

Министерство образования и науки Украины
Донбасская государственная машиностроительная
академия

Методические указания

к выполнению курсовой работы по дисциплине
"Электроника и компьютерная схемотехника"
(для студентов специальности 123)

Утверждено
на заседании кафедры
автоматизации производственных
процессов
Протокол №4 от 9. 12. 2018 г.

Краматорск 2018

УДК 621.38 (075.9)

Методические указания к выполнению курсовой работы по дисциплине «Электроника и компьютерная схемотехника» (для студентов специальности 123) /Сост. С.П.Сус. - Краматорск: ДГМА, 2018.-72 с.

Содержат варианты заданий для курсовой работы и дан контрольный пример с подробным расчетом всех элементов силовой схемы управляемого выпрямителя и системы управления тиристорами.

Составитель

С. П. Сус, доц.

Ответственный за выпуск

Г. П. Клименко, проф.

СОДЕРЖАНИЕ

1 ЗАДАНИЯ НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ.....	5
1.1 Содержание расчетно-пояснительной записки.....	5
1.2 Общие данные для всех вариантов заданий.....	5
1.3 Варианты силовых схем выпрямителей.....	8
1.4 Варианты схем управления тиристорами.....	12
1.5 Варианты схем источников питания СИФУ.....	15
2 МЕТОДИКА РАСЧЕТА УПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И СИ- СТЕМ ИМПУЛЬСНО - ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ.....	18
2.1 Расчет схем управляемых выпрямителей.....	18
2.2. Эскизный расчет управляемого выпрямителя.....	18
2.3. Основные параметры выпрямителя в управляемом режиме.....	22
2.4 Выбор элементов управляемого выпрямителя.....	23
2.5 Расчет регулировочной характеристики управляемого выпрямителя.....	25
2.6 Выбор защиты тиристорov от перегрузок по току и напряжению.....	26
3 ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО - ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ.....	30
3.1 Расчет параметров пусковых импульсов.....	30
3.2 Расчет параметров элементов импульсного усилителя.....	33
3.3 Расчет параметров элементов блокинг – генератора.....	38
3.4 Расчет параметров элементов триггера Шмитта.....	41
3.5 Расчет элементов дифференцирующей цепи.....	43
3.6 Расчет параметров элементов генератора пилообразного напряжения.....	44
3.7 Расчет элементов блока синхронизации.....	45
3.8 Расчет элементов схемы сравнения.....	46
3.9 Расчет параметров элементов источника питания для СИФУ.....	48
3.10 Расчет параметров сглаживающего фильтра С7R23С8.....	50
3.11 Расчет однофазного мостового выпрямителя.....	51
3.12 Применение интегральных стабилизаторов напряжения.....	52
4 МЕТОДИКА РАСЧЕТА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ.....	54
4.1. Описание схемы управления.....	54
4.2 Методика расчета системы управления на операционных усилителях.....	55
Приложение 1. Основные параметры схем выпрямителей при емкостной нагрузке.....	62
Приложение 2. Основные параметры выпрямителей при активно- индуктивной нагрузке.....	63
Приложение 3. Основные параметры выпрямителей при активной нагрузке.....	64

Приложение 4. Электрические параметры унифицированных трансформаторов источников питания.....	65
Приложение 5. Параметры силовых диодов.....	66
Приложение 6. Значение коэффициентов K_{Γ} и K_L выпрямителей с индуктивной и емкостной нагрузкой.....	67
Приложение 7. Параметры силовых транзисторов.....	68
Приложение 8. Тиристоры быстродействующие.....	69
Приложение 9. Задание на проектирования.....	70
Список рекомендуемой литературы.....	71

1 ЗАДАНИЯ НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ

1.1 Содержание расчетно-пояснительной записки

1. Достоинства и недостатки проектируемой схемы. Область применения данного выпрямителя.
2. Электрический расчет силовой части тиристорного выпрямителя.
3. Выбор типа диодов и тиристоров.
4. Выбор защиты силовых диодов и тиристоров от перегрузок по току и напряжению.
5. Расчет электронной части схемы управления и выбор типовых элементов схем.
6. Расчет сглаживающих фильтров и стабилизированных источников питания с выбором элементов схем.
7. Полная принципиальная схема управляемого тиристорного выпрямителя с системой управления и защитными цепями. (Лист 1 формата А1).

1.2 Общие данные для всех вариантов заданий

1. Название курсовой работы - Расчет управляемого выпрямителя и СИ-ФУ.
2. Тип нагрузок выпрямителя - последовательная цепь RL или двигатель постоянного тока.
2. При отсутствии источника питания в расчетах принимать $E_k = 20 \text{ В}$.
3. Колебания сети питающего напряжения $\delta = +5\% \dots -15\%$.
4. Граница зоны непрерывных токов нагрузки $I_n = 10\% \dots 100\%$.
5. Температура окружающей среды $T_n = +10 \dots +50^\circ \text{ С}$.
6. Ток и напряжение нагрузки в технической литературе обозначаются тремя способами: I_d, I_{cp}, I_n (U_d, U_{cp}, U_n).

В таблице 1.1 приведены варианты индивидуальных заданий.

1.3 Варианты силовых схем выпрямителей

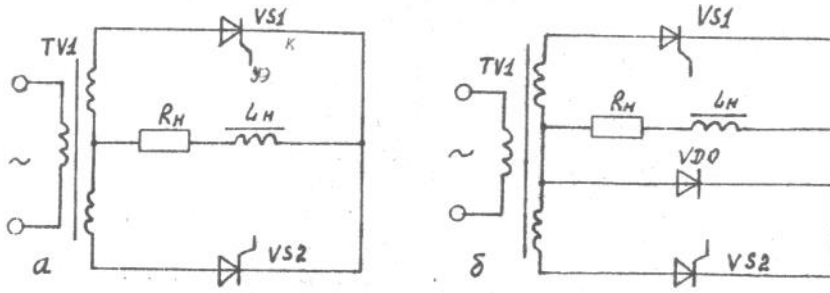


Рис.1.1. - Однофазные управляемые выпрямители:
а - с нулевым выводом; б - с нулевым диодом

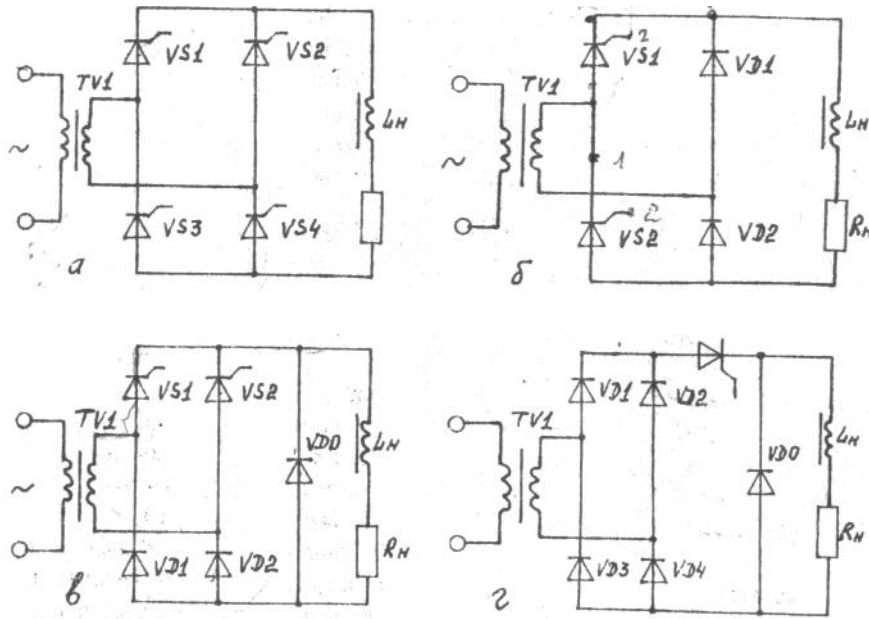


Рис.1.2. Однофазные мостовые управляемые выпрямители:
а - на четырех тиристорах; б - на двух тиристорах и двух диодах;
в - на двух тиристорах, двух диодах и с нулевым диодом; г - на четы-
рех диодах, одном тиристоре и с нулевым диодом

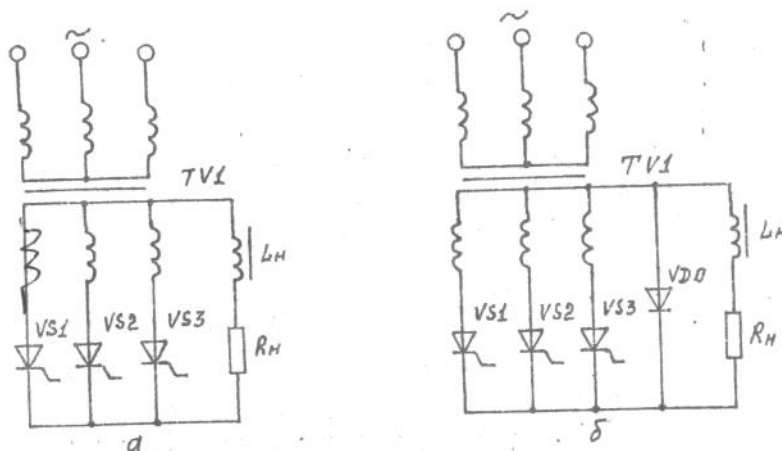


Рис.1.3. - Трехфазные управляемые выпрямители:
а - с нулевым выводом; б - с нулевым диодом

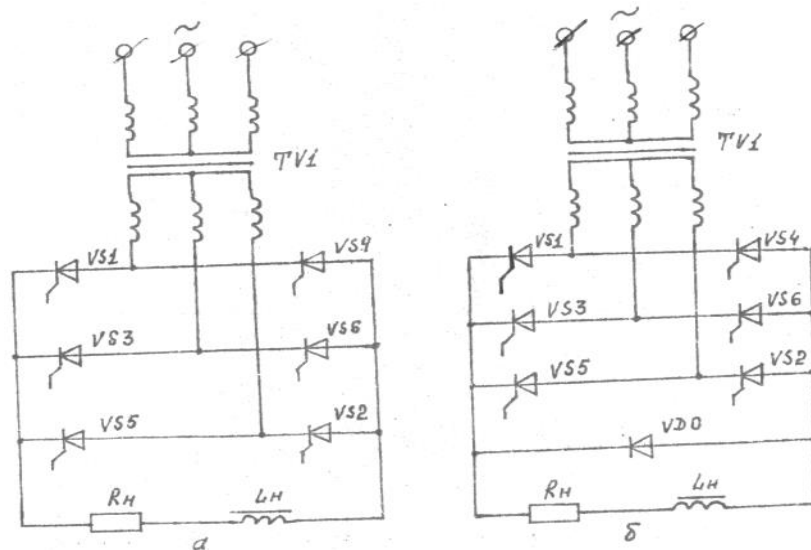


Рис 1.4. - Трехфазные мостовые выпрямители:
 а - на шести тиристорах; б - на шести тиристорах с нулевым диодом

