

Министерство сельского хозяйства Российской Федерации  
ФГБОУ ВО «Красноярский государственный аграрный университет»

*Н.П. Боярская*

## **ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

### **Часть 1**

*Рекомендовано научно-методическим советом федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Красноярский государственный аграрный университет» для внутривузовского использования в качестве учебно-методического пособия для студентов, обучающихся по направлению подготовки 35.03.06 «Агроинженерия», профиль «Электрооборудование и электротехнологии в АПК»*

Красноярск 2016

ББК 31.264.5

Б 86

*Рецензенты:*

В.П. Довгун, д-р техн. наук, проф. каф. систем автоматики,  
автоматизированного управления и проектирования  
Сибирского федерального университета

С.М. Плотников, д-р техн. наук, проф. каф. электротехники  
Сибирского государственного технологического университета

Б 86 **Боярская Н.П.**

**Вторичные источники электропитания. Ч. 1:** учеб.-метод. пособие / Н.П. Боярская; Краснояр. гос. аграр. ун-т. – Красноярск, 2016. – 100 с.

Приведен краткий обзор существующих в настоящее время вторичных источников электропитания. Рассматриваются их особенности, область использования и элементная база. Пособие дополнено практической частью – содержит рекомендации по выполнению курсовой работы на тему «Расчет тиристорного преобразователя».

Предназначено для студентов дневной и заочной формы обучения направления подготовки 35.03.06 «Агроинженерия», профиль «Электрооборудование и электротехнологии в АПК», изучающих дисциплину «Электроника».

ББК 31.264.5

© Боярская Н.П., 2016

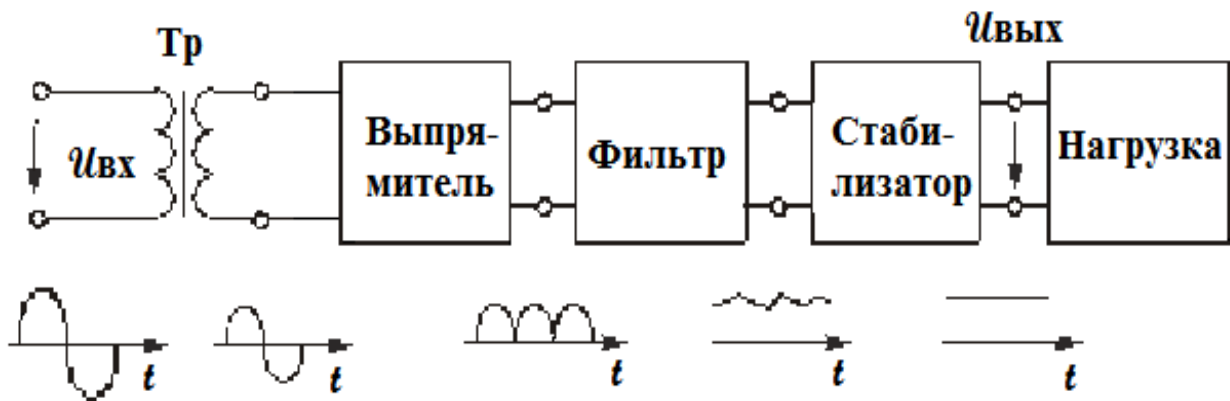
© ФГБОУ ВО «Красноярский государственный аграрный университет», 2016

## ВВЕДЕНИЕ

Первичными источниками электроэнергии называются турбо-, гидро-, ветро-, дизель-генераторы. То есть те устройства, что вырабатывают электроэнергию, которую затем используют в производственных или бытовых целях. Вторичными источниками электропитания называются из-за того, что они используют электроэнергию от первичных источников для преобразования, то есть всегда содержат какого-либо рода преобразователи энергии.

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) предназначены для получения напряжения, необходимого для питания различных и прежде всего, электронных устройств. Как известно, действующее значение фазного напряжения сети переменного тока составляет 220 В.

В то же время для работы большинства бытовых электронных приборов необходимо постоянное напряжение, величина которого обычно не превышает нескольких вольт. Вторичные источники получают энергию от первичных источников: сети переменного тока, аккумуляторов и т. д.



*Структурная схема ИВЭП, получающего энергию от первичных источников переменного тока*

Трансформатор Тр предназначен для изменения уровня переменного напряжения и гальванической развязки выпрямителя и питающей сети.

Выпрямитель преобразует переменное напряжение синусоидальной формы в пульсирующее напряжение одной полярности. Основными компонентами выпрямителя являются выпрямительные элементы – элементы с явно выраженной нелинейной вольт-амперной характеристикой. В качестве таких элементов используют диоды и тиристоры.

Сглаживающий фильтр уменьшает пульсации напряжения на выходе выпрямителя. Стабилизатор уменьшает колебания напряжения на нагрузке.

Рассмотренный источник питания имеет большие вес и габариты, определяемые, прежде всего, размерами трансформатора и сглаживающего фильтра. В настоящее время такие ИВЭП вытесняются импульсными преобразовательными устройствами, работающими на частотах, составляющих десятки и сотни килогерц. При этом удается значительно уменьшить размеры и вес устройства.

# 1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

В преобразовательной технике используют большое число разнообразных схем выпрямителей, которые различаются формой напряжения и тока на выходе, количеством фаз и коэффициентом мощности на стороне питающей сети, видом и числом выпрямительных элементов. Выпрямители классифицируют следующим образом:

1. *По управлению выходным напряжением.* Различают управляемые и неуправляемые выпрямители. В неуправляемых выпрямителях в качестве выпрямительных элементов используют диоды. Выходное напряжение таких выпрямителей регулировать невозможно. В управляемых выпрямителях сопротивление нелинейного элемента зависит не только от полярности напряжения, но и от управляющих сигналов. В качестве выпрямительных элементов в таких выпрямителях используют тиристоры либо комбинации тиристоров и диодов.

2. *По виду напряжения на выходе.* Различают однополупериодные и двухполупериодные выпрямители. Однополупериодным называют выпрямитель, выходное напряжение которого соответствует только одному полупериоду питающего напряжения. Выпрямитель, выходное напряжение которого соответствует двум полупериодам питающего напряжения, называют двухполупериодным.

3. *По числу фаз входного напряжения.* Напряжение на входе выпрямителя может быть однофазным, трехфазным или многофазным. Соответственно, различают однофазные, трехфазные и многофазные выпрямители.

Перечислим основные параметры выпрямителей [1, 12]:

5.. Среднее значение выпрямленного напряжения

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

где  $T$  – период питающей сети.

2. Среднее значение выходного тока

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

3. Выходная мощность выпрямителя

$$P = U_{cp} I_{cp}.$$

#### 4. Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{cp}},$$

где  $U_{m1}$  – амплитуда первой (основной) гармоники.

Важным параметром является мощность идеального выпрямителя – мощность, которая может быть отдана выпрямителем при идеальном выпрямленном напряжении  $U_{н0}$  и полностью сглаженном токе  $I_{н0}$ :

$$P_{н0} = U_{н0} I_{н0}.$$

##### 1.1. Однополупериодный выпрямитель

Простейшим является однополупериодный выпрямитель. Его схема показана на рисунке 1.1. Напряжение и ток нагрузки имеют форму, показанную на рисунке 1.2. Выходное напряжение меньше входного на величину падения напряжения на открытом диоде.

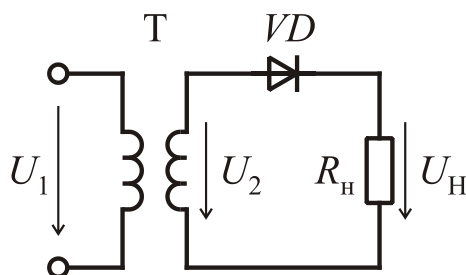


Рис. 1.1

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{вых} = \frac{U_{вх m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} U_{вх}}{\pi} \approx 0,45 U_{вх}, \quad (1.1)$$

где  $U_{вх}$  – действующее значение входного напряжения.

С помощью формулы (1.1) по заданному значению напряжения  $U_{вых}$  можно найти входное напряжение выпрямителя.

Максимальное обратное напряжение на диоде

$$U_{обрmax} = \sqrt{2} U_{вх} = \pi U_{cp}.$$

## Максимальный ток диода

$$I_{\text{д max}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{вх}}}{R} = \pi I_{\text{ср}}.$$

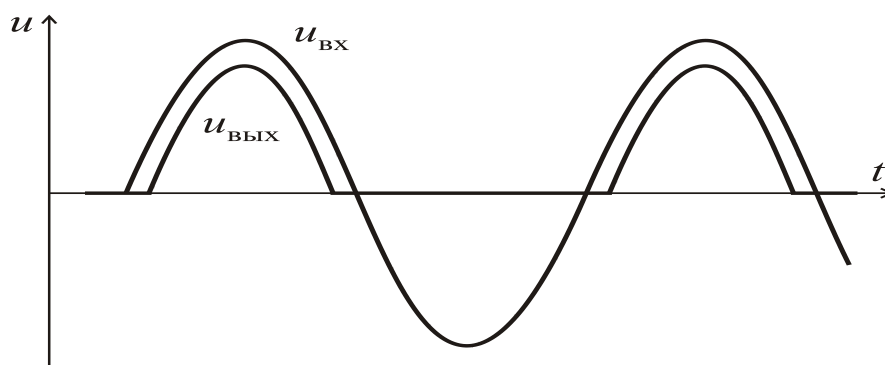


Рис. 1.2

Важным параметром выпрямителя является коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения, равный отношению амплитуды первой (основной) гармоники выпрямленного напряжения к его среднему значению. Для однополупериодного выпрямителя коэффициент пульсаций  $\varepsilon = \pi/2 \approx 1,57$ .

При использовании однополупериодных схем напряжение и ток имеют очень большой уровень пульсаций. Поэтому на практике такую схему применяют в маломощных устройствах в тех случаях, когда не требуется высокое качество выпрямленного напряжения.

### 5.5. Двухполупериодные выпрямители

Меньший уровень пульсаций выпрямленного напряжения можно получить в двухполупериодных выпрямителях. На рисунке 1.3 показана схема выпрямителя с выводом от средней точки вторичной обмотки трансформатора.

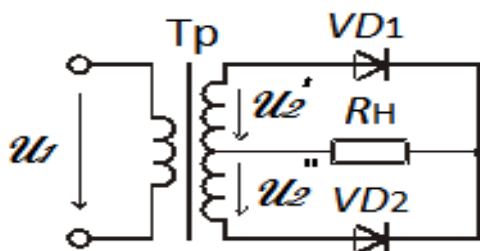


Рис. 1.3

Во вторичной обмотке трансформатора индуцируются напряжения  $u_2'$  и  $u_2''$ , имеющие противоположную полярность. Диоды проводят ток (открываются) поочередно, каждый в течение одного полупериода. В положительный полупериод открыт диод  $VD1$ , а в отрицательный – диод  $VD2$ . Ток в нагрузке имеет одинаковое направление в оба полупериода, поэтому напряжение на нагрузке имеет форму, показанную на рисунке 1.4. Выходное напряжение на рисунке 1.4 меньше входного на величину падения напряжения на диоде [3, 12].

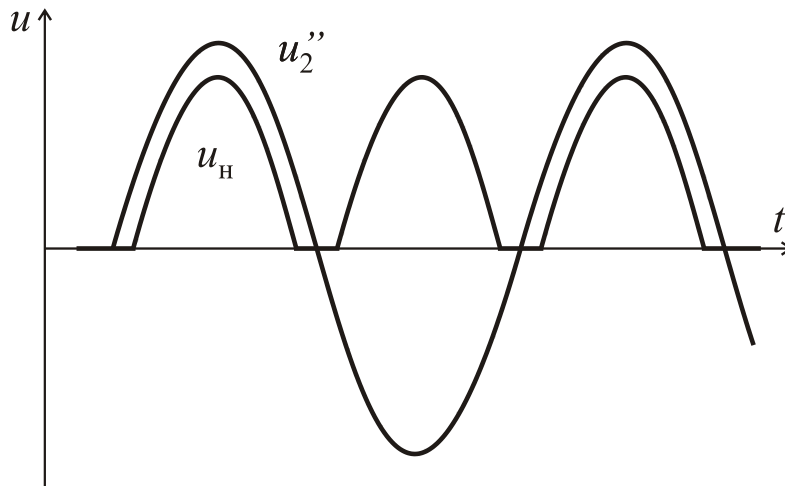


Рис. 1.4

В двухполупериодном выпрямителе постоянная составляющая тока и напряжения увеличивается вдвое по сравнению с однополупериодной схемой:

$$I_H = \frac{2}{\pi} I_{2m}; \quad U_H = \frac{2U'_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U'_2}{\pi} \approx 0,9U_2.$$

Из последней формулы определим действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U'_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_H \approx 1,1 U_H.$$

Коэффициент пульсаций в данном случае значительно меньше, чем у однополупериодного выпрямителя:

$$\varepsilon = \frac{2}{3} \approx 0,67.$$



Так как ток во вторичной обмотке трансформатора двухполупериодного выпрямителя синусоидальный, а не пульсирующий, он не содержит постоянной составляющей. Тепловые потери при этом уменьшаются, что позволяет уменьшить габариты трансформатора.

Существенным недостатком схемы на рисунке 1.3 является то, что к запертому диоду приложено обратное напряжение, равное удвоенной амплитуде напряжения одного плеча вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{\text{обр}} = 2U_{2m}.$$

Поэтому необходимо выбирать диоды, способные выдержать большее обратное напряжение в закрытом состоянии. Более рационально используются диоды в мостовом выпрямителе. Мостовая схема двухполупериодного выпрямителя показана на рисунке 1.5.

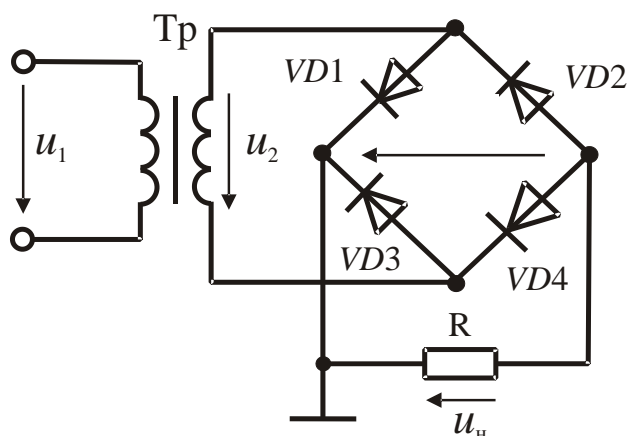


Рис. 1.5

Эта схема имеет такие же значения среднего напряжения и коэффициента пульсаций, что и схема выпрямителя с выводом от средней точки трансформатора. Ее преимущество в том, что обратное напряжение на диодах меньше. Кроме того, вторичная обмотка трансформатора содержит вдвое меньше витков, чем вторичная обмотка трансформатора в схеме на рисунке 1.3.

Двухполупериодные выпрямители имеют большое значение в энергетической электронике. Они применяются для питания бытовых устройств мощностью до 1 кВт от однофазной сети переменного тока.

## 5.5. Трехфазные выпрямители

### 1.3.1. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом

Схема трехфазного выпрямителя показана на рисунке 1.6.

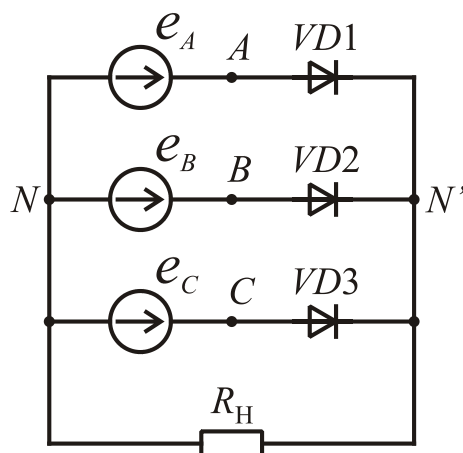


Рис. 1.6

Напряжение на выходе выпрямителя в любой момент времени равно напряжению той фазы, в которой диод открыт. Таким образом, выпрямленное напряжение равно огибающей фазных ЭДС. Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения составляет 0,25, тогда как у однофазного двухполупериодного выпрямителя этот коэффициент равен 0,67. Частота пульсаций в трехфазном выпрямителе в три раза выше частоты питающей сети [6, 9].

В трехфазном выпрямителе с нулевым выводом (как на рисунке 1.6) каждая фаза работает один раз за период в течение трети периода. Ток в работающей фазе равен току нагрузки. Обратное напряжение на закрытых диодах равно линейному напряжению сети переменного тока. Максимальное обратное напряжение в 2,09 раза превышает постоянную составляющую выпрямленного напряжения.

Кроме того, недостатком схемы на рисунке 1.6 является вынужденное намагничивание сердечника трансформатора.

### 1.3.2. Трехфазный мостовой выпрямитель

Схема мостового выпрямителя изображена на рисунке 1.7. В отечественной литературе ее еще называют схемой Ларионова. Этот выпрямитель является аналогом однофазного мостового выпрямителя.

Правую группу диодов называют катодной, а левую – анодной. В мостовом выпрямителе одновременно открыты два диода: один из катодной и один из анодной группы. Каждый диод работает треть периода. Схема Ларионова характеризуется высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения  $\varepsilon \approx 0,057$ , а частота пульсаций в шесть раз выше частоты сети. Это позволяет во многих случаях не использовать сглаживающий фильтр [4].

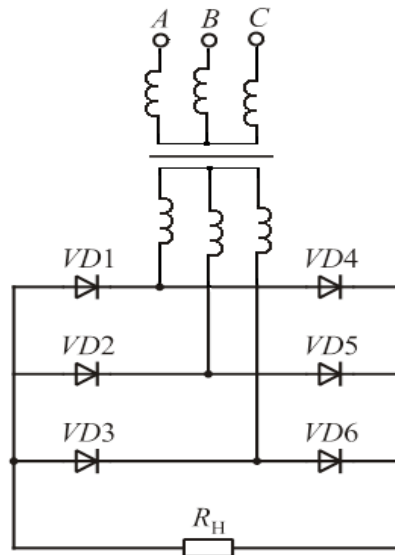


Рис. 1.7

Обратное напряжение на закрытых диодах ненамного превосходит постоянную составляющую выпрямленного напряжения ( $U_{обр\max} = 1,045 U_n$ ).

В трехфазном мостовом выпрямителе нет вынужденного намагничивания сердечника трансформатора.

## 1.4. Управляемые выпрямители

Как уже отмечалось, в управляемых выпрямителях в качестве выпрямительных элементов используют неуправляемые (диоды) или управляемые (тиристоры) силовые приборы. Чтобы получить управляемые выпрямители, нужно на рисунках, приведенных ранее, заменить диоды на тиристоры. Тиристоры включаются автоматически, под действием переменных напряжений.

Схемы управляемых выпрямителей в основном аналогичны схемам выпрямителей на диодах. Рассмотрим их более подробно.

### 1.4.1. Однополупериодный управляемый выпрямитель

Схема однополупериодного управляемого выпрямителя показана на рисунке 1.8. В качестве вентиля используется тиристор. Импульсы тока на управляющий электрод подаются с выхода схемы управления (СУ).

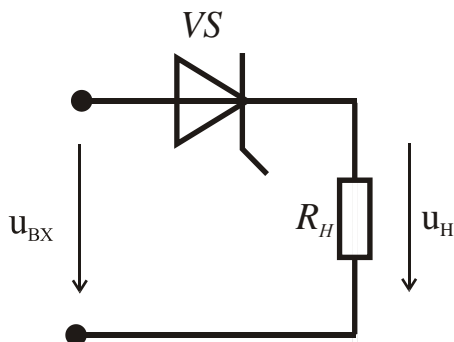


Рис. 1.8

Углом управления  $\alpha$  будем называть угол между началом положительной полуволны входного напряжения и моментом включения тиристора.

Рассмотрим работу схемы для двух случаев: сопротивление нагрузки чисто активное, нагрузка имеет активно-индуктивный характер [1, 10].

5.. **Чисто активная нагрузка.** В момент  $\theta = \alpha$  с выхода системы управления (СУ) поступает импульс на управляющий электрод тиристора. Он включается и остается в проводящем состоянии до момента  $\theta = \pi$ . В течение второго полупериода тиристор закрыт, так как смещается в обратном направлении и не проводит ток. Графики входного и выходного напряжений показаны на рисунке 1.9.

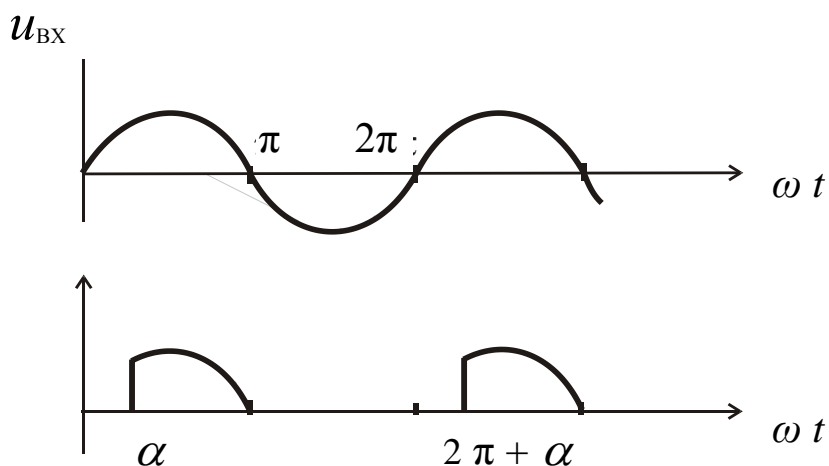


Рис. 1.9

При увеличении угла включения  $\alpha$  интервал времени, в течение которого тиристор открыт, уменьшается. Уменьшается и среднее напряжение на выходе. Поскольку тиристор может находиться в проводящем состоянии только положительного полупериода входного напряжения, схема является однополупериодным выпрямителем.

Среднее значение выпрямленного напряжения [1]

$$U_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_{вых} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \theta d\theta = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha),$$

где  $U_m$  – амплитуда синусоидального напряжения на входе выпрямителя.

Изменяя угол управления  $\alpha$ , мы можем регулировать среднее значение выпрямленного напряжения. При  $\alpha = \pi/2$  среднее значение выпрямленного напряжения составляет только половину напряжения неуправляемого выпрямителя.

5.. **Резистивно-индуктивная нагрузка.** В этом случае тиристор остается в проводящем состоянии при  $\theta > \pi$ , поскольку ток запаздывает по отношению к напряжению (рис. 1.10). В интервале от  $\pi$  до  $\beta$  полярность напряжения меняется на противоположную, а ток сохраняет прежнее направление. Энергия, запасенная в магнитном поле индуктивного элемента, возвращается источнику. Этот процесс называется *рециркуляцией*.

В рассматриваемом случае среднее напряжение на нагрузке

$$U_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} u_{вых} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_m \sin \theta d\theta = \frac{U_m}{2\pi} (\cos \alpha - \cos \beta).$$

Благодаря рециркуляции напряжение на нагрузке уменьшается.

