

**МИНИСТЕРСТВО ТРАНСПОРТА РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«РОССИЙСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ТРАНСПОРТА (МИИТ)»
(РУТ (МИИТ))**

Одобрено кафедрой
«ТЯГОВЫЙ ПОДВИЖНОЙ СОСТАВ»

Протокол № _____ от _____ 201
г.
Автор: _____

ЗАДАНИЕ НА КУРСОВОЙ ПРОЕКТ С МЕТОДИЧЕСКИМИ УКАЗАНИЯМИ

ПО ДИСЦИПЛИНЕ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА

Уровень ВО: *Специалитет*

Форма обучения: *Заочная*

Курс: *5*

Специальность/Направление: *23.05.03 Подвижной состав железных дорог (ПСС)*

Специализация/Профиль/Магистерская программа: *Все специализации*

Москва

Составитель - к.т.н., доцент С.И.Баташов

Рецензент - д.т.н., профессор А.С.Космодамианский

© Московский государственный университет путей сообщения, 2015

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. Баташов С.И. Электронная и преобразовательная техника. Уч. пос. для вузов. - М.: МИИТ, 2010, – 150с.
2. Попков О.З. Основы преобразовательной техники: Уч. пос. для вузов. - М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 200с.
3. Грищенко А.В. Электрические машины и преобразователи подвижного состава. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 320 с.

Дополнительная

4. Баташов С.И., Попов 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. Астраханцев Л.А., Макаров В.В. Проектирование системы управления тиристорным преобразователем: Учебное пособие. - Иркутск, 1997. - 99 с.
6. Чебовский 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 α_p ;
- относительное значение напряжения короткого замыкания u_k ;
- коэффициент пульсаций выпрямленного тока $k_{Пл}$;
- амплитуда импульсов управления тиристорами U_y ;
- ток управления тиристором I_y ;
- длительность импульсов управления тиристорами $t_{и}$;
- длительность фронта и среза импульсов управления тиристорами $t_{\phi} = 5$ мкс;
- максимальная температура окружающей среды T_m .

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

Таблица 1. Исходные данные для расчета

Параметр	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
	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
$T_m, ^\circ C$	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 выбирают 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, а). 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 Т, 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 э.д.с. 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.

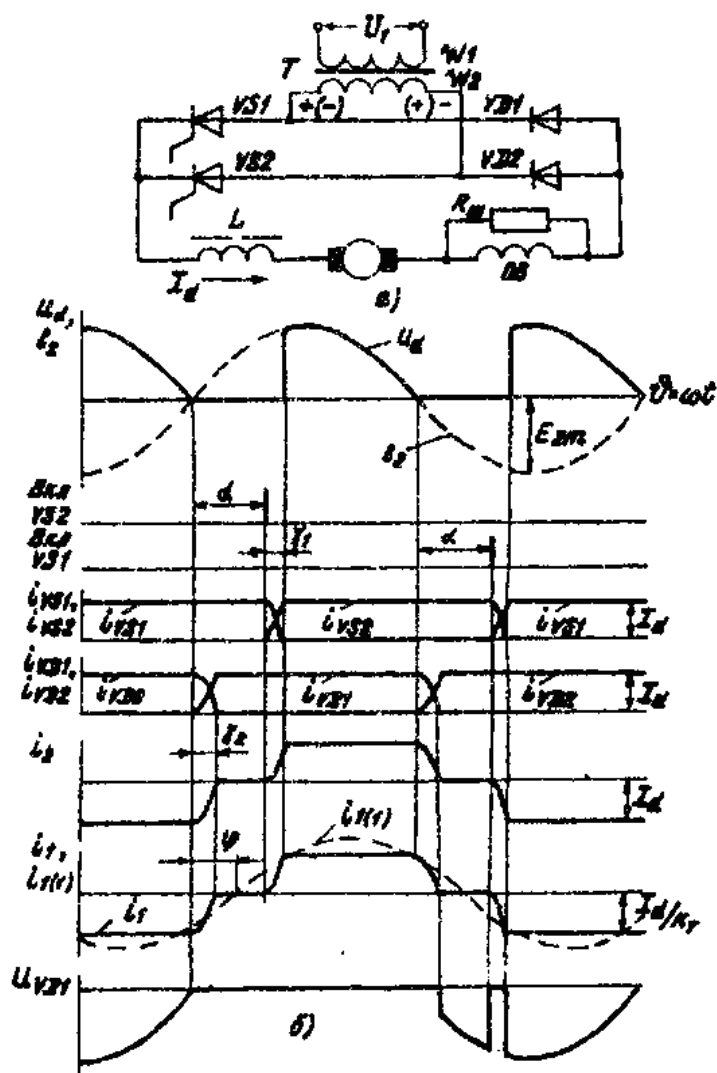


Рис. 1

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 запариванию 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_a . При изменении i_2 в обмотке w_2 помимо ЭДС взаимоиндукции e_2 появляется ЭДС самоиндукции e_L , задерживающая процесс спада тока до нуля на угол коммутации диодов γ_2

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

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 обмотки пренебрежимо мало, получаем уравнение, позволяющее определить угол γ_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;

$I_{дн}$ — номинальный ток нагрузки.

Из выражений (2), (3) получаем

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

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 на тиристор определяется углом управления α , 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 γ , 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

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

Из выражения (5) следует, что длительность процесса коммутации тиристорov зависит от тока нагрузки I_d , причем, чем больше I_d , тем больше угол γ_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 α 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 π радиан. В интервале от 0 до $\alpha + \gamma_1$, значение u_d равно нулю, а в интервале от $\alpha + \gamma_1$ до π оно меняется по закону $E_{2m} \sin v$.

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

Зависимость U_d от тока нагрузки I_d при постоянном угле управления α называется внешней характеристикой выпрямителя. При принятых допущениях (см. с. 6) уменьшение U_d при увеличении I_d связано только с изменением γ_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 γ_2 и γ_1 . При таком допущении форму тока можно считать прямоугольной, причем в интервале от 0 до α ток равен нулю, а в интервале от α до π 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

$$i_1 = \frac{i_2}{k_m}$$

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

Действующее значение тока первичной обмотки

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

Одним из основных параметров, во многом определяющим экономические показатели системы, является коэффициент мощности выпрямителя χ , 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;

φ — 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

$$\chi = v \cos \varphi$$

Угол сдвига фаз между $i_{1(1)}$ и u_1 зависит от углов α , γ_1 и γ_2 ,

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

Для расчета $I_{1(1)}$ прямоугольная (γ_2 и γ_1 , как и ранее, пренебрегаем) кривая тока первичной обмотки разлагается в ряд Фурье. Первый гармонический член ряда имеет амплитуду

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

Действующее значение первой гармонической составляющей тока первичной обмотки

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

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 2π , 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, а условно показано, что каждое плечо моста содержит один тиристор или диод. У преобразователей электроподвижного состава значения токов и напряжений настолько велики, что не удастся выбрать один вентиль с соответствующими параметрами, и плечо моста всегда содержит несколько последовательно-параллельно соединенных вентилях.

Число последовательно соединенных вентилях $n_{\text{посл}}$ 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_n , равное классу вентиля, умноженному на 100,

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

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:

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

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

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

$I_{\text{дм}}$ — 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;

$k_n=0,85$ — коэффициент, учитывающий неравномерное распределение тока между параллельными ветвями, связанное с разбросом вольт-амперных характеристик вентилях.

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

$$\left(\frac{di}{dt} \right)_{кр} \geq \frac{I_{dн} k_{нep} \omega}{n_{нар} k_{н} \gamma_1}. \quad (22)$$

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

$$\Delta U_{нл} = n_{посл} \Delta U_B, \quad (23)$$

где ΔU_B — падение напряжения на открытом вентиле, берется из справочных данных.

Коэффициент полезного действия выпрямительной установки

$$\eta_{ев} = \frac{U_d - (\Delta U_{нлд} + \Delta U_{нлт})}{U_d}, \quad (24)$$

где $\Delta U_{нлд}$ — падение напряжения на диодном плече моста;

$\Delta U_{нлт}$ — падение напряжения на тиристорном плече моста.

