

Министерство образования и науки Российской Федерации  
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

---

А.В. РОДЫГИН

# СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Утверждено Редакционно-издательским советом университета  
в качестве учебного пособия

НОВОСИБИРСК  
2017

УДК 621.314(075.8)  
Р 617

Рецензенты:

канд. техн. наук, доцент *В.М. Кавешников*  
канд. техн. наук, доцент *Д.А. Павлюченко*

Работа подготовлена на кафедре электропривода  
и автоматизации промышленных установок для студентов,  
обучающихся по направлениям 13.04.02 – Электроэнергетика  
и электротехника, 15.03.04 – Автоматизация технологических  
процессов и производств, всех форм обучения

**Родыгин А.В.**

Р 617 Силовая электроника: учебное пособие / А.В. Родыгин. —  
Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2017. – 72 с.

ISBN 978-5-7782-3289-1

В пособии содержатся принципы построения силовых преобразователей электрической энергии. Предназначено для студентов направлений 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника», 15.03.04 «Автоматизация технологических процессов и производств», а также может быть рекомендовано для студентов других технических направлений подготовки.

**Родыгин Александр Владимирович**

**СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

**Учебное пособие**

Редактор *Л.Н. Ветчакова*  
Выпускающий редактор *И.П. Брованова*  
Дизайн обложки *А.В. Ладыжская*  
Компьютерная верстка *С.И. Ткачева*

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции  
Издание соответствует коду 95 3000 ОК 005-93 (ОКП)

---

Подписано в печать 28.06.2017. Формат 60 × 84 1/16. Бумага офсетная. Тираж 100 экз.  
Уч.-изд. л. 4,18. Печ. л. 4,5. Изд. № 71. Заказ № 914. Цена договорная

---

Отпечатано в типографии  
Новосибирского государственного технического университета  
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20

**УДК 621.314(075.8)**

**ISBN 978-5-7782-3289-1**

© Родыгин А.В., 2017  
© Новосибирский государственный  
технический университет, 2017

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение .....	4
<b>ВЫПРЯМИТЕЛИ</b> .....	6
1. Однофазные выпрямители .....	8
1.1. Однополупериодный выпрямитель .....	8
1.2. Двухполупериодный выпрямитель.....	18
1.3. Однофазный мостовой выпрямитель .....	27
1.4. Фильтры .....	30
1.5. Мостовая несимметричная схема выпрямления .....	42
1.6. Ступенчатое регулирование выходного напряжения .....	43
2. Трехфазные выпрямители .....	48
2.1. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом.....	48
2.2. Трехфазная мостовая схема выпрямления .....	54
2.3. Шестипульсная схема выпрямления с нулевым выводом .....	59
2.4. Схема две обратные звезды с уравнительным реактором.....	61
2.5. Составные выпрямители.....	62
<b>ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ</b> .....	64
1. Однофазная двухполупериодная схема инвертора с нулевым выводом.....	65
2. Трехфазная схема инвертора с нулевым выводом.....	67
3. Реверсивные преобразователи .....	68
4. Системы управления ВП .....	69
Библиографический список .....	72

## ВВЕДЕНИЕ

Электроника – отрасль науки и техники, занимающаяся изучением физических основ функционирования, исследованием, разработкой и применением приборов, работа которых основана на протекании электрического тока в твердом теле, вакууме, газе.

Промышленная электроника – часть электроники, занимающаяся применением полупроводниковых, электронных и ионных приборов в промышленности; рассматривает принципы построения электрических схем. Промышленная электроника подразделяется на информационную электронику – устройства для передачи, обработки и отображения информации и энергетическую электронику (силовую электронику) – устройства преобразования одного вида электрической энергии в другой. В настоящем пособии рассматриваются вопросы энергетической электроники. Анализ электромагнитных процессов в преобразователях электрического тока и разработка на этой основе методов расчета схем преобразователей – главное содержание курса силовой электроники.

Основные виды преобразователей электрической энергии:

- выпрямители, осуществляющие преобразование энергии переменного тока в энергию постоянного тока;
- инверторы, реализующие преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного тока;
- преобразователи частоты, осуществляющие преобразование энергии переменного тока одной частоты в энергию переменного тока другой частоты;
- импульсные преобразователи напряжения преобразуют переменное (постоянное) напряжение одной амплитуды в переменное (постоянное) напряжение другой амплитуды.

Преобразовательные устройства являются важным компонентом энергетических и электромеханических установок и систем. Специалисты различных технических направлений подготовки не могут уклониться от решения вопросов, связанных с силовой электроникой,

поскольку необходимо четко формулировать задачу для разработчиков аппаратной и программной части, говорить с ними на одном языке; представлять, что может электроника, какой ценой и какими способами это достигается. Для реализации этих задач требуется грамотная эксплуатация силовых электронных устройств, участие в монтаже и наладке электрооборудования, знание особенностей работы преобразовательных устройств.

В начале истории развития преобразовательных устройств применялись вращающиеся преобразователи электрической энергии по системе двигатель – генератор. Затем появились ионные вентили и преобразователи на их основе, а в конце 50-х годов XX века – полупроводниковые преобразователи на полупроводниковых диодах. Позже были разработаны полупроводниковые преобразователи на полууправляемых вентилях – тиристорах, а затем и на полностью управляемых вентилях – транзисторах.

Преимущество полупроводниковых преобразователей в том, что они обладают высокими регулировочными характеристиками и хорошими энергетическими показателями (КПД), имеют малые массогабаритные показатели, просты и надежны в эксплуатации. При этом обеспечиваются бесконтактная коммутация токов в силовых цепях, а также регулирование тока и напряжения.

К недостаткам полупроводниковых преобразователей можно отнести неблагоприятное влияние на электрическое напряжение питающей сети из-за снижения коэффициента мощности и несинусоидальной формы потребляемого тока. Кроме того, требуется более высокая квалификация обслуживающего персонала.

Практика показала неоспоримое преимущество полупроводниковых преобразователей перед другими устройствами. Схемное решение силовых полупроводниковых преобразователей быстро развивалось и в настоящее время практически стабилизировалось. Широко применяются запираемые тиристоры, симисторы, мощные транзисторы. В управляющих цепях используются микропроцессоры и оптоэлектрические элементы. Характеристики полупроводниковых приборов рассмотрены в учебном пособии «Электронные и микропроцессорные устройства», поэтому о них говорить не будем.

# ВЫПРЯМИТЕЛИ

Это электротехнические устройства, предназначенные для преобразования переменного напряжения в постоянное.



Рис. 1. Структура выпрямителя

В общем случае структура выпрямителя имеет вид, изображенный на рис. 1. Трансформатор (Т) служит для согласования напряжения сети с требуемым выпрямленным напряжением на нагрузке, кроме того, обеспечивается потенциальная развязка нагрузки с сетью. С помощью вентильного блока (ВБ) осуществляется одностороннее протекание тока в цепи нагрузки, в результате чего и происходит преобразование переменного напряжения в постоянное напряжение. Фильтрующее устройство (Ф) создает требуемый уровень высших гармоник в выпрямленном напряжении и токе, т. е. снижает уровень пульсации.

## Классификация выпрямителей

1. По мощности: малая (единицы киловатт), средняя (десятки киловатт), большая (свыше 100 кВт).
2. По числу фаз источника питания: однофазные и трехфазные.
3. В зависимости от схемы включения вентилей и схемы соединения обмоток трансформатора: однотактные – по вторичной обмотке трансформатора ток протекает один раз за период и двухтактные (мостовые) – по вторичной обмотке трансформатора ток протекает дважды за период в разных направлениях.
4. По числу пульсаций в кривой выпрямленного напряжения. Однофазные схемы выпрямления: однополупериодная; несимметричная с удвоением напряжения. Двухфазные схемы выпрямления: однофазная с нулевым выводом; однофазная мостовая; симметричная с удвоением напряжения. Трехфазные схемы выпрямления: трехфазная нулевая. Шестифазные схемы выпрямления: шестифазная нулевая; трехфазная мостовая; двойная трехфазная. Выпрямители с большим числом пульсаций представляют собой последовательное или параллельное соединение предыдущих схем.

5. По управлению: управляемые выпрямители и неуправляемые.
6. По направлению тока в нагрузке: реверсивные и нереверсивные.

### **Основные эксплуатационные характеристики выпрямителей**

1. Среднее значение выпрямленного напряжения и тока:  $U_d, I_d$ .
2. КПД:  $\eta$ .
3. Коэффициент мощности:  $\chi$ .
4. Внешняя характеристика, т. е. зависимость средневывпрямленного напряжения от средневывпрямленного тока:  $U_d = f(I_d)$ .
5. Регулировочная характеристика: зависимость средневывпрямленного напряжения от угла регулирования:  $U_d = f(\alpha)$ .
6. Коэффициент пульсаций: отношение амплитуды  $n$ -й гармонической составляющей средневывпрямленного напряжения (тока) к среднему значению выпрямленного напряжения (тока).

$$q = I_{d(n)m} / I_d; \quad k_n = U_{d(n)m} / U_d.$$

7. Коэффициент искажения – отношение действующих значений тока основной гармоники к полному току первичной обмотки трансформатора:

$$v = I_{1(1)} / I_1.$$

8. Коэффициент гармоник – отношение действующих значений высших гармоник к действующему значению основной гармоники тока.

Основная задача расчета выпрямительного устройства – определение соотношений, позволяющих найти электрические параметры вентилей, трансформатора, а также фильтрующих и регулирующих устройств, после чего выбрать эти элементы по каталогу или рассчитать их.

Исходные данные для расчета – средние значения выпрямленного напряжения ( $U_d$ ) и тока ( $I_d$ ), а также действующее значение напряжения питающей сети ( $U_1$ ). Требуется определить: среднее ( $I_{a_{cp}}$ ) и действующее ( $I_a$ ) значение тока через вентиль в номинальном режиме и при возможных перегрузках; максимальное значение обратного напряжения ( $U_{ak \max}$ ) на вентиле в непроводящий период;

максимальное значение прямого напряжения ( $U_{\text{прmax}}$ ) на вентиле; действующие значения напряжения ( $U_2$ ) и тока ( $I_2$ ) вторичной обмотки трансформатора; действующее значение тока первичной обмотки трансформатора ( $I_1$ ); полную (типовую) мощность трансформатора ( $S_T$ ), а также мощности каждой из обмоток ( $S_1, S_2$ ).

## 1. ОДНОФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

### 1.1. Однополупериодный выпрямитель

Схема неуправляемого однополупериодного выпрямителя изображена на рис. 2. Обычно его применяют для питания высокоомных нагрузочных устройств, допускающих повышенный уровень пульсаций, на мощности порядка 10...15 Вт. На практике этот выпрямитель применяется достаточно редко, но его анализ важен для понимания процессов во всех остальных схемах выпрямления. Зачастую при анализе  $m$ -фазного выпрямителя его представляют как  $m$  однофазных выпрямителей.

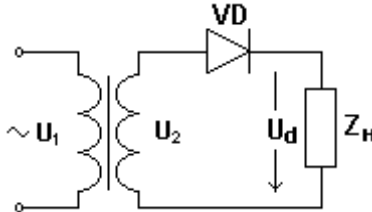


Рис. 2. Однополупериодный выпрямитель

#### *Работа на активную нагрузку*

Рассмотрим работу выпрямителя, пренебрегая индуктивностью рассеивания трансформатора ( $L_a$ ) и падениями напряжения в вентиле ( $\Delta U_v$ ) и во вторичной обмотке трансформатора:  $\Delta U_v = 0$ ,  $R_a = L_a = 0$ ,  $Z_n = R_d$ .

На входе действует синусоидальная ЭДС вторичной обмотки трансформатора  $u_2 = U_{2m} \sin(\omega t)$ . В однополупериодном выпрямителе



ток вторичной обмотки трансформатора, анодный ток вентиля и ток нагрузки равны между собой.

Пусть  $\theta = \omega t$ , тогда при  $0 < \theta < \pi$  ЭДС вторичной обмотки трансформатора положительна и диод открыт. Поскольку на открытом диоде падение напряжения равно нулю, то напряжение на нагрузке равно ЭДС вторичной обмотки трансформатора. Мгновенное значение тока в нагрузке  $i_d = (U_{2m} / R_d) \sin \theta$ .

При  $\pi < \theta < 2\pi$  ЭДС вторичной обмотки трансформатора отрицательна, к диоду приложено отрицательное напряжение и он закрыт:  $i_d = 0$ . Напряжение на нагрузке также равно нулю, и к закрытому диоду приложено напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, изображены на рис. 3.

Среднее значение выпрямленного напряжения определится:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \theta d\theta = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi}.$$

Коэффициент схемы:  $K_{сх} = U_d / U_2 = \sqrt{2} / \pi \approx 0.45$ .

Среднее значение выпрямленного тока и тока вентиля:

$$I_d = I_{a_{ср}} = U_d / R_d = U_{2m} / (\pi R_d) = I_{a_m} / \pi.$$

Действующее значение тока вентиля:

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_d^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{a_m}^2 \cdot \sin^2 \theta \cdot d\theta} = \frac{I_{a_m}}{2} = \frac{U_{2m}}{2R_d} = \frac{\pi U_d}{2R_d} = \frac{\pi}{2} I_d.$$

Максимальное обратное напряжение на диоде достигает амплитуды ЭДС вторичной обмотки трансформатора:  $U_{обр\max} = U_{2m} = \pi U_d$ .

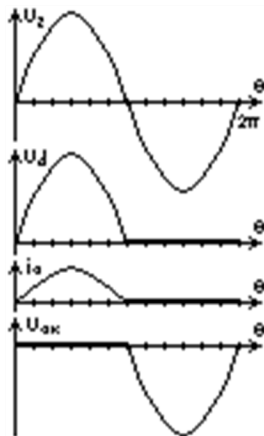


Рис. 3. Временные диаграммы ( $L_d = 0$ )

Согласно полученным данным вентиль должен допускать амплитудное значение тока и максимальное значение напряжения, по крайней мере, в  $\pi$  раз больше среднего значения тока и напряжения в нагрузке.



Рис. 4. R-нагрузка

Переменная составляющая выпрямленного тока и напряжения велика, а основная гармоника имеет частоту, совпадающую с частотой сети. Для удобства вычислений амплитуды пульсаций ось ординат проведем через максимальное значение выпрямленного напряжения, как показано на рис. 4.

Тогда  $u_d = U_{d_m} \cos \theta$ , т. е. четная функция.

При разложении в ряд Фурье четная функция дает члены, содержащие только косинусы. Амплитуда первой (основной) гармоники напряжения определится:

$$U_{d(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} u_d \cos \theta \cdot d\theta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} U_{d_m} \cdot \cos \theta \cdot \cos \theta \cdot d\theta = \frac{U_{d_m}}{2} = \frac{\pi}{2} U_d.$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике:  $k_{\pi} = U_{d(1)m} / U_d = \pi / 2$ .

Рассмотрим работу трансформатора. Примем, что коэффициент трансформации  $k_{\text{тр}} = U_1 / U_2$ . Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:  $I_2 = I_a = \pi I_d / 2$ .

Действующее значение ЭДС вторичной обмотки:  $U_2 = \pi U_d / \sqrt{2}$ .

Коэффициент формы тока, равный отношению действующего к среднему значению, вторичной обмотки трансформатора:  $d = I_2 / I_{2\text{cp}} = \pi / 2$ .

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора:

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi U_d}{\sqrt{2}} \frac{\pi I_d}{2} = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} P_d.$$

Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора можно определить из уравнения магнитного равновесия трансформатора, если пренебречь током намагничивания и учесть, что постоянная составляющая тока в первичную обмотку не трансформируется.

Уравнение магнитного равновесия:  $i_1 w_1 = -w_2 (i_2 - I_d)$ , откуда мгновенное значение первичного тока:  $i_1 = -(i_2 - I_d) w_2 / w_1$ . Отсюда видно, что ток первичной обмотки подобен току вторичной обмотки за исключением постоянной составляющей. Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 \cdot d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi \cdot k_{\text{тр}}^2} \left[ \int_0^{\pi} (i_2 - I_d)^2 d\theta + \int_{\pi}^{2\pi} (-I_d)^2 d\theta \right]} =$$

$$= \frac{1}{k_{\text{тр}}} \sqrt{I_2^2 - I_d^2} = \frac{I_d}{k_{\text{тр}}} \sqrt{d^2 - 1}.$$

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора:

$$S_1 = U_1 I_1 = U_2 k_{\text{тр}} \frac{I_d}{k_{\text{сх}}} \sqrt{d^2 - 1} = \frac{U_d}{k_{\text{сх}}} I_d \sqrt{d^2 - 1} = \frac{\sqrt{d^2 - 1}}{k_{\text{сх}}} P_d.$$

В связи с неравенством мощностей обмоток габаритные размеры трансформатора определяют по типовой мощности:  $S_T = (S_1 + S_2) / 2$ .

Основные параметры для различных схем выпрямления сведены в таблицу. Вывод этих соотношений для однополупериодной схемы выпрямления показан выше, вывод этих величин для остальных схем можно посмотреть в учебной литературе (см. библиографический список). Далее мы не будем рассматривать вывод всех этих величин для каждой схемы, а лишь проанализируем принципы работы самих схем.

*Особенность данной схемы выпрямления.* В сердечнике трансформатора за счет протекания постоянной составляющей тока вторичной обмотки создается добавочный постоянный магнитный поток, насыщающий сердечник трансформатора. Это явление называется вынужденным намагничиванием трансформатора. В результате насыщения намагничивающий ток трансформатора возрастает в несколько раз по отношению к нормальному режиму работы. Это ведет к необходимости увеличивать сечение проводов первичной обмотки и увеличивать размеры трансформатора.

