув фазу напряжения  $U_d$  инвертора относительно тока на величину, которая чуть меньше  $90^\circ$ . При этом инвертор будет потреблять от входного источника небольшую активную мощность, компенсирующую потери в инверторе при определенном установленном уровне постоянного напряжения на емкости фильтра  $C_d$ .

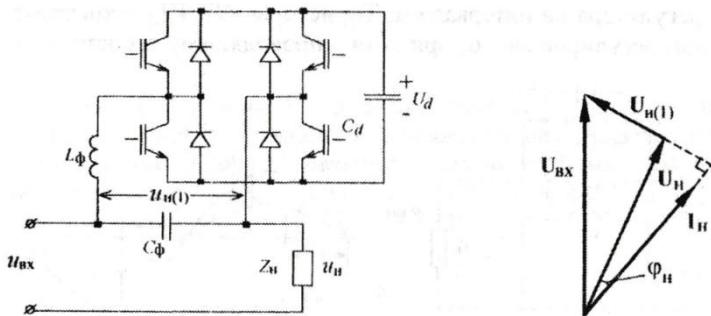


Рис. 5

#### 4. Регуляторы с широтно-импульсным способом регулирования.

Широтно-импульсные способы регулирования переменного напряжения, как и постоянного напряжения, требуют выполнения схем регуляторов на вентилях с полным управлением, чтобы иметь возможность включать и выключать вентили в желаемые моменты времени. На рис. 6 представлены схемы регуляторов на ключах, позволяющие применять широтно-импульсное регулирование переменного напряжения.

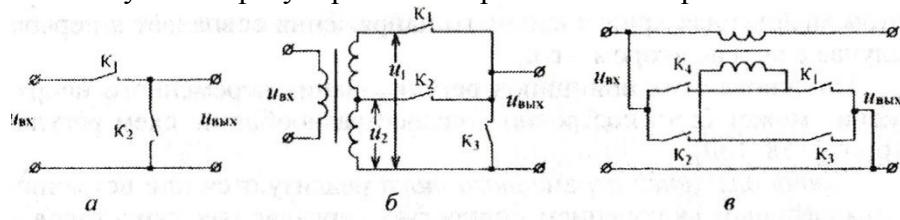


Рис. 6

Схема регулятора на рис. 6, а позволяет снижать выходное напряжение методом однократного или многократного широтно-импульсного регулирования, кривые выходных напряжений для которых приведены соответственно на рис. 6, а, б. При этом ключи  $K_1$  и  $K_2$  работают в противофазе, так что все время такта  $T_t$  существует цепь для протекания тока нагрузки, содержащей индуктивность.

Схема регулятора, приведенная на рис. 6, б, позволяет выполнять комбинированное регулирование переменного напряжения за счет как амплитудной, так и широтно-импульсной модуляции. Противофазное переключение ключей  $K_1$  и  $K_2$  обеспечивает переключение мгновенного значения выходного напряжения регулятора между уровнями  $u_1$  и  $u_2$ , (рис. 6, в). В случае уменьшения выходного напряжения регулятора ниже значения  $u_2$  в противофазе начинают переключатьсяся ключи  $K_2$  и  $K_3$ , обеспечивая многократное широтно-импульсное регулирование выходного напряжения, аналогично рис. 6, б.

Схема регулятора, построенная на концепции реверсивной вольтодобавки (на рис. 6, в), позволяет суммировать или вычитать ее из его выходного напряжения путем подключения через соответствующую диагональ моста на ключах  $K_1$  и  $K_4$  трансформатора вольтодобавки в фазе или в противофазе с входным напряжением. Это приводит к форме кривой выходного напряжения регулятора, аналогичной той, которая представлена на рис. 6, в. При этом мгновенная кривая входного напряжения совпадает в первом случае с  $u_2$ , а во втором - с  $u_1$ .

Ключи для цепей переменного тока реализуются или встречно-параллельным включением полностью управляемых тиристоров - GTO-тиристоров, или диодно-транзисторными комбинациями. В схеме ключа, приведенной на рис. 7, а, на транзистор с диодного моста всегда поступает напряжение только необходимой (рабочей) полярности для коллекторного перехода транзистора. В других схемах ключей (рис. 7, б, в) нерабочая полярность напряжения на транзисторе снимается последовательными или параллельными диодами соответственно.

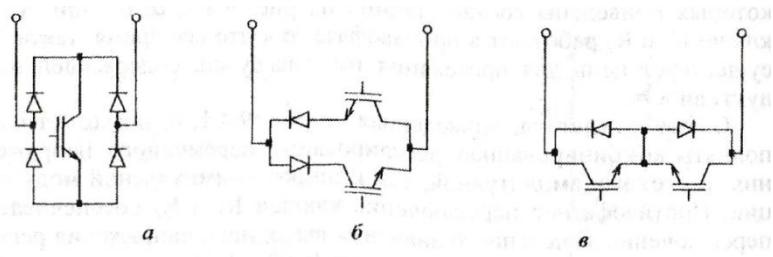


Рис. 7

Особенностью всех регуляторов с широтно-импульсными способами регулирования переменного напряжения является импульсный характер входного тока. При наличии у источника входного напряжения собственной индуктивности (индуктивности линии, индуктивности рассеивания трансформатора и электрического генератора) это требует установки входного LC-фильтра. Например, при многократном широтно-импульсном способе регулирования выходного напряжения, как показано на рис. 8, б, и частоте коммутации в несколько килогерц форма тока  $i_h$  в нагрузке регулятора будет практически синусоидальной. При этом форма тока на выходе регулятора будет иметь вид, представленный на рис. 8, а. Характерно, что широтно-импульсное регулирование переменного напряжения не вносит дополнительного фазового сдвига первой гармоники тока на входе регулятора, а этот сдвиг зависит только от фазового угла активно-индуктивной нагрузки. В регуляторе переменного напряжения с фазовым способом регулирования сдвиг первой гармоники входного тока регулятора определяется суммой углов сдвига активно-индуктивной нагрузки и управления.

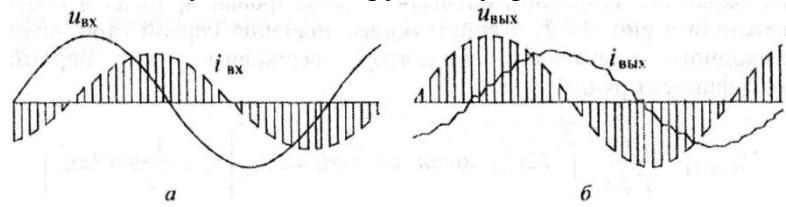


Рис. 8

Регуляторы трехфазного напряжения получают путем объединения трех однофазных регуляторов напряжения. При этом, используя свойство связности трехфазных нагрузок без нулевого провода, можно упростить схемы трехфазных регуляторов по сравнению с прямым суммированием однофазных регуляторов. Так, композиция из трех однофазных регуляторов по схеме рис. 5 в один трехфазный потребует шесть ключей переменного тока, т.е. двенадцать транзисторов в соответствии с выполнением ключей по схемам рис. 7, б, в.

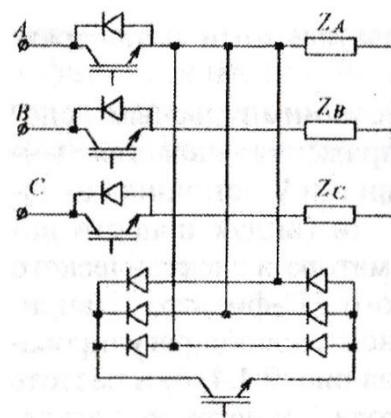


Рис. 9

Модифицированная схема трехфазного регулятора с широтно-импульсным способом регулирования напряжения показана на рис. 9. Здесь последовательные ключи

выполнены на антипараллельно соединенных транзисторах и диодах, а вместо закорачивания фаз нагрузки параллельными ключами применено межфазное закорачивание нагрузки с помощью трехфазного диодного моста и общего однополупериодного ключа - транзистора. При этом формы напряжений и токов в фазах регулятора такие же, как у однофазного регулятора, только с соответствующим временным сдвигом между фазами.

## 2. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПРОВЕДЕНИЮ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ

### 2.1 Практическое занятие №1 (2 часа).

**Тема:** Динамические характеристики силовых диодов

**2.1.1 Задание для работы:** рассмотреть переходные процессы в полупроводниковых диодах

#### 2.1.2 Краткое описание проводимого занятия:

При быстрых изменениях напряжения на полупроводниковом диоде на основе обычного р-п перехода значение тока через диод, соответствующее статической вольт-амперной характеристике, устанавливается не сразу. Процесс установления тока при таких переключениях обычно называют переходным процессом. Переходные процессы в полупроводниковых диодах связаны с накоплением неосновных носителей в базе диода при его прямом включении и их рассасывании в базе при быстром изменении полярности напряжения на диоде. Так как электрическое поле в базе обычного диода отсутствует, то движение неосновных носителей в базе определяется законами диффузии и происходит относительно медленно. В результате кинетика накопления носителей в базе и их рассасывание влияют на динамические свойства диодов в режиме переключения.

Рассмотрим изменения тока I при переключении диода с прямого напряжения U на обратное напряжение. На рисунке 1 показаны эпюры изменения напряжения и тока на диоде.

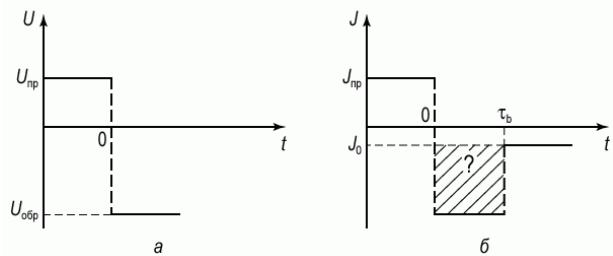


Рис. 1. Эпюры изменения напряжения и тока при переключении диода:  
а) напряжение; б) ток

В стационарном случае величина тока в диоде описывается уравнением  $J = J_0 (e^{\beta V_0} - 1)$ . После завершения переходных процессов величина тока в диоде будет равна  $J_0$ .

Рассмотрим кинетику переходного процесса, то есть изменение тока р-п перехода при переключении с прямого напряжения на обратное. При прямом смещении диода на основе несимметричного р-п перехода происходит инжекция неравновесных дырок в базу диода.