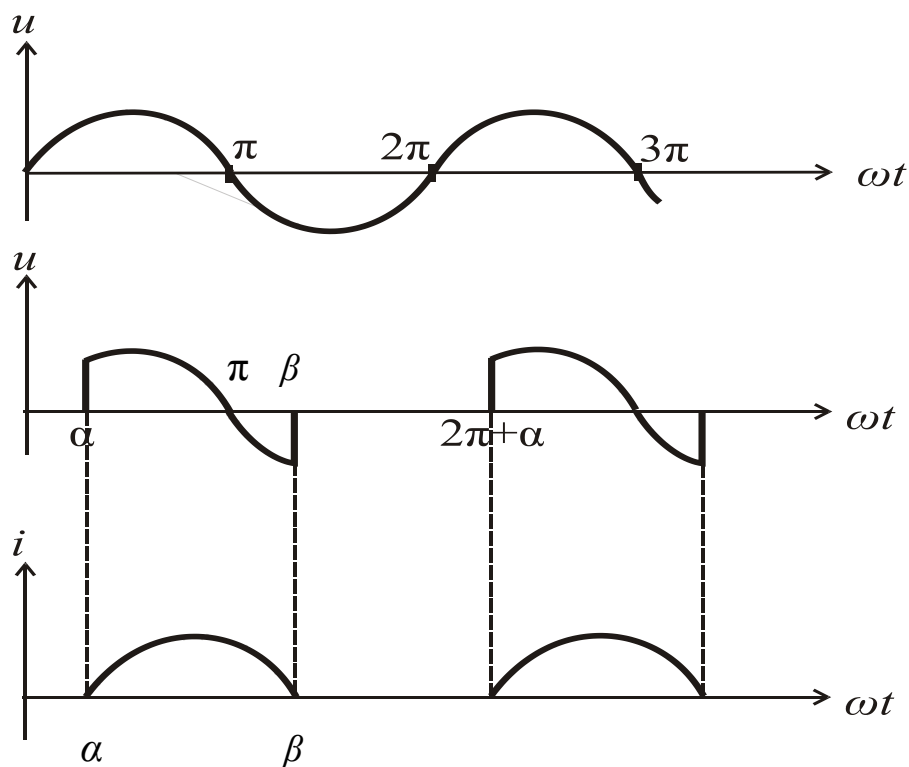


Рис. 1.10

#### 1.4.2. Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой

Схема двухполупериодного управляемого выпрямителя с выводом от средней точки показана на рисунке 1.11. Его можно рассматривать как параллельное соединение двух однополупериодных выпрямителей.

В общем случае нагрузка имеет комплексный характер. При наличии значительной индуктивности параллельно нагрузке включается обратный диод.

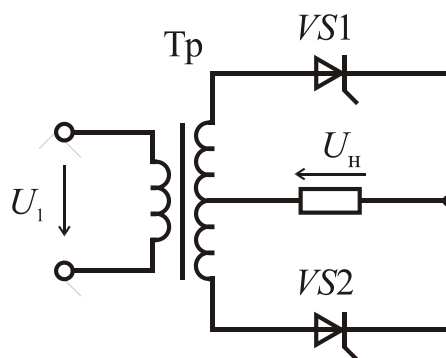


Рис. 1.11

В течение положительного полупериода входного напряжения, тиристор  $VS1$  открыт и проводит ток при значениях угла от  $\alpha$  до  $\pi$ . В течение отрицательного полупериода входного напряжения тири-

стор  $VS2$  открыт и проводит ток при значениях угла от  $\pi + \alpha$  до  $2\pi$ .  
 Временные диаграммы входного и выходного напряжений показаны на рисунке 1.12.

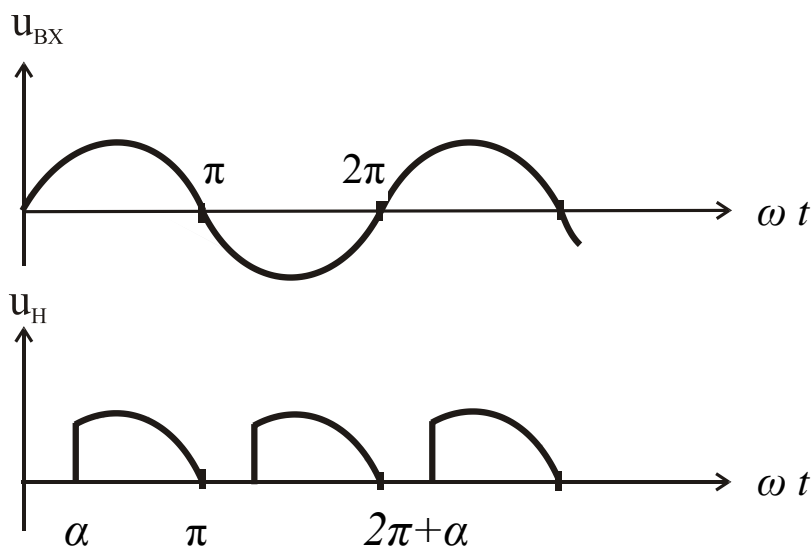


Рис. 1.12

Среднее значение выпрямленного напряжения вдвое больше, чем у однополупериодного выпрямителя. В случае резистивной нагрузки

$$U_{cp} = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha),$$

где  $U_m$  – амплитуда синусоидального напряжения на входе выпрямителя.

Величину среднего значения выпрямленного напряжения можно регулировать, изменяя угол включения  $\alpha$ . При изменении  $\alpha$  от 0 до  $\pi$  управляемый выпрямитель регулирует среднее значение выходного напряжения от максимальной величины, равной  $U_m/\pi$ , до нуля.

### 1.4.3. Мостовой выпрямитель

Схема управляемого мостового выпрямителя показана на рисунке 1.13. В течение положительного полупериода открыты тиристоры  $VS1$  и  $VS4$ . На отрицательном полупериоде открыты тиристоры  $VS3$  и  $VS2$ . При этом ток в нагрузке не изменяет своего направления.

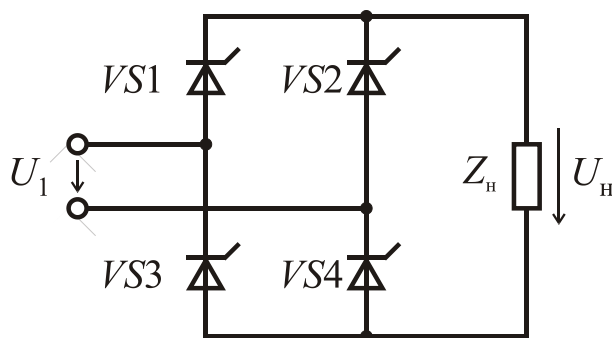


Рис. 1.13

Режим работы выпрямителя зависит от характера нагрузки и угла управления  $\alpha$ . При  $\alpha = 0$  схема рисунка 1.13 работает так же, как и неуправляемый мостовой выпрямитель, рассмотренный ранее.

При ненулевом угле управления анализ процессов в выпрямителе усложняется, так как на определенных интервалах времени все тиристоры закрыты. Будем считать, что сопротивления закрытых тиристоров одинаковы и не зависят от полярности приложенного напряжения. В этом случае напряжение на каждом тиристоре равно половине входного напряжения [10].

Рассмотрим случай, когда угол управления  $\alpha = \pi/2$ , а нагрузка имеет активный характер. При  $\omega t = \alpha$  включаются тиристоры VS1 и VS4. В этот момент обратное напряжение на тиристорах VS2 и VS3 увеличивается в два раза. При  $\omega t = \pi$  входное напряжение уменьшается до нуля, и тиристоры VS1 и VS4 выключаются. Далее процесс повторяется. При  $\omega t = \pi + \alpha$  включаются тиристоры VS2 и VS3. Напряжение на закрытых тиристорах VS1 и VS4 равно входному. При  $\omega t = 2\pi$  тиристоры VS2 и VS3 выключаются.

Форма напряжения на выходе управляемого выпрямителя имеет форму импульсов. Поэтому необходимы специальные меры для сглаживания этого напряжения.

Одна из важнейших особенностей управляемых выпрямителей заключается в их способности регулировать среднее значение выпрямленного напряжения при изменении угла включения  $\alpha$ .



## 5.. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Рассмотренные схемы выпрямителей имеют относительно большие значения коэффициента пульсаций. Между тем для питания электронной аппаратуры часто требуется выпрямленное напряжение с коэффициентом пульсаций, не превышающим нескольких процентов. Для уменьшения пульсаций используют специальные устройства – сглаживающие фильтры [1, 10].

Простейшим является емкостный фильтр (С-фильтр). Рассмотрим его работу на примере однополупериодного выпрямителя (рис. 2.1).

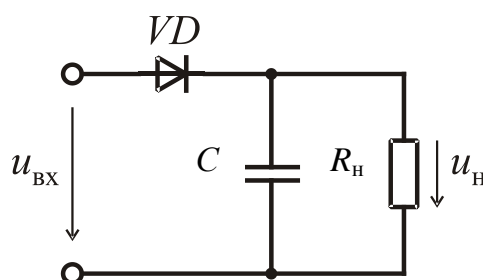


Рис. 2.1

Сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения и тока происходит за счет периодической зарядки конденсатора  $C$  (когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора превышает напряжение на нагрузке) и последующей его разрядки на сопротивление нагрузки.

Временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя показаны на рисунке 2.2. На интервале времени  $t_1 - t_2$  диод открыт и конденсатор заряжается. На интервале  $t_2 - t_3$  диод закрыт и конденсатор разряжается через сопротивление  $R_H$ . Для уменьшения пульсаций емкость конденсатора должна быть большой, чтобы постоянная времени разряда  $R_H C$  была намного больше периода выпрямленного напряжения. Амплитуда пульсаций выпрямленного напряжения  $U_r$  определяется приближенной формулой

$$U_r \approx \frac{U_m}{fR_H C},$$

где  $f$  – частота входного напряжения.

Очевидно, что амплитуда пульсаций напряжения на выходе двухполупериодного выпрямителя оказывается в два раза меньше:

$$U_r \approx \frac{U_m}{2fR_H C}$$

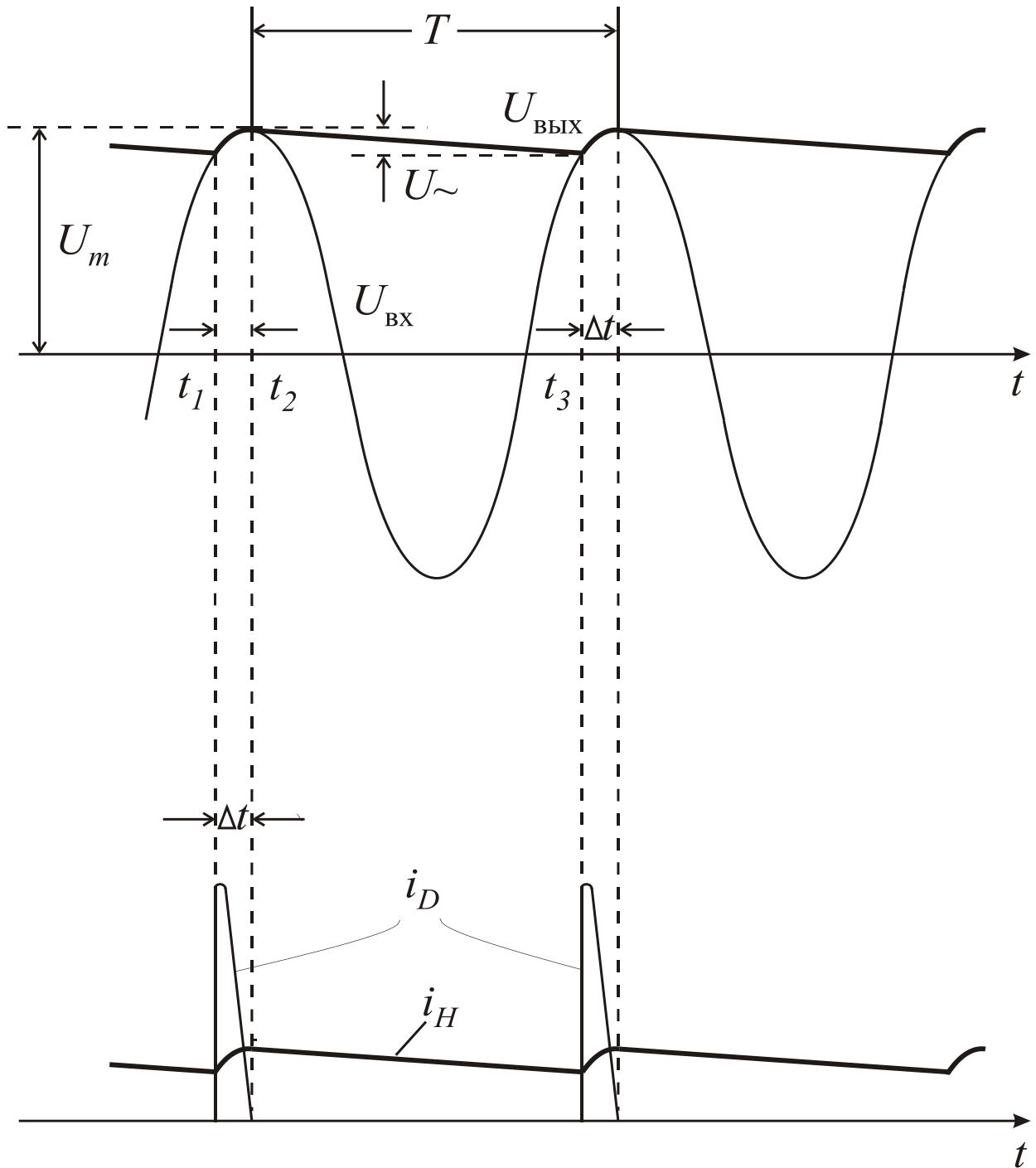


Рис. 2.2

Как следует из рисунка 2.2, диод открыт только на интервале  $t_1 - t_2$ . Чем короче этот интервал, тем больше амплитуда тока через диод. Режим работы диода в схеме выпрямителя с фильтром оказывается достаточно тяжелым [10, 12].

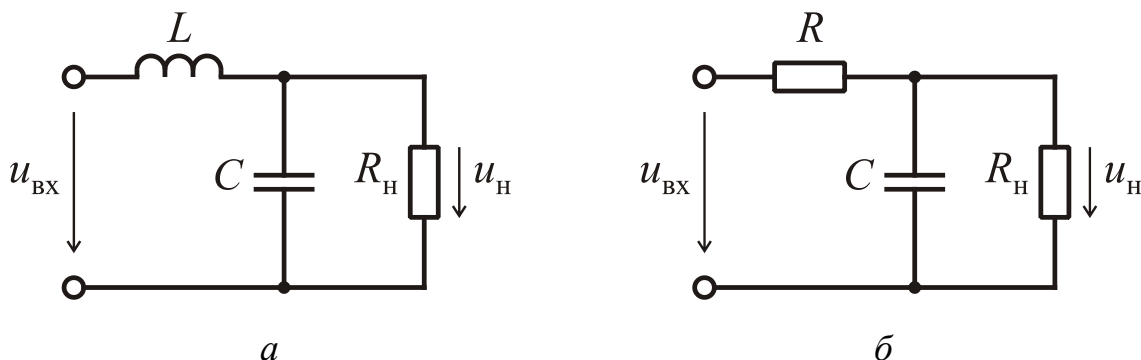


Рис. 2.3

На практике используют и более сложные схемы сглаживающих фильтров. На рисунке 2.3 приведены схемы Г-образных  $LC$ - и  $RC$ -фильтров (рис. 2.3,  $a$ ,  $b$  соответственно). Такие фильтры обеспечивают лучшее сглаживание. Их основной недостаток – большие габариты и вес, поэтому для схем на интегральных элементах их использование очень ограничено.

## 2. ПОТЕРИ И КПД ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Коэффициент полезного действия выпрямителя определяется как отношение отдаваемой мощности к мощности, потребляемой выпрямителем.

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + \sum P_{\text{пот}}},$$

где  $P_n$  – мощность нагрузки;

$\sum P_{\text{пот}}$  – суммарная мощность потерь.

Перечислим наиболее существенные потери, которые необходимо учитывать при расчете КПД выпрямителя:

- 1) потери мощности в вентилях в проводящем состоянии;
- 2) потери в трансформаторе выпрямителя и сглаживающем фильтре;
- 3) потери в устройствах управления и регулирования;
- 4) потери на стороне выпрямленного тока, обусловленные наличием высших гармоник.

Для определения мощности потерь целесообразно использовать программы схемотехнического моделирования.

## 4. СТАБИЛИЗАТОРЫ

Для работы электронных схем необходимы источники постоянного напряжения. Однако напряжение на выходе простейшего источника, выполненного по схеме «трансформатор – выпрямитель – сглаживающий фильтр» может изменяться из-за колебаний сопротивления нагрузки, напряжения первичного источника и других факторов. Если отклонения напряжения превышают допустимую величину, в схемы источников вводят *стабилизаторы* – устройства, обеспечивающие малые изменения выходного напряжения.

Существуют два типа стабилизаторов: *параметрические* и *компенсационные*. В параметрических стабилизаторах напряжения в качестве регулирующих используют нелинейные элементы, имеющие участок ВАХ, на котором напряжение остается неизменным при изменении тока. Такой участок имеет обратная ветвь ВАХ стабилитрона.

Компенсационный стабилизатор представляет систему автоматического регулирования, в которой сопротивление регулирующего элемента изменяется под действием управляющего напряжения  $U_{упр}$ , в результате сравнения выходного и эталонного (опорного) напряжений. Возникающий при этом сигнал рассогласования усиливается и воздействует на регулирующий элемент стабилизатора таким образом, чтобы выходное напряжение стремилось достичь эталонного уровня. Регулирующими элементами линейных стабилизаторов являются биполярные или МОП-транзисторы. Для получения эталонного напряжения используют источники опорного напряжения (ИОН). Простейшим ИОН является параметрический стабилизатор на кремниевом стабилитроне.

#### 4.1. Параметрические стабилизаторы

Схема параметрического стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне показана на рисунке 4.1.

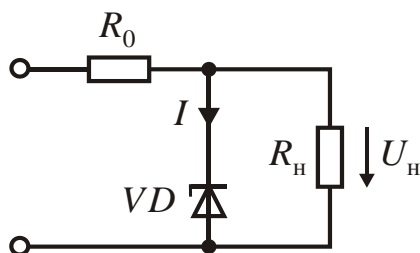


Рис. 4.1

Схема представляет собой делитель напряжения, состоящий из резистора  $R_0$  и стабилитрона  $VD$ . Нагрузочный резистор  $R_H$  включен параллельно стабилитрону. Поэтому в режиме стабилизации, когда напряжение стабилитрона почти постоянно, постоянным будет и напряжение на нагрузке.

Найдем напряжение и ток стабилитрона графическим способом. ВАХ стабилитрона и линейной части цепи показаны на рисунке 4.2. Поскольку  $U_H = -U_{cm}$ , обратная ветвь ВАХ стабилитрона расположена в первом квадранте. Нагрузочная характеристика линейной под-схемы представляет прямую, проходящую через точки, соответствующие режимам холостого хода  $U_{xx} = \beta U_{ex}$  и короткого замыкания  $I_{кз} = U_{вх} / R_0$ , где  $\beta = R_H / (R_0 + R_H)$ . Точка пересечения нагрузочной прямой и ВАХ стабилитрона (точка  $A$  на рисунке 4.2) является рабочей точкой и определяет ток и напряжение стабилитрона. Если входное напряжение изменится, нагрузочная прямая переместится параллельно самой себе. Изменятся и координаты рабочей точки (точка  $B$  на рисунке 4.2). При этом изменения выходного напряжения будут невелики до тех пор, пока рабочая точка находится на крутом участке ВАХ стабилитрона.

Для поддержания режима стабилизации сопротивление  $R_0$  рассчитывают так, чтобы рабочая точка располагалась посередине рабочего участка ВАХ. Если входное напряжение изменяется от  $U_{max}$  до  $U_{min}$ , то  $R_0$  можно найти по приближенной формуле [12]:

$$R_0 = \frac{U_{cp} - U_{cm}}{I_{cp} + I_H},$$

где  $U_{cp} = \frac{U_{max} + U_{min}}{2}$  – среднее значение напряжения на входе стабилитрона;

$$I_{cp} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \text{ – средний ток стабилитрона;}$$

$$I_H = \frac{U_{cm}}{R_H} \text{ – ток нагрузки.}$$

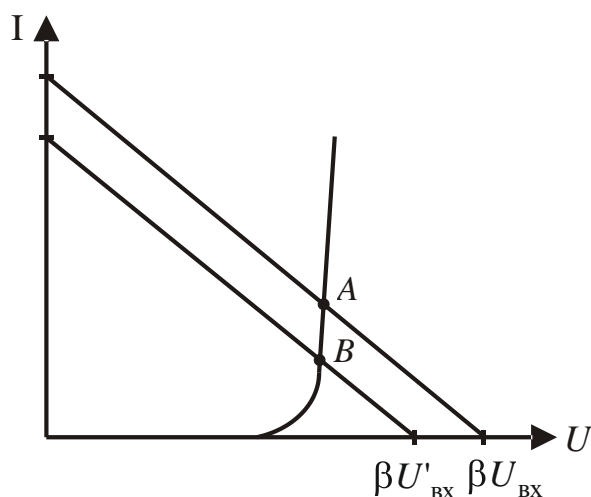


Рис. 4.2

Если входное напряжение будет изменяться, то будет изменяться и ток стабилитрона, однако напряжение стабилитрона и напряжение нагрузки будут почти постоянными.

Коэффициент стабилизации определяется по формуле

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} .$$

Достоинства рассмотренной схемы – простота конструкции и надежность. Параметрические стабилизаторы используют для нагрузок от нескольких единиц до десятков миллиампер. Они не боятся коротких замыканий нагрузки. Недостатки – невысокий КПД (не более 50 %), узкий диапазон регулируемого напряжения.

Если необходима повышенная стабильность выходного напряжения, параметрические стабилизаторы включают каскадно или используют мостовые схемы. Двухкаскадный параметрический стабилизатор показан на рисунке 4.3. Один из вариантов мостового стабилизатора изображен на рисунке 4.4. Отметим, что увеличение стабильности выходного напряжения достигается за счет уменьшения КПД по сравнению с простейшей схемой на рисунке 4.1.

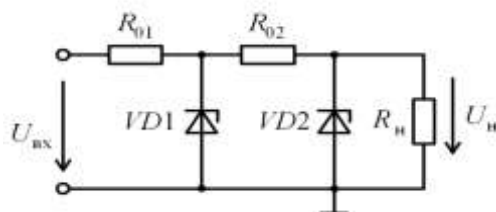


Рис. 4.3

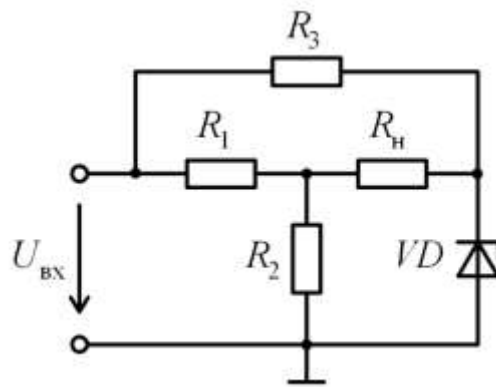


Рис. 4.4

Мощность рассмотренных стабилизаторов ограничена предельными значениями тока стабилизации и мощности, рассеиваемой стабилитроном. Для увеличения тока нагрузки в схему последовательного стабилизатора включают эмиттерный повторитель, на вход которого подается опорное напряжение  $U_{оп}$  (рис. 4.5). Сопротивление нагрузки включается в цепь эмиттера [3, 4, 9].

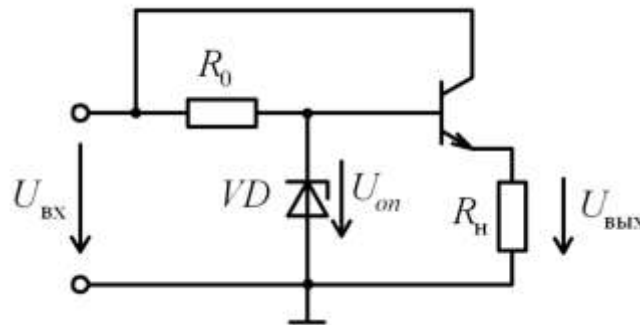


Рис. 4.5

Выходное напряжение стабилизатора отличается от опорного на величину  $U_{бэ}$ :

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{оп}} - U_{\text{бэ}}.$$

Стабилизатор с эмиттерным повторителем на выходе способен отдавать в нагрузку значительно больший ток, чем в схеме на рисунке 4.1.

## 4.2. Компенсационные стабилизаторы

Структурная схема компенсационного стабилизатора показана на рисунке 4.6. Регулирующий элемент включен последовательно с сопротивлением нагрузки. Дифференциальный усилитель является



усилителем сигнала ошибки. Этот сигнал равен разности между опорным напряжением  $U_{оп}$ , формируемым на выходе источника опорного напряжения, и напряжением делителя  $R_1 - R_2$ .