**Основные параметры схем выпрямления при активной (индуктивной) нагрузке  
(при условии:  $L_a = r_a = 0$ )**

Схема	Трансформатор								Вентили				Нагрузка		Примечание
	$U_d/U_2$	$I_2/I_d$	$I_1/I_d$	$S_1/P_d$	$S_2/P_d$	$S_T/P_d$	$U_{ok}/U_d$	$I_a/I_d$	$I_{om}/I_d$	$m$	$p$	$q$			
1 п/п	0,45	1,57	1,23	2,68	3,49	3,09	3,14	1	3,14	1	1	1,57	0,9	v	
2 п/п	0,9	0,79 (0,71)	1,11 (1)	1,23 (1,11)	1,74 (1,57)	1,48 (1,34)	3,14	0,5	1,57 (1)	2	2	0,67			
1ф-м	0,9	1,11 (1)	1,11 (1)	1,23 (1,11)	1,23 (1,11)	1,23 (1,11)	1,57	0,5	1,57 (1)	4	2	0,67	0,827		
3ф-0	1,17	0,577	0,47	1,21	1,48 1,71-z	1,35 1,46-z	2,09	0,33	1,21 (1)	3	3	0,25			
3ф-м	2,34	0,817	0,817	1,05	1,05	1,05	1,05	0,33	1,045 (1)	6	6	0,057	0,955		
две 3ф-0	1,17	0,29	0,408	1,05	1,48	1,26	2,09	0,167	0,522 (0,5)	6	6	0,057			
6ф-0	1,35	0,408	0,577	1,28	1,8	1,55	2,1	0,167	0,95	6	6	0,057	0,989		
12 посл.	4,68	0,817	0,817 1,58*	0,523	0,523	0,523	0,523	0,333	1	12	12	0,014			
12 пар.	2,34	0,408	0,408 0,79*	0,523	0,523	0,523	1,045	0,167	0,5	12	12	0,014			

*Примечание:* z – для соединения зигзаг; \* – для сетевого тока;  
 обозначение схем: 1 п/п – однополупериодная; 2 п/п – двухполупериодная; 1ф-м – однофазная мостовая;  
 3ф-0 – трехфазная нулевая; 3ф-м – трехфазная мостовая; две 3ф-0 – две трехфазные нулевые схемы с уравнительным реактором; 6ф-0 –  
 шестифазная нулевая; 12 посл. – двенадцатипульсовая с последовательным включением двух трехфазных мостовых схем; 12 пар. –  
 двенадцатипульсовая с параллельным включением двух трехфазных мостовых схем.

### Работа на активно-индуктивную нагрузку

Индуктивность часто входит в цепь нагрузки: обмотки электрических машин, фильтр для сглаживания пульсаций тока и т. д. Вследствие наличия индуктивности изменение тока происходит более медленно из-за возникновения ЭДС самоиндукции, которая направлена против изменения тока. При возрастании тока ЭДС самоиндукции направлена встречно, а при спаде – согласно направлению тока.

Работу схемы (рис. 5) можно анализировать, если рассматривать вентиль в качестве ключа. Ключ в цепи замыкается (диод открывается) при положительном напряжении анод-катод. Размыкание ключа происходит при уменьшении тока в диоде до нуля. Периодическое размыкание-замыкание ключа приводит к возникновению квазиустановившихся переходных процессов, которые можно рассчитать одним из изученных в курсе «Теория электрических цепей» методом, например, классическим.

Когда диод открыт, справедливы следующие соотношения:  $i_a = i_2 = i_d = i$ ;  $U_d = U_2$ ;  $U_L + U_R - U_d = 0$  (по второму закону Кирхгофа для цепи протекания тока нагрузки), откуда следует, что  $L_d di / dt + iR_d = U_{2m} \sin \theta$ .

Решение этого уравнения дает закон изменения тока в цепи нагрузки:

$$i = I_m \sin(\theta - \varphi) + I_m \sin(\varphi) e^{-\frac{R_d}{L_d} t},$$

где  $I_m = \frac{U_{2m}}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}}$ ;  $\varphi = \arctg \frac{X_d}{R_d}$ ;  $X_d = \omega L_d$ .

Когда напряжение вторичной обмотки трансформатора максимально, ток в цепи еще не достигает максимального значения. Когда же напряжение вторичной обмотки трансформатора снижается, то энергия, запасенная в индуктивности, поддерживает протекание тока. Даже

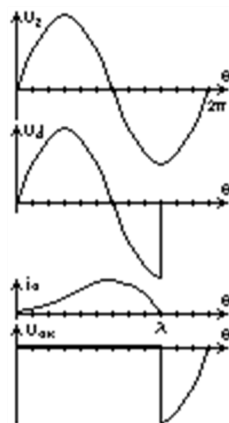


Рис. 5.  $RL$ -нагрузка

когда напряжение вторичной обмотки трансформатора становится отрицательным, ток в цепи продолжает протекать. Длительность протекания тока ( $\lambda$ ) зависит от величины индуктивности. Среднее значение выпрямленного напряжения окажется меньше, чем при активной нагрузке.

При  $X_L / R_d > 10$ , т. е. когда  $X_L \gg R_d$  можно говорить об индуктивном характере нагрузки (идеальный вариант:  $L \rightarrow \infty$ ). В этом случае длительность протекания тока стремится к  $2\pi$ , а среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю, хотя ток максимален (так как  $R_d$  мало). Как не парадоксален на первый взгляд этот вывод, он вполне объясним с точки зрения физики. Не нужно забывать, что мгновенные значения напряжения вторичной обмотки трансформатора не равны нулю, поэтому все переменное напряжение падает на индуктивности и только его среднее значение равно нулю.

Из выражения для тока можно определить длительность протекания тока через вентиль ( $\lambda$ ). Для этого учтем, что при  $\theta = \lambda$  ток становится равным нулю.

$$\sin(\lambda - \varphi) + \sin(\varphi)e^{-\frac{R_d t}{L_d}} = 0.$$

Уравнение трансцендентно относительно  $\lambda$ , так как  $t = f(\lambda)$ , и требует специальных методов решения.

### *Работа на активно-емкостную нагрузку*

Для простоты анализа процессов в схеме рассмотрим работу неуправляемого выпрямителя на емкостной фильтр при чисто активном характере нагрузки ( $L_d = 0$ ). Конденсатор включается параллельно

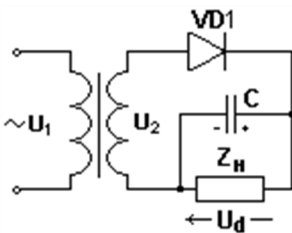


Рис. 6. RC-нагрузка

нагрузке. Схема включения емкостного фильтра показана на рис. 6.

Когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора превышает напряжение на конденсаторе, тогда диод открыт, в нагрузку приложено фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора, конденсатор заряжается от ЭДС вторичной обмотки трансформатора. Поскольку сопротивление цепи заряда конденсатора

мало, то постоянная времени заряда мала и темп заряда быстрый, практически полностью совпадающий с темпом изменения фазного напряжения.

Когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора меньше, чем напряжение на конденсаторе, то диод закрыт, в нагрузку приложено напряжение конденсатора, конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки. Очевидно, что для получения сглаженного напряжения в нагрузке необходимо иметь большую постоянную времени разряда конденсатора. Это достигается либо увеличением емкости конденсатора, либо включением данной схемы на большое сопротивление нагрузки.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, представлены на рис. 7. Из временных диаграмм видно, что длительность проводящего состояния вентиля  $\lambda$  уменьшается по сравнению со схемой выпрямления без емкостного фильтра. Причем, чем больше постоянная времени разряда конденсатора, тем меньше  $\lambda$ . Напряжение на закрытом вентиле определится как разность между напряжением на вторичной обмотке трансформатора и напряжением на конденсаторе.

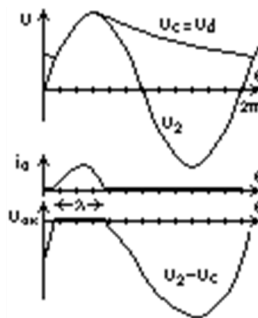


Рис. 7. RC-нагрузка

### Управляемый однополупериодный выпрямитель

Если в схеме (см. рис. 2) заменить диод на тиристор (или транзистор), то можно получить управляемый выпрямитель. Задерживая момент включения тиристора относительно точки естественного включения диода (прохождение синусоиды  $U_2$  через ноль в положительном направлении) на угол  $\alpha$ , называемый углом управления, можно регулировать величину выпрямленного напряжения в нагрузке.

При анализе режимов прерывистого тока (РПТ) в выпрямителях, т. е. когда ток в нагрузке прерывистый, используют угол  $\psi$  – угол отсчета начала проводимости вентиля относительно прохождения синусоиды через ноль в положительном направлении. Для однофазных схем выпрямления:  $\psi = \alpha$ .

Временные диаграммы при активно-индуктивном характере нагрузки для угла управления  $\alpha = 60^\circ$  и длительности проводящего состояния тиристора  $\lambda = 180^\circ$  изображены на рис. 8.

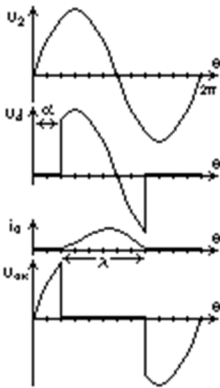


Рис. 8. Управляемый выпрямитель (УВ)

В общем случае среднее значение выпрямленного напряжения определится:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} \sqrt{2} \cdot U_2 \sin \theta \cdot d\theta =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{2\pi} [\cos \psi - \cos(\psi + \lambda)] = f(\alpha, \lambda).$$

Методику построения внешних характеристик, т. е. зависимости среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения выпрямленного тока в режиме прерывистого тока рассматривать не будем.

### *Работа на активно-индуктивную нагрузку с противоЭДС*

Примером такой нагрузки может служить якорная цепь двигателя постоянного тока (рис. 9). Временные диаграммы, соответствующие углу управления  $\alpha = 60^\circ$ , длительности проводящего состояния тиристора  $\lambda = 150^\circ$  и выбранному значению ЭДС, равному половине максимального значения фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора, приведены на рис. 10.

Из эпюры видно, что напряжение на вентиле становится положительным в момент равенства напряжения вторичной обмотки трансформатора величине противоЭДС нагрузки. Подача управляющего импульса на тиристор до этого момента времени не приведет к открыванию тиристора, а значит, приведет к потере управляемости. Следовательно, угол управления должен быть ограничен на минимальном уровне ( $\alpha \geq \alpha_{\min}$ ) для устойчивой работы преобразователя.

При  $L_d = 0$  тиристор будет закрываться, когда  $U_2$  станет меньше чем ЭДС  $E$ . В случае  $L_d \rightarrow \infty$  тиристор не будет закрываться в течение всего периода. При конечном значении индуктивности в нагрузке вен-

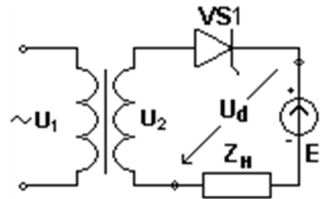


Рис. 9. Работа на ДПТ



тель будет проводить в течение какого-то интервала  $\lambda$ , определяемого параметрами схемы.

В течение проводимости вентиля в нагрузку приложено напряжение вторичной обмотки трансформатора. Когда вентиль закрыт, напряжение на нагрузке равно величине противоЭДС. Напряжение анод–катод закрытого вентиля определится разностью напряжения вторичной обмотки трансформатора и противоЭДС нагрузки.

### Работа схемы при наличии нулевого диода

Для улучшения коэффициента мощности, о котором будет сказано ниже, и исключения влияния индуктивности нагрузки на уровень средневывпрямленного напряжения при регулировании преобразователя используют так называемый нулевой диод, включенный параллельно нагрузке (рис. 11). Это дает возможность исключить приложение отрицательного напряжения в нагрузку и, как следствие, повышает диапазон изменения угла регулирования, что, в свою очередь, дает возможность более плавно регулировать напряжение в нагрузке.

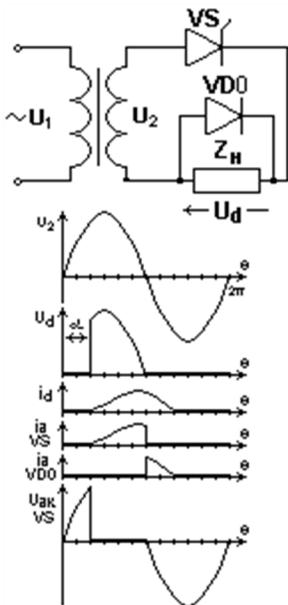


Рис. 11. УВ с нулевым диодом

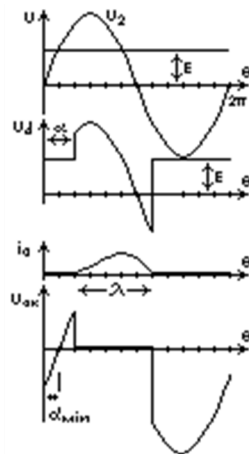


Рис. 10. Работа на противоЭДС

На рис. 11 изображены временные диаграммы для активно-индуктивной нагрузки, когда угол управления  $\alpha = 60^\circ$ , а длительность тока в нагрузке составляет  $180^\circ$ .

На рис. 11 изображены временные диаграммы для активно-индуктивной нагрузки, когда угол управления  $\alpha = 60^\circ$ , а длительность тока в нагрузке составляет  $180^\circ$ .

На интервале  $(\alpha, \pi)$  вентиль открыт, ток от вторичной обмотки трансформатора протекает через тиристор и нагрузку. В нагрузку приложено напряжение вторичной обмотки трансформатора, в индуктивности нагрузки запасается энергия.

В момент  $\theta = \pi$  напряжение на вторичной обмотке трансформатора становится равным

нулю. Когда ток нагрузки начинает спадать из-за возникновения ЭДС самоиндукции в индуктивности нагрузки открывается нулевой диод. Ток нагрузки замыкается через нулевой диод. Энергия, накопленная в индуктивности, отдается в цепь нагрузки, а напряжение на закороченной нагрузке равно нулю. На интервале  $(\pi, 2\pi)$  к тиристорному прикладывается отрицательное напряжение вторичной обмотки трансформатора и он закрыт. Из временных диаграмм видно, что выпрямленное напряжение имеет такой же вид, как и при чисто активном характере нагрузки, независимо от величины индуктивности.

## 1.2. Двухполупериодный выпрямитель

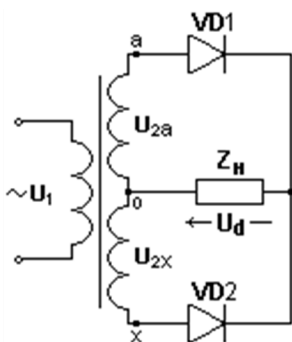


Рис. 12. Двухполупериодная схема с нулевым выводом

Двухполупериодная схема выпрямления с выводом нулевой точки трансформатора представлена на рис. 12.

Данная схема по своей сути является двухфазной, так как вторичные обмотки трансформатора создают две ЭДС, равные по амплитуде, но сдвинутые относительно друг друга на полупериод.

Условимся, что в дальнейшем, говоря о фазном или линейном напряжении, если нет специальных оговорок, мы будем иметь в виду фазное или линейное напряжение вторичной обмотки трансформатора.

### Работа на активную нагрузку

Принимаем, что  $\Delta U_v = 0$ ,  $R_a = L_a = 0$ ,  $Z_n = R_d$ . Временные диаграммы, соответствующие этому режиму работы показаны на рис. 13.

Вентили  $VD_1$ ,  $VD_2$  соединены катодами и образуют положительный вывод на нагрузку. Аноды вентилей подсоединены к фазным выводам вторичной обмотки трансформатора, нулевая точка которого образует отрицательный вывод на нагрузку. Из вентилей катодной группы, т. е. объединенных катодами, проводит ток тот вентиль, напряжение анод-катод которого максимально, т. е. потенциал анода которого наибольший.

Возможен вариант, когда вентили соединены анодами, а катодами подсоединены к фазам трансформатора. В этом случае общая точка анодов образует отрицательный вывод на нагрузку, а нулевая точка трансформатора – положительный вывод. Из двух вентилей будет проводить ток тот, потенциал катода которого наименьший, т. е. напряжение анод-катод максимально.

Точками естественной коммутации, т. е. моментами перехода тока нагрузки с одного диода на другой, будут моменты равенства фазных напряжений. Для рассматриваемой схемы – это моменты прохождения фазного напряжения через нуль в положительном направлении.

В результате на интервале  $(0, \pi)$  открыт  $VD_1$  и в нагрузку приложено напряжение фазы  $a$ .

На интервале  $(\pi, 2\pi)$  открыт  $VD_2$  и в нагрузку приложено напряжение фазы  $x$ . К закрытому диоду  $VD_1$  приложено линейное напряжение  $U_{ax}$ , так как к аноду приложено напряжение фазы  $a$ , а к катоду через открытый второй диод – напряжение фазы  $x$ . Поскольку напряжения фаз  $a$  и  $x$  сдвинуты на  $180^\circ$ , то амплитуда линейного напряжения в два раза больше амплитуды фазного напряжения.

Выпрямленное напряжение определится по следующей формуле:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} \cdot U_2 \sin \theta \cdot d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2.$$

Среднее значение тока вентилей и тока вторичной обмотки трансформатора:  $I_{a_{cp}} = I_2 = I_d / 2$ . Максимальное значение тока вентилей:

$$I_{a_{max}} = \frac{U_{2max}}{R_d} = \frac{\pi U_d}{2R_d} = \frac{\pi}{2} I_d.$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле:

$$U_{обрmax} = 2U_{2m} = \pi U_d.$$

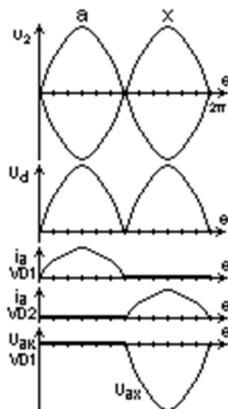


Рис. 13. R-нагрузка

Поскольку вентили пропускают ток поочередно, то токи во вторичных обмотках трансформатора за период создают встречно направленные потоки, и в сердечнике трансформатора нет вынужденного намагничивания.

