

МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ПУТЕЙ СООБЩЕНИЯ

---

12/3/5

Одобрено кафедрой  
«Тяговый подвижной состав»

# ЭЛЕКТРОННАЯ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Задание на курсовой проект  
с методическими указаниями  
для студентов IV курса  
специальности

190303.65 ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСПОРТ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ  
(ТЭ)

РОАТ

Москва – 2011

Составители: канд. техн. наук, доц. С.И. Баташов;  
канд. техн. наук, ст. преп. Ю.В. Попов;  
ст. преп. Н.Н. Стрекалов

Рецензент — д-р техн. наук, проф. А.С. Космодамианский

---

ЭЛЕКТРОННАЯ  
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ  
ТЕХНИКА

Задание на курсовой проект  
с методическими указаниями

Редактор *Г.В. Тимченко*  
Корректурa *П.В. Елистратова*  
Компьютерная верстка *О.А. Денисова*

---

Тип. зак.	Изд. зак. 227	Тираж 500 экз.
Подписано в печать 12.01.11	Гарнитура NewtonС	Ризография
Усл. печ. л. 4,0		Формат 60×90 <sub>1/16</sub>

---

Редакционный отдел  
Информационно-методического управления РОАТ,  
125993, Москва, Часовая ул., 22/2

Участок оперативной печати  
Информационно-методического управления РОАТ,  
125993, Москва, Часовая ул., 22/2

В курсовом проекте производится расчет однофазного управляемого выпрямителя, предназначенного для регулирования напряжения на тяговом двигателе последовательного возбуждения. Целью работы является развитие навыков расчета преобразовательных устройств и анализа происходящих в них электромагнитных процессов. Все это послужит базой для проектирования более сложных выпрямительно-инверторных преобразователей электроподвижного состава, которые будут рассматриваться в дисциплине «Системы управления ЭПС».

Теоретический материал, который необходимо изучить перед выполнением расчетов, в основном излагается в [1–3]. Перечень подлежащих изучению вопросов приведен в конце методических указаний.

## РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

### *Основная*

1. Б а т а ш о в С.И., П о п о в Ю.В., Электронная и преобразовательная техника. Уч. пос. для вузов. — М.: МИИТ, 2010. — 150 с.
2. П о п к о в О.З. Основы преобразовательной техники: Уч. пос. для вузов. — М.: Издательский дом МЭИ, 2007. — 200 с.
3. Г р и щ е н к о А.В. Электрические машины и преобразователи подвижного состава. — М.: Издательский центр «Академия», 2005. — 320 с.

### *Дополнительная*

4. Б а т а ш о в С.И., П о п о в Ю.В. Электронная и преобразовательная техника. Методические указания к выполнению лабораторных работ для студентов IV курса специальности 190303 Электрический транспорт железных дорог. — М.: РГОТУПС, 2006. — 96 с.
5. А с т р а х а н ц е в Л.А., М а к а р о в В.В. Проектирование системы управления тиристорным преобразователем: Уч. пос. — Иркутск, 1997. — 99 с.
6. Ч е б о в с к и й О.Г. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник. — М.: Энергоатомиздат, 1985.

## ОФОРМЛЕНИЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

1. Все записи делаются на одной стороне листа формата А4. С правой стороны листа оставляются поля шириной 25–30 мм.

На первом листе расчетной записки напишите заголовок, отражающий содержание проекта, и приведите перечисленные ниже исходные данные:

— номинальное напряжение питания выпрямителя  $U_1 = 25000$  В;

— частота питающего напряжения  $f_c = 50$  Гц;

— номинальное выпрямленное напряжение  $U_{дн}$ ;

— номинальный ток нагрузки выпрямителя  $I_{дн}$ ;

— расчетное значение угла управления  $\alpha_p$ ;

— относительное значение напряжения короткого замыкания  $u_k$ ;

— коэффициент пульсаций выпрямленного тока  $k_{пл}$ ;

— амплитуда импульсов управления тиристорами  $U_y$ ;

— ток управления тиристоров  $I_y$ ;

— длительность импульсов управления тиристорами  $t_{и}$ ;

— длительность фронта и среза импульсов управления тиристорами  $t_{\phi} = 5$  мкс;

— максимальная температура окружающей среды  $T_{max}$ .

Численные значения параметров выбираются из табл. 1 по двум последним цифрам учебного шифра.

Таблица 1

**Исходные данные для расчета**

Параметр	Вариант (предпоследняя цифра шифра)									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{дн}$ , В	900	950	1000	1050	1100	1150	1200	1250	1300	1350
$I_{дн}$ , А	1300	1250	1200	1150	1100	1050	1000	950	900	850
$U_y$ , В	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4
$t_{и}$ , мкс	120	110	100	90	80	70	60	50	40	30
	Вариант (последняя цифра шифра)									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$u_k$	0,12	0,12	0,13	0,13	0,14	0,14	0,15	0,15	0,16	0,16
$\alpha_p$ , рад	0,524	0,576	0,628	0,681	0,733	0,785	0,838	0,890	0,942	0,955
$K_{пл}$	0,25	0,24	0,23	0,22	0,21	0,20	0,19	0,18	0,17	0,16
$I_y$ , мА	300	290	280	270	260	250	240	230	220	210
$T_{max}$ , °С	30	40	50	30	40	50	30	40	50	30

2. Расчеты выполняют в последовательности, приведенной в методических указаниях. На каждом этапе расчета указывают его порядковый номер и наименование рассчитываемой величины. Затем записывают расчетную формулу или, если требуется, дают ее вывод. В формулах расшифровывают только те символы и числовые коэффициенты, которые не были объяснены на предыдущих этапах расчета или в исходных данных. После этого в формулу подставляют численные значения переменных и, опуская промежуточные вычисления, приводят результат расчета.

3. Все расчеты выполняют с точностью до трех-четырех значащих цифр. При выполнении расчетов на калькуляторах должны быть произведены соответствующие округления.

4. Все таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. Размещаются рисунки и таблицы сразу после ссылки на них в тексте работы или на следующей странице, если они выполняются на отдельных листах.

5. Графики выполняют на миллиметровой бумаге карандашом. Координатные оси проводят по жирным линиям миллиметровой сетки. Масштабы выбираются только из нормального ряда: 1; 2; (2, 5); 4;  $5 \times 10^{\pm n}$  ед./см, где  $n$  — любое целое число или 0.

Указывать на графике масштаб не нужно. Достаточно разметить оси через 10, 20 или 25 мм.

6. Отмеченные рецензентом ошибки должны быть исправлены аккуратно. Для исправлений нужно использовать обратную (чистую) сторону предыдущего листа. Нельзя заклеивать или вырывать листы с ошибочными расчетами.

## **ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ УПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ И ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ**

Управляемый выпрямитель выполнен по несимметричной мостовой схеме (рис. 1, *a*). Два плеча моста содержат тиристоры  $VS1$  и  $VS2$ , а два остальных — диоды  $VD1$ ,  $VD2$ . От выпрямителя питается тяговый двигатель, подключенный к выходу моста через сглаживающий дроссель  $L$ .

Силовая цепь тягового электропривода содержит индуктивности, обусловленные обмотками трансформатора  $T$ , сглаживающего дросселя  $L$  (реактора СР), обмотками электрической машины ТЭД. Наличие индуктивностей приводит к тому, что ток, протекающий по обмоткам электрической машины сглаживается, так как индуцируемая в индуктивностях ЭДС согласно закону Ленца препятствует изменению тока.

Для уменьшения пульсаций магнитного потока двигателя обмотка возбуждения зашунтирована резистором  $R_{ш}$ . Влияние  $R_{ш}$  на работу двигателя будет объяснено ниже.

Диаграммы напряжений и токов элементов выпрямителя приведены на рис. 1, б. При построении диаграмм и выводе расчетных формул принято, что выпрямленный ток  $I_d$  идеально сглажен и падение напряжения на открытых тиристорах и диодах, а также на активных сопротивлениях обмоток трансформатора равно нулю.

В полупериод питающего напряжения, при котором ЭДС вторичной обмотки трансформатора имеет полярность, обозначенную на рис. 1, а без скобок, ток нагрузки  $I_d$  протекает через тиристор  $VS1$  и диод  $VD2$ . В начале следующего полупериода происходит процесс коммутации тока из диода  $VD2$  в диод  $VD1$ . Изменение полярности ЭДС вторичной обмотки  $e_2$  приводит к запиранию диода  $VD2$ , и ток в обмотке  $i_2$ , равный току  $i_{VD2}$ , уменьшается до нуля. Одновременно с уменьшением происходит нарастание до величины  $I_d$  тока  $i_{VD1}$ , который протекает через диод  $VD1$  и ранее открытый тиристор  $VS1$  под действием ЭДС самоиндукции, возникающей в цепи нагрузки.

Процесс уменьшения тока вторичной обмотки  $i_2$  не может происходить скачкообразно, так как трансформатор и питающая сеть обладают индуктивностью  $L_3$ . При изменении  $i_2$  в обмотке  $w_2$  помимо ЭДС взаимной индукции  $e_2$  появляется ЭДС самоиндукции  $e_L$ , задерживающая процесс спадания тока до нуля на угол коммутации диодов  $\gamma_2$

$$e_L = -L_a \frac{di_2}{dt}.$$

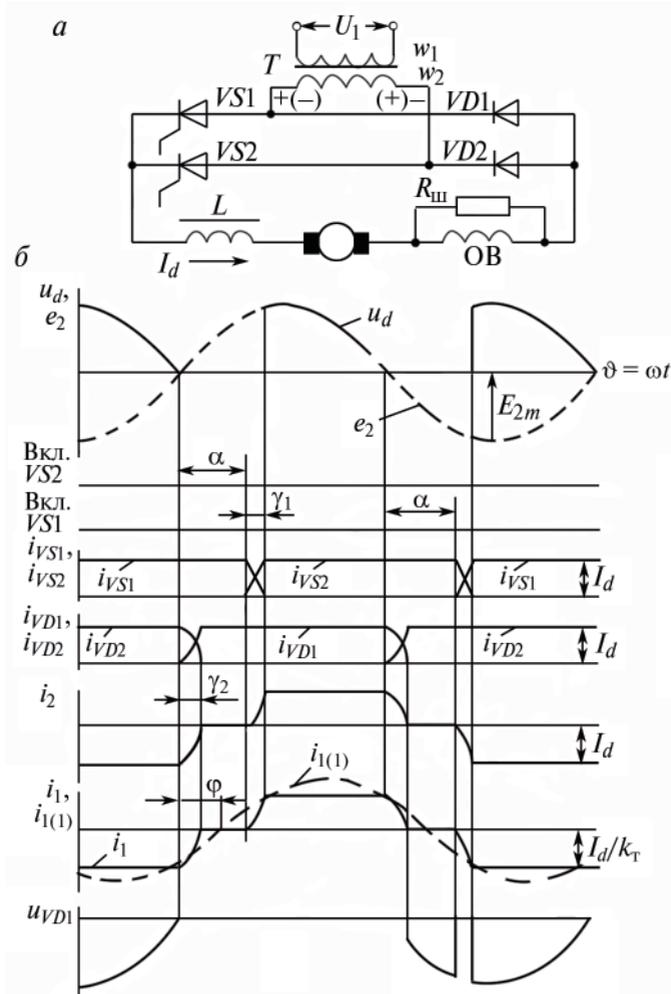


Рис. 1

Напряжение на вторичной обмотке  $u_2$  равно алгебраической сумме напряжений на диодах  $VD1$  и  $VD2$ . В интервале коммутации оба диода открыты и при принятом допущении напряжение на них и, соответственно, напряжение на вторичной обмотке  $u_2$ , равна нулю. С учетом того, что сопротивление вторичной об-

мотки пренебрежимо мало, получаем уравнение, позволяющее определить угол  $\gamma_2$ .

$$u_2 = e_L + e_2 = -L_a \frac{di_2}{dt} + E_{2m} \sin v = 0, \quad (1)$$

где  $E_{2m}$  — амплитудное значение ЭДС вторичной обмотки.

Решение этого уравнения из условий, что при  $v = 0$   $i_2 = -I_d$  и при  $v = \gamma_2$   $i_2 = 0$  (см. диаграмму  $i_2$  на рис. 1), дает

$$\cos \gamma_2 = 1 - \frac{I_d X_a}{E_{2m}}, \quad (2)$$

где  $X_a = \omega L_a$  — индуктивное сопротивление трансформатора.

Индуктивное сопротивление трансформатора можно определить из опыта короткого замыкания.

$$X_a = \frac{u_k E_{2m}}{I_{dн} \sqrt{2}}, \quad (3)$$

где  $u_k$  — относительное значение напряжения короткого замыкания;

$I_{dн}$  — номинальный ток нагрузки.

Из выражений (2), (3) получаем

$$\cos \gamma_2 = 1 - \frac{u_k I_d}{\sqrt{2} I_{dн}}. \quad (4)$$

В период коммутации диодов и после его окончания выпрямленное напряжение  $u_d$  равно сумме падений напряжения на открытых  $VD1$  и  $VS1$ , т.е. при принятых допущениях равно нулю. После окончания коммутации обмотка  $w_2$  оказывается отключенной от цепи нагрузки закрытым диодом  $VD2$ . Ток нагрузки протекает под действием ЭДС самоиндукции, возникающей в сглаживающем дросселе и обмотках двигателя. Передача энергии от трансформатора к нагрузке возобновляется при открытии тиристора  $VS2$ . Момент подачи управляющего сигнала

ла на тиристор определяется углом управления  $\alpha$ , который отсчитывается от начала полупериода. Открываясь, тиристор  $VS2$  соединяет вторичную обмотку с цепью нагрузки выпрямителя. Ток  $i_2$ , равный току тиристора  $VS2$ , начинает постепенно возрастать от нуля до тока нагрузки  $I_d$ . Одновременно происходит уменьшение тока  $VS1$  таким образом, что сумма токов  $VS1$  и  $VS2$  остается равной току нагрузки  $I_d$ .

Так же, как и при коммутации диодов, угол коммутации тиристоров  $\gamma$ , находится из условия  $u_2 = e_L + e_2 = 0$ . С учетом того, что при  $\vartheta = \alpha$   $i_2 = 0$  и при  $\vartheta = \alpha + \gamma_1$   $i_2 = I_d$ , решение уравнения (1) имеет вид

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma_1) = \frac{u_k I_d}{\sqrt{2} I_{dH}}. \quad (5)$$

Из выражения (5) следует, что длительность процесса коммутации тиристоров зависит от тока нагрузки  $I_d$ , причем, чем больше  $I_d$ , тем больше угол  $\gamma_1$ .

В период коммутации тиристоров выпрямленное напряжение остается равным нулю, а в момент его окончания скачком изменяется до значения  $E_{2m} \sin(\alpha + \gamma_1)$ .