Принцип действия компенсационного стабилизатора состоит в том, что на входе формируется постоянное напряжение, минимальное значение которого должно превышать требуемый уровень стабилизированного напряжения на выходе. При изменении входного напряжения или тока нагрузки выходное напряжение стабилизатора поддерживается постоянным за счет изменения падения напряжения на регулирующем элементе.

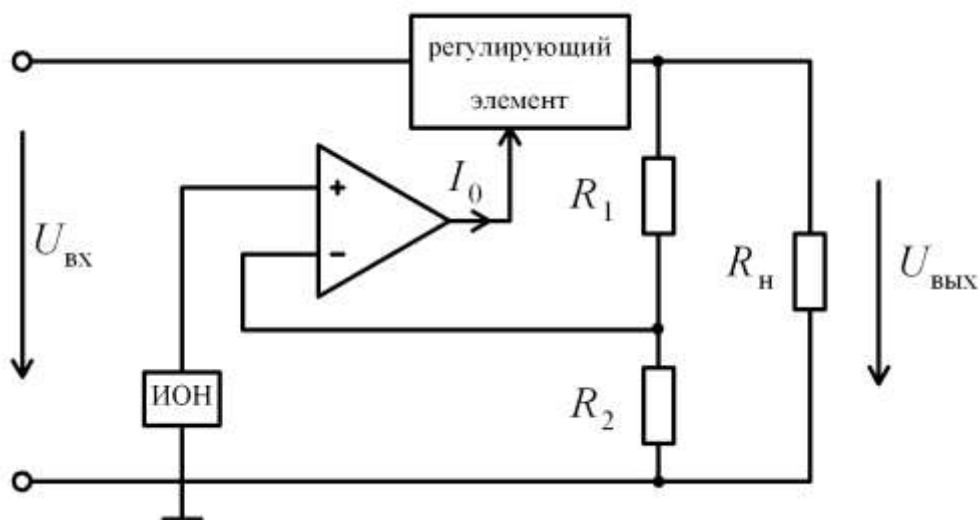


Рис. 4.6

Схема компенсационного стабилизатора на операционном усилителе (ОУ) показана на рисунке 4.7. Резистор  $R_0$  и стабилитрон образуют источник опорного напряжения. Сигнал ошибки формируется на входе ОУ.

Схема работает следующим образом. Предположим, что по каким-либо причинам выходное напряжение стабилизатора  $U_2$  уменьшилось. При этом сигнал ошибки, равный разности напряжения на стабилитроне  $VD1$  и на выходе делителя напряжения  $R_1 - R_2$ , увеличится. Это приведет к увеличению тока базы. Увеличится и ток эмиттера регулирующего транзистора до величины, при которой выходное напряжение примет первоначальное значение.

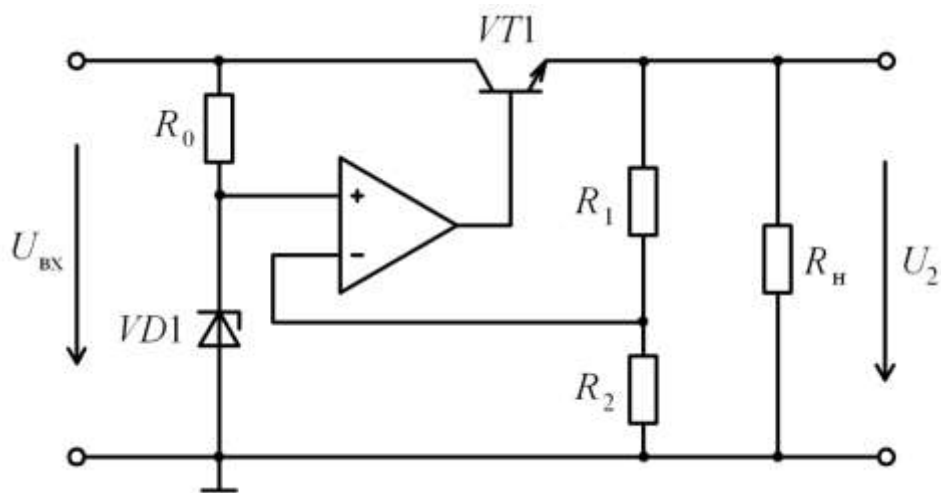


Рис. 4.7

Если от стабилизатора требуются большие значения выходного тока, в регулирующем элементе используются несколько транзисторов, соединенных параллельно. Схема такого регулирующего элемента показана на рисунке 4.8. Для компенсации разброса напряжений база-эмиттер отдельных транзисторов последовательно с эмиттерами включены резисторы небольшого номинала.

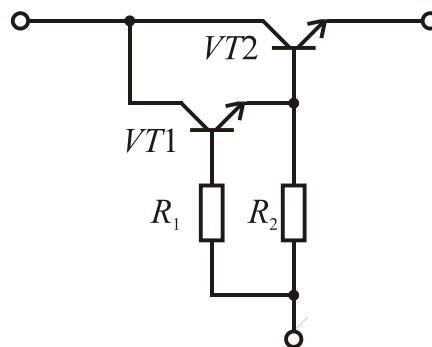


Рис. 4.8

Рассмотрим примерный порядок расчета компенсационного стабилизатора. Исходными данными для расчета являются номинальное выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ , пределы регулирования выходного напряжения  $U_{\text{выхmax}} - U_{\text{выхmin}}$ , максимальный ток нагрузки  $I_{\text{нmax}}$ , пределы изменения входного напряжения  $U_{\text{вхmax}} - U_{\text{вхmin}}$ .

Расчет стабилизатора выполняется в следующем порядке [3]:

1. Определяем минимальное входное напряжение с помощью соотношения

$$U_{\text{вхmin}} = U_{\text{выхmax}} + (4 \div 5) \text{ В.}$$

2. По заданным значениям  $U_{\text{выхmax}}$ ,  $U_{\text{выхmin}}$ ,  $I_{\text{нmax}}$  выбираем тип транзистора, реализующего регулирующей элемент (РЭ).

3. Выбираем стабилитрон из условия  $U_{\text{ст}} = U_{\text{выхmin}} - (2 \div 3) \text{ В}$ .

4. Рассчитываем сопротивление резистора  $R_0$  по формуле

$$R_0 = \frac{2 \div 3}{I_{\text{стmin}}},$$

где  $I_{\text{стmin}}$  – минимальный ток стабилитрона, мА.

5. Рассчитываем суммарное сопротивление делителя напряжения из условия, что ток делителя должен составлять в номинальном режиме 5–10 мА. Сопротивления резисторов делителя определяются выражениями

$$R_{\Sigma} = R_1 + R_2;$$
$$R_2 = R_1 \left( \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{ст}}} - 1 \right).$$

### 4.3. Потери и КПД линейных стабилизаторов

Напряжение коллектор-эмиттер регулирующего транзистора в схеме на рисунке 4.7 равно разности между входным и выходным напряжениями стабилизатора и может достигать нескольких вольт. Вследствие этого на регулирующем транзисторе рассеивается значительная мощность. Это определяет невысокий коэффициент полезного действия линейных стабилизаторов. В случае низких значений напряжения стабилизации КПД может оказаться меньше 50 %. Такой стабилизатор теряет много энергии в виде тепла.

### 4.4. Интегральные стабилизаторы напряжения

Линейные стабилизаторы напряжения, подобные схеме на рисунке 4.7, выпускаются в виде интегральных микросхем (ИМС). Такая микросхема содержит регулирующей элемент, включенный между источником и нагрузкой, источник опорного напряжения и усилитель ошибки. В качестве РЭ используется биполярный или полевой транзистор. Простейшим источником опорного напряжения является параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне. Все перечисленные элементы легко объединить в одной интегральной схеме.

Микросхемы стабилизаторов напряжения являются функционально законченными устройствами и могут иметь только три внешних вывода: вход, выход и земля. ИМС стабилизаторов выпускаются на фиксированные напряжения 5–24 В и токи нагрузки до 1 А. Интегральные стабилизаторы имеют встроенные схемы ограничения выходного тока, а также специальную защиту от тепловых перегрузок.

Упрощенная схема интегрального стабилизатора напряжения показана на рисунке 4.9.

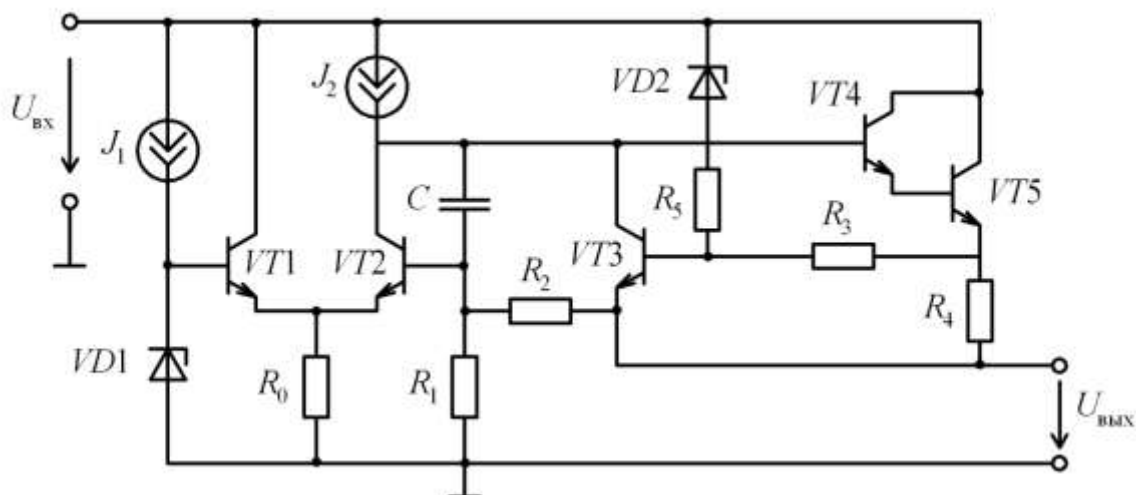


Рис. 4.9

В качестве ИОН используется стабилитрон  $VD1$ . Усилителем ошибки является дифференциальный усилитель на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$ . Регулирующий элемент стабилизатора выполнен на составном транзисторе  $VT4$ ,  $VT5$ , включенном по схеме эмиттерного повторителя. Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  образуют цепь отрицательной обратной связи. Выходное напряжение стабилизатора

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_{\text{он}}.$$

Стабилизатор напряжения на рисунке 4.9 имеет встроенную схему ограничения тока, реализованную на транзисторе  $VT3$  и резисторе  $R_5$ .

Другая схема интегрального стабилизатора напряжения показана на рисунке 4.10. Здесь источник опорного напряжения выполнен на полевом транзисторе с управляющим  $p$ - $n$  переходом  $VT3$  и стаби-

литроне  $VD1$ . Как и в предыдущей схеме, усилитель ошибки реализован по дифференциальной схеме на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$ . Регулирующий элемент выполнен на  $p-n-p$  транзисторах  $VT4$ ,  $VT5$ , включенных по схеме с общим эмиттером. Это позволяет снизить падение напряжения на регулирующем элементе с 3–4 до 1,5–2 В.

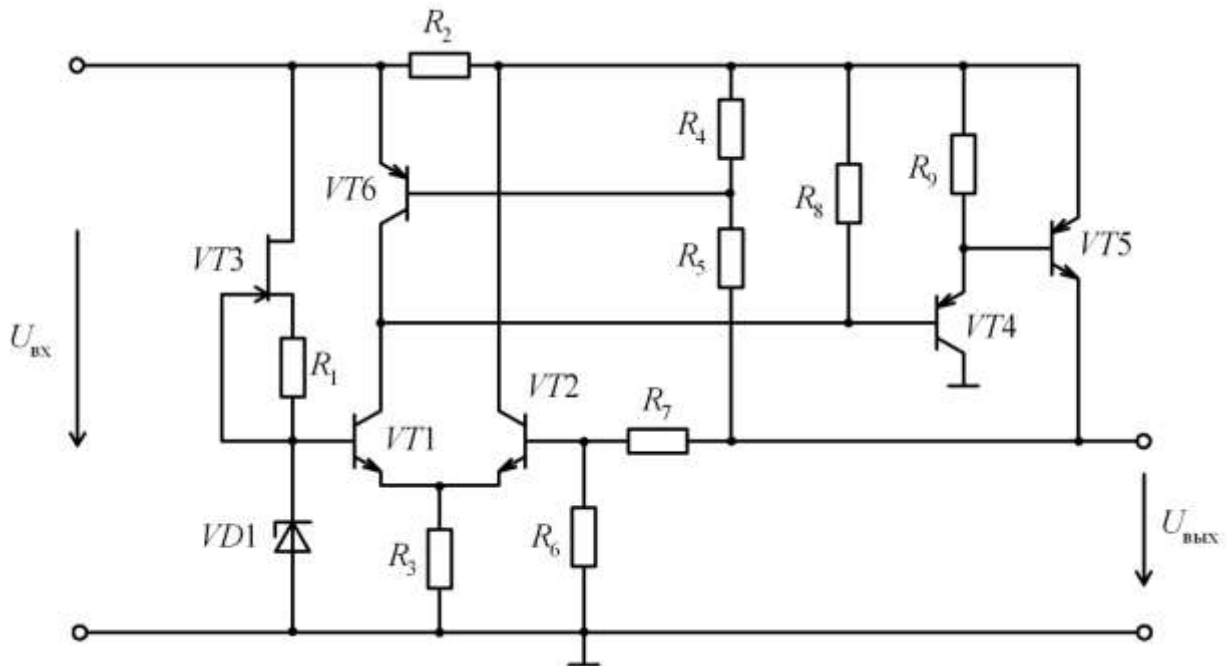


Рис. 4.10

В настоящее время линейные стабилизаторы находят применение в тех случаях, когда их невысокий КПД не играет особой роли. Как правило, это источники питания, выходная мощность которых не превышает 10 Вт.

### 5.5. Источники опорного напряжения

Главное назначение источника опорного напряжения – поддерживать выходное напряжение неизменным и равным номинальному значению при изменяющемся входном напряжении. В качестве простейшего источника опорного напряжения используют параметрический стабилизатор на стабилитроне.

Стабилитроны используют для получения опорных напряжений не ниже 2,5 В. Для получения меньших опорных напряжений можно использовать последовательно включенные кремниевые диоды. В интегральных стабилизаторах напряжения в качестве ИОН используют

напряжение база-эмиттер биполярных транзисторов. Главная проблема заключается в том, что напряжение эмиттерного перехода сильно зависит от температуры. Его температурный коэффициент напряжения (ТКН) составляет около 2 мВ/К [4].

Температурную зависимость напряжения база-эмиттер можно уменьшить, если суммировать это напряжение с другим, имеющим положительный температурный коэффициент. Такое опорное напряжение получают как разность напряжений эмиттерных переходов двух транзисторов. Схема такого ИОН показана на рисунке 4.11. Транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$ , резисторы  $R/n_1$  и  $R/n_2$  образуют отражатель тока. Его называют токовым зеркалом Видлара [10].

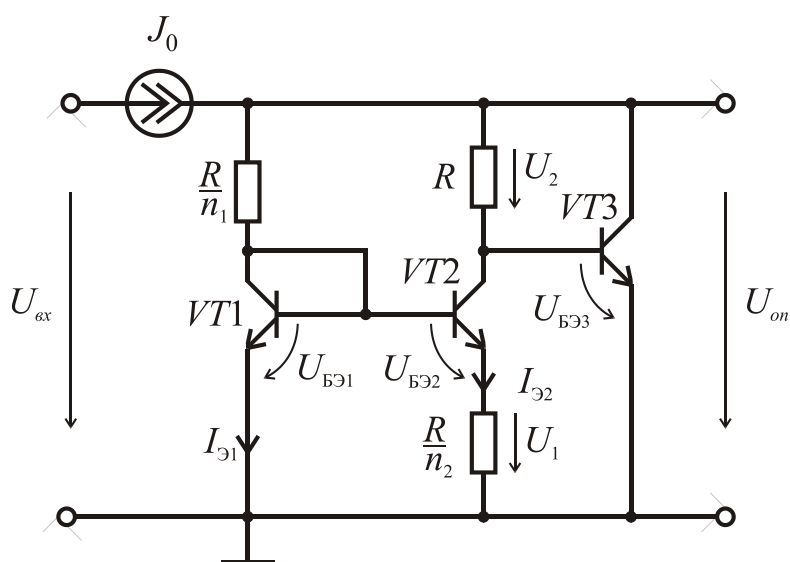


Рис. 4.11

Напряжение база-эмиттер первого транзистора

$$U_{бэ1} = Vt \ln \frac{I_{э1}}{I_0};$$

напряжение база-эмиттер второго транзистора

$$U_{бэ2} = Vt \ln \frac{I_{э2}}{I_0},$$

где  $I_0$  – обратный ток насыщения эмиттерного перехода;

$I_{э1}$  и  $I_{э2}$  – эмиттерные токи  $VT1$  и  $VT2$ .

Полагая, что транзисторы согласованы, получим, что напряжение  $U_1$  равно разности напряжений эмиттерных переходов первого и второго транзисторов:

$$U_1 = U_{\text{бэ}1} - U_{\text{бэ}2} = Vt \ln \frac{I_{\text{э}1}}{I_{\text{э}2}},$$

Напряжение  $U_1$  имеет положительный температурный коэффициент, если  $\ln(I_{\text{э}1}/I_{\text{э}2}) > 0$ , т. е.  $I_{\text{э}1} > I_{\text{э}2}$ .

Опорное напряжение на выходе схемы

$$U_{\text{оп}} = U_{\text{бэ}3} - RI_{\text{к}2}.$$

Напряжение  $U_1$  имеет положительный температурный коэффициент, поэтому  $U_{\text{оп}}$  мало зависит от температуры. Можно показать, что для того, чтобы ТКН опорного напряжения был равен нулю, оно должно быть равно приблизительно 1,2 В.

## 5.. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Курсовая работа называется «Расчет тиристорного преобразователя». Выполнение студентами курсовой работы по дисциплине «Электроника» осуществляется с целью:

систематизации и закрепления полученных теоретических знаний и практических умений;

углубления теоретических знаний;

развития навыков анализа, ведения самостоятельной работы;

формирования умения использовать справочную и нормативную документацию.

Выполняя курсовую работу, студент обязан:

изучить и проанализировать научную и справочно-информационную литературу;

обосновать и выполнить необходимые расчеты;

оформить курсовую работу в соответствии с приведенными ниже требованиями;

сдать выполненную работу не позднее, чем за 7 дней до назначенного срока защиты.

Курсовая работа выполняется на основании задания на проектирование, приведенного в данном учебно-методическом пособии, в соответствии с вариантом. Курсовая работа состоит из расчетной (пояснительная записка) и графической (чертеж формата А1) частей. В расчетной части приводятся все необходимые расчеты с дополнительными материалами из технической литературы, а также пояснения терминов, констант и коэффициентов, используемых при выполнении расчетов. Все дополнительные данные и выводы должны быть обоснованы.

**Требования к оформлению работы.** Пояснительная записка (расчетная часть) должна состоять из оглавления, введения, расчетной части, списка использованной литературы, приложений.

В качестве приложения выступает необходимый для защиты чертеж. Расчетная часть состоит из нескольких разделов, соответствующих рассчитываемым элементам схемы. Каждый раздел расчетной части начинается с нового листа, даже если для расчета данного элемента требуется только одна формула. Все формулы приводятся



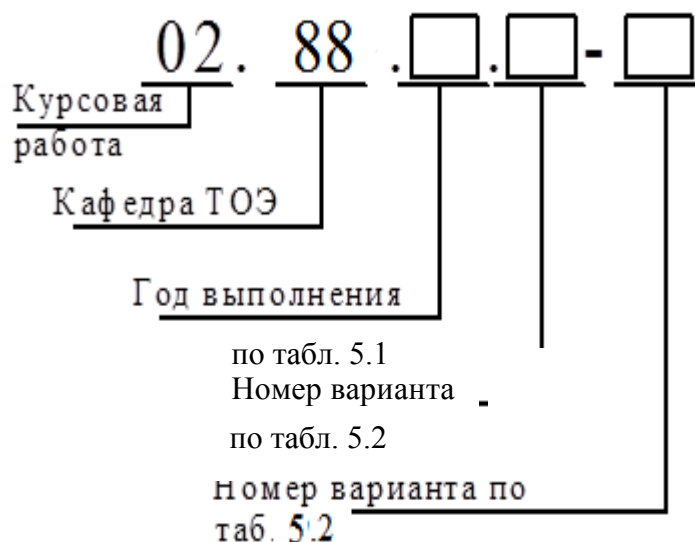
со ссылками на источник, пояснениями и названиями терминов, констант и коэффициентов.

Пояснительная записка должна содержать не менее 30–45 страниц при рукописном исполнении (или не менее 25 страниц при компьютерном).

Первой страницей курсовой работы является титульный лист, второй – оглавление, в котором указываются названия расчетных элементов и проставляются номера соответствующих им страниц. Нельзя приводить в заголовках сокращения, изменять их формулировку. За оглавлением следует текст курсовой работы. Все формулы, которые используются в пояснительной работе, должны иметь нумерацию.

Нумерация формул – сквозная, арабскими цифрами в круглых скобках. Цифры помещаются по правому краю страницы.

Курсовая работа должна иметь шифр по утвержденной форме, пример шифра приводится ниже:



Графическая часть работы (чертеж) должна содержать полную принципиальную схему преобразователя с предварительно рассчитанными реакторами, дросселями, резисторами, автоматами и конденсаторами, а также необходимые графики и характеристики (окончательное содержание графической части уточняется непосредственно со студентами в процессе выполнения курсовой работы). Каждая

схема, график или характеристика должны иметь поясняющие подписи, а подпись содержать:

- наименование графического сюжета с его номером;
- тематический заголовок.

При построении графиков оси абсцисс и ординат изображают тонкими прямыми линиями. На концах осей стрелки не изображают. По осям координат должны быть указаны условные обозначения и размерности отложенных величин в принятых сокращениях. На чертеже также должен быть стандартный штамп и в нем тот же самый шифр, что и на пояснительной записке. Пример оформления титульного листа пояснительной записки и штампа на чертеже приводится в приложении 2.

Курсовая работа подлежит публичной защите и оценивается по пятибалльной системе.

## 5.1. Техническое задание на проектирование

Задание на курсовую работу выдает преподаватель, ведущий проектирование. Исходными данными для проектирования являются: основные параметры и тип электродвигателя (нагрузка преобразователя), данные приведены в таблице 5.1, тип схемы тиристорного преобразователя, данные приводятся в таблице 5.2; допустимый уровень пульсации действующего значения тока якоря  $i_n$  (в процентах к номинальному), максимальное значение угла регулирования преобразователя  $\alpha_{\max}$  ( $\alpha_{\min}$  соответствует номинальному напряжению на якоре двигателя), форма опорного напряжения системы импульсно-фазового управления (СИФУ), линейное напряжение питающей сети 380 В. Форма сетевого напряжения – синусоидальная, частота 50 Гц.

Номер варианта для студентов очной формы обучения определяет преподаватель, а для студентов заочной формы обучения номер варианта соответствует последней цифре номера зачетной книжки (табл. 5.1) и предпоследней цифре номера зачетной книжки (табл. 5.2), (при попадании 0 – выбирается столбец с номером 10).