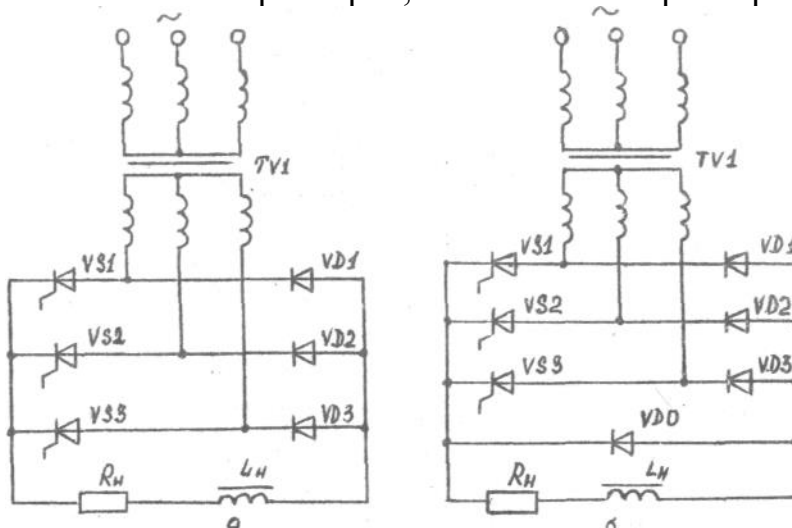


Рис.1.5. Трехфазный мостовой несимметричный выпрямитель:
 а - без нулевого диода ; б - с нулевым диодом

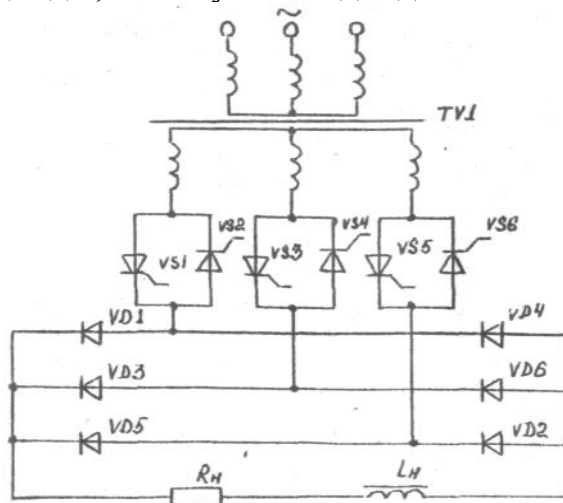


Рис.1.6. - Трехфазный мостовой выпрямитель с тиристорами во вторичной обмотке трансформатора

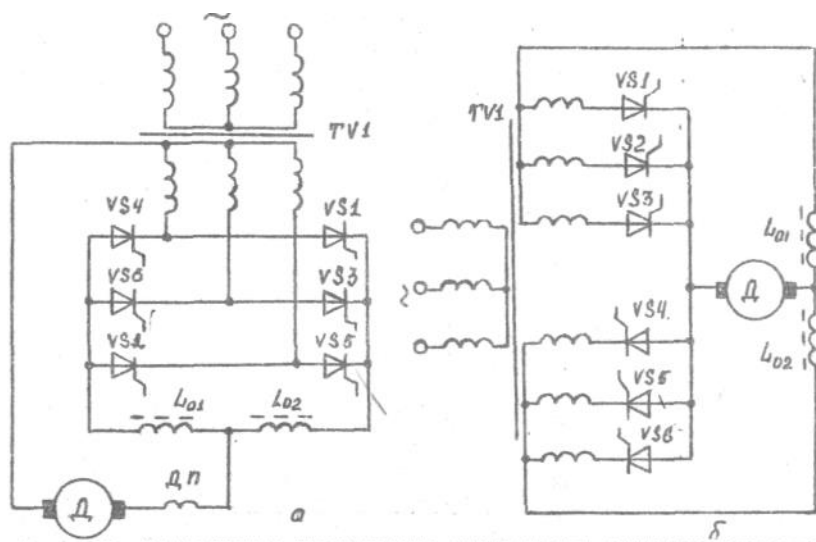


Рис.1.7. - Реверсивные управляемые выпрямители с нулевым выводом: а - последовательное включение; б - параллельное включение

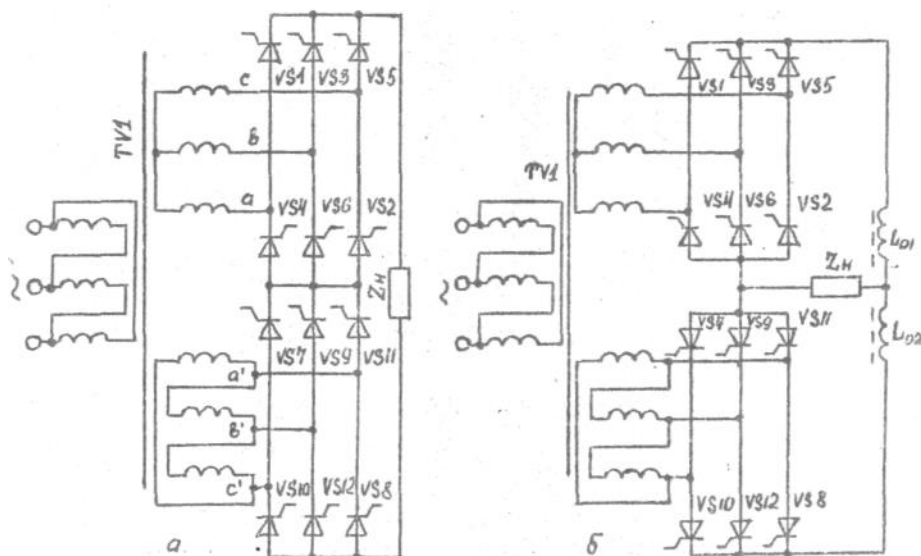


Рис.1.8. - Двенадцатипульсные составные управляемые выпрямители: а - последовательное включение; б - параллельное включение

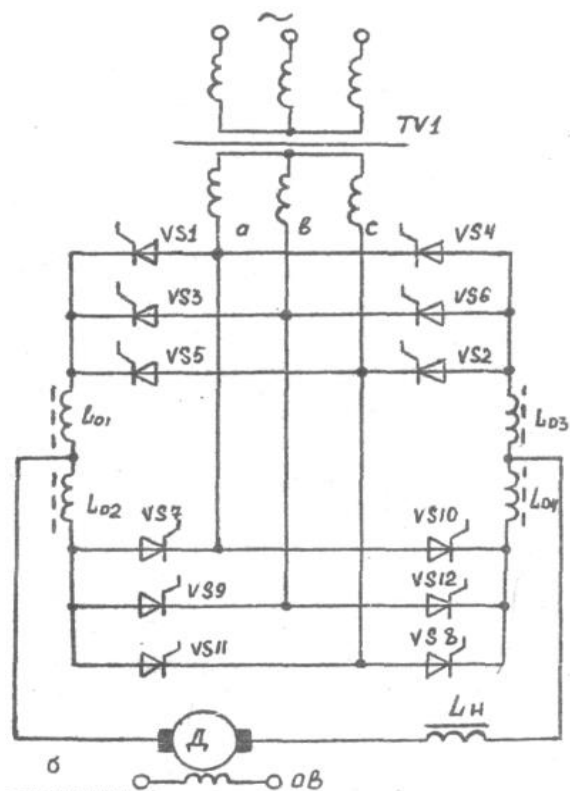
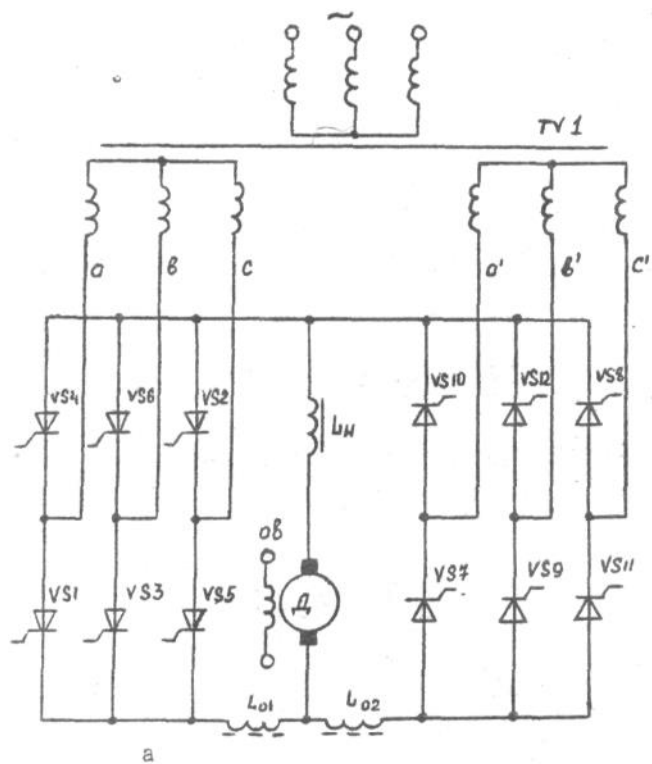


Рис.1.9. - Двойные мостовые трехфазные управляемые выпрямители:
 а - параллельное включение мостов; б - последовательное включение мостов