Изменение во времени и пространстве неравновесных инжектированных дырок в базе описывается уравнением непрерывности:

$$\frac{dp}{dt} + \frac{p - p_{n0}}{\tau_p} = D_p \frac{d^2 p}{dx^2}. \quad (1)$$

В момент времени  $t = 0$  распределение инжектированных носителей в базе определяется из диффузионного уравнения и имеет вид:

$$p(x) = (p_{n1} - p_{n0})e^{-\frac{x}{L_p}} + p_{n0}. \quad (2)$$

Из общих положений ясно, что в момент переключения напряжения в диоде с прямого на обратное величина обратного тока будет существенно больше, чем теплового тока диода. Это произойдет потому, что обратный ток диода обусловлен дрейфовой компонентой тока, а ее величина в свою очередь определяется концентрацией неосновных носителей. Эта концентрация значительно увеличена в базе диода за счет инжекции дырок из эмиттера и описывается в начальный момент уравнением (2).

С течением времени концентрация неравновесных носителей будет убывать, следовательно, будет убывать и обратный ток. За время  $t_2$ , называемое временем восстановления обратного сопротивления или временем рассасывания, обратный ток придет к значению, равному тепловому току.

Для описания кинетики этого процесса запишем граничные и начальные условия для уравнения (1) в следующем виде.

В момент времени  $t = 0$  справедливо уравнение (2). При установлении стационарного состояния в момент времени  $t \rightarrow \infty$  стационарное распределение неравновесных носителей в базе описывается соотношением:  $p = p_{n0}(1 - e^{-\frac{x}{L_p}})$ .

Обратный ток обусловлен только диффузией дырок к границе области пространственного заряда p-n перехода:

$$j = -qD_p \frac{dp}{dx} \Big|_{x=0}. \quad (3)$$

Процедура нахождения кинетики обратного тока следующая. Учитывая граничные условия, решается уравнение (1) и находится зависимость концентрации неравновесных носителей в базе  $p(x,t)$  от времени и координаты. На рисунке 2 приведены координатные зависимости концентрации  $p(x,t)$  в различные моменты времени.

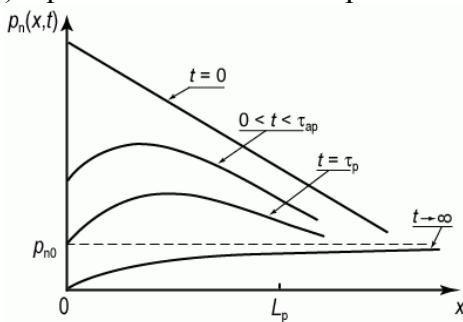


Рис. 2. Координатные зависимости концентрации  $p(x,t)$  в различные моменты времени

Подставляя динамическую концентрацию  $p(x,t)$  в (3), находим кинетическую зависимость обратного тока  $J(t)$ .

Зависимость обратного тока  $J(t)$  имеет следующий вид:

$$j = -j_{n0} \left[ \frac{\exp(t/\tau)}{\sqrt{\pi/\tau_p}} - \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{t}{\tau_p}} \right]. \quad (4)$$

Здесь  $\operatorname{erfc} \sqrt{\frac{t}{\tau_p}}$  - дополнительная функция распределения ошибок, равная  $\operatorname{erfc}(z) = 1 - \operatorname{erfc}(z) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z \exp(-y^2) dy$ . Первое разложение дополнительной функции ошибок имеет вид:

$$\frac{1 - \exp(t/\tau_p)}{\sqrt{\pi/\tau_p}}$$

Разложим функцию (4) в ряд в случаях малых и больших времен:  $t \ll \tau_p$ ;  $t \gg \tau_p$ . Получаем:

$$j = j_{\text{tp}} \frac{1}{\sqrt{\pi/\tau_p}} \quad (t \ll \tau_p); \quad (5)$$

$$j = j_{\text{tp}} \frac{\exp(-t/\tau_p)}{2\sqrt{\pi(t/\tau_p)^3}} \quad (t \gg \tau_p). \quad (6)$$

Из соотношения (6) следует, что в момент  $t = 0$  величина обратного тока будет бесконечно большой. Физическим ограничением для этого тока будет служить максимальный ток, который может протекать через омическое сопротивление базы диода  $r_B$  при обратном напряжении  $U$ . Величина этого тока, называемого током среза  $J_{\text{cp}}$ , равна:  $J_{\text{cp}} = U/r_B$ .

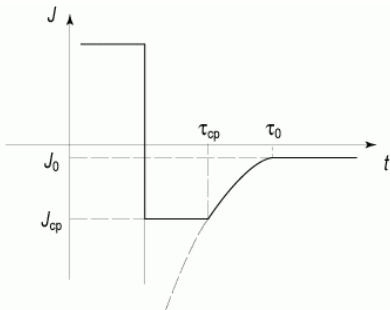


Рис. 3. Зависимость обратного тока от времени при переключении диода

Время, в течение которого обратный ток постоянен, называют временем среза.

Для импульсных диодов время среза  $\tau_{\text{cp}}$  и время восстановления  $\tau_{\text{в}}$  обратного сопротивления диода являются важными параметрами. Для уменьшения их значения существуют несколько способов. Во-первых, можно уменьшать время жизни неравновесных носителей в базе диода за счет введения глубоких рекомбинационных центров в квазинейтральном объеме базы. Во-вторых, можно делать базу диода тонкой для того, чтобы неравновесные носители рекомбинировали на тыльной стороне базы.

## 2.2 Практическое занятие №2 (2 часа).

**Тема:** Динамические режимы работы силовых транзисторов

**2.2.1 Задание для работы:** рассмотреть динамические характеристики работы силовых транзисторов

### 2.2.2 Краткое описание проводимого занятия:

Если статический режим предполагает только включение источника питания в цепи транзистора, то динамический режим – это режим работы с источником сигнала во входной цепи и сопротивлением нагрузки – в выходной, при этом все токи и напряжения изменяются одновременно, взаимно влияя друг на друга.

Это их влияние отражают динамические характеристики, которые бывают входные и выходные, проходные, сквозные и прямой передачи.

При графическом определении режима работы чаще всего пользуются выходными и входными характеристиками:

**Выходная динамическая характеристика** – это зависимость тока коллектора от напряжения коллектора, т.е.  $I_k = f(U_k)$ , при  $E_k = \text{const}$  и  $R_k = \text{const}$ , ее называют также коллекторной динамической характеристикой (рис.1)

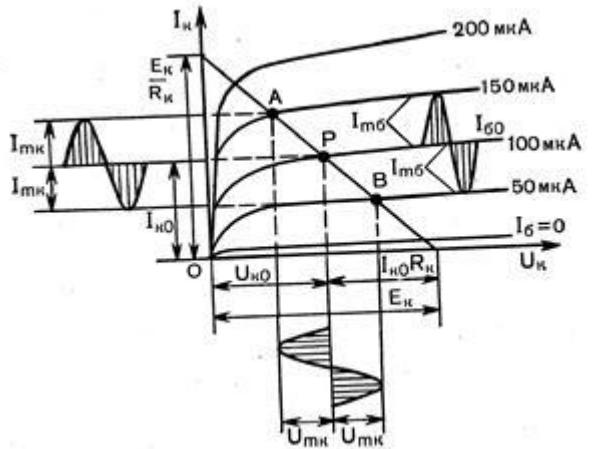


Рис.1 Графическое определение режима выходной цепи с помощью коллекторной динамической характеристики

Строят ее на семействе выходных статических, пользуясь зависимостью:

$$U_k = E_k - I_k \cdot R_k$$

Это прямая линия, которая отсекает отрезки на осях:

$$- U_k = E_k, \text{ при } I_k = 0;$$

$$I_k = E_k / R_k, \text{ при } U_k = 0$$

С изменением коллекторного напряжения ( $E_k$ ) она сдвигается параллельно себе влево или вправо, а чем больше  $R_k$ , тем она становится более пологой.

Коллекторную динамическую характеристику называют также линией нагрузки.

В простейшем каскаде, имеющем только одно активное сопротивление  $R_k$ , линия нагрузки для постоянного и переменного токов одна и та же.

Эта характеристика позволяет графическим путем выбрать режим покоя и определить амплитуды тока и напряжения выходного сигнала по амплитуде входного сигнала (рис.2). Точка пересечения динамической характеристики со статической позволяет определить ток и напряжение коллектора по данному току базы. Выбрав рабочую точку Р в режиме покоя, находят соответствующие ей токи покоя коллектора ( $I_{k0}$ ) и базы ( $I_{b0}$ ), и напряжение покоя ( $U_{k0}$ ).

Точку Р выбирают на середине динамической характеристики (хотя выбор точки Р обусловлен режимом работы транзистора), чтобы в режиме усиления она не заходила на криволинейные участки характеристики, что вызывает большие нелинейные искажения.

По известной амплитуде входного тока ( $I_{mb}$ ) можно найти рабочий участок динамической характеристики АБ, а проекциям половин рабочего участка АР и РБ на оси координат соответствуют амплитуды тока коллектора ( $I_{mk}$ ) и напряжения коллектора ( $U_{mk}$ ).

**Входная динамическая характеристика** – это графическая зависимость входного тока от входного напряжения.

Для схемы с ОЭ – это базовая динамическая характеристика. Входную характеристику следует строить на семействе входных статических характеристик, она представляет собой кривую линию с несколько большей крутизной и кривизной, чем статическая характеристика. Эта характеристика близка к статической тем больше, чем меньше сопротивление нагрузки.

Для практических расчетов и графического определения режима входной цепи пользуются чаще статическими характеристиками из справочников.

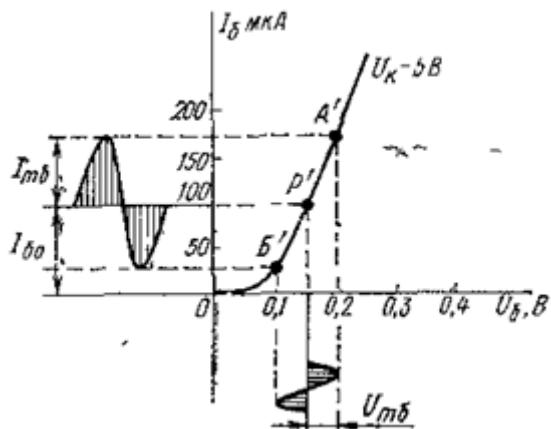


Рис.2 Графическое определение режима входной цепи

Зная из графика коллекторных характеристик тока базы  $I_{б0}$ , можно найти точку покоя  $P'$  на входной характеристике, а значит и напряжение базы  $U_{б0}$ .

По известной амплитуде входного сигнала  $U_{мб}$ , определяется рабочий участок  $A'B'$  входной характеристики и амплитуда тока базы  $I_{мб}$ .

И наоборот, если известна величина  $I_{мб}$ , можно определить  $U_{мб}$ .