Потери мощности в выпрямительной установке

$$\Delta P_{ев} = I_d (\Delta U_{нлд} + \Delta U_{нлт}). \quad (25)$$

У преобразователей ЭПС эти потери настолько велики, что для обеспечения допустимой температуры приходится использовать вентили с минимальными значениями ΔU_B 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

$$k_{II} = \frac{I_{d \max} - I_{d \min}}{2I_d}.$$

где I_d — среднее значение тока.

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

$$k_{II1} = \frac{I_{dm1}}{I_d}, \quad (26)$$

где I_{dm1} — амплитудное значение первой гармонической составляющей выпрямленного тока.

Для обеспечения требуемого значения коэффициента пульсаций (в цепи тягового двигателя максимально допустимое значение k_{II} составляет 0,25-0,3) последовательно с двигателем включается дроссель, который называют сглаживающим реактором. Индуктивность дросселя $L_{др}$ и индуктивность двигателя $L_{дв}$ в сумме дают индуктивность цепи нагрузки

$$L_d = L_{др} + L_{дв}.$$

Связь между k_{II} 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 $R_{ш}$, сопротивление которого значительно меньше полного сопротивления обмотки возбуждения. В результате основная часть переменной составляющей i_d проходит через $R_{ш}$, минуя обмотку возбуждения.

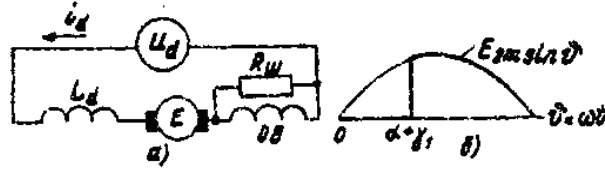


Рис. 2

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

$$I_{dm1} = \frac{U_{dm1}}{X_d}, \quad (27)$$

где U_{dm1} — 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 $k_{П1}$,

$$L_d = \frac{U_{dm1}}{4\pi f_c k_{П1} I_d}. \quad (29)$$

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

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^T u_d(\vartheta) \sin \frac{2\pi}{T} \vartheta d\vartheta;$$

$$U_{dm1} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}. \quad (30)$$

В соответствии с рис. 2 б период T функции $u_d(\vartheta)$ равен π . С учетом того, что в интервале от $\alpha + \gamma_1$ до π $u_d = E_{2m} \sin \vartheta$ 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_n 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_{dmin} , которое и определяет величину α_{max} . Принимая в формуле (7) $I_d = 0$, получаем

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

Управляющие импульсы на тиристоры вырабатываются системой управления выпрямителем.

ПРИНЦИП РАБОТЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

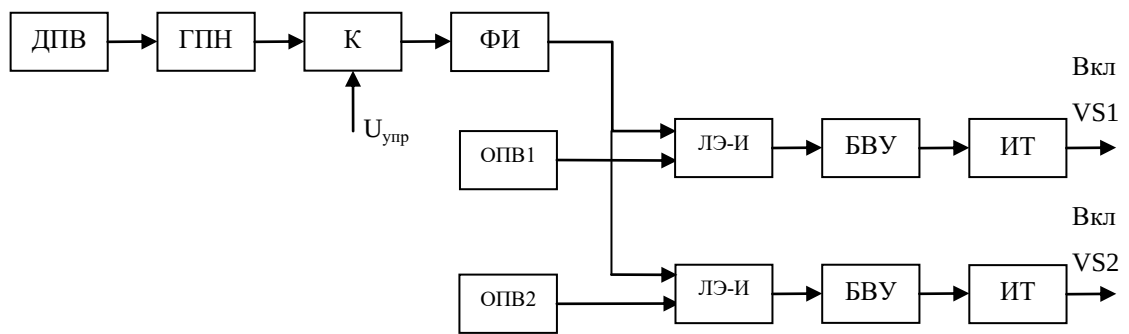
Функциональное назначение преобразователя, конструкция и параметры элементов, принцип действия, процессы, возникающие в электрической цепи во время работа, определяют требования к системе формирования импульсов управления тиристорами:

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

а)



б)

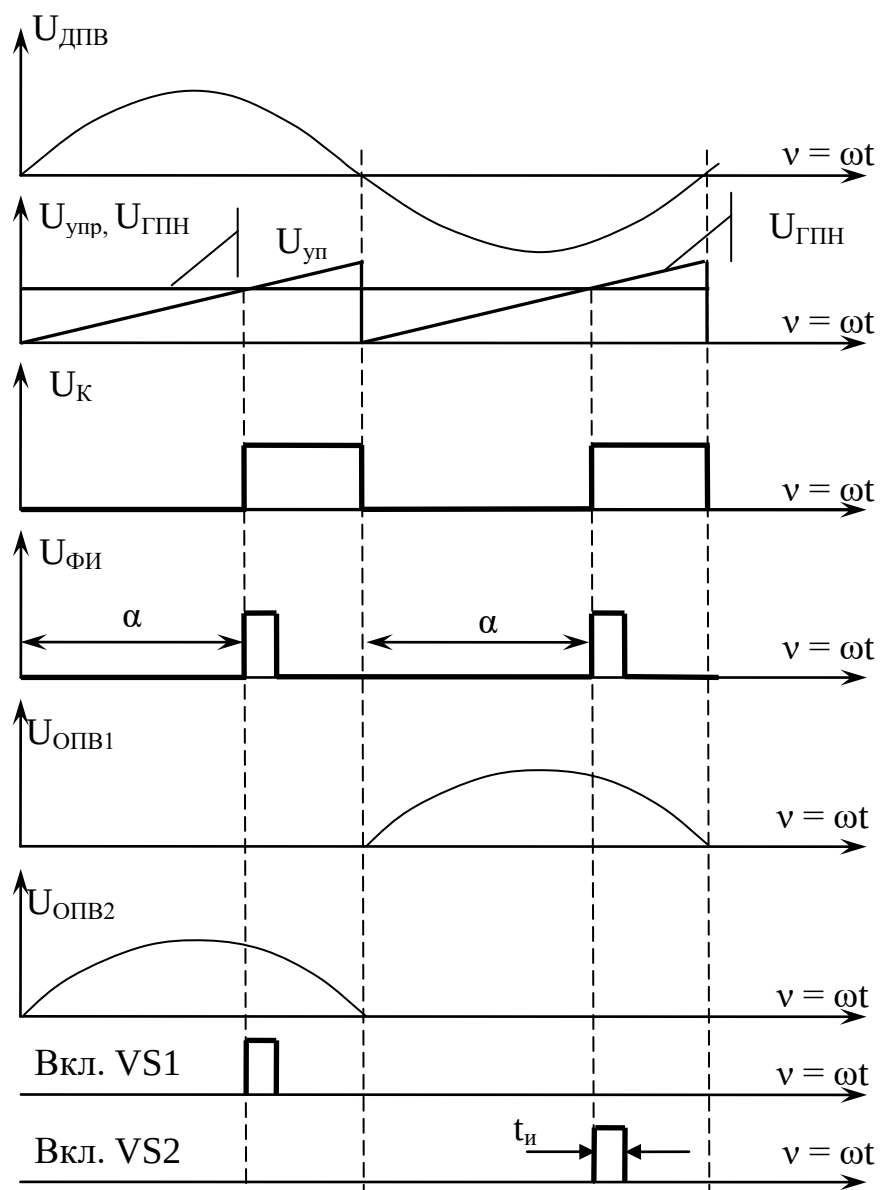


Рис. 3

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 $u_{гпн}$ сравнивается с $U_{упр}$, 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 тириستоров 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 тириستоров силовой схемы.

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

Блоки фазового управления (БФУ)

Блоки фазового управления предназначены для преобразования напряжения управления $U_{упр}$, 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.