1.4 Варианты схем управления тиристорами

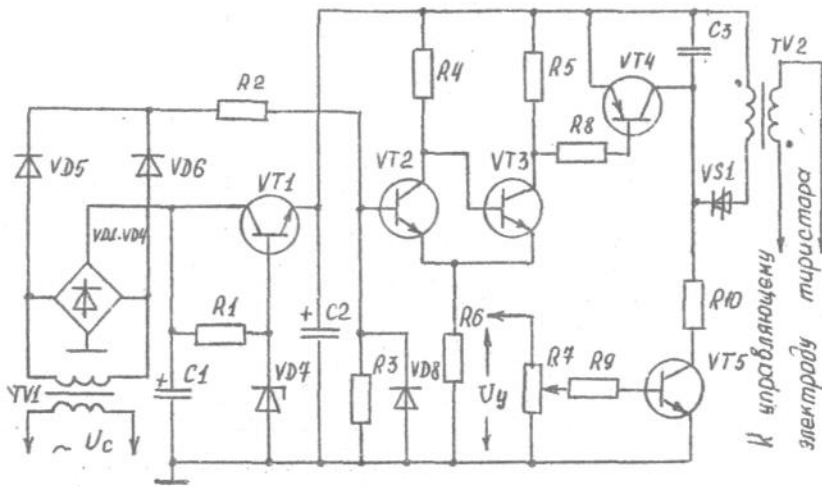


Рис.1.10. - Амплитудно-импульсная схема управления

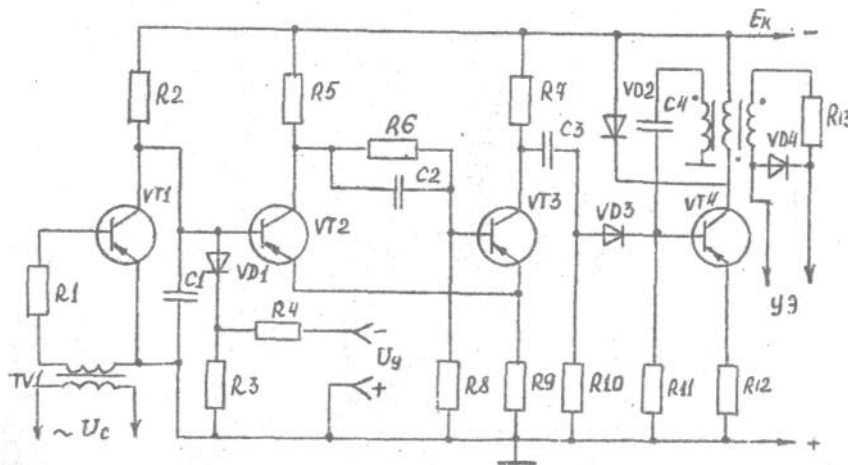


Рис.1.11. - Вертикальный способ управления тиристорами

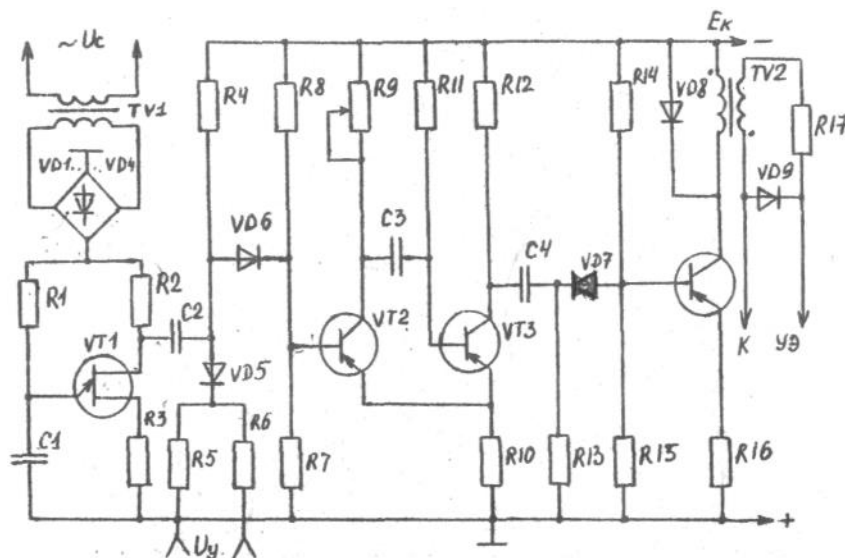


Рис.1.12. - Фазоимпульсная схема управления

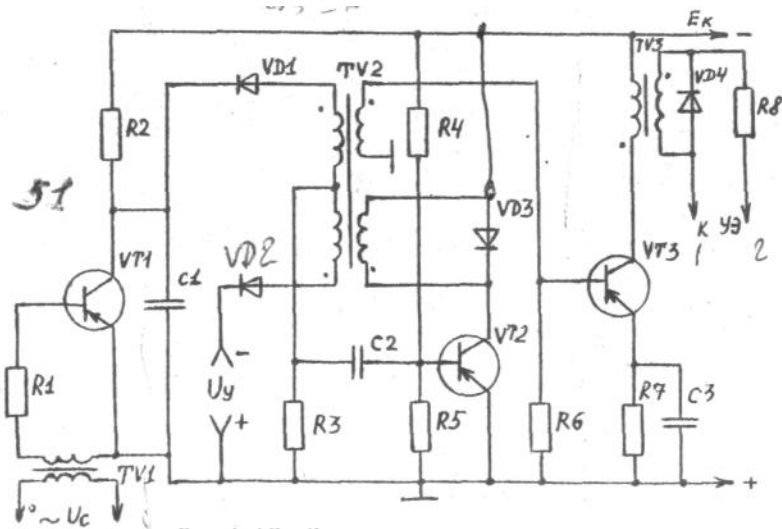


Рис.1.13. - Частотно-импульсная схема управления

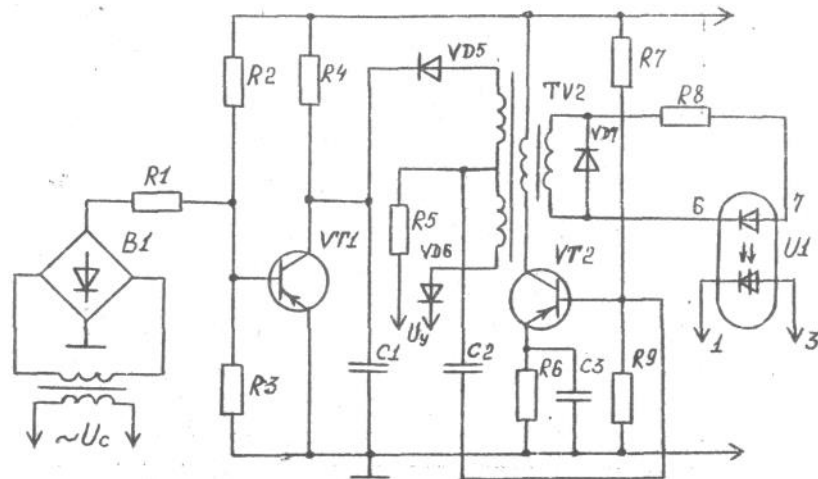


Рис.1.14. - СИФУ с вертикальным способом управления