Выходная мощность характеризуется площадью прямоугольного треугольника, построенного на половине рабочего участка  $AP$  как на гипотенузе. Его катеты - это амплитуды  $I_{мк}$  и  $U_{мк}$ , а половина их произведения равна мощности:

$$P_{вых} = I_{мк} \cdot U_{мк} / 2$$

Для выбора режима мощного каскада пользуются **проходной динамической характеристикой**, которая представляет собой зависимость мгновенного тока коллектора от напряжения базы.

Для графического расчета высших гармоник и вычисления коэффициента гармоник строят **сквозную динамическую характеристику**, которая представляет зависимость мгновенного тока коллектора от ЭДС источника сигнала.

### 2.3 Практическое занятие №3 (2 часа).

**Тема:** Тенденции развития силовых полупроводниковых приборов

#### 2.3.1 Задание для работы:

#### 2.3.2 Краткое описание проводимого занятия:

Силовая электроника (Power Electronics) — область электроники, занимающаяся преобразованием параметров электрической энергии. Термин «силовая электроника» (СЭ) появился в начале 70-х годов XX в. Ранее эта область науки и техники включалась в промышленную электронику (Industrial Electronics). Как научно-техническое направление, СЭ охватывает методы и средства управления потоками электрической энергии с помощью электронных приборов. Это широкая межотраслевая дисциплина, включающая в себя электронные приборы, преобразователи параметров (тока, напряжения, частоты) электрической энергии (выпрямители, инверторы, преобразователи частоты, регуляторы постоянного и переменного тока), коммутаторы электрических цепей, сложные электротехнические и электромеханические системы (системы бесперебойного питания, электроприводы и т. д.).

По образному выражению, СЭ является мускулами XXI в., дополняющими информационную электронику — интеллект XXI в. В их основе — электронный прибор для электронного силового преобразования или прерывания тока, содержащий один неуправляемый или управляемый ключевым способом полупроводниковый вентиль и проводящий односторонний ток. Уже во второй половине XX в. в качестве электронных вентилей использовали главным образом полупроводниковые приборы на основе кремния (диоды, тиристоры, транзисторы, интегральные схемы), занимающие

доминирующее положение в СЭ. Силовые полупроводниковые приборы определяют состояние и уровень развития СЭ как современной перспективной технологии. По отношению к воздействию электрического поля все существующие в природе вещества характеризуются процессами направленного перемещения электрических зарядов (электропроводность) и перераспределения их друг относительно друга (поляризация). В зависимости от того, какой из этих двух процессов преобладает, принято подразделять вещества на диэлектрики (изоляторы) и проводники (металлы), различающиеся удельной электропроводностью. Существует и широкий класс веществ-полупроводников, у которых значения удельной электропроводности при комнатной температуре являются промежуточными между удельной электрической проводимостью металлов и диэлектриков. Имея сходное с диэлектриками распределение электронов по уровням энергии, полупроводники отличаются от них более узкой запрещенной зоной (менее 2...3 эВ). С повышением температуры полупроводника часть электронов становится свободными носителями тока, что приводит к заметному росту удельной электропроводности. Характерной особенностью полупроводников, отличающей их от металлов, является высокая чувствительность электропроводности к внешним воздействиям (сильное электрическое поле, свет, поток быстрых частиц и др.), а также к содержанию примесей и дефектов в кристаллах. Возможность в широких пределах управлять электропроводностью полупроводников путем введения в их структуру дополнительных примесей и приложения электрических полей к специальным кристаллическим структурам является основой их многочисленных и многообразных применений, включая создание полупроводниковых приборов. К полупроводниковым материалам относятся германий (Ge), кремний (Si), алмаз (C), а также соединения: арсенид галлия (GaAs), карбид кремния (SiC), нитриды галлия (GaN, GaInN) и другие материалы. В настоящее время основным материалом, который используется для создания полупроводниковых приборов силовой электроники, является кремний.

Самой большой и важной областью применения приборов силовой электроники является электропривод. На сегодня среди всех типов приборов силовой электроники доминируют два: полевые и биполярные транзисторы с изолированным затвором (MOSFET и IGBT) и интегрированные структуры на их основе — силовые интегральные схемы и гибридные. Силовая электроника является ключевой технологией 21 века. За последние годы предыдущего столетия с появлением и развитием полностью управляемых приборов значительно расширились области применения силовой электроники, охватывающей в настоящее время практически все сферы жизнедеятельности человека — топливно-энергетический комплекс, промышленность, транспорт, связные модули. Традиционные приборы, с которых начиналась силовая электроника: тиристоры (SCR), включая запираемые (GTO), биполярные транзисторы (BPT), — в последние годы всё больше и больше вытесняются приборами с полевым управлением и в ближайшее время будут находить применение только в областях, где параметр «коммутируемая мощность/цена» является определяющим: для BPT — ключевые источники питания (SMPS), для SCR и триаков — бытовая аппаратура.

В последние годы замедлился процесс улучшения характеристик быстровосстанавливающихся диодов (на базе кремния). Текущее состояние и возможности быстровосстанавливающихся диодов (БВД) определяют «канавочные» (траншейные — trench) структуры, ячеистые ріп диоды Шоттки, технологии облучения для уменьшения времени жизни и регулирования эффективности эмиттера. Предельное блокирующее напряжение для БВД составляет 6,5 кВ, в ближайшее время ожидается появление БВД на 8 кВ. Быстровосстанавливающиеся диоды, произведенные из других материалов, существуют уже несколько лет. Диоды из арсенида галлия (GaAs) заняли свою специфическую нишу и будут оставаться там. Силовые диоды из карбида кремния (SiC) только начинают активно заявлять о себе, но могут стать доминирующими для высокочастотных (и высокотемпературных) применений, если будут решены проблемы

получения исходного материала. В настоящее время существуют SiC диоды (Шоттки) на напряжения до 1200 В и токи до 20 А. В ближайшее время ожидается промышленное производство SiC БВД на 2500 В/100 А, а к концу десятилетия — 5 кВ/200 А. Возможно также появление БВД на основе GaN и алмазных плёнок. Тиристоры. Подобно выпрямительным диодам тиристоры являются хорошо отработанными приборами и продолжают непрерывно совершенствоваться по пути развития новых технологий внутренних соединений: низкотемпературной пайки, электроактивной пассивации подобной DLC (Diamondlike Carbon), что позволит поднять рабочую температуру Т и повысить термоциклоустойчивость. Однако определяющее значение тиристоров, доминировавших в 60-80-х годах прошлого столетия, будет постепенно уменьшаться. Оптотиристоры (LTT), запираемые тиристоры (GTO) и коммутируемые по затвору запираемые тиристоры (GCT, IGCT) являются производными тиристорных технологий и находят применение в мегаваттном диапазоне мощностей. В настоящее время для LTT достигнуты предельные параметры 8 кВ/4 кА, для GCT — 4,5 кВ. К 2006 году планируется производство GCT на 8 кВ, к 2011 году — на 10 кВ. Будет развиваться и совершенствоваться технология IGCT — объединение на одной пластине GCT с обратным диодом в таблеточных корпусах с плавающими прижимными контактами, конструктивно объединённых с платой управления (драйвером). В будущем класс тиристоров все же будет частично заменён и, возможно, полностью вытеснен высоковольтными IGBT. Тиристоры в комбинации с MOSFET-структурами, такие как MCT, MTO и EST, всё же не нашли широкого применения. Их будущее зависит от развития технологий, подобных технологий прямого сращивания пластин (wafer bonding). В настоящее время они нашли частичное применение в схемах с мягкой коммутацией. Полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET). Полевые транзисторы играют важную роль в диапазоне малых и средних мощностей. Сопротивление в открытом состоянии низковольтных MOSFET (до 200 В) было уменьшено за последние годы более, чем в 10 раз (каждые два года уменьшение на 50%). Это было достигнуто путем оптимизации геометрии ячейки и использования технологии утопленного канала (trenchgate technology). Плотность упаковки современных низковольтных MOSFET достигает в настоящее время 100 млн. элементарных ячеек на квадратный дюйм. Для высоковольтных MOSFET реальной революцией была технология создания суперперехода, реализованная Infineon Technology в семействе высоковольтных MOSFET-CoolMOS. Поэтому высоковольтные MOSFET будут иметь все большее и большее значение в диапазоне напряжений от 500 до 1200 В. В течение ближайших пяти лет могут появиться полевые транзисторы, управляемые р-п-переходом (VJFET) на базе карбида кремния (SiC). Также имеется потенциал для использования в качестве быстрых и стойких высоковольтных ключей каскадных соединений SiC — MOSFET с низковольтными кремниевыми MOSFET. Биполярные транзисторы. Биполярные Дарлингтон-транзисторы, достигшие предельных параметров 1400 В/200 А (на чип) и широко применяющиеся в последние два десятилетия прошлого столетия, будут постепенно вытесняться и заменяться биполярными транзисторами с изолированным затвором (IGBT). IGBT будут оставаться «рабочей лошадкой» силовой электроники как минимум в течение следующего десятилетия. Технология утопленного канала (trench gate), развитая в настоящее время для IGBT на 600 и 1200 В, распространится на все классы напряжений. Уменьшение потерь достигается путём использования буферных слоёв и тонких пластин. В настоящее время ещё не ясно, сможет ли технология суперпереходов улучшить характеристики IGBT без увеличения стоимости. На рынке появились первые IGBT с обратной блокирующей способностью. Их уникальные коммутационные характеристики могут быть определяющими для некоторых применений. IEGT модули прижимной конструкции предназначены для применения в энергетике (высоковольтные линии передачи постоянного тока, статические компенсаторы реактивной мощности), сверхмощных промышленных электроприводах, а также для высокоскоростного электрифицированного транспорта. IEGT-модули паяной

конструкции рекомендуются для применения в промышленных электроприводах. Совершенствование новых поколений силовых полупроводниковых приборов (в основном классов MOSFET и IGBT) будет основываться на следующих возможных ключевых технологиях: технология тонких пластин (thin wafer technology); в настоящее время для приборов силовой электроники до 1200 В уже применяются кремниевые пластины диаметром 150 мм (включая и эпитаксиальные) толщиной 100 мкм.; технология суперпереходов; в настоящее время для создания высококачественных переходов широко используются технологии ионной имплантации, утопленных каналов (trenchgate) и т.п. В последующие годы они будут совершенствоваться с целью сокращения стоимости конечных приборов; технология кремния на изоляторе (SOI) предназначена в основном для диапазона малых мощностей, для создания силовых интегральных схем, включая интеллектуальные и высоковольтные. Основная проблема — снижение стоимости; применение новых полупроводниковых материалов; к концу десятилетия возможно промышленное применение кремниевых пластин диаметром до 200 мм, полученных методом бестигельной зонной плавки. Проблемы использования карбида кремния для приборов силовой электроники будут описаны далее. Вскоре ведущие мировые производители приступят к производству СВЧ-приборов на основе широкозонных гетероструктур (Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>In)N для работы в миллиметровом диапазоне. По сути, это означает новую эру в полупроводниковой СВЧ-электронике, поскольку открывает поистине фантастические возможности. Транзисторы на основе широко зонных гетероструктур AlGaN/GaN (HEMT) чрезвычайно привлекательны для применения в мощных передающих СВЧ-устройствах ввиду их очевидных преимуществ перед узкозонными полупроводниками. Основная идея развития приборов силовой электроники заключается в переходе от использования дискретных компонентов к силовым электронным системам. К современному и перспективному преобразовательному оборудованию практически все области применения предъявляют требования: снижения стоимости; увеличения надёжности; уменьшения размеров и веса; создания конструкций и функциональных возможностей, обеспечивающих легкое использование в различных применениях; быстрого выхода на рынок. Кардинальным решением для обеспечения этих требований является системная интеграция — объединение в едином конструктиве, подсистеме или всей системе функций силовой и информационной электроники, датчиков, электрических аппаратов и т.п. Примерами интеграции 2-го уровня могут служить IPM, производимые фирмами Mitsubishi, Fuji, Hitachi, в которых наряду с мостовым трехфазным инвертором могут содержаться транзистор и диод схемы торможения, а также схемы управления и защит.