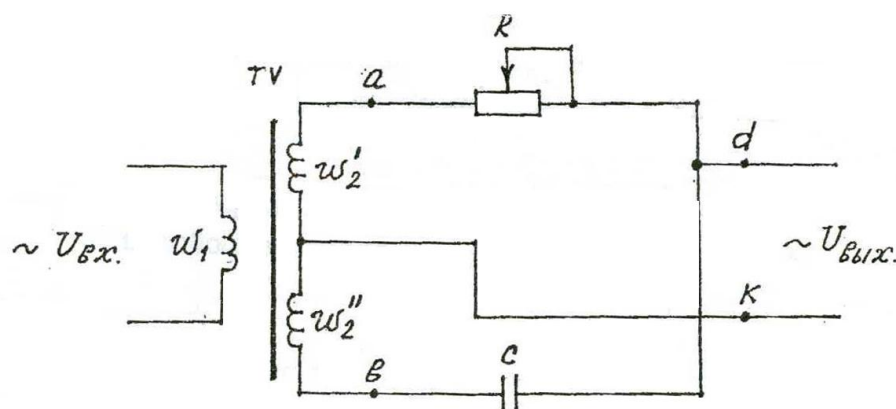


Рис..4. Принципиальная электрическая схема ФСУ горизонтального принципа

Системы ФСУ вертикального принципа содержат генераторы пилообразного напряжения (ГПН) и элементы сравнения (ЭС) - компараторы. На вход элемента сравнения обычно подают разность напряжений $U_{ГПН}$ и постоянного, регулируемого по величине, напряжения управления $U_{уп}$ (рис.5), подаваемого от блока управления (БУ).

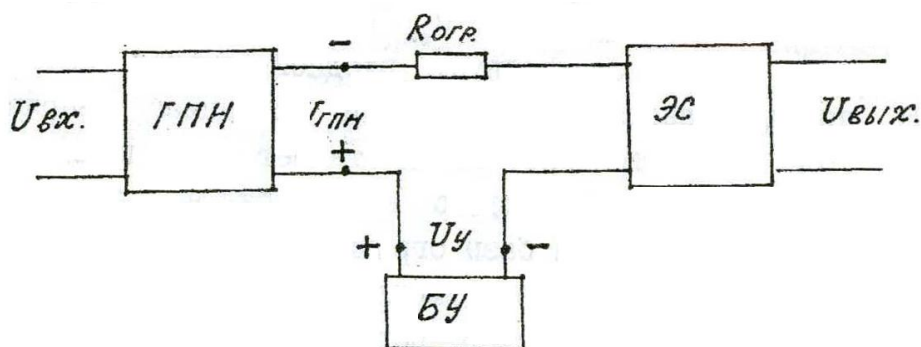


Рис.5. Блок-схема системы ФУ вертикального принципа

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 С2 (рис.6).

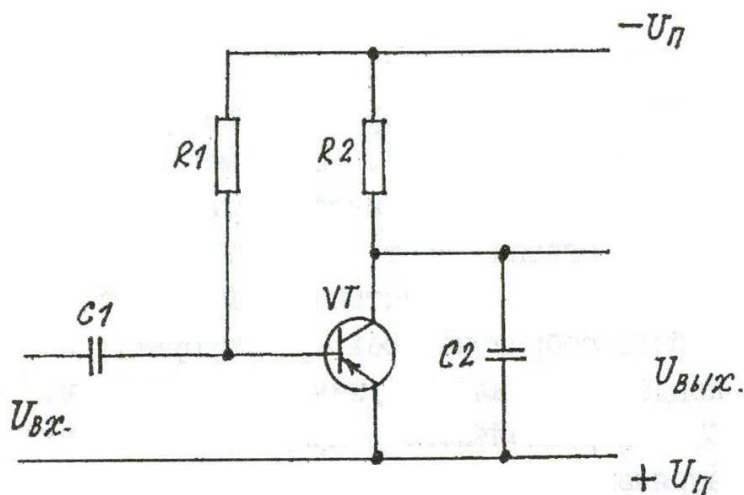


Рис.6. Принципиальная электрическая схема ГПН на транзисторе

На вход ГПН поступает напряжение $U_{вх}$ прямоугольной формы. В исходном состоянии, когда отсутствует входной сигнал на базу транзистора VT прикладывается отрицательный потенциал напряжения $-U_n$ через R1. Ток базы транзистора протекает по цепи $+U_n$, эмиттер-база VT, R1, $-U_n$. 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 $+U_n$, C2, R2, $-U_n$. Сопротивление резистора C2 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).

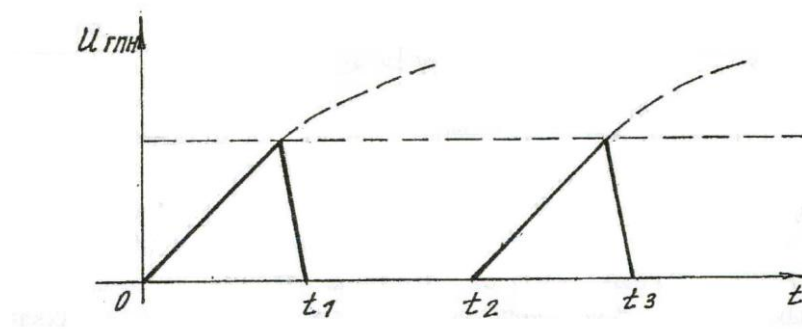


Рис.7. Временная диаграмма напряжения на выходе ГПН

С прекращением подачи входного сигнала транзистор VT снова переходит в режим насыщения, и конденсатор C2 быстро разряжается по цепи: нижняя пластина конденсатора C2, эмиттер-коллектор VT, верхняя пластина конденсатора C2. Далее в момент времени t_2 начинается следующий цикл заряда конденсатора. Для обеспечения линейного повышения напряжения $u_{ГПН}$ 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 $U_{ГПН} - U_{УПР}$ прикладывается к эмиттеру и базе транзистора VT2. Напряжение $U_{ГПН}$ для транзистора является отпирающим, а напряжение $U_{У}$ - запирающим. Когда $U_{ГПН}$ меньше напряжения управления $U_{УПР}$, транзистор VT2 находится в режиме отсечки, так как положительный потенциал результирующего напряжения $U_{ГПН} - U_{УПР}$ прикладывается к базе транзистора, а от-

рицательный потенциал этого напряжения прикладывается к эмиттеру транзистора. В момент равенства напряжения $U_{гпн}$ и напряжения $U_{упр}$ (точка А на рис.3) на базе транзистора VT2 изменяется потенциал с положительного на отрицательный, и тиристор мгновенно переходит из режима отсечки в режим насыщения. Ток коллектора транзистора VT2 протекает по цепи $+U_{п2}$, эмиттер-коллектор VT2, R4, - $U_{п2}$. Падение напряжения на резисторе R2 является выходным импульсом напряжения $U_{вых}$, смещенным по фазе на угол α относительно переменного напряжения U на силовых тиристорах преобразователя. В момент равенства напряжений $U_{гпн}$ и $U_{упр}$ на базе транзистора VT2 появляется положительный потенциал результирующего напряжения, и транзистор переходит в режим отсечки. В блоке управления (БУ) напряжение управления U_y можно изменять, то есть сдвигать линию $U_{упр}$ по вертикали (что определило и название ФСУ вертикального принципа). Сдвигом линии $U_{упр}$ по вертикали можно перемещать точку А вправо или влево и изменять таким образом угол управления тиристорами α .

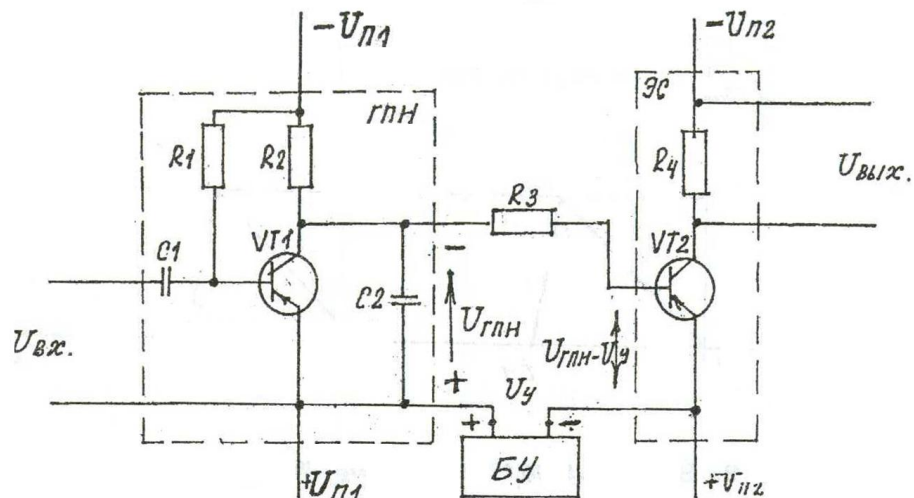


Рис.8. Принципиальная электрическая схема ФСУ вертикального принципа с транзисторным ЭС

ФСУ вертикального принципа практически нечувствительны к амплитудным и фазовым искажениям напряжения в сети, поэтому обеспечивают высокую точность регулирования угла управления тиристорами α .