Таблица 5.1 – Данные электродвигателей постоянного тока

Показатель	Номер варианта										
	1 и 11	2 и 12	3 и 13	4 и 14	5 и 15	6 и 16	7 и 17	8 и 18	9 и 19	10 и 20	
Тип двигателя	2ПН 132L	2ПБ 160L	2ПБ 160L	2ПБ 160М	2ПН 160L	2ПН 1160М	2ПН 180L	2ПН 180М	2ПН 2220 L	2ПН 200М	
$P_{н}$ , кВт	5,5	5,3	7,5	6	16	18	10	15	30	13	
$n_{н}$ , об/мин	1500	1630	2230	2130	2320	3140	970	1500	1500	1090	
$U_{ян}$ , В	220	110	220	110	220	220	110	220	220	110	
$I_{ян}$ , А	30,4	54,7	37,9	62	80,5	92	105	76,5	150	135	
Сопр. Обмотки (20°С), Ом	$R_{я.обм}$	0,322	0,044	0,096	0,037	0,044	0,037	0,042	0,084	0,031	0,026
	$R_{дп}$	0,270	0,031	0,073	0,024	0,031	0,024	0,03	0,057	0,02	0,016
Число пар полюсов $p$	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	
КПД $\eta$ , %	80,5	85,5	88	85,5	85,5	87	82,5	85,5	88,5	84	

Таблица 5.2 – Данные преобразователя

Показатель	Номер варианта									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Максимальный угол регулирования $\alpha_{\max}$	60°	65°	70°	75°	80°	60°	65°	70°	75°	80°
Допустимый уровень пульсации тока якоря $i_{п}$ , %	1	2	2,5	3	1	1,5	2	2,5	3	4
Исполнение преобразователя	Реверсивное, 2-комплектное с совместным управлением					Реверсивное, 2-комплектное с отдельным управлением				
Форма опорного напряжения СИФУ	Синусоидальная			Пилообразная			Треугольная			

Показатель	Номер варианта									
	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Максимальный угол регулирования $\alpha_{\max}$	60 <sup>0</sup>	65 <sup>0</sup>	70 <sup>0</sup>	75 <sup>0</sup>	80 <sup>0</sup>	60 <sup>0</sup>	65 <sup>0</sup>	70 <sup>0</sup>	75 <sup>0</sup>	80 <sup>0</sup>
Допустимый уровень пульсации тока якоря $i_{\text{п}}$ , %	1,2	1,5	2,25	35	1,2	2	2,25	2,8	3,3	3,5
Исполнение преобразователя	Реверсивное, 2-комплектное с совместным управлением					Реверсивное, 2-комплектное с отдельным управлением				
Форма опорного напряжения СИФУ	Синусоидальная			Пилообразная			Треугольная			

Силовую схему преобразователя студент выбирает самостоятельно на основе рекомендаций подраздела 5.2.1 (или ее может задать преподаватель).

Номинальные значения напряжения  $U_{dn}$  и тока  $I_{dn}$  преобразователя соответствуют номинальным значениям напряжения  $U_{ян}$  и тока  $I_{ян}$  электродвигателя.

Внешние характеристики преобразователя и скоростные характеристики электродвигателя рассчитываются для двух значений углов регулирования –  $\alpha_{\min}$  и  $\alpha_{\max}$ . Значение  $\alpha_{\min}$  определяется по формуле (5.56) при  $E_{d\alpha} = U_{ян}$ .

Величина  $\alpha_{\max}$  задана в таблице 5.2.

## 5.5. Расчет и выбор элементов тиристорного преобразователя

### *Выбор силовой схемы преобразователя*

Силовая схема управляемого тиристорного преобразователя (ТП) используется в качестве выпрямителя или инвертора. Выпрямитель предназначен для преобразования переменного тока любой частоты в постоянный. Инвертор является преобразователем постоянного тока в переменный. В качестве исходных данных при проектировании обычно берут средние значения выпрямленного напряжения и тока нагрузки и диапазон регулирования выходного напряжения. При использовании ТП для питания якорных цепей электродвигателей

задаются диапазон регулирования скорости вращения и режим работы двигателя.

Силовые схемы преобразователей, применяемые в электроприводе, отличаются числом фаз (однофазные и трехфазные), способом подключения вентиля к вторичной обмотке трансформатора (мостовые, нулевые, нереверсивные, реверсивные). Выбор схемы преобразователя зависит от использования силового трансформатора по мощности, вентилей по току и напряжению, энергетических показателей преобразователя, гармонического состава выходного напряжения и тока, мощности двигателя, диапазона и точности регулирования, режима работы.

В связи с дискретностью работы вентилей в силовой цепи возникают пульсации тока, которые вызывают дополнительные потери в обмотках электрических машин и аппаратов, увеличивают нагрев, ухудшают условия коммутации двигателя.

Частота пульсаций тока и напряжения на нагрузке зависит от числа фаз выпрямителя, а амплитуда пульсаций – от индуктивности силовой цепи и глубины регулирования напряжения. Следовательно, для сглаживания тока силовой цепи необходимо увеличивать либо индуктивность силовой цепи, либо число фаз преобразователя.

Увеличение индуктивности силовой цепи является наиболее простым способом снижения пульсаций тока до требуемой величины. Однако включение дополнительных дросселей приводит к увеличению веса и габаритов преобразователя и ухудшению динамических свойств привода.

Снижение пульсаций выходного тока и напряжения за счет увеличения числа фаз выпрямителя приводит к усложнению как силовой схемы преобразователя, так и системы управления. Однако при этом сохраняются высокие динамические свойства привода, уменьшаются искажения тока и напряжения питающей сети и повышается коэффициент мощности системы.

Поэтому при выборе схемы преобразователя приходится решать противоречивую задачу выбора рационального числа фаз выпрямителя и оптимальных габаритов индуктивности сглаживающего фильтра.

Наиболее часто применяемые нереверсивные силовые схемы ТП приведены на рисунке 5.1 [11].

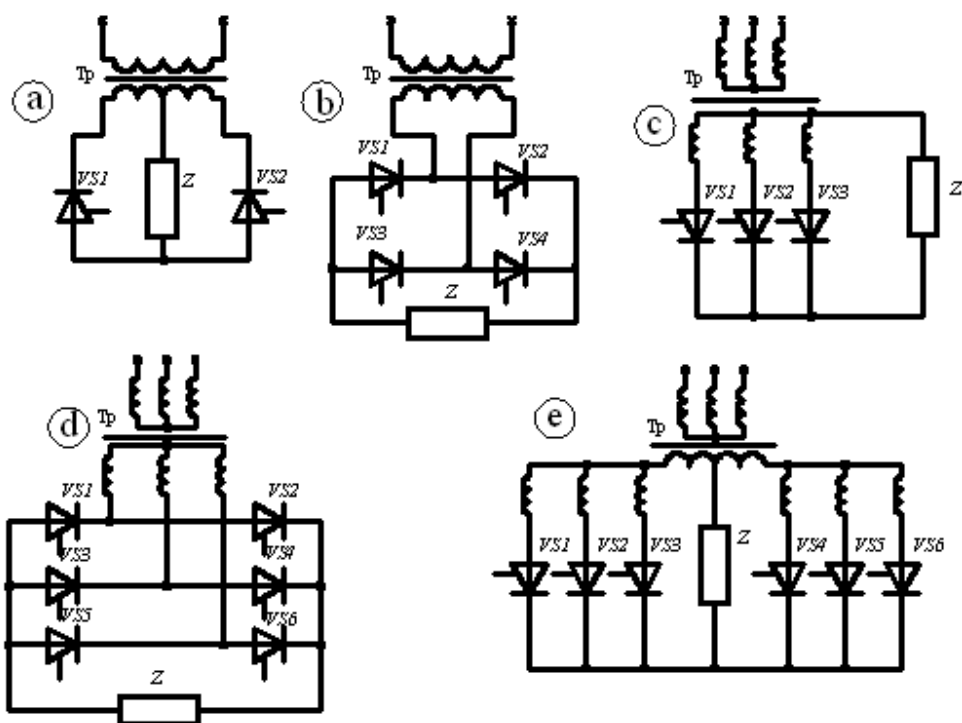


Рис. 5.1

В нулевых схемах (рис. 5.1, а, b, с) нагрузка включается между общей точкой вентилей и нулевой точкой вторичной обмотки трансформатора.

В мостовых схемах (рис. 5.1, d, e) вентили с общим анодом образуют анодную группу, а вентили с общим катодом – катодную группу. Нагрузка включается между общими точками анодной и катодной групп вентилей, а источник питания – в диагональ моста, образованного вентильями.

Различают симметричные мостовые схемы, которые содержат только управляемые вентили, и несимметричные, или полууправляемые мостовые схемы, в которых одна группа содержит управляемые вентили, а другая – неуправляемые. Опыт практического использования преобразователей для приводов постоянного тока позволяет сделать следующие рекомендации по выбору силовой схемы ТП без выполнения технико-экономического расчета вариантов.

Однофазные двухполупериодные схемы выпрямления просты, имеют малые внутренние потери, в них отсутствует вынужденное намагничивание трансформатора. В однофазной нулевой схеме (рис. 5.1, а) мало вентилей, но большая типовая мощность трансформатора и высокое значение обратного напряжения. Преимущества однофазной мостовой схемы (рис. 5.1, b) – малая типовая мощность трансформатора и обратное напряжение. Однофазные схемы являются

несимметричной нагрузкой трехфазной сети и создают большие по сравнению с другими схемами пульсации тока и напряжения нагрузки.

Эти схемы могут быть рекомендованы для приводов небольшой мощности (до 1,0 кВт), работающих в длительном режиме, при невысоких требованиях к статическим и динамическим характеристикам, с небольшим диапазоном регулирования скорости ( $D < 10$ ).

Трехфазная нулевая схема (рис. 5.1, с) проста и содержит мало вентиляей. Однако из-за больших значений действующих анодных токов и обратных напряжений, наличия токов вынужденного намагничивания трехфазные нулевые схемы целесообразны при соединении обмоток *звезда – звезда* и *треугольник – звезда* для тиристорных приводов мощностью 5–30 кВт. Для приводов большей мощности 50–100 кВт необходимо применять трансформатор с обмотками *звезда или треугольник – двойной зигзаг*, что обеспечивает компенсацию токов вынужденного намагничивания и менее падающую внешнюю характеристику.

Трехфазная мостовая схема Ларионова (рис. 5.1, d) обладает жесткой внешней характеристикой. Она имеет высокий коэффициент использования типовой мощности трансформатора. Если ее сравнивать с предыдущей схемой, то она обеспечивает меньшие пульсации и обратные напряжения, имеет более высокий коэффициент мощности и меньшую зону прерывистых токов.

Поэтому для приводов мощностью свыше 10,0 кВт применяется в основном трехфазная мостовая схема. При небольших диапазонах регулирования и отсутствии рекуперативного торможения иногда находит применение полупроводимая схема, у которой три вентиля управляемые и три неуправляемые.

Трехфазная однополупериодная схема с уравнительным реактором (рис. 5.1, e) имеет шестифазные пульсации, но требует дополнительного реактора, типовая мощность которого возрастает с ростом угла регулирования.

Для реверсивных электроприводов с рекуперативным торможением применяются, как правило, двухкомплектные преобразователи, один из комплектов которых работает в выпрямительном, а другой – в инверторном режиме.

В зависимости от порядка работы комплектов различают системы с отдельным и совместным управлением.

При отдельном управлении работает только один комплект преобразователя, обеспечивающий требуемое направление и частоту

люю40ну скорости вращения двигателя. Другой комплект находится в выключенном состоянии. Для изменения режима работы комплектов используется специальное логическое переключающее устройство, которое обеспечивает требуемую последовательность отключения ранее работавшего комплекта и включения другого. Поэтому при раздельном управлении в установившихся режимах характеристики привода не отличаются от работы с однокомплектным нереверсивным преобразователем.

Достоинством раздельного управления является отсутствие контура уравнивающего тока, что позволяет более полно использовать силовой трансформатор, нет необходимости включать токоограничивающие реакторы, уменьшаются потери энергии, вес и габариты преобразователя.

Вместе с тем при раздельном управлении из-за необходимой выдержки времени при переключении комплектов увеличивается длительность переходных процессов. При раздельном управлении возникает режим прерывистых токов преобразователя, что приводит к резкому увеличению скорости двигателя при малых нагрузках.

В реверсивных преобразователях с совместным управлением оба комплекта вентиляей работают одновременно: один в выпрямительном, а другой в инверторном режиме. Вследствие этого в схеме образуется контур, по которому протекает уравнивающий ток. Величина и характер уравнивающего тока определяются законом управления комплектами. Ограничение уравнивающих токов осуществляется уравнивающими реакторами.

Вид механических и скоростных характеристик электропривода зависит от способа согласования углов управления  $\alpha_B$  выпрямительной группы и опережения управления  $\beta_{II}$  инверторной группы.

При линейном согласованном управлении средние значения напряжения на выходе выпрямительного и инверторного комплектов

$$\alpha_B + \beta_{II} = 180^\circ.$$

Недостатком схем с линейным согласованием является наличие уравнивающих токов, дополнительно нагружающих вентили и трансформаторы. Введение уравнивающих дросселей увеличивает электромагнитную постоянную времени, что ухудшает динамические свойства привода.



При линейном согласовании не полностью используется трансформатор, так как для предотвращения опрокидывания инвертора необходимо вводить ограничение по минимальному углу управления тиристорами.

Однако благодаря тому, что совместное управление при линейном согласовании позволяет получить наилучшие динамические показатели привода, однозначные статические характеристики и обеспечивает наиболее простой переход из одного режима в другой, преимущества этого способа управления реверсивными преобразователями оказываются более существенными, чем его недостатки. Поэтому на практике такое управление нашло преимущественное распространение. Для ограничения уравнительного тока применяют уравнительные реакторы. Индуктивность реактора выбирают такой, чтобы уравнительный ток не превышал 10 % номинального. Для уменьшения веса и габаритов реакторов в приводах малой и средней мощности допускают увеличение уравнительного тока до 30 % номинального.

Для уменьшения уравнительных токов в ряде случаев используют нелинейное (несогласованное) совместное управление, при котором сумма углов  $(\alpha_B + \beta_{II}) = 180^\circ$ . Такое управление приводит к уменьшению массогабаритных показателей уравнительных реакторов, но усложняет настройку системы управления и ухудшает статические и динамические характеристики электропривода.

### ***Расчет силового трансформатора***

Преобразователь подключается к сети, как правило, через трансформатор. Силовой трансформатор необходим для согласования напряжения питающей сети с напряжением двигателя и для обеспечения нулевого вывода в трехфазной нулевой схеме. Мощность трансформатора зависит от схем преобразователя и соединения его обмоток.

Исходными данными для расчета трансформатора являются напряжение, ток нагрузки и предварительно выбранная схема преобразователя.

Расчетное значение напряжения вторичной обмотки трансформатора  $U_{2\phi}$  выбирается из заданных условий работы нагрузки с учетом возможного понижения сети и допустимых токовых перегрузок:

$$U_{2\phi} = K_c K_U K_\alpha K_R U_{дн}, \quad (5.1)$$

где  $K_c$  – коэффициент схемы (табл. 5.3), равный отношению теоретической ЭДС вторичной обмотки силового трансформатора  $E_{2\phi}$  к среднему значению выпрямленного напряжения  $U_{дн}$ ;

$K_U$  – коэффициент запаса по напряжению, учитывающий возможное снижение напряжения в сети. Значение коэффициента принимается  $K_U = 1,05 - 1,1$  [2];

$K_\alpha$  – коэффициент запаса, учитывающий снижение напряжения на выходе выпрямителя за счет ограничения угла открывания тиристора в реверсивных преобразователях с совместным управлением,  $K_\alpha = 1,05 - 1,1$  – для реверсивных схем с согласованным управлением. Для нереверсивных и реверсивных схем с отдельным управлением  $K_\alpha = 1$ ;

$K_R$  – коэффициент, учитывающий падение напряжения на вентиллях и обмотках трансформатора, а также наличие углов коммутации,  $K_R = 1,05$ ;

$U_{дн}$  – номинальное значение напряжения на нагрузке, В.

Таблица 5.3

Схема выпрямителя	$K_c$	$K_0$	$K_I$	$K_s$	$m_2$	$m$	$a$
Соотношение	$\frac{E_{2\phi}}{U_{дн}}$	$\frac{U_{ВМ}}{U_{дн}}$	$\frac{I_2}{I_{дн}}$	$\frac{S_T}{U_{дн} I_{дн}}$	–	–	–
Однофазная нулевая двухполупериодная (рис. 5.1, а)	1,11	3,14	0,71	1,34	1	2	1
Однофазная мостовая (рис. 5.1, б)	1,11	1,57	1	1,11	1	2	1
Трехфазная нулевая (рис. 5.1, с)	0,855	2,09	0,58	1,35	3	3	1
Трехфазная мостовая (рис. 5.1, д)	0,427	1,05	0,82	1,05	3	6	2
Двойная трехфазная с уравнительным реактором (рис. 5.1, е)	0,855	2,09	0,29	1,26	3	6	0,5

Действующее значение линейного тока вторичной обмотки трансформатора, А:

$$I_{2л} = K_I \cdot K_3 \cdot K_i \cdot I_{дН}, \quad (5.2)$$

где  $K_I$  – коэффициент тока, зависящий от схемы выпрямителя, значение которого приведено в таблице 5.3;

$K_3$  – коэффициент запаса по току, учитывающий возможную перегрузку преобразователя. В зависимости от характера нагрузки  $K_3 = 1,05–2,5$ ;

$K_i$  – коэффициент, учитывающий отклонение формы анодного тока тиристора от прямоугольной. По экспериментальным данным принимается  $K_i = 1,05–1,1$ ;

$I_{дН}$  – номинальный ток нагрузки на стороне выпрямленного напряжения.

Расчетная типовая мощность силового трансформатора, кВА,

$$S_{тр} = S_T K_U^2 K_a^2 K_R K_i \cdot 10^{-3}, \quad (5.3)$$

где  $S_T$  – теоретическое значение типовой мощности трансформатора,  $S_T = K_s U_{дН} I_{дН}$ , где  $K_s$  – коэффициент схемы по мощности (см. табл. 5.3);

$I_{дН}$  – среднее значение выпрямленного тока, равное номинальному току двигателя;

$U_{дН}$  – среднее значение выпрямленного напряжения, равное номинальному напряжению двигателя.

Для трехфазной мостовой реверсивной схемы с двумя вторичными обмотками силового трансформатора типовая мощность должна быть увеличена примерно на 30 %.

В таблицах П.1.1 и П.1.2 приведены данные некоторых типов трансформаторов. При выборе предпочтительно принимать трансформатор из таблицы П.1.2, если он подходит по напряжению вторичной обмотки.

По полученному значению расчетной мощности выбирают силовой трансформатор (принимают ближайший больший по мощно-

сти), наиболее близкий по техническим характеристикам расчетному, из условия

$$S_H \geq S_{Tr}; U_{2лн} \geq U_{2л}; I_{2лн} \geq I_{2л},$$

где  $S_H, U_{2лн}, I_{2лн}$  – номинальные значения полной мощности, линейных напряжения и тока вторичной обмотки выбранного трансформатора (см. примечание в таблицах П.1.1 и П.1.2, где приведены значения линейных напряжений первичной и вторичной обмоток, а при расчете в формуле (5.1) получены фазные напряжения, результат, полученный в формуле (5.1), нужно умножить на  $\sqrt{3}$ ). После окончательного выбора трансформатора необходимо в пояснительной записке сделать выписку из таблицы П.1.1 или П.1.2 с техническими данными выбранного трансформатора.

Далее необходимо рассчитать некоторые параметры выбранного трансформатора. К ним относятся: действующее значение тока первичной обмотки трансформатора  $I_{1л}$ , А, действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора  $I_{2л}$ , А, и коэффициент трансформации трансформатора  $K_{Tr}$ :

$$I_{1л} = \frac{S_H}{U_{1л}}, \quad (5.4)$$

$$K_{Tr} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_{1Ф}}{U_{2Ф}}, \quad (5.5)$$

$$I_{2л} = I_{1л} \times K_{Tr}. \quad (5.6)$$

При соединении обмоток трехфазного трансформатора по схеме «звезда» линейный ток равен фазному.

Активное сопротивление фазы вторичной обмотки трансформатора, Ом, определяется по формуле

$$Z_{фктр} = \frac{U_K}{I_{1К}}, \quad (5.7)$$

где  $Z_{фктр}$  – полное сопротивление фазы трансформатора в режиме короткого замыкания, которое включает в себя полные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора;

$U_{\kappa}$  – напряжение короткого замыкания трансформатора (то напряжение, при котором в режиме короткого замыкания ток трансформатора становится равным току в номинальном режиме). Это напряжение в паспортных данных трансформатора обычно приводится в процентах к номинальному, поэтому его нужно рассчитать по формуле

$$U_{\kappa} = \frac{U_{\kappa} U_{1H}}{100}, \quad (5.8)$$

где  $U_{1H}$  – номинальное напряжение трансформатора в одной фазе. Активное сопротивление фазы трансформатора можно рассчитать по формуле

$$R_{\text{фктр}} = \sqrt{Z_{\text{фктр}}^2 - X_{\text{фктр}}^2} \quad (5.9)$$

или

$$R_{\text{фктр}} = Z_{\text{фктр}} \cos \varphi_{\kappa}, \quad (5.10)$$

где  $R_{\text{фктр}}$  – активное сопротивление фазы трансформатора в режиме короткого замыкания (оно включает в себя активные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора);

$X_{\text{фктр}}$  – реактивное сопротивление фазы трансформатора в режиме короткого замыкания (включает в себя реактивные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора);

$\cos \varphi_{\kappa}$  – коэффициент мощности трансформатора в режиме короткого замыкания.

Так как реактивное сопротивление фазы трансформатора неизвестно, то расчет выполняется по формуле (5.10), для которой можно определить коэффициент мощности трансформатора в режиме короткого замыкания по формуле

$$\cos \varphi_{\kappa} = \frac{P_{\kappa}}{3U_{\kappa} I_{1\kappa}}, \quad (5.11)$$

где  $P_{\kappa}$  – потери короткого замыкания, Вт (см. в табл. П.1.1 или П.1.2).

Далее рассчитывают сопротивление фазы вторичной обмотки трансформатора, для этого используют следующую формулу:

$$R_{\text{фктр}} = R_{\text{фтр1}} + R'_{\text{фтр2}}, \quad (5.12)$$

где  $R'_{\text{фтр2}}$  – активное сопротивление вторичной обмотки, приведенное к параметрам первичной обмотки;

$R_{\text{фтр1}}$  – активное сопротивление первичной обмотки трансформатора. Принято считать, что для двухобмоточного трансформатора (т. е. трансформатора, у которого на фазу приходится по одной обмотке высшего и низшего напряжения)

$$R_{\text{фтр1}} \approx R'_{\text{фтр2}}, \quad (5.13)$$

тогда, чтобы определить реальное сопротивление вторичной обмотки, используется формула

$$R_{\text{фтр2}} = \frac{R'_{\text{фтр2}}}{(K_{\text{ТР}})^2}. \quad (5.14)$$

Индуктивное сопротивление фазы вторичной обмотки можно рассчитать по тем же формулам, что и для активного сопротивления:

$$X_{\text{фктр}} = \sqrt{Z_{\text{фктр}}^2 - R_{\text{фктр}}^2} \quad (5.15)$$

или

$$X_{\text{фктр}} = Z_{\text{фктр}} \sin \varphi_{\kappa}. \quad (5.16)$$

Более удобной будет формула (5.15), по которой и выполняется расчет. И далее все как и при определении активного сопротивления:

$$X_{\text{фктр}} = X_{\text{фтр1}} + X'_{\text{фтр2}}, \quad (5.17)$$

$$X_{\text{фтр1}} \approx X'_{\text{фтр2}}, \quad (5.18)$$

$$X_{\text{фтр2}} = \frac{X'_{\text{фтр2}}}{(K_{\text{ТР}})^2}, \quad (5.19)$$

$$L_{\text{фmp2}} = \frac{X_{\text{фmp2}}}{2 \pi f}, \quad (5.20)$$

где  $f$  – частота сетевого напряжения = 50 Гц.

### 5.2.3. Выбор тиристоров

Выбор тиристоров производится по среднему значению тока и максимальному значению обратного напряжения.

Требуемое среднее значение тока  $I_B$  тиристора с воздушным охлаждением, с учетом пусковых токов и условий охлаждения определяется по формуле [3]

$$I_B = \frac{K_{zi} K_{охл} I_{дН}}{m_2}, \quad (5.21)$$

где  $K_{zi} = 2-2,5$  – коэффициент запаса, учитывающий пусковые токи;  
 $K_{охл}$  – коэффициент, учитывающий условия охлаждения.

Для предварительного расчета принимают  $K_{охл}$  для естественного охлаждения (это позволит уменьшить потери в преобразователе), затем сравнивают получившееся значение с данными таблицы П.1.3 и решают вопрос о необходимости принудительного охлаждения.