В следующий полупериод питающего напряжения в выпрямителе происходят процессы, аналогичные рассмотренным. В начале полупериода осуществляется коммутация тока из диода  $VD1$  в диод  $VD2$ , и выпрямленное напряжение становится равным нулю, а при угле управления  $\alpha$  начинается коммутация тока из тиристора  $VS2$  в тиристор  $VS1$ , после окончания которой выпрямленное напряжение опять скачком возрастает. Величина выпрямленного напряжения характеризуется его средним значением  $U_d$ , которое равно интегралу от функции  $u_d(v)$  за период, деленному на период. Из приведенной на рис. 1 диаграммы следует, что период равен  $\pi$  радиан. В интервале от 0 до  $\alpha + \gamma_1$ , значение  $u_d$  равно нулю, а в интервале от  $\alpha + \gamma_1$ , до  $\pi$  оно меняется по закону  $E_{2m} \sin v$ .

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha + \gamma_1}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos(\alpha + \gamma_1)). \quad (6)$$

Зависимость  $U_d$  от тока нагрузки  $I_d$  при постоянном угле управления  $\alpha$  называется *внешней характеристикой выпрямителя*. При принятых допущениях (см. с. 6) уменьшение  $U_d$  при увеличении  $I_d$  связано только с изменением  $\gamma_1$ . Из выражений (5), (6) получаем

$$U_d = \frac{E_{2m}}{\pi} \left( 1 + \cos \alpha - \frac{u_k I_d}{\sqrt{2} I_{dH}} \right). \quad (7)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора  $I_2$  определяется приближенно, с пренебрежением  $\gamma_2$  и  $\gamma_1$ . При таком допущении форму тока можно считать прямоугольной, причем в интервале от 0 до  $\alpha$  ток равен нулю, а в интервале от  $\alpha$  до  $\pi$  ток равен  $I_d$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_2^2 d\vartheta} = I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (8)$$

Мгновенное значение тока первичной обмотки трансформатора

$$i_1 = \frac{i_2}{k_T},$$

где  $k_T = \frac{w_1}{w_2} = \frac{E_1}{E_2}$  — коэффициент трансформации трансформатора.

Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = \frac{I_2}{k_T}. \quad (9)$$

Одним из основных параметров, во многом определяющим экономические показатели системы, является коэффициент мощности выпрямителя  $\chi$ , равный отношению активной мощности первичной обмотки трансформатора  $P_{a1}$  к ее полной мощности  $S_1$ . При отсутствии искажений синусоидальной формы питающего напряжения  $u_1$  активная мощность равна

$$P_{a1} = I_{1(1)} U_1 \cos \varphi,$$

где  $I_{1(1)}$  — действующее значение первой гармонической составляющей тока первичной обмотки;

$U_1$  — действующее значение напряжения питания выпрямителя;

$\varphi$  — угол сдвига фаз между  $i_{1(1)}$  и  $u_1$ .

Полная мощность первичной обмотки

$$S_1 = I_1 U_1.$$

Коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \frac{P_{a1}}{S_1} = \frac{I_{1(1)}}{I_1} \cos \varphi.$$

Отношение действующего значения первой гармоники тока к действующему значению этого тока называется *коэффициентом искажения тока*

$$v = \frac{I_{1(1)}}{I_1}. \quad (10)$$

С учетом (10) выражение для коэффициента мощности выпрямителя приобретает вид

$$\chi = v \cos \varphi. \quad (11)$$

Угол сдвига фаз между  $i_{1(1)}$  и  $u_1$  зависит от углов  $\alpha$ ,  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$ ,

$$\varphi = \frac{\alpha}{2} + \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{4}. \quad (12)$$

Для расчета  $I_{1(1)}$  прямоугольная ( $\gamma_2$  и  $\gamma_1$ , как и ранее, пренебрегаем) кривая тока первичной обмотки разлагается в ряд Фурье. Первый гармонический член ряда имеет амплитуду

$$I_{1(1)\Gamma} = \frac{4I_d}{\pi k_T} \cos \frac{\alpha}{2}.$$

Действующее значение первой гармонической составляющей тока первичной обмотки

$$I_{1(1)} = \frac{I_{1(1)m}}{2} = \frac{0,9I_d}{k_T} \cos \frac{\alpha}{2}. \quad (13)$$

Из выражений (8) — (10), (13) получаем

$$\chi = \frac{0,9 \cos \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}} \cos \varphi. \quad (14)$$

Типовая (расчетная) мощность трансформатора  $S_T$  равна полусумме мощностей первичной и вторичной обмоток. Из приведенных выше выражений легко получить

$$S_T = S_1 = S_2 = U_1 I_1. \quad (15)$$

Среднее  $I_{cp}$  и действующее  $I_d$  значение тока диодного и тиристорного плеча моста получаем, пренебрегая углами коммутации и принимая форму тока плеча прямоугольной. Из диаграмм рис. 1 следует, что период функций токов равен  $2\pi$ , причем полпериода токи равны нулю, а полпериода —  $I_d$

$$I_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d dv = \frac{I_d}{2}, \quad (16)$$

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 dv = \frac{I_d}{\sqrt{2}}. \quad (17)$$

На рис. 1, *a* условно показано, что каждое плечо моста содержит один тиристор или диод. У преобразователей электроподвижного состава значения токов и напряжений настолько велики, что не удается выбрать один вентиль с соответствующими параметрами, и плечо моста всегда содержит несколько последовательно-параллельно соединенных вентиляей.

Число последовательно соединенных вентиляей  $n_{\text{посл}}$  выбирается из условия обеспечения допустимых значений напряжений на вентиле при пробое одного из них. В современных силовых преобразователях электроподвижного состава используются

только лавинные вентили, для которых нормируется повторяющееся напряжение  $U_{\text{п}}$ , равное классу вентиля, умноженному на 100,

$$n_{\text{посл}} \geq \frac{E_{2m} k_{\text{повт}}}{U_{\text{п}}} + 1, \quad (18)$$

где  $k_{\text{повт}} = 1,16$  — коэффициент, учитывающий возможное повышение напряжения в контактной сети на 16% по отношению к номинальному.

Рассчитанное значение  $n_{\text{посл}}$  округляется до ближайшего большего целого числа.

Число параллельно соединенных ветвей в плече моста определяется из условий обеспечения допустимых среднего и действующего значений тока вентиля. С учетом формул (16), (17) эти условия имеют вид:

$$n_{\text{пар}} \geq \frac{I_{\text{дн}} k_{\text{пер}}}{2I_{\text{п}} k_{\text{н}}}; \quad (19)$$

$$n_{\text{пар}} \geq \frac{I_{\text{дн}} k_{\text{пер}}}{\sqrt{2} I_{\text{дmax}} k_{\text{н}}}, \quad (20)$$

где  $I_{\text{п}}$  — максимально допустимый средний ток вентиля, называемый предельным током;

$I_{\text{дmax}}$  — максимально допустимый действующий ток вентиля;

$k_{\text{пер}} = 1,6$  — коэффициент, учитывающий возможную перегрузку вентиля на этапах трогания и начальной стадии разгона поезда, на которых ток двигателя может превышать номинальный в 1,6 раза;

$k_{\text{н}} = 0,85$  — коэффициент, учитывающий неравномерное распределение тока между параллельными ветвями, связанное с разбросом вольт-амперных характеристик вентиля.

Полученное из условий (19), (20) большее число округляется до ближайшего большего целого.

Для тиристоров нормируется критическая скорость нарастания прямого тока  $(di/dt)_{кр}$ . Ориентировочно величину  $di/dt$  можно определить, принимая, что ток в процессе коммутации меняется по линейному закону

$$\frac{di}{dt} = \frac{\Delta I}{\Delta t}.$$

С учетом того, что  $\Delta I = I_d$ ,  $\omega \Delta t = \gamma_1$ , получаем для тиристорного плеча

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_d \omega}{\gamma_1}. \quad (21)$$

При нескольких параллельных ветвях в плече моста условие обеспечения допустимой скорости нарастания тока через тиристор приобретает вид

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{к_p} \geq \frac{I_{дн} k_{пер} \omega}{n_{пар} k_n \gamma_1}. \quad (22)$$

При нарушении условия (22) последовательно с тиристорами должны устанавливаться добавочные дроссели.

После определения  $n_{посл}$  можно уточнить величину выпрямленного напряжения и рассчитать коэффициент полезного действия выпрямительной установки. Так как ток нагрузки протекает через одно тиристорное и одно диодное плечо моста, фактическое значение напряжения будет меньше рассчитанного по формуле (7) на сумму падений напряжения на этих плечах.

Падение напряжения на вентилях одного плеча моста

$$\Delta U_{пл} = n_{посл} \Delta U_{в}, \quad (23)$$

где  $\Delta U_{в}$  — падение напряжения на открытом вентиле, берется из справочных данных.

Коэффициент полезного действия выпрямительной установки

$$\eta_{\text{вы}} = \frac{U_d - (\Delta U_{\text{плд}} + \Delta U_{\text{плт}})}{U_d}, \quad (24)$$

где  $\Delta U_{\text{плд}}$  — падение напряжения на диодном плече моста;  
 $\Delta U_{\text{плт}}$  — падение напряжения на тиристорном плече моста.

Потери мощности в выпрямительной установке

$$\Delta P_{\text{вы}} = I_d (\Delta U_{\text{плд}} + \Delta U_{\text{плт}}). \quad (25)$$

У преобразователей ЭПС эти потери настолько велики, что для обеспечения допустимой температуры приходится использовать вентили с минимальными значениями  $\Delta U_{\text{в}}$  и применять принудительное охлаждение.

Принятое ранее допущение, что выпрямленный ток идеально сглажен, справедливо при индуктивности цепи нагрузки  $L_d$ , стремящейся к бесконечности. При реальных конечных значениях  $L_d$  выпрямленный ток пульсирует от значения  $I_{d \min}$  до значения  $I_{d \max}$  с такой же частотой, как и выпрямленное напряжение. Пульсации выпрямленного тока характеризуются коэффициентом пульсаций

$$k_{\text{п}} = \frac{I_{d \max} - I_{d \min}}{2I_d},$$

где  $I_d$  — среднее значение тока.

Точное значение  $k_{\text{п}}$  можно определить, разлагая  $I_d$  ряд Фурье и суммируя гармонические составляющие с учетом угла сдвига фаз между ними. Приемлемую погрешность дает расчет  $k_{\text{п}}$  с учетом только первой гармоники тока

$$k_{\text{п1}} = \frac{I_{d1}}{I_d}, \quad (26)$$

где  $I_{d1}$  — амплитудное значение первой гармонической составляющей выпрямленного тока.

Для обеспечения требуемого значения коэффициента пульсаций (в цепи тягового двигателя максимально допустимое

значение  $k_{\Pi}$  составляет 0,25–0,3) последовательно с двигателем включается дроссель, который называют *сглаживающим реактором*. Индуктивность дросселя  $L_{\text{др}}$  и индуктивность двигателя  $L_{\text{дв}}$  в сумме дают индуктивность цепи нагрузки

$$L_d = L_{\text{др}} + L_{\text{дв}}.$$

Связь между  $k_{\Pi}$  и  $L_d$  устанавливается из эквивалентной схемы цепи нагрузки выпрямителя, приведенной на рис. 2, а. Активное сопротивление цепи нагрузки на схеме не показано, так как оно принято равным нулю. Кроме этого, при расчетах принимается, что показанная на схеме ЭДС  $E$ , возникающая в якоре при его вращении, не имеет пульсаций и равна среднему значению выпрямленного напряжения  $U_d$ . Допущение это правомерно, так как пульсации тока в обмотке возбуждения ОВ значительно меньше, чем пульсации тока якоря. Для этого обмотка возбуждения зашунтирована резистором  $R_{\text{ш}}$ , сопротивление которого значительно меньше полного сопротивления обмотки возбуждения. В результате основная часть переменной составляющей  $i_d$  проходит через  $R_{\text{ш}}$ , минуя обмотку возбуждения.

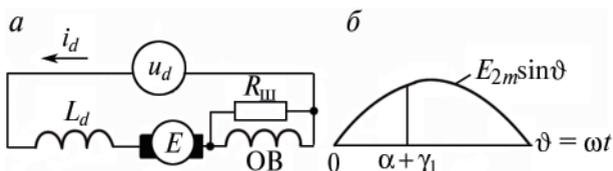


Рис. 2

Условие  $U_d = E$  означает, что переменная составляющая выпрямленного напряжения равна напряжению на индуктивном сопротивлении  $X_d$ . При этом амплитудное значение первой гармонической составляющей тока равно

$$I_{d_{m1}} = \frac{U_{d_{m1}}}{X_d}, \quad (27)$$

где  $U_{d_{m1}}$  — амплитудное значение первой гармонической составляющей выпрямленного напряжения.

Разложение  $u_d$  в ряд Фурье дает, что первая (низшая) гармоническая составляющая  $u_d$  имеет частоту, в два раза превышающую частоту сети  $f_c$ , значение  $X_d$  на этой частоте

$$X_d = 4\pi f_c L_d. \quad (28)$$

Из выражений (26)–(28) получаем формулу для расчета индуктивности  $L_d$ , обеспечивающей заданное значение  $k_{н1}$ ,

$$L_d = \frac{U_{dm1}}{4\pi f_c k_{н1} I_d}. \quad (29)$$

Для расчета  $U_{dm1}$  определяются коэффициенты ряда Фурье  $a_n$ ,  $b_n$  при  $n = 1$ :

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^T u_d(\vartheta) \sin \frac{2\pi}{T} \vartheta d\vartheta; \quad U_{dm1} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}. \quad (30)$$

В соответствии с рис. 2, б период  $T$  функции  $u_d(\vartheta)$  равен  $\pi$ . С учетом того, что в интервале от  $\alpha + \gamma_1$  до  $\pi$   $u_d = E_{2m} \sin \vartheta$  получаем:

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha + \gamma_1}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta \cos 2\vartheta d\vartheta; \quad (31)$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha + \gamma_1}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta \sin 2\vartheta d\vartheta. \quad (32)$$

Наличие индуктивности цепи нагрузки  $L_d$  и индуктивности трансформатора  $L_a$  ограничивает диапазон регулирования напряжения на выходе выпрямителя. Ограничение минимального значения выпрямленного напряжения связано с параметром тиристора, который называется током включения  $I_L$ . Если при включении тиристора его анодный ток не достигает  $I_L$ , то после окончания управляющего импульса тиристор опять перейдет в закрытое состояние, и выпрямитель функционировать не будет.

В момент подачи первого управляющего импульсного сигнала на включение тиристора ток нагрузки равен нулю, ЭДС вторичной обмотки трансформатора  $e_2 = E_{2m} \sin \alpha$ . За время действия

управляющего импульса  $t_u$  ток возрастает до значения, которое можно определить из уравнения второго закона Кирхгофа для цепи протекания тока:

$$e_2 - L \frac{di}{dt} = iR, \quad (33)$$

где  $R$  — сопротивление цепи, складывающееся из сопротивлений трансформатора, дросселя и двигателя;  $L = L_a + L_d$  — индуктивность цепи.