Токи вторичной и первичной обмоток трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_2^2 d\theta} = \frac{\pi}{4} I_d,$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta} = \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cdot k_{тр}} I_d.$$

По сравнению с однополупериодной схемой выпрямления данная схема выдает меньшую амплитуду пульсаций в нагрузке. Частота основной гармоники пульсаций вдвое больше частоты сети. В рассматриваемой схеме трансформатор лучше используется, так как ток первичной обмотки трансформатора – переменный, а во вторичной обмотке трансформатора намагничивающие силы взаимно компенсируют друг друга, что ведет к отсутствию вынужденного намагничивания. Недостаток – в необходимости вывода средней (нулевой) точки трансформатора.

#### *Работа на активно-индуктивную нагрузку*

Особенность режима в том, что даже при конечной индуктивности ток нагрузки не спадает до нуля, а переключается на другой вентиль с какого-то конечного значения. При росте индуктивности пульсации выпрямленного напряжения уменьшаются. В случае  $L_d \rightarrow \infty$  ( $X_L / R_d > 10$ ) ток можно считать идеально сглаженным. В таком режиме токи диодов, вторичный и первичный токи обмоток трансформатора принимают форму прямоугольных импульсов. Длительность проводимости вентиля  $\lambda = \pi$ , а напряжение на нагрузке повторяет форму вторичных напряжений.

Работу двухполупериодного выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку рассмотрим при следующих допущениях:  $\Delta U_v = 0$ ,  $R_a = L_a = 0$ ,  $L_d \rightarrow \infty$ . Временные диаграммы, соответствующие указанным условиям, представлены на рис. 14.

Среднее значение тока вентиля, как и в случае чисто активной нагрузки, равно:  $I_{a_{cp}} = I_2 = Id / 2$ . Максимальное значение тока вентиля:  $I_{a_{max}} = Id$ , в то время как при чисто активной нагрузке:  $I_{a_{max}} = \pi Id / 2$ .

Действующее значение тока вентиля:

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\theta} = \frac{1}{\sqrt{2}} Id .$$

Вследствие того что токи во вторичной обмотке содержат постоянную составляющую и гармоники, полная мощность вторичной обмотки выше, чем первичной. Как видно из таблицы основных параметров при активно-индуктивной нагрузке трансформатор лучше используется по мощности (выше коэффициент мощности).

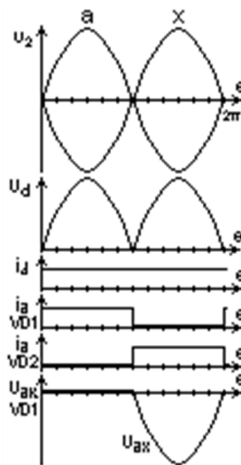


Рис. 14.  $RL$ -нагрузка

### Работа на противоЭДС

А)  $L_d = 0, L_a = 0$ . Временные диаграммы для этих условий изображены на рис. 15, а. Мгновенное значение тока нагрузки определится:

$$i_d = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2 \sin \theta - E}{R_d} .$$

Характер тока – прерывистый. Работу двухполупериодного выпрямителя в режиме прерывистого тока можно рассматривать на примере однополупериодной схемы, на которой двухполупериодный выпрямитель представлен как два однополупериодных. Работа однополупериодного выпрямителя была рассмотрена выше. Вентиль открывается, когда  $U_{2max} \sin \psi = E$ . Отсюда  $\psi = \arcsin(E / U_{2max})$ .

Б)  $L_d \rightarrow \infty, L_a = 0$ . Временные диаграммы для этих условий изображены на рис. 15, б. Характер тока непрерывный, ток идеально сглажен и равен  $I_d$ . Когда  $u_2 > E$  в индуктивности нагрузки происходит накопление энергии, которая отдается, когда  $u_2 < E$ .

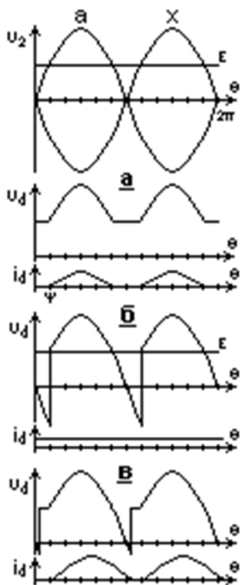


Рис. 15. Работа на противоЭДС

В)  $0,1 < X_L / R_d < 10$ . Временные диаграммы при конечной индуктивности нагрузки представлены на рис. 15, в. В зависимости от величины индуктивности ток может быть как прерывистым, так и непрерывным.

По второму закону Кирхгофа:  $u_2 = E + L_d \cdot di_2 / dt$ . Поскольку падение напряжения на индуктивности равно нулю, то длительность протекания тока можно определить решением последнего уравнения:

$$\int_{\psi}^{\psi+\lambda} (\sqrt{2} \cdot U_2 \sin \theta - E) d\theta = 0. \quad (1)$$

Учитывая, что  $E = U_{2\max} \sin \psi$ , получим

$$\int_{\psi}^{\psi+\lambda} (\sin \theta - \sin \psi) d\theta = 0. \quad (2)$$

Решая уравнения (1) или (2) графически или аналитически, можно найти  $\psi$  и  $\lambda$  в зависимости от величины  $E$ .

### Явление коммутации

В трансформаторах средней и большой мощности индуктивные сопротивления обмоток, обусловленные потоком рассеивания, значительно выше их активных сопротивлений. Необходимо учитывать эти индуктивности в анодных цепях вентилей:  $X_a = \omega L_a = X_{S2} + X_{S1}'$ , где  $X_{S1}' = X_{S1} k_{\text{тр}}^2$  – приведенное ко вторичной обмотке индуктивное сопротивление первичной обмотки ( $X_{S1}$ ), а  $X_{S2}$  – индуктивное сопротивление вторичной обмотки. Если учесть индуктивное сопротивление сети, то  $X_a = X_{S2} + (X_{S1} + X_{\text{сети}}) k_{\text{тр}}^2$ .

Наличие потоков рассеивания приводит к тому, что продолжительность работы вентиля может оказаться больше интервала положи-

тельного напряжения анод-катод вентиля. Возникают моменты времени, когда ток проводят два вентиля одной группы (анодной или катодной), причем в одном вентиле ток спадает, а в другом нарастает. Эти интервалы называют периодом коммутации ( $\gamma$ ).

Рассмотрим работу схемы с учетом коммутации при следующих допущениях:  $\Delta U_v = 0$ ,  $R_a = 0$ ,  $L_d \rightarrow \infty$ ,  $L_a \neq 0$  ( $\gamma = 60^\circ$ ). Временные диаграммы, соответствующие данным условиям, изображены на рис. 16.

В работе схемы существует три характерных интервала.

1.  $\gamma < \theta < \pi$ . Ток протекает через один вентиль  $VD1$ . В нагрузку приложено напряжение фазы  $a$ . Анодный ток вентиля равен току нагрузки, который идеально сглажен ( $L_d \rightarrow \infty$ ).

2.  $0 \leq \theta \leq \gamma$  и  $\pi \leq \theta \leq \pi + \gamma$ . Ток пропускают одновременно два вентиля  $VD1$  и  $VD2$ . Цепь нагрузки можно рассматривать как идеальный источник тока, обеспечивающий неизменный ток в нагрузке. В нагрузку приложено напряжение, равное полусумме напряжений фаз  $a$  и  $x$  (это можно определить использованием метода двух узлов). Полусумма фаз, сдвинутых на полпериода, равна нулю. Ток вентиля  $VD1$  спадает, а вентиля  $VD2$  – возрастает. Через открытые вентиля фазы замкнуты друг на друга. Составив уравнения по второму закону Кирхгофа и решив их, получим следующие законы изменения для токов:

$$i_{2x} = \frac{E_{2m}}{X_a}(1 - \cos \theta), \quad i_{2a} = \frac{E_{2m}}{X_a}(\cos \theta - 1) + I_d.$$

Учитывая, что при  $\theta = \gamma$  ток  $i_{2x} = I_d$ , определим угол коммутации  $\gamma$ . Отметим, что в любой момент времени:  $i_{2a} + i_{2x} = I_d$ .

3.  $\pi + \gamma < \theta < 2\pi$ . Ток протекает только через вентиль  $VD2$ . В нагрузку приложено напряжение фазы  $x$ . Анодный ток вентиля равен току нагрузки. К закрытому диоду  $VD1$  приложено линейное напряжение  $U_{ax}$ .

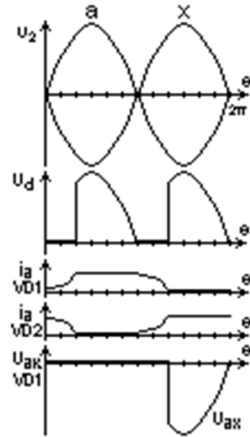


Рис. 16. Коммутация

### *Внешняя характеристика*

С учетом всех потерь в цепи протекания выпрямленного тока можно вывести следующую зависимость средневых выпрямленного напряжения от средневых выпрямленного тока (т. е. внешнюю характеристику выпрямителя):

$$U_d = U_{d_0} - \Delta U_v - I_d R_a - \Delta U_\gamma .$$

Данная зависимость – уравнение прямой линии. Здесь  $U_{d_0} = k_{cx} U_2$  – средневых выпрямленное напряжение при х.х.;  $\Delta U_v$  – падение напряжения на вентиле в открытом состоянии;  $I_d R_a$  – падение напряжения на активном сопротивлении трансформатора;  $\Delta U_\gamma$  – среднее значение потерь напряжения от коммутации. Причем

$$\Delta U_\gamma = \frac{1}{\pi} \int_0^\gamma U_{2m} \sin \theta \cdot d\theta = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 - \cos \gamma) .$$

Учитывая, что  $1 - \cos \gamma = x_a \cdot I_d / U_{2m}$  (см. выше), имеем:  $\Delta U_\gamma = x_a \cdot I_d / \pi$ .

### *Управляемый выпрямитель*

Для регулирования среднего значения выпрямленного напряжения необходимо изменять момент открывания тиристора (угол  $\alpha$ ). Временные диаграммы для угла управления  $\alpha = 60^\circ$  при различном характере нагрузки представлены на рис. 17. Цифре 1 соответствует чисто активная нагрузка ( $L_d = 0, L_a = 0$ ). Цифре 2 – режим  $L_d \rightarrow \infty, L_a = 0$ , а цифре 3 соответствует режим при конечной индуктивности нагрузки ( $\lambda = 150^\circ$ ) и  $L_a = 0$ .

В режиме прерывистого тока при  $L_d = 0$  средневых выпрямленное напряжение определится:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi \sqrt{2} \cdot U_2 \sin \theta \cdot d\theta = U_{d_0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} .$$



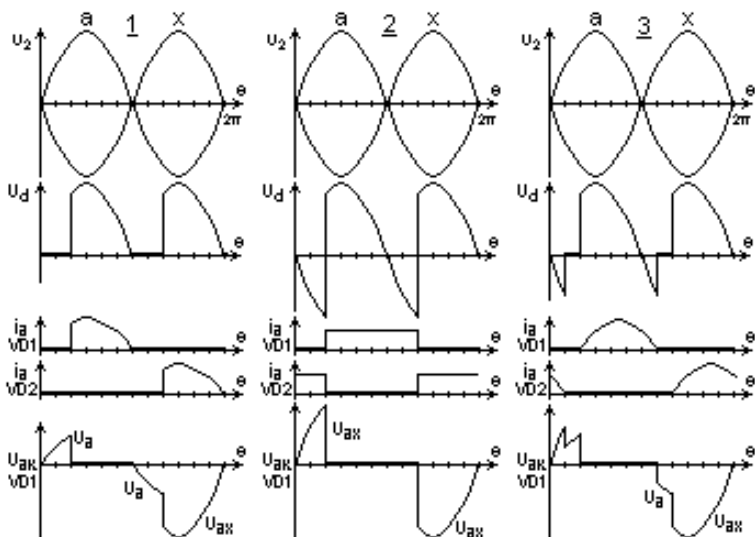


Рис. 17. К работе УВ:

1 -  $L_d = 0$ ; 2 -  $L_d \rightarrow \infty$ ; 3 -  $\lambda = 150^\circ$

Как видно из анализа временных диаграмм, граничный (предельно-непрерывный) режим при чисто активной нагрузке ( $L_d = 0$ ) наступает при угле регулирования  $\alpha = 0$ .

В режиме непрерывного тока средневыпрямленное напряжение:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \cdot U_2 \sin \theta \cdot d\theta = U_{d0} \cos \alpha .$$

Эти соотношения, показывающие связь средневыпрямленного напряжения с углом управления, называются регулировочными характеристиками преобразователя.

Для управляемого преобразователя уравнение внешней характеристики примет вид

$$U_d = U_{d0} \cos(\alpha) - \Delta U_v - I_d R_a - \Delta U_\gamma .$$

### Энергетические характеристики преобразователя

КПД выпрямителя называют отношение активной мощности, выделяющейся в нагрузке, к суммарной активной мощности, потребляемой из сети:  $\eta = P_d / P_1$ .

Если принять ток в нагрузке идеально сглаженным, то активная мощность, выделяющаяся в нагрузке, определится:  $P_d = U_d \cdot I_d$ .

Мощность, потребляемую из сети, можно представить как сумму мощности, выделяющейся в нагрузке, и суммарными потерями в преобразователе:

$$P_1 = P_d + \Sigma \Delta P.$$

Суммарные потери в преобразователе складываются из потерь в трансформаторе ( $\Delta P_{тр}$ ); потерь в вентилях ( $\Delta P_v$ ); потерь в фильтре ( $\Delta P_{др}$ ); потерь на вспомогательные нужды ( $\Delta P_{всп}$ ): схему управления, охлаждение вентиляей, световую индикацию и т. п.

Коэффициентом мощности выпрямителя ( $\chi$ ) называется отношение активной мощности, потребляемой из сети, к полной мощности, потребляемой выпрямителем:  $\chi = P_1 / S_1$ .

Полагая напряжение питающей сети синусоидальным, можно записать:

$$P_1 = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1.$$

Поскольку  $S_1 = U_1 I_1$ , то коэффициент мощности определится:  $\chi = v \cos \varphi_1$ , где  $v = I_{1(1)} / I_1$  – коэффициент искажения тока;  $\varphi_1$  – угол сдвига фаз между напряжением сети и первой гармоникой тока первичной обмотки трансформатора.

Коэффициент искажения зависит от схемы выпрямления и характера нагрузки, поскольку от этих факторов зависят амплитуды и действующие значения гармонических составляющих в кривой тока  $i_1$ .

Угол сдвига первой гармоники потребляемого тока от напряжения питания зависит от угла управления и угла коммутации и при  $L_d \rightarrow \infty$ :  $\varphi \approx \alpha + \gamma / 2$ . Это справедливо для всех схем, кроме схем с нулевым диодом и мостовых несимметричных выпрямителей.

Повысить коэффициент мощности можно:

– если применять схемы с нулевым вентилем (как рассмотрено выше);

– при использовании полууправляемых мостовых схем (как будет рассмотрено ниже);

– если применять схемы со ступенчатым регулированием выходного напряжения (как будет рассмотрено ниже).

Кроме того, для улучшения коэффициента мощности к сети, питающей преобразователь, подключают генераторы реактивной мощности (синхронные компенсаторы или конденсаторы). Для повышения коэффициента мощности также используют компенсационные преобразователи, в которых коммутация токов вентилях происходит не с отставанием, а с опережением относительно точек естественной коммутации, в связи с чем потребляемый ток имеет опережающий характер.

### *Баланс мощностей*

При допущении, что сетевое напряжение синусоидально, т. е. сеть имеет бесконечную мощность (мощность сети много больше мощности преобразователя), можно записать следующие соотношения.

Активная мощность:  $P_1 = vU_1 I_1 \cos \varphi$ .

Реактивная мощность:  $Q_1 = vU_1 I_1 \sin \varphi$ .

Мощность искажений, вызванная протеканием высших гармонических составляющих тока:  $T_1 = S_1 \sqrt{1 - v^2}$ .

Полная мощность определится:  $S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + T_1^2}$ . Это и есть уравнение баланса мощностей.

## **1.3. Однофазный мостовой выпрямитель**

Мостовая схема выпрямления приведена на рис. 18. Два вентиля:  $VD1$  и  $VD3$ , соединенные катодами, образуют катодную группу. Два вентиля:  $VD2$  и  $VD4$ , соединенные анодами, образуют анодную группу. В две вершины моста подается питающее напряжение, с общей точки катодов образуется положительный вывод на нагрузку, с общей точки анодов образуется отрицательный вывод на нагрузку. Можно сразу отметить, что мостовая схема не требует силового нуля трансформатора

и поэтому возможно бестрансформаторное подключение мостового выпрямителя к сети.

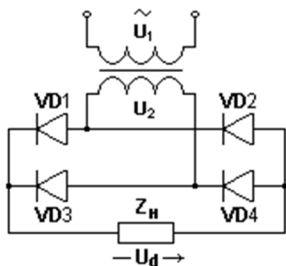


Рис. 18. Мостовой выпрямитель

Временные диаграммы для неуправляемого мостового выпрямителя при условии  $\Delta U_v = 0$ ,  $R_a = L_a = 0$ ,  $Z_H = R_d$  представлены на рис. 19 с обозначением 1. В каждый момент времени открыто два вентиля: один вентиль в анодной группе, потенциал катода которого наименьший, а другой – в катодной группе, потенциал анода которого наибольший. Пояснения к временным диаграммам приведены ниже.

Сравнивая временные диаграммы для мостовой схемы выпрямления с временными диаграммами для нулевого двухполупериодного выпрямителя, отметим, что  $U_d$ ,  $I_d$ ,  $I_a$ ,  $I_{am}$ ,  $I_1$  такие же, как у последнего и рассчитываются по тем же самым формулам. Отличие – в амплитуде обратного напряжения. Если в двухполупериодной схеме к закрытому вентилю прикладывается линейное напряжение  $U_{ax}$ , то в мостовой схеме – фазное.