При скорости охлаждающего воздуха  $V = 12$  м/с значение  $K_{охл} = 1$ ; при  $V = 6$  м/с значение  $K_{охл} = 1,4$ ; а при  $V = 0$  (естественное охлаждение)  $K_{охл} = 2,5$ ;  $I_{дН}$  – номинальный ток нагрузки (ток двигателя  $I_{ЯН}$  – см. табл. 5.1);  $m_2$  – число фаз вторичной обмотки трансформатора (табл. 5.1). Выбор тиристора выполняют по значению номинального тока  $I_{ВН}$  по условию

$$I_{ВН} \geq I_B. \quad (5.22)$$

Выбранный тиристор проверяют на устойчивость при коротком замыкании на стороне постоянного тока по формуле

$$I_{BH} \geq \frac{I_K}{15}, \quad (5.23)$$

где  $I_K = \frac{100}{U_K} I_{2\Phi H}$  – ток короткого замыкания;

$U_K$  – напряжение короткого замыкания согласующего трансформатора или сети после токоограничивающего реактора, % (см. табл. П.1.1 и П.1.2);

15 – кратность допустимого кратковременного тока через тиристор.

За номинальное напряжение тиристора принимается величина, равная 0,5–0,6 от значения порогового напряжения или напряжения переключения.

Максимальная величина обратного напряжения, В, прикладываемая к вентилю, определяется по формуле

$$U_{BM} = K_0 U_{dHM}, \quad (5.24)$$

где  $K_0$  – коэффициент схемы (см. табл. 5.3).

Расчетное максимальное обратное напряжение, В, на тиристоре

$$U_{BMP} = K_U K_\alpha K_R U_{BM}. \quad (5.25)$$

Класс тиристора, характеризующий собой величину рабочего обратного напряжения, определяют делением значения  $U_{BMP}$  на 100 и выбирают с запасом. В пояснительной записке необходимо привести выписку из таблицы П.1.3 с техническими данными выбранного тиристора.

Данные тиристорov приведены в таблице П.1.3, после выбора тиристора необходимо записать: «Тиристор должен быть \_\_\_ класса по напряжению».

#### **5.2.4. Расчет индуктивности и выбор токоограничивающего реактора**

В анодные цепи преобразователей последовательно с трансформаторами включают реакторы, которые совместно с индуктивностью рассеяния трансформатора ограничивают аварийные токи (действующие значения установившегося тока короткого замыкания) в пределах



допустимого ударного тока тиристора. При питании тиристорных преобразователей от общего группового трансформатора анодные реакторы уменьшают взаимное влияние преобразователей через общую индуктивность группового трансформатора друг от друга при коммутации вентилей.

Так как реакторы не должны уменьшать свою индуктивность при токах короткого замыкания, то они выполняются воздушными, без железного сердечника.

Допустимый ударный ток  $I_{уд}$  одного вентиля является одним из основных параметров тиристора (см. табл. П.1.3).

Периодическая составляющая ударного тока, А [2, 6],

$$I_{II} = \frac{I_{уд}}{\sqrt{2}K_y}, \quad (5.26)$$

где  $K_y = 1,3$  – ударный коэффициент.

Величина требуемого реактивного сопротивления в фазе, Ом,

$$X_{\Phi} = \frac{\sqrt{3}U_{2\Phi}}{2I_{II}}. \quad (5.27)$$

Требуемая индуктивность фазы, мГн,

$$L_{\Phi} = \frac{X_{\Phi}}{2\pi f}.$$

Реактивное сопротивление токоограничивающего реактора при последовательном соединении с вторичной обмоткой трансформатора, Ом,

$$X_p = X_{\Phi} - X_{\Phi TP2}, \quad (5.28)$$

где  $X_{\Phi TP2}$  – индуктивное сопротивление фазы трансформатора, рассчитанное в предыдущем подразделе (см. формулу (5.19)). Если в результате расчета получается отрицательная величина, это означает, что индуктивность цепи достаточно велика и без такого реактора, т. е. он не нужен.

Необходимая индуктивность фазы токоограничивающего реактора

$$L_P = \frac{X_P}{2\pi f_c}. \quad (5.29)$$

Данные трехфазных токоограничивающих реакторов приведены в таблице П.1.4. Необходимо в пояснительной записке привести выписку из таблицы П.1.4 с техническими данными выбранного реактора.

### 5.2.5. Расчет индуктивности и выбор уравнительных дросселей

Особенностью реверсивных тиристорных преобразователей с *совместным управлением* является одновременная работа двух комплектов преобразователей. Один комплект преобразователя работает в выпрямительном режиме, другой – в инверторном. Из-за различия мгновенных значений напряжения в контуре, образованном вентиляльными группами, появляется неуравновешенное напряжение, действие которого вызывает ток, минующий цепь нагрузки. Этот ток называется уравнительным.

Из-за уравнительных токов преобразователи не имеют зоны прерывистого тока, что определяет однозначность их внешних характеристик и отсутствие скачков напряжения и скорости при переходе из выпрямительного режима в инверторный и обратно.

Но уравнительный ток создает дополнительные потери в вентилях и обмотках трансформатора и в ряде случаев приводит к аварийным режимам. Для ограничения этих токов применяются уравнительные реакторы. Активные сопротивления обмоток трансформатора и уравнительных дросселей практически не влияют на величину уравнительного тока.

Индуктивность уравнительного контура, необходимая для ограничения уравнительного тока, Гн [7],

$$L_{ок} = \frac{U_{2л} K_y}{2\pi f_{yp}}, \quad (5.30)$$

где  $U_{2л} = \sqrt{2} U_{2ф}$  – амплитудное значение линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора для нулевых схем выпрямления,

$U_{2M} = \sqrt{3}\sqrt{2} U_{2\Phi}$  – амплитудное значение линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора для мостовых схем;

$K_y$  – расчетный коэффициент, равный 0,65 для трехфазных схем выпрямления с нулевым выводом и 0,18 для трехфазных мостовых схем;

$f = 50$  Гц – частота питающей сети;

$I_{yp} = (0,1 \div 0,3) I_{dn}$  – среднее значение уравнивающего тока при угле управления  $90^\circ$  (уравнивающий ток при этом максимальный), А.

Величина уравнивающего тока ограничивается суммарной индуктивностью уравнивающих дросселей и индуктивностями рассеяния обмоток трансформатора уравнивающего контура. Следовательно, индуктивность уравнивающих дросселей, необходимая для ограничения уравнивающего тока на заданном уровне,

$$L_{ydp} = L_{yk} - 2\alpha L_{\Phi TP2}, \quad (5.31)$$

где  $\alpha$  – количество обмоток трансформатора, обтекаемых током (первичная + вторичная).

Количество уравнивающих дросселей и их исполнение зависят от назначения и схемы преобразователя. На схемах, представленных на рисунках 5.2 и 5.3, показано максимальное число отдельных магнитно не связанных дросселей, которые могут устанавливаться в реверсивных системах ТП-Д.

Во встречно-параллельной схеме с нулевым выводом (см. рис. 5.2, А; 5.3, А) имеется один контур уравнивающего тока, показанный пунктирной линией.

Во встречно-параллельной мостовой схеме (см. рис. 5.3, В) имеется два уравнивающих контура. В один контур входят дроссели  $L_{y1}$  и  $L_{y2}$ , два присоединенных к ним тиристора и две фазы вторичной обмотки трансформатора.

Во второй контур входят дроссели  $L_{y3}$ ,  $L_{y4}$  и две обмотки трансформатора, одна из которых является общей для обоих контуров. При применении насыщающихся уравнивающих дросселей приходится устанавливать все пять дросселей. Использование не насыщающихся рабочим током уравнивающих дросселей позволяет ограничиться

только двумя уравнительными дросселями по одному в каждом контуре (например  $L_{y1}$ ,  $L_{y4}$  или  $L_{y2}$ ,  $L_{y3}$ ). При этом нужно учитывать, что ненасыщающиеся уравнительные дроссели имеют лучшие массогабаритные показатели по сравнению с насыщающимися.

В ряде случаев вместо четырех уравнительных дросселей ставят два двухобмоточных. На одном уравнительном дросселе располагают обмотки  $L_{y1}$  и  $L_{y3}$  а на другом – обмотки  $L_{y2}$ ,  $L_{y4}$ . Обмотки каждого из дросселей включаются встречно, что исключает насыщение магнитопровода током якоря двигателя. Суммарная масса уравнительных дросселей примерно вдвое меньше по сравнению с четырехдроссельной схемой.

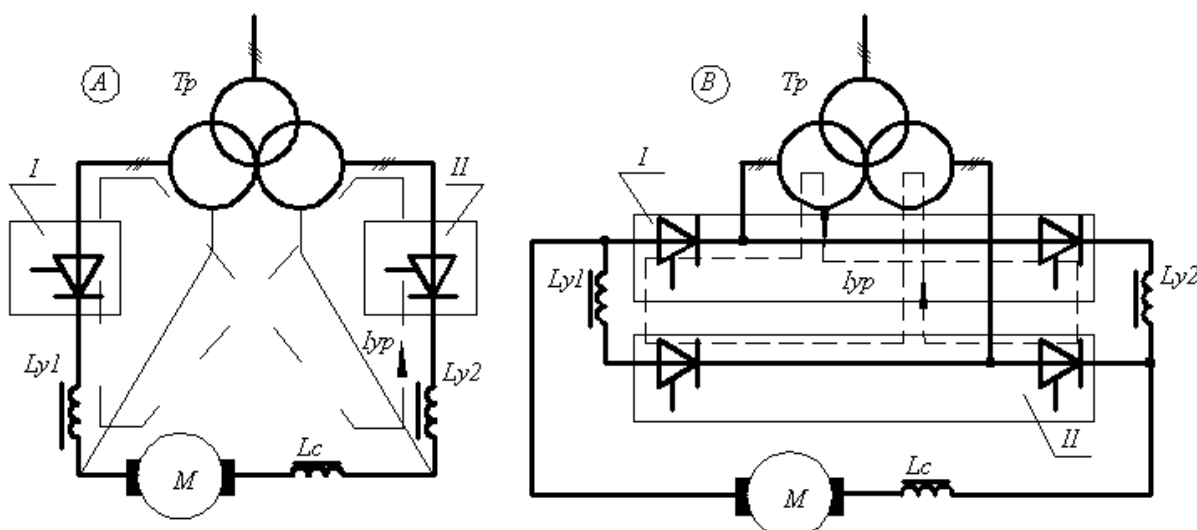


Рис. 5.2

В перекрестных схемах с нулевым выводом (рис. 5.2, А) вторичные обмотки могут быть включены согласно или встречно. Чаще используется согласное включение.

Как в нулевых, так и мостовых (рис. 5.2, В; 5.3, В) перекрестных схемах имеется только один контур уравнительного тока. Это основное преимущество перекрестных схем. При этом большие сложность и стоимость трансформатора, а также невозможность бестрансформаторного питания являются недостатками перекрестных схем. Как в нулевой, так и мостовой перекрестных схемах могут быть использованы насыщающиеся или ненасыщающиеся дроссели.

Индуктивность каждого ненасыщающегося дросселя принимается равной

$$L_{y1} = L_{y2} = 0,5L_{yДР}. \quad (5.32)$$

## Индуктивность насыщающегося дросселя

$$L_{y1} = L_{y2} = L_{yДР}. \quad (5.33)$$

При использовании частично насыщающихся рабочим током уравнивающих дросселей индуктивность каждого принимается

$$L_{y1} = L_{y2} \approx 0,7L_{yДР}. \quad (5.34)$$

Уравнивающие дроссели выбирают из следующих условий:

$$L_{yДРН} \geq L_{y1} = L_{y2}, \quad (5.35)$$

$$I_{ДРН} \geq I_{дн} + I_{yр}, \quad (5.36)$$

где  $L_{yДРН}$ ,  $I_{ДРН}$  – номинальные индуктивность и ток уравнивающего дросселя соответственно.

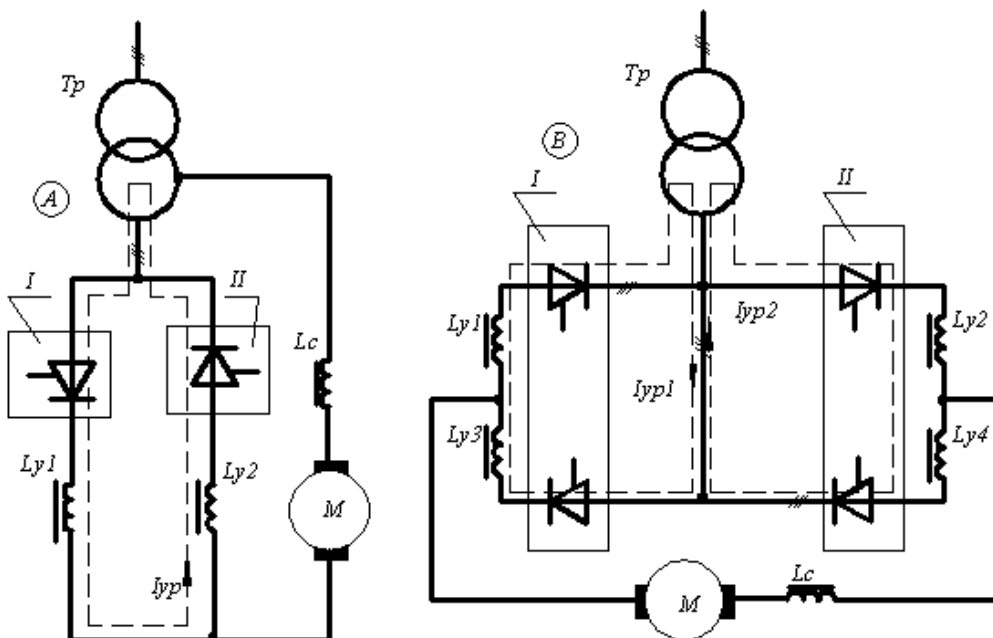


Рис. 5.3

При расчете можно принимать любой вид дросселей – ненасыщающиеся, насыщающиеся и частично насыщающиеся, т. е. использовать любую формулу из (5.32)–(5.34).

Технические данные уравнивающих дросселей приведены в таблице П.1.5. В пояснительной записке привести выписку из таблицы П.1.5 приложения 1 с техническими данными выбранного дросселя.

### ***Расчет индуктивности и выбор сглаживающего дросселя***

Пульсации выпрямленного напряжения на выходе преобразователя вызывают пульсации тока в силовой цепи, что ухудшает условия коммутации двигателей постоянного тока и приводит к дополнительному нагреву всех ее элементов. Величина пульсаций тока зависит от схемы выпрямителя, угла управления и индуктивности цепи нагрузки. С целью уменьшения пульсаций тока до необходимого уровня в цепь нагрузки включают сглаживающие дроссели.

Требуемая индуктивность сглаживающего дросселя в якорной цепи рассчитывается по гармонической составляющей наименьшей кратности, так как при гармонических составляющих более высоких порядков дроссель действует более эффективно как вследствие уменьшения амплитуд гармонических, так и повышения индуктивного сопротивления дросселя с возрастанием частоты.

Поэтому необходимое значение индуктивности силовой цепи рассчитывается из условия обеспечения требуемого уровня пульсаций основной гармоники тока нагрузки. Допустимый уровень пульсаций действующего значения тока якоря составляет 2 % от номинального для компенсированных, 5–7 % для некомпенсированных электродвигателей и до 15 % для машин малой мощности.

Требуемая индуктивность цепи выпрямленного тока, Гн [2],

$$L_d = \frac{e_n E_{do} \cdot 100}{2 \sqrt{2} \pi f m i_n I_{dn}}, \quad (5.37)$$

где  $i_n$  – допустимый уровень пульсаций основной гармоники тока нагрузки, % (табл. 5.2);

$m$  – число пульсаций выпрямленного напряжения (табл. 5.3);

$I_{dn}$  – номинальное значение тока двигателя (табл. 5.1);

$f$  – частота питающей сети;

$e_n$  – относительная величина действующего значения первой гармоники выпрямленного напряжения при максимальном угле управления  $\alpha_{\max}$  (табл. 5.2):

$$e_n = \frac{2 \cos \alpha_{\max}}{m^2 - 1} \sqrt{1 + m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_{\max}}; \quad (5.38)$$

$E_{do}$  – максимальное значение ЭДС преобразователя при  $\alpha = 0$ .

$$E_{do} = \frac{U_{2\phi}}{K_c}, \quad (5.39)$$

где  $U_{2\phi}$  – действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора;

$K_c$  – коэффициент схемы по напряжению (табл. 5.3).

Необходимая индуктивность сглаживающего дросселя, Гн,

$$L_{\text{ДР}} = L_d - L_P - L_{\text{ФТР2}} - L_{\text{УДР}} - L_{\text{Я}}, \quad (5.40)$$

где  $L_{\text{УДР}}$  – индуктивность уравнивающего дросселя (в реверсивных схемах с совместным управлением группами клапанов);

$L_{\text{ФТР2}}$  – индуктивность рассеяния силового трансформатора;

$L_P$  – индуктивность токоограничивающего реактора;

$L_{\text{Я}}$  – индуктивность якорной цепи двигателя, Гн;

$$L_{\text{Я}} = \frac{\gamma U_{\text{ЯН}}}{p \omega_{\text{H}} I_{\text{ЯН}}}, \quad (5.41)$$

где  $\gamma = 0,25$  для компенсированных и  $\gamma = 0,6$  для некомпенсированных электродвигателей;

$p$  – число пар полюсов;

$\omega_{\text{H}}$  – номинальная угловая скорость двигателя,  $\text{C}^{-1}$ ,

$$\omega_{\text{H}} = \frac{2\pi \cdot n_{\text{H}}}{60},$$

где  $n_{\text{H}}$  – номинальная скорость двигателя, об/мин (табл. 5.1).

При использовании токоограничивающих анодных реакторов для снижения величины токов короткого замыкания в преобразователе в формуле (5.40) следует учитывать индуктивность этих реакторов. Технические данные сглаживающих дросселей приведены в таблицах П.1.6 и П.1.7. В пояснительной записке необходимо привести выписку из таблицы П.1.6 или П.1.7 с техническими данными реактора.

### **5.3. Расчет и выбор элементов защиты тиристорных преобразователей**

Из-за высокой чувствительности тиристорных преобразователей к перенапряжениям и токовым перегрузкам надежная работа полупроводниковых преобразователей может быть обеспечена при применении соответствующих видов защит, ограничивающих допустимые значения перенапряжения и тока, протекающего через тиристоры.

#### ***5.3.1. Автоматические выключатели***

Достоинство автоматических выключателей в том, что в них совмещены устройство защиты и коммутационный аппарат. Автоматические выключатели обеспечивают многократность действия и возможность дистанционного управления [1, 7].

Однако автоматические выключатели по быстродействию уступают плавким предохранителям. Поэтому они в тиристорных преобразователях могут быть использованы как резервные средства защиты, обеспечивающие отключение преобразователя при отказе основных средств защиты и перегрузках.

В тиристорных преобразователях малой и средней мощности (на токи 50–1000 А, при напряжениях 230 и 460 В) для защиты от внешних коротких замыканий и опрокидываний инвертора применяются, как правило, автоматические выключатели серии АЗ700, имеющие собственное время срабатывания 12–14 м/с, т. е. не обладающие необходимым быстродействием. В некоторых случаях удается повысить быстродействие автоматических выключателей при использовании специальных быстродействующих датчиков аварийного состояния и независимых расцепителей.



Выключатели устанавливаются со стороны постоянного тока преобразователя. Такие же автоматы устанавливаются и со стороны переменного тока в случае питания преобразователя от сети напряжением 380 В и служат для защиты трансформаторов или анодных токоограничивающих реакторов, а в преобразователях с одним тиристором – в плече трехфазной мостовой схемы и для защиты при внутренних коротких замыканиях (пробоях тиристоров).

Невозможность защиты от перенапряжений, возникающих при отключении аварийных токов, является недостатком автоматических выключателей.

Автоматический выключатель выбирается по номинальным параметрам силовой части преобразователя (току и напряжению) с учетом его коммутационной способности.

Уставки защит автоматического выключателя, установленного на первичной стороне силового трансформатора, рассчитываются следующим образом.

Действующее значение установившегося тока короткого замыкания, А,

$$I_{1к} = \frac{I_{1\Phi} \cdot 100}{U_{к}}, \quad (5.42)$$

где  $I_{1\Phi}$  – номинальный фазный ток первичной обмотки силового трансформатора, рассчитанный по формуле (5.4);

$U_{к}$  – напряжение короткого замыкания трансформатора (см. табл. П.1.1 или П.1.2), %.

Ток уставки электромагнитного расцепителя автоматического выключателя

$$I_{уэм} < I_{1кз}. \quad (5.43)$$

Ток уставки теплового расцепителя

$$I_{ум} = (1,2 \div 1,3)I_{1\Phi}, \quad (5.44)$$

где  $I_{1\Phi}$  – номинальный фазный ток первичной обмотки трансформатора.

Данные автоматических выключателей приведены в таблице П.1.8. В пояснительной записке необходимо привести выписку из таблицы П.1.8 с техническими данными выбранного автоматического выключателя.

### *Средства защиты от перенапряжений*

Для защиты тиристорных преобразователей от коммутационных перенапряжений применяют  $RC$ -цепочки, включенные параллельно тиристорам ( $R_1$  и  $C_1$ , см. рис. 5.6).

Величина емкости  $RC$ -цепочек определяется по формуле

$$C_1 = \frac{10 \cdot I_B}{U_{\text{ВМ}}}, \quad (5.45)$$

где  $C_1$  – емкость, мкФ;

$I_B = \frac{I_{dn}}{m_2}$  – ток, протекающий через тиристор перед началом

коммутации, А ( $m_2$  – см. табл. 5.3);

$U_{\text{ВМ}}$  – максимальное допустимое обратное напряжение тиристора, В.

Чтобы поддержать разрядный ток  $C_1$  в допустимых пределах от 10 до 50 А (для обычных коммутационных конденсаторов и тиристоров с допустимым средним значением тока не менее 50 А), сопротивление  $R_1$  допускается выбирать в омах, численно равным от 0,02 до 0,1 от наибольшего прямого напряжения на вентиле в вольтах [2, 6].

Величины емкости и сопротивления  $RC$ -цепочки на практике колеблются в пределах  $C_1 = 0,25\text{--}4,5$  мкФ;  $R_1 = 5\text{--}51$  Ом.

Использование тиристоров с лавинными характеристиками (лавинных тиристоров) позволяет отказаться от установки шунтирующих  $RC$ -цепочек.

Для защиты от перенапряжений при отключении ненагруженного трансформатора в большинстве тиристорных преобразователей применяются электролитические конденсаторы, включенные последовательно с резисторами на выходе вспомогательного трехфазного выпрямителя на маломощных диодах  $VD1\text{--}VD6$  ( $R_2$ ,  $R_3$  и  $C_2$ , см. рис. 5.6).

Величина емкости конденсатора  $C_2$ , мкФ, может быть рассчитана по формуле [6]:

$$C_2 = 30 \frac{I_{xx}}{K_H^2 - 1} \cdot \frac{I_{2\phi}}{U_{2\phi}}, \quad (5.46)$$

где  $I_{xx} = I_0$  – намагничивающий ток силового трансформатора, % (табл. П.1.1 и П.1.2);

$I_{2\phi}$  – номинальный вторичный фазный ток трансформатора, А;

$U_{2\phi}$  – номинальное вторичное линейное напряжение трансформатора, В;

$K_H$  – допустимая кратность возрастания напряжения на вентилях, обычно 1,25–1,50.

Формула (5.46) дает, как правило, завышенные значения емкости. Практически величина  $C_2$  колеблется в пределах 10–200 мкФ. Номинальное напряжение электролитических конденсаторов должно быть больше амплитуды сетевого напряжения на 15–20 %.

Резистор  $R_2$  должен ограничивать ток через вентили диодного моста при включении. Величина резистора  $R_2$  может быть определена из соотношения, Ом,

$$R_2 = 2 \sqrt{\frac{2L_{\phi mp2} \cdot 10^8}{C_2}}, \quad (5.47)$$

где  $L_{\phi mp2}$  – индуктивность фазы вторичной обмотки трансформатора, Гн;

$C_2$  – емкость цепи защиты, мкФ.