ЭДС якоря в уравнении (33) отсутствует, так как якорь еще не вращается, и  $E = 0$ ,

Пренебрегая изменением  $e_2$  за время короткого управляющего импульса, из уравнения (33) можно получить

$$i = \frac{E_{2m} \sin \alpha}{R} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

где  $\tau = \frac{L}{R}$  — постоянная времени цепи протекания тока.

Отсюда получаем условие нормального функционирования выпрямителя при максимальном значении угла управления  $\alpha_{\max}$ :

$$\frac{E_{2m} \sin \alpha}{R} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \geq I_L. \quad (34)$$

Для плавного трогания поезда напряжение на двигателе должно постепенно увеличиваться, начиная с определенного минимального значения  $U_{d\min}$ , которое и определяет величину  $\alpha_{\max}$ . Принимая в формуле (7)  $I_d = 0$ , получаем

$$U_{d\min} = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha_{\max}). \quad (35)$$

Управляющие импульсы на тиристоры вырабатываются системой управления выпрямителем.

## ПРИНЦИП РАБОТЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Функциональное назначение преобразователя, конструкция и параметры элементов, принцип действия, процессы, возникающие в электрической цепи во время работы, определяют требования к системе формирования импульсов управления тиристорами:

1. Обеспечивать усиление и формирование импульсов управления тиристорами преобразователя необходимой амплитуды, мощности, длительности.

2. Синхронизировать импульсы управления тиристорами с питающим преобразователь напряжением.

3. Плавно регулировать фазу импульсов управления относительно момента перехода питающего переменного напряжения через ноль.

4. Распределять импульсы управления тиристорами по плечам преобразователя в соответствии с фазой напряжения питания согласно заданного алгоритма работы.

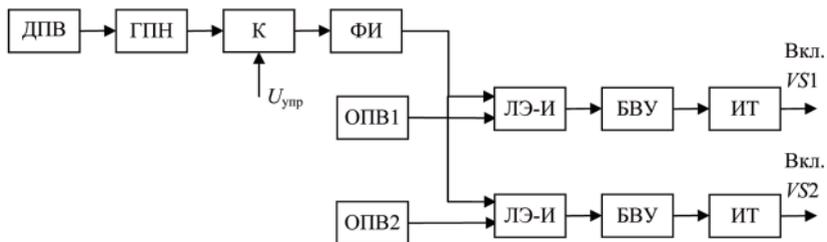
Расчет и выбор элементов системы управления тиристорными преобразователями обычно выполняется после выбора силовых тиристоров преобразователя, то есть когда известны параметры импульсов управления тиристорами, с учетом требований и функционального назначения системы управления.

Структура одного из возможных вариантов выполнения системы и временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу, приведены на рис. 3.

Напряжение специальной низковольтной обмотки трансформатора выпрямляется неуправляемым двухполупериодным выпрямителем ДПВ и используется для управления генератором пилообразного напряжения ГПН. Выходное напряжение ГПН подается на вход компаратора (элемента сравнения). На второй вход компаратора поступает управляющее напряжение  $U_{упр}$ , косвенно задающее величину угла управления. Подается оно либо непосредственно с контроллера машиниста, либо от системы автоматического управления.

В момент, когда линейно возрастающее напряжение  $u_{гпн}$

а



б

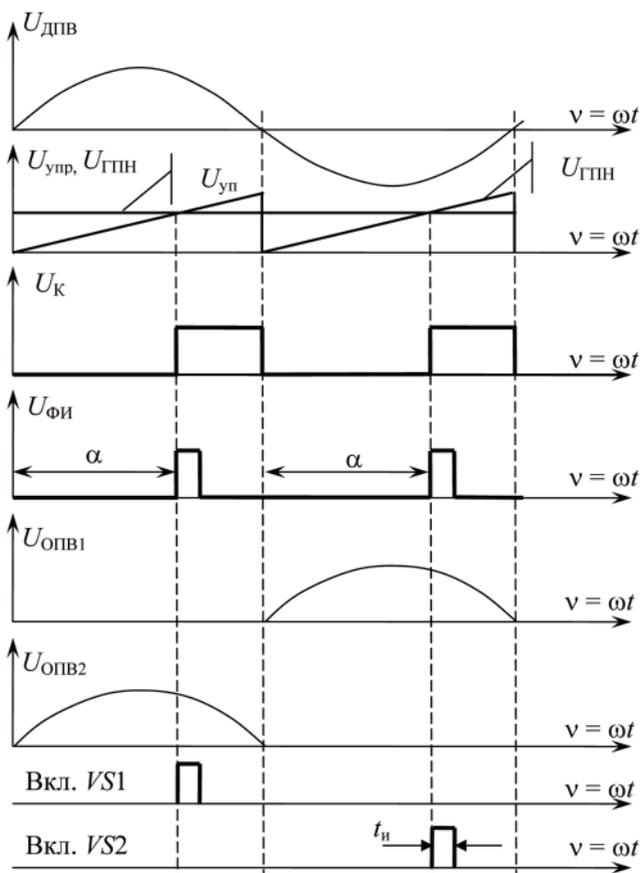


Рис. 3

сравнивается с  $U_{\text{упр}}$ , компаратор переключается и запускает формирователь импульсов ФИ. Длительность выходного сигнала формирователя равна длительности импульса управления тиристором. Этот импульс должен проходить в один полупериод на тиристор  $VS1$ , в другой — на  $VS2$ . Для этого в системе используются два однополупериодных выпрямителя ОПВ и логические элементы И. Высокий уровень напряжения на выходе элемента И будет только тогда, когда и на первом и на втором его входе будет также высокий уровень.

На управляющие электроды тиристоров импульсы подаются через выходные усилители ВУ и импульсные трансформаторы ИТ. Эти трансформаторы обеспечивают гальваническую развязку цепей управления и высоковольтных силовых цепей, а также развязку катодов отдельных тиристоров силовой схемы.

Как следует из рассмотренного, регулирование  $\alpha$  и  $U_d$  осуществляется путем изменения управляющего напряжения  $U_{\text{упр}}$ , причем, чем больше  $U_{\text{упр}}$ , тем меньше  $U_d$ .

### Блоки фазового управления (БФУ)

Блоки фазового управления предназначены для преобразования напряжения управления  $U_{\text{упр}}$ , поступающего с контроллера машиниста (КМ), в импульсы управления, фаза переднего фронта которых регулируется при изменении этого напряжения, что необходимо для регулирования или стабилизации выходного напряжения или тока тиристорного преобразователя.

Различают системы фазосдвигающих устройств (ФСУ) горизонтального и вертикального принципов. В *системах ФСУ горизонтального принципа* основным элементом являются фазосдвигающие мосты. Фазосдвигающие мосты обычно содержат в четырех плечах сопротивления, отличающиеся характером электрического сопротивления. Например, фазосдвигающий мост (рис. 4) состоит из двух секций вторичной обмотки трансформатора  $TV$ , резистора  $R$  и конденсатора  $C$ .

*Системы ФСУ вертикального принципа* содержат генераторы пилообразного напряжения (ГПН) и элементы сравнения (ЭС) — компараторы. На вход элемента сравнения обычно по-

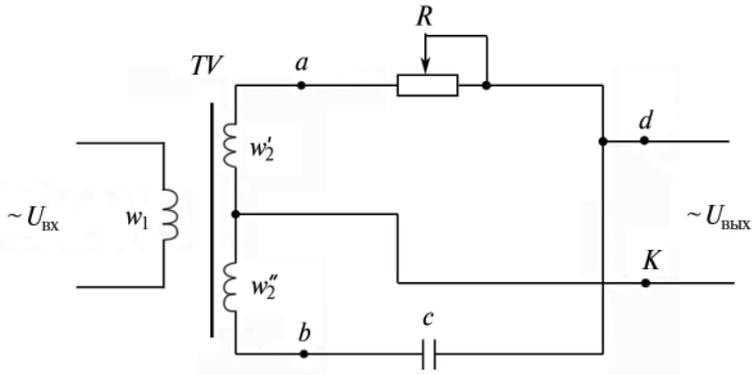


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема ФСУ горизонтального принципа

дают разность напряжений  $U_{\text{ГПН}}$  и постоянного, регулируемого по величине, напряжения управления  $U_{\text{упр}}$  (рис. 5), подаваемого от блока управления (БУ).

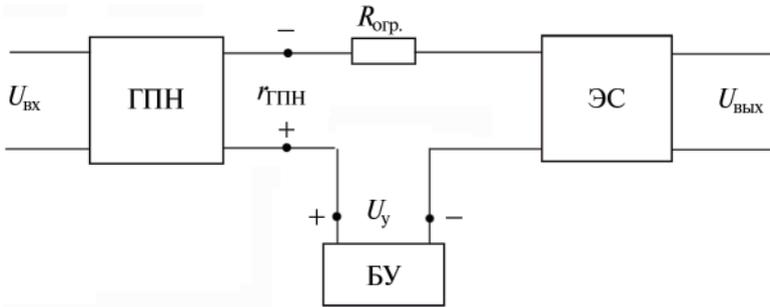


Рис. 5. Блок-схема системы ФУ вертикального принципа

### Генератор пилообразного напряжения

Действие генераторов пилообразного напряжения (ГПН) обычно основано на использовании явления заряда или разряда конденсатора. ГПН может быть разработан на основе транзистора, диодного коммутатора или микросхемы.

Транзисторные ГПН представляют собой транзисторные ключи, к выходу которых подключен конденсатор  $C2$  (рис. 6).

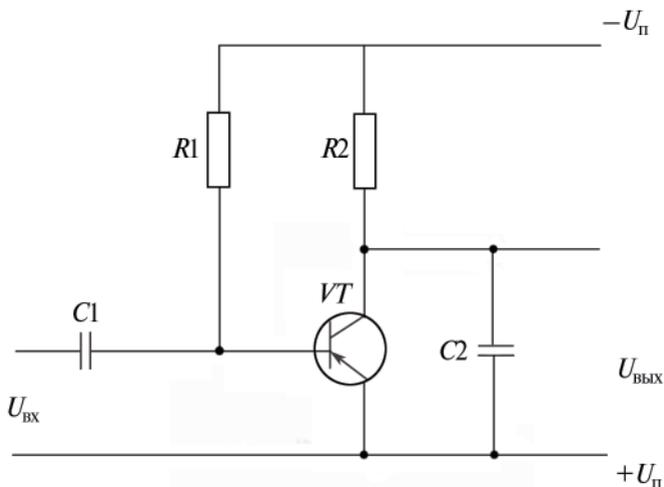


Рис. 6. Принципиальная электрическая схема ГПН на транзисторе

На вход ГПН поступает напряжение  $U_{\text{вх}}$  прямоугольной формы. В исходном состоянии, когда отсутствует входной сигнал на базу транзистора  $VT$  прикладывается отрицательный потенциал напряжения  $-U_{\text{н}}$  через  $R1$ . Ток базы транзистора протекает по цепи  $+U_{\text{н}}$ , эмиттер-база  $VT$ ,  $R1$ ,  $-U_{\text{н}}$ . Транзистор находится в режиме насыщения (открыт). Величина тока базы ограничивается резистором  $R1$ . Когда на базу транзистора поступает импульс входного напряжения положительной полярности, транзистор переходит в режим отсечки (закрывается), и конденсатор  $C2$  начинает заряжаться через резистор  $R2$ . Ток заряда  $C2$  протекает по цепи  $+U_{\text{н}}$ ,  $C2$ ,  $R2$ ,  $-U_{\text{н}}$ . Сопротивление резистора  $R2$  выбирается по двум условиям: ток коллектора в режиме насыщения не должен превышать предельное значение тока коллектора транзистора; обеспечивать линейное увеличение напряжения на конденсаторе  $C2$  (рис. 7).

С прекращением подачи входного сигнала транзистор  $VT$  снова переходит в режим насыщения, и конденсатор  $C2$  быстро разряжается по цепи: нижняя пластина конденсатора  $C2$ , эмит-

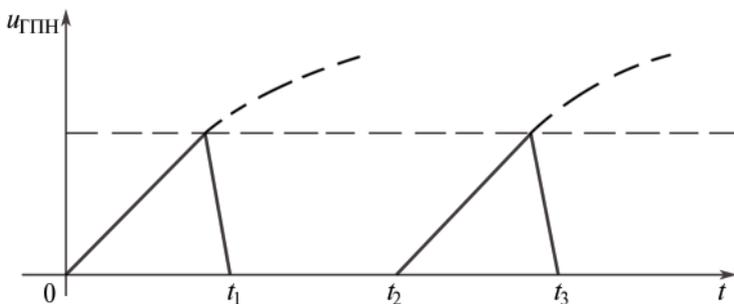


Рис. 7. Временная диаграмма напряжения на выходе ГПН

тер-коллектор  $VT$ , верхняя пластина конденсатора  $C2$ . Далее в момент времени  $t_z$  начинается следующий цикл заряда конденсатора. Для обеспечения линейного повышения напряжения  $U_{\text{ГПН}}$  постоянную времени цепи заряда конденсатора  $\tau = R_2 \cdot C_2$  выбирают во много раз большей, чем интервалы времени  $0 - t_1$ ,  $t_2 - t_3, \dots$ . Интервал времени  $0 - t_1$  определяется продолжительностью подачи входного сигнала. Для управления однофазными преобразователями иногда используется ГПН с близким к прямолинейному участком разряда конденсатора, предварительно заряженного через диод однополупериодным пульсирующим напряжением. В системе управления трехфазными преобразователями применяются системы ФСУ вертикального принципа на диодных коммутаторах.

### Элементы сравнения

Элементы сравнения могут быть выполнены с использованием транзисторных нуль-органов, компараторов на операционных усилителях (микросхемах). В простейшем транзисторном элементе сравнения (рис. 8) разность напряжений  $U_{\text{ГПН}} - U_{\text{упр}}$  прикладывается к эмиттеру и базе транзистора  $VT2$ . Напряжение  $U_{\text{ГПН}}$  для транзистора является отпирающим, а напряжение  $U_y$  — запирающим. Когда  $U_{\text{ГПН}}$  меньше напряжения управления  $U_{\text{упр}}$ , транзистор  $VT2$  находится в режиме отсечки, так как положительный потенциал результирующего напряжения  $U_{\text{ГПН}} - U_{\text{упр}}$  прикладывается к базе транзистора, а отрицательный потен-



поэтому обеспечивают высокую точность регулирования угла управления тиристорами  $\alpha$ .

Для согласования внутреннего сопротивления ГПН и входного сопротивления элемента сравнения служит резистор  $R3$ , применяют конденсатор или диодный ограничитель.

В последнее время в системах ФСУ вертикального принципа в качестве элемента сравнения используются операционные усилители, работающие в режиме компаратора.

Операционный усилитель имеет дифференциальный вход. При подаче сигнала на прямой вход (на рис. 9 обозначен знаком «+») напряжение на выходе микросхемы:  $U_{\text{ВЫХ}} = R_u \cdot U_{\text{ВХ1}}$ . При подаче сигнала на инвертирующий вход (на рис. 9 обозначен знаком «-») напряжение на выходе микросхемы  $U_{\text{ВЫХ}} = -R_u \cdot U_{\text{ВХ2}}$ .