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 $U_{\text{ВЫХ}} = -R_u \cdot U_{\text{ВХ2}}$.

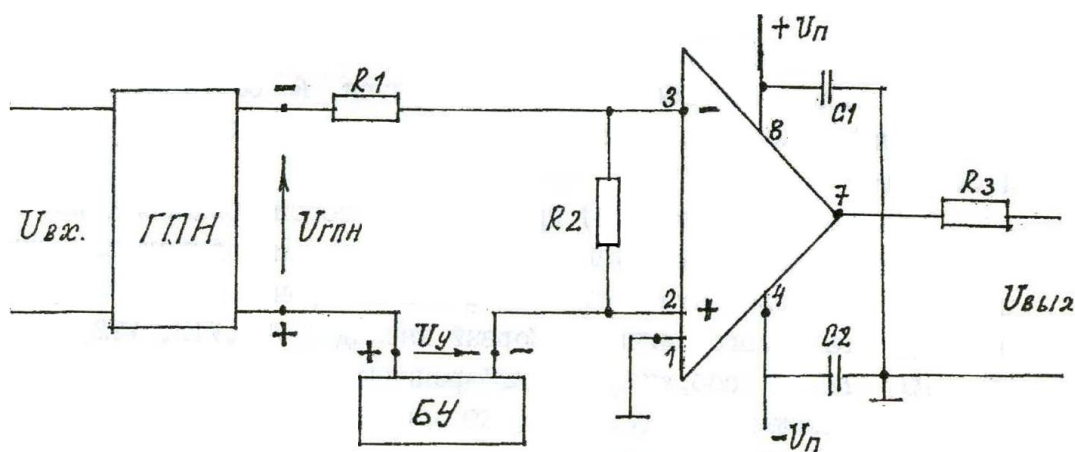


Рис.9. ФСУ вертикального принципа с элементом сравнения на операционном усилителе

Питание операционного усилителя можно осуществлять от двухполярного источника э.д.с. 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, одновибраторы и блокинг-генераторы, работающие в ждущем режиме. На выходе триггеров, одновибраторов, 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, одновибратора, в импульсы экспоненциальной формы с крутым передним фронтом.

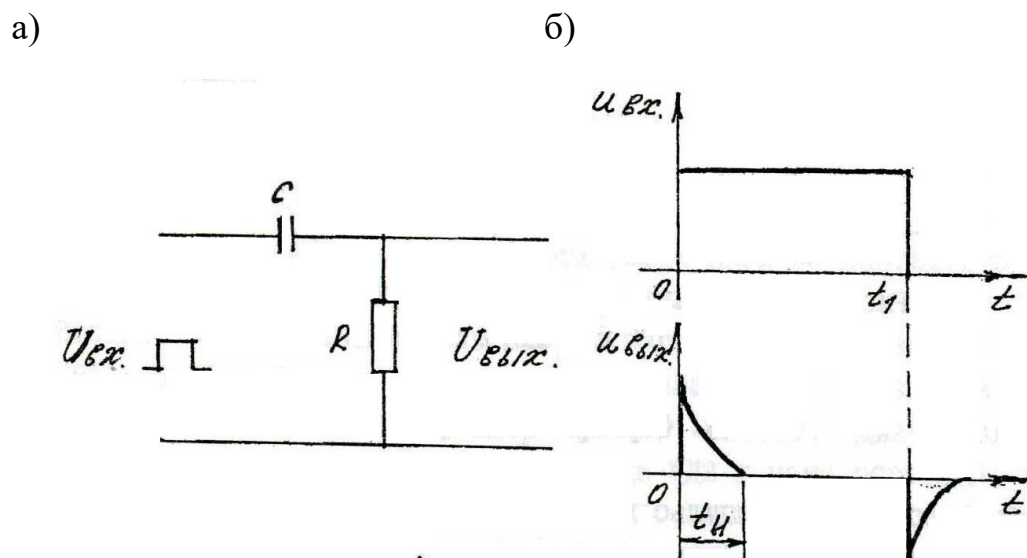


Рис.10, Принципиальная электрическая схема ФИ (а) и временные диаграммы напряжений (б)

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

де 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 отпирания 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 выходного усилителя на транзисторе прямой проводимости, работающем в ключевом режиме.

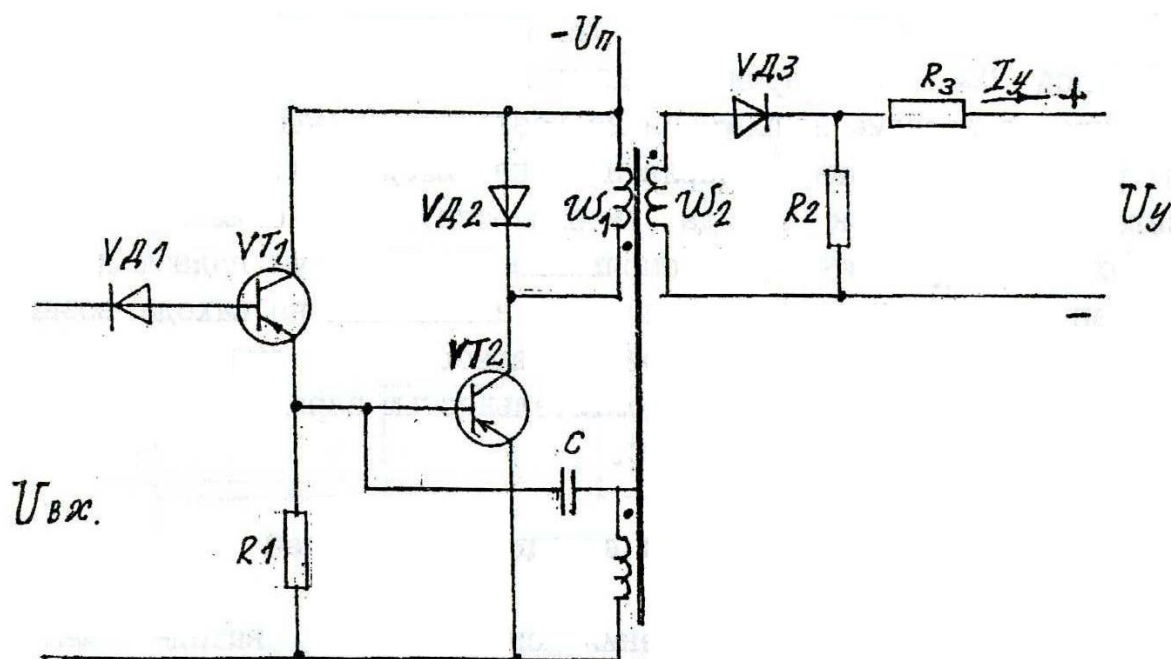


Рис.11. Принципиальная электрическая схема БВУ на транзисторе прямой проводимости

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.