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{2} \cdot U_2 = \pi \cdot U_d / 2.$$

Сравнение однофазной мостовой схемы выпрямления и двухполупериодной схемы выпрямления с нулевым выводом позволяет отметить следующие достоинства и недостатки. При одинаковой величине средневывпрямленного напряжения обратное напряжение на закрытом вентилю в мостовой схеме в два раза меньше. В нулевой схеме в два раза меньше число вентиляей. Расчетная мощность трансформатора в мостовой схеме меньше (см. таблицу). Если требуемый коэффициент трансформации равен единице, то мостовую схему можно включать непосредственно в сеть переменного тока без трансформатора.

На рис. 19, позиция 1 изображены временные диаграммы, соответствующие работе неуправляемого мостового выпрямителя на чисто активную нагрузку. На интервале  $(0, \pi)$  открыты диоды  $VD1$ ,  $VD4$ . Напряжение вторичной обмотки трансформатора приложено в нагрузку. На интервале  $(\pi, 2\pi)$  открыты диоды  $VD2$ ,  $VD3$ . И в нагрузку снова приложено напряжение вторичной обмотки трансформатора. К закрытому вентилю приложено фазное напряжение.

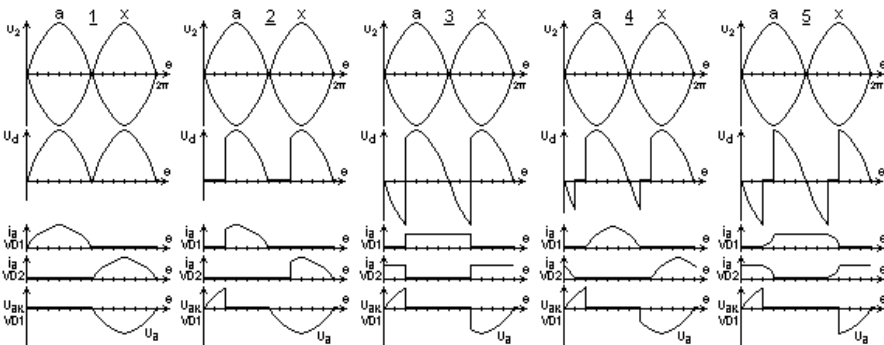


Рис. 19. К работе мостового выпрямителя

На рис. 19, позиция 2 показаны временные диаграммы, соответствующие работе управляемого мостового выпрямителя ( $\alpha = 60^\circ$ ) на чисто активную нагрузку. Видно, что характер тока в нагрузке становится прерывистым. На интервале  $(\alpha, \pi)$  открыты тиристоры  $VS1, VS4$ . Когда фазное напряжение становится отрицательным, тиристоры закрываются и наступает бестоковая пауза, поскольку на очередные тиристоры ( $VS2, VS3$ ) не поданы управляющие импульсы (УИ). В момент времени  $\theta = \pi + \alpha$  подаются управляющие импульсы на тиристоры  $VS2, VS3$ . Отметим, что для работоспособности схемы необходимо подавать УИ на оба тиристора одновременно. Это отличительная особенность мостовых схем. На интервале  $(\pi + \alpha, 2\pi)$  проводят тиристоры  $VS2, VS3$ . Отметим, что ток во вторичной обмотке трансформатора переменный. Нарисуйте эту временную диаграмму самостоятельно.

На рис. 19, позиция 3 приведены временные диаграммы, соответствующие работе управляемого мостового выпрямителя ( $\alpha = 60^\circ$ ) на большую индуктивную нагрузку ( $L_d \rightarrow \infty$ ). Ток в нагрузке идеально сглажен, а значит, токи через тиристоры имеют прямоугольную форму ( $L_a = 0$ ). Очередная пара тириستоров проводит ток до тех пор, пока не откроется следующая пара вентилей. Протекание тока при отрицательном фазном напряжении поддерживается ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки.

На рис. 19, позиция 4 изображены временные диаграммы, соответствующие работе управляемого мостового выпрямителя ( $\alpha = 60^\circ$ ) при конечной индуктивности нагрузки ( $\lambda = 150^\circ$ ) и не учете индуктивности рассеивания трансформатора ( $L_a = 0$ ).

На рис. 19, позиция 5 приведены временные диаграммы, соответствующие работе управляемого мостового выпрямителя ( $\alpha = 60^\circ$ ) при индуктивности нагрузки ( $L_d \rightarrow \infty$ ) и учете индуктивности рассеивания трансформатора ( $\gamma = 30^\circ$ ).

## 1.4. Фильтры

Сглаживающие фильтры применяются для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения до уровня, который требуется по условиям эксплуатации.

Введем понятие допустимого коэффициента пульсаций:  $k_{п(1)} = U_{m(1)} / U_d$ . Это отношение амплитуды основной гармоники пульсаций к постоянной составляющей напряжения.

Коэффициент фильтрации определится:  $k_{\phi} = U_{m(1)вх} / U_{m(1)вых}$ . Здесь  $U_{m(1)вх}$  – амплитуда основной гармоники пульсаций на входе фильтра, а  $U_{m(1)вых}$  – амплитуда основной гармоники пульсаций на выходе фильтра. Коэффициент фильтрации показывает, во сколько раз уменьшается амплитуда пульсаций основной гармоники на выходе по сравнению с входом.

Оценку сглаживающего действия фильтра проводят по величине коэффициента сглаживания, равному отношению коэффициента пульсаций на входе фильтра (выходе выпрямителя) к коэффициенту пульсаций на выходе фильтра (входе нагрузки) для какой-то гармоники:  $k_{сг(n)} = k_{п(n)вх} / k_{п(n)вых}$ .

Обычно сглаживающее действие фильтра оценивают по основной гармонике и зачастую индекс гармоники опускают. Коэффициент сглаживания можно записать так:

$$k_{сг} = \frac{U_{m(1)вх}}{U_{d_{вх}}} : \frac{U_{m(1)вых}}{U_{d_{вых}}} = k_{пер} k_{\phi}.$$

В этой формуле коэффициент передачи постоянной составляющей напряжения с входа фильтра на его выход  $k_{пер} = U_{d_{вых}} / U_{d_{вх}}$  характеризует потери напряжения в фильтре. Пренебрегая потерями в фильтре ( $k_{пер} = 1$ ), запишем:  $k_{сг} \approx k_{\phi}$ .

Коэффициент пульсаций на входе фильтра зависит от схемы выпрямления и определяется из выражения:  $k_{п(1)вх} = 2 / (p^2 - 1)$ , где  $p$  – число пульсаций выпрямленного напряжения за период питающей сети.

При выборе фильтра необходимо учитывать условия, при которых работает фильтр, с тем чтобы не искажался режим работы потребителя, а также не ухудшался режим работы преобразователя. Во избежание искажения режима работы потребителя следует предусматривать малое выходное сопротивление фильтра. Для того чтобы не ухудшался режим работы преобразователя, необходимо правильно подбирать параметры и схему фильтра. Так, для выпрямителей малой мощности при больших сопротивлениях нагрузки применяют емкостные фильтры. Для выпрямителей большой мощности используют индуктивные фильтры. Рассмотрим простейшие фильтры на пассивных элементах.

### Индуктивный фильтр

Сглаживающее действие индуктивности (рис. 20) основано на ее малом сопротивлении постоянному току и большом сопротивлении переменному току. Катушка индуктивности включается последовательно с нагрузкой обеспечивает сглаживание выпрямленного тока. Применяется такой фильтр для выпрямителей большой и средней мощности.

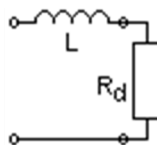


Рис. 20. L-фильтр

Амплитуда переменной составляющей напряжения на нагрузке определится:

$$U_{m(1)вых} = \frac{U_{m(1)вх} R_d}{\sqrt{R_d^2 + (p\omega L_d)^2}},$$

где  $p$  – число пульсаций за период сети;  $\omega$  – частота сети.

Отсюда можно определить требуемую индуктивность для обеспечения заданного коэффициента пульсаций на нагрузке ( $k_{п(1)}$ ):

$$L_d = \frac{R_d}{p\omega} \sqrt{k_{сг}^2 - 1} \approx \frac{R_d}{p\omega} k_{сг} = \frac{2R_d}{p\omega(p^2 - 1)k_{п(1)}}.$$

### Емкостной фильтр

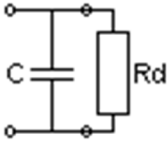


Рис. 21. С-фильтр

Для маломощных выпрямителей простейшим фильтром является конденсатор, включенный параллельно нагрузке (рис. 21). Если  $R_d \gg X_C$ , то можно сказать, что переменная составляющая тока вентилей равна току конденсатора, а постоянная составляющая тока вентилей равна току нагрузки.

Тогда величина емкости, требуемая для обеспечения заданного коэффициента пульсаций в двухпульсных выпрямителях, определится:

$$C = \frac{1}{2\omega R_d k_{п(1)}}.$$

### Г-образный фильтр

Г-образные фильтры являются простейшими многозвенными фильтрами. Их применяют, когда с помощью однозвенных фильтров не удастся получить требуемый коэффициент фильтрации.

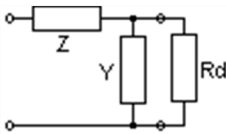


Рис. 22. Г-фильтр

Рассмотрим схему Г-образного фильтра в общем виде (рис. 22), обозначив буквой  $Z$  сопротивление последовательно включаемого с нагрузкой элемента (индуктивности, причем  $Z = j\omega pL$ ), а  $Y$  – проводимость ветви, параллельной нагрузке (конденсатора, причем  $Y = j\omega pC$ ).

Коэффициент фильтрации определится:  $k_{\phi} = 1 + Z(Y + 1/R_d)$ .

Параметры фильтра подбирают таким образом, чтобы по переменному току  $Z \gg R_d$ , а  $1/Y \ll R_d$ . С учетом этого, запишем:

$$k_{\phi} \approx 1 + ZY = 1 - p^2 \omega^2 LC.$$

Обратим внимание, что по постоянному току  $Z \rightarrow 0$  и  $Y \rightarrow 0$ .

Для расчета элементов фильтра одним из параметров (емкостью или индуктивностью) задаются исходя из массогабаритных показателей и стоимости. Обычно определяют индуктивность фильтра на основании условия непрерывности тока дросселя: амплитуда основной гармоники



тока в дросселе ( $I_{m(1)} \approx U_{m(1)} / p\omega L$ ) должна быть меньше тока в нагрузке ( $I_d \approx U_d / R_d$ ). Отсюда выводим условие для индуктивности:

$$L > \frac{U_{m(1)} R_d}{U_d p\omega} = \frac{2}{p\omega(p^2 - 1)} R_d.$$

Величина емкости конденсатора определится по требуемому коэффициенту фильтрации и рассчитанной индуктивности.

В маломощных выпрямителях при большом сопротивлении нагрузки (несколько килоом) вместо дросселя включают резистор, что существенно уменьшает массу, габариты и стоимость. При выборе резистора  $R_\phi$ , из соотношения  $(R_d + R_\phi) / R_d = 1,05 \dots 1,3$ , падение напряжения на этом резисторе будет минимально. Коэффициент фильтрации такого фильтра определится:

$$k_\phi = 1 + j\omega p R_\phi C.$$

### *П-образный фильтр*

П-образный фильтр относится к многозвенным фильтрам, которые представляют последовательно включенные однозвенные фильтры. Элементы каждого звена подбираются так, чтобы последующее звено не влияло на работу предыдущего.

Если отдельные звенья представляют собой Г-образные LC-фильтры, применяемые для выпрямителя большой мощности, то необходимо, чтобы сопротивление дросселя последующего звена значительно превышало сопротивление конденсатора предыдущего звена, а сопротивление нагрузки было значительно больше сопротивления шунтирующего конденсатора для основной гармоники пульсаций. Многозвенные фильтры обычно выполняют из дросселей и конденсаторов одного типа, т. е.  $L_i = L$ , а  $C_i = C$ .

В П-образном фильтре для потребителей малой мощности первым звеном является C-фильтр, а вторым звеном – Г-образный LC- или RC-фильтр.

Расчет П-образного фильтра производят следующим образом. Исходя из заданного допустимого коэффициента пульсаций на нагрузке

( $k_{п(1)вых}$ ) и пульсности схемы выпрямления ( $p$ ) рассчитывают коэффициент фильтрации (сглаживания) всего фильтра. Затем задаются коэффициентом пульсаций на выходе первого звена и вычисляют емкость этого звена. Рекомендуется принимать этот коэффициент не меньше 0,02 и не больше 0,1, чтобы не получить слишком большую емкость и не исказить форму выпрямленного тока. Определив коэффициент фильтрации второго звена и задавшись величиной емкости равной емкости первого звена, рассчитывают индуктивность дросселя, проверяя условие непрерывности тока.

Если требуемый коэффициент фильтрации меньше 50, то используют однозвенные фильтры. От 50 до 220 применяют двухзвенные фильтры. Свыше 220 используют трехзвенные фильтры.

### Резонансные фильтры

Резонансные фильтры имеют высокий коэффициент фильтрации для определенных гармоник. Они основаны на явлении резонанса токов (фильтры-пробки) или резонанса напряжений (режекторные фильтры). Резонансные фильтры более дешевы и компактны по сравнению с обычными  $LC$ -фильтрами.

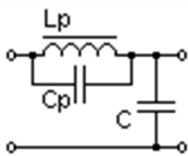


Рис. 23. Фильтр-пробка

Фильтр-пробка используется вместо дросселя в  $\Gamma$ -образном фильтре, что позволяет значительно увеличить сглаживающее действие фильтра для определенной гармоники (рис. 23).

Коэффициент фильтрации  $\Gamma$ -образного фильтра с резонансным контуром определим по выражению  $k_{\phi} = 1 + Z_p Y \approx Z_p Y$ .

Если учесть потери в дросселе ( $r_L$ ) и потери в конденсаторе ( $r_C$ ) резонансного контура, то коэффициент фильтрации для  $n$ -й гармоники определим по формуле

$$k_{\phi} = \frac{n\omega CL_p}{C_p(r_L + r_C)}.$$

Включением последовательно ряда фильтров-пробок, настроенных на разные гармоники, можно осуществить фильтрацию нескольких гармоник.

Режекторный фильтр используют в Г-образных фильтрах вместо конденсатора, включая его параллельно нагрузке, для фильтрации определенной гармоники (рис. 24). Сопротивление резонансной цепи при резонансе минимально и определяется активным сопротивлением ветви:  $Z = r_L + r_C$ .

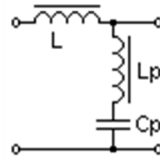


Рис. 24. Режекторный фильтр

Коэффициент фильтрации такого фильтра для  $n$ -й гармоники:

$$k_{\phi} \approx ZY_p = \frac{Z}{Z_p} = \frac{n\pi\omega L}{r_L + r_C}.$$

Для высокой фильтрации определенной гармоники используют совместно фильтр-пробку и режекторный фильтр.

Недостатками резонансных фильтров является необходимость индивидуальной настройки каждого фильтра, снижение коэффициента фильтрации при изменении частоты внешнего источника питания и расстройка резонансного контура при изменении тока нагрузки, поскольку при изменении тока меняется индуктивность дросселя.

#### *Фильтр с компенсацией переменной составляющей*

Если применять дроссель с двумя обмотками (рис. 25), можно частично компенсировать (с помощью обмотки  $W_k$ ) пульсации напряжения на конденсаторе.

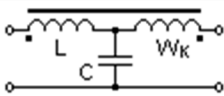


Рис. 25. Фильтр с компенсацией

Эффект ощутим при относительно больших токах нагрузки, когда трудно изготовить дроссель большой индуктивности. Обмотка  $W_k$  снижает намагничивание дросселя, что равносильно увеличению магнитной проницаемости материала сердечника и, следовательно, индуктивности дросселя.

Полной компенсации получить не удастся, так как практически невозможно выполнить сдвиг фаз напряжений основной и компенсационной обмоток равным  $\pi$ .

## Транзисторный фильтр

Сглаживающее действие транзисторных фильтров основано на различном сопротивлении транзисторов переменному и постоянному току.

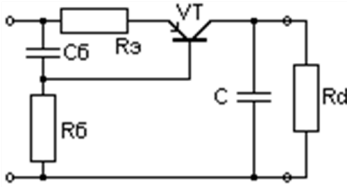


Рис. 26. Транзисторный фильтр

Один из вариантов включения транзисторного фильтра показан на рис. 26. Это схема фильтра с фиксированным смещением напряжения. Составив эквивалентную схему по переменному току и приведя ее к пассивному T-образному четырехполюснику, можно определить ток затем амплитуду напряжения на нагрузке и, наконец, коэффициент фильтрации.

Сделаем допущения:  $R_{\bar{\sigma}} \gg r_{\bar{\sigma}}$ ,  $r_k \gg r_{\bar{\sigma}}$ ,  $R_{\bar{\sigma}} \gg x_{c\bar{\sigma}}$ ,  $r_k \gg x_{c\bar{\sigma}}$ ,  $R_{\bar{\sigma}} \gg z_d$ . Здесь  $r_k$ ,  $r_{\bar{\sigma}}$ ,  $x_{c\bar{\sigma}}$  – параметры схемы замещения транзистора. Тогда коэффициент сглаживания определится (вывод можно посмотреть в литературе):

$$k_{\text{сг}} \approx r_k p \omega C \frac{R_d}{R_{\bar{\sigma}}} \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}.$$

Здесь  $\alpha_0$  – статический коэффициент усиления в схеме с общей базой.

Емкость конденсатора фильтрующей входной цепочки определим из выражения

$$C_{\bar{\sigma}} = \frac{8(1 + \alpha r_k / R_{\bar{\sigma}})}{p \omega (1 - \alpha_0) R_{\bar{\sigma}}},$$

где  $\alpha$  – динамический коэффициент усиления.