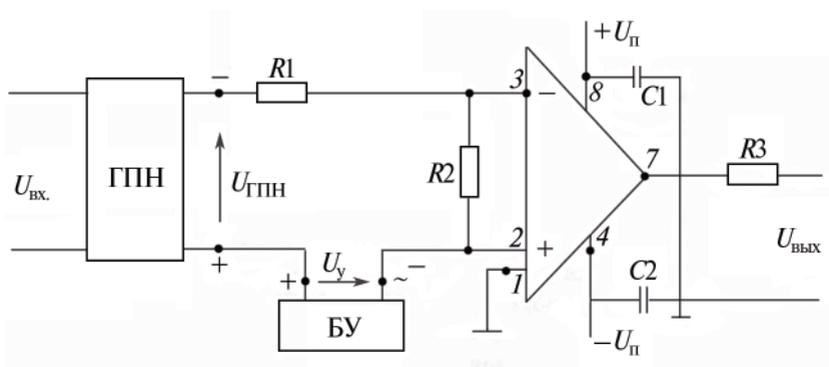


Рис. 9. ФСУ вертикального принципа с элементом сравнения на операционном усилителе

Питание операционного усилителя можно осуществлять от двухполярного источника ЭДС. Таким образом, при смене полярности потенциала на прямом и инвертирующем входах (точки АД на рис. 3) напряжение на выходе микросхемы скачкообразно изменяется от  $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{П}}$  до  $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{П}}$ . Дифференциальные компараторы представляют собой специализированные операционные усилители, предназначенные для сравнения между собой двух сигналов.

## Формирователи импульсов

Формирователи импульсов (ФИ) служат для преобразования напряжения какой-либо формы (например, прямоугольной) в одиночные или регулярно повторяющиеся импульсы определенной формы, ширины и скважности. В системах управления тиристорными преобразователями получили широкое применение триггеры; цепи  $RC$ , мультивибраторы и блокинг-генераторы, работающие в ждущем режиме. На выходе триггеров, мультивибраторов, блокинг-генераторов формируется напряжение прямоугольной формы необходимой длительности и величины.

*Цепи  $RC$  (дифференцирующие цепи)* позволяют преобразовать напряжение прямоугольной формы, полученное на выходе генератора прямоугольных импульсов, элемента сравнения или триггера, мультивибратора, в импульсы экспоненциальной формы с крутым передним фронтом.

В момент подачи на вход ФИ напряжения прямоугольной формы величиной  $U_{\text{вх}}$  ток заряда конденсаторе  $C$  имеет максимальное значение, а падение напряжения на резисторе  $R$  (напряжение на выходе ФИ) равно по величине напряжению на входе ФИ. По мере заряда конденсатора  $C$  ток заряда уменьшается, и снижается падение напряжения на резисторе  $R$ , напряжение на выходе ФИ падает до нуля. В момент  $t_1$  (рис. 10, б)

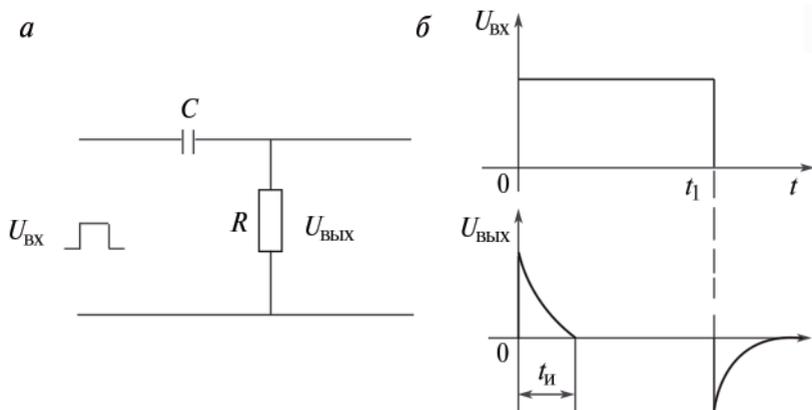


Рис. 10. Принципиальная электрическая схема ФИ (а) и временные диаграммы напряжений (б)

исчезновения напряжения на выходе возникает остроконечный импульс обратной полярности на выходе ФИ. Ширина импульсов  $t_{и}$  определяется продолжительностью заряда конденсатора и ориентировочно равна  $t_{и} = 4 \cdot R \cdot C$ .

### Блоки выходных усилителей

Блоки выходных усилителей предназначены для усиления сигналов на выходе ФИ, для формирования импульсов управления тиристорами соответствующих плеч преобразователей. Амплитуда напряжения и тока импульсов, продолжительность импульсов и крутизна фронта импульсов на выходе усилителей должна быть достаточной для надежного отпириания тиристоров.

Выходные усилители выполняются на основе ждущих блокинг-генераторов с использованием транзисторов большой мощности в ключевом режиме работы или на основе маломощных вспомогательных тиристоров.

Проводимость транзистора большой мощности выходного усилителя выбирается с учетом согласования полярности напряжений блоков питания отдельных элементов системы управления. На рис. 11 изображена принципиальная электрическая схема

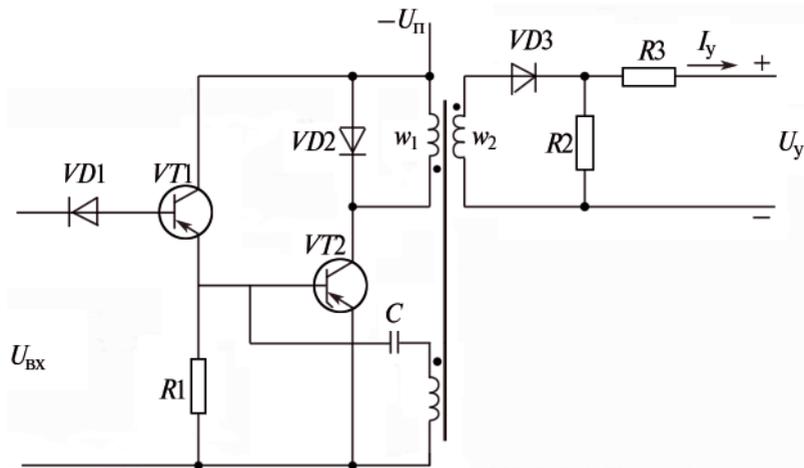


Рис. 11. Принципиальная электрическая схема БВУ на транзисторе прямой проводимости

ческая схема выходного усилителя на транзисторе прямой проводимости, работающем в ключевом режиме.

Предварительное усиление сигнала выполняется с помощью транзистора  $VT1$ .  $VD1$  срезает импульсы положительной полярности.  $VD2$  включен параллельно первичной обмотке импульсного трансформатора  $TV$  для исключения перенапряжений на коллекторе транзистора  $VT2$  при его запираании в конце импульса.

На рис. 12 представлена принципиальная электрическая схема БВУ на транзисторе обратной проводимости, работающем в ключевом режиме.

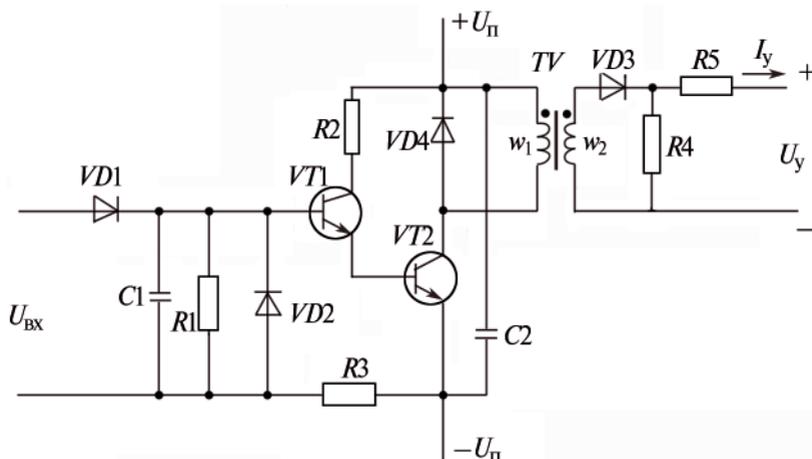


Рис. 12. Принципиальная электрическая схема БВУ на транзисторе обратной проводимости

Исходными данными для расчета БВУ являются: амплитуда выходных импульсов  $U_y$ ; длительность импульса  $t_n$ ; период следования импульса  $T$ ; длительность фронта и среза импульса  $t_f \approx t_c$ ; сопротивление нагрузки  $R_n$ ; максимальная температура окружающей среды  $T_{max}$ .

### Порядок расчета БВУ на транзисторе прямой проводимости

1. Транзистор  $VT2$  выходного усилителя (см. рис. 12) выбирается по двум параметрам: по предельной частоте  $f_{h216}$  или по

граничной частоте  $f_T$  и по допустимому напряжению  $U_{КБ\max}$ . Выбор транзистора по допустимому напряжению выполняют на основании следующих выражений:

$$U_{КБ\max} \geq 2U_{п}, \quad U_{п} \approx 1,2 \frac{U_y}{n}, \quad (36)$$

где  $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$  — коэффициент трансформации импульсного трансформатора. Рекомендуется задавать  $n = 0,5 \dots 3$ . Необходимо учитывать, что большие значения  $n$  вызывают увеличение коллекторного тока, а малые — увеличение напряжения  $U_{п}$ , и, следовательно,  $U_{КБ\max}$ .

Выбор транзистора по частоте производится на основании следующих соображений. Для формирования импульсов относительно большой длительности  $t_{п} > 5$  мкс при  $t_{ф} \geq 0,5$  мкс необходимо выбирать низкочастотные транзисторы.

Предельная частота транзистора рассчитывается по формуле

$$f_{h216} \geq \frac{0,9 \div 1,7}{t_{ф}}. \quad (37)$$

Для генерирования коротких импульсов ( $t_{ф} \leq 0,5$  мкс и  $t_{п} \leq 5$  мкс) применяются высокочастотные транзисторы, в этом случае предельная частота транзистора должна быть

$$f_{h216} \geq \frac{6 \div 20}{t_{ф}}. \quad (38)$$

2. Рассчитывается оптимальное значение коэффициента трансформации импульсного трансформатора:

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{R'_0}{R'_н} + \frac{R'_0}{\tau_\alpha} \left( C_k + \frac{C_o}{h_{21э} + 1} \right)}, \quad (39)$$

где  $\tau_\alpha \approx \frac{0,16}{f_{h216}}$  — постоянная времени транзистора;

$R'_0$  — объемное сопротивление базы транзистора (по справочным данным);

$R'_H$  — сопротивление нагрузки переменному току;  
 $R'_H = n^2 \cdot R_H$ ;

$C_K$  — емкость коллекторного перехода транзистора  
 (по справочным данным);

$C_o \approx 2nC_H, C_H$  — емкость нагрузки.

С конструктивной точки зрения удобно  $n_{\text{опт}}$  округлять до 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0,

3. Рассчитывается и выбирается емкость времязадающего конденсатора  $C$  по условию  $\tau_c > t_H$  :

$$C > \frac{t_H}{R'_G}. \quad (40)$$

Влияние емкости конденсатора  $C$  не будет сказываться на длительности фронта импульса, если ее минимальное значение выбирать по условию

$$C > C_{\min} = 10 \frac{\frac{R_H}{R_{\text{ЭКВ}}} \cdot r_1 + \tau_\beta}{n^2 (R_{\text{ВХ}} + R'_H) (m - k_o - 1)}, \quad (41)$$

где

$$R_{\text{ЭКВ}} \approx \frac{n^2 \cdot R'_H \cdot R'_G}{n^2 \cdot R'_H + R'_G},$$

$$\tau_1 = R_{\text{ЭКВ}} [C_K (h_{21э} + 1) + C_o],$$

$$\tau_\beta \approx (h_{21э} + 1) \cdot \tau_\alpha,$$

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{R'_G}{n^2},$$

$$n \cdot k_o \approx n \cdot \frac{h_{21э}}{R'_G} \cdot R_{\text{ЭКВ}}.$$

Постоянная времени заряда конденсатора

$$\tau_c \approx R'_G \cdot C.$$

5. Индуктивность намагничивания трансформатора  $L_\mu \approx L_1$  и отсюда

$$L_\mu \approx \frac{t_{\text{и}}}{\frac{A \cdot n}{R'_{\text{вх}}} \left(1 - \frac{t_{\text{и}}}{\tau_c}\right) - \frac{1}{R'_\text{н}}}}, \quad (42)$$

где

$$A = \frac{h_{21э} \cdot \tau_c + n \cdot \tau_\text{н}}{\tau_c - \tau_\text{н}}, \quad \tau_\text{н} \approx 0,7 \cdot \tau_\beta.$$

6. Максимальное значение коллекторного тока транзистора

$$I_{k \text{ max}} = \frac{U_\text{п}}{L_\mu} \cdot t_{\text{и}} + \frac{U_\text{п}}{R'_\text{н}} + \frac{U_\text{п}}{R'_{\text{вх}}} \cdot e^{-\frac{t_{\text{и}}}{\tau_c}}. \quad (43)$$

Максимальное значение коллекторного тока должно быть меньше предельного тока коллектора, установленного заводом-изготовителем транзистора.

Если бы оказалось, что рассчитанное максимальное значение коллекторного тока больше предельного тока коллектора, то необходимо в цепь базы включить дополнительный резистор  $R_\text{д}$ ,  $R_\text{д} \approx 2 \cdot R'_\text{б}$ , и выполнить новый расчет, заменяя во всех формулах  $R'_{\text{вх}}$  на  $R = R'_\text{б} + R_\text{д}$ . Нецелесообразно выбирать большое  $R_\text{д}$ , так как при этом сильно увеличивается фронт импульса  $t_\phi$ .

7. Длительность фронта импульса

$$t_\phi \approx 1,1 \cdot (1 + \sqrt{1 + \nu}) \cdot \frac{\tau_\beta + \tau_1}{n \cdot k_\text{о} - 1}, \quad (44)$$

где  $\nu = 4 \cdot (nk_\text{о} - 1) \cdot \frac{\tau_\beta \cdot \tau_2}{(\tau_\beta + \tau_1)^2}$ ,  $\tau_2 = R_{\text{эКВ}} \cdot (C_\text{к} + C_\text{о})$ .

Полученное значение необходимо проверить на соответствие заданному в исходных данных условию.

8. Сопротивление резистора  $R_1$  находится из условия

$$R_1 \cdot C \leq \frac{t_{\text{восст}}}{3-4}, \quad (45)$$

где  $t_{\text{восст}} = T - t_{\text{и}}$  — время восстановления,

$$R_1 \leq \frac{t_{\text{восст}}}{(3-4) \cdot C}. \quad (46)$$

9. Рассчитывается обратный выброс напряжения:

$$\Delta U_{\kappa} \approx 0,75 t_{и} \frac{R_{з}}{L_{\mu}} \cdot U_{п}, \quad (47)$$

где  $R_{з} = \frac{n^2 \cdot R_{н} \cdot R'_{б}}{n^2 \cdot R_{н} + R'_{б}}$ .