Диоды моста выбирают по среднему значению прямого тока вентиля  $I_B$ , А, и максимально допустимой величине обратного напряжения  $U_{BM}$ , В [11]:

$$I_B = \frac{U_{2\phi}}{3K_c \cdot R_2}; \quad (5.48)$$

$$U_{BM} = \sqrt{6} U_{2\phi}.$$

Величину разрядного резистора  $R_3$  выбирают из соотношения, Ом,

$$R_3 = \frac{(1 \div 3) \cdot 10^6}{C_2}. \quad (5.49)$$

Мощность резисторов  $P_{R2}$  и  $P_{R3}$  определяется по условиям надежности по формулам

$$P_{R2} \approx 60 \left( \frac{U_{2\Phi}}{R_3} \right)^2 R_2; P_{R3} \approx 12 \left( \frac{U_{2\Phi}}{R_3} \right)^2 R_3. \quad (5.50)$$

Для защиты от высокочастотных перенапряжений на стороне переменного тока устанавливают защитные конденсаторы  $C_3$  (см. рис. 5.6) малой мощности.

### 5.3.3. Расчет фильтрокомпенсирующих устройств

Отклонение формы кривых напряжений и токов в электрических сетях вызвано наличием потребителей с нелинейными вольтамперными и вебер-амперными характеристиками. Такими электроприемниками являются тиристорные преобразователи. Распространение высших гармоник тока по сети вызывает искажения формы кривых напряжений в узлах сети. Относительные значения токов гармоник (по отношению к 1-й) для многопульсных выпрямителей приведены в таблице 5.4. В таблице  $n$  – «пульсность» выпрямителя. Схемы рисунка 5.1,  $c$ ,  $d$ ,  $e$  относятся к шестипульсным выпрямителям. ГОСТ 13109-97 нормирует значения высших гармонических составляющих токов и напряжений величиной в 8 %. Следовательно, для шестипульсного выпрямителя необходимо принимать меры к снижению уровня 5-й и 7-й гармонических составляющих. Основное средство уменьшения уровня высших гармоник в сетях электроснабжения – использование фильтрокомпенсирующих устройств. Такими устройствами являются пассивные и активные фильтры гармоник.

Таблица 5.4 – Относительные значения токов гармоник

$n$	Номер гармоник							
	5	7	11	13	17	19	23	25
6	0,175	0,11	0,045	0,029	0,015	0,01	0,009	0,008
12	0,021	0,014	0,075	0,059	0,011	0,009	0,015	0,011

Пассивный фильтр гармоник (ПФГ) представляет собой пассивную частотно-селективную цепь, обеспечивающую подавление или ослабление высших гармоник, генерируемых нелинейной нагрузкой. Основными достоинствами ПФГ являются их простота и экономичность. Они дешевы, не требуют регулярного обслуживания, могут выполнять одновременно несколько функций: подавление гармоник, коррекция коэффициента мощности, уменьшение провалов напряжения при пуске мощных электродвигателей.

Эффективным решением является включение в качестве фильтра гармоник последовательного колебательного контура, настроенного на частоту определенной гармоники (рис. 5.4). Как видно из схемы, это фильтр второго порядка.

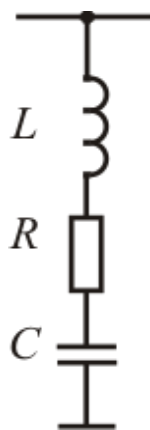


Рис. 5.4

При включении резонансного фильтра коэффициент передачи тока во внешнюю сеть

$$H_c(j\omega) = \frac{-\omega^2 + j\omega RC + 1}{-\omega^2(L + L_c)C + j\omega(R + R_c)C + 1}.$$

Для основной гармоники сопротивление резонансного фильтра (см. рис. 5.4) имеет емкостный характер, поэтому помимо подавления гармонических составляющих он обеспечивает коррекцию коэффициента мощности. Реактивная мощность, отдаваемая конденсатором на частоте основной гармоники

$$Q_c = \frac{U^2}{X_c}.$$

## Реактивная мощность контура на частоте основной гармоники

$$Q_{LC} = \frac{n^2}{n^2 - 1} Q_C,$$

где  $n = \omega_{0н} / \omega_c$  – кратность резонансной частоты последовательного колебательного контура к частоте основной гармоники.

Таким образом, реактивная мощность, отдаваемая последовательным колебательным контуром, отличается от мощности одиночного конденсатора в  $n^2 / (n^2 - 1)$  раз. Например, в случае когда  $n = 4,85$ , реактивная мощность контура составит примерно 1,04 мощности отдельного конденсатора. Увеличение отдаваемой реактивной мощности вызвано увеличением напряжения конденсатора:

$$U_C = U_0 + U_L = \frac{n^2}{n^2 - 1} U_0,$$

где  $U_0$  – напряжение питающей сети.

Подавление нескольких гармоник можно обеспечить с помощью составного фильтра, образованного параллельным соединением нескольких секций. Каждая секция представляет собой колебательный контур, настроенный на частоту одной из гармоник. Установка таких фильтров вблизи нелинейной нагрузки обеспечивает замыкание на землю токов высших гармоник через соответствующий колебательный контур. Сопротивление контура, через который замыкается соответствующая гармоника, зависит от добротности реактора.

Фильтрокомпенсирующее устройство, спроектированное с помощью предлагаемого метода, выполняет одновременно функции фильтра высших гармоник и компенсатора реактивной мощности основной гармоники.

Представим проводимость  $Y(s)$  в виде суммы слагаемых:

$$Y(s) = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^n \frac{k_i s}{s^2 + \omega_i^2}. \quad (5.51)$$

Формуле (5.51) соответствует каноническая структура, образованная параллельным соединением последовательных колебательных

контуров, имеющих резонансные частоты  $\omega_i^2$ . Вычет  $k_i$  определяется по формуле

$$k_i = (s^2 + \omega_i^2) \frac{Y(s)}{s} \Big|_{s^2 = -\omega_i^2}. \quad (5.52)$$

Значения элементов  $i$ -го колебательного контура находятся по формулам

$$L_i = \frac{1}{k_i}, \quad (5.53)$$

$$C_i = \frac{k_i}{\omega_i^2}. \quad (5.54)$$

Частоты нулей  $Z_{\text{вх}}(s)$  (входного сопротивления фильтрокомпенсирующего устройства) целесообразно выбирать на 5–10 % меньше частот подавляемых гармоник. Причина в том, что по мере старения изоляции емкость конденсатора уменьшается, а резонансная частота колебательного контура при этом увеличивается. Если проектируемый фильтр помимо подавления высших гармоник должен выполнять функции компенсации реактивной мощности на частоте основной гармоники, коэффициент  $H$  в формуле (5.51) определяется по формуле

$$H = \frac{U_{\phi}^2}{Q Z'_{\text{вх}}(j1)}, \quad (5.55)$$

где  $Q$  – дефицит реактивной мощности на частоте первой гармоники.

Затем производится денормирование значений элементов по отношению к частоте основной гармоники:  $C_i = C_{i^*}/314$ ,  $L_i = L_{i^*}/314$ , определяется реактивная мощность, генерируемая секциями фильтра на частоте первой гармоники. Чтобы определить дефицит реактивной мощности при работе преобразователя, необходимо воспользоваться формулой полной мощности и  $\cos \varphi$  для нагрузки (принимая равным 0,9). Для этого можно использовать формулу

$$Q = \left( \frac{P_H}{\cos \varphi} \right) \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}.$$

Для иллюстрации того, как должен быть выполнен расчет, приведем пример.

**Пример.** Необходимо рассчитать фильтр 5-й и 7-й гармоник для установки в сети 0,38 кВ. Дефицит реактивной мощности составляет 300 кВАр.

**Решение.** Расчет выполняем для одной фазы. Определим функцию входного сопротивления фильтра, нормированную к частоте первой гармоники:

$$Z'(s) = \frac{(s^2 + \omega_5^2)(s^2 + \omega_7^2)}{s(s^2 + \omega_6^2)}.$$

Частота полюса  $Z'(s)$  выбрана равной 6 (чтобы оказаться между 5 и 7).

$$Z'(s) = \frac{(s^2 + 25)(s^2 + 49)}{s(s^2 + 36)} = 32,9.$$

Выберем коэффициент  $H$ , обеспечивающий необходимое значение реактивной мощности фильтра. В соответствии с формулой (5.55)

$$H = \frac{U_{\phi}^2}{Q Z'_{\text{вх}}(j1)} = \frac{220^2}{(300/3)32,9} \approx 0,015.$$

Функция входной проводимости фильтра

$$Y(s) = \frac{1}{0,015} \frac{s(s^2 + 36)}{(s^2 + 25)(s^2 + 49)}.$$

С помощью формул (5.51)–(5.55) определим параметры звеньев фильтра:

$$k_5 = \frac{1}{0,015} \frac{s^2 + 36}{s^2 + 49} \Big|_{s^2 = -25} \approx 31,18,$$

$$k_7 = \frac{1}{0,015} \frac{s^2 + 36}{s^2 + 25} \Big|_{s^2 = -49} \approx 36,85.$$



Нормированные значения элементов фильтра:

$$L_5 = \frac{1}{k_5} = 0,032 \text{ ГН}; \quad C_5 = \frac{k_5}{n_5^2} = \frac{31,18}{25} \approx 1,25 \text{ Ф};$$

$$L_7 = \frac{1}{k_7} = 0,027 \text{ ГН}; \quad C_7 = \frac{k_7}{n_7^2} = \frac{36,85}{49} \approx 0,752 \text{ Ф}.$$

Денормированные значения элементов (нумерация дается с учетом элементов защиты от перенапряжений, см. подразделы 5.3.1 и 5.3.2):

$$L_1 = \frac{L_5}{314} = 0,102 \text{ мГН}; \quad C_4 = \frac{C_5}{314} = 3980 \text{ мкФ};$$

$$L_2 = \frac{L_7}{314} = 0,086 \text{ мГН}; \quad C_5 = \frac{C_7}{314} = 2395 \text{ мкФ}.$$

Реактивная мощность, генерируемая звеньями фильтра на частоте первой гармоники:

$$Q_1 = C_5 \cdot U_{\Phi}^2 \frac{n_5^2}{1-n_5^2} = 220^2 \cdot 1,25 \frac{25}{1-25} = -63,02 \text{ кВАр};$$

$$Q_2 = C_7 \cdot U_{\Phi}^2 \frac{n_7^2}{1-n_7^2} = 220^2 \cdot 0,752 \frac{49}{1-49} = -37,15 \text{ кВАр}.$$

Суммарная реактивная мощность, генерируемая фильтром:

$$Q_{\Sigma} = Q_1 + Q_2 = -63,02 - 37,15 = -100,17 \text{ кВАр}.$$

Получившийся фильтр подключается к вторичной обмотке трансформатора до всех элементов преобразователя и не влияет на индуктивность и емкость цепей преобразователя. Этот фильтр должен иметь собственное заземление. Примерный вид схемы фильтра представлен на рисунке 5.5. В данной схеме  $R_4$  – сопротивление, учитывающее неидеальный характер контура.

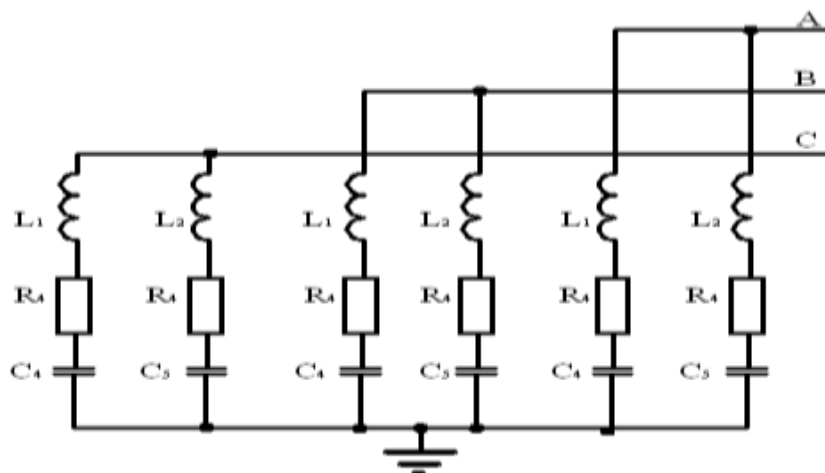


Рис.5.5

После завершения всех расчетов выполняется полная схема преобразователя. Примерный вид схемы приведен на рисунке 5.6. Но данная схема не является полной. Следует учитывать, что на данном рисунке: 1) изображена схема для однокомплектного преобразователя (а должен быть двухкомплектный); 2) не показаны схема фильтрокомпенсирующего устройства и токоограничивающие реакторы; 3) нет схемы уравнительного контура.

Все эти схемы и дополнения студенты должны выполнить сами.

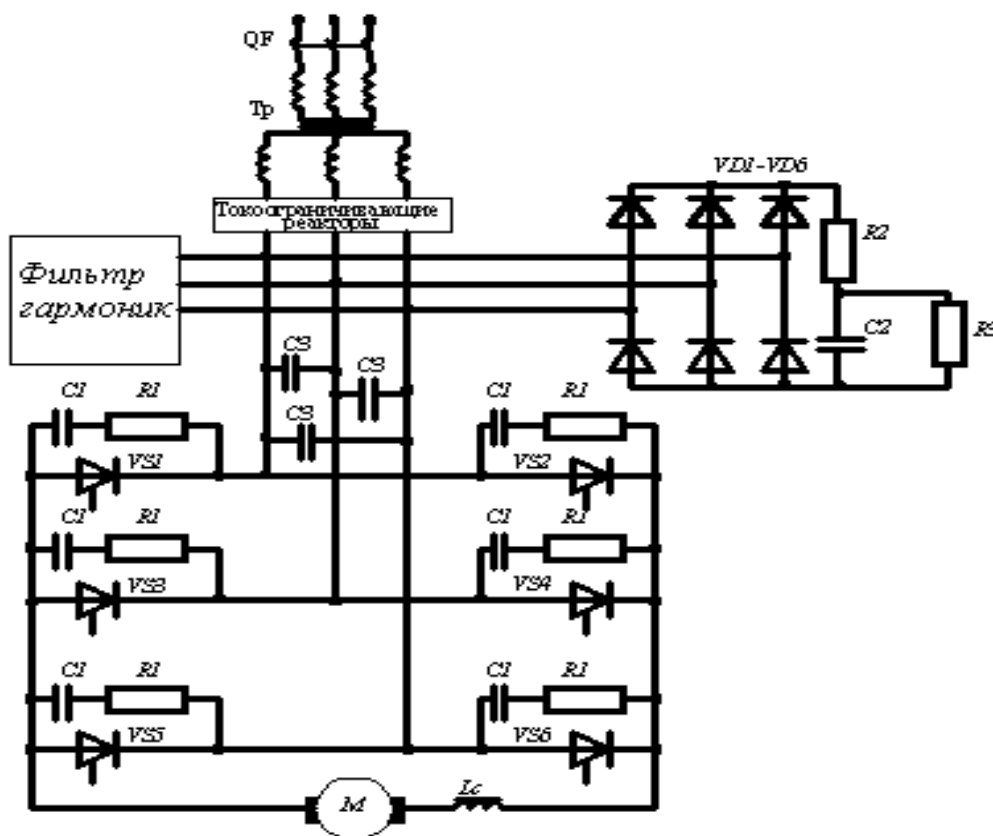


Рис. 5.6

## 5.4. Статические характеристики тиристорных преобразователей

Функциональная схема разомкнутой системы «управляемый вентильный преобразователь – двигатель» можно представить в виде следующей структурной схемы, представленной на рисунке 5.7.

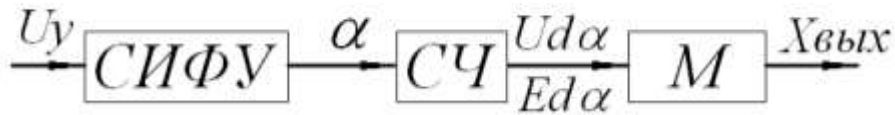


Рис. 5.7

На рисунке 5.7 используются следующие обозначения: СИФУ – система импульсно-фазового управления; СЧ – силовая часть преобразователя; М – двигатель;  $U_y$  – управляющее напряжение на входе СИФУ;  $\alpha$  – угол управления тиристорами;  $U_{d\alpha}$  – среднее значение выпрямленного напряжения;  $X_{вых}$  – выходная координата двигателя (частота вращения, угол поворота вала, момент и др.).

При исследовании статических режимов тиристорных преобразователей значительное место отводится расчету и построению регулировочных характеристик: силовых схем преобразователей  $U_{d\alpha} = f(\alpha)$  и вентильных преобразователей совместно с СИФУ  $E_{da} = f(U_y)$ , а также внешних характеристик преобразователя  $U_{d\alpha} = f(I_d)$  и электромеханических характеристик двигателя  $\omega = f(I_d)$  в разомкнутой системе. Эти характеристики определяют возможности работы тиристорного электропривода и являются основанием для анализа и расчета замкнутых систем автоматического управления и выбора оборудования.

### *Регулировочные характеристики силовых схем преобразователей*

Регулировочная характеристика представляет собой зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла, соответствующего напряжению  $U_{d\alpha}$  до угла  $\alpha = 0$ . Если принять, что индуктивное сопротивление цепи переменного тока  $X_a$  равно нулю, а ин-

дуктивность цепи постоянного тока  $L_d = \infty$ , то при холостом ходе преобразователя уравнение регулировочной характеристики нулевых и мостовых схем имеет вид [9]

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \cos \alpha, \quad (5.56)$$

где  $E_{d0}$  – максимальное значение ЭДС преобразователя при  $\alpha = 0$ .

$$E_{d0} = \frac{U_{2\Phi}}{K_c}, \quad (5.57)$$

где  $U_{2\Phi}$  – действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора,

$K_c$  – коэффициент схемы (табл. 5.3).

В случае активной нагрузки ( $L_d = 0$ ) уравнения регулировочной характеристики (в зонах непрерывного и прерывистого тока) для нулевых и мостовых симметричных схем имеют следующий вид [7]:

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \cos \alpha \quad \text{при} \quad 0 \geq \alpha > \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \quad (5.58)$$

и

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)}{2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad \text{при} \quad \alpha \geq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}, \quad (5.59)$$

где  $m$  – число пульсаций выпрямленного напряжения за период напряжения сети (табл. 5.3). То есть, характеристика будет состоять из трех частей, две части строятся по уравнению (5.58), а средняя часть – по уравнению (5.59).

Значения граничного угла управления, при котором ток начинает прерываться (работа на активную нагрузку), определяются из выражения

$$\alpha_{GP} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}. \quad (5.60)$$

Угол регулирования  $\alpha_0$ , при котором выпрямленное напряжение равно 0, определяется из формулы

$$\alpha_0 = \frac{\pi}{m} - \frac{\pi}{2}. \quad (5.61)$$

В соответствии с уравнениями (5.58) и (5.59) на рисунках 5.8 и 5.9 изображены регулировочные характеристики выпрямителей для разного числа пульсаций  $m$  выпрямленного напряжения.

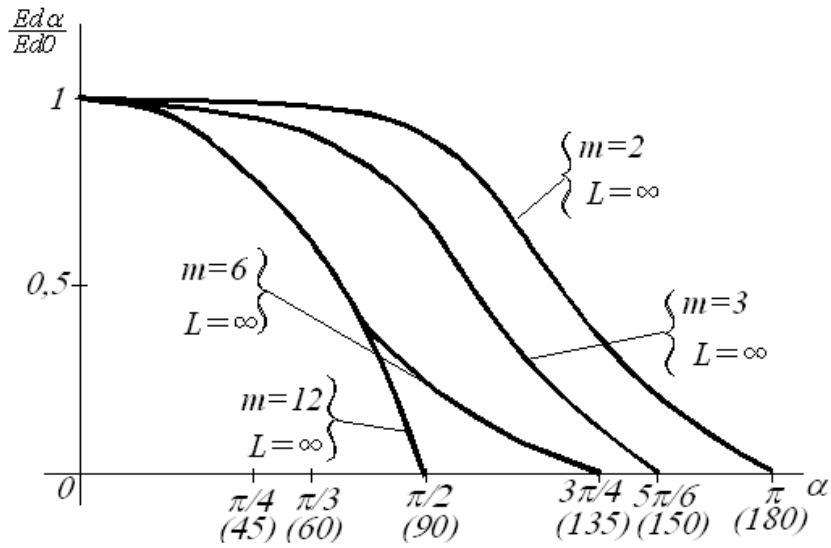


Рис. 5.8

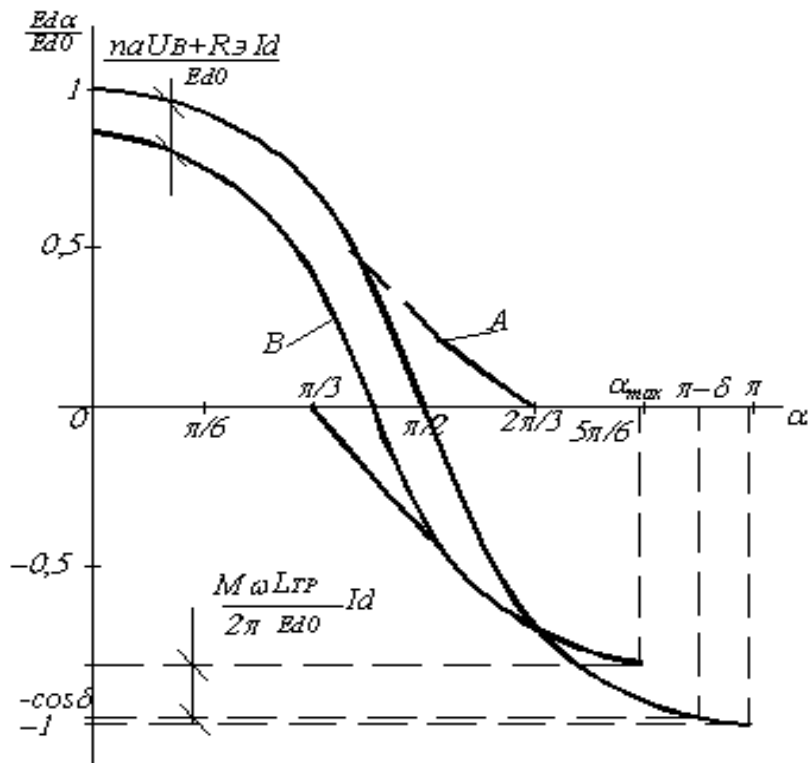


Рис. 5.9

Регулировочные характеристики реверсивных вентильных преобразователей с раздельным управлением группами вентилях аналогичны соответствующим характеристикам нереверсивных преобразователей (А на рис. 5.8). При совместном согласованном управлении группами вентилях режим прерывистого тока отсутствует, поэтому регулировочная характеристика непрерывна (В на рис. 5.9) и описывается во всем диапазоне регулирования уравнением

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \cos \alpha \quad (5.62)$$

Регулировочная характеристика преобразователя  $U_{d\alpha} = f(\alpha)$  с учетом потерь напряжения в элементах силовой части обозначена буквой А (см. рис. 5.9).

В пояснительной записке нет необходимости приводить данные характеристики – они должны быть изображены на чертеже. В пояснительной записке **обязательно** должна быть таблица, по которой строится характеристика. Таблица должна иметь следующий вид (вместо углов в градусах можно использовать радианы):

$\alpha$	0	15	30	45	$\alpha_{min}$	$\alpha_{max}$	90	120	150	180
$E_{d\alpha}$										
$\frac{E_{d\alpha}}{E_{d0}}$										

#### 5.4.2. Регулировочные характеристики тиристорных преобразователей

Результирующая регулировочная характеристика преобразователя представляет собой зависимость ЭДС преобразователя от напряжения управления  $E_{d\alpha} = f(U_y)$  и определяется регулировочными характеристиками силовой части и СИФУ преобразователя.

При наиболее широкоиспользуемом вертикальном принципе построения СИФУ вид регулировочной характеристики преобразователя зависит от формы опорного напряжения  $U_0$  генератора опорного напряжения (ГОН) СИФУ.