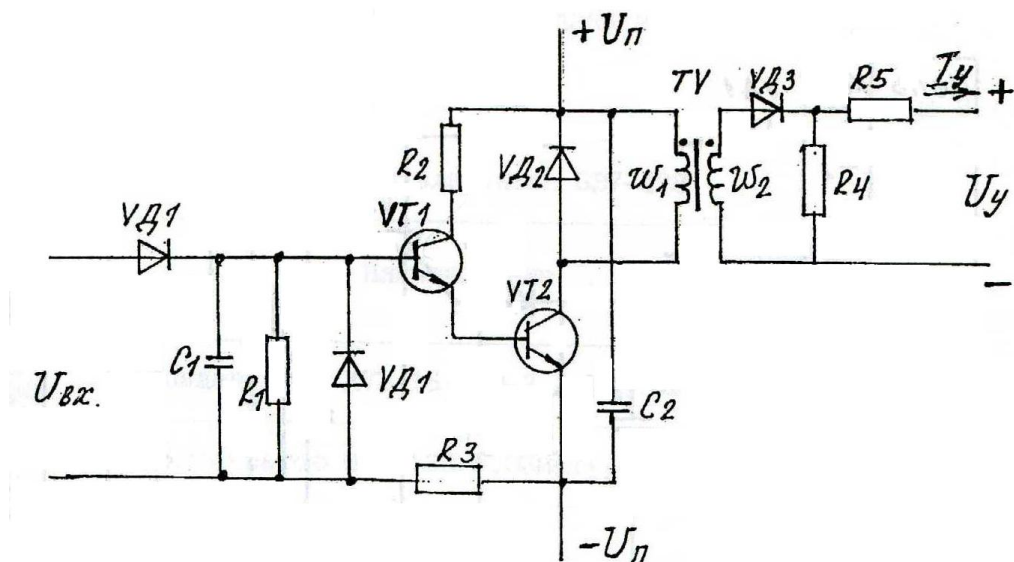


Рис.12. Принципиальная электрическая схема БВУ на транзисторе обратной проводимости

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

Порядок расчета БВУ на транзисторе прямой проводимости

1. Транзистор VT2 выходного усилителя (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:

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

где $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ — коэффициент трансформации импульсного трансформатора. Ре-

комендуется задавать $n = 0,5 \dots 3$. Необходимо учитывать, что большие значения n вызывают увеличение коллекторного тока, а малые - увеличение напряжения U_n , и, следовательно, $U_{KB\max}$.

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

Предельная частота транзистора рассчитывается по формуле

$$f_{h21\sigma} \geq \frac{0,9 \div 1,7}{t_\phi}, \quad (37)$$

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

$$f_{h21\sigma} \geq \frac{6 \div 20}{t_\phi}, \quad (38)$$

2. Рассчитывается оптимальное значение коэффициента трансформации импульсного трансформатора:

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

где $\tau_\alpha \approx \frac{0,16}{f_{h21\sigma}}$ - постоянная времени транзистора;

R'_o - объемное сопротивление базы транзистора (по справочным данным);

R'_n - сопротивление нагрузки переменному току; $R'_n = n^2 * R_n$;

C_k - емкость коллекторного перехода транзистора (по справочным данным);

$C_o \approx 2nC_n, C_n$ - емкость нагрузки.

С конструктивной точки зрения удобно n_{opt} округлять до 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0,

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

$$C > \frac{t_u}{R'_o} . \quad (40)$$

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

$$C > C_{\min} = 10 \frac{\frac{R_h}{R_{\text{экв}}} * r_1 + \tau_\beta}{n^2 (R_{\text{ex}} + R'_h)(m - k_o - 1)} , \quad (41)$$

где

$$R_{\text{экв}} \approx \frac{n^2 * R'_h * R'_o}{n^2 * R'_h + R'_o} ,$$

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

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

$$R_{\text{ex}} = \frac{R'_o}{n^2} ,$$

$$n * k_o \approx n * \frac{h_{21э}}{R'_o} * R_{\text{экв}} .$$

Постоянная времени заряда конденсатора

$$\tau_c \approx R'_o * C .$$

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

$$L_\mu \approx \frac{t_u}{\frac{A * n}{R'_{\text{ex}}} (1 - \frac{t_u}{\tau_c}) - \frac{1}{R'_h}} , \quad (42)$$

где

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

6. Максимальное значение коллекторного тока транзистора

$$I_{k \max} = \frac{U_n}{L_\mu} * t_u + \frac{U_n}{R'_h} + \frac{U_n}{R'_{\text{ex}}} * e^{-\frac{t_u}{\tau_c}} . \quad (43)$$

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_d , $R_d \approx 2 * R'_o$, и выполнить новый расчет, заменяя во всех формулах $R_{вх}$ на $R = R'_o + R_d$. Нецелесообразно выбирать большое R_d , так как при этом сильно увеличивается фронт импульса t_ϕ .

7. Длительность фронта импульса

$$t_\phi \approx 1,1 * (1 + \sqrt{1 + \nu}) * \frac{\tau_\beta + \tau_1}{n * k_o - 1}, \quad (44)$$

где $\nu = 4 * (nk_o - 1) * \frac{\tau_\beta * \tau_2}{(\tau_\beta + \tau_1)^2}, \quad \tau_2 = R_{экв} * (C_k + C_o).$

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

8. Сопротивление резистора R1 находится из условия

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

где $t_{восст} = T - t_u$ - время восстановления,

$$R1 \leq \frac{t_{восст}}{(3 - 4) * C}. \quad (46)$$

9. Рассчитывается обратный выброс напряжения:

$$\Delta U_k \approx 0,75 t_u \frac{R_3}{L_\mu} * U_n, \quad (47)$$

где $R_3 = \frac{n^2 * R_n * R'_o}{n^2 * R_n + R'_o}.$

Если полученное значение амплитуды выброса ΔU_k 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:

$$U_{\text{бэдоп}} \geq n(U_n + \Delta U_{\text{доп}}) \text{ или } \Delta U_{\text{кдоп}} \leq \frac{U_{\text{бэдоп}}}{n} - U_n,$$

поэтому необходимо, чтобы эквивалентное сопротивление не превышало

$$R_{\text{этраб}} \leq \frac{\Delta U_{\text{кдоп}} * L_{\mu}}{0,75 t_u U_n}. \quad (48)$$

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

$$R_{\text{дпр}} + R_{\text{ш}} = R_{\text{этраб}}.$$

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

$$I_{\text{ндоп}} \geq I_{\mu} = \frac{U_n}{I_{\mu}} * t_u. \quad (49)$$

Допустимое обратное напряжение диода VD2 должно удовлетворять условию

$$U_{\text{обрдоп}} \geq \frac{U_{\text{выхп}}}{n}, \quad (50)$$

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

Рассчитывается амплитуда тока эмиттера транзистора VT1:

$$I_{\text{эм}} = \frac{U_n}{R_n}, \quad (51)$$

где $R_n = \frac{R_1 * R'_o}{R_1 + R'_o}$ — сопротивление в цепи эмиттера транзистора.

Постоянная составляющая тока эмиттера

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

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

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

$K_3 = 0,95$ - максимальный к.п.д.

Полагая $I_{кн} \approx I_{эн}$, находится мощность, рассеиваемая коллектором транзистора:

$$P_k = U_{кэ\min} * I_{кн}, \quad (53)$$

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

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

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

$$P'_{кдоп} \geq P_k \quad P'_{кдоп} \geq P_{кдоп} * \frac{T_{n\max} - T_m}{T_{n\max} - T_Q}, \quad (54)$$

где T_m - наибольшая температура окружающей среды, °С;

$T_Q = 25^\circ\text{С}$ - температура окружающей среды, при которой нормируется P_k ;

$T_{n\max}$ - максимальная температура перехода транзистора °С, (из справочника).

При расчете эмиттерного повторителя используются статические характеристики транзистора.

Постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{кн} = \frac{I_{эн} * h_{21э}}{h_{21э} + 1}, \quad (55)$$

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

$$I_{бн} = I_{эн} - I_{кн}. \quad (56)$$

На входной характеристике транзистора отмечается положение точки покоя Р по $I_{вп}$, $U_{кэп} \approx U_n$ и определяется постоянная составляющая напряжения на базе транзистора $U_{бэн}$.

Рассчитывается входное сопротивление транзистора $R_{вх}$:

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

где $\Delta I_{б} \approx \frac{I_{кп}}{h_{21э}}$ - приращение тока базы транзистора, необходимое для пере-

вода транзистора из режима "отсечки" в режим "насыщения";

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

Определяется входное напряжение $U_{вх}$:

$$U_{вх} = \frac{I_{эн} * R_{вх}}{h_{21э}}. \quad (58)$$

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

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

$$I_n > \Delta I_{б} \quad \text{и} \quad U_{обр\max} > U_{вх}$$

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. Магнитоводы ШЛ и ШЛМ навивают из ленточной электротехнической стали толщиной 0,05—0,35 мм. Каждый магнитовод собирают из четырех П-образных частей (рис.13 а), 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. Магнитоводы этого

типа насчитывают 46 типоразмеров, различающихся площадью сечения сердечника, которая колеблется от 8х8 мм до 40х80 мм, а его габаритные размеры НхА при этом пропорционально увеличиваются от 2х26 мм до 140х160 мм.