Если полученное значение амплитуды выброса  $\Delta U_{\kappa}$  недопустимо для коллекторной и для базовой цепи транзистора, то параллельно первичной обмотке импульсного трансформатора включают диод  $VD2$  или последовательно соединенные диод  $VD2$  и резистор  $R$  с тем, чтобы уменьшить амплитуду выброса.

Определяется допустимое значение выброса напряжения:

$$U_{бэдлоп} \geq n(U_{п} + \Delta U_{доп}) \quad \text{или} \quad \Delta U_{клоп} \leq \frac{U_{бэдлоп} - U_{п}}{n},$$

поэтому необходимо, чтобы эквивалентное сопротивление не превышало

$$R_{этраб} \leq \frac{\Delta U_{клоп} \cdot L_{\mu}}{0,75 t_{и} U_{п}}. \quad (48)$$

Суммарное сопротивление диода в прямом направлении  $R_{дпр}$  и резистора  $R_{ш}$  можно принять равным

$$R_{дпр} + R_{ш} = R_{этраб}.$$

Выбирается диод  $VD2$ , у которого среднее значение допустимого прямого тока равно

$$I_{пдоп} \geq I_{\mu} = \frac{U_{п}}{I_{\mu}} \cdot t_{и}. \quad (49)$$

Допустимое обратное напряжение диода  $VD2$  должно удовлетворять условию

$$U_{обрдоп} \geq \frac{U_{выхл}}{n}. \quad (50)$$

10. Предварительное усиление сигнала выполняется с помощью эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе  $VT1$  и работающего в классе усиления  $D$ .

Рассчитывается амплитуда тока эмиттера транзистора  $VT1$ :

$$I_{\text{эТ}} = \frac{U_{\text{п}}}{R_{\text{н}}}, \quad (51)$$

где  $R_{\text{н}} = \frac{R_1 \cdot R'_0}{R_1 + R'_0}$  — сопротивление в цепи эмиттера транзистора.

Постоянная составляющая тока эмиттера

$$I_{\text{эп}} = \frac{I_{\text{эм}}}{K_3}, \quad (52)$$

где  $K_3 = 0,7 \dots 0,95$  — коэффициент запаса;

$K_3 = 0,7$  — максимальные нелинейные искажения;

$K_3 = 0,95$  — максимальный КПД.

Полагая  $I_{\text{кп}} \approx I_{\text{эп}}$ , находится мощность, рассеиваемая коллектором транзистора:

$$P_{\text{к}} = U_{\text{кэ min}} \cdot I_{\text{кп}}, \quad (53)$$

где  $U_{\text{кп min}}$  — напряжение на коллекторе-эмиттере, соответствующее началу прямолинейного участка выходных статических характеристик транзисторов.

Для транзисторов малой мощности ( $P_{\text{к}} < 150$  мВт) рекомендуется брать  $U_{\text{кп min}} = 1\text{В}$ , а для мощных ( $P_{\text{к}} > 150$  мВт) транзисторов —  $U_{\text{кп min}} = 2\text{В}$ .

Для схемы рис. 12 можно выбрать маломощный низкочастотный транзистор, у которого максимально допустимая заводом-изготовителем мощность рассеяния  $P_{\text{к доп}}$  удовлетворяет условию

$$P'_{\text{к доп}} \geq P_{\text{к}} \quad P'_{\text{к доп}} \geq P_{\text{к доп}} \cdot \frac{T_{\text{п max}} - T_{\text{max}}}{T_{\text{п max}} - T_{\text{Q}}}, \quad (54)$$

где  $T_{\text{max}}$  — наибольшая температура окружающей среды, °С;

$T_0 = 25^\circ\text{C}$  — температура окружающей среды, при которой нормируется  $P_K$ ;

$T_{\text{пmax}}$  — максимальная температура перехода транзистора  $^\circ\text{C}$ , (из справочника).

При расчете эмиттерного повторителя используются статические характеристики транзистора.

Постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{\text{кп}} = \frac{I_{\text{эп}} \cdot h_{21э}}{h_{21э} + 1}, \quad (55)$$

где  $h_{21э}$  — коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером,  $h_{21э} \approx \beta$ . Постоянная составляющая тока базы

$$I_{\text{вп}} = I_{\text{эп}} - I_{\text{кп}}. \quad (56)$$

На входной характеристике транзистора отмечается положение точки покоя  $P$  по  $I_{\text{вп}}$ ,  $U_{\text{кэп}} \approx U_{\text{п}}$  и определяется постоянная составляющая напряжения на базе транзистора  $U_{\text{бэп}}$ .

Рассчитывается входное сопротивление транзистора  $R_{\text{вхэ}}$ :

$$R_{\text{вхэ}} = \frac{\Delta U_{\text{бэ}}}{\Delta I_{\text{б}}}, \quad (57)$$

где  $\Delta I_{\text{б}} \approx \frac{I_{\text{кп}}}{h_{21э}}$  — приращение тока базы транзистора, необходимое для перевода транзистора из режима «отсечки» в режим «насыщения»;

$\Delta U_{\text{бэ}}$  — приращение напряжения на переходе «база-эмиттер» определяется для  $\Delta I_{\text{б}}$  по входной характеристике транзистора при  $U_{\text{кэ}} = 5\text{В}$ .

Определяется входное напряжение  $U_{\text{вх}}$ :

$$U_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{эп}} \cdot R_{\text{вхэ}}}{h_{21э}}. \quad (58)$$

Так как вход БВУ обычно соединяется с выходом формирователя импульсов (ФИ), то  $U_{\text{вх}}$ ,  $\Delta I_{\text{б}}$  и  $R_{\text{вхэ}}$  являются исходными данными для расчета ФИ.

11. Выбор диода  $VD1$ , пропускающего на базу транзистора  $VT1$  импульсы отрицательной полярности  $U_{вх}$ , выполняют по условиям:

$$I_{п} > \Delta I_{б} \text{ и } U_{обр\max} > U_{вх}.$$

## Импульсные трансформаторы

Материалом трансформаторов являются магнитные сердечники и заготовки, обмоточные провода, герметизирующие компаунды, каркасы обмоток.

Магнитными материалами для сердечников служат листовая и ленточная электротехническая сталь, железоникелевые сплавы (пермаллой и др.), ферриты и альсиферы. Номенклатура магнитных сердечников чрезвычайно обширна. Рассмотрим наиболее употребительные их типы. Магнитопроводы ШЛ и ШЛМ навивают из ленточной электротехнической стали толщиной 0,05–0,35 мм. Каждый магнитопровод собирают из четырех П-образных частей (рис. 13, *a*), получаемых после деления каждой заготовки на две половины. Так как слои ленты проклеены, а поверхности стыков половин пришлифованы друг к другу, то в собранном сердечнике зазоры отсутствуют. Магнитопроводы этого типа насчитывают 46 типоразмеров, различающихся площадью сечения сердечника, которая колеблется от 8×8 мм до 40×80 мм, а его габаритные размеры Н×А при этом пропорционально увеличиваются от 2×26 мм до 140×160 мм.

Аналогичную геометрию имеют ленточные разрезные сердечники типа ПЛ и ПЛМ.

Кольцевые сердечники ОЛ также изготавливают навивкой ленты из электротехнической стали (рис. 13, *б*), они насчитывают 21 типоразмер. Внешний  $D$ , внутренний  $d$  диаметры и высота сердечника  $h$  колеблются  $D \times d \times h$  от 16×10×5 мм до 80×50×25 мм.

Широкое применение находят шихтованные магнитопроводы из П-образных и из Ш-образных пластин, вырубаемых из листовой электротехнической стали (стали с повышенным содержанием кремния) или пермаллоя (рис. 13, *с*), которые соби-

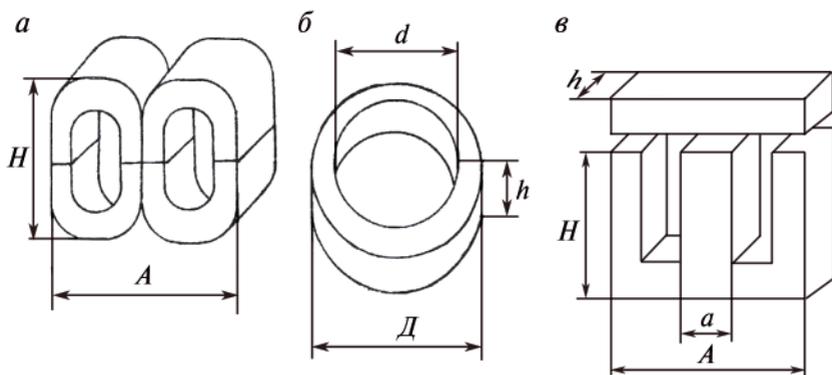


Рис. 13. Магнитопровод ленточный разрезной (а), кольцевой (б), Ш-образный (с) для трансформаторов

рают встык или внахлест толщиной набора  $h$ . Магнитопроводы имеют семь типоразмеров: Ш5, Ш7, Ш12, Ш13, Ш18, Ш25, Ш40, определяемые шириной сердечника в миллиметрах.

В используемой для изготовления магнитопроводов электротехнической стали (например, Э43 или Э46) начальная магнитная проницаемость  $\mu_0 = 600$ , а максимальная —  $\mu_{\max} = 6000$ , индукция насыщения 1,8...2 Тл. В отличие от электротехнической стали, пермаллой обладает более высокими магнитными характеристиками. Например, у железоникелевого сплава 70НИ-У при толщине ленты 0,35... ..1,0 мм  $\mu_0 = 30\,000$  при  $\mu_{\max} = 220\,000$ , железоникелевые сплавы (их около 10 марок) поставляют в виде холоднокатаных лент, горячекатаных листов.

Для магнитопроводов импульсных трансформаторов широко используют кольцевые, тороидальные, Ш-образные и броневые сердечники из пресс-порошков. Номенклатура магнитопроводов многообразна. Так, кольцевые сердечники  $KD \times d \times h$  из термостабильных марганец-цинковых ферритов марок 200НМ3, 2000НМ1, 150НМ3, 1500НМ1, 1000НМ3 и 700НМ насчитывают 24 типоразмера. Кольца (рис. 13, б) имеют размеры от 4×2, 5×1, 2 мм до 45×28×12 мм. Начальная магнитная проницаемость совпадает с номером марки феррита. Например, у феррита 200НМ3 она равна  $25 \cdot 10^{-5} \frac{\text{Тл} \cdot \text{м}}{\text{А}}$ .

Магнитопроводы из прессованного порошкообразного альсифера выпускают в виде тороидальных полуколец, 17 типоразмеров которых (от К 15×7×4,8 мм до К 75×46×16,8 мм) позволяют реализовать все требуемые значения индуктивности обмоток. У альсифера марки ТЧ90 начальная магнитная проницаемость равна 79...91, у ТЧ60 — 53...63, у ТЧК55 — 48...58.

Весьма удобны Ш-образные и броневого магнитопроводы из марганец-цинковых ферритов. Число типоразмеров Ш-образных магнитопроводов 11, от Ш2,5×2,5 мм до Ш20×28 мм. Магнитопровод состоит из двух Ш-образных частей со шлифованными плоскостями стыка. Габаритные размеры (рис. 13, с) М×А в зависимости от типоразмера могут быть от 5×10 мм до 32×65 мм. Размеры  $a$  и  $h$  у сердечников этого типа совпадают и лежат в пределах от 2,5 до 20 мм.

Для получения неискаженной формы импульса максимально уменьшают паразитную емкость и индуктивность рассеяния обмоток импульсных трансформаторов путем уменьшения размеров сердечника и числа витков обмоток.

Сечение сердечника  $S_c$  импульсного трансформатора можно рассчитать по формуле

$$S_c = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{0,1 \cdot f \cdot \lambda \cdot \Delta B \cdot P_y}, \text{ см}^2, \quad (59)$$

где  $f$  — частота следования импульсов, Гц;  
 $\lambda = 0,1$  — коэффициент, учитывающий соотношение геометрических размеров магнитопровода;  
 $\Delta B = 0,2$  Тл — магнитная индукция в сердечнике магнитопровода;  
 $P_y$  — мощность нагрузки.

Стандартное сечение сердечника должно удовлетворять условию

$$S_{\text{станд}} \geq S_c.$$

Число витков первичной обмотки

$$\omega_1 = \frac{U_n \cdot t_i \cdot 10^4}{\Delta B \cdot S_{\text{станд}}}. \quad (60)$$

Число витков вторичной обмотки

$$\omega_2 = m \cdot \omega_1.$$

Для изготовления обмоток можно использовать эмалированные провода на синтетических лаках. Основными типами высокопрочных эмалированных проводов являются поливинилацетиловые провода ПЭВ-1 и с утолщенной изоляцией ПВВ-2. Выпуск проводов марки ПЭЛ на масляно-смоляных лаках в последние годы сократился. Изоляция данных проводов по нагревостойкости относится к классу А с допустимой температурой нагрева 105°C.

Размеры обмоточных эмалированных круглых медных проводов приведены в табл. 6П. Определяется диаметр медного провода первичной  $d_1$  и вторичной  $d_2$  обмоток:

$$d_1 \approx 0,02 \cdot \sqrt{I_{\text{кmax}} \cdot \frac{t_{\text{н}}}{T}}, \text{ мм}, \quad (61)$$

$$d_2 \approx 0,02 \cdot \sqrt{I_{\text{у}} \cdot \frac{t_{\text{н}}}{T}}, \text{ мм}, \quad (62)$$

где  $I_{\text{кmax}}$ ,  $I_{\text{у}}$  — токи в первичной, вторичной обмотках, мА.

По расчетным значениям диаметра обмоточных проводов из табл. 8П выбирается ближайший диаметр проводов, изготавливаемых заводами.

Выбор минимального значения диаметра ограничен  $d \geq 0,05$  мм условием механической прочности проволоки при намотке провода на каркас катушки. В процессе изготовления импульсных трансформаторов особое значение имеет изоляция первичной обмотки от вторичной. Для исключения межвиткового пробоя применяется дополнительная изоляция слоев обмотки с помощью конденсаторной бумаги.

### Пример расчета блокинг-генератора и импульсного трансформатора

Рассчитать ждущий блокинг-генератор на транзисторах типа  $p-n-p$  (см. рис. 11), предназначенный для формирования

импульсов управления тиристорами Т2-320 тиристорного выпрямителя.

*Исходные данные:* амплитуда импульсов управления тиристорами  $U_y = 16\text{В}$ ;  $I_y = 300\text{ мА}$ . Длительность импульса управления должна быть больше времени включения тиристорov выпрямителя и составляет  $t_{\text{и}} = 30\text{ мкс}$ ; период следования импульсов  $T$  определяется частотой напряжения в контактной сети  $f = 50\text{ Гц}$ , а  $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0,02\text{с} = 20\text{ мс}$ ; длительность фронта и среза импульса  $t_{\phi} \approx t_c \leq 5\text{ мкс}$ ; сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}} = \frac{U_y}{I_y} = \frac{16}{0,3} = 53\text{ Ом}$ ; максимальная температура окружающей среды  $T_{\text{max}} = 40^\circ\text{С}$ .