Ниже приведены уравнения  $E_{d\alpha} = f(U_y)$  для различных форм опорного напряжения преобразователя, работающего в режиме непрерывного тока [6–9].

При синусоидальном опорном напряжении ГОН СИФУ

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \frac{U_y}{U_{m0}}; \quad (5.63)$$

для пилообразного напряжения, составленного из отрезков синусоид

$$E_{d\alpha} = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}E_{d0}}{U_{m0}} U_y, \text{ при } \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}; \\ E_{d0} \cos\left(\arccos \frac{U_y}{U_{m0}} - \frac{\pi}{6}\right), \text{ при } \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}; \end{cases} \quad (5.64)$$

при линейной характеристике ГОН

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \sin\left(\frac{Q}{U_{m0}} U_y\right); \quad (5.65)$$

для СИФУ с треугольной характеристикой ГОН

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{U_y}{U_{m0}}\right), \quad (5.66)$$

где  $U_{m0}$  – максимальная величина опорного напряжения СИФУ, принятая на практике 10 В [8].

На рисунке 5.9 показан примерный вид регулировочных характеристик преобразователей  $\frac{E_{d\alpha}}{E_{d0}} = f(U_y)$  с различными формами опорного напряжения: *a* – синусоидальной; *б* – пилообразной с линейной частью и треугольной; *в* – пилообразной, сформированной из отрезков синусоид.

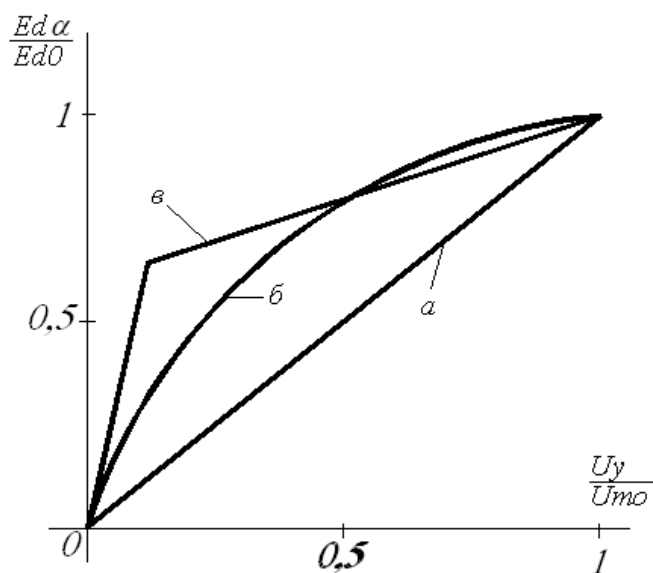


Рис. 5.10

Вновь следует отметить, что в пояснительной записке нет необходимости приводить чертежи характеристик, они должны быть на отдельном чертеже с соответствующими подписями, а в пояснительной записке должна быть приведена таблица расчетов, по которой графики строятся. Таблица должна иметь следующий вид:

$\frac{E_{d\alpha}}{E_{d0}}$							
$\frac{U_y}{U_{m0}}$							

Количество расчетных точек в таблице определяется самим студентом (ведь прямую линию, как по уравнению (5.63), можно построить только по 2 точкам, а синусоиду – нет).

### 5.4.3. Внешние характеристики тиристорных преобразователей

Внешняя характеристика преобразователя представляет собой зависимость среднего значения выпрямленного напряжения  $U_{d0}$  от выпрямленного тока  $I_d$  при неизменном угле открытия тиристорных  $\alpha$ . Вид внешней характеристики зависит от режима работы тиристорного преобразователя.



**Режим непрерывного тока.** Режим непрерывного тока характеризуется тем, что ток якорной цепи непрерывен, т. е. последующий клапан открывается не позже, чем ток предыдущего станет равным нулю. Длительность протекания через клапан в этом режиме  $\lambda = \frac{2\pi}{m}$ .

В таком режиме работают преобразователи средней и большой мощности, а также реверсивные преобразователи при совместном согласованном управлении.

В общем случае уравнение внешней характеристики тиристорного преобразователя (ТП) имеет вид

$$U_{d\alpha} = E_{d\alpha} - n\Delta U_B - R_{\Sigma} I_d, \quad (5.67)$$

где  $\Delta U_B = (0,5 - 1)B$  – среднее значение падения напряжения на тиристоре;

$n$  – количество тиристорov, работающих одновременно;

$R_{\Sigma}$  – эквивалентное сопротивление силовой цепи.

Эквивалентное сопротивление преобразователя, содержащего в силовой цепи якорную цепь двигателя, уравнивательные и сглаживающие дроссели и работающего в режиме непрерывного тока находят по формуле

$$R_{\Sigma} = R_{TP} + R_X + R_{DP} + R_Y, \quad (5.68)$$

где  $R_{TP}$  – сопротивление трансформатора (анодных дросселей в бестрансформаторных схемах), приведенное к цепи постоянного тока;

$R_X$  – эквивалентное сопротивление, характеризующее коммутационное падение напряжения;

$R_{DP}$  – активное сопротивление уравнивательных и 73ык-люю7373ии73его дросселей (при наличии их в схеме);

$R_Y$  – активное сопротивление якорной цепи двигателя. Расчет сопротивления обмоток трансформатора выполняется по формулам (5.14) и (5.19).

Эквивалентное сопротивление, характеризующее коммутационное падение напряжения, определяется как

$$R_X = \frac{m x_{\Phi TP2}}{2 \pi} = m f L_{\Phi TP2}. \quad (5.69)$$

Активное сопротивление дросселя (сглаживающего или уравнивающего) можно определить через потери в меди  $P_{AKT}$  при номинальном токе дросселя  $I_{ДРН}$  :

$$R_{\Delta P} = \frac{P_{AKT}}{I_{ДРН}^2} \approx \frac{\Delta U_{ДР}}{I_{дН}}. \quad (5.70)$$

Значения  $\Delta U_{ДР}$  приведены в таблицах П.1.6 или П.1.7.

Сопротивление якорной цепи двигателя, приведенное к рабочей температуре,

$$R_{Я} = 1,2(R_{Яобм} + R_{ДП} + R_{КО}) + R_{Щ}, \quad (5.71)$$

где  $R_{Яобм}$ ,  $R_{ДП}$ ,  $R_{КО}$  – справочные значения сопротивлений обмоток якоря, дополнительных полюсов и компенсационной обмотки (см. табл. 5.1);

$R_{Щ} = \frac{2}{I_{ЯН}}$  – сопротивление щеточного контакта, что соответствует постоянному падению напряжения в щеточном контакте, равному  $\approx 2В$ .

При отсутствии справочных данных о значении сопротивлений обмоток двигателя приближенно сопротивление якорной цепи можно определить по формуле

$$R_{Я} = 0,5 \frac{U_{ЯН}}{I_{ЯН}} \left( 1 - \frac{P_H}{U_{ЯН} I_{ЯН}} \right), \quad (5.72)$$

где  $U_{ЯН}$  – номинальное значение напряжения якоря, В;

$I_{ЯН}$  – номинальный ток двигателя, А;

$P_H$  – номинальная мощность двигателя, Вт.

На основании уравнения (5.67) на рисунке 5.11 в виде прямых линий с наклоном представлены внешние характеристики ТП. Характеристики, расположенные на рисунке 5.11 в I квадранте, соответст-

вуют выпрямительному режиму, а характеристики в IV квадранте – инверторному.

В инверторном режиме преобразователя (когда  $\alpha > 90^\circ$ ) эти характеристики справедливы лишь в диапазоне угла регулирования:

$$\frac{P}{2} \leq \alpha \leq \pi - (\gamma + \delta),$$

где  $\gamma$  – угол коммутации вентиля, зависящий от тока нагрузки, угла управления, индуктивного сопротивления вентильной ветви и напряжения сети, определяется из соотношения [8]

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{m}{\pi} \cdot \frac{\omega_0 \cdot L_{\text{ФТР2}}}{E_{d_0}} \cdot I_d; \quad (5.73)$$

$\delta$  – угол запаса инверторного режима, определяемый максимальным отклонением угла управления  $\alpha_{\text{ИМ}}$  вследствие асимметрии импульсов управления, углом дрейфа системы  $\Delta\alpha_{\text{М}}$  и углом восстановления запирающих свойств тиристора  $\tau_{\text{T}}$ .

Максимальное значение угла управления, при котором еще возможно безопасное инвертирование,

$$\alpha_{\text{ИМ}} = \pi - (\gamma + \delta). \quad (5.74)$$

Численные значения углов, о которых шла речь выше, составляют при частоте сети 50 Гц:  $\gamma = 10-30^\circ$ ;  $\Delta\alpha_{\text{М}} = 3-6^\circ$ ;  $\Delta\alpha_{\text{С}} = 5-15^\circ$ ;  $\tau_{\text{T}} = 2-6^\circ$  [8].

Подставив эти значения в выражение (5.74), и, с учетом того, что  $\delta = \Delta\alpha_{\text{М}} + \Delta\alpha_{\text{С}} + \tau_{\text{T}}$ , получим  $\alpha_{\text{ИМ}} \cong 120^\circ - 150^\circ$ .

Для гарантированного включения всех вентилях фронтом управляющего импульса минимальный угол управления должен быть не менее  $\alpha_{\text{min}} = \Delta\alpha_{\text{М}} + \Delta\alpha_{\text{С}}$ , что составляет

$$\alpha_{\text{min}} = 8 - 20^\circ. \quad (5.75)$$

Для реверсивных преобразователей с согласованным управлением из закона согласования следует, что

$$\alpha_B + \alpha_{II} \cong 180^0, \quad (5.76)$$

где  $\alpha_B$  – угол управления выпрямительной группой вентилей;

$\alpha_{II}$  – угол управления инверторной группой вентилей преобразователя.

Следует учитывать, что

$$\alpha_{B\min} \approx 180^0 - \alpha_{II\max}. \quad (5.77)$$

Уравнение линии предельного режима инвертирования, что показано линией  $\beta = 0$  ( $d = 180$ ) на рисунке 5.11, имеет следующий вид:

$$U_{dH} = -E_{d0} \cos \delta + \frac{m}{2\pi} \omega_0 L_{\Phi TP2} I_d, \quad (5.78)$$

где  $\delta$  – угол запаса инверторного режима.

Уравнение внешней характеристики преобразователя в инверторном режиме

$$U_{d\beta} = E_{d0} \cos \beta + n \Delta U_B + R_{\Sigma} I_d,$$

где  $\beta = \pi - \alpha_B$  – угол опережения инвертора.

В пояснительной записке обязательно должна быть приведена расчетная таблица для построения характеристик, таблица должна иметь следующий вид:

Параметр	Выпрямительный режим										Инверторный режим						
	0		30		$\alpha_{max}$		90		150		$\beta$	0		120		180	
$I_d$	0	$I_{ЯH}$	0	$I_{ЯH}$	0	$I_{ЯH}$	0	$I_{ЯH}$	0	$I_{ЯH}$	$I_d$	0	$I_{ЯH}$	0	$I_{ЯH}$	0	$I_{ЯH}$
$U_{d\alpha}$											$U_{d\beta}$						

## *Режим прерывистого тока*

**При совместном согласованном управлении реверсивными преобразователями режим прерывистого тока отсутствует.**

Такой режим возможен в нереверсивных, а также в реверсивных преобразователях с отдельным управлением группами вентиля [8].

Возникновение прерывистого тока нагрузки зависит от угла регулирования  $\alpha$ , отношения суммарных величин индуктивности  $L_d$  к активному сопротивлению  $R_\Sigma$  силовой цепи  $\left( \frac{L_d}{R_\Sigma} \right)$ , а также от значения тока нагрузки  $I_d$  и противо-ЭДС  $E$ .

При работе выпрямителя на якорь двигателя постоянного тока в зоне прерывистых токов ( $\lambda \leq 2\pi m$ ) для выпрямительного и инверторного режимов справедливы следующие соотношения [3]:

- граничное значение выпрямленного напряжения, соответствующее начально-непрерывному току

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha GP} = & 2\sqrt{2} \cos \frac{\pi}{m} U_{2TM} \cos \varphi \frac{\cos \left( \alpha + \frac{\pi}{m} - \varphi \right)}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \varphi}} - \\
 & - 2\sqrt{2} \cos \frac{\pi}{m} U_{2TM} \cos \varphi \frac{\cos \left( \alpha - \frac{\pi}{m} - \varphi \right) e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \varphi}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \varphi}}; \quad (5.79)
 \end{aligned}$$

- граничное значение тока

$$I_{d\alpha GP} = \frac{2\sqrt{2} m \cdot \cos \frac{\pi}{m}}{\pi R_\Sigma} U_{2\Phi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \frac{U_{d\alpha GP}}{R_\Sigma}; \quad (5.80)$$

- граничное значение напряжения инвертора

$$\begin{aligned}
 U_{d\beta GP} = & 2\sqrt{2} \cos \frac{\pi}{m} \cos \varphi U_{2\Phi} \frac{\cos \left( \beta + \frac{\pi}{m} + \varphi \right) e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \varphi}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \varphi}} - \\
 & - 2\sqrt{2} \cos \frac{\pi}{m} \cos \varphi U_{2\Phi} \frac{\cos \left( \beta - \frac{\pi}{m} + \varphi \right)}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \varphi}}; \quad (5.81)
 \end{aligned}$$

- граничное значение тока в режиме инвертора

$$I_{d\beta GP} = \frac{2\sqrt{2}m \cos \frac{\pi}{m}}{\pi R_{\Sigma}} U_{2\phi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta - \frac{U_{d\beta GP}}{R_{\Sigma}}. \quad (5.82)$$

Граничные токи внешних характеристик преобразователя лежат на дуге эллипса. Учет влияния активных фазных сопротивлений  $R_{\Sigma}$  в граничном режиме, как и в режиме прерывистого тока, не имеет смысла, поскольку среднее значение тока нагрузки  $I_d$  в этих режимах очень невелико. С учетом падения напряжения на вентилях напряжение преобразователя

$$U_{d\alpha} = E_{d\alpha} - n\Delta U_B. \quad (5.83)$$

На холостом ходу (когда  $I_d = 0$ ) при  $\alpha \leq \frac{\pi}{m}$  напряжение холостого хода преобразователя  $U_{dXX}$  равно амплитудному значению напряжения питания, т. е.  $U_{dXX} = 2\sqrt{2} U_{2\phi} \cos \frac{\pi}{m}$ , при  $\alpha \geq \frac{\pi}{m}$  оно равно мгновенному значению напряжению питания:

$$U_{dXX} = 2\sqrt{2} U_{2\phi} \cos \frac{\pi}{m} \sin \left( \alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \right).$$

Расчет внешних характеристик в зоне прерывистого тока ведется по следующей методике:

1. Для заданного значения  $\alpha$ , рассчитанного фазового параметра нагрузки  $\varphi = \arctg \frac{\omega_C L_d}{R_{\Sigma}}$  и при суммарной индуктивности силовой цепи  $L_d$ , определяем граничные значения напряжения и тока в выпрямительном и инверторном режимах работы преобразователя.
2. Задаваясь рядом значений длительности тока вентиля  $\lambda$  в пределах  $0 < \lambda < \frac{2\pi}{m}$ , по уравнениям определяем координаты точек внешних характеристик преобразователя.

Для получения границ зоны прерывистого тока требуется составить расчетную таблицу следующего вида:

Выпрямительный режим				Инверторный режим	
$\alpha$	30	$\alpha_{max}$	90	$\beta$	120
$U_{d\alpha GP}$				$U_{d\beta GP}$	
$I_{d\alpha GP}$				$I_{d\beta GP}$	

Вид внешних характеристик преобразователя с границей зоны прерывистого тока (линия А) показан на рисунке 5.11.

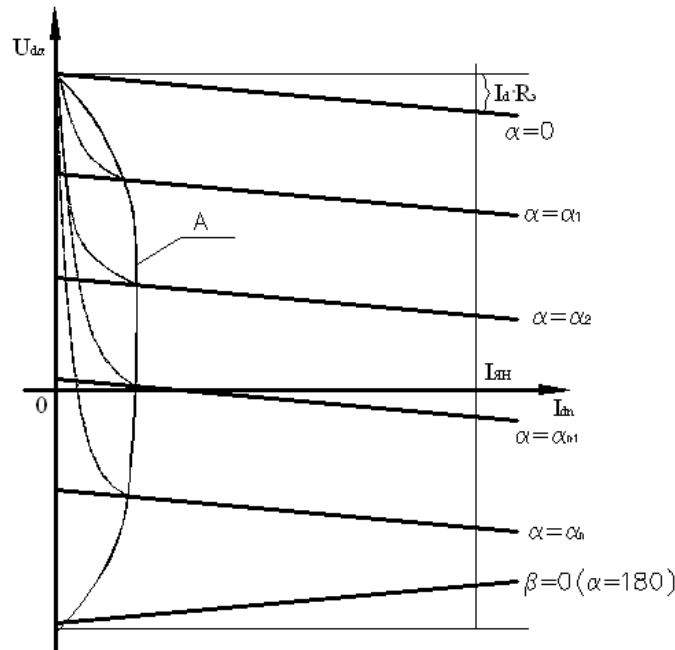


Рис. 5.11

#### 5.4.4. Электромеханические характеристики двигателя

Уравнение электромеханической характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в области непрерывных токов имеет вид

$$\omega = \frac{\sqrt{2} \frac{m}{p} \sin \frac{2\pi}{m} U_{2\phi} \cos \alpha - n \Delta U_B - R_{\Sigma} I_d}{C}, \quad (5.84)$$

где  $\sqrt{2} \frac{m}{p} \sin \frac{2\pi}{m} U_{2\phi} = E_{d0}$  – максимальное значение ЭДС преобразователя при  $\alpha = 0$ ;

$R_{\Sigma}$  – эквивалентное активное сопротивление преобразователя;

$\Delta U_B$  – падение напряжения на тиристоре;

$n$  – количество работающих тиристоров одновременно;

$C = \frac{U_H - R_{\text{я}} I_H}{\omega_H}$  – коэффициент электродвигателя, где  $U_H$ ,  $I_H$ ,

$\omega_H$  – номинальные значения напряжения, тока и частоты вращения (1/с) двигателя.

Задаваясь значениями тока двигателя  $I_d$ , по уравнению (5.84) определяем значения частоты вращения двигателя  $\omega$ , а затем строим электромеханическую характеристику  $\omega = f(I_d)$ .

В нереверсивных преобразователях и реверсивных с отдельным управлением группами вентилей в зоне прерывистого тока электромеханические характеристики двигателя нелинейны.

Зона режима прерывистого тока ограничивается эллипсом, уравнение которого имеет вид [8]

$$I_{d\text{пр}} = \frac{m \cdot \sin \frac{2\pi}{m} U_{2\phi} \sin \alpha}{\sqrt{2} \pi^2 f L d} \left( 1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right), \quad (5.85)$$

где  $Ld$  – расчетная индуктивность цепи выпрямленного тока;

$f$  – частота питающей сети.

В этой зоне при  $I_d$ , стремящемся к нулю, частота вращения стремится к определенному пределу. Пока  $\alpha \leq \frac{\pi}{m}$ , этот предел, без учета падения напряжения на вентилях, равен

$$\omega_0 = 2\sqrt{2} \cos \frac{\pi}{m} \cdot \frac{U_{2\phi}}{c}. \quad (5.86)$$

При  $\alpha \leq \frac{\pi}{m}$  этот предел стремится к значению

$$\omega_0 = 2\sqrt{2} \cos \frac{\pi}{m} \cdot \frac{U_{2\phi}}{c} \cos \left( \alpha - \frac{\pi}{m} \right). \quad (5.87)$$

Если принять длительность тока  $\lambda$  за расчетный параметр, то скоростная характеристика двигателя в зоне прерывистых токов (без учета эквивалентного активного сопротивления преобразователя) будет описываться следующими формулами:



$$\omega = 2\sqrt{2}\cos\frac{\pi}{m}U_{2\phi} \frac{1}{\lambda C} \left[ \sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m}\right) \right] - 2\sqrt{2}\cos\frac{\pi}{m}U_{2\phi} \frac{1}{\lambda C} \left[ \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) \right] \quad (5.88)$$

$$I_d = \frac{m}{\pi} \cos\frac{\pi}{m} \cdot \frac{\sqrt{2} U_{2\phi}}{\pi f L_d} \left( 1 - \frac{\lambda}{2} \operatorname{ctg} \frac{\lambda}{2} \right) \sin \frac{\lambda}{2} \times \sin\left(\frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right). \quad (5.89)$$

Расчет электромеханических характеристик в зоне прерывистого тока ведется по следующей методике.

1. Для принятого значения  $\alpha$  задается ряд значений длительности тока  $\lambda$  в пределах  $0 < \lambda < \frac{2\pi}{m}$ .

2. Для каждого значения  $\lambda$  по уравнениям (5.88), (5.89) определяем значения частоты вращения и тока якорной цепи двигателя соответственно.

3. По рассчитанным значениям строим электромеханическую характеристику двигателя  $\omega = f(I_d)$ .

В пояснительной записке нет необходимости приводить графики характеристик, нужна только расчетная таблица, которая должна иметь следующий вид:

Режим непрерывного тока				Режим прерывистого тока			
Параметр	$\alpha_{min}$		$\alpha_{max}$		Параметр	$\alpha_{min}$	$\alpha_{max}$
$I_d$					$I_d$		
$\omega$					$\omega$		

## 5.5. Энергетические характеристики тиристорных преобразователей

### 5.5.1. Коэффициент полезного действия преобразователей

Коэффициент полезного действия представляет собой отношение полезной мощности к мощности активной, потребляемой из сети [8, 13]:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P}, \quad (5.90)$$

где  $\Delta P$  – потери мощности в преобразователе.

При идеально сглаженном токе нагрузки полезная мощность определяется из выражения

$$P_d = U_{d\alpha} I_d . \quad (5.91)$$

При работе преобразователя на якорь двигателя постоянного тока полезная мощность

$$P_d = E_{дв} I_d = c \omega I_d , \quad (5.92)$$

где  $C$  – коэффициент электродвигателя, определяемый по параметрам двигателя по формуле

$$C = \frac{U_H - R_{я} I_H}{\omega_H} , \quad (5.93)$$

где  $U_H, I_H, \omega_H$  – номинальные значения напряжения, тока и частоты вращения двигателя соответственно;

$R_{я}$  – активное сопротивление якорной цепи двигателя.

Активная составляющая мощности  $P_1$ , потребляемая из сети, складывается из следующих составляющих:

$$P_1 = P_d + \Delta P = P_d + \Delta P_{дп} + \Delta P_{дв} + \Delta P_B + \Delta P_{сн} + + \Delta P_{тр} , \quad (5.94)$$

где  $\Delta P_{дп}$  – потери мощности в активных сопротивлениях обмоток дросселей;

$\Delta P_{дв}$  – потери мощности в активных сопротивлениях обмоток двигателя;

$\Delta P_B$  – потери мощности в вентилях преобразователя;

$\Delta P_{сн}$  – потери мощности собственных нужд преобразователя;

$\Delta P_{тр}$  – потери мощности в трансформаторе.

Потери мощности в вентилях определяются выражением

$$\Delta P_B = n \Delta U_B I_B , \quad (5.95)$$

где  $n$  – количество работающих вентилях;

$\Delta U_B$  – падение напряжения на вентиле.

Потери мощности в трансформаторе состоят из постоянной составляющей, равной мощности холостого хода и потерь, мощности в активных сопротивлениях обмоток трансформатора:

$$\Delta P_{TP} = \Delta P_0 + I_d^2 \left( R_{TP} + \frac{m x_{\Phi TP2}}{2\pi} \right). \quad (5.96)$$

Потери собственных нужд  $\Delta P_{CH}$  обусловлены расходом энергии на принудительное охлаждение тиристорov, освещение и вентиляцию (до 2 кВт, принять 0,5 % от  $\Delta P_{НОМ}$ ).