Сопротивление резистора входной фильтрующей цепочки определим из выражения

$$R_{\bar{\sigma}} = \frac{\alpha_0 (U_{d_k} + U_d)}{(1 - \alpha_0) I_d}.$$

# Практические исследования

## Задание 1

### *Исследование однофазных неуправляемых выпрямителей*

Цель работы: изучение работы и исследование характеристик однофазных выпрямителей с полупроводниковыми диодами, работающими с различными видами фильтров.

Подключение выбранной схемы производится установкой соответствующей платы на лицевую панель лабораторного стенда. Переключателями осуществляется выбор элементов и способа подключения различных видов фильтров.

### *Однополупериодный выпрямитель (плата № 1)*

Вентиль ( $VD1$ ) будет открываться в положительный полупериод питающего напряжения, т.е. когда выполнится условие открывания диода:  $\varphi_a > \varphi_k$ . Диод закроется, когда выполняются условия закрывания: приложенное напряжение – отрицательно и ток уменьшится до нуля. Длительность протекания тока зависит от характера нагрузки. При активной нагрузке  $\lambda = \pi$ . Максимальное значение обратного напряжения на вентиле равно амплитуде фазного напряжения.

### *Двухполупериодный выпрямитель (плата № 2)*

Аноды обоих вентилях присоединены к двум выводам вторичных обмоток трансформатора; катоды объединены и образуют плюс на стороне выпрямленного тока. Общая точка вторичных обмоток трансформатора соединена с другим выводом нагрузки. Из двух диодов открыт тот, потенциал анода которого наибольший. Ток нагрузки поочередно переходит от одного вентиля к другому.

Длительность протекания тока через вентиль не зависит от характера нагрузки и определяется по выражению  $\lambda = \pi + \gamma$ , где  $\gamma$  – угол коммутации, установленный величиной тока и анодной индуктивностью ( $L_2$ ). На интервале коммутации проводят ток одновременно два вентиля: в одном ток спадает, а в другом – нарастает. К нагрузке прикладываются напряжения обеих фаз вторичной обмотки трансформатора, включенных параллельно. Напряжение, приложенное к нагрузке на интервале коммутации, равно среднему арифметическому от ЭДС

коммутирующих фаз. Поскольку сдвиг фаз  $180^\circ$ , то это напряжение равно нулю. Максимальное обратное напряжение на вентиле равно удвоенной амплитуде фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора. Средний ток через вентиль равен половине средневыпрямленного тока.

### ***Мостовой выпрямитель (плата № 3)***

Схема содержит две группы вентиляей: анодную и катодную. Особенность схемы: одновременная работа двух вентиляей – по одному в каждой группе. В анодной группе проводит ток вентиль, потенциал катода которого наименьший, в катодной группе – потенциал анода которого наибольший.

Длительность протекания тока через вентиль не зависит от индуктивности нагрузки и равна  $\lambda = \pi + \gamma$ . Максимальное значение обратного напряжения на вентиле равно амплитуде фазного напряжения. Средний ток вентиля равен половине средневыпрямленного тока.

### ***Выпрямитель с удвоением (плата № 4)***

Представляет собой два однополупериодных выпрямителя, подключенных к одной вторичной обмотке трансформатора. В положительный полупериод открыт диод  $VD1$ , в этот момент заряжается конденсатор  $C1$  до амплитуды фазного напряжения. В отрицательный полупериод открыт диод  $VD2$ , заряжается  $C2$ . Конденсаторы  $C1$ ,  $C2$  по отношению к выходным зажимам включены последовательно и выходное напряжение равно сумме напряжений на конденсаторах. Практически, при постоянной времени разряда конденсатора  $t_{\text{разр}} = R_{\text{н}} \cdot C \gg T / 2$ , где  $T$  – период входного напряжения, выходное напряжение равно удвоенной амплитуде фазного напряжения.

Ток нагрузки формируется током разряда конденсатора. Напряжение на вентилях определяется разностью фазного напряжения и напряжения на соответствующем конденсаторе. Длительность протекания тока через вентиль мала ( $\lambda < \pi$ ) и зависит от величины нагрузки.

### ***Фильтры (плата № 5 – 10)***

Применяются для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения и тока. Оценку сглаживающего действия фильтра проводят по

величине коэффициента сглаживания  $k_{сг}$ . Обычно коэффициент сглаживания определяют по основной гармонике и  $k_{сг} = k_{пер}k_{ф}$ .

Здесь  $k_{пер} = U_{d_{вых}} / U_{d_{вх}}$  – коэффициент передачи постоянной составляющей напряжения с входа на выход фильтра, характеризующий потерю напряжения в фильтре, а  $k_{ф} = U_{m(1)вх} / U_{m(1)вых}$  – коэффициент фильтрации, показывающий, во сколько раз уменьшается амплитуда пульсаций основной гармоники на выходе фильтра по сравнению с входом. Коэффициент передачи для фильтров большой мощности 0,99, малой мощности 0,91...0,95, для фильтров без потерь 1.

Практически  $k_{сг} \sim k_{ф}$ . Коэффициент фильтрации определится через допустимый коэффициент пульсаций на выходе фильтра  $k_{п(1)}$  и число пульсаций на выходе выпрямителя  $p$ .

Основной принцип сглаживающего действия фильтра состоит в том, что элемент, включаемый последовательно с нагрузкой, имеет малое сопротивление по постоянному току и большое сопротивление по переменному току; элемент, включаемый параллельно нагрузке, имеет большое сопротивление по постоянному току и малое сопротивление по переменному току.

### ***Внешняя характеристика***

Внешней характеристикой называют зависимость выпрямленного напряжения на нагрузке от тока в ней:  $U_d = f(I_d)$ .

Наличие такой зависимости обусловлено тем, что в реальном выпрямителе сопротивления диодов и обмоток трансформатора не равны нулю. В маломощном выпрямителе без фильтра:

$$U_d = U_{d_0} - R_T I_d - \Delta U_v,$$

где  $U_{d_0}$  – напряжение на нагрузке при х.х. ( $I_d = 0$ );  $R_T$  – активное сопротивление трансформатора;  $\Delta U_v$  – падение напряжения в вентилях.

При работе двухполупериодного выпрямителя на  $L$ -фильтр внешние характеристики описываются тем же уравнением, только к сопротивлению трансформатора добавляется активное сопротивление дросселя.

Иной характер имеет характеристика при работе на  $C$ -фильтр. Входное напряжение при х.х.  $U_{d0} = \sqrt{2} \cdot U_2$ , так как в отсутствие тока конденсатор заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки. С уменьшением сопротивления нагрузки (с ростом тока) увеличивается скорость разряда конденсатора, и среднее значение выпрямленного напряжения уменьшается. Поэтому наклон внешней характеристики будет больше, чем без фильтра. Внешняя характеристика с  $\Gamma$ -образным  $RC$ -фильтром имеет еще более крутой наклон. Это вызвано дополнительным падением напряжения на резисторе  $R_\phi$ .

При работе на  $LC$ -фильтр при  $I_d < I_{d_{гр}}$  входной ток имеет прерывистый характер, и в режиме х.х.  $U_d = \sqrt{2} \cdot U_2$ , как и при работе на  $C$ -фильтр, но имеет более крутой наклон. При  $I_d > I_{d_{гр}}$  внешняя характеристика описывается вышеприведенной формулой с учетом  $R_{др}$ , а входной ток непрерывен.

### Программа работы

1. Для всех схем выпрямителя без фильтров:
  - а) снять и построить внешние характеристики  $U_d = f(I_d)$ ;
  - б) зарисовать осциллограммы:
    - выпрямленного напряжения,  $U_d$ ;
    - анодного тока диода,  $i_a$ ;
    - тока вторичной обмотки трансформатора,  $i_2$ ;
    - напряжения на диоде,  $U_{ак}$ .
2. Для однополупериодного выпрямителя выполнить пп. а) и б) при работе на  $C$ -фильтр.
3. По заданному преподавателем варианту определить коэффициент фильтрации соответствующих фильтров при работе с одно-, двухполупериодным или мостовым выпрямителями.

*Примечание:* результаты этого пункта свести в таблицу.

### В а р и а н т 1

плата № 5:  $C1$ -фильтр;  $C2$ -фильтр;  $R_\phi$ - $C3$ -фильтр;  $C1$ - $R_\phi$ - $C3$ -фильтр;  
 плата № 6:  $L1$ - $C3$ -фильтр;  $L2$ - $C3$ -фильтр;  $C1$ - $L1$ - $C3$ -фильтр;



плата № 7:  $L$  без компенсации и  $C3$ -фильтр;  $L$  с компенсацией и  $C3$ -фильтр;  
плата № 8:  $C_{\phi}$ - $L2$ - $C3$ -фильтр;  
плата № 9:  $L1$ - $L2$ - $C_{\phi}$ -фильтр;  
плата № 10: транзисторный фильтр с  $C5$ ; транзисторный фильтр с  $C5$  и  $C1$ .

## В а р и а н т 2

Плата № 5:  $C1$ -фильтр;  $C2$ -фильтр;  $R_{\phi}$ - $C3$ -фильтр;  $R_{\phi}$ - $C4$ -фильтр;  $C2$ - $R_{\phi}$ - $C4$ -фильтр;  
плата № 6:  $L1$ - $C4$ -фильтр;  $L2$ - $C4$ -фильтр;  $C2$ - $L2$ - $C4$ -фильтр;  
плата № 7: фильтр с компенсацией и без компенсации и  $C4$ ;  
плата № 8:  $C_{\phi}$ - $L2$ - $C4$ -фильтр;  
плата № 9:  $L1$ - $L2$ - $C_{\phi}$ -фильтр;  
плата № 10: транзисторный фильтр с  $C6$ .

## Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Схемы выпрямителей.
3. Снятые осциллограммы.
4. Внешние характеристики однополупериодного выпрямителя (в одних координатных осях).
5. Внешние характеристики всех выпрямителей без фильтров (в одних координатных осях).
6. Схемы фильтров.
7. Таблица, показывающая коэффициент фильтрации различных фильтров.
8. Выводы по работе.

## Контрольные вопросы

1. Объясните работу схем выпрямления.
2. Объясните работу фильтров.
3. Поясните ход внешних характеристик при работе на различные типы фильтров.
4. Поясните вид осциллограмм токов и напряжений.
5. Постройте зависимости сопротивлений фильтров от частоты.

## 1.5. Мостовая несимметричная схема выпрямления

Замена части тиристоров на диоды удешевляет и упрощает вентиляльный преобразователь за счет удешевления вентиляльного блока и упрощения каналов управления. Кроме того, при больших углах управления ( $\alpha > 60^\circ$ ) данная схема имеет более высокий коэффициент мощности по сравнению с симметричной схемой.

Различные варианты включения диодов и тиристоров в схеме несимметричного мостового выпрямителя представлены на рис. 27.

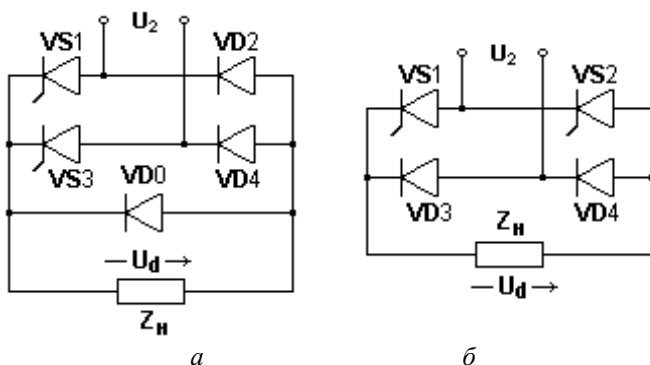


Рис. 27. Мостовой несимметричный выпрямитель:

*а* – с нулевым диодом и тиристорами в катодной группе;  
*б* – с тиристорами в разных группах

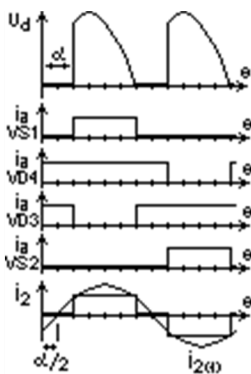


Рис. 28. Работа МНСВ

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 27, *б*. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 28. В момент времени  $\theta = \alpha$  выдается управляющий импульс на тиристор *VS1*, и на интервале  $(\alpha, \pi)$  ток протекает через тиристор *VS1*, нагрузку и диод *VD4*. В момент времени  $\pi$  открывается диод *VD3*, а тиристор *VS1* закрывается. Диод *VD4* остается открытым до тех пор, пока в момент времени  $\theta = \pi + \alpha$  не будет выдан управляющий импульс на тиристор *VS2*, который открывается. На интервале  $(\pi + \alpha, 2\pi)$  ток нагрузки

будет протекать через тиристор  $VS2$  и диод  $VD3$ . В момент времени  $\theta = 2\pi$  откроется диод  $VD4$ , а тиристор  $VS2$  закроется. Диод  $VD3$  будет открыт до тех пор, пока в момент времени  $\theta = \alpha$  не откроется тиристор  $VS1$ . Таким образом, на интервалах  $(0, \alpha)$  и  $(\pi, \pi + \alpha)$  нагрузка закорочена через диоды  $VD3, VD4$ .

Коммутация тока с тиристорov на диоды той же группы происходит в моменты времени, когда питающее напряжение становится положительным, а с диодов на тиристоры – при выдаче управляющих импульсов на тиристоры. Таким образом, длительность проводящего состояния диодов  $\lambda = \pi + \alpha$ , а длительность проводящего состояния тиристоров  $\lambda = \pi - \alpha$ .

Первая гармоника потребляемого из сети тока отстает от напряжения на угол  $\varphi = \alpha / 2$  (см. рис. 28), что в два раза меньше, чем в симметричных схемах. Однако при углах управления, меньших  $60^\circ$ , это не дает выигрыша в коэффициенте мощности  $\chi$ , поскольку при большем  $\cos \varphi$  эта схема имеет меньший коэффициент несинусоидальности  $\nu$ .

Сказанное выше справедливо и для схемы, изображенной на рис. 27, *a*. Особенность схемы, изображенной на рис. 27, *a*, в невозможности отключения схемы снятием управляющих импульсов без наличия нулевого диода.

Допустим, ток проводил тиристор  $VS1$ . В этом случае имеем схему включения, изображенную на рис. 29. Когда напряжение вторичной обмотки трансформатора положительно, ток проводят тиристор  $VS1$  и диод  $VD4$ . Когда напряжение вторичной обмотки трансформатора отрицательно, ток проводят тиристор  $VS1$  и диод  $VD2$ , т. е. тиристор  $VS1$  остается открытым в течение всего периода из-за индуктивности в нагрузке. Недостаток устраняется введением в схему (см. рис. 27, *a*) нулевого диода  $VD0$ .

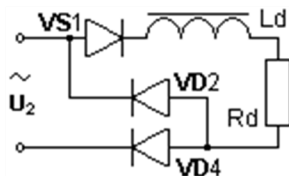


Рис. 29. Схема замещения

## 1.6. Ступенчатое регулирование выходного напряжения

На рис. 30 изображена двухполупериодная нулевая схема со ступенчатым регулированием выходного напряжения. Улучшение коэффициента мощности в схеме происходит за счет перехода к меньшим значениям вторичного напряжения трансформатора по мере снижения выпрямленного напряжения.

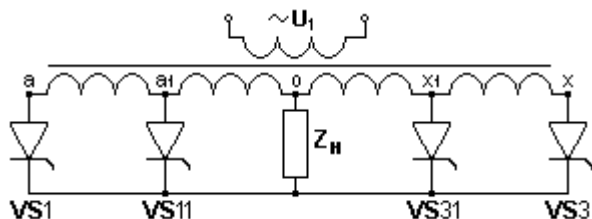


Рис. 30. Ступенчатое регулирование выходного напряжения

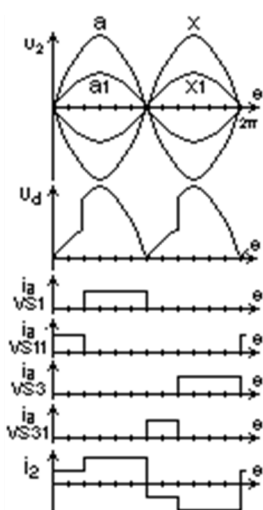


Рис. 31. Временные диаграммы

Регулирование можно подразделить на два этапа. Первый этап, когда на тиристоры  $VS11$  и  $VS31$  выдается угол управления, равный нулю ( $\alpha_1 = 0$ ), а угол управления на тиристоры  $VS1$  и  $VS3$  варьируется ( $0^\circ \leq a \leq 180^\circ$ ). На втором этапе тиристоры  $VS1$ ,  $VS3$  не включаются ( $a \geq 180^\circ$  либо управляющие импульсы отсутствуют), а угол управления на тиристоры  $VS11$ ,  $VS31$  варьируется ( $0^\circ \leq \alpha_1 \leq 180^\circ$ ).

Кроме того, для повышения коэффициента мощности параллельно нагрузке включается нулевой диод.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, для случая, когда  $\alpha_1 = 0$ , а  $\alpha = 60^\circ$ , показаны на рис. 31.

## Практические исследования

### Задание 2

#### Исследование однофазного управляемого выпрямителя

Цель работы: изучение работы двухполупериодного управляемого выпрямителя при различных видах нагрузки, изучение работы СИФУ по принципиальной схеме.

Схема выпрямителя представлена на лицевой панели стенда. Работа этой схемы описана ранее. Введение тиристорov – полууправляемых вентилей – позволяет управлять моментом включения вентиля и, как следствие, регулировать величину средневыпрямленного напряжения. В зависимости от характера нагрузки возможен как режим непрерывного тока, так и режим прерывистого тока.