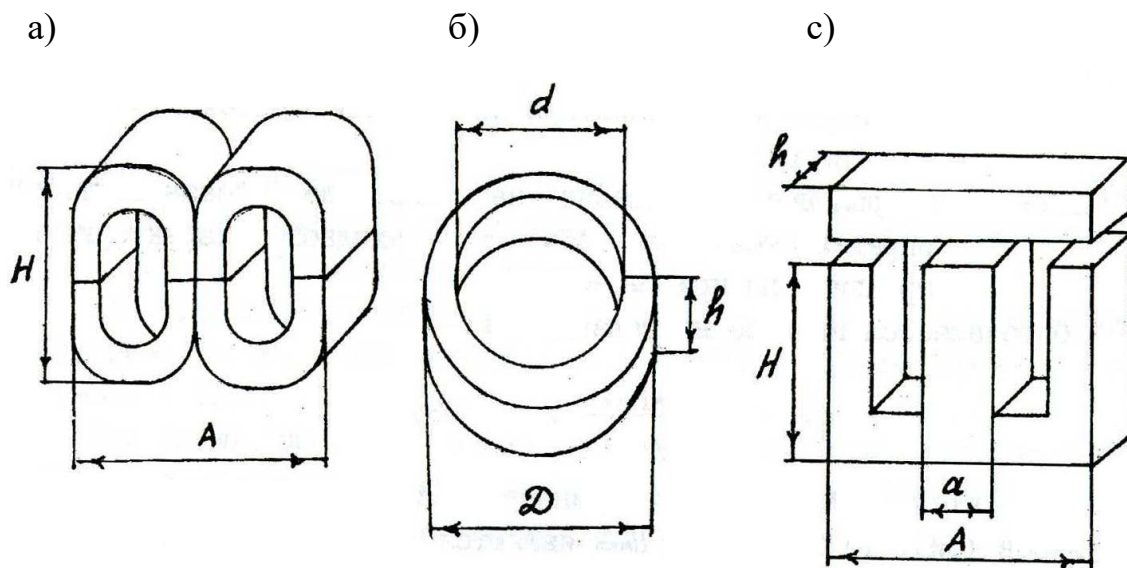


Рис.13. Магнитовод ленточный разрезной (а), кольцевой (б), Ш-образный (с) для трансформаторов

Аналогичную геометрию имеют ленточные разрезные сердечники типа ПЛ и ПЛМ.

Кольцевые сердечники ОЛ также изготавливают навивкой ленты из электротехнической стали (рис.13, в), они насчитывают 21 типоразмер. Внешний D, внутренний d диаметры и высота сердечника h колеблются Dхdхh от 16х10х5 мм до 80х50х25 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.4.1 с), которые собирают 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 $\mu_o = 30\ 000$ 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 КДхdxh из термостабильных марганец-цинковых ферритов марок 200НМЗ, 2000НМ1, 150НМЗ, 1500НМ1, 1000НМЗ И 700НМ насчитывают 24 типоразмера. Кольца (рис.13, б) имеют размеры от 4х2, 5х1, 2 мм до 45х28х12 мм. Начальная магнитная проницаемость совпадает с номером марки феррита. Например, у феррита 200НМЗ она равна 200НМЗ она равна Гс/Э $(25 \cdot 10^{-5} \frac{Tл * M}{A})$.

Магнитоводы из прессованного порошкообразного альсифера выпускают в виде тороидальных полуколец, 17 типоразмеров которых (от К 15х7х4,8 мм до К 75х46х16,8 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 броневые магнитоводы из марганец-цинковых ферритов. Число типоразмеров Ш-образных магнитоводов 11, от Ш2,5х2,5 мм до Ш20х28 мм. Магнитопровод состоит из двух Ш-образных частей со шлифованными плоскостями стыка. Габаритные размеры (рис.13, с) МхА в зависимости от типоразмера могут быть от 5х10мм до 32х65мм. Размеры а 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

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

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

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

Число витков вторичной обмотки

$$\omega_2 = m * \omega_1 .$$

Для изготовления обмоток можно использовать эмалированные провода на синтетических лаках. Основными типами высокопрочных эмалированных проводов являются поливинилацетиповые 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°С.

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

$$d_1 \approx 0,02 * \sqrt{I_{\kappa \text{ max}} * \frac{t_u}{T}} , \text{ мм}, \quad (61)$$

$$d_2 \approx 0,02 * \sqrt{I_y * \frac{t_u}{T}} , \text{ мм}, \quad (62)$$

где $I_{\kappa \text{ max}}, I_y$ - токи в первичной, вторичной обмотках, мА.

По расчетным значениям диаметра обмоточных проводов из таблицы 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* (рис.11), предназначенный для формирования импульсов управления тиристорами Т2-320 тиристорного выпрямителя.

Исходные данные: амплитуда импульсов управления тиристорами $U_y = 16\text{В}$; $I_y = 300$ мА. Длительность импульса управления должна быть больше времени включения тиристорov выпрямителя и составляет $t_{и} = 30\text{мкс}$; период следования импульсов T определяется частотой напряжения в контактной сети $f = 50$ 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 $R_n = \frac{U_y}{I_y} = \frac{16}{0,3} = 53\text{Ом}$; максимальная температура окружающей среды $T_m = 40^\circ\text{C}$.

Решение

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

$$U_n \approx 1,2 * \frac{U_y}{n} = 1,2 * \frac{16}{1} = 19,2\text{В},$$

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

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

$$f_{h21\sigma} \geq \frac{0,9-1,7}{t_{\phi}}, \quad f_{h21\sigma} \geq \frac{0,9-1,7}{5*10^{-6}} \approx 0,18...0,34 \text{ МГц},$$

По рассчитанным значениям $U_{кб\max} > 40\text{В}$ и $f_{h21\sigma} > 0,34\text{МГц}$ выбирается из таблицы 1П (приложение на стр.52) транзистор ГТ905А, у которого $U_{кбдоп} = 75\text{В}$; $U_{эб\max} = 60\text{В}$; $I_{кдоп} = 3\text{А}$; $f = 20 \text{ МГц}$; $h_{21\sigma} = 35$; $R'_o = 50 \text{ Ом}$; $C_k = 85 \text{ пФ}$.

2. Оптимальное значение коэффициента трансформации импульсного трансформатора:

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{R'_o}{R'_n} + \frac{R'_o}{\tau_{\alpha}} * (C_k + \frac{C_o}{h_{21\sigma} + 1})},$$

$$n_{i\sigma} = \sqrt{\frac{50}{53} + \frac{50}{0,008*10^{-6}} * 85*10^{-12}} = 1,23,$$

где $\tau_{\alpha} = \frac{0,16}{f} = \frac{0,16}{20*10^6} = 0,008 \text{ мкс}$ - постоянная времени транзистора;

$$C_o \approx 2C'_n \approx 2*n*C_n = 0; \text{ емкость нагрузки - } C_n = 0,$$

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

3. Емкость времязадающего конденсатора выбирается по условию (40)

$$C > \frac{t_u}{R'_o} = \frac{30*10^{-6}}{50} = 0,6 \text{ мкФ}$$

Выполняется проверка условия (41)

$$C > C_{\min} = 10 * \frac{\frac{R'_n}{R_{экв}} * \tau_1 + \tau_{\beta}}{n^2 * (R'_{ex} + R'_n) * (nk_o - 1)} = 10 * \frac{\frac{53}{25,73} * 0,079*10^{-6} + 0,29*10^{-6}}{1^2 * (50 + 53) * (1*18,01 - 1)} = 0,0026 \text{ мкФ},$$

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

$$R'_n = n^2 * R_n = 1^2 * 53 = 53 \text{ Ом};$$

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

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

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

$$n * k_o \approx n * \frac{h_{21\sigma}}{R'_o} * R_{экв} = 1 * \frac{35}{50} * 25,73 = 18,01.$$

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

Постоянная времени заряда конденсатора

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

Из таблицы 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_μ импульсного трансформатора.