### Решение

1. Выбор транзистора VT2 по допустимому напряжению выполняется на основании выражений (36)

$$U_{\text{и}} \approx 1,2 \cdot \frac{U_y}{n} = 1,2 \cdot \frac{16}{1} = 19,2\text{ В},$$

где  $n = \omega_2 / \omega_1 \approx 1$  — коэффициент трансформации импульсного трансформатора (принят ориентировочно).

Принимается  $U_{\text{и}} = 20\text{В}$ ; поэтому  $U_{\text{кбmax}} > 2 \cdot U_{\text{и}} = 2 \cdot 20 = 40\text{ В}$ . Так как длительность импульсов управления  $t_{\text{и}} = 30\text{ мкс}$  и  $t_{\phi} > 5\text{ мкс}$ , то можно выбрать низкочастотный транзистор. Предельная частота транзистора рассчитывается по формуле (37)

$$f_{h216} \geq \frac{0,9-1,7}{t_{\phi}}, \quad f_{h216} \geq \frac{0,9-1,7}{5 \cdot 10^{-6}} \approx 0,18 \dots 0,34\text{ МГц}.$$

По рассчитанным значениям  $U_{\text{кбmax}} > 40\text{ В}$  и  $f_{h216} > 0,34\text{ МГц}$  выбирается из табл. 1П (прил. на стр. 52) транзистор ГТ905А, у которого  $U_{\text{кбдоп}} = 75\text{ В}$ ;  $U_{\text{эбmax}} = 60\text{ В}$ ;  $I_{\text{кдоп}} = 3\text{ А}$ ;  $f = 20\text{ МГц}$ ;  $h_{21э} = 35$ ;  $R'_6 = 50\text{ Ом}$ ;  $C_{\text{к}} = 85\text{ пФ}$ .

2. Оптимальное значение коэффициента трансформации импульсного трансформатора:

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{R'_6 + R'_6}{R'_H} \cdot \frac{R'_6}{\tau_\alpha} \cdot \left(C_k + \frac{C_o}{h_{21э} + 1}\right)},$$

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{50}{53} + \frac{50}{0,008 \cdot 10^{-6}} \cdot 85 \cdot 10^{-12}} = 1,23,$$

где  $\tau_\alpha = \frac{0,16}{f} = \frac{0,16}{20 \cdot 10^6} = 0,008$  мкс — постоянная времени транзистора;  $C_o \approx 2C'_H \approx 2 \cdot n \cdot C_H = 0$ ; емкость нагрузки —  $C_H = 0$ .

С конструктивной точки зрения удобно принять  $n = 1,0$ .

3. Емкость времязадающего конденсатора выбирается по условию (40)

$$c > \frac{t_{\text{и}}}{R'_6} = \frac{30 \cdot 10^{-6}}{50} = 0,6 \text{ мкФ}.$$

Выполняется проверка условия (41)

$$c > C_{\text{min}} = 10 \cdot \frac{\frac{R'_H}{R_{\text{экв}}} \cdot \tau_1 + \tau_\beta}{n^2 \cdot (R'_{\text{вх}} + R'_H) \cdot (nk_o - 1)} =$$

$$= 10 \cdot \frac{\frac{53}{25,73} \cdot 0,079 \cdot 10^{-6} + 0,29 \cdot 10^{-6}}{1^2 \cdot (50 + 53) \cdot (1 \cdot 18,01 - 1)} = 0,0026 \text{ мкФ},$$

$$\text{где } R_{\text{экв}} \approx \frac{R'_H \cdot R'_6}{n^2 \cdot R'_H + R'_6} = \frac{53 \cdot 50}{1^2 \cdot 53 + 50} = 25,73 \text{ Ом};$$

$$R'_H = n^2 \cdot R_H = 1^2 \cdot 53 = 53 \text{ Ом};$$

$$\tau_1 = R_{\text{экв}} \cdot [c_k \cdot (h_{21э} + 1) + c_o] = 25,73 \cdot [85 \cdot 10^{-12} (35 + 1)] = 0,079 \text{ мкс};$$

$$\tau_\beta = (h_{21э} + 1) \cdot \tau_\alpha = (35 + 1) \cdot 0,008 = 0,29 \text{ мкс};$$

$$R'_{\text{вх}} = \frac{R'_6}{n^2} = \frac{50}{1^2} = 50 \text{ Ом};$$

$$n \cdot k_o \approx n \cdot \frac{h_{21э}}{R'_6} \cdot R_{\text{экв}} = 1 \cdot \frac{35}{50} \cdot 25,73 = 18,01.$$

Условие (41) выполняется, так как  $0,6 \text{ мкФ} > 0,0026 \text{ мкФ}$ .

Постоянная времени заряда конденсатора

$$\tau_c \approx R'_6 \cdot C = 50 \cdot 0,68 \cdot 10^{-6} = 34 \text{ мкс.}$$

Из табл. 4.1П выбирается конденсатор К10У5 емкостью  $0,68 \text{ мкФ}$  рабочим напряжением  $U_p = 25 \text{ В}$ . К10У5-25 —  $0,68 \pm 20\%$ .

4. Рассчитывается индуктивность намагничивания  $L_\mu$  импульсного трансформатора.

Для выбранного транзистора принимаем

$$\tau_n \approx 0,7\tau_\beta = 0,7 \cdot 0,29 \cdot 10^{-6} = 0,203 \text{ мкс};$$

$$A = \frac{h_{21э} \cdot \tau_c + n \cdot \tau_n}{\tau_c - \tau_n} = \frac{35 \cdot 34 \cdot 10^{-6} + 1 \cdot 0,203 \cdot 10^{-6}}{34 \cdot 10^{-6} - 0,203 \cdot 10^{-6}} = 35,20.$$

$$I_\mu = \frac{t_n}{\frac{A \cdot n}{R'_{вх}} \left(1 - \frac{\tau_n}{\tau_c}\right) - \frac{1}{R'_n}} = \frac{30 \cdot 10^{-6}}{\frac{35,20 \cdot 1}{50} \cdot \left(1 - \frac{30 \cdot 10^{-6}}{34 \cdot 10^{-6}}\right) - \frac{1}{53}} = 0,467 \text{ мГн.}$$

5. Максимальный коллекторный ток

$$I_{\text{кmax}} = \frac{U_n}{I_\mu} \cdot t_n + \frac{U_n}{R'_n} + \frac{U_n}{R'_{вх}} \cdot e^{-\frac{t_n}{\tau_c}} =$$

$$= \frac{20}{0,467 \cdot 10^{-3}} \cdot 30 \cdot 10^{-6} + \frac{20}{53} + \frac{20}{53} \cdot e^{-\frac{30 \cdot 10^{-6}}{34 \cdot 10^{-6}}} = 1,828 \text{ А.}$$

Должно быть выполнено условие

$$I_{\text{кmax}} < I_{\text{кдоп}}; \quad 1,824 \text{ А} < 3 \text{ А.}$$

6. Рассчитывается длительность фронта импульса  $t_\phi$  по формуле (44)

$$\tau_2 = R_{\text{экв}} \cdot (c_k + c_o) = 25,73 \cdot (85 + 0) \cdot 10^{-12} = 0,00219 \text{ мкс};$$

$$\gamma = 4 \cdot (nk_o - 1) \cdot \frac{\tau_\beta \cdot \tau_2}{(\tau_\beta + \tau_1)^2} = 4 \cdot (18,01 - 1) \cdot \frac{0,29 \cdot 10^{-6} \cdot 0,00219 \cdot 10^{-6}}{(0,29 \cdot 10^{-6} + 0,079 \cdot 10^{-6})^2} = 0,317;$$

$$t_{\phi} \approx 1,1 \cdot (1 + \sqrt{1 + \gamma}) \cdot \frac{\tau_{\beta} + \tau_1}{nk_o - 1} \approx$$

$$\approx 1,1 \cdot (1 + \sqrt{1 + 0,317}) \cdot \frac{0,29 \cdot 10^{-6} + 0,079 \cdot 10^{-6}}{18,01 - 1} = 0,051 \text{ мкс.}$$

Расчетное значение длительности фронта и среза импульса  $t_{\phi} \approx t_c = 0,051$  мкс меньше заданного в условии  $t_{\phi} \approx t_c \geq 5$  мкс, то есть удовлетворяет заданному требованию.

7. Рассчитывается сопротивление резистора  $R_1$  по формуле (46)

$$R_1 \leq \frac{t_{\text{восст}}}{(3-4) \cdot C}; \quad R_1 \leq \frac{19970 \cdot 10^{-6}}{(3-4) \cdot 0,68 \cdot 10^{-6}} = 9,73 \dots 7,34 \text{ кОм,}$$

где  $t_{\text{восст}} = T - t_{\text{и}} = 20000 \cdot 10^{-6} - 30 \cdot 10^{-6} = 19970 \cdot 10^{-6}$  мкс.

Из табл. 3.1П выбирается резистор, номинальное сопротивление которого 8,2 кОм.

Максимальная мощность, которая может быть выделена в резисторе при работе транзистора в режиме насыщения:

$$P = \frac{U_{\text{п}}^2}{R_1} = \frac{20^2}{8,2 \cdot 10^3} = 0,049 \text{ Вт.}$$

Из табл. 3.2П выбирается резистор МЛТ-0,125 – 8,2кОм  $\pm 10\%$ .

8. Расчет параметров и выбор диода VD2.

Рассчитывается обратный выброс напряжения по формуле (47)

$$\Delta U_{\kappa} \approx 0,75 \cdot t_{\text{и}} \cdot \frac{R_3}{L_{\mu}} \cdot U_{\text{п}}; \quad \Delta U_{\kappa} \approx 0,75 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{25,73}{0,467 \cdot 10^{-3}} \cdot 20 = 20,78 \text{ В,}$$

$$\text{где } R_3 = \frac{R'_{\text{и}} \cdot R'_6}{n^2 \cdot R'_{\text{и}} + R'_6} = \frac{53 \cdot 50}{1^2 \cdot 53 + 50} = 20,73 \text{ Ом.}$$

Данный выброс напряжения допустим для коллекторных и базовых цепей транзистора ГТ905А.

Выбирается диод  $VD2$ , у которого среднее значение допустимого прямого тока удовлетворяет условию (49)

$$I_{п\max} \geq I_{\mu} = \frac{U_{п}}{I_{\mu}} \cdot t_{и}; \quad I_{\mu} = \frac{20}{0,467 \cdot 10^{-3}} \cdot 30 \cdot 10^{-6} = 1,285 \text{ А.}$$

Допустимое обратное напряжение диода  $VD2$  должно удовлетворять условию (50)

$$U_{обр\max} > \frac{U_{вых}}{n}, \quad U_{обр\max} > \frac{16}{1} = 16 \text{ В.}$$

Из табл. 5П выбирается диод КД202А, у которого  $I_{п\max} = 3 \text{ А}$ ,  $U_{обр\max} = 50 \text{ В}$ .

### 9. Расчет и выбор транзистора $VT1$ .

Рассчитывается амплитуда тока эмиттера

$$I_{эт} = \frac{U_{п}}{R_{н}}, \quad I_{эт} = \frac{20}{49,70} = 0,402 \text{ А,}$$

где  $R_{н} = \frac{R_1 \cdot R'_6}{R_1 + R'_6} = \frac{8,2 \cdot 10^3 \cdot 50}{8,2 \cdot 10^3 + 50} = 49,70 \text{ Ом.}$

Постоянная составляющая тока эмиттера

$$I_{эп} = \frac{I_{эт}}{K_3}; \quad I_{эп} = \frac{0,402}{0,95} = 0,424 \text{ А,}$$

где  $K_3 = 0,95$  — коэффициент запаса.

Полагая  $I_{кп} \approx I_{эп}$ , рассчитывается мощность рассеяния

$$P_{к} = U_{кэ\min} \cdot I_{кп}; \quad P_{к} = 1 \cdot 0,424 = 0,424 \text{ Вт,}$$

где  $U_{кэ\min} = 1 \text{ В}$ .

Из табл. 2П выбирается транзистор ГТ402Г, у которого  $P_{к\text{доп}} = 0,6 \text{ Вт}$ ,  $T_{п\max} = 85^{\circ}\text{С}$ ,  $I_{к\text{доп}} = 0,5 \text{ А}$ ,  $U_{к\text{доп}} = 40 \text{ В}$ ,  $h_{21э} = 60$ ,

Допустимая мощность, рассеиваемая коллектором транзистора при температуре окружающей среды  $T_{\max}$

$$P'_{\text{кноп}} = P_{\text{кноп}} \cdot \frac{T_{\text{нmax}} - T_m}{T_{\text{нmax}} - T_0}, \quad P'_{\text{кноп}} = 0,6 \cdot \frac{85 - 40}{85 - 25} = 0,4 \text{ Вт},$$

$$P'_{\text{кноп}} > P_{\text{к}}, \quad 0,4 \approx 0,424,$$

где  $T_0 = 25^\circ\text{C}$  — температура окружающей среды, при которой нормируется  $P_{\text{кноп}}$ ;

$T_m = 40^\circ\text{C}$  — наибольшая температура окружающей среды, заданная в условии.

Постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{\text{кп}} = \frac{I_{\text{эп}} \cdot h_{21э}}{h_{21э} + 1}, \quad I_{\text{кп}} = \frac{0,424 \cdot 60}{60 + 1} = 0,410 \text{ А}.$$

Постоянная составляющая тока базы

$$I_{\text{бп}} = I_{\text{эп}} - I_{\text{кп}}, \quad I_{\text{бп}} = 0,424 - 0,410 = 0,014 \text{ А}.$$

По входной характеристике транзистора (рис. 2П) определяется  $\Delta I_{\text{Б}} = 0,014 \text{ А}$ ;  $U_{\text{БЭ}} = 0,10 \text{ В}$ ; рассчитывается входное сопротивление транзистора  $VТ1$ :

$$R_{\text{вхэ}} = \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta I_{\text{Б}}}, \quad R_{\text{вхэ}} = \frac{0,1}{0,014} = 7,14 \text{ Ом}.$$

Определяется входное напряжение БВУ:

$$U_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{эп}} \cdot R_{\text{вхэ}}}{h_{21э}} = \frac{0,424 \cdot 7,14}{60} = 0,10 \text{ В}.$$

10. Расчет параметров и выбор диода  $VD1$ .

Среднее значение допустимого прямого тока диода должно удовлетворять условию

$$I_{\text{пmax}} > \Delta I_{\text{Б}}, \text{ т.е. } I_{\text{пmax}} > 14 \text{ mA} \text{ и } U_{\text{обрmax}} > U_{\text{вх}}, \text{ т.е. } U_{\text{обрmax}} > 0,10 \text{ В}.$$

Из табл. 5П выбирается диод Д2Б, у которого  $I_{\text{пmax}} = 16 \text{ mA}$ ;  $U_{\text{обрmax}} = 30 \text{ В}$ .