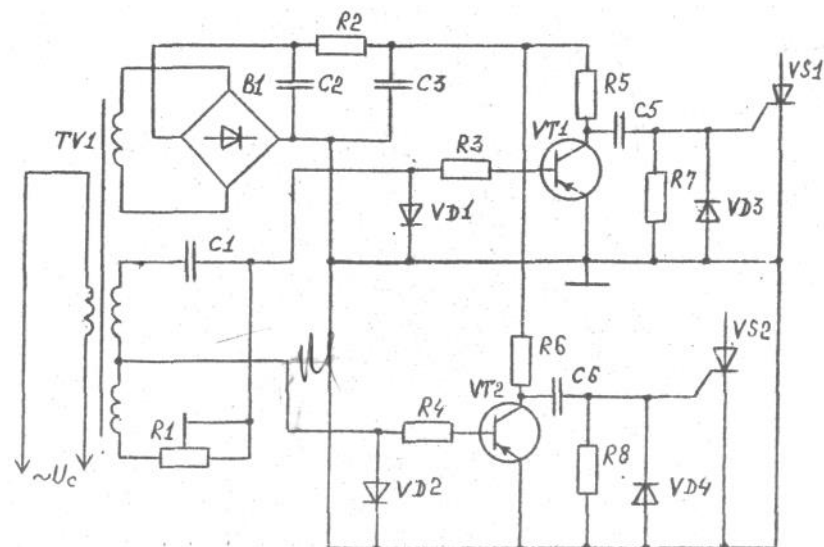


Рис.1.15. - Фазовый способ управления тиристорами

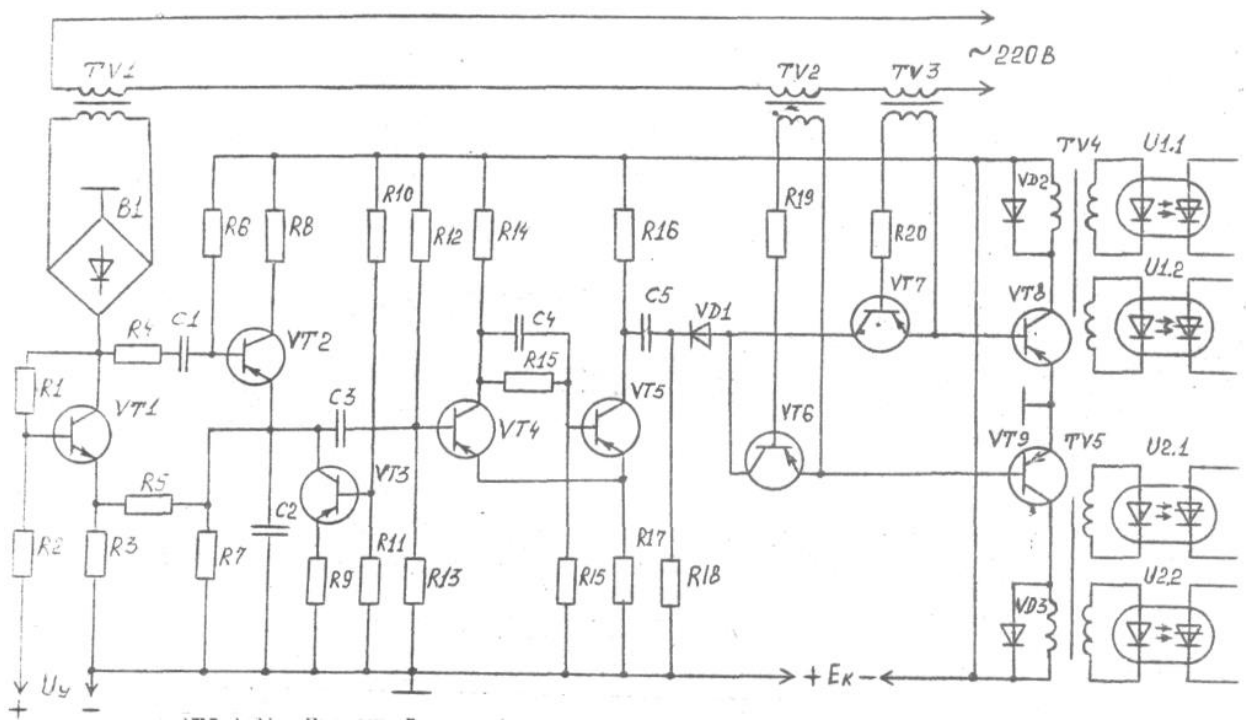


Рис.1.16. - Смешанный способ управления тиристорами

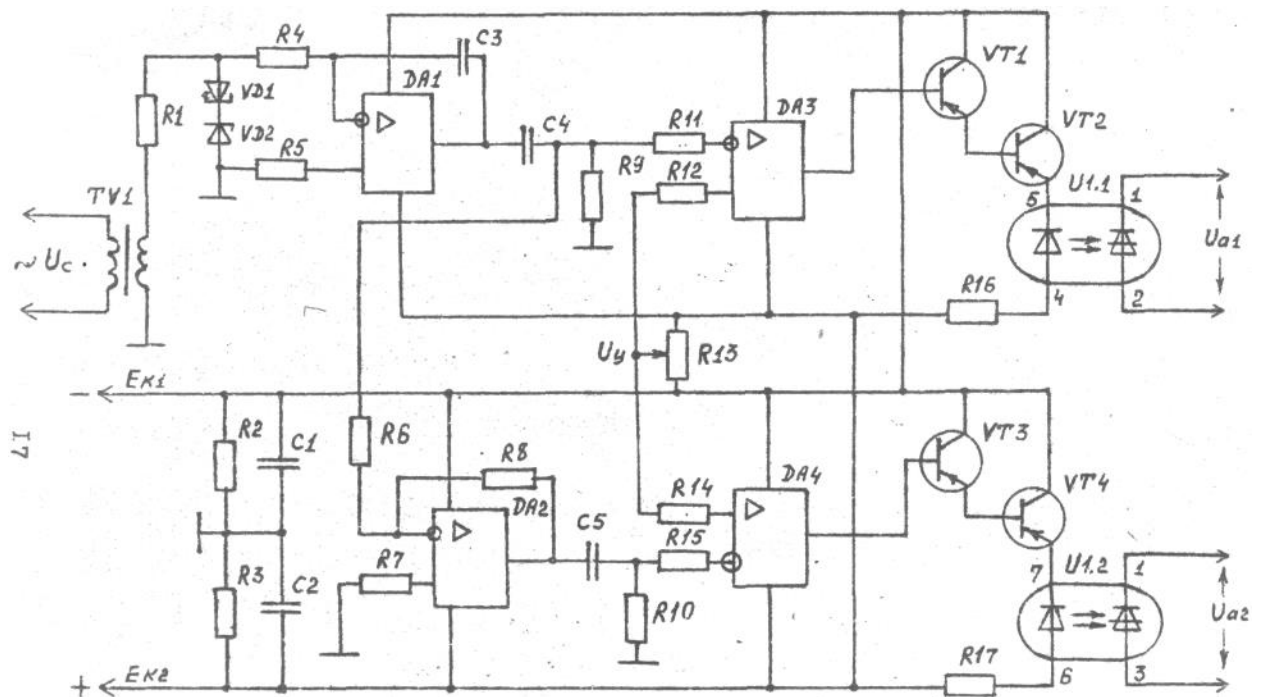


Рис.1.17. - СИФУ с использованием ОУ

1.5 Варианты схем источников питания СИФУ

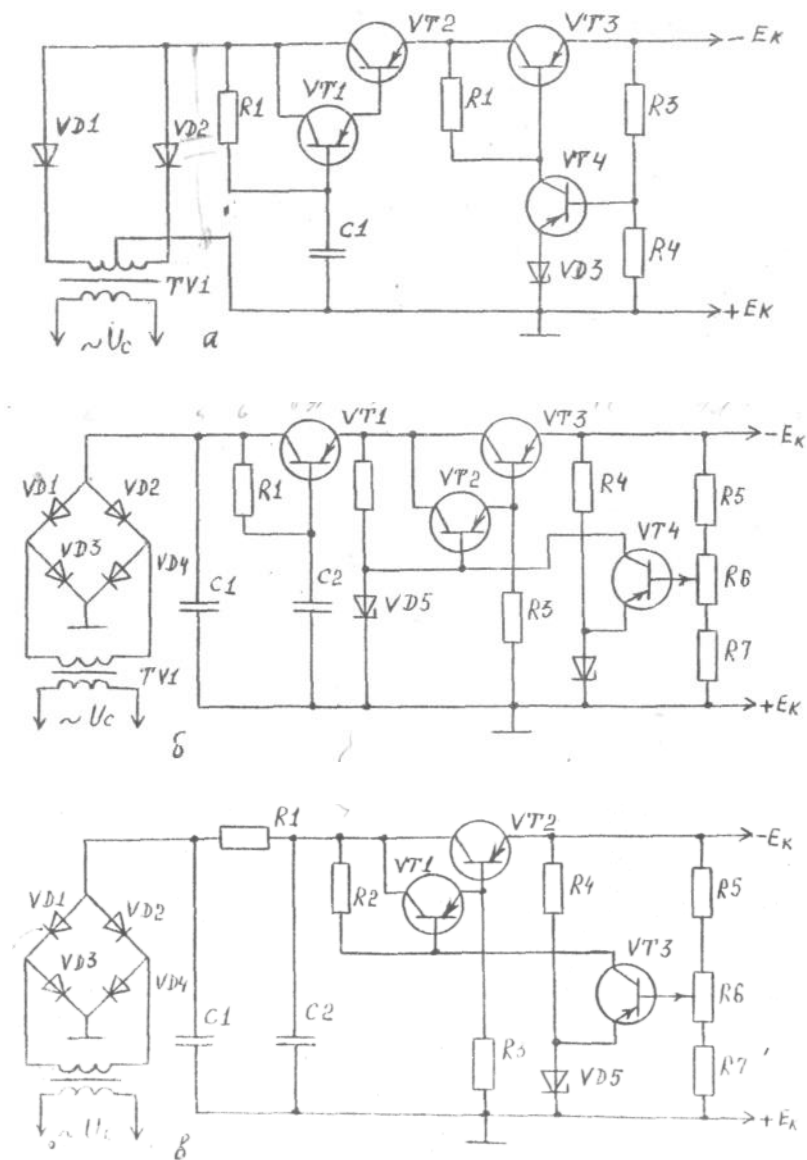


Рис.1.10. - Стабилизированные источники питания:
 а - с фильтром на составном транзисторе;
 б - с двухфазным фильтром; в - с SRC фильтром