Для выбранного транзистора принимаем

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

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

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

5. Максимальный коллекторный ток

$$I_{к\max} = \frac{U_n}{I_\mu} * tu + \frac{U_n}{R'_n} + \frac{U_n}{R'_{вх}} * e^{-\frac{t_u}{\tau_c}} = \frac{20}{0,467 * 10^{-3}} * 30 * 10^{-6} + \frac{20}{53} + \frac{20}{53} * e^{-\frac{30 * 10^{-6}}{34 * 10^{-6}}} = 1,828 \text{ А.}$$

Должно быть выполнено условие

$$I_{к\max} < I_{кдоп}; \quad 1,824 \text{ А} < 3 \text{ А}$$

6. Рассчитывается длительность фронта импульса t_ϕ по формуле (44)

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

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

$$t_\phi \approx 1,1 * (1 + \sqrt{1 + \gamma}) * \frac{\tau_\beta + \tau_1}{nk_o - 1} \approx 1,1 * (1 + \sqrt{1 + 0,317}) * \frac{0,29 * 10^{-6} + 0,079 * 10^{-6}}{18,01 - 1} = 0,051 \text{ мкс};$$

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

7. Рассчитывается сопротивление резистора R1 по формуле (46)

$$R1 \leq \frac{t_{восст}}{(3 - 4) * C}; \quad R1 \leq \frac{19970 * 10^{-6}}{(3 - 4) * 0,68 * 10^{-6}} = 9,73...7,34 \text{ кОм},$$

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

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

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

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

Из таблицы 3.2П выбирается резистор МЛТ - 0,125 - 8,2к0м ± 10%.

8. Расчет параметров и выбор диода VD2.

Рассчитывается обратный выброс напряжения по формуле (47)

$$\Delta U_{\kappa} \approx 0,75 * t_u * \frac{R}{L_{\mu}} * U_n; \Delta U_{\kappa} \approx 0,75 * 30 * 10^{-6} * \frac{25,73}{0,467 * 10^{-3}} * 20 = 20,78 \text{ В},$$

где
$$R_{\gamma} = \frac{R'_u * R'_o}{n^2 * R'_u + R'_o} = \frac{53 * 50}{1^2 * 53 + 50} = 20,73 \text{ Ом},$$

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

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

$$I_{n\max} \geq I_{\mu} = \frac{U_n}{I_{\mu}} * t_u; I_{\mu} = \frac{20}{0,467 * 10^{-3}} * 30 * 10^{-6} = 1,285 \text{ А.}$$

Допустимое обратное напряжение диода VD2 должно удовлетворять условию (50)

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

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

9. Расчет и выбор транзистора VT1.

Рассчитывается амплитуда тока эмиттера

$$I_{эм} = \frac{U_n}{R_{\mu}}, \quad I_{эм} = \frac{20}{49,70} = 0,402 \text{ А},$$

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

Постоянная составляющая тока эмиттера

$$I_{эн} = \frac{I_{эм}}{Kз}; \quad I_{эн} = \frac{0,402}{0,95} = 0,424 \text{ А},$$

где $Kз = 0,95$ - коэффициент запаса.

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

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

где $U_{кэ\min} = 1 \text{ В}$.

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

Допустимая мощность, рассеиваемая коллектором транзистора при температуре окружающей среды T_m

$$P'_{кдоп} = P_{кдоп} * \frac{T_{н\max} - T_m}{T_{н\max} - T_o}, \quad P'_{кдоп} = 0,6 * \frac{85 - 40}{85 - 25} = 0,4 \text{ Вт},$$

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

где $T_o = 25^\circ \text{С}$ - температура окружающей среды, при которой нормируется $P_{кдоп}$;

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

Постоянная составляющая тока коллектора

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

Постоянная составляющая тока базы

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

По входной характеристике транзистора (рис.2П) определяется $\Delta I_B = 0,014 \text{ А}$; $U_{БЭ} = 0,10 \text{ В}$; рассчитывается входное сопротивление транзистора VT1:

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

Определяется входное напряжение БВУ:

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

10, Расчет параметров и выбор диода VD1.

Среднее значение допустимого прямого тока диода должно удовлетворять условию

$$I_{n \max} > \Delta I_B, \text{ то есть } I_{n \max} > 14 \text{ мА} \text{ и } U_{обр \max} > U_{\text{ex}}, \text{ то есть } U_{обр \max} > 0,10 \text{ В.}$$

Из таблицы 5П выбирается диод Д2Б, у которого $I_{n \max} = 16 \text{ мА}$; $U_{обр \max} = 30 \text{ В}$.

11. Рассчитывается импульсный трансформатор БВУ.

По формуле (59) определяется сечение сердечника

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

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

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

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

Рассчитывается число витков первичной обмотки

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

Число витков вторичной обмотки

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

Определяется диаметр провода обмоток:

$$d_1 \approx 0,2 * \sqrt{I_{\kappa \max} * \frac{t_n}{T}}, \quad d_1 \approx 0,2 * \sqrt{1828 * \frac{30 * 10^{-6}}{0,02}} = 0,331 \text{ мм.}$$

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

Из таблицы 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 $I_d = I_{\text{дн}}$.

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 α 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 α 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

α , 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 тиристоров γ , и угла сдвига фаз ϕ от α при $I_d = I_{dn}$. Расчеты ведутся для значений α , приведенных в табл. 2. Результаты расчета, которые потребуются на следующем этапе, сведите в таблицу. Из графиков определите величины γ , и ϕ при угле управления α , равном заданному расчетному значению α_p .

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

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

3. Выбор вентиляй выпрямительной установки

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

Таблица 3. Параметры и стоимость тиристоров

Тип	Клас с	Стоимость, руб.	$U_{п}$, В	I_n , А	$I_{дм}$, 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 тиристоров

Тип	Клас с	Стоимость, руб.	$U_{п}$, В	I_n , А	$I_{дм}$, 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 вентилях в диодном плече моста.

3.2. Число последовательно соединенных вентилях в тиристорном плече моста.

3.3. Число параллельных ветвей вентилях в диодном плече моста.

3.4. Число параллельных ветвей в тиристорном плече моста.

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

Таблица 5

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

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

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

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

Расчет значения γ_1 , входящего в формулу (22), нужно производить при $\alpha = 1,57$ рад, что соответствует минимуму γ_1 , и при $I_d = 1,6 I_{\text{дн}}$. 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 $\Delta U_{\text{вм}}$, 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 α_p .

4.2. Индуктивность цепи выпрямленного тока.

Расчет ведется для заданного значения $k_{П1}$ и $I_d = I_{дн}$.

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

5.1. Максимальный угол управления. При расчете α_{max} принимается

$$U_{d \min} = 0,05U_{дн}.$$

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 $U_{дн}$.

$$I_{дн} R = 0,05U_{дн}.$$

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 а, нужно показать диаграмму напряжения на вторичной обмотке транс-

форматора, а также диаграммы напряжений на тиристорах VS1, VS2 и диоде VD2. Прямое напряжение на вентиле показывается положительным, обратное — отрицательным.

Масштаб ϑ 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

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

$$\gamma_1 \text{ и } \varphi \text{ при } I_d = I_{dn} \text{ и } \alpha = \alpha_p,$$

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 α от α_n до α_{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.

7.5. Определение оптимального значения коэффициента трансформации импульсного трансформатора.

8.3. Емкость времязадающего конденсатора.

- 8.4. Индуктивность намагничивания импульсного трансформатора.
- 8.5. Максимальный коллекторный ток.
- 8.6. Длительность фронта импульса.
- 8.7. Сопротивление резистора (резисторов).
- 8.8. Расчет параметров и выбор диода VD2.
- 8.9. Расчет параметров и выбор транзистора VT1 каскада предварительного усиления.
- 8.10. 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 тиристоров 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_{Π} ?