Важной проблемой при системной интеграции является стандартизация силовых систем на каждом уровне, сопряжение сигналов управления и датчиков (интерфейса). Интеллектуальные силовые IGBT модули. Самым большим рынком для приборов силовой электроники является электропривод. В первые годы создания этих приборов управления для IPM использовалось огромное разнообразие материалов спаянных или сваренных вместе, несмотря на различие в коэффициентах теплового расширения (КТР), что не могло обеспечить высокую надёжность и термоциклоустойчивость полупроводниковых приборов паяной конструкции и конструкции с ультразвуковой разваркой Al-проводокой силовых и управляющих контактов на Si-чипах. В современных приборах силовой электроники эти недостатки устранены за счёт применения новых технологий соединения материалов, имеющих такой же, как у кремния, КТР: Матричный композиционный материал AlSiC (вместо меди или алюминия); Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> или AlN DCB-керамика (Direct Copper Bonding) или AMB керамика (Active Metal Brazing); технология прижимного контакта металлизированной керамики непосредственно на охладитель (исключение паяного слоя), реализованная фирмой Semikron в SKiiP и SKiM технологиях; исключение паяных и сварных соединений в модулях прижимной конструкции, обеспечивающих наивысшую надёжность и практически неограниченную энерготермоциклоустойчивость.

Наряду с применением перечисленных материалов (AlSiC, DCB Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> или AlN-керамика) проводятся исследования по использованию других материалов для улучшения тепловых и механических характеристик (нитрид кремния Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>, графит, алмаз) и технологий соединения: замена паяных соединений на непаяные, низкотемпературная пайка на основе серебра — NTV (Niedertemperaturverbindungsstechnik), способная заменить все соединения в силовых модулях. На сегодня алюминий является самым распространенным материалом, используемым для отвода тепла (охладитель). Для специальных применений с очень большими тепловыми потоками используются и будут использоваться медные охладители и тепловые трубы. В течение ближайших десяти лет ожидается создание новых материалов для охладителей с высокой теплопроводностью, имеющих КТР, одинаковый с КТР изолирующей подложки или основания силового прибора, дешёвых в производстве. Методы эффективного отвода тепла, хорошо известные сегодня, но не получившие большого распространения, например охлаждение напылением и распылением, в будущем могут найти широкое применение. Однако самый большой вклад (более 50%) в общее тепловое сопротивление между чипом и охлаждающей средой вносят теплопроводящие пасты. Необходимо как минимум в 10 раз увеличить теплопроводности паст для таких применений, однако пока неизвестно как.

Другой путь для повышения эффективности охлаждения — отказ от теплопроводящих паст и использование прямого паяного соединения изолирующей AlN DCB подложки с охладителем из AlSiC. В специальных областях применения силовой электроники: нефтедобывающее оборудование, энергетика, автомобильная электроника, аэрокосмические и военные применения — следует ожидать применения приборов на основе полупроводниковых материалов с большой шириной запрещённой зоны, в первую очередь из карбида кремния (SiC). SiC обладает великолепным сочетанием свойств для применения в приборах силовой электроники: работа при высоких (до 600-700 °C) температурах (ширина запрещённой зоны для SiC составляет 2,4-3,3 эВ, для Si — 2,4 эВ; высокая теплопроводность: 3-5 Вт/(см град) для SiC по сравнению с 1,5 Вт/(см град) для Si; большие плотности рабочих токов (1000 A/cm<sup>2</sup>). Хорошая подвижность электронов (1000 см<sup>2</sup>/Vs для SiC по сравнению с 1400 см<sup>2</sup>/Vs для Si, где Vs — величина поверхностного потенциала) в сочетании с высокой возможной концентрацией (на два порядка по сравнению с кремнием: 1,56·10<sup>16</sup> по сравнению с 1,57·10<sup>14</sup> см<sup>-3</sup>), а следовательно, и большая (на порядок) критическая напряжённость электрического поля (3-5·10<sup>6</sup> В/см для SiC по сравнению с 2-5·10<sup>5</sup> В/см позволяют, в принципе, улучшить все характеристики приборов силовой электроники: быстродействие, предельные коммутируемые токи и напряжения, статические и динамические потери. Применение приборов силовой электроники на основе SiC позволит радикально уменьшить габариты и массу преобразовательного оборудования, увеличить надёжность работы за счет возможности работы на более высоких частотах преобразования, с более высокой температурой перехода и упрощённой системой охлаждения. Однако основными препятствиями на пути широкого внедрения приборов силовой электроники на основе SiC являются получение высококачественного исходного материала и эпитаксиальных пленок (проблема микропор — micropipes), их высокая стоимость, сложность и дороговизна технологических процессов осаждения CVD (Chemical Vapor Deposition), ионной имплантации, плазмохимии и т.п. Сегодняшний уровень разработок и производства позволяет получать исходный 4H-SiC в пластинах диаметром до 3 дюймов с плотностью дефектов до 5 см<sup>-2</sup>. Для увеличения процента выхода годных SiC-приборов силовой электроники этот показатель должен быть уменьшен минимум в пять раз, так как сегодняшний уровень качества исходных SiC-пластин позволяет производить приборы площадью не более нескольких мм<sup>2</sup>. Интенсивные разработки уже позволили начать промышленное производство SiC-диодов Шоттки на токи до 25 А и напряжения до 1200 В, экспериментально отработать конструкции и технологии производства сверхвысоковольтных диодов, высоковольтных полевых транзисторов (с изолированным

затвором SiCMOSFET и управляемых р-п-переходом SiC-JFET), каскадных SiC-Si ключей. В ближайшие годы следует ожидать появления следующих типов SiC-приборов силовой электроники: быстродействующие диоды (Шоттки) с блокирующим напряжением 4,9 кВ; MOSFET с коммутируемыми напряжениями более 1000 В и сопротивлением в открытом состоянии, на три порядка меньшим по сравнению с MOSFET на базе Si; JFET (полевой транзистор, управляемый рп-переходом) с блокирующими напряжениями 3,5кВ с удельным сопротивлением в открытом состоянии 25 мОм см<sup>2</sup> (как у 600 В CoolMOS), что соответствует плотностям коммутируемых токов 100 А/см<sup>2</sup> и прямым падениям напряжения около 2,5 В (для 3300 В приборов); каскадных SiC-Si приборов; высоковольтных быстродействующих биполярных силовых приборов (диодов, транзисторов, тиристоров) с коммутируемыми напряжениями более 10 кВ (19 кВ!) и частотами коммутации несколько кГц. В ближайшем будущем будут преобладать в области низких напряжений — полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET), в области высоких напряжений — биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) в своих улучшенных модификациях. Будущие технологии корпусирования должны обеспечить большую степень интеграции и более широкий диапазон рабочих температур.

Основная идея интеграции: от дискретных приборов и модулей к интеллектуальным модулям, затем к интеллектуальным подсистемам и, наконец, к силовым интеллектуальным электронным системам. Предельные характеристики приборов с монолитной интеграцией будут повышаться незначительно, доминировать будет гибридная интеграция. Силовые модули и дискретные приборы не будут замещать друг друга. В области малых мощностей преимущественно будут использоваться дискретные приборы (монолитная интеграция), имеющие преимущества перед модулями по стоимости (минимальный объём операций сборки, высокий процент выхода годных, большие объёмы автоматизированного производства). В области больших мощностей силовые модули, обеспечивающие требуемые уровни мощности и надёжности, будут иметь преимущества перед дискретными приборами. Технология прижимных контактов (Press Pack Technology) является наиболее перспективным решением по обеспечению высоких требований по компактности, надёжности и термоциклоустойчивости для применений в автомобильном, городском, железнодорожном и водном электрифицированном транспорте. В области низких напряжений из-за очень высокой плотности мощности (trenchgate technology) и в дискретных приборах, и в силовых модулях придётся отказаться от проволочных сварных соединений, должны появиться новые технологии соединений. Должна быть решена важнейшая задача стандартизации и унификации. Большее значение при создании приборов и устройств силовой электроники приобретут мощные системы автоматизированного проектирования. Разработки и применение новых материалов позволяют улучшить характеристики и приборов силовой электроники, и пассивных элементов. Главной движущей силой развития силовой электроники является и будет являться снижение цены, габаритов и повышение надёжности.

## 2.4 Практическое занятие №4 (2 часа).

**Тема:** Методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей

**2.4.1 Задание для работы:** уяснить принцип расчета энергетических показателей вентильных преобразователей

### 2.4.2 Краткое описание проводимого занятия:

Вид математической модели вентильного преобразователя существенно определяет выбор метода расчета электромагнитных процессов в нем. Метод расчета, в свою очередь, определяет трудоемкость вычислений и вид полученного результата. Поэтому выбор математических моделей вентиля и преобразователя, а также метода расчета процессов в преобразователе необходимо делать согласованно.

Периодическая коммутация вентиляй в преобразователе (модель вентиля в виде ключа) приводит к двум видам математических моделей преобразователя. Если на входе преобразователя используются модели идеальных источников ЭДС и тока, а внутри вентильного комплекта нет пассивных элементов электрической цепи (сопротивлений, конденсаторов, реакторов), то вентильный преобразователь совместно с входным источником замещается источником напряжения или тока разрывной формы. Тогда процессы в нагрузке описываются дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами и разрывной правой частью. Если на входе или внутри вентильного преобразователя имеются пассивные элементы (например, элементы фильтров), то процессы в нагрузке и во входных цепях преобразователя описываются дифференциальными уравнениями с переменными периодическими (разрывными) коэффициентами. В таком случае анализ процессов в преобразователе существенно усложняется.