При активной нагрузке определим среднее значение выпрямленного напряжения:

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

При наличии индуктивности в цепи нагрузки в проводящую часть периода энергия будет накапливаться в индуктивности и в результате ток будет протекать и при отрицательном напряжении к нагрузке. В зависимости от величины индуктивности будет изменяться длительность проводящего состояния вентиля, а к нагрузке будет приложено отрицательное напряжение с вторичной обмотки трансформатора. Среднее значение выпрямленного напряжения в режиме непрерывного тока определим по формуле

$$U_d = U_{d0} \cos(\alpha).$$

При конечном значении индуктивности режим непрерывного тока будет продолжаться при увеличении угла управления до какого-то  $\alpha_{гр}$ , зависящего от соотношения индуктивного и активного сопротивления. Чем больше  $X_L / R$ , тем больше  $\alpha_{гр}$ , в пределе при бесконечно большой индуктивности  $\alpha_{гр} = 90^\circ$ . В то же время из-за отрицательных участков в кривой выпрямленного напряжения  $U_d$  станет равным нулю при меньшем значении угла управления (в пределе  $U_d = 0$  при  $\alpha = 90^\circ$ ). Таким образом, регулировочная характеристика при конечной индуктивности проходит между регулировочными характеристиками выпрямителя, работающего на активную нагрузку и на нагрузку с бесконечно большой индуктивностью.

Внешняя характеристика выпрямителя в режиме непрерывного тока имеет вид

$$U_d = U_{d0} \cos(\alpha) - I_d(R_T + X_a / \pi + R_{др}) - \Delta U_v,$$

где  $R_T$ ,  $R_{др}$  – активные сопротивления вторичной обмотки трансформатора и дросселя соответственно;  $X_a I_d / \pi$  – падение напряжения из-за коммутации;  $U_{d0}$  – средневывпрямленное напряжение при х.х. ( $I_d = 0$ ) и угле управления равном нулю.

## СИФУ

Формирование импульсов управления производится системой импульсно-фазового управления (СИФУ). Данная СИФУ является синхронной, так как формирование управляющих импульсов синхронизируется с анодными напряжениями на вентилях с помощью вторичных обмоток 6–7 и 7–8 трансформатора  $TU$ . Эти обмотки составляют два плеча моста, на котором собран фазосмещатель. Другие два плеча образуют сопротивление  $R_\phi$  и конденсатор  $C1$ . Кроме того, данная СИФУ является двухканальной, так как формирование импульсов на каждый тиристор производится своим каналом, состоящим из сравнивающего устройства (нуль-органа), усилителя импульсов и формирователя импульсов.

Рассмотрим работу одного канала. При изменении сопротивления  $R_\phi$  изменяется фаза напряжения между выводом 7 трансформатора и точкой «а» по отношению к напряжению вторичной обмотки трансформатора (выводы 6–7). На вход нуль-органа ( $VT1$ ) поступает отрицательная полуволна напряжения, транзистор открывается и потенциал коллектора возрастает (так как напряжение источника через переход к-э прикладывается к  $R3$ ). Одновременно этот транзистор выполняет функцию усилителя импульсов. Дифференцирующая цепочка ( $C2-R5$ ) выделяет передний и задний фронт прямоугольного импульса с коллектора  $VT1$ , одновременно формируя требуемую длительность импульса управления. Положительный импульс проходит на управляющий электрод тиристора, а отрицательный – шунтируется диодом  $VD3$ . Недостаток данной СИФУ – отсутствие потенциальной развязки между силовой цепью и цепью управления.

## Программа работы

1. Изучить назначение переключателей и ручек потенциометров на передней панели стенда.

2. При активном характере нагрузки измерить по осциллографу значения углов управления тиристорами для каждого положения потенциометра  $R_{\phi}$ .

3. Снять и построить регулировочную характеристику выпрямителя при активной нагрузке ( $R_H$  – минимально).

4. Снять и построить регулировочную характеристику при активно-индуктивной нагрузке ( $R_H$  – минимально).

5. Снять и построить внешние характеристики выпрямителя при активной и активно-индуктивной нагрузках для трех углов регулирования (по заданию преподавателя).

6. При активной и активно-индуктивной нагрузках для двух значений угла управления (по заданию преподавателя) снять осциллограммы:

– выпрямленного напряжения  $U_d$ ;

– выпрямленного тока  $i_d$ ;

– напряжения на тиристоре  $U_{ак}$ .

## Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Принципиальная схема УВ.
3. Экспериментально снятые данные, сведенные в таблицы.
4. График регулировочных характеристик (все характеристики в одних координатных осях).
5. График внешних характеристик (все характеристики в одних координатных осях).
6. Снятые осциллограммы.
7. Выводы по работе.

## Контрольные вопросы

1. Нарисуйте вид регулировочных характеристик при различных видах нагрузки.
2. Принцип действия тиристора.
3. Поясните осциллограммы токов и напряжений.
4. Объясните работу схемы управления.
5. Запишите уравнение внешней характеристики.

## 2. ТРЕХФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Трехфазные выпрямители применяются для питания потребителей средней и большой мощности. Первичная обмотка трансформатора имеет три фазы и соединяется либо в звезду, либо в треугольник. Вторичные обмотки трансформатора (их может быть несколько) также трехфазные. Трехфазные выпрямители отличаются высоким коэффициентом использования трансформатора и равномерно загружают трехфазную сеть.

### 2.1. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом

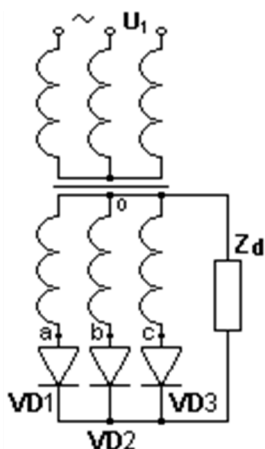


Рис. 32. Трехфазная нулевая схема

Схема трехфазного выпрямителя с нулевым выводом представлена на рис. 32. Аноды вентилях присоединены к выводам вторичной обмотки трансформатора, а катоды соединены и образуют положительный вывод на нагрузку. Нулевая точка трансформатора образует второй вывод на нагрузку.

#### *Работа на активную нагрузку*

В любой момент времени проводит тот вентиль, потенциал анода которого наибольший. Точками естественной коммутации являются моменты равенства фазных напряжений, которые отстают от перехода синусоиды через нуль в положительном направлении на угол:  $\pi/2 - \pi/p = \pi/6$ . Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, изображены на рис. 33.

Продолжительность работы каждого вентиля составляет  $2\pi/3$ . Выпрямленное напряжение и ток имеют одинаковую форму и трехкратные пульсации за период питающей сети. Напряжение на нагрузке будет:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} u_d d\theta = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2} \cdot U_2 \cos \theta \cdot d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} U_2 \approx 1,17 U_2 .$$



Как видно из полученного выражения, коэффициент схемы  $k_{сх} = 1,17$ . В общем случае для  $m$ -фазной схемы выпрямления, имеющей пульсность  $p$ , можно записать следующее выражение для выпрямленного напряжения:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/p} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} u_d \cdot d\theta =$$

$$\frac{1}{2\pi/p} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} \sqrt{2} \cdot U_2 \cos\theta \cdot d\theta = \frac{\sqrt{2} \cdot \sin(\pi/p)}{\pi/p} U_2.$$

Амплитуда обратного напряжения на вентиле равна амплитуде линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{обр\max} = \sqrt{3} \cdot U_{2m} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 = \sqrt{6} \cdot U_d / k_{сх} \approx 2,09U_d.$$

Поскольку при активной нагрузке ток и напряжение имеют одинаковую форму, можно записать:  $I_d = (m/\pi)I_{ам} \sin(\pi/m)$ , где  $I_{ам} = U_{2m}/R_d$ . Ток через вентиль протекает одну треть периода, поэтому  $I_a = I_d/3 = \sqrt{3} \cdot I_{ам}/2\pi \approx 0,277I_{ам}$ .

### Особенности работы трансформатора

Особенностью работы схемы является неблагоприятный режим работы трансформатора вследствие однофазной нагрузки в каждый интервал работы одной из его вторичных обмоток, что вызывает постоянное подмагничивание сердечника.

### Соединение первичной обмотки в звезду

Для упрощения расчетов положим коэффициент трансформации трансформатора, равный 1. Известно, что  $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$ . Если ток протекает через диод  $VD1$ , то при  $L_d \rightarrow \infty$ :  $i_{2A} = I_d$ , а  $i_{2B} = i_{2C} = 0$ .

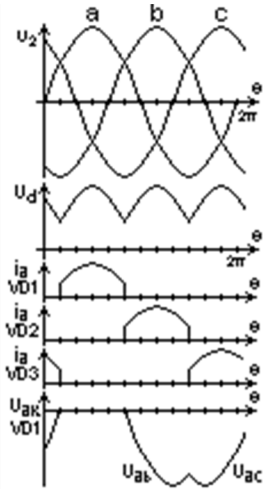


Рис. 33. R-нагрузка

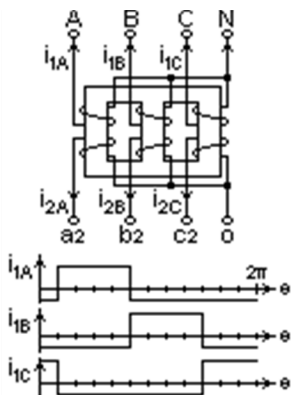


Рис. 34. Звезда

Так как три сердечника трансформатора включены параллельно, то МДС по сердечникам должны быть равны:  $i_{2A} - i_{1A} = i_{2B} - i_{1B} = i_{2C} - i_{1C}$ . Из приведенных соотношений получим:

$$i_{1A} = 2Id / 3, \quad i_{1B} = i_{1C} = -Id / 3.$$

Аналогичные соотношения можно получить для случаев, когда работает второй и третий вентили. Кривые первичного тока в фазах трансформатора, полученные в результате расчета, изображены на рис. 34.

$$I_1 = \frac{1}{k_{\text{тр}}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \frac{2\pi}{3} \left( \frac{2}{3} Id \right)^2 + \frac{4\pi}{3} \left( \frac{1}{3} Id \right)^2 \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3k_{\text{тр}}} Id.$$

Кривая первичного тока асимметрична относительно оси абсцисс и содержит четные гармоники. В каждом сердечнике в течение всего периода существует однонаправленный поток, постоянный по величине и пропорциональный  $Id / 3$ . Этот ток подмагничивает сердечники магнитопровода, насыщает яра трансформатора и замыкается в основном по воздуху и кожуху. Это заставляет увеличивать сечение магнитопровода и увеличивает намагничивающий ток трансформатора.

### Соединение первичной обмотки в треугольник

Так как ток в каждой фазе обмотки трансформатора (рис. 35) протекает независимо от токов в других фазах, то его можно определить по переменным составляющим вторичного тока, пересчитав через коэффициент трансформации.

Например:  $i_{1A} = (i_{2A} - Id) / k_{\text{тр}}$ . Отсюда, пренебрегая пульсациями тока, получим:  $I_1 =$

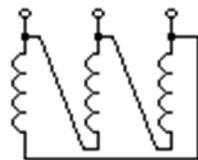


Рис. 35. Треугольник

$= \sqrt{2} \cdot Id / (3 \cdot k_{тр})$ . Линейный ток равен:  $i_{1AB} = i_{1A} - i_{1B}$ . Отсюда получим:

$$I_{1л} = \frac{1}{k_{тр}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \frac{4\pi}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_d}{k_{тр}}.$$

Отметим, что в этом случае во всех стержнях трансформатора действуют нескомпенсированные намагничивающие силы, создающие однонаправленные магнитные потоки, дополнительно насыщающие сердечник.

Отсюда вывод: изменением соединения первичных обмоток не удастся компенсировать вынужденное намагничивание.

### *Соединение вторичных обмоток звезда-зигзаг*

Поскольку анодные токи в полуобмотках, расположенных на одном стержне, протекают в противоположных направлениях, то намагничивающие силы, вызванные постоянными составляющими этих токов, взаимокompенсируются. Следовательно, при этой схеме соединения (рис. 36) не возникает дополнительного намагничивания сердечников. При этом массогабаритные показатели при прочих равных условиях будут меньше, чем при соединениях звезда-звезда и треугольник-звезда. Особенность схемы – в повышенной из-за наличия двух полуобмоток мощности вторичной обмотки трансформатора. Несмотря на то что типовая мощность повышается, нельзя сказать, что вес трансформатора увеличится, так как увеличение веса меди (дополнительные обмотки) сопровождается снижением веса стали (магнитопровода).

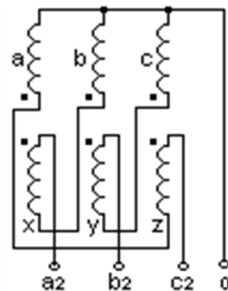


Рис. 36. Звезда-зигзаг

Если  $k_{тр} = U_1 / U_{20a}$ , то  $U_1 / U_{2a} = \sqrt{3} \cdot k_{тр}$ , где  $U_{20a}$  – напряжение на выводе  $a_2$  относительно нулевой точки, а  $U_{2a}$  – напряжение на полуобмотке.

### Соединение вторичных обмоток звезда-звезда

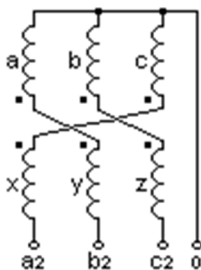


Рис. 37. Звезда-звезда

Все сказанное выше о соединении вторичных обмоток звезда-зигзаг относится и к схеме соединения вторичных обмоток звезда-звезда (рис. 37).

Токи первичной обмотки можно определить из баланса намагничивающих сил (при  $k_{тр} = 1$ ):

$$i_{1A} = (i_{a2} - i_{a1}) / \sqrt{3}, \quad i_{1B} = (i_{a3} - i_{a2}) / \sqrt{3},$$

$$i_{1C} = (i_{a1} - i_{a3}) / \sqrt{3}.$$

Недостатками трехфазной нулевой схемы является плохое использование трансформатора, большое обратное напряжение на вентиле, неблагоприятная форма тока. Достоинством перед однофазными схемами является меньшая амплитуда пульсаций в трехфазной нулевой схеме и меньшие токи через вентили. Область применения – установки малой и реже средней мощности.

### Управляемый трехфазный выпрямитель с выводом нулевой точки

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, при индуктивности нагрузки  $L_d \rightarrow \infty$ , индуктивности рассеивания трансформатора  $L_a \neq 0$  ( $\gamma = 30^\circ$ ) и угле управления  $\alpha = 60^\circ$  изображены на рис. 38.

Момент включения тиристора  $VS1$  задерживается на угол  $\alpha = 60^\circ$  относительно точки естественной коммутации ( $\theta = 30^\circ$ ). До этого момента времени ( $\theta = 90^\circ$ ) проводит ранее открытый тиристор  $VS3$ , и в нагрузку приложено напряжение фазы  $C$ . Когда открывается тиристор  $VS1$ , к тиристор  $VS3$  прикладывается отрицательное напряжение, и  $VS3$  начинает закрываться. Из-за наличия индуктивности рассеивания трансформатора в анодной цепи вентилей нарастание тока в

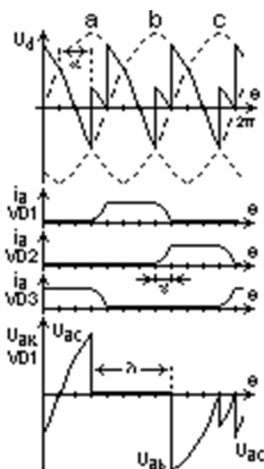


Рис. 38.  $RL$ -нагрузка

тиристоре  $V_{S1}$  и спад тока в тиристоре  $V_{S3}$  происходит в течение интервала коммутации  $\gamma = 30^\circ$ . В течение интервала коммутации в нагрузку приложена полусумма напряжений фаз  $A$  и  $C$ . К моменту времени  $\theta = 120^\circ$  ток в тиристоре  $V_{S3}$  спадает до нуля, и коммутация заканчивается. Открыт тиристор  $V_{S1}$  и в нагрузку приложено напряжение фазы  $A$ . Аналогичные процессы происходят при коммутации тока нагрузки с тиристора  $V_{S1}$  на тиристор  $V_{S2}$  и с тиристора  $V_{S2}$  на тиристор  $V_{S3}$ .

Длительность проводящего состояния каждого вентиля  $\lambda = 2\pi/3 + \gamma$ . Напряжение анод-катод на открытом тиристоре практически равно нулю. Напряжение анод-катод на закрытом тиристоре определяется линейным напряжением между фазой, подключенной к аноду, и фазой, подключенной через открытый тиристор, к катоду. На интервале коммутации тока нагрузки с тиристора  $V_{S2}$  на тиристор  $V_{S3}$  потенциал общей точки катодов выбираем относительно нуля, т. е. напряжение на нагрузке равно полусумме фазных напряжений фаз, участвующих в коммутации. Тогда напряжение на закрытом тиристоре  $V_{S1}$  определим как

$$U_{\text{ак}} = U_A - \frac{U_B + U_C}{2} = \frac{U_A - U_B}{2} + \frac{U_A - U_C}{2} = \frac{U_{AB} + U_{AC}}{2}.$$

### *Регулировочная характеристика*

В режиме непрерывного тока, например при  $L_d \rightarrow \infty$ , в общем виде уравнение регулировочной характеристики на х.х. будет следующим:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/p} \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \cos \theta \cdot d\theta = \frac{2\sqrt{2} \sin \pi/p}{2\pi/p} U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha.$$

В режиме прерывистого тока при углах  $\alpha > \alpha_{\text{тр}}$  регулировочная характеристика на х.х. равна

$$U_d = \frac{1}{2\pi/p} \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2} \cdot U_2 \cos \theta \cdot d\theta = U_{d0} \frac{1 - \sin(\alpha - \pi/p)}{2 \sin(\pi/p)}.$$

## 2.2. Трехфазная мостовая схема выпрямления

Трехфазная мостовая схема изображена на рис. 39. Три вентиля:  $VD1, VD3, VD5$  объединены катодами и образуют катодную группу. Три вентиля:  $VD2, VD4, VD6$  объединены анодами и образуют анодную группу.