Потери мощности в активных сопротивлениях дросселя (реактора) и якоря двигателя определяются соответственно по формулам

$$\Delta P_{ДР} = R_{ДР} I_d^2 = \Delta U_{ДР} I_d; \quad (5.97)$$

$$\Delta P_{ДВ} = R_{Я} I_d^2 + \Delta P_X = P_{ДВН} (1 - \eta_H), \quad (5.98)$$

где  $\eta_H$  – КПД двигателя.

Величину КПД только тиристорного преобразователя находят из выражения [8, 13]

$$\eta_{ТП} = \frac{(E_{d_0} \cos \alpha - n \Delta U_B) I_d}{E_{d_0} I_d \cos \alpha + \Delta P_0 + \Delta P_{CH}} - \frac{\left[ \left( \frac{m x_{\Phi TP2}}{2\pi} + R_{\Phi TP2} \right) I_d \right] I_d}{E_{d_0} I_d \cos \alpha + \Delta P_0 + \Delta P_{CH}}, \quad (5.99)$$

а системы «преобразователь – двигатель» по следующему выражению:

$$\eta_{ТПД} = \frac{(E_{d_0} \cos \alpha - n \Delta U_B) I_d}{E_{d_0} I_d \cos \alpha + \Delta P_0 + \Delta P_{CH} + \Delta P_X} - \frac{\left[ \left( \frac{m x_{\Phi TP2}}{2\pi} + R_{\Phi TP2} + R_{ДР} + R_{Я} \right) I_d \right] I_d}{E_{d_0} I_d \cos \alpha + \Delta P_0 + \Delta P_{CH} + \Delta P_X}. \quad (5.100)$$

По последнему выражению и должна быть построена характеристика. Она строится для двух значений угла регулирования  $\alpha_{max}$  и  $\alpha_{min}$ . Это означает, что в одних координатных осях будут две линии. В пояснительной записке необходимо привести расчетную таблицу для построения графиков. Таблица должна иметь следующий вид:

Параметр	$\alpha_{min}$								
$I_d$									
$\eta_{ТП-Ä}$									
	$\alpha_{max}$								
$I_d$									
$\eta_{ТП-Ä}$									

Значения КПД системы «тиристорный преобразователь – двигатель» (ТП–Д) зависят как от нагрузки на валу двигателя, так и от скорости при регулировании. В случае постоянного момента на валу  $I_d = \text{const}$  и со снижением скорости будет иметь место уменьшение КПД.

### ***Коэффициент мощности тиристорных преобразователей***

Полная мощность, потребляемая преобразователем из сети переменного тока

$$S = 3U_1 I_1, \quad (5.101)$$

где  $U_1$  и  $I_1$  – действующие значения первичных напряжения и тока трансформатора.

Слагаемыми полной мощности  $S$  при симметричной нагрузке и синусоидальном характере тока в сети будут активная мощность  $P$  и реактивная мощность  $Q$ , т. е.  $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ . При несинусоидальном характере тока в сети это равенство нарушается, и для обеспечения баланса мощностей вводят понятие мощности искажения, которое обозначают  $T$ . Это понятие не имеет размерности мощности, может быть положительным или отрицательным. Уравнение баланса мощностей будет иметь вид

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}. \quad (5.102)$$

Активная мощность является полезной и зависит от нагрузки и степени регулирования напряжения преобразователем. Поэтому повышение коэффициента мощности  $K$  тиристорных преобразователей возможно лишь за счет минимизации составляющих полной мощности  $Q$  и  $T$ .

$$K = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}. \quad (5.103)$$

Реактивная мощность определяется величиной основной гармоники тока и ее фазовым сдвигом  $\cos \varphi_1$  относительно синусоидального напряжения сети. В общем же случае величина мощности  $Q$  зависит:

- от намагничивающего тока трансформатора;
- угла открытия вентилей  $\alpha$ ;
- угла коммутации вентилей  $\gamma$ ;
- параметров цепи нагрузки.

От намагничивающего тока зависит мощность холостого хода трансформатора в преобразователе, которая составляет примерно 3–7 % номинальной мощности трансформатора (это ток холостого хода из соответствующих таблиц П.1.1, П.1.2).

Перекрытие анодов вентилей во время коммутации приводит к дополнительному потреблению реактивной мощности из сети, которая составляет не более 3 % мощности нагрузки.

Основная часть реактивной мощности выпрямителя зависит от угла открытия тиристорov, параметров цепи выпрямленного тока и режима работы.

При работе преобразователя на якорь двигателя в повторно-кратковременном режиме с большими нагрузками в сети возникают резкие колебания реактивной мощности, значения которой изменяются от 3–8 до 250–320 % номинальной мощности приводного двигателя.

Большое потребление реактивной мощности и ее резко переменный характер оказывают неблагоприятное влияние на питающую сеть и других потребителей.

Несинусоидальный ток и процессы коммутации вентилей являются причинами искажения кривой напряжения сети. Особенно сильно это сказывается на кривой напряжения при питании преобразователя от сети соизмеримой мощности.

Высшие гармоники тока и напряжения, наряду со снижением коэффициента мощности, ухудшают качество напряжения сети и являются причиной появления радиопомех. Все вышесказанное относится к преобразователям, у которых отсутствуют фильтрокомпенсирующие устройства (ФКУ), рассчитанные в разделе 5.3.

Количественной оценкой отклонения напряжения или тока от синусоидальной формы служит коэффициент искажения синусоидальной формы кривой (коэффициент несинусоидальности), равный отношению действующих значений всех высших гармоник к действующему значению первой гармоники (ГОСТ 32144-2013). Этот коэффициент можно рассчитать, используя данные, приведенные для соответствующего выпрямителя в таблице 5.4. В качестве действующего значения тока первой гармоники принимаем  $I_{2\phi}$ , которое было определено в разделе 5.2. Тогда коэффициент искажения синусоидальности тока [5]

$$k_2 = \frac{\sum_{i=5}^{i=25} I_i}{I_{2\phi}}. \quad (5.104)$$

В этой формуле нужно просуммировать величины гармонических составляющих токов, указанных в таблице 5.4 для шестипульсного преобразователя.

Рассчитать коэффициент искажения синусоидальности нужно два раза – для преобразователя без ФКУ (гармоники с 5-й по 25-ю) –  $k_{2-\text{до}}$  и после установки ФКУ (гармоники с 11-й по 25-ю) –  $k_{2-\text{после}}$ .

А для критерия качества электроэнергии в сети можно будет воспользоваться следующей формулой:

$$\lambda \approx \cos \varphi_1 k_u = \cos \varphi_1 \frac{1}{\sqrt{1 + (k_2)^2}}. \quad (5.105)$$

Необходимо рассчитать коэффициент искажения синусоидальности тока для системы «тиристорный преобразователь–двигатель» без фильтрокомпенсирующего устройства ( $\lambda_{\text{до}}$ ) и после установки ФКУ ( $\lambda_{\text{после}}$ ), для чего дважды воспользоваться формулами (5.104) и (5.105).

Оценить влияние ФКУ можно по относительной величине изменения:

$$\lambda^o = \frac{\lambda_{до}}{\lambda_{после}} = \frac{\cos \varphi_1 \frac{1}{\sqrt{1 + (k_{z-до})^2}}}{\cos \varphi_1 \frac{1}{\sqrt{1 + (k_{z-после})^2}}}. \quad (5.106)$$

При  $\lambda > 1$  качество электроэнергии улучшается (уменьшается искажение синусоидальности кривой тока). В качестве  $\cos \varphi_1$  можно принять любое значение.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время во всех сферах человеческой деятельности в той или иной степени используются достижения полупроводниковой электроники, также они лежат в основе всех современных информационных технологий. Возрастает роль источников электропитания для всех подобных устройств, повышаются требования для них по надежности и качеству работы.

В учебно-методическом пособии рассматривается широкий круг вопросов, касающихся структуры, элементной и схемотехнической базы вторичных источников электропитания.

Кроме теоретической части в пособии имеется практическая часть, которая позволяет получить навыки практического применения приведенных теоретических сведений.

Практическая часть позволяет студентам выполнить курсовую работу по теме «Расчет тиристорного преобразователя» для питания двигателей постоянного тока:

- рассчитать необходимые характеристики системы «тиристорный преобразователь-двигатель» (ТП-Д);
- оценить влияние подобных преобразователей на качество электроэнергии в сети потребителя;
- рассчитать и применить специальные устройства, способствующие улучшению качества электроэнергии в сети и одновременно улучшающие коэффициент мощности для потребителя.



## ЛИТЕРАТУРА

1. Акимов, Г.Н. Электронная техника / Г.Н. Акимов. – М.: Маршрут, 2005.
2. Аракелян А.К. Вентильные электрические машины и регулируемый электропривод: в 2 кн. Кн. 1. Вентильные электрические машины / А.К. Аракелян, А.А. Афанасьев. – М.: Энергоатомиздат, 1997.
3. Бурков, А.Т. Электронная техника и преобразователи / А.Т. Бурков. – М., 1999.
4. Горбачев Г.Н. Промышленная электроника / Г.Н. Горбачев, Е.Е. Чаплыгин. – М.: Энергоиздат, 1988.
5. ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения / Межгос. Совет по стандарт., метрол. и сертиф. – М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.
6. Епифанов, А.П. Электромеханические преобразователи энергии / А.П. Епифанов. – СПб.: Питер, 2004.
7. Лебедев, Н.И. Вентильные электрические машины / Н.И. Лебедев, В.М. Гандшу, Я.И. Явдошак. – СПб.: Наука, 1996.
8. Найдис В.А. Системы постоянного тока на тиристорах / В.М. Найдис. – М.; Л.: Энергия, 1966.
9. Попков, О.З. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для вузов / О.З. Попков. – М.: Изд-во МЭИ, 2007.
10. Розанов Ю.К. Силовая электроника / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчитский, А.А. Кваснюк. – М.: Изд-во МЭИ, 2009.
11. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: справочник / под ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергия, 1987.
12. Шогенов А.Х. Электроника / А.Х Шогенов, Д.С. Стребков. – М.: РадиоСофт, 2013.

## ПРИЛОЖЕНИЯ

### Приложение 1

Таблица П.1.1 – Технические данные силовых трансформаторов  
серии ТС

Тип	$S_H$ , кВА	Напряжение, кВ		Потери, Вт		Напряжение короткого замыкания, % от $U_H$	Ток холостого хода, % от $I_{2H}$	Схема и группа соединения обмоток
		$U_{1л}$	$U_{2л}$	$P_0$	$P_K$			
ТСЗ-10	10	0,38	0,11;	75	280	3,0	7,0	Y/Y/-0
ТСЗ-16	16		0,127;	125	400	3,0	5,8	
ТСЗ-25	25		0,17;	180	560	3,0	4,5	
ТСЗ-40	40		0,23;	400	1130	4,0	4,5	
ТСЗ-63	63		0,38	480	1560	4,5	4,0	
ТСЗ-100	100		0,23; 0,38	560	1920	4,5	3,5	

Примечания: 1) Т – трехфазный, С – сухой, 3 – трехфазный; 2) напряжение вторичной обмотки может иметь любое из перечисленных значений.

Таблица П.1.2 – Технические данные силовых трансформаторов  
серии ТС и ТСТ

Тип	$S_H$ , кВА	Напряжение, В			Потери, Вт		$U_{K3}$ , %	Ток холостого хода, % от $I_{2H}$	Схема соединения обмоток
		$U_{1л}$	$U_{2л}$	$U_{3л}$	$P_0$	$P_K$			
ТС-6,3 ТСТ-6,3	6,3	380	104±3 или 208±7	85	75	175	2,0	12	Y/Y/-0 или Y/Y/Y-0-0
ТС-10 ТСТ-10	10				105	220		10	
ТС-16 ТСТ-16	16				120	340		6	
ТС-25 ТСТ-25	25				200	380		6	

Примечания: 1) трансформаторы ТСТ имеют третью обмотку, предназначенную для питания цепей управления, ее  $P = 5\%$  от номинальной; 2) для трансформаторов разных типов вторичные напряжения могут быть выполнены для всех значений, указанных в таблице П.1.2.

Таблица П.1.3 – Основные параметры тиристоров

Параметр	Т 125	Т 160	Т 200	Т 250	Т 320	Т 500	ТЛ 160	ТЛ 250
Предельный ток, А	125	160	200	250	320	500	160	250
Предельный ток тиристора с типовым охладителем $I_{по}$ , А, при скорости обдува, м/с:								
0	–	–	–	80	90	200	–	–
6	125	–	–	195	210	450	–	–
12	–	160	200	250	320	490	152	232
Ударный ток $I_{уд}$ , А, при длительности 10 мс и температуре структуры, °С:								
125	1500	3000	3300	5000	5000	7000	–	–
140	–	–	–	–	–	–	3500	4000
Повторяющееся напряжение $U_{п}$ , В	50–1200		100–1600			400–1000		
Отпирающий ток управления, мА, при температуре структуры 20 °С и $U_y = 12$ В, не более	300	300	300	300	400	400	300	400
Отпирающее напряжение $U_y$ , В, при $t = 25$ °С $U_y = 12$ В, не более	7,0	7,0	7,0	5,0	8,0	7,0	7,0	8,0
Защитный показатель $W_b$ , А <sup>2</sup> ·с, при длительности импульса тока 10 м/с и температуре структуры, °С:								
25	13610	51200	64800	151000	151000	296000	18600	2400
125	11000	45000	54200	125000	225000	245000	–	–
140	–	–	–	–	–	–	15680	20480
Класс по напряжению	3–18					1–8	6–12	

Таблица П.1.4 – Технические данные трехфазных токоограничивающих реакторов

Тип реактора	Номинальное линейное напряжение, В	Номинальный фазный ток, А	Активное сопротивление обмоток, Ом	Номинальная индуктивность, мГн
РТСТ-20,5-1,08 УЗ	220	20,5	0,015	1,08
-20,5-1,53 УЗ	310		0,019	1,53
-20,5-2,02 УЗ	410		0,028	2,02
-41-0,54 УЗ	220	41	0,054	0,54
-41-0,76 УЗ	310		0,07	0,76
-41-1,01 УЗ	410		0,088	1,01
-82-0,27 УЗ	220	82	0,019	0,27
-82-0,38 УЗ	310		0,025	0,38
-82,0,505 УЗ	410		0,032	0,505
-165-0,135 УЗ	220	165	0,01	0,135
-165-0,19 УЗ	310		0,014	0,19
-165-0,25 УЗ	410		0,017	0,25
-265-0,084 УЗ	220	265	0,005	0,084
-265-0,118 УЗ	310		0,007	0,116
-265-0,165 УЗ	410		0,008	0,156
-410-0,054 УЗ	220	410	0,003	0,054
-410-0,101 УЗ	410		0,004	0,101

Таблица П.1.5 – Технические данные трехфазных токоограничивающих реакторов

Тип реактора	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток, А	Уравнительный ток, А	Номинальная индуктивность, мГн	Падение напряжения, $\Delta U_{др}$ , В
РОС-16/0,5	200	160	14,5	20	1
РОС-32/0,5	400	160	14,5	40	2
РОС-32/0,5Т	200	320	31	9,35	1
РОС-50/0,5Т	200	500	46	6	1
РОС-80/0,5Т	200	800	77	3,75	1
РОС-100/0,5Т	200	1000	96	3	1
РОС-64/0,5	400	500	48	12	2
РОС-160/0,5Т	400	800	77	7,5	2
РОС-200/0,5Т	400	1000	96	6	2

Примечание: Р – реактор; О – однофазный; С – охлаждение естественное, воздушное.

## Технические данные сглаживающих дросселей серии ФРОС

Реакторы серий ФРОС предназначены для сглаживания пульсаций выпрямленного тока цепи в тиристорных преобразователях и рассчитаны для длительной работы в цепи выпрямленного тока со значением выпрямленного напряжения не выше 500 В. Реакторы допускают (кроме реактора с индуктивностью 5 мГн) кратковременное протекание тока, линейно нарастающего от 0 до 3-кратного значения номинального, в течение 0,05 с. Допустимые превышения температуры обмотки для умеренного климата – 115 °С.

Реактор состоит из обмотки, насаженной на стальной стержень.

Таблица П.1.6

Тип реактора	Номинальный ток, А	Номинальная индуктивность, мГн	Падение напряжения, $\Delta U_{др}$ , В
ФРОС-65/0,5 УЗ, ТЗ	250	1,5	1,1
ФРОС-65/0,5 УЗ, ТЗ	320	1,0	1,5
ФРОС-125/0,5 УЗ, ТЗ	500	0,75	1,7
ФРОС-250/0,5 УЗ, ТЗ	250	6,5	1,1
ФРОС-250/0,5 УЗ, ТЗ	320	4,2	1,5
ФРОС-250/0,5 УЗ, ТЗ	800	0,6	2
ФРОС-250/0,5 УЗ, ТЗ	1000	0,35	2,2
ФРОС-250/0,5 УЗ, ТЗ	500	3,25	1,7
ФРОС-1000/0,5 УЗ, ТЗ	800	2,3	2
ФРОС-1000/0,5 УЗ, ТЗ	800	5,0	2
ФРОС-1000/0,5 УЗ, ТЗ	1000	1,6	2,2

Примечание: Ф – фильтровый; Р – реактор; О – однофазный; С – охлаждение естественное, воздушное.

## Технические данные сглаживающих дросселей серий СРОМ и СРОС

Реакторы серии СРОМ предназначены для сглаживания пульсации выпрямленного тока в схемах тиристорных выпрямителей. Допустимое превышение температуры для умеренного климата обмоток составляет 65 °С, магнитопровода – 75 °С. При кратковременном увеличении тока до 1000 А индуктивность не менее 0,1 Гн для СРОМ 5500/20У1. Реактор состоит из обмотки и стержневого магнитопровода, помещенного в бак с трансформаторным маслом.

Таблица П.1.7

Тип реактора	Номинальный ток $I_n$ , А	Номинальная индуктивность, Гн	Падение напряжения, $\Delta U_{др}$ , В
СРОМ 200/10 Т1	26	1,0	1,1
СРОМ 500/10 У1	75	0,25	1,3
СРОМ 1000/10У1,Т1	250	0,05	2,0
СРОМ 1500/10У1,Т1	150	0,2	1,8
СРОМ 5500/20 У1	360	0,11	1,8
СРОС 63/0,5 У4,Т4	100; 200	0,0016; 0,004	1,7
СРОС 63/6 У4, Т4	8,0; 4,0	2,5; 10	1,1
СРОС 100/0,5 У4, Т4	160; 320	0,009; 0,0022	1,8
СРОС 100/6 У4, Т4	6,0; 120	8,0; 2,0	1,1
СРОМ 160/6 У4, Т4	8,0; 16,0	8,0; 2,0	1,2
СРОМ 160/6 У4, Т4	12,0; 24,0	3,5; 0,875	1,2
СРОМ 160/6 У4, Т4	75,0; 150	0,08; 0,02	1,8
СРОС 200/0,5 У4, Т4	100; 200	0,06; 0,015	2,0
СРОС 200/6 У4, Т4	25; 50	1,0; 0,25	1,2
СРОС 200/6 У4, Т4	65; 130	0,15; 0,0375	1,3
СРОС 400/0,5 У4, Т4	200; 400	0,03; 0,0075	2,2

Примечание: два значения  $I_n$  получаются пересоединением вводов на последовательное или параллельное включение обмоток и стержней. С – сглаживающий; Р – реактор; О – однофазный; М – естественное масляное охлаждение; С – охлаждение естественное, воздушное при открытом исполнении.

### Технические данные автоматических выключателей серии 3700

Автоматические выключатели служат для отключения электрических цепей при коротком замыкании, перегрузках и снижения напряжения. Автоматы серии 3700 изготавливаются на напряжение 660 В переменного тока, частотой 50 Гц и 440 В постоянного тока, с числом полюсов 2 и 3. Время отключения равно 0,1–0,4 с.

Таблица П.1.8

Но- мер	Тип 95ык- лююча- теля	Номи- нальный ток рас- цепите- ля, А	Пределы регулирования номинального тока $I_n$ , А	Установка трогания при пе- регрузке	Пределы регулирования тока трогания при ко- ротком замыкании	
					Постоян- ного тока	Переменно- го тока
1	А3710 Б	40	20; 25; 32; 40	1,25 $I_n$	(2; 4; 6) $I_n$	(3; 5; 7; 10) $I_n$
		80	40; 50; 63; 80			
		160	80; 100; 125; 160			
2	А3720 Б	250	160; 200; 250			
3	А3720 Б	250 400	160; 200; 250 250; 320; 400			

**ФОРМА ЗАПОЛНЕНИЯ ТИТУЛЬНОГО ЛИСТА**

**Министерство сельского хозяйства Российской Федерации**  
Департамент научно-технологической политики и образования  
Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
**«Красноярский государственный аграрный университет»**  
**Институт инженерных систем и энергетики**

**Кафедра ТОЭ**

**«Электроника»**  
(наименование дисциплины)

**КУРСОВАЯ РАБОТА**

**Расчет тиристорного преобразователя**

**02.88.год.№ варианта.ПЗ**  
(обозначение документа)

**Выполнил**  
**студент группы**

\_\_\_\_\_

(подпись)

(ФИО)

**Принял**  
(Ученое звание, степень  
или должность)

\_\_\_\_\_

(подпись)

(ФИО)

**Красноярск 20\_\_**



**ПРИМЕР ОФОРМЛЕНИЯ ТИТУЛЬНОГО ЛИСТА**

**Министерство сельского хозяйства Российской Федерации**  
Департамент научно-технологической политики и образования  
Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
**«Красноярский государственный аграрный университет»**

**Институт инженерных систем и энергетики**

**Кафедра ТОЭ**

**«Электроника»**  
*(наименование дисциплины)*

**КУРСОВАЯ РАБОТА**

**Расчет тиристорного преобразователя**

**02.88.16.5-6.ПЗ**  
*(обозначение документа)*

**Выполнил**  
**студент группы**

\_\_\_\_\_

*(подпись)*

*(ФИО)*

**Принял**  
*(Ученое звание, степень или должность)*

\_\_\_\_\_

*(подпись)*

*(ФИО)*

**Красноярск 2016**

**ПРИМЕР ОСНОВНОЙ НАДПИСИ НА ЧЕРТЕЖЕ**

						02.88.16. _ - _.		
						Литер	Масса	Масштаб
Изм.	Кол.ч	Лист	Идок	Подг.	Дата	Курсовая работа по электротехнике "Расчет тиристорного преобразователя"		
Разраб								
Провер		Боярская Н.И.				Лист	Листов	1
Т.контр						Красноярский ГАУ ЭТ-__		
Н.контр								
Утвердил								

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	3
1. Классификация и основные параметры выпрямителей.....	5
1.1. Однополупериодный выпрямитель.....	6
1.2. Двухполупериодные выпрямители.....	7
1.3. Трехфазные выпрямители.....	10
1.4. Управляемые выпрямители.....	11
2. Сглаживающие фильтры.....	17
3. Потери и КПД выпрямителей.....	20
4. Стабилизаторы.....	21
4.1. Параметрические стабилизаторы.....	21
4.2. Компенсационные стабилизаторы.....	24
4.3. Потери и КПД линейных стабилизаторов.....	27
4.4. Интегральные стабилизаторы напряжения.....	27
4.5. Источники опорного напряжения.....	29
5. Рекомендации по выполнению курсовой работы.....	32
5.1. Техническое задание на проектирование.....	34
5.2. Расчет и выбор элементов тиристорного преобразователя...	36
5.3. Расчет и выбор элементов защиты тиристорных преобразователей.....	56
5.4. Статические характеристики тиристорных преобразователей.....	67
5.5. Энергетические характеристики тиристорных преобразователей.....	81
Заключение.....	88
Литература.....	89
Приложения.....	90

# **ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

## **Часть 1**

*Учебно-методическое пособие*

**Боярская Наталья Петровна**

*Редактор*

**О.Ю. Потапова**

Санитарно-эпидемиологическое заключение № 24.49.04.953.П. 000381.09.03 от 25.09.2003 г.

Подписано в печать 4.10.2016. Формат 60×90/16. Бумага тип. № 1.

Печать – ризограф. Усл. печ. л. 6,5. Тираж 60 экз. Заказ № 272

Редакционно-издательский центр Красноярского государственного аграрного университета  
660017, Красноярск, ул. Ленина, 117