Для обеих математических моделей вентильных преобразователей применимы следующие три метода расчета энергетических показателей преобразователей: 1) интегральный; 2) спектральный; 3) прямой.

В интегральном методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в эти показатели, выражаются в форме определенных интегралов от соответствующих токов, напряжений и их комбинаций. Это действующие значения токов и напряжений

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}.$$

Это активная мощность

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T uidt,$$

реактивные мощности сдвига (при синусоидальной форме напряжения или тока)

$$Q = \frac{1}{\omega T} \int_0^T u \frac{di}{dt} dt = -\frac{1}{\omega T} \int_0^T i \frac{du}{dt} dt,$$

$$Q = -\frac{\omega}{T} \int_0^T u \left( \int i dt \right) dt = \frac{\omega}{T} \int_0^T i \left( \int u dt \right) dt,$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}.$$

Для углубленной характеристики несинусоидальных энерго-процессов можно привлечь еще массу других парциальных составляющих полной мощности, общее выражение для которых в интегральной форме имеет вид:

$$M_j = \frac{C_j}{T} \int_0^T N_j \{u\} L_j \{i\} dt.$$

Для вычисления всех указанных интегралов необходимо знать законы изменения мгновенных значений соответствующих переменных. Они могут быть найдены только из решения дифференциальных уравнений, составленных для электрической цепи, в которой вычисляются энергетические показатели. Это обстоятельство определяет следующие потребительские свойства интегрального метода расчета.

1. Метод универсален, так как дифференциальные уравнения всегда можно решить аналитически или численно.

2. При отсутствии аналитического решения дифференциального уравнения сам метод расчета энергетических показателей становится численным. Это не позволяет провести общее исследование в аналитической форме зависимости энергетических показателей от параметров электрической цепи.

3. При высоком порядке дифференциальных уравнений (выше 2-3) и наличии на периоде множества точек нарушения непрерывности функций, вызванных скачкообразным переключением вентиляй, метод становится очень трудоемким и доступным только для ЭВМ.

В спектральном методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в определение показателей, выражаются в форме бесконечных рядов, которые получаются из рядов Фурье (спектров) соответствующих токов и напряжений. Так, действующие значения напряжений и токов согласно формуле Парсеваля из теории рядов Фурье вычисляются следующим образом:

$$I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2}, \quad U = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2},$$

где  $I(k)$ ,  $U(k)$  - действующие значения гармоник  $k$ -го порядка тока и напряжения. Отсюда активная мощность

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \cos \varphi_{(k)}.$$

Реактивная мощность Боденю (сдвига) при несинусоидальных напряжениях и токах

$$Q_B = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \sin \varphi_{(k)}.$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2}.$$

Для вычисления указанных величин необходимо знать спектры напряжения и тока в электрической цепи. Спектр напряжения находится по известной форме кривой напряжения разложением ее в ряд Фурье. Спектр тока рассчитывается через спектр напряжения и найденные по схеме цепи полные сопротивления по каждой гармонике спектра. Эта процедура определяет потребительские свойства спектрального метода:

1. Метод не требует составления и решения дифференциальных уравнений, что освобождает от соответствующих затрат времени и возможных ошибок.

2. Энергетические показатели представляются выражениями, содержащими бесконечные ряды. Практическое усечение ряда всегда вносит в расчет погрешность, которую оценить нелегко.

3. Параметры цепи входят в каждый член ряда, что затрудняет аналитическое исследование влияния отдельных параметров цепи на каждый энергетический показатель, делая процедуру расчета, по сути, численной.

Прямые методы - методы алгебраизации дифференциальных уравнений. Под прямыми методами расчета энергетических показателей в цепях с несинусоидальными напряжениями и токами понимают методы, не требующие ни нахождения мгновенных значений тока (как в интегральном методе), ни нахождения его спектра (как в спектральном методе). Прямой метод, излагаемый здесь, назван методом алгебраизации дифференциальных уравнений (АДУ), расчетные формулы для энергетических показателей выводятся прямо через коэффициенты дифференциального уравнения и

параметры приложенного напряжения. В качестве таких параметров используется набор интегральных коэффициентов гармоник напряжения, полученный расширением определения традиционного коэффициента гармоник напряжения, как показано ниже.

Метод АДУ рассмотрим на примерах расчета цепей первого и второго порядка, к которым сводятся математические модели большинства изучаемых в курсе базовых ячеек преобразователей. При этом сам метод АДУ можно применять для расчета:

- действующего значения несинусоидального тока (метод АДУ1);
- действующего значения высших гармоник тока (метод АДУ 2);
- первой гармоники тока (метод АДУ(1));
- мощностей, создаваемых всей кривой тока (метод АДУМ1), ее высокочастотной составляющей (метод АДУМ2), ее первой гармоникой (метод АДУМ(1)).

## 2.5 Практическое занятие №5 (2 часа).

**Тема:** Компьютерные программы математического моделирования и анализа устройств силовой электроники

**2.5.1 Задание для работы:** ознакомиться с программами математического моделирования и анализа устройств силовой электроники

### 2.5.2 Краткое описание проводимого занятия:

В настоящее время прекратились дискуссии о том, какие методы исследования динамических систем более важные: аналитические или численные, выполняемые с помощью компьютеров. За аналитическими методами теперь признаны следующие доминирующие области применения:

- 1) для нахождения точных аналитических решений, позволяющих проверить точность численного моделирования, являющегося приближенным по определению (из-за аппроксимации);
- 2) для быстрого получения оценочного решения по гладким составляющим электромагнитных процессов, которые затем используются в качестве первого приближения с целью задания начальных условий переменных при численном исследовании на ЭВМ;
- 3) для быстрого понимания хотя бы качественных свойств исследуемой системы, выяснения характера зависимостей выходных показателей системы от ее параметров (прямая зависимость, обратная зависимость, практическая инвариантность).

В то же время стали очевидными и преимущества моделирования динамических систем на ЭВМ:

- 1) допустимость использования более точных, а значит и более сложных, моделей исследуемых систем, позволяющих учесть нелинейность, дискретность, нестационарность, распределенность в пространстве динамических систем, а также так называемые «паразитные» параметры элементов системы (утечки, индуктивности рассеивания, емкости конструкции и т.п.);
- 2) возможность автоматизированной обработки всех результатов исследования с выпуском готовой технической документации;
- 3) удобство использования для учебных целей в связи с наглядностью, легкой вариативностью схемы и параметров, оперативностью получения результатов (почти в режиме реального времени).

По сравнению с физическим макетированием устройств силовой электроники компьютерное моделирование также имеет ряд преимуществ:

- меньшая стоимость;
- возможность исследования любых «нештатных» режимов математической модели, опасных или недоступных для физического макета (перегрузки, сбои, аварии, разрушения);

- возможность видеть идеализированные («чистые» от внешних возмущений) электромагнитные процессы без наложенных помех от внешней среды и измерительных приборов;

- легкость проведения процедуры оптимизации в связи с простотой и безопасностью варьирования параметров системы.

В то же время ни аналитическая, ни компьютерная модели устройств силовой электроники не являются абсолютно полными, а значит, совершенно адекватными физическому макету, и только проверка результатов моделирования физическим макетированием выносит окончательное заключение о валидности используемых моделей, а также обогащает опытом практической работы с устройством.

Известные программные продукты, которые могут быть использованы для исследования устройств силовой электроники, разделены на два семейства в зависимости от вида математической модели:

1) модели в виде системы дифференциальных уравнений для математических программ Mathcad, Matlab, Simnon, Matrix;

2) модели в виде схем замещения (принципиальных схем, блок-схем) для программ моделирования Spice, Microcap, Electronics Workbench, Saber, Parus-ParGraph, Simulink.

Программы первого семейства требуют рутинной и непростой (не только для студентов) процедуры составления системы дифференциальных уравнений. Всякое изменение схемы требует нового формирования уравнений. Поэтому эти программы целесообразно использовать для многократного расчета характеристик одной и той же фиксированной схемы устройства силовой электроники. Но зало имеются большие возможности по обработке и оформлению результатов расчета.

Программы второго семейства требуют наличия принципиальной схемы или (и) функциональной блок-схемы исследуемого устройства.

Большинство этих программ поддерживает формат входного языка программы Spice, которая первоначально была разработана для моделирования интегральных электронных схем, а затем развита и для моделирования устройств силовой электроники. Программа имеет обширную (и пополняемую) библиотеку моделей реальных аналоговых и цифровых компонентов, позволяет выполнять многовариантный анализ при варьировании параметров схемы, делать статистический анализ по методу Монте-Карло, позволяет проводить исследование во временной или частотной областях. Объем этих программ порядка 100 Мбайт и более, время расчета одного режима может составлять десятки секунд и более, а стоял такие программы сотни и тысячи долларов и более.

Поэтому необходима особенно для учебных целей малая по объему занимаемой памяти программа с высоким быстродействием за счет использования идеализированных (ключевых) моделей вентилей, с компактной библиотекой типовых элементов, русскоязычным интерфейсом и описанием. Такой программный продукт разработан на кафедре промышленной электроники НГТУ в виде совокупности программы моделирования Parus и графического интерфейса к ней ParGraph, дружественного к пользователю. Ниже приводится руководство пользователя программного комплекса Parus-ParGraph.

## **2.6 Практическое занятие №6 (2 часа).**

**Тема:** Двухфазный выпрямитель однофазного тока.

**2.6.1 Задание для работы:** уяснить принцип работы выпрямителя.

**2.6.2 Краткое описание проводимого занятия:**

Одни и те же схемы выпрямления не всегда одинаково (и корректно) называются, поэтому здесь приводим формальный код схемы. Из него следует, что входной трансформатор преобразует однофазное напряжение питающей сети в двухфазное, которое и выпрямляется в однополупериодной схеме выпрямления, показанной на рис. 1.

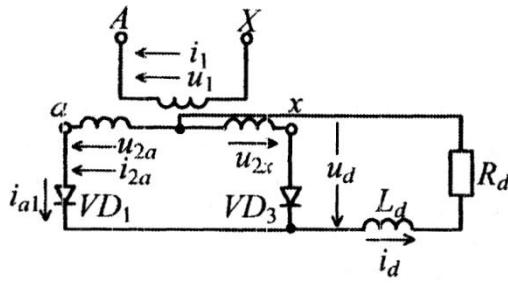


Рис. 1

Целью анализа выпрямителя является установление его свойств. При этом анализ схемы выполняется два этапа. На первом этапе делается качественный анализ электромагнитных процессов в схеме с помощью временных диаграмм мгновенных значений для напряжений и токов. На втором этапе по этим диаграммам проводится количественный анализ, позволяющий получить расчетные соотношения для всех элементов схемы и на их основании сделать выводы о свойствах и рекомендуемой области применения выпрямителя.