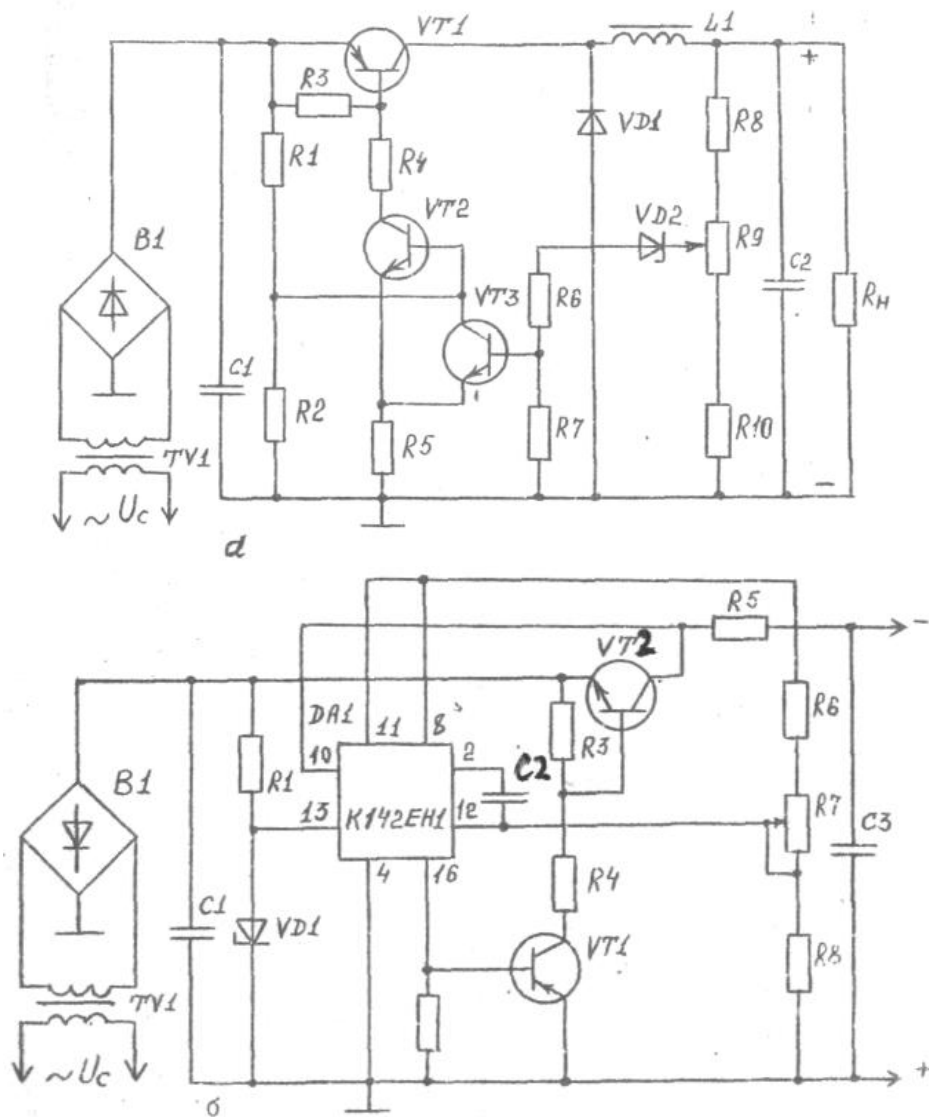


Рис.1.19. Стабилизаторы напряжения:
 а - релейный; б - с использованием ИС

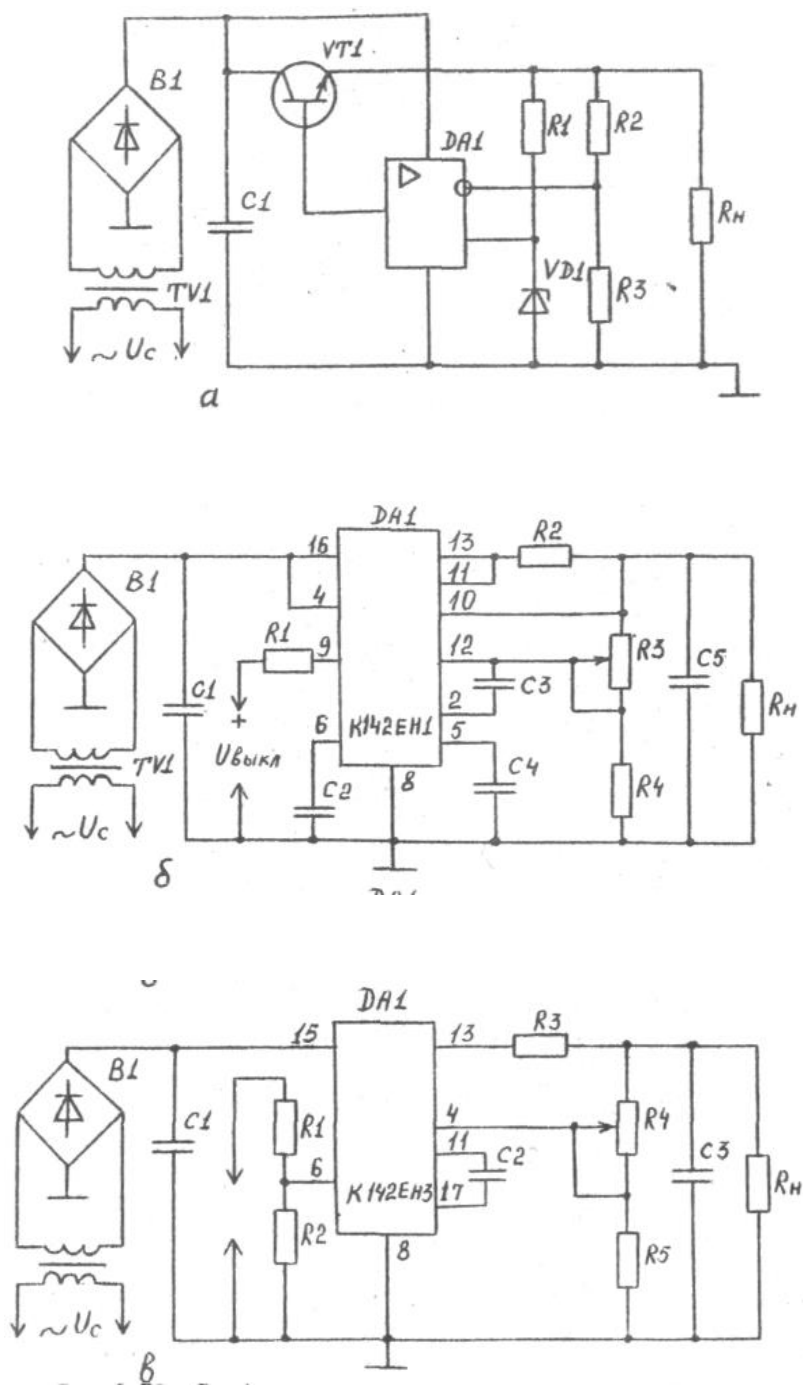


Рис.1.20. Стабилизаторы напряжения:
 а - на ОУ; б - на ИС К142ЕН1; в - на ИС К142ЕН3

2 МЕТОДИКА РАСЧЕТА УПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И СИСТЕМ ИМПУЛЬСНО - ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

2.1 Расчет схем управляемых выпрямителей

В соответствии с заданием на проектирование принимается к расчету свой вариант схем. В качестве примера используется нулевой вариант. По ходу расчета будут даваться пояснения и для расчета других вариантов схем.

Исходные данные:

выпрямленное напряжение	$U_{\text{ср}} = 220 \text{ В};$
глубина регулирования	$D = 20;$
выпрямленный ток	$I_{\text{ср}} = 60 \text{ А};$
напряжение питающей сети	$U_1 = 220 \text{ В};$
частота тока питающей сети	$f = 50 \text{ Гц.}$

Нагрузкой выпрямителя является обмотка возбуждения двигателя постоянного тока (индуктивность обмотки такова, что ток в ней непрерывен).

2.2. Эскизный расчет управляемого выпрямителя

2.2.1. Выбор схемы

В соответствии с заданием принимаем однофазную мостовую схему с двумя тиристорами, двумя диодами и с нулевым вентилем (рис. 2.1, а).

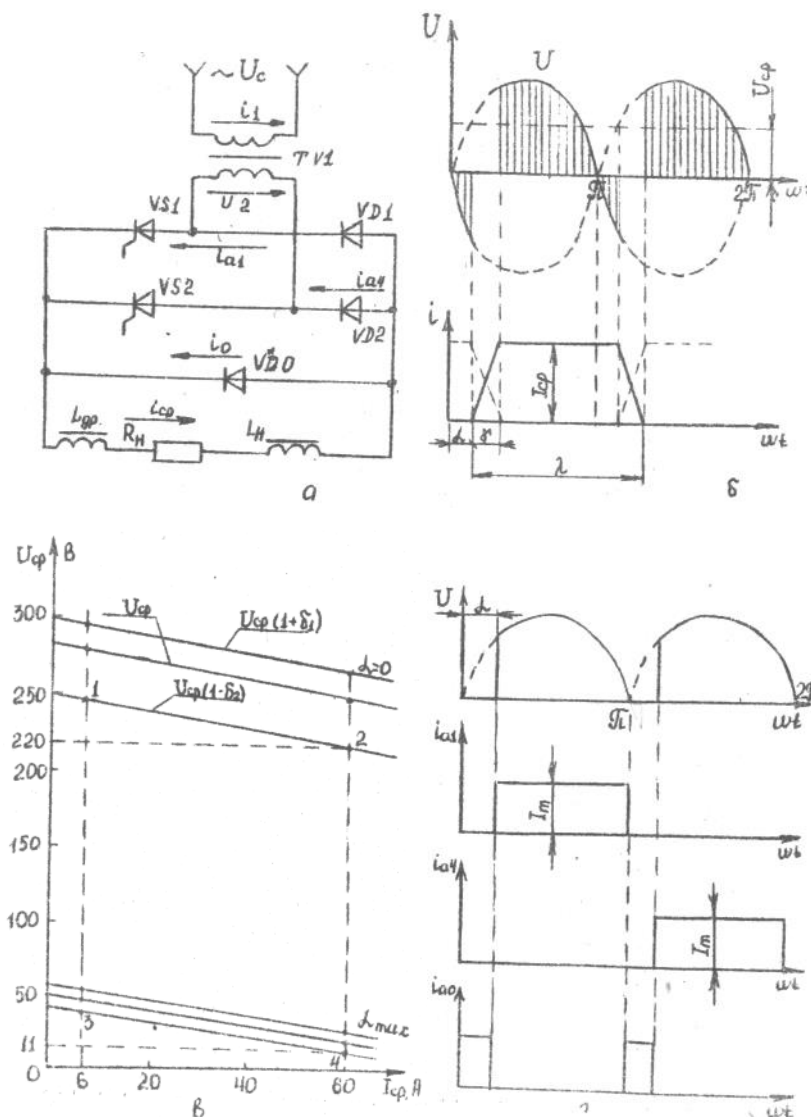


Рис.2.1. - Схема и временные диаграммы токов и напряжений однофазного мостового выпрямителя:

а - схема; б - диаграмма токов и напряжений с индуктивной нагрузкой; в - нагрузочные характеристики; г - диаграммы токов и напряжений в схеме с нулевым выводом

2.2.2. Расчет основных параметров выпрямителя.

В начале расчет производим в неуправляемом режиме, т.е. при $\alpha=0$. В связи с тем, что напряжение сети может колебаться в пределах $+0,05 U_1 \dots -0,15 U_1$, определим величины выпрямленных напряжений на нагрузке:

$$U_H = \frac{U_{CP}}{1 - \delta_1} = \frac{220}{1 - 0,15} = 258,8 \text{ В}; \quad U_{II} = U_H + \delta_1 U_{CP} = 258,8 + 0,05 * 220 = 269,8 \text{ В},$$

где U_H - выпрямленное напряжение на нагрузке при нормальном напряжении сети;

$U_{\text{п}}$ - выпрямленное напряжение при повышенном напряжении сети.

Из прил. 2 определяем:

максимальное значение обратного напряжения на диодах

$$U_{\text{ОБР.МАКС}} = 1,57 U_{\text{п}} = 1,57 * 269,8 = 423,6 \text{ В};$$

среднее значение тока диода $I_{\text{д}} = 0,5 I_{\text{ср}} = 0,5 * 60 = 30 \text{ А}$.

По вычисленным значениям $U_{\text{ОБР.МАКС}}$ и $I_{\text{д}}$ из прил. 5 выбираем силовые диоды типа ВЛ-50.

Определяем активное сопротивление фазы трансформатора:

$$r_{\text{тр}} \approx K_{\Gamma} \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{ср}} f B} \sqrt[4]{\frac{S f B}{U_{\text{н}} I_{\text{ср}}}} = 5,2 \frac{269,8}{60 * 50 * 1,25} \sqrt[4]{\frac{2 * 50 * 1,25}{269,8 * 60}} = 0,11 \text{ Ом},$$

где K_{Γ} - коэффициент, зависящий от схемы выпрямления (прил. 7);

B - магнитная индукция в магнитопроводе, принимаем $B=1,25 \text{ Тл}$;

f - частота тока питающей сети;

S - число стержней магнитопровода для трансформаторов : броневого - $S=1$; стержневого - $S=2$; трехфазного - $S=3$.

Определяем индуктивность рассеяния обмоток трансформатора:

$$L_{\text{А}} \approx K_{\text{L}} S \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{ср}} f B} \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{S f B}{U_{\text{н}} I_{\text{ср}}}}} = 6,4 * 10^{-3} * 2 * \frac{269,8}{60 * 50 * 1,25} * \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{2 * 50 * 1,25}{269,8 * 60}}} = 3,11 * 10^{-3} \text{ Гн},$$

где K_{L} - коэффициент, зависящий от схемы выпрямления (см. прил. 7).