11. Рассчитывается импульсный трансформатор БВУ.

По формуле (59) определяется сечение сердечника

$$S_c = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{0,1 \cdot f \cdot \lambda \cdot \Delta B \cdot P_y}, \quad S_c = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{0,1 \cdot 50 \cdot 0,1 \cdot 0,2 \cdot 4,77} = 0,345 \text{ см}^2,$$

где  $P_y = I_y^2 \cdot R_n = 0,3^2 \cdot 53 = 4,77 \text{ Вт}$ .

Выбирается Ш-образный магнитопровод из марганец-цинкового феррита с размером сердечника  $S_{\text{станд}} = a \cdot h = 10 \cdot 10 \text{ мм} = 1 \text{ см}^2$ .

$$S_{\text{станд}} > S_c, \quad 1 \text{ см}^2 > 0,345 \text{ см}^2.$$

Рассчитывается число витков первичной обмотки

$$\omega_1 = \frac{U_n \cdot t_{\text{и}} \cdot 10^4}{\Delta B \cdot S_{\text{станд}}}, \quad \omega_1 = \frac{20 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4}{0,2 \cdot 1} = 30 \text{ витков.}$$

Число витков вторичной обмотки

$$\omega_2 = n \cdot \omega_1, \quad \omega_2 = 1 \cdot 30 = 30 \text{ витков.}$$

Определяется диаметр провода обмоток:

$$d_1 \approx 0,2 \cdot \sqrt{I_{\text{кmax}} \cdot \frac{t_{\text{п}}}{T}}, \quad d_1 \approx 0,2 \cdot \sqrt{1828 \cdot \frac{30 \cdot 10^{-6}}{0,02}} = 0,331 \text{ мм.}$$

$$d_2 \approx 0,2 \cdot \sqrt{I_y \cdot \frac{t_{\text{п}}}{T}}, \quad d_2 \approx 0,2 \cdot \sqrt{300 \cdot \frac{30 \cdot 10^{-6}}{0,02}} = 0,134 \text{ мм.}$$

Из табл. 6.П выбирается обмоточный эмалированный медный провод марки ПЭВ-2 диаметром  $d_1 = 0,35 \text{ мм}$  и  $d_2 = 0,14 \text{ мм}$ .

# ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ПРОЕКТА

## 1. Расчет исходных данных для проектирования трансформатора

1.1. Угол коммутации диодов при  $I_d = I_{dн}$ .

1.2. Амплитудное  $E_{2m}$  и действующее  $E_2$  значения ЭДС вторичной обмотки трансформатора,

$$E_2 = E_{2m} / \sqrt{2}.$$

Величина  $E_{2m}$  определяется из условия получения заданного номинального выпрямленного напряжения при номинальном токе  $I_d = I_{dн}$ . В номинальном режиме величина угла управления  $\alpha_n$  принимается равной углу коммутации диодов при  $I_d = I_{dн}$ .

1.3. Коэффициент трансформации трансформатора.

При этом расчете принимается, что ЭДС первичной обмотки  $E_1$ , равна напряжению питания  $U_1$ .

1.4. Токи первичной и вторичной обмоток трансформатора в номинальном режиме  $I_{1н}$ ,  $I_{2н}$ .

1.5. Типовая мощность трансформатора в номинальном режиме.

## 2. Расчет и построение характеристик выпрямителя

1.1. Внешние характеристики выпрямителя. Нужно построить две характеристики: при  $\alpha = \alpha_p$  и  $\alpha = 1,4\alpha_p$ . Выражение (7) представляет собой уравнение прямой линии, поэтому для построения каждой характеристики достаточно рассчитать две точки:  $U_d$  при  $I_d = 0$  и  $U_d$  при  $I_d = I_{dн}$ . Для увеличения масштаба графика ось  $U_d$  можно начинать не с нуля.

2.2. Регулировочные характеристики выпрямителя.

Эти характеристики представляют собой зависимость выпрямленного напряжения от угла управления  $\alpha$  при постоянном значении тока нагрузки. Рассчитываются и строятся характеристики при  $I_d = 0$  и  $I_d = I_{dн}$ . Результаты расчета сведите в таблицу, выполненную по форме табл. 2.

Таблица 2

**Расчет регулировочных характеристик**

$\alpha$ , рад	0,524	1,047	1,57	2,093	2,627
$U_d$ при $I_d = 0$ , В					
$U_d$ при $I_d = I_{dн}$ , В					

2.3. Зависимости угла коммутации тиристорov  $\gamma$ , и угла сдвига фаз  $\phi$  от  $\alpha$  при  $I_d = I_{dн}$ . Расчеты ведутся для значений  $\alpha$ , приведенных в табл. 2. Результаты расчета, которые потребуются на следующем этапе, сведите в таблицу. Из графиков определите величины  $\gamma$ , и  $\phi$  при угле управления  $\alpha$ , равном заданному расчетному значению  $\alpha_p$ .

2.4. Зависимость коэффициента мощности от угла управления при  $I_d = I_{dн}$ .

Расчет и построение производятся для значений  $\alpha$ , приведенных в табл. 2. Результаты расчета сведите в таблицу.

**3. Выбор вентиляв выпрямительной установки**

Тип и количество вентиляв в плече моста выбираются из условия получения минимальной стоимости выпрямительной установки. Сравниваются варианты выполнения моста на тиристорах 8, 9 и 10-го классов с предельным током 250 А и 320 А и диодах 8, 9 и 10-го классов с предельным током 200 и 320 А. Параметры вентиляв и их стоимость приведены в табл. 3, 4.

Таблица 3

**Параметры и стоимость тиристорov**

Тип	Класс	Стоимость, руб.	$U_{п}$ , В	$I_{п}$ , А	$I_{дн}$ , А	$\Delta U_{вм}$ , В
ДЛ171-250	8	600	800	200	320	1,45
	9	630	900			
	10	660	1000			
ДЛ171-320	8	800	800	320	500	1,45
	9	850	900			
	10	900	1000			

Таблица 4

**Параметры и стоимость тиристорov**

Тип	Класс	Стоимость, руб.	$U_{п}$ , В	$I_{п}$ , А	$I_{дл}$ , А	$(di/dt)_{кр}$ , А/мкс	$\Delta U_{вм}$ , В
ТЛ171-250	8	1250	800	250	390	100	2,05
	9	1300	900				
	10	1350	1000				
ТЛ171-320	8	1300	800	320	500	100	1,65
	9	1350	900				
	10	1400	1000				

3.1. Число последовательно соединенных вентиляей в диодном плече моста.

3.2. Число последовательно соединенных вентиляей в тиристорном плече моста.

3.3. Число параллельных ветвей вентиляей в диодном плече моста.

3.4. Число параллельных ветвей в тиристорном плече моста.

3.5. Стоимость комплекта вентиляей диодного плеча моста. Результаты расчета сведите в таблицу, выполненную по форме табл. 5.

Таблица 5

Расчет стоимости комплекта вентиляей диодного плеча моста				
Тип	Класс	$n_{посл}$	$n_{пар}$	Стоимость комплекта, руб.
ДЛ161-200	8			
	9			
	10			
ДЛ171- 320	8			
	9			
	10			

3.6. Стоимость комплекта вентиляей тиристорного плеча моста. Форма расчетной таблицы аналогична форме табл. 5.

3.7. Выбранный комплект вентиляей. Указать тип и класс выбранных вентиляей,  $n_{посл}$ ,  $n_{пар}$ .

3.8. Проверка условия обеспечения допустимой скорости нарастания тока через тиристор.

Расчет значения  $\gamma_1$ , входящего в формулу (22), нужно производить при  $\alpha = 1,57$  рад, что соответствует минимуму  $\gamma_1$ , и при  $I_d = 1,6 I_{dн}$ . Сделать вывод о целесообразности установки добавочных дросселей.

3.9. Падение напряжения на диодном и тиристорном плечах моста в номинальном режиме.

При расчетах падение напряжения на одном вентиле принять равным половине максимально возможного значения  $\Delta U_{вм}$ , указанного в табл. 3, 4.

3.10. Коэффициент полезного действия выпрямительной установки в номинальном режиме.

3.11. Потери мощности в выпрямительной установке в номинальном режиме.

#### **4. Расчет индуктивности цепи выпрямленного тока**

4.1. Амплитудное значение первой гармонической составляющей выпрямленного напряжения.

Расчет ведется для значения  $\alpha + \gamma_1$ , равного заданному расчетному значению угла регулирования  $\alpha_p$ .

4.2. Индуктивность цепи выпрямленного тока.

Расчет ведется для заданного значения  $k_{нл}$  и  $I_d = I_{dн}$ .

#### **5. Расчет минимальной длительности импульса управления тиристором, обеспечивающей функционирование выпрямителя при максимальном угле управления**

5.1. Максимальный угол управления. При расчете  $\alpha_{max}$  принимается

$$U_{d\min} = 0,05U_{dн}.$$

5.2. Индуктивность трансформатора.

Расчетную формулу получить из выражения (3) с учетом

$$X_a = \omega L_a.$$

### 5.3. Сопротивление цепи протекания тока.

Значение  $R$  определяется из условия, что в номинальном режиме падение напряжения на этом сопротивлении составляет 5% от  $U_{dH}$ .

$$I_{dH} R = 0,05 U_{dH}.$$

### 5.4. Постоянная времени цепи протекания тока.

5.5. Минимальная длительность импульса управления тиристором.

Величина  $I_L$  принимается равной 1 А.

## 6. Силовая схема и временные диаграммы

Схема и диаграммы изображаются на одном листе миллиметровки простым карандашом. Помимо диаграмм изменения величин, приведенных на рис. 1, *a*, нужно показать диаграмму напряжения на вторичной обмотке трансформатора, а также диаграммы напряжений на тиристорах  $VS1$ ,  $VS2$  и диоде  $VD2$ . Прямое напряжение на вентиле показывается положительным, обратное — отрицательным.

Масштаб  $\vartheta$  на диаграммах — 0,4 рад/см. Вертикальный размер диаграмм однополярных величин должен составлять 1,5–2 см, а двуполярных — в два раза больше. Синусоиды нужно строить аккуратно, по нескольким расчетным точкам.

На диаграммах покажите величины

$$E_{2m}, \alpha = \alpha_p, I_d = I_{dH}, \frac{I_{dH}}{K_T}, \gamma_2 \text{ при } I_{dH},$$

$$\gamma_1 \text{ и } \varphi \text{ при } I_d = I_{dH} \text{ и } \alpha = \alpha_p.$$

Нужно указывать условные обозначения величин (так, как это сделано на рис. 1) и через знак равенства их численные значения, полученные в результате проведенных расчетов. Кроме этого, нужно рассчитать и указать на диаграммах величины скачков прямого и обратного напряжения на диоде и тиристоре, а также скачок выпрямленного напряжения в момент  $\alpha + \gamma_1$ .

## 7. Система управления выпрямителем

7.1. Структура системы управления и временные диаграммы. Сделайте рисунок, аналогичный рис. 3, но вместо условных обозначений функциональных блоков дайте их полные наименования.

7.2. Расчет диапазона изменения управляющего напряжения  $U_{упр}$ , обеспечивающего регулирование угла  $\alpha$  от  $\alpha_n$  до  $\alpha_{max}$ . При расчете принимается, что напряжение на выходе ГПН возрастает линейно с темпом 1 В/мс.

## 8. Расчет блока выходных усилителей

8.1. Выбор схемы блока выходных усилителей. Схема изображается на одном листе миллиметровки простым карандашом.

8.2. Выбор выходного транзистора блокинг-генератора.

8.3. Определение оптимального значения коэффициента трансформации импульсного трансформатора.

8.4. Емкость времязадающего конденсатора.

8.5. Индуктивность намагничивания импульсного трансформатора.

8.6. Максимальный коллекторный ток.

8.7. Длительность фронта импульса.

8.8. Сопротивление резистора (резисторов).

8.9. Расчет параметров и выбор диода  $VD2$ .

8.10. Расчет параметров и выбор транзистора  $VT1$  каскада предварительного усиления.

8.11. Расчет параметров и выбор диода  $VD1$ , пропускающего на базу транзистора  $VT1$  импульсы отрицательной полярности.

## 9. Расчет импульсного трансформатора БВУ

9.1. Выбор магнитопровода трансформатора и определение размеров сердечника.

9.2. Число витков первичной обмотки.

9.3. Число витков вторичной обмотки.

9.4. Выбор проводов обмоток.

## ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОДГОТОВКИ К ВЫПОЛНЕНИЮ И ЗАЩИТЕ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

**1. Принцип выпрямления переменного тока и основные схемы выпрямителей.**

**2. Коммутация тока в выпрямителях с индуктивной нагрузкой.**

В результате чего начинается коммутация тока диодов (тиристорov), почему угол коммутации не может быть равен нулю, от чего зависит его величина?

Как изменяются токи диодов (тиристорov) в процессе коммутации, чему равна их сумма?

Почему в период коммутации напряжение на вторичной обмотке трансформатора и выпрямленное напряжение равны нулю?

Под действием какой ЭДС протекает ток нагрузки после окончания коммутации диодов?

**3. Характеристики и параметры выпрямителя.**

Как регулируется выпрямленное напряжение, что такое регулировочная характеристика?

Что такое внешняя характеристика, почему выпрямленное напряжение уменьшается при увеличении тока нагрузки выпрямителя?

Какие параметры элементов схемы выпрямителя приняты равными нулю при расчете выпрямленного напряжения? Как повлиял бы их учет на положение внешней характеристики?

Что такое коэффициент мощности выпрямителя, от чего он зависит?

Что такое коэффициент искажения тока?

Какую форму имеют кривые тока в обмотках трансформатора, каким методом определяется их гармонический состав?

Что такое типовая мощность трансформатора?

Какие нормируемые параметры диодов и тиристорov используются для расчета выпрямительной установки?

Почему выпрямительные установки мощных преобразователей ЭПС всегда имеют принудительное охлаждение?

**4. Сглаживание выпрямленного тока.**

Что такое коэффициент пульсаций выпрямленного тока  $k_{\text{п}}$ ?

За счет чего пульсации тока в обмотке возбуждения меньше пульсаций тока якоря?

От чего зависит амплитудное значение первой гармонической составляющей выпрямленного тока?

Какую частоту имеет первая гармоническая составляющая выпрямленного напряжения, как рассчитывается ее амплитудное значение?

Как влияет длительность импульса управления тиристором на минимальное значение выпрямленного напряжения? Что такое постоянная времени цепи протекания тока?

### **5. Система управления выпрямителем.**

Как включается тиристор?

Как выглядит структура системы и в чем состоит назначение функциональных блоков?