Правило определения проводящего вентиля в катодной группе вентиляй (вентиляй, соединенных катодами) таково: проводит ток тот вентиль, потенциал анода которого наиболее положителен. Вентили катодной группы обозначаются нечетными цифрами. На второй временной диаграмме представлены кривые выпрямленных напряжения  $u_d$  и тока  $i_d$  в случае идеального фильтра ( $X_d = \infty$ ). Кривая выпрямленного напряжения повторяет кривые вторичных напряжений по интервалам проводимости соответствующих вентиляй. Выпрямленный ток пульсаций не содержит, и его мгновенные значения совпадают с его средним значением  $I_d$ .

На третьей диаграмме представлена кривая напряжения на сглаживающем реакторе, который в идеальном случае воспринимает всю пульсацию (переменную составляющую) выпрямленного напряжения.

На четвертой диаграмме показаны анодный тон: первого вентиля  $i_{a1}$  и обратное напряжение на нем  $u_{b1}$ . При проводящем вентиле  $VD_3$ , когда значение  $u_{2x}$  положительно, через него к вентилю  $VD_1$  (см. рис. 1) прикладывается межфазное напряжение  $u_{2a} - u_{2x}$ , т. е. двойное значение амплитуды фазного напряжения  $u_2$ .

Зная анодные токи вентиляй, можно построить диаграммы токов во вторичных обмотках трансформатора. Так как ко вторичной обмотке с напряжением  $u_{2a}$ , подсоединен один вентиль  $VD_1$ , то форма тока в обмотке совпадает с формой анодного тока вентиля, ( $i_{2a} = i_{a1}$ ), что и представлено на первой временной диаграмме. Аналогично определяется форма вторичного тока в обмотке с напряжением  $u_{2x}$ , т.е.  $i_{2x} = i_{a3}$ , которая, очевидно, аналогична форме вторичного тока  $i_{2a}$ , но сдвинута во времени на полпериода напряжения питающей сети.

И, наконец, по известным формам токов во вторичных обмотках трансформатора (пятая временная диаграмма) построены кривые тока в первичной обмотке  $i_1$  идеального трансформатора и напряжения первичной обмотки  $u_1$ , с которой синфазно напряжение  $u_{2a}$  вторичной обмотки трансформатора в соответствии с выбранными положительными направлениями напряжений обмоток, обозначенными на рис. 1 стрелками. Методика построения первичного тока следует из уравнений для магнитодвижущей силы (МДС) обмоток трансформатора, связанных законом Кирхгофа для магнитных цепей:

$$i_1 w_1 = i_{2a} w_2 - i_{2x} w_2$$

$$i_1 = (i_{2a} - i_{2x}) \frac{w_2}{w_1} = \frac{i_{2a} - i_{2x}}{K_T},$$

где  $w_1, w_2$  - число витков первичной и вторичной обмоток.

В рассмотренной схеме ток первичной обмотки равен алгебраической сумме токов вторичных обмоток, взятых с коэффициентом трансформации  $K_T$ .

Необходимо отметить характерную особенность однополупериодной схемы выпрямления - односторонность токов во вторичных обмотках трансформатора, что свидетельствует о наличии в них постоянных составляющих. Но поскольку магнитная система (сердечник из трансформаторной стали) однофазного трансформатора является одноконтурной, в результирующем магнитном потоке в сердечнике постоянного подмагничивания не будет, так как токи в двух вторичных обмотках направлены встречно.

По результатам анализа электромагнитных процессов в исследуемом выпрямителе можно отметить еще следующие особенности использования трансформатора в нем: во-первых, различие форм токов во вторичной и первичной обмотках трансформатора и, во-вторых, их несинусоидальный характер. Первая особенность связана с наличием вентилей во вторичных обмотках трансформатора, в то время как в первичной обмотке, непосредственно подключенной к источнику переменного напряжения, протекает чисто переменный ток. Вторая особенность связана с тем, что вентильная ячейка для цепи синусоидального напряжения представляет собой резко нелинейную нагрузку, форма тока в которой существенно зависит от вида этой нелинейности.

Второй этап анализа выпрямителя математический. Рассчитываются: а) энергетические показатели качества элементов устройства, т. е. расчетные соотношения для определения параметров трансформатора, вентилей, фильтра, через параметры звена постоянного тока, которые при проектировании заданы; б) энергетические показатели качества процессов на входе и выходе выпрямителя.

Методика анализа при допущении идеальности элементов схемы состоит из следующих пятнадцати шагов.

1. Устанавливается связь между средним значением выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя  $U_{d0}$  и действующим значением напряжения вторичной обмотки трансформатора из соответствующей временной диаграммы:

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_d d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} u_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2,$$

отсюда

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{0,9} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} = 1,11 U_{d0}.$$

2. Вычисляется среднее значение анодного тока вентиля

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d d\vartheta = \frac{I_d}{2}.$$

3. Вычисляется действующее значение анодного тока вентиля

$$I_{a.d} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}.$$

Коэффициент формы анодного тока вентиля

$$K_{\Phi} = \frac{I_{a.d}}{I_a} = \sqrt{2}.$$

4. Рассчитывается максимальное значение анодного тока вентиля

$$I_{a\max} = I_d.$$

*Коэффициент амплитуды анодного тока*

$$K_a = I_{a\max}/I_a = 2.$$

*За рубежом используют крест-фактор, определяемый*

$$K_c = \frac{I_{a\max}}{I_{a,d}}.$$

$$K_c = \frac{I_{a\max}}{I_a} \frac{I_a}{I_{a,d}} = \frac{K_a}{K_\Phi}.$$

5. Вычисляется максимальная величина обратного напряжения на вентилях по отношению к  $U_{d0}$

$$U_{b\max}^* = \frac{U_{b\max}}{U_{d0}} = \frac{2U_{2\max}}{U_{d0}} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{U_{d0}} = \pi.$$

Вычисляется установленная мощность вентиляй: с неполным управлением (тиристоров)

$$S_{b1}^* = \frac{S_{b1}}{P_{d0}} = \frac{nU_{b\max}I_a}{P_0} = \pi,$$

с полным управлением (транзисторов, запираемых тиристоров)

$$S_{b2}^* = \frac{S_{b2}}{P_{d0}} = \frac{nU_{b\max}I_{a\max}}{P_{d0}} = 2\pi.$$

7. Вычисляется действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{a,d} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}.$$

8. Вычисляется действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_1 = \frac{I_d}{K_t},$$

9. Вычисляется полная мощность вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = 2U_2I_2 = 2\frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_{d0}\frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2}P_{d0}, S_2^* = \frac{S_2}{P_{d0}} = \frac{\pi}{2},$$

где  $P_{d0}$  - активная мощность на выходе неуправляемого выпрямителя.

10. Вычисляется полная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = U_1I_1 = K_t\frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_{d0}\frac{I_d}{K_t} = 1,11P_{d0}, S_1^* = \frac{S_1}{P_{d0}} = 1,11.$$

11. Вычисляется типовая установленная мощность трансформатора (имеющего разные полные мощности обмоток), определяемая в этом случае как

$$S_t = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,11 + 1,57}{2}P_{d0} = 1,34P_{d0}, S_t^* = \frac{S_t}{P_{d0}} = 1,34.$$

12. Оцениваются требуемая величина индуктивности реактора  $L_d$  в звене постоянного тока и его условная установленная мощность

Здесь приходится отступить от принятого на этом уровне анализа допущения об идеальности сглаживания выпрямленного тока ( $L_d = \infty$ ) для возможности оценки затрат на исполнение реактора. С инженерной точностью можно считать выпрямленный ток практически постоянным при наличии гармоник в токе (пульсаций тока) на уровне нескольких процентов от среднего значения тока.

При задании коэффициента гармоник выпрямленного тока  $K_{Г.Т.}$  для расчета необходимой индуктивности реактора используем метод АДУ2. Полагаем, что вся

пульсация выпрямленного напряжения прикладывается к фильтру (реактору), тогда дифференциальное уравнение для высокочастотной составляющей тока приобретает вид

$$L_d \frac{di_{d\text{в.р}}}{dt} = u_{d\text{в.р}}.$$

После его алгебраизации запишем

$$I_{d\text{в.р}} = \frac{1}{L_d} \bar{U}_{d\text{в.р}} = \frac{U_{d0} \bar{K}_r}{\omega L_d},$$

где интегральный коэффициент гармоник напряжения в звене постоянного тока

$$\bar{K}_r = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{U_{d(k)}}{k U_{d0}} \right)^2}$$

коэффициент гармоник выпрямленного тока

$$K_{r\text{т}} = \frac{I_{d\text{в.р}}}{I_d} = \frac{U_{d0}}{I_d} \frac{\bar{K}_r}{\omega L_d},$$

отсюда необходимая индуктивность реактора

$$L_d = \frac{U_{d0}}{I_d} \frac{\bar{K}_r}{K_{r\text{т}} \omega}.$$

Тогда максимальное значение энергии сглаживающего реактора равно

$$W_L = L_d I_d^2 = \frac{P_{d0}}{\omega} \frac{\bar{K}_r}{K_{r\text{т}}}$$

Для обеспечения возможности сопоставления затрат на исполнение сглаживающего реактора, работающего в цепи постоянного тока, с затратами на фильтровый реактор, работающий в цепи переменного тока (как и трансформатор), введем условную установленную мощность реактора. Под ней будем понимать реактивную мощность этого реактора, равную полной мощности (активной мощности в идеальном реакторе нет), которую бы он имел с известными током и индуктивностью в цепи переменного тока. Реактивную мощность реактора можно выразить как произведение угловой частоты и максимального значения энергии реактора, что приводит к такому результату:

$$S_{r,L}^* = \frac{S_{r,L}}{P_{d0}} = Q_L^* = \frac{\omega W_L}{P_{d0}} = \frac{\bar{K}_r}{K_{r\text{т}}}$$

Для выпрямителя с  $q m_2 = 2$  имеем  $\bar{K}_r = 0,24$

Конечно, условия работы магнитопровода сглаживающего реактора более легкие, чем магнитопровода фильтрового реактора, так как переменная составляющая магнитного потока у него, обусловленная только пульсациями выпрямленного тока, равна всего нескольким процентам от постоянной составляющей потока. Именно поэтому определенная приведенным выше способом установленная мощность сглаживающего реактора названа условной и используется только при сравнении различных схем выпрямления по условным затратам на сглаживающие реакторы.