Определяем напряжение холостого хода с учетом сопротивления фазы выпрямителя $r_{\text{тр}}$ и падения напряжения на дросселе $\Delta U_{\text{др}}$:

$$U_{\text{х.х}} = U_{\text{н}} + \Delta U = 269,8 + 33 = 302,8 \text{ В},$$

где ΔU - падение напряжения на вентилях, дросселе и обмотках трансформатора, $\Delta U = \Delta U_{\text{в}} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{\text{тр}} = 1,2 + 6,5 + 25,3 = 33 \text{ В}$;

$\Delta U_{\text{в}}$ - падение напряжения на вентилях (прил. 5),

$$\Delta U_{\text{в}} = 2U_{\text{пр}} = 2 * 0,6 = 1,2 \text{ В};$$

$\Delta U_{\text{др}}$ - падение напряжения на дросселе,

$$\Delta U_{\text{др}} = 0,025 U_{\text{н}} = 0,025 * 269,8 = 6,5 \text{ В};$$

$\Delta U_{\text{тр}}$ - падение напряжения на обмотках трансформатора,

$$\Delta U_{\text{тр}} = I_{\text{ср}} \left(\frac{m \omega L_{\text{а}}}{2\pi} + r_{\text{тр}} \right) = 60 * \left(\frac{2 * 2 * 3,14 * 50 * 3,11 * 10^{-3}}{2 * 3,14} + 0,053 \right) = 25,3 \text{ В},$$

m_n - число пульсаций в кривой выпрямленного напряжения за период сети:

однополупериодной - $m_n = 1$;

однофазной мостовой - $m_n = 2$;

трехфазной с нулевым выводом - $m_n = 3$;

трехфазной мостовой - $m_n = 6$.

Падение напряжения на дросселе принимается в зависимости от величины мощности нагрузки. Так, например, для $P_{ср} = 100 \dots 1000$ Вт величина $\Delta U_{др} = (0,1 \dots 0,05) U_{ср}$.

Из прил. 2 определяем параметры трансформатора: действующее напряжение на вторичной обмотке трансформатора

$$U_2 = 1,11 U_{X.X} = 1,11 * 302,8 = 336,1 \text{ В};$$

действующий ток вторичной обмотки трансформатора $I_2 = I_{ср} = 60$ А;

коэффициент трансформации трансформатора $n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{336,1}{220} = 1,53$; действующий ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = n * I_{ср} = 1,53 * 60 = 91,8 \text{ А};$$

действующее значение тока диода $I_{a\phi} = \frac{I_{ср}}{\sqrt{2}} = \frac{60}{\sqrt{2}} = 42,5 \text{ А};$

типовая мощность трансформатора

$$S_T = 1,11 P_{ср} = 1,11 * U_{п} * I_{ср} = 1,11 * 60 * 296,4 \approx 198 \text{ кВ*А}.$$

Определяем угол коммутации (рис. 2.1.б):

$$\cos \gamma = 1 - I_{ср} \frac{m_n X_a}{\pi U_{X.X}} = 1 - 60 * \frac{2 * 2 * 3,14 * 50 * 3,1 * 10^{-3}}{3,14 * 302,8} = 0,98, \gamma = 11^\circ;$$

Определяем минимально допустимую индуктивность дросселя фильтра:

$$L_{др.мин} = \frac{2 U_{ср}}{(m_n^2 - 1) m_n I_{ср} f \pi} = \frac{2 * 220}{(2^2 - 1) * 2 * 3,14 * 50 * 60} = 8 * 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r_B = \frac{U_{x.x} - U_{cp}}{I_{cp} - I_{x.x}} = \frac{302,8 - 269,8}{60 - 0} = 0,55 \text{ Ом.}$$

Коэффициент полезного действия выпрямителя

$$\eta = \frac{U_{cp} I_{cp}}{U_{cp} I_{cp} + \Delta P_{тр} + \Delta P_B} = \frac{220 * 60}{220 * 60 + 900 + 72} = 0,93,$$

где $\Delta P_{тр}$ - потери в трансформаторе,

$$\Delta P_{тр} = S_{т}(1 - \eta_{тр}) = 18000(1 - 0,95) = 900 \text{ Вт};$$

$\eta_{тр}$ - коэффициент полезного действия трансформатора, $\eta_{тр} = 0,8 \dots 0,97$; ΔP_B - потери мощности на выпрямительных диодах,

$$\Delta P_B = I_a U_{пр} N = 30 * 0,6 * 4 = 72 \text{ Вт};$$

N - количество диодов в схеме.

Определяем ток нулевого вентиля (рис. 2.1, г):

$$I_0 = \frac{U_2 \cos \gamma}{\tan \alpha} = \frac{336,1 * 0,98}{2 * 2 * 3,14 * 50 * 3,11 * 10^{-3}} = 16,9 \text{ А};$$

Из прил.5 выбираем нулевой вентиль типа ВЛ 25.

Внешняя характеристика выпрямителя при $\alpha = 0$ представляет прямую линию (рис. 2.1, в). Она строится по двум точкам: $I_{cp} = 0$; $U_{cp} = U_{x.x}$ (холостой ход) и I_{cp} ; U_{cp} - (номинальная нагрузка).

2.3. Основные параметры выпрямителя в управляемом режиме

Определяем максимальный и минимальный угол регулирования :

$$\alpha_{\min} \geq \gamma = 11^\circ; \alpha_{\max} < \pi - \gamma = 180^\circ - 11^\circ = 169^\circ.$$

Определяем минимальное выпрямленное напряжение на нагрузке:

$$U_{\text{ср. мин}} = \frac{U_{\text{ср}}}{D} = \frac{220}{20} = 11 \text{ В.}$$

Из прил.9 для нашей схемы в управляемом режиме работы выпрямителя находим:

$$U_{\text{ср}} = U_{\text{ср.мин}} = U_{\text{ср}} \frac{\cos \alpha + 1}{2}.$$

Отсюда определяем максимальный угол регулирования:

$$\cos \alpha = \frac{2U_{\text{ср. мин}}}{U_{\text{ср}}} = 1 - \frac{2 \cdot 11}{220} = -0,9; \quad \alpha_{\text{макс}} = 155^\circ.$$

Определяем максимальный и минимальный углы проводимости диодов и тиристоров : $\lambda_{\text{мин}} = \pi - \alpha_{\text{макс}} = 180^\circ - 155^\circ = 25^\circ$;

$$\lambda_{\text{макс}} = \pi - \alpha_{\text{мин}} = 180^\circ - 11^\circ = 169^\circ.$$

Ток в нагрузке

$$I_{\text{ср.в}} = I_{\text{ср}} \frac{|\cos \alpha| + 1}{2} = 60 \cdot \frac{|-0,9| + 1}{2} = 57 \text{ А.}$$

Ток через тиристор

$$I_a = I_{\text{ср}} \frac{\pi + \alpha}{2\pi} = 60 \cdot \frac{180^\circ + 155^\circ}{2 \cdot 180^\circ} = 56 \text{ А.}$$

Ток через диоды

$$I_{\text{д.ср}} = I_{\text{ср}} \frac{\pi + \alpha}{2\pi} = 60 \cdot \frac{180^\circ + 155^\circ}{360^\circ} = 56 \text{ А.}$$

Ток в нулевом диоде

$$I_0 = I_{\text{ср}} \frac{\alpha}{\pi} = 60 \cdot \frac{155^\circ}{180^\circ} = 51,7 \text{ А.}$$

2.4 Выбор элементов управляемого выпрямителя

Вентили к тиристорам выбираются из условия максимального обратного напряжения и наибольших значений токов.

На основании предыдущих расчетов находим:

для тиристоров - $U_{\text{обр макс}} = 423,6 \text{ В}$; $I_a = 56 \text{ А}$;

для диодов - $U_{\text{обр макс}} = 423,6 \text{ В}$; $I_{\text{д.ср}} = 56 \text{ А}$;

для нулевого вентиля - $U_{\text{обр макс}} = 423,6 \text{ В}$; $I_0 = 51,7 \text{ А}$.

Силовые тиристоры и диоды выбирают с запасом по обратному напряжению, т.е. $U_m = (1,3 \dots 1,5) U_{\text{обр макс}} = 1,5 \cdot 423,6 = 635 \text{ В}$.

Принимаем тиристоры и диоды с допустимым обратным напряжением:
 $U_{обр. доп} = 700 \text{ В}$.

Допустимые токи через тиристоры и силовые вентили зависят от угла проводимости λ (рис.2.2) и скорости охлаждающего воздуха (рис.2.3) и не превышают 40 % I_n . Тогда необходимо выбрать: тиристоры на ток —

$$I_m = \frac{I_d}{0,4} = \frac{56}{0,4} = 140 \text{ А}; \quad \text{диоды} - I_d = \frac{I_{дср}}{0,4} = \frac{56}{0,4} = 140 \text{ А};$$

нулевой вентиль —

$$I_0 = \frac{I_0}{0,4} = \frac{51,7}{0,4} = 130 \text{ А}.$$

Выбираем для выпрямителя два тиристора типа ТЛ-160-7 (см. прил.6), три диода типа ВЛ-160-7 (см. прил.5). Для охлаждения тиристоров «диодов» применяем типовые охладители М-6А.