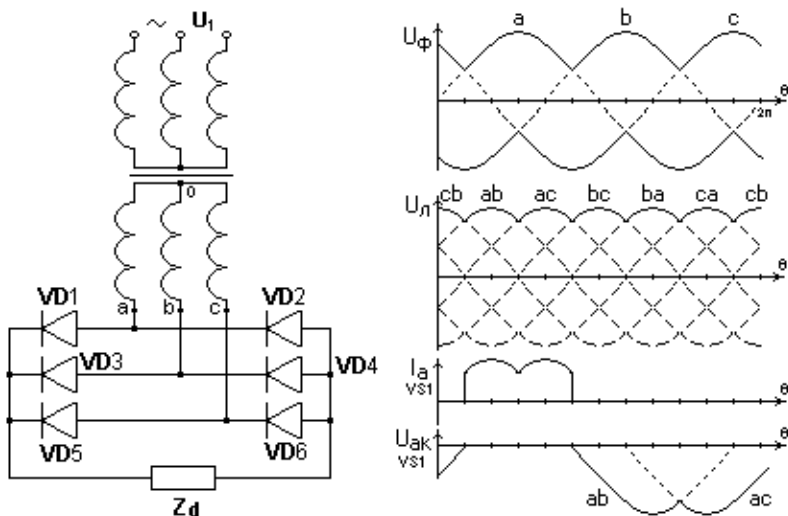


Рис. 39. Трехфазная мостовая схема выпрямления

В каждый момент времени открыто два вентиля: один вентиль – в анодной группе – потенциал катода которого наименьший, а другой – в катодной группе, потенциал анода которого наибольший. На рис. 39 представлены временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие работу схемы.

Поскольку в нагрузку прикладывается линейное напряжение, то работу мостового выпрямителя удобнее анализировать по кривым линейных напряжений. Точки естественной коммутации вентилей катодной группы – моменты пересечения положительных полуволн фазных ЭДС. При  $\theta = 30^\circ$  происходит коммутация тока нагрузки с вентиля фазы  $C$  на вентиль фазы  $A$ . При  $\theta = 150^\circ$  происходит коммутация тока нагрузки с вентиля фазы  $A$  на вентиль фазы  $B$ . При  $\theta = 270^\circ$  происходит коммутация тока нагрузки с вентиля фазы  $B$  на вентиль фазы  $C$ .

Точки естественной коммутации вентилей анодной группы – моменты пересечения отрицательных полувольт фазных ЭДС. При  $\theta = 90^\circ$  происходит коммутация тока нагрузки с вентиля фазы  $B$  на вентиль фазы  $C$ ; при  $\theta = 210^\circ$  происходит коммутация тока нагрузки с вентиля фазы  $C$  на вентиль фазы  $A$ ; при  $\theta = 330^\circ$  происходит коммутация тока нагрузки с вентиля фазы  $A$  на вентиль фазы  $B$ .

Точками естественной коммутации на временных диаграммах линейных напряжений являются точки пересечения линейных ЭДС. Угол управления отсчитывается от точки естественной коммутации. На рис. 40 изображены временные диаграммы при следующих параметрах силовой цепи:  $\alpha = 60^\circ$ ,  $L_d \rightarrow \infty$ ,  $L_a = 0$ .

Когда в катодной группе проводит ток вентиль фазы  $B$ , к закрытому вентилю катодной группы фазы  $A$  прикладывается линейное напряжение  $U_{AB}$ . Когда в катодной группе ток проводит вентиль фазы  $C$ , то к закрытому вентилю катодной группы фазы  $A$  прикладывается линейное напряжение  $U_{AC}$ . Таким образом, максимальное обратное напряжение на вентиле определяется амплитудой линейного напряжения, т. е.

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{6} \cdot U_2.$$

Мостовой выпрямитель можно рассматривать, как две трехфазные нулевые схемы, включенные последовательно. Выводя выражение для выпрямленного напряжения, как показано в разделе 1.2, можно определить коэффициент схемы, равный 2,34.

Достоинствами мостовой схемы являются: более эффективное использование трансформатора; меньшее при том же выпрямленном

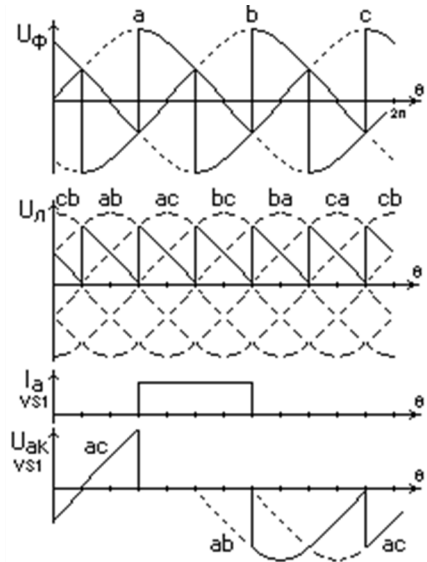


Рис. 40. 3ф-М УВ

напряжении обратное напряжение на вентиле; малый коэффициент пульсаций; высокий КПД.

Параметры, характеризующие работу схемы, приведены ранее в таблице основных параметров.

## Практические исследования

### Задание 3

#### *Трехфазные неуправляемые выпрямители*

Цель работы: изучение трехфазной нулевой и мостовой схем, сопоставление их технико-экономических показателей.

#### *Трехфазная схема с выводом нулевой точки трансформатора*

В трехфазной схеме с выводом нулевой точки трансформатора аноды вентилях подсоединены к концам фаз вторичных обмоток трансформатора, катоды диодов объединены и подключены к нагрузке, другой вывод нагрузки подключен к нулевой точке трансформатора. В данный момент ток проводит тот вентиль, потенциал анода которого наибольший. Точки естественной коммутации вентилях определяются в моменты равенства фазных ЭДС. Среднее значение выпрямленного напряжения:  $U_d = 1.17U_{2\phi}$ .

Ток через вентиль протекает одну треть периода, и, следовательно, средний ток диода определим по выражению  $I_a = I_d / 3$ .

Обратное напряжение на неработающем диоде определится как разность фазного напряжения, приложенного к аноду этого вентиля, и фазного напряжения, приложенного к его катоду через проводящий в данный момент диод:

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_{2\phi} \sim 2,09U_d.$$

Ток вторичной обмотки трансформатора  $I_2 = 0,577I_d$  и за период протекает в одном направлении. В результате возникает магнитный поток одного направления во всех трех сердечниках трансформатора. Этот поток пульсирует с тройной частотой в соответствии с пульсацией анодного тока. Наличие потока вынужденного намагничивания может



вызвать насыщение сердечника магнитопровода. Для устранения насыщения сердечника приходится увеличивать его сечение.

Ток первичной обмотки трансформатора при  $k_{\text{тр}} = 1$ :  $I_1 = 0,47I_d$ , а типовая мощность трансформатора:  $S_T = 1,345Pd$ .

### ***Трехфазная мостовая схема***

Диоды скомпонованы в две группы: анодную, в которой аноды объединены, а катоды подсоединены к фазам трансформатора; катодную, в которой объединены катоды, а аноды присоединены к фазам трансформатора. Как уже было сказано выше, в мостовых схемах одновременно проводят ток два вентиля: один из анодной группы, потенциал катода которого наименьший; другой из катодной группы, потенциал анода которого наибольший.

Среднее значение выпрямленного напряжения:  $U_d = 2,34U_{2\phi}$ . Ток через любой вентиль протекает одну треть периода: одну шестую с одним из вентилях другой группы и еще одну шестую с другим вентилях противоположной ему группы. Средний ток вентиля:  $I_a = I_d / 3$ . Обратное напряжение, так же как и в трехфазной нулевой схеме, определяется линейными напряжениями, но

$$U_{\text{обрmax}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_{2\phi} \sim 1,05U_d.$$

Поскольку ток по вторичной обмотке трансформатора протекает за период два раза в противоположных направлениях (один раз через вентиль анодной группы, другой раз – катодной группы), то во вторичной обмотке трансформатора отсутствует поток вынужденного намагничивания, что позволяет лучше использовать трансформатор по мощности. Ток вторичной обмотки трансформатора  $I_2 = 0,817I_d$ . Ток первичной обмотки трансформатора при  $k_{\text{тр}} = 1$  составит:  $I_1 = 0,817I_d$ . Типовая мощность трансформатора:  $S_T = 1,05Pd$ .

Мостовая схема обеспечивает шестикратную частоту пульсации выпрямленного напряжения по сравнению с частотой питающей сети, в то время как трехфазная нулевая схема – трехкратную. В результате амплитуда пульсаций в мостовой схеме ниже, требуется меньшая величина индуктивности дросселя, чтобы обеспечить заданный уровень пульсаций в нагрузке.

### **Внешняя характеристика**

В мощных схемах падение напряжения в трансформаторе и на вентильях относительно мало и внешнюю характеристику

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_T - \Delta U_V - \Delta U_{др} - \Delta U_\gamma$$

можно записать в виде

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_\gamma = U_{d0} - I_d \frac{pX_a}{2\pi},$$

где  $\Delta U_\gamma$  – падение напряжения от коммутации.

### **Энергетические характеристики**

Коэффициент мощности  $\chi$  – это отношение потребляемой из сети активной мощности к полной мощности, потребляемой из сети:  $\chi = P_1 / S_1$ . Полная мощность, потребляемая из сети, определяется числом фаз, действующими значениями тока и напряжения первичной обмотки:  $S_1 = m_1 U_1 I_1$ .

Коэффициент полезного действия  $\eta$  – это отношение полезной мощности, выделяемой в нагрузке, к потребляемой из сети активной мощности:  $\eta = P_d / P_1$ . КПД неуправляемых выпрямителей очень высок и составляет примерно 0,98...0,99.

### **Программа работы**

1. Изучить назначение переключателей и ручек потенциометров на передней панели стенда.
2. Для обеих схем:
  - снять и построить внешние характеристики (по четырем точкам);
  - для максимального тока в нагрузке снять показания всех приборов и занести их в таблицу;
  - определить следующие соотношения:  $U_d / U_2$ ;  $I_a / I_d$ ;  $I_2 / I_d$ ;  $I_1 / I_d$ ; сравнить их с теоретическими соотношениями и результаты свести в таблицу;

• при активном характере нагрузки для номинального тока зарисовать осциллограммы с учетом и без учета индуктивности рассеивания трансформатора (выбор осуществляется переключателем  $SA1$ ):

- выпрямленного напряжения  $U_d$ ;
  - анодного тока вентиля  $i_a$ ;
  - тока вторичной обмотки трансформатора  $i_2$ ;
  - напряжения  $U_{ак}$  диода.
- рассчитать коэффициент мощности  $\chi$ .

### Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Схемы выпрямителей.
3. Экспериментальные данные, сведенные в таблицы.
4. Расчетные данные, сведенные в таблицу.
5. График внешних характеристик.
6. Осциллограммы токов и напряжений.
7. Выводы по работе.

### Контрольные вопросы и задания

1. Дайте сравнительный анализ двух схем.
2. Поясните вид кривых токов и напряжений в обеих схемах.
3. Поясните принцип действия схем выпрямления.
4. Покажите ход внешних характеристик выпрямителей.

### 2.3. Шестипульсная схема выпрямления с нулевым выводом

В шестипульсной схеме выпрямления с выводом нулевой точки трансформатора вторичная обмотка трансформатора имеет шесть фаз, сдвинутых на  $60^\circ$ . Как видно из рис. 41, фазы  $A$  и  $X$ ,  $B$  и  $Y$ ,  $C$  и  $Z$  находятся в противофазе.

Все вентили соединены катодами, образующими катодную группу. Следовательно, точками естественной коммутации являются моменты равенства положительных полуволн фазных ЭДС. Каждый диод проводит  $1/6$  часть периода, следовательно, средний ток через вентиль:  $I_a = I_d / 6$ . Амплитуда анодного тока равна амплитуде тока нагрузки, т. е. в шесть раз больше среднего значения. Это приводит к плохому

использованию вентилей по току, так как у самих вентилей (как у диодов, так и у тиристоров) это соотношение равно трем.

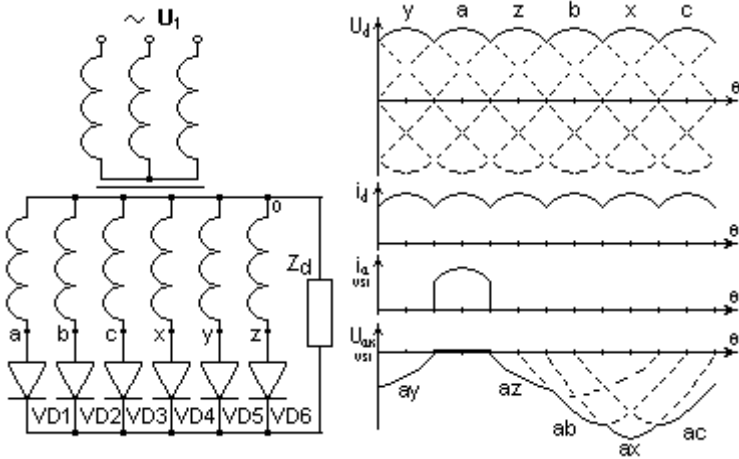


Рис. 41. Шестипульсовая схема с нулевым выводом

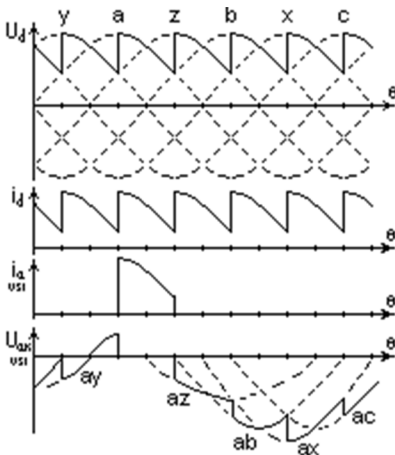


Рис. 42. Шестипульсный УВ

При включении первичной обмотки в треугольник режим работы трансформатора является симметричным относительно обоих полупериодов, и вынужденное намагничивание отсутствует.

Напряжение на закрытом вентиле определяется линейным напряжением между фазой, к которой подключен вентиль своим анодом, и фазой, в которой находится вентиль, проводящий ток в данный момент.

Особенность схемы – в разности амплитудных значений линейных напряжений. Так линейные напряжения  $U_{ax}$  и  $U_{az}$  имеют амплитуду, равную амплитуде фазного напряжения. Линейные напряжения  $U_{ab}$  и  $U_{ac}$  имеют амплитуду в  $\sqrt{3}$  раз большую, чем амплитуда

фазного напряжения, а линейное напряжение  $U_{ax}$  имеет амплитуду в два раза больше амплитуды фазного напряжения.

Временные диаграммы управляемого шестипульсного выпрямителя с выводом нулевой точки при активном характере нагрузки и не учете индуктивности рассеивания трансформатора ( $\alpha = 30^\circ$ ,  $L_d = L_a = 0$ ) изображены на рис. 42.

#### 2.4. Схема две обратные звезды с уравнивающим реактором

В данной схеме две трехфазные схемы с нулевым выводом работают параллельно. Для обеспечения отдельной работы двух схем их нулевые точки разделены уравнивающим реактором, средняя точка которого служит отрицательным выводом на нагрузку (рис. 43).

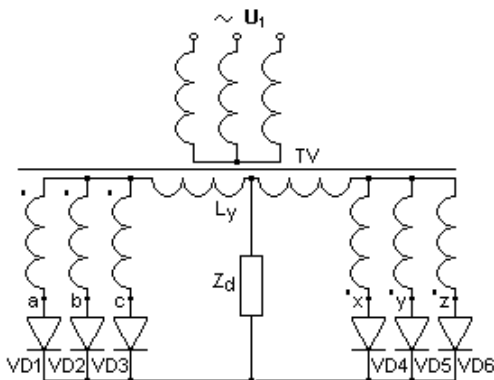


Рис. 43. Две обратные звезды

Нормальный режим работы схемы наступает при определенном токе  $I_{dкр}$ , этот ток очень мал и составляет сотые доли номинального тока нагрузки. Параллельная работа вентилей возможна благодаря уравниванию напряжений с помощью уравнивающего реактора. Пульсация напряжения на реакторе имеет трехкратную частоту сети. Пульсации выпрямленного напряжения имеют шестикратную частоту сети.

Мгновенное напряжение на нагрузке равно полусумме мгновенных значений выпрямленных каждой схемой напряжений. Коэффициент схемы такой же, как и в трехфазной схеме с нулевым выводом.

В этой схеме отсутствует постоянное намагничивание, так как токи симметричны относительно оси абсцисс. Нарисуйте самостоятельно временные диаграммы, объясняющие работу схемы.

Данная схема используется при работе на нагрузку с большими токами при малых значениях напряжения.

## 2.5. Составные выпрямители

Составные схемы выпрямления получаются при последовательном (рис. 44) или параллельном (рис. 45) соединении двух трехфазных мостовых схем.