13. Вычисляется входной коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = v_I = \frac{1}{S_1^*} = 0,9,$$

14. Вычисляется коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению (по гладким составляющим)

$$K_{n,h} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi K_r}.$$

15. Вычисляется коэффициент преобразования выпрямителя по току (по гладким составляющим)

$$K_{n,t} = \frac{I_d}{I_{1(1)}} = \frac{I_d}{v_I I_1} = \frac{K_r}{v_I} = 1,11 K_r.$$

Иногда определяют коэффициент преобразования выпрямителя по току как

$$K'_{n,T} = \frac{I_d}{I_1} = K_T = v_I K_{n,T}.$$

По вычисленным значениям  $I_{a,max}$ ,  $U_{b,max}$  с помощью справочника выбирают тип вентиля. По вычисленным значениям  $U_2 I_2 I_1 S_T$  также по справочнику выбирают готовый трансформатор, а при его отсутствии - по этим данным выдают задание на проектирование трансформатора. По значению индуктивности сглаживающего реактора и по току в нем подбирают готовый реактор или проектируют новый.

По результатам второго этапа анализа выпрямителя можно сделать следующие выводы.

1. Выпрямитель характеризуется неполным использованием трансформатора, так как  $S_T^* > 1$  на 34 %. Это обусловлено искаженными формами токов в обмотках трансформатора, особенно во вторичных из-за однополупериодности выпрямления.

2. Выпрямитель характеризуется плохим использованием вентиляй по обратному напряжению, которое в  $\pi$  раз больше требуемого выпрямленного.

3. Выпрямитель характеризуется плохим качеством выпрямленного напряжения (пульсации сравнимы с постоянной составляющей выпрямленного напряжения).

4. Выпрямитель имеет низкий входной коэффициент мощности.

Обычно выпрямители однофазного тока при  $U_1 = 220$  В применяют до мощностей  $P_{d0} \approx 3...5$  кВт и при выпрямленном напряжении - примерно до 300 В для данной схемы при условии доступности вентиляй с рабочим напряжением не выше 15 класса.

## 2.7 Практическое занятие №7 (2 часа).

**Тема:** Выпрямитель однофазного тока по мостовой схеме

**2.7.1 Задание для работы:** уяснить принцип работы выпрямителя.

**2.7.2 Краткое описание проводимого занятия:**

Схема такого выпрямителя показана на рис. 1. Вентильный мост содержит две группы вентиляй - катодную (нечетные вентиляи) и анодную (четные вентиляи). В мостовой схеме ток проводят одновременно два вентиля - один из катодной группы и один из анодной. Правило определения проводящего вентиля в катодной группе сформулировано в предыдущем разделе. Правило определения проводящего вентиля в анодной группе — проводит тот вентиль, потенциал катода которого наиболее отрицателен.

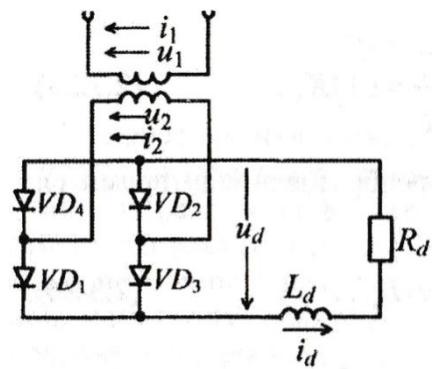


Рис. 1

Задачи анализа, как и в предыдущем случае, - определение свойств схемы и на их основе выработка рекомендаций по области применения выпрямителя. Методика анализа та же, т. е. сначала качественный анализ электромагнитных процессов с помощью временных диаграмм, затем количественный анализ с целью получения расчетных соотношений.

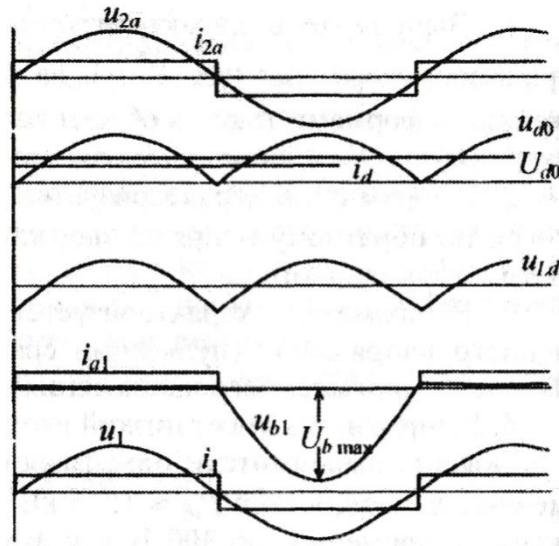


Рис. 2

Отличия в диаграммах касаются только величины обратного напряжения на вентилях и формы тока во вторичной обмотке трансформатора. При проводящих вентилях  $VD_3$ ,  $VD_4$  моста к вентилю  $VD_1$  прикладывается в обратном направлении напряжение вторичной обмотки трансформатора  $u_2$ . Форма тока во вторичной обмотке трансформатора определяется суммой токов вентиляй, присоединенных к этой обмотке, например  $VD_1$  из катодной группы и  $VD_4$  из анодной группы. Наличие тока в обмотке в положительной и отрицательной полуволнах напряжения свидетельствует о двухполупериодности процесса выпрямления и вследствие этого отсутствии постоянной составляющей во вторичном токе.

Приведенные ниже отличия расчетных соотношений обусловлены указанным отличием двух временных диаграмм - кривыми обратного напряжения и вторичного тока трансформатора. Максимальная величина обратного напряжения на вентилях здесь вычисляется по формуле

$$U_{b \max}^* = \frac{U_{b \max \tau}}{U_{d0}} = \frac{\sqrt{2} U_2}{E_{d0}} = \frac{\sqrt{2}}{U_{d0} 2\sqrt{2}} U_{d0} = \frac{\pi}{2}.$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора определяется так:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} i_d^2 d\vartheta} = I_d.$$

С учетом этого изменяется полная мощность вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} I_d = 1,11 P_{d0}, \quad S_2^* = 1,11.$$

Вследствие этого типовая мощность трансформатора

$$S_T = S_2 = S_1 = 1,11 P_{d0}, \quad S_T^* = 1,11.$$

Все остальные энергетические показатели в этом случае такие же, как в предыдущей схеме.

По результатам анализа можно сделать следующие выводы:

1. Использование трансформатора в двухполупериодной схеме выпрямления лучше, чем в однополупериодной из-за лучшей (более близкой к синусоиде) кривой вторичного тока трансформатора.

2. Использование вентиляй по обратному напряжению в мостовой схеме в два раза лучше, чем в нулевой схеме выпрямления (схеме с выводом нулевой точки трансформатора).

3. Качество выпрямленного напряжения в рассматриваемой и предыдущей схемах выпрямления одинаково, так как они имеют одинаковую пульсность ( $p = qm_2 = 2$ ).

4. Недостатком мостовой схемы является протекание выпрямленного тока через два последовательно включенных вентиля, что приводит к двойным потерям напряжения и мощности в вентилях с реальными параметрами, заметно снижая КПД выпрямителя при низких значениях выпрямленного напряжения.

Таким образом, на основании сформулированных свойств мостовой схемы выпрямления следует заключение о том, что эта схема предпочтительнее нулевой схемы при средних значениях выпрямленного напряжения и бесспорно рациональна при высоких значениях выпрямленного напряжения (за пределами рекомендаций по использованию нулевой схемы выпрямления).

## 2.8 Практическое занятие №8 (2 часа).

**Тема:** Выпрямитель трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора треугольник-звезда с нулевым выводом

**2.8.1 Задание для работы:** уяснить принцип работы выпрямителя

**2.8.2 Краткое описание проводимого занятия:**

При активных мощностях нагрузки  $P_{d0}$  более 3...5 кВт токи на выходе выпрямителя однофазного тока превышают предельно допустимые для бытовых потребителей значения 16...25 А (для промышленных однофазных потребителей эти пределы могут быть несколько больше в зависимости от сети). В этих случаях для получения постоянного тока необходимо питание выпрямителя от трехфазной сети. Существует множество схем выпрямления в зависимости от способа соединения первичных и вторичных обмоток входного трансформатора выпрямителя (треугольник, звезда, зигзаг, двойной зигзаг). Рассмотрим два варианта.

Первый вариант схемы однополупериодного выпрямителя трехфазного тока требует соединения вторичных обмоток трансформатора в звезду для получения общего нулевого провода и первичных обмоток - в треугольник (рис. 1).

Цель анализа этой базовой схемы выпрямления остается прежней - выявление ее свойств. Методика анализа, допущения те же, что и у однофазных выпрямителей.

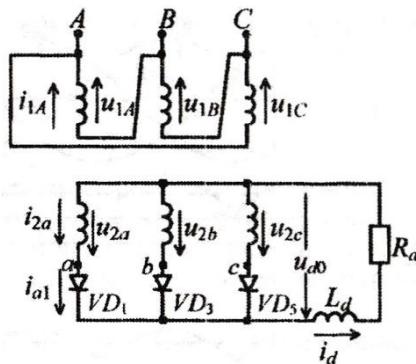


Рис. 1

Временные диаграммы характерных напряжений и токов выпрямителя представлены на рис. 2 в той же последовательности, что и на предыдущих схемах. На первой диаграмме показана трехфазная система напряжений вторичных обмоток трансформатора  $u_{2a}, u_{2b}, u_{2c}$  и размечены интервалы проводящего состояния вентиляй катодной группы, определенные в соответствии со сформулированным выше правилом проводимости вентиляй катодной группы. Точки пересечения положительных полуволн вторичных напряжений, начиная с которых на вентилях появляется прямое напряжение, называют точками естественного зажигания (термин введен еще в дополупроводниковую

эпоху газоразрядных вентилей, когда их вступление в работу происходило за счет «зажигания» в них разряда) или точками естественной коммутации. Необходимо обратить внимание на то, что при числе фаз вторичных напряжений, равном трем и более, точки естественного зажигания и точки перехода вторичных напряжений через нулевые значения не совпадают, поэтому отсчет задержки вступления вентилей в работу относительно соответствующих нулей вторичных напряжений был обозначен углом  $\Psi$ , а отсчет задержки вступления вентилей в работу относительно точек естественной коммутации в управляемых выпрямителях - углом  $\alpha$ .