## ***ПРИЛОЖЕНИЯ***

Таблица 1П. Параметры транзисторов типа *p-n-p* средней и большой мощности

Транзистор	П201Э	П210А	П203Э	ГТ403Б	П601И	П605	П4БЭ	П214Г	П215	П217	ГТ701А	ГТ905А	ГТ905Б	П21Э
Параметр														
Предельно-допустимое напряжение коллектор-база, $U_{кб,доп}$ , В	45	65	70	45	25	40	60	60	70	60	55	75	60	45
Предельно-допустимое напряжение коллектор-эмиттер, $U_{кэ,доп}$ , В	30	65	55	30	25	45	50	55	70	60	55	75	60	40
Максимальная рабочая частота, $f$ , МГц	0,1	0,1	0,2	0,08	20	5	0,15	0,15	0,15	0,1	0,05	20	20	0,15
Максимальный постоянный ток коллектора, $I_{к,доп}$ , А	1,5	1,2	2	1,25	0,25	0,25	5	5	5	7,5	12	3	3	5
Допустимая мощность рассеивания, $P_{к,доп}$ , Вт	1	1,5	1	0,5	0,5	0,5	3	10	10	30	50	1,2	1,2	11,5
Статический коэффициент усиления, $h_{21э}$	20	15	20	50–150	2	20–60	15–40	20–150	20–150	15	10	35–100	35–100	20–50
Объемное сопротивление базы, $R'_б$ , Ом								2	4,0	–	–	50		–
Емкость коллекторного перехода, $C_{к'}$ , пФ	–	–		–	2500	2000						85	85	–
Максимальная температура перехода, $T_{п,макс}$ , °С	70	85	85	85	85	85	90	85	85	85	85	85	85	85

Таблица 2П. Параметры транзисторов типа *p-n-p* малой мощности

Транзистор	МП20А	МП25	МП26Б	МП41Д	МП42В	МП115	КТ343Т	КТ316В	П416	ПТ308А	ПТ320Б	ПТ321В	КТ315Б	КТ343Т	КТ352Б	ПТ402Т
Параметр																
Предельно-допустимое напряжение коллектор-база, $U_{кб.доп}$ , В	50	40	70	30	15	30	17	20	15	20	15	60	15	17	20	40
Предельно-допустимое напряжение коллектор-эмиттер, $U_{ке.доп}$ , В	30	40	70	30	15	30	17	15	15	15	12	50	15	17	15	40
Максимальная рабочая частота, $f$ , МГц	2,0	0,2	0,5	1,0	1,0	0,1	100	100	65	150	200	20	150	100	100	0,015
Максимальный постоянный ток коллектора, $I_{к.доп}$ , мА	30	40	50	40	30	10	50	40	25	50	150	200	100	50	40	500
Допустимая мощность рассеивания, $P_{к.доп}$ , мВт	150	200	200	150	150	150	200	200	100	150	200	160	150	100	200	600
Статический коэффициент усиления $H_{21э}$	50–150	13–25	30–80	50–100	45–100	9–45	30	40–120	20–80	20–75	50–120	80–200	50–350	30	70–300	50–150
Объемное сопротивление базы, $R'_б$ , Ом	150	160	160	100–220	200	300	20	500	200	170	7,5	7,5	50	300	200	200
Емкость коллекторного перехода, $C_{кэ}$ , пФ	15–30	70	50	20–60	50	170	6	3	40	25	80	80	5	8	30	10
Максимальная температура перехода, $T_{пmax}$ , °С	85	75	75	60	85	70	80	75	60	85	90	85	120	120	120	85

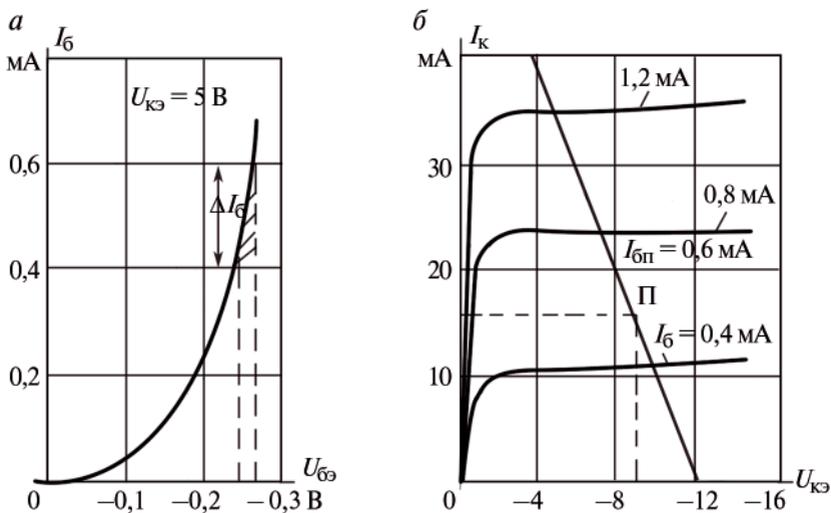


Рис. 1П. Характеристики транзистора МП41А в схеме с ОЭ:  
а) входная; б) выходные

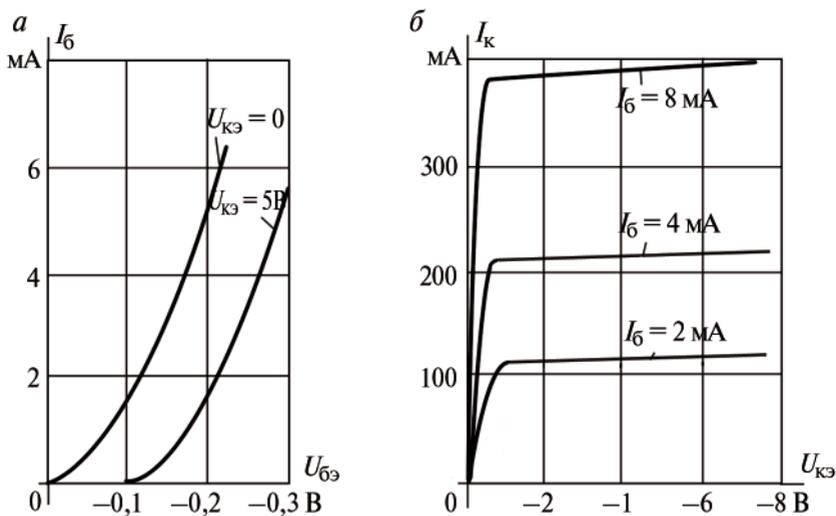


Рис. 2П. Характеристики транзистора ГТ402Г в схеме с ОЭ:  
а) входные; б) выходные

## Ряды номинальных сопротивлений

Номинальные сопротивления с допустимыми отклонениями  $\pm 5$ ,  $\pm 10$ ,  $\pm 20\%$  должны соответствовать числам, приведенным в табл. 3.1П, и числам, полученным умножением этих чисел на  $10^n$ , где  $n$  — целое положительное или отрицательное число.

Таблица 3.1П

Допускаемое отклонение величины сопротивления от номинального значения, %, для ряда E					
E24, $\pm 5$	E12; $\pm 10$	E6; $+20$	E24; $\pm 5$	E12; $\pm 10$	E6; $\pm 20$
1,0	1,0	1,0	3,6		
1,1			3,9	3,9	
1,2	1, 2		4,3		
1,5	1,5	1,5	4, 7	4, 7	4, 7
1,6			5, 1		
1,8	1,8		5,6	5,6	
2,0			6, 2		
2,2	2,2	2, 2	6,8	6,8	6, 8
2,4			7,5		
2,7	2,7		8, 2	8, 2	
3,0			9, 1		
3,3	3,3	3,3			

Таблица 3.2П

Резистор	Номинальная мощность, Вт	Допустимые отклонения сопротивлений, %	Пределы номинальных сопротивлений, Ом
МЛТ	0, 125; 0, 25; 0,5; 1,0; 2,0;	$\pm 5$ ; $\pm 5$ ; $\pm 10$ ; $\pm 10$ ; $\pm 20$	$51-2,2 \cdot 10^6$ ; $100-5,1 \cdot 10^6$ ; $100-10 \cdot 10^6$
С2-13	0,25; 0,5; 1,0	$\pm 0,1$ ; $\pm 0,5$ ; $\pm 2,0$	$1 - 10^6$
С5-5	1,0	$\pm 1$ ; $\pm 2$ ; $\pm 5$	$1-13 \cdot 10^3$ ; $11-13 \cdot 10^3$ ; $56-13 \cdot 10^3$
СП5-2, СП5-3	1,0	$\pm 5$ ; $\pm 10$	100-47000
ППБ	1,0 — 50	$\pm 5$ ; $\pm 10$	100-1000

Номинальная емкость с допустимыми отклонениями  $\pm 5$ ;  $+80\%$  должна соответствовать числам, приведенным в табл. 6.1П, и числам, полученным умножением этих чисел на  $10^n$ , где  $n$  — целое положительное или отрицательное число.

**Таблица 4.1П. Параметры неэлектролитических конденсаторов**

Конденсатор	Наименование	Номинальная емкость		Рабочее напряжение, В
		Пределы	Допустимые отклонения, %	
МБМ	Металлобумажные	0,05–1 мкФ	$\pm 10$ ; $\pm 20$	160–1500
ИБГО-2	– » –	2–30 мкФ	$\pm 10$ ; $\pm 20$	160
БМТ	Бумажные	470–28000 пФ	$\pm 10$ ; $\pm 20$	400; 600
К40 П2	- » -	1000–0,047 мкФ	$\pm 5$ ; $\pm 10$ ; $\pm 20$	400
К10-7	Керамические	28–47000 пФ	$\pm 10$ ; $+80$	25–250
К10 У5	– » –	4700 пФ–2,2 мкФ	$-20$ – $+80$	3–100
К74-8	Пленочные лавсановые	1000 пФ–1 мкФ	$\pm 10$ ; $\pm 20$ ; $\pm 30$	50–630
К70-6	Пленочные полистироловые	22 пФ–0,01 мкФ	$\pm 5$ ; $\pm 10$ ; $\pm 20$	35; 50
К70-7	Пленочные	150–500000 пФ	$\pm 0,3$ ; $\pm 2$	100; 250;
ССГ	Серебряно-слодяные	150 пФ–0,2 мкФ	$\pm 0,3$ ; $\pm 5$	35–175
СГМ1-4	Слодяные	51–10000 пФ	$\pm 5$ ; $\pm 10$ ; $\pm 20$	40

**Таблица 4.2П. Параметры электролитических конденсаторов**

Конденсатор	Наименование	Номинальная емкость		Рабочее напряжение, В
		Пределы	Допустимые отклонения, %	
К50-6, КП0-16	Электролитический	1–4000 мкФ	$+50$ ... $-20$	6,3–160
К30-20	– « –	1–5000 мкФ	$+50$ ... $-20$	6,3–450
К50-15	Электролитический неполярный	4,7–100 мкФ	$+80$ ... $-20$	25–100
К53-4	Оксидно-полупроводниковый	0,68–100 мкФ	$\pm 10$ ; $+20$ ; $+30$	6; 15; 20

**Таблица 4.3П. Номиналы электролитических конденсаторов  
К50-6, К50-16 и их рабочие напряжения**

Рабочее напряжение	Номинальная емкость, мкФ	Рабочее напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ
6,3	5	16; 25	100
	10		200
	20		500
	50		1000
	100		2000
	200		4000
	500		
10	10	50	1
	20		2
	50		5
	100		10
	200		20
	500		50
	1000		100
	2000		200
	4000		500
			1000
16; 25	1	100; 160	1
	2		2
	5		5
	10		10
	20		20
	50		

**Таблица 5П. Параметры некоторых диодов и диодных блоков**

Тип	$I_n$ , мА	$U_{обр}$ , В	$\Delta U_{пр}$ , В	$I_{обр}$ , мкА	$f$ , кГц	$T$ , °С
ГД107В	2,5	20	0,4	1000	—	–60; + 60
Д2В	16	30	1,0	400	100	–60; + 60
Д9Г	30	30	1,0	250	100	–55; + 60
Д206	100	100	1,0	200	1,0	–60; + 100
Д219А	100	70	1,1	5	—	–60; + 125
Д229В	400	100	1,0	200	1,0	–80; + 85
Д226В	300	400	1,0	300	1,0	–60; + 80
Д242	10 000	100	1,2	3000	1,2	–60; + 125
Д302	1000	200	0,3	800	1,0	–60; + 70
КД 103А	100	50	1,0	0,5	—	–60; + 100
КД202А	3000	50	1,0	500	20,0	–60; + 100
КД203Б	10 000	800	1,0	1500	1,0	–60; + 100
Д223Б	50	150	1,0	1,0	$20 \cdot 10^3$	–60; + 100
КД512А	15	15	1,0	5,0	—	–40; + 100
Д1009А	300	1000	2,5	100	1,0	–60; + 125
КЦ402А	1000	600	4,0	125	15	–40; + 85
КЦ409Г	3000	300	2,5	3000	—	–40; + 85

**Таблица 6П. Ассортимент и расчетные размеры эмалированных медных обмоточных проводов**

Номинальный диаметр голой проволоки, мм	Наружные диаметры, мм			Номинальный диаметр голой проволоки, мм	Наружные диаметры, мм		
	ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2		ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2
0,05	0,062	0,07	—	0,41	0,445	0,447	0,450
0,06	0,072	0,083	0,087	0,44	0,475	0,477	0,480
0,07	0,082	0,093	0,097	0,47	0,505	0,507	0,510
0,08	0,092	0,103	0,107	0,49	0,525	0,527	0,530
0,09	0,102	0,113	0,117	0,51	0,550	0,555	0,565
0,10	0,115	0,123	0,127	0,53	0,570	0,575	0,585
0,11	0,125	0,133	0,137	0,55	0,590	0,595	0,605
0,12	0,135	0,143	0,147	0,57	0,610	0,615	0,625
0,13	0,145	0,153	0,157	0,59	0,630	0,635	0,645
0,14	0,155	0,163	0,167	0,62	0,660	0,665	0,675
0,15	0,168	0,177	0,180	0,64	0,680	0,685	0,700
0,16	0,178	0,187	0,190	0,67	0,710	0,715	0,730
0,17	0,188	0,197	0,200	0,69	0,730	0,735	0,750
0,18	0,198	0,207	0,210	0,72	0,770	0,765	0,780
0,19	0,208	0,217	0,220	0,74	0,790	0,797	0,805
0,20	0,222	0,227	0,230	0,77	0,820	0,827	0,835
0,21	0,232	0,237	0,240	0,80	0,850	0,857	0,865
0,23	0,252	0,260	0,265	0,83	0,880	0,887	0,895
0,25	0,272	0,280	0,285	0,86	0,910	0,917	0,925
0,27	0,296	0,300	0,305	0,90	0,950	0,957	0,965
0,29	0,316	0,320	0,325	0,93	0,980	0,987	0,995
0,31	0,340	0,340	0,345	0,96	1,01	1,017	1,025
0,33	0,360	0,360	0,365	1,00	1,06	1,07	1,08
0,35	0,380	0,380	0,390	1,04	1,10	1,11	1,12
0,38	0,410	0,410	0,420	1,08	1,14	1,15	1,16