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 р-п-р 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, $U_{кбдоп}$, В	45	65	70	45	25	40	60	60	70	60	55	75	60	45
Предельно-допустимое напряжение коллектор-эмиттер, $U_{кэдоп}$, 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, $I_{кдоп}$, А	1,5	1,2	2	1,25	0,25	0,25	5	5	5	7,5	12	3	3	5
Допустимая мощность рассеивания, $R_{кдоп}$, 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_6' , Ом								2	4,0	-	-	50		-
Емкость коллекторного перекода, C_k , пФ	-	-		-	2500	2000						85	85	-
Максимальная температура перекода, T_{nmax} , °С	70	85	85	85	85	85	90	85	85	85	85	85	85	85

Таблица 2П. Параметры транзисторов типа р-п-р малой мощности

Транзистор	МП20А	МП25	МП26Б	МП41Д	МП42В	МП115	КТ343Г	КТ316В	П416	ГТ308А	ГТ320Б	ГТ321В	КТ315Б	КТ343Г	КТ352Б	ГТ402Г
Параметр																
Предельно-допустимое напряжение коллектор-база, $U_{кбдоп}$, В	50	40	70	30	15	30	17	20	15	20	15	60	15	17	20	40
Предельно-допустимое напряжение коллектор-эмиттер, $U_{кэдоп}$, 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, $I_{кдоп}$, мА	30	40	50	40	30	10	50	40	25	50	150	200	100	50	40	500
Допустимая мощность рассеивания, $P_{кдоп}$, 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
Ёмкость коллекторного перехода, C_k , пФ	15-30	70	50	20-60	50	170	6	3	40	25	80	80	5	8	30	10
Максимальная температура перехода, $T_{птак}$, °С	85	75	75	60	85	70	80	75	60	85	90	85	120	120	120	85

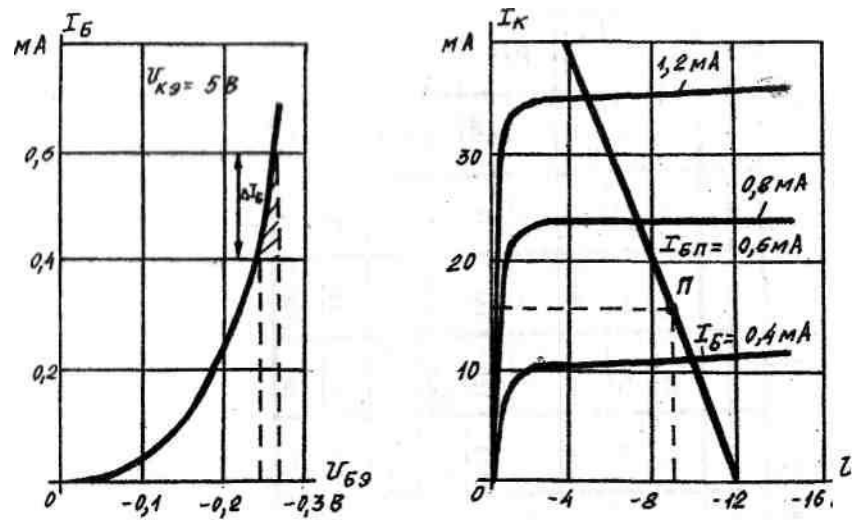


Рис.1П. Характеристики транзистора МП41А в схеме с ОЭ: а) входная; в) выходные

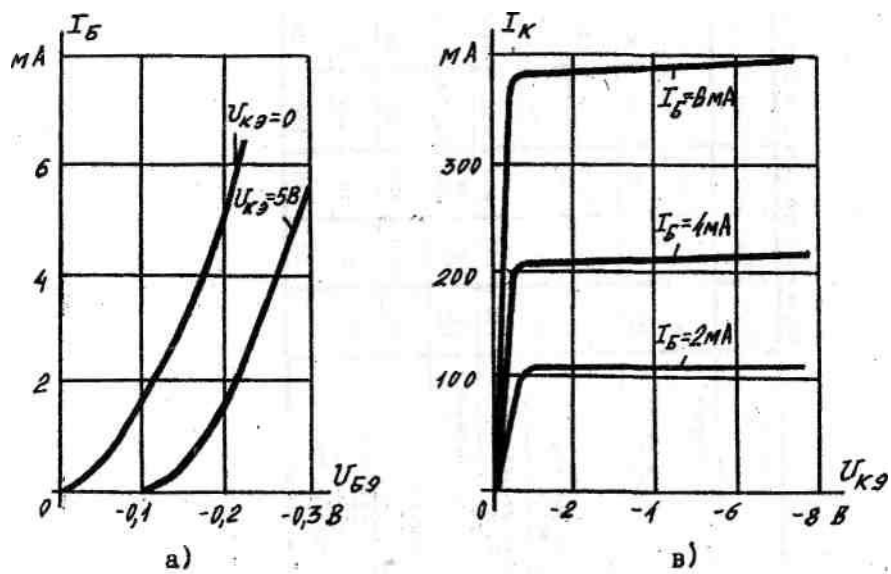


Рис.2П. Характеристики транзистора ГТ402Г в схеме с ОЭ: а) входные; в) выходные.

Ряды номинальных сопротивлений

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

Таблица 3.1.П.

Допускаемое отклонение величины сопротивления от номинального значения, %, для ряда Е					
E24, ± 5	E12; ± 10	E6; ± 20	E24; ± 5	E12; ± 10	E6; ± 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;	± 5 ; ± 5 ; ± 10 ; ± 10 ; ± 20	$51-2,2 \cdot 10^6$; $100-5 \cdot 10^6$; $100-10 \cdot 10^6$
С2-13	0,25; 0,5; 1,0	$\pm 0,1$; $\pm 0,5$; $\pm 2,0$	$1 - 10^6$
С5-5	1,0	± 1 ; ± 2 ; ± 5	$1-13 \cdot 10^3$; $11-13 \cdot 10^3$; $56-13 \cdot 10^3$
СП5-2, СП5-3	1,0	± 5 ; ± 10	100 - 47000
ППБ	1,0 - 50	± 5 ; ± 10	100 - 1000

Номинальная емкость с допустимыми отклонениями ± 5 ; $+80\%$ должна соответствовать числам, приведенным в Таблице 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	Металло-бумажные	0,05-1 мкФ	± 10 ; ± 20	160-1500
ИБГО-2	- » -	2-30 мкФ	± 10 ; ± 20	160
БМТ	Бумажные	470-28000 пФ	± 10 ; ± 20	400; 600
К40 П2	- » -	1000-0,047 мкФ	± 5 ; ± 10 ; ± 20	400
К10-7	Керамические	28-47000 пФ	± 10 ; $+80$	25-250
К10 У5	- » -	4700 пФ-2,2 мкФ	-20 - $+80$	3 - 100
К74-8	Пленочные лавсановые	1000 пФ-1 мкФ	± 10 ; ± 20 ; ± 30	50-630
К70-6	Пленочные полистироловые	22 пФ - 0,01 мкФ	± 5 ; ± 10 ; ± 20	35; 50
К70-7	Пленочные	150-500000 пФ	$\pm 0,3$; ± 2	100; 250; 350
ССГ	сервбрюно-слюдяные	150 пФ-0,2 мкФ	$\pm 0,3$; ± 5	35-175
СГМ1-4	слюдяные	51-10000 пФ	± 5 ; ± 10 ; ± 20	40

Таблица 4.2П. Параметры электролитических конденсаторов

Конденсатор	Наименование	Номинальная емкость		Рабочее напряжение, В
		Пределы	Допустимые отклонения, %	
К50-6, КПО-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	± 10 ; $+20$; $+30$	6; 15; 20

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

Рабочее на- пряжение	Номинальная ем- кость, мкФ	Рабочее напря- жение, 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 5
	50		10
	100		20
	200		50
	500		100
	1000		200
	2000		500
	4000		1000
			2000
			4000
16; 25	1	100; 160	1
	2		2
	5		5
	10		10
	20		20
	50		

Таблица 5 П. Параметры некоторых диодов и диодных блоков

Тип	I_n , мА	$U_{обр}$, В	ΔU_{np} , В	$I_{обр}$, мкА	f , кГц	T , °C
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 мед-
ных обмоточных проводов.

Номиналь- ный диаметр голой прово- локи, мм	Наружные диаметры, мм			Номиналь- ный диаметр голой про- волоки, 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