### *Последовательное соединение*

Напряжение на нагрузке равно сумме напряжений двух мостов и коэффициент схемы равен удвоенному коэффициенту мостовой схемы. Среднее значение токов обоих комплектов одинаково и равно току нагрузки. Равенство средних значений напряжений обоих комплектов достигается выбором числа витков вторичных обмоток:

$$W_{\Delta} / W_{\lambda} = \sqrt{3} .$$

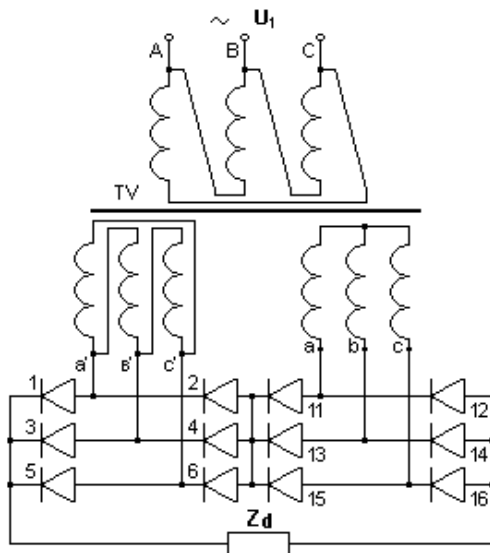


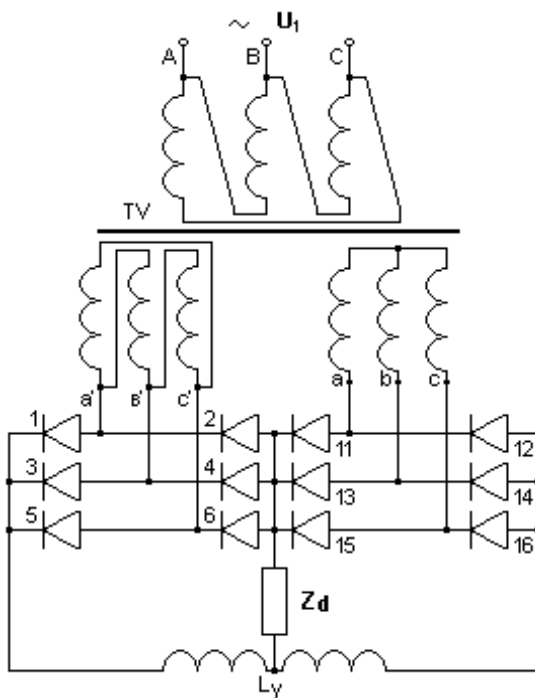
Рис. 44. Последовательное включение ВК

Пульсации выпрямленного напряжения – двенадцатикратные относительно частоты сети. Вследствие этого – в нагрузке малая амплитуда пульсаций и хорошее качество выпрямленного напряжения.

Амплитуда обратного напряжения на закрытом вентиле равна амплитуде линейного напряжения и мала относительно выпрямленного напряжения. Схема применяется в выпрямителях с высоким выходным напряжением.

### *Параллельное соединение*

Параллельное соединение комплектов применяется для получения больших токов в нагрузке. Ток нагрузки определяется как сумма токов отдельных комплектов.



*Рис. 45. Параллельное включение ВК*

Выпрямленное напряжение определяется как полусумма напряжений отдельных комплектов. При этом выпрямленные напряжения

комплектов выравнивают, как и в предыдущем случае, числом витков вторичной обмотки.

Разница мгновенных значений выпрямленных напряжений комплектов приложена к уравнительному реактору  $L_y$ .

В составных двенадцатипульсных преобразователях достигается не только увеличение мощности, отдаваемой в нагрузку, но и улучшается гармонический состав выходного напряжения и тока, потребляемого из сети.

Данные схемы выпрямления широко применяются для питания потребителей большой мощности.

## ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ

Инверторы – устройства, преобразующие энергию постоянного тока в энергию переменного тока.

Инверторы имеют широкую область применения. Они применяются для рекуперации энергии при электрическом торможении двигателей постоянного тока, при разряде электромагнитных накопителей энергии (обмоток возбуждения двигателей, обмоток электромагнитов). Инверторы применяются для питания потребителей переменного тока от систем передачи энергии постоянного тока, от резервных источников питания (аккумуляторов), а также в системах преобразования частоты.

При проектировании инверторов требуется решить следующие задачи: создать условия для коммутации тока; обеспечить потребителя реактивной мощностью; получить кривые напряжения и тока определенной формы (прямоугольной, синусоидальной, ступенчатой); получить требуемую внешнюю характеристику.

Схемы инверторов, ведомых сетью, те же, что и у выпрямителей. При соблюдении условий возникновения инверторного режима любой выпрямитель может перейти в инверторный режим работы.

### *Условия возникновения инверторного режима*

#### 1. Наличие ЭДС в проводящем направлении вентилей

Поскольку идет преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного тока, то в цепи постоянного тока должен быть источник энергии. Поскольку тиристоры (и транзисторы) обладают од-



носторонней проводимостью, то эта ЭДС должна быть направлена в проводящем направлении.

## 2. Принудительная коммутация вентилей

В инверторах, ведомых сетью, коммутация вентилей обеспечивается переменным напряжением сети. Поскольку коммутация происходит с частотой сети, то этим и определяется частота тока инвертора.

3. Среднее выпрямленное напряжение преобразователя должно быть отрицательным.

Поскольку ток в цепи с вентилем не меняет своего направления, а направление потока мощности должно измениться, то как напряжение преобразователя, так и ЭДС нагрузки должны изменить свою полярность. Отрицательное напряжение преобразователя достигается увеличением угла управления  $\alpha$ .

# 1. ОДНОФАЗНАЯ ДВУХПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА ИНВЕРТОРА С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ

Для инверторов вводится понятие угла опережения отпирания тиристоров:

$$\beta = \pi - \alpha.$$

Рассмотрим однофазную двухполупериодную схему инвертора с нулевым выводом, изображенную на рис. 46. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на этом же рисунке.

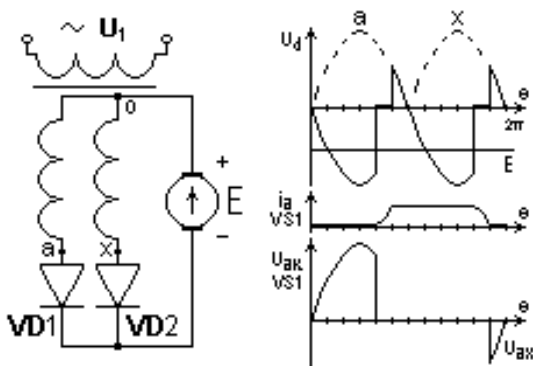


Рис. 46. Однофазный ИВС

Тиристор  $V_{S1}$ , подсоединенный к фазе  $a$ , при положительном напряжении фазы  $a$  преимущественно закрыт, и отпирается при угле управления  $\alpha = 120^\circ$  к концу положительного периода. До этого момента открыт тиристор  $V_{S2}$ , подключенный к фазе  $x$ . При  $\theta = 120^\circ$  (в момент выдачи управляющего импульса на тиристор  $V_{S1}$ ) потенциал анода тиристора  $V_{S1}$  больше потенциала анода тиристора  $V_{S2}$ , поэтому тиристор  $V_{S2}$  запирается и ток с тиристора  $V_{S2}$  переходит на тиристор  $V_{S1}$  (в течение интервала коммутации  $\gamma$ ).

После коммутации от  $\theta = 150^\circ$  до  $\theta = 180^\circ$  ток в тиристоре  $V_{S1}$  определяется алгебраической суммой напряжения фазы  $a$  ( $U_{2a}$ ) и ЭДС нагрузки ( $E$ ).

От момента  $\theta = 180^\circ$  до  $\theta = 210^\circ$  действует разность:  $E - U_{2a}$ . После момента времени  $\theta = 210^\circ$  ток протекает за счет энергии, накопленной в индуктивности.

Коммутация вентиляй должна закончиться таким образом, чтобы закрывающийся вентиль успел восстановить свои запирающие свойства до момента времени  $\theta = 180^\circ$ , так как позже потенциал анода закрывающегося вентиля окажется больше потенциала анода открывающегося вентиля. Если к этому моменту запирающие свойства вентиля не восстановлены, то закрывающийся вентиль вновь откроется, и ток снова перейдет на него. Преобразователь выйдет из режима инвертирования и перейдет в выпрямительный режим – произойдет опрокидывание инвертора. Так как в контуре инвертора будет действовать сумма переменного и постоянного напряжения, то это приведет к протеканию больших аварийных токов.

Условие устойчивой работы инвертора:  $\beta_{\min} \geq \gamma + \delta_v$ , где  $\delta_v$  – угол восстановления запирающих свойств тиристора (паспортное данное тиристора).

Опрокидывание инвертора возможно: при малом значении угла опережения; при большом значении угла коммутации (в частности, при возрастании тока); замедлении процесса восстановления тиристора; при отказе системы управления в запираии или включении вентиляй (при отсутствии принудительной коммутации). Можно записать следующее соотношение:

$$\beta_{\min} = \arccos \left( \cos \delta_{\min} - \frac{I_{d_{\max}} x_a}{\sqrt{2} \cdot U_2} \right).$$

## 2. ТРЕХФАЗНАЯ СХЕМА ИНВЕРТОРА С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ

Схема трехфазного инвертора с выводом нулевой точки показана на рис. 47. На этом же рисунке приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы.

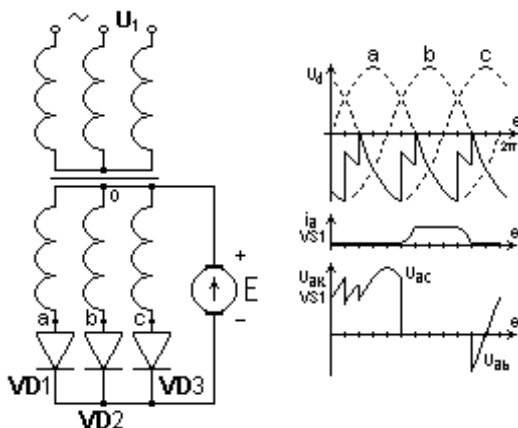


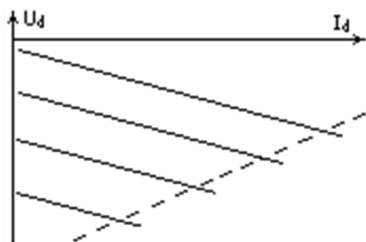
Рис. 47. Трехфазный инвертор

Хотя импульсы управления подаются в отрицательную полувольту напряжения на аноде тиристора, включение тиристора происходит, так как потенциал анода больше потенциала катода.

Входная характеристика инвертора имеет вид:

$$Ud = Ud_0 \cos\beta + Id \left( \frac{x_a}{2\pi/p} + Rd \right) + \Delta U_v.$$

Если угол опережения окажется меньше минимального угла опережения ( $\beta < \beta_{\min} = \gamma + \delta_v$ ), то при коммутации, например с тиристора  $VS2$  на тиристор  $VS3$ , тиристор  $VS2$  не успеет восстановить свои запирающие свойства и вновь откроется, выключая тиристор  $VS3$ . В результате полярность напряжения преобразователя и ЭДС нагрузки совпадет, т. е. инвертор опрокинется. В связи с этим в инверторе существует граница предельного тока, зависящая от угла опережения и угла коммутации.



Ограничительная характеристика инвертора имеет вид, изображенный на рис. 48 штриховой линией, и описывается уравнением:

$$U_{d_{\max}} = U_{d0} \cos \delta_{\min} - \frac{I_d \cdot x_a}{2\pi / p}.$$

Рис. 48. Входные характеристики

### 3. РЕВЕРСИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В реверсивных преобразователях выпрямленный ток может протекать в двух направлениях. Это достигается либо за счет переключения направления постоянной ЭДС, либо за счет использования двух комплектов вентильных блоков. Соответственно реверсивные преобразователи подразделяются на одно- и двухкомплектные.

Двухкомплектные преобразователи выполняются по встречно-параллельной схеме, когда оба вентильных блока питаются от общей обмотки трансформатора, или по перекрестной схеме, когда питание блоков происходит от отдельных обмоток. На рис. 49 изображены оба варианта включения.

Встречно-параллельная схема имеет ряд преимуществ перед перекрестной схемой. Это меньшая типовая мощность трансформатора; более простая конструкция двухобмоточного трансформатора; возможность непосредственного включения в сеть через анодные реакторы для мостовых схем; меньшие суммарные массогабаритные показатели.

Для управления двумя комплектами тиристоров используют два метода управления: совместное и раздельное управление. При совместном способе управления УИ (управляющие импульсы) подаются одновременно на оба вентильных комплекта. В результате возникают уравнивающие токи, которые дополнительно загружают трансформатор и тиристоры. Эти токи ограничивают на уровне  $(0,1 \dots 0,2)I_{dH}$  с помощью специальных уравнивающих реакторов. Уравнивающий ток влияет на внешнюю характеристику, исключая зону прерывистых токов.

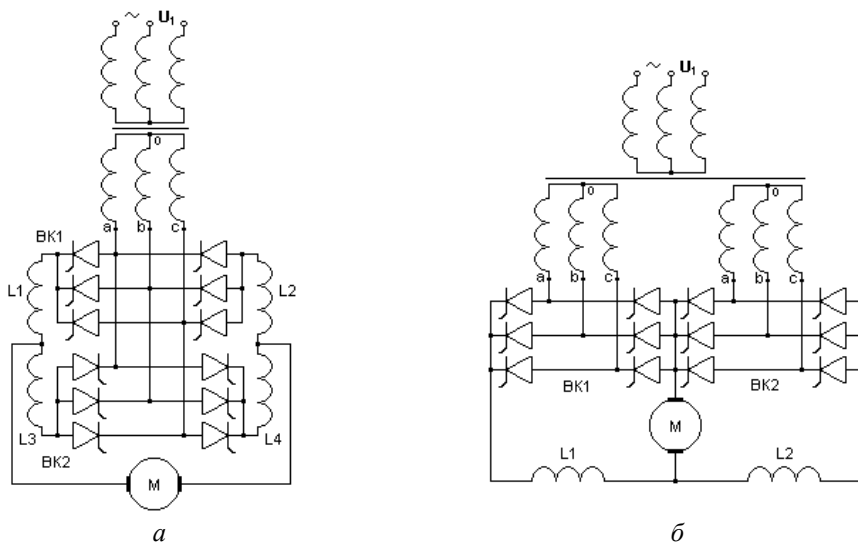


Рис. 49. Схемы соединения реверсивных преобразователей:

*а* – встречно-параллельная схема; *б* – перекрестная схема

При раздельном способе управления управляющие импульсы подаются только на одну группу вентилей, другая группа – закрыта. Реализация раздельного управления производится с помощью логического устройства, выполняющего следующие функции: надежная подача импульсов на работающую группу; запрет подачи импульсов на неработающую группу; формирование временной паузы в подаче импульсов при переключении комплектов для восстановления запирающих свойств тиристорov ранее работавшей группы.

#### 4. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВП

Требования, предъявляемые к системам управления ВП:

- надежное отпирание тиристорov во всех режимах работы;
- плавное (в требуемом диапазоне) регулирование угла управления;
- высокая помехоустойчивость и надежность.

Системы управления можно разделить на синхронные СИФУ и асинхронные СИФУ.

В синхронных СИФУ управляющие импульсы синхронизируются напряжением питающей сети. Наиболее часто применяется принцип вертикального управления, при котором сравнивается два напряжения – опорное напряжение и напряжение управления.

На рис. 50 представлена функциональная схема синхронной СИФУ с вертикальным принципом управления. ГОН – генератор опорного напряжения, вырабатывающий опорное напряжение  $U_{оп}$ , синхронизируемое сетью; НО – нуль-орган (компаратор), сравнивающий опорное напряжение с напряжением управления  $U_{у}$  и выдающий сигнал на усилитель-формирователь импульсов УФ.

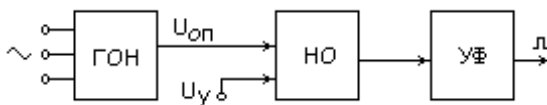


Рис. 50. Функциональная схема синхронной СИФУ

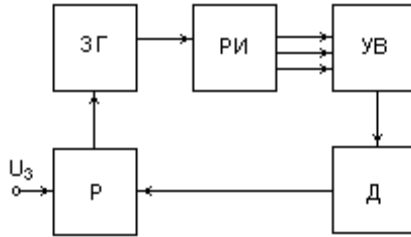
СИФУ выполняются по одноканальному и многоканальному принципу. Многоканальная СИФУ имеет количество каналов, равное числу тиристоров, регулирование угла управления осуществляется от общего управляющего напряжения. Все каналы многоканальной СИФУ должны быть идентичны.

В одноканальной системе регулирование угла управления осуществляется одним каналом, а затем УИ распределяются по цепям формирования для каждого тиристора. Этот способ дает более точную симметрию УИ, но усложняет СУ и потому редко применим.

В асинхронных СИФУ УИ получают без синхронизации напряжением сети. Требуемый угол управления создается как результат регулирования частоты следования УИ в замкнутой системе с преобразователем или его нагрузкой.

Функциональная схема, поясняющая принцип работы асинхронной СИФУ, изображена на рис. 51.

Здесь Р – регулятор частоты следования управляющих импульсов, сравнивающий сигнал задания  $U_3$  с реальным значением регулируемого параметра, снимаемого с датчика Д. Выход регулятора управляет задающим генератором ЗГ, сигналы которого поступают на распределитель импульсов РИ. РИ формирует управляющие импульсы на тиристоры управляемого выпрямителя УВ.



*Рис. 51. Асинхронная СИФУ*

Этот способ применяют при существенных искажениях напряжения сети, при значительной несимметрии трехфазных напряжений по величине и фазе. Наибольшее распространение асинхронные СИФУ получили в преобразователях, потребляющих мощность, соизмеримую с мощностью сети.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Забродин Ю.С.* Промышленная электроника. – М.: Альянс, 2013.
2. *Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е.* Промышленная электроника. – М.: Энергоатомиздат, 1988.
3. *Герасимов В.Г.* Основы промышленной электроники. – М.: Высшая школа, 1986.
4. *Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М.* Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1980.
5. *Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М.* Преобразовательная техника. – Киев: Вища школа, 1978.
6. Справочник по преобразовательной технике / под ред. И.М. Чиженко. – Киев: Техника, 1978.
7. *Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И.* Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1974.
8. *Попков О.З.* Основы преобразовательной техники: учебное пособие. – М.: Энергия, 2007.
9. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / под ред. В.И. Круповича. – М.: Энергоиздат, 1982.
10. *Зиновьев Г.С.* Основы преобразовательной техники: учебное пособие / Новосибирский электротехнический институт. – Новосибирск, 1981.