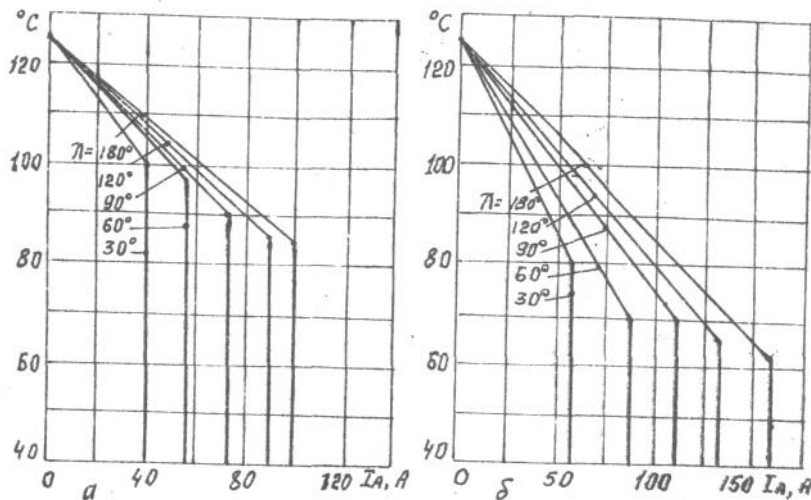


Рис.2.2. Зависимость максимально допустимого тока от температуры корпуса вентилях при разных углах проводимости: а - ВЛ-100, ТЛ-100 ; б - ВЛ-160, ТЛ-160

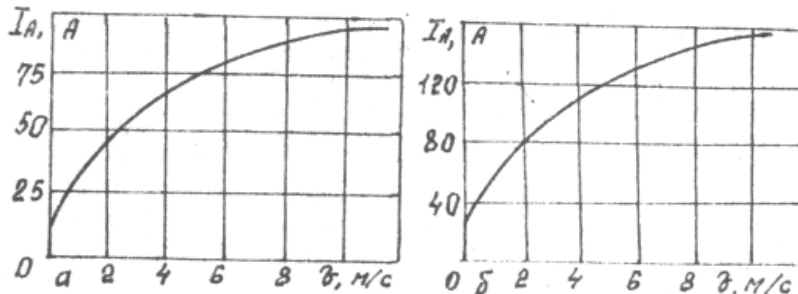


Рис.2.3. Зависимость максимального тока вентилях от скорости охлаждающего воздуха: а - ВЛ-100, ТЛ-100; б - 160, ТЛ-160

2.5 Расчет регулировочной характеристики управляемого выпрямителя

Общая расчетная формула (см. прил. 3 или 10) для всего семейства нагрузочных характеристик:

$$U_{ср\alpha} = U_{х.х} \frac{\cos\alpha + 1}{2} - \Delta U,$$

где $U_{х.х}$ - напряжение холостого хода при повышенном напряжении сети;
 ΔU - падение напряжения на элементах выпрямителя,

$$\Delta U = \left(\frac{m_n \omega L_a}{2\pi} + r_{mp} \right) I_{ср\alpha} + \Delta U_{в} = 0,36 * I_{ср\alpha} + 1,2;$$

$I_{ср\alpha}$ - ток в нагрузке, изменяется по закону (см. прил. 9 или 10)

$$I_{ср\alpha} = I_{ср} \frac{\cos\alpha + 1}{2}.$$

Результаты расчета сведем в табл. 2.1.

Таблица 2.1

$\alpha...^\circ$	0	30	60	90	120	150	165
$I_{ср\alpha}, A$	60	55,8	45	30	15	4,2	1,2
$\Delta U, B$	22,8	21,3	17,4	12	6,6	5,8	1,6
$U_{ср\alpha}, B$	276,5	257	207	137,6	68,2	15,2	4,4

Регулировочная характеристика управляемого выпрямителя приведена на рис. 2.4.

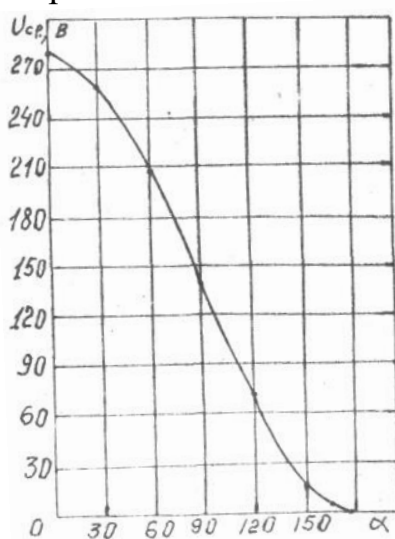


Рис.2.4 - Регулировочная характеристика выпрямителя

2.6 Выбор защиты тиристоров от перегрузок по току и напряжению

Необходимость обеспечения надежной эксплуатации тиристоров требует выполнения ряда защитных мер, в первую очередь защиты тиристоров от перенапряжений и коротких замыканий.

Защита должна удовлетворять следующим основным требованиям:

- обеспечивать максимальное быстродействие;
- производить отключение только поврежденного элемента;
- иметь высокую чувствительность.

Защиту тиристоров от перегрузок можно осуществлять либо с помощью быстродействующих предохранителей, ампер-секундная характеристика которых по форме подобна перегрузочной характеристике тиристора на рис 2.5, либо с помощью автоматических выключателей.

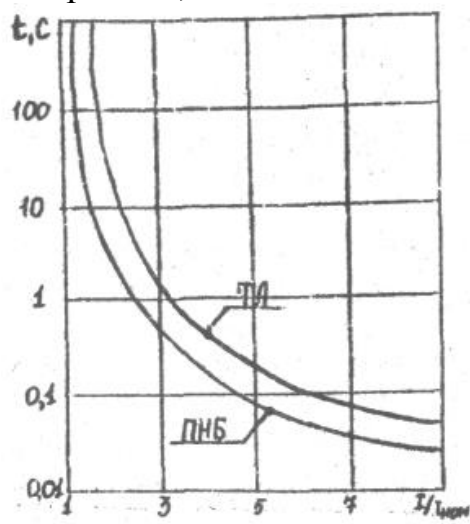


Рис.2.5. Перегрузочные характеристики тиристоров и предохранителей

Наилучшим следует признать применение быстродействующих плавких предохранителей типа ПБВ или ПНБ (прил. 8), которые имеют токи плавкой вставки от 40 до 600 А при напряжениях 380 и 660В.

Предохранитель выбирается на напряжение, не меньшее U номинального тока электроустановки, в которой он будет эксплуатироваться.

Для защиты управляемого выпрямителя определяем ток плавкой вставки:

$$I_{пл.вст} = K_{э.пер} K_1 K_i I_{ср} = 1,2 * 0,5 * 1,05 * 1,5 * 60 = 56,7 \text{ А,}$$

где $K_{э.пер}$ - коэффициент возможной эксплуатационной перегрузки, $K_{э.пер} = 1,2$;

K_1 - коэффициент, характеризующий соотношение токов в идеальном выпрямителе, $K_1 = 0,5$;

K_i - коэффициент учитывающий отклонение формы опорного тока нежилей

от прямоугольной, $K_i=1,05$;

n - коэффициент трансформатора, $n=1,5$.

Принимаем к установке быстродействующие предохранители типа ПНБ-5-380/100.

Причиной перенапряжений наиболее часто являются коммутационные процессы. Одним из источников перенапряжений является электромагнитная энергия, накопленная в элементах схемы, обладающих индуктивностью. Так, в момент отключения выпрямителя, имеющего значительную индуктивность, возникает бросок напряжения, который может в несколько раз превысить значение напряжения, на которое рассчитан вентиль. Перенапряжения возникают при включениях и выключениях трансформатора.

Защита от коммутационных перенапряжений осуществляется включением RC - цепочек на входных тинах преобразователя (рис.2.6).

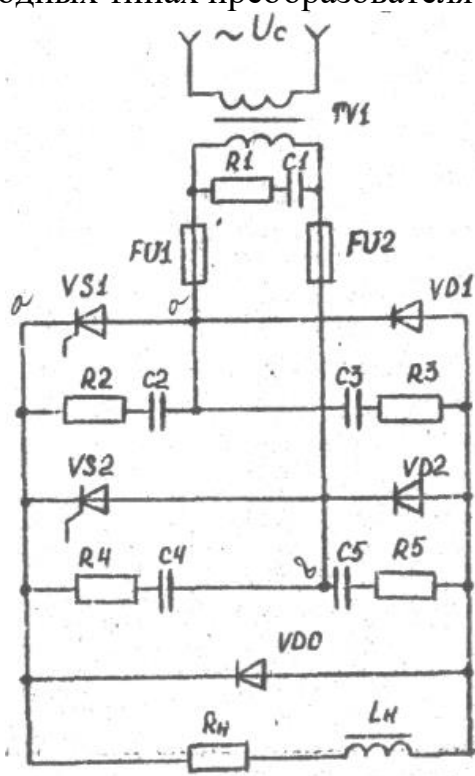


Рис.2.6. Схема защиты вентильных блоков от перегрузок по току и напряжению

Параметры RC - цепочки определяются по следующим формулам:

$$C1 \approx \frac{55 I_{2,x,x}}{(K_3^2 - 1) U_{x,x}}; \quad U_{C1} \approx 2,6 U_{x,x}; \quad R1 \approx 0,52 \frac{U_{x,x}}{I_{2,x,x}},$$

где $I_{2,x,x}$ - величина холостого хода вторичной обмотки трансформатора, составляет 5 % от действующего тока вторичной обмотки трансформатора;

K_3 - коэффициент запаса от перенапряжения на тиристоре, $K_3 = 1,5 \dots 2,0$, U_{xx} - напряжение вторичной обмотки трансформатора при холостом ходе при повышенном питающем напряжении, $U_{xx} = 302,8$ В.

Определяем величину емкости конденсатора C_1 :

$$C_1 \approx \frac{55 I_{2,xx}}{(K_3^2 - 1) U_{xx}} = \frac{55 * 0,05 * 60}{(1,5^2 - 1) * 302,8} = 0,44 \text{ мкФ.}$$

Определяем величину напряжения на конденсаторе C_1 :

$$U_{C1} \approx 2,6 U_{xx} = 2,6 * 302,8 = 785 \text{ В.}$$

Определяем величину сопротивления резистора :

$$R_1 \approx 0,52 \frac{U_{xx}}{I_{2,xx}} = \frac{0,52 * 302,8}{0,05 * 60} = 52,5 \text{ Ом.}$$

Определяем ток разрядного контура:

$$I_{R1} = 0,25 I_{2xx} = 0,25 * 0,05 * 60 = 0,75 \text{ А}$$

Определяем мощность рассеяния на резисторе R_1 :

$$P_{R1} = I_{R1}^2 * R_1 = (0,75)^2 * 52,5 = 29,5 \text{ Вт.}$$

По справочнику выбираем и принимаем к установке конденсаторы типа МБГТ на 0,5 мкФ и 100 В, а резистор типа ОПЭВ-50-на 51 Ом.

Для ослабления перенапряжения применяются R_2C_2 - цепочки (см. рис.2.6), которые включаются параллельно тиристору. Такая RC- цепочка совместно с индуктивностями цепи коммутации образует последовательный колебательный контур. Конденсатор ограничивает перенапряжения, а резистор ограничивает ток разряда этого конденсатора при отпирании и предотвращает колебания в последовательном контуре.