На второй диаграмме построены кривая выпрямленного напряжения  $u_{d0}$  как совокупность участков вторичных напряжений по интервалам проводимости вентилей и кривая выпрямленного тока  $i_d$  для случая  $X_d = \infty$ . На третьей диаграмме приведена форма напряжения на сглаживающем реакторе, воспринимающем переменную составляющую (пульсации) выпрямленного напряжения. На четвертой диаграмме показаны кривые анодного тока первого вентиля  $i_{a1}$  и обратного напряжения на нем  $u_{b1}$ . Последняя определяется как разница мгновенных значений напряжения на аноде вентиля  $u_{2a}$  и выпрямленного напряжения  $u_{d0}$ , отсчитанных относительно общей (нулевой) точки вторичных обмоток трансформатора. Анодный ток вентиля равен выпрямленному току на интервале проводимости одного вентиля. Очевидно, что в данной схеме ток во вторичной обмотке трансформатора  $i_{2a}$  повторяет форму анодного тока вентиля  $i_{a1}$ , соединенного последовательно с обмоткой, что и отражено на первой диаграмме. Опять обращает на себя внимание однонаправленный характер тока во вторичной обмотке, т. е. присутствие в нем постоянной составляющей  $I_{2(=)}$ , численно равной среднему значению этого тока, т. е. среднему значению анодного тока вентиля  $I_a$ . С учетом этого ток во вторичной обмотке трансформатора условно можно разложить на постоянную  $I_{2(=)}$  и переменную  $i_{2(\sim)}$  (оставшуюся после вычитания  $I_{2(=)}$ ) составляющие.

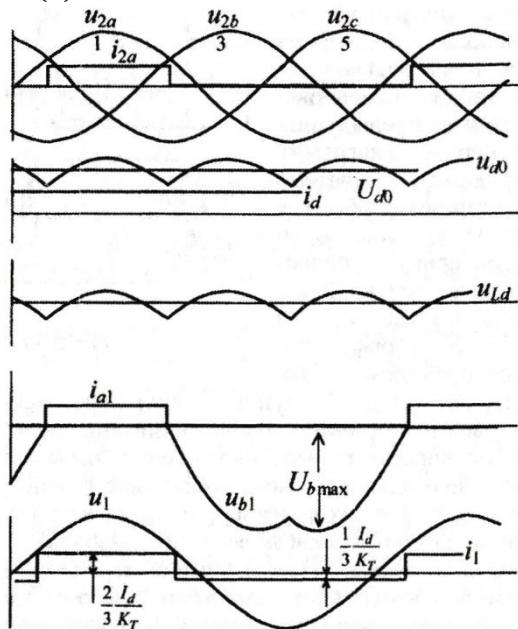


Рис. 2

На основе этого разложения можно сформулировать здесь эмпирическое правило построения первичного тока трансформатора по найденному вторичному току (пренебрегая по-прежнему током намагничивания трансформатора): так как в первичную обмотку из вторичной может трансформироваться только переменная составляющая тока, то вычитанием из кривой вторичного тока постоянной составляющей и учетом коэффициента трансформации получаем:

$$i_1 = \frac{i_2 - I_{2(=)}}{K_{\tau}}.$$

Необходимо отметить, что строгое математическое выражение для первичного тока трансформатора также можно получить из уравнений для намагничивающих сил, составленных по второму закону Кирхгофа для магнитных цепей.

Пятая временная диаграмма на рис. 2 представляет кривую напряжения первичной обмотки трансформатора и кривую первичного тока в этой обмотке, расположенной на стержне фазы А магнитопровода трансформатора.

Из-за наличия постоянной составляющей в токе вторичных обмоток трансформатора в каждом из трех стержней магнитопровода трехфазного трансформатора возникает нескомпенсированный односторонний поток вынужденного подмагничивания трансформатора. Это приводит к соответствующему смещению  $B_{\text{подм}}$  исходного положения рабочей точки на кривой намагничивания магнитопровода, тем самым допустимый диапазон изменения индукции магнитопровода ограничивается значениями  $\Delta B = B_{\text{нас}} - B_{\text{подм}}$ , которые меньше значений индукции, соответствующей порогу насыщения  $B_{\text{нас}}$ . В результате для сохранения переменной составляющей потока на прежнем уровне, требуемом заданным напряжением на первичных обмотках, необходимо пропорционально увеличивать сечение магнитопровода, т. е. его массу и габариты (здесь это увеличение будет равно 1/3 в соответствии с тем, что постоянная составляющая потока равна трети амплитуды результирующего потока).

Суммарные затраты на трансформатор (здесь понимаем под «затратами» или стоимость меди и магнитопровода, или их массу, или их габаритные размеры в конструкции) при условии эквивалентности затрат на медь и магнитопровод в общих затратах возрастут в этих условиях на 16,5 %. С учетом условности эквивалентности указанных составляющих затрат можно говорить об увеличении в этом случае типовой мощности трансформатора на 16,5 %, так как использованная типовая методика ее расчета не учитывает вынужденного подмагничивания трансформатора односторонним потоком.

Можно также рассмотреть на качественном уровне процессы в заданной схеме соединения первичных обмоток трансформатора.

Если сделать подобный анализ электромагнитных процессов в трансформаторе при соединении его первичных обмоток в звезду, то можно показать, что при наличии во вторичных токах гармоник, кратных трем (режимы с  $X_d \neq \infty$ ), в магнитопроводе трансформатора дополнительно возникают переменные потоки вынужденного подмагничивания от этих гармоник. В первичных обмотках не будет этих гармоник из-за отсутствия пути протекания для них. Первичные обмотки соединены в треугольник, который образует контур для протекания гармоник, кратных трем, что компенсирует потоки от этих гармоник во вторичных токах, тем самым устранив вынужденное подмагничивание магнитопровода этими гармониками.

Теперь можно провести этап количественного анализа процессов в выпрямителе. Задача, допущения и методика анализа такие же, как и при расчете выпрямителей однофазного тока, что позволяет сопоставлять результаты, полученные в одинаковых условиях. Те же пятнадцать шагов расчета имеют здесь следующее содержание.

1. Среднее значение выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя

$$U_{d0} = \left(\frac{2\pi}{3}\right)^{-1} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2} U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17 U_2$$

отсюда

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{1,17} = 0,84 U_{d0}.$$

Заметим, что начало отсчета времени (в максимуме косинусоиды) при записи исходного расчетного интеграла выбирается только из соображений простоты вычисления и на результат вычисления не влияет.

2. Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d d\vartheta = \frac{I_d}{3}.$$

3. Действующее значение анодного тока вентиля

$$I_{a,d} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}.$$

Коэффициент формы

$$K_\Phi = \frac{I_{a,d}}{I_a} = \sqrt{3}.$$

4. Амплитудное значение анодного тока

$$I_{a,\max} = I_d.$$

5. Максимальная величина обратного напряжения на вентиле

$$U_{b,\max}^* = \frac{U_{b,\max}}{U_{d,0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} U_2}{U_{d,0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} 2\pi}{3 \sqrt{6}} = \frac{2\pi}{3} = 2,09.$$

6. Установленная мощность вентилем: с неполным управлением

$$S_{b1}^* = \frac{S_b}{P_{d,0}} = n \frac{U_{b,\max} I_a}{P_{d,0}} = 3 \frac{2\pi U_{d,0} I_d}{3 \cdot 3} = \frac{2\pi}{3},$$

с полным управлением

$$S_{b2}^* = S_{b1}^* K_a = \frac{2\pi}{3} 3 = 2\pi.$$

7. Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{a,d} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}.$$

8. Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{2\pi/3} \left( \frac{2}{3} \frac{I_d}{K_\tau} \right)^2 d\vartheta + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left( -\frac{1}{3} \frac{I_d}{K_\tau} \right)^2 d\vartheta \right]} = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{K_\tau}. \end{aligned} \quad (2.5.14)$$

9. Полная мощность вторичных обмоток:

$$S_2 = 3U_2 I_2 = \frac{3 \cdot 2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d,0} \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_{d,0} = 1,48 P_{d,0}.$$

10. Полная мощность первичных обмоток трансформатора:

$$\begin{aligned} S_1 &= 3U_1 I_1 = 3K_\tau U_2 \frac{\sqrt{2} I_d}{3K_\tau} = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d,0} \frac{\sqrt{2}}{3} I_d = \\ &= \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_{d,0} = 1,21 P_{d,0}. \end{aligned}$$

11. Типовая мощность трансформатора:

$$S_\tau = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,21 + 1,48}{2} P_{d,0} = 1,345 P_{d,0}, \quad S_\tau^* = 1,345.$$

Эта расчетная величина не принимает во внимание вынужденное подмагничивание трансформатора однона правленным потоком. С учетом сделанных выше оценок влияния однона правленного потока вынужденного подмагничивания имеем

$$S_{\tau,b}^* = 1,165 S_\tau^* = 1,57$$

12. Входной коэффициент мощности:

$$\chi = v_I = \frac{1}{S_1^*} = \frac{1}{1,21} = 0,79.$$

13. Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению:

$$K_{\text{п.н}} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} K_T = 1,17 K_T.$$

14. Коэффициенты преобразования выпрямителя по току:

$$K_{\text{п.т}} = \frac{K_T}{v_I} = 1,21 K_T, \quad K'_{\text{п.т}} = \frac{K_T}{\sqrt{2}}.$$

Рассмотренную схему однополупериодного выпрямления трехфазного тока сопоставим по свойствам с проанализированной выше схемой однополупериодного выпрямителя однофазного тока ( $m_1 = 1$ ,  $m_2 = 2$ ,  $q = 1$ ).

1. В рассмотренной схеме произошло дополнительное по сравнению с противопоставляемой схемой ухудшение использования трансформатора по типовой мощности  $S_{\text{т.в}}^*$  из-за наличия подмагничивания магнитопровода трансформатора постоянным потоком.

2. Использование вентилей по обратному напряжению в рассмотренной схеме в 1,5 раза лучше, чем в противопоставляемой. Это соответственно снизило и установленную мощность вентилей с неполным управлением.

3. Качество выпрямленного напряжения в рассмотренной схеме выше в 4 раза по критерию  $\bar{K}_r$  и в 2,5 раза - по критерию  $K_{\text{п}} >$  чем в противопоставляемой схеме. Это связано с увеличением пульсности выпрямления в 1,5 раза (с  $qm_2 = 2$  до  $qm_2 = 3$ ), т. е. возрастанием частоты пульсаций и уменьшением амплитуды пульсаций почти в два раза. Видно, что суждения о качестве выпрямленного напряжения по распространенному критерию  $K_{\text{п}}$  недостаточно, так как он не учитывает частоту пульсаций напряжения, также влияющую на качество выпрямленного тока. Критерий  $\bar{K}_r$  учитывает частоту пульсаций, поэтому он прямо определяет качество выпрямленного тока и условную установленную мощность сглаживающего реактора.

4. Входной коэффициент мощности здесь заметно ниже, чем в противопоставляемой схеме, из-за худшей формы первичного тока, что, как будет показано, означает большее обратное негативное влияние выпрямителя на питающую сеть.

Итак, с учетом этих свойств схема имеет ограниченное самостоятельное применение (только при низких значениях, выпрямленного напряжения с невысоким качеством), но является составной частью более сложных и более качественных выпрямителей.