Для обеспечения удовлетворительного качества переходного процесса величины RC – цепочки определяются по следующим соотношениям :

$$C_2 \approx \frac{6L_a}{R_2^2}; \quad R_2 = \frac{3L_a}{\sqrt{6}U_2} \left(\frac{dU}{dt}\right)_{KP},$$

где L_a - индуктивность рассеяния обмоток трансформатора, $L_a = 3,11 \cdot 10^{-3}$ Гн; U_2 -действующее напряжение на вторичной обмотке трансформатора,
 $U_2 = 331,6$ В;

$\left(\frac{dU}{dt}\right)_{KP}$ - критическая скорость нарастания напряжения на тиристоре

(см. прил. 6), $\left(\frac{dU}{dt}\right)_{KP} = 100$ В/мкс.

Определяем величину ограничивающего сопротивления резистора:

$$R_2 = \frac{3L_a}{\sqrt{6}U_2} \left(\frac{dU}{dt}\right)_{KP} = \frac{3 \cdot 3,11 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^6}{\sqrt{6} \cdot 331,6} = 1150 \text{ Ом.}$$

Определяем величину емкости:

$$C_2 \approx \frac{6L_a}{R_2^2} = \frac{6 \cdot 3,11 \cdot 10^{-3}}{(1150)^2} = 0,014 \text{ мкФ.}$$

Определяем величину напряжения на конденсаторе: $U_2 = U_{\text{обр. макс}} = 424$ В. Определяем ток разрядного контура:

$$I_{R2} = \frac{U_{C2}}{(R_2 + R_{дв1})} = \frac{424}{1150 + 0,002} = 0,37 \text{ А,}$$

где $R_{дв1}$ -динамическое сопротивление открытого тиристора (см. прил. 6)
 $R_{дв1} = 0,002$ Ом.

Определяем мощность рассеяния на резисторе:

$$P_{R2} = I_{R2}^2 R_2 = (0,37)^2 \cdot 1150 = 158 \text{ Вт}$$

Принимаем к установке конденсаторы C_2, C_3, C_4, C_5 МБГО на 0,1 мкФ и 600 В, а резисторы R_2, R_3, R_4, R_6 ОПЕВ-200-по 1,2 кОм.

3 ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО - ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

Наиболее приемлемым способом управления мощными тиристорами в настоящее время считается импульсно - фазовое управление, т.е. включение запертых тиристоров почти положительными прямоугольными импульсами, подаваемыми на управляющий электрод тиристора сдвинутыми по фазе на угол α относительно момента естественного включения неуправляемых вентилях.

Основной задачей любой системы импульсно - фазового управления является преобразование входного регулирующего напряжения в соответствующий угол регулирования α (угол открытия тиристоров).

В многоканальных системах импульсно - фазового управления схемы всех каналов одинаковы и отличаются только фазами синхронизирующих напряжений, которые сдвинуты по фазе относительно друг друга, как и в соответствующих анодных цепях тиристоров.

Каждое напряжение синхронизации синхронизирует начало рабочего интервала изменений угла α с точкой 0 естественного включения соответствующего тиристора.

Обобщенная блок - схема одного канала транзисторной многоканальной системы импульсно - фазового управления приведена на рис. 3.1.

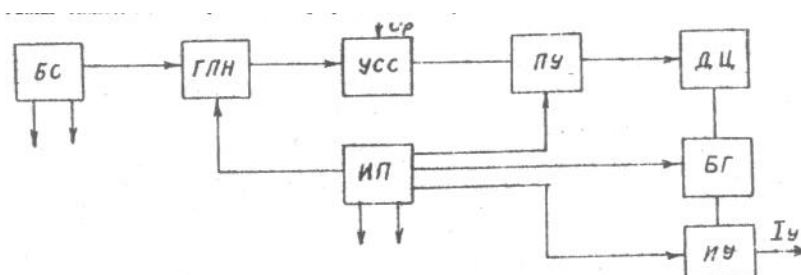


Рис. 3.1. Блок - схема системы импульсно - фазового управления: БС- блок синхронизации; ГПН - генератор пилообразного напряжения; УСС - устройство сравнения сигналов; ПУ - пороговое устройство; ДЦ - дифференцирующая цепь; ИУ - импульсный усилитель; ИП - источник питания, БГ - блокинг - генератор.

3.1 Расчет параметров пусковых импульсов

Определяем требуемую длительность импульса управления $t_{и.у.}$: при расчёте силовых схем был определен угол коммутации вентилях - $\gamma = 11^\circ$; длительность импульса управления $t_{и.у.}$ должна быть больше в 1,5...2 раза для перекрытия угла коммутации, следовательно, длительность импульса управления в электрических градусах будет равна:

$$t_{и.у.} \approx (1,5...2,0)\gamma = 2 * 11 = 22^\circ.$$

Произведем перерасчет с длительности импульсов в электрических градусах на длительность во времени, принимая во внимание, что частота силовой сети 50 Гц или 50 периодов в секунду, а период составляет 360 электрических градусов, следовательно, 1 электрический градус будет составлять 56 мкс: $t_{иу} = 56 \cdot 22 = 1232 \text{ мкс} \approx 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ с}$.

Основной характеристикой цепи управления является диаграмма управления (см. рис. 3.3).

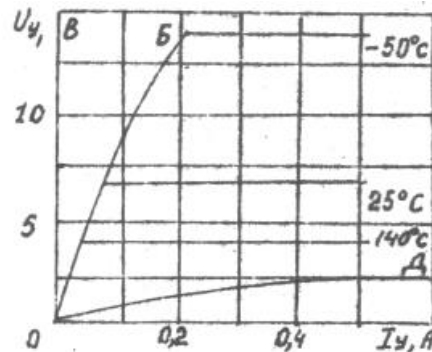


Рис.3.2. Предельные характеристики управления тиристором ТЛ -160

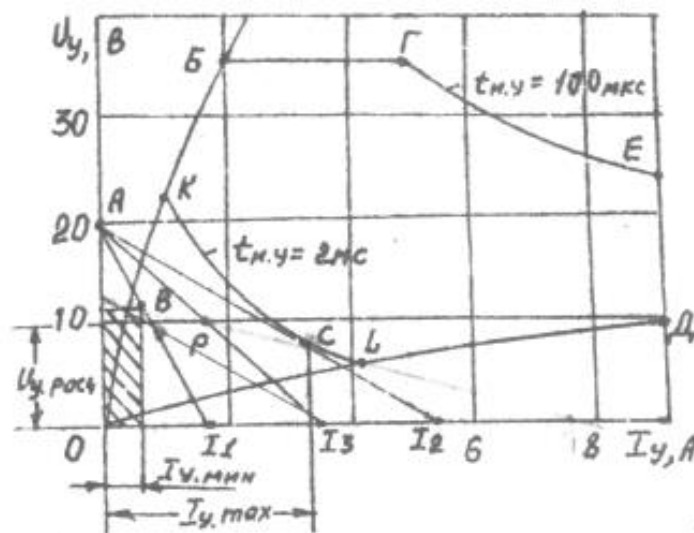


Рис. 3.3. Диаграмма управления и нагрузочные характеристики входного каскада

Зона гарантированного включения прибора ограничивается, прежде всего, предельными входными вольт - амперными характеристиками (ОБ соответствует вольт - амперной характеристике прибора, имеющего максимальное входное сопротивление при максимально допустимой температуре, а кривая ОД - вольт - амперной характеристике тиристора, имеющего минимальное входное сопротивление при минимально возможной температуре). Сверху (БГ) и справа (БД) диаграмма управления ограничена соответственно значениями отпирающих токов и напряжений при импульсном ($t_{иу} = 100 \text{ мкс}$) управлении.

Заштрихованная область является областью неотпирающего напряжения и тока при температуре полупроводниковой структуры, равной -50°C . На

диаграмме управления обычно наносятся зависимости допустимой мощности потерь $\Delta P_{y \text{ макс}}$ (кривые GE и KL). Обычно кривые мощности задаются для следующих значений длительности импульсов управления: $t_{иу} = 10 \text{ мс}$; $t_{иу} = 5 \text{ мс}$; $t_{иу} = 2 \text{ мс}$; $t_{иу} = 100 \text{ мкс}$.

Для выбранных тиристоров ТЛ-160 по диаграммам управления (рис.3.3) принимаем к расчету кривую допустимой мощности рассеивания $t_{иу} = 2 \text{ мс}$.

По заданному напряжению источника питания на диаграмме управления (см. рис. 3.3) строим нагрузочные линии в соответствии с уравнением динамического режима: $U_y = E_K - I_y R_r$.

Порядок построения динамических линий нагрузки следующий (см. рис. 3.3): из точки А, соответствующей $E_K = 20 \text{ В}$, проводим прямую через точку В, получаем ток короткого замыкания I_1 . Эта линия нагрузки соответствует максимальному внутреннему сопротивлению генератора $R_{г.макс}$ при минимальной температуре структуры тиристора, при котором тиристор еще может открыться управляющим током и напряжением. Точно так из точки А проводим касательную к кривой допустимой мощности ($t_{иу} = 2 \text{ мс}$) получаем ток короткого замыкания I_2 . Эта линия нагрузки соответствует минимальному внутреннему сопротивлению генератора импульсов при максимально допустимой мощности потерь в цепи управления.

Для надежной работы тиристора нужно рабочую линию нагрузки расположить внутри этих граничных нагрузочных характеристик. Используя токи I_1 и I_2 , находим средний расчетный ток короткого замыкания $I_{расч}$:

$$I_3 = \frac{I_1 + I_2}{2} = \frac{1,9 + 5,5}{2} = 3,7 \text{ А.}$$

Из точки $I_3 = 3,7 \text{ А}$ проводим прямую в точку $E_K = 20 \text{ В}$, получаем рабочую нагрузочную линию цепи управления при длительности импульса управления, равной 2 мс. Для определения рабочей точки Р поступаем следующим образом. Определяем токи рабочих точек В и С на граничных нагрузочных характеристиках и находим средний рабочий ток управления:

$$I_{расч} = \frac{I_{y \text{ макс}} + I_{y \text{ мин}}}{2} = \frac{3,4 + 0,5}{2} = 2,15 \text{ А;}$$

Затем находим расчетное напряжение управления:

$$U_{y \text{ расч}} = 10 \text{ В.}$$

Определяем параметры элементов входной цепи управления тиристором.

Цепи управления тиристором питаются от импульсного усилителя через выходной трансформатор (рис.3.4.) и ограничивающие элементы R_0 и $V_{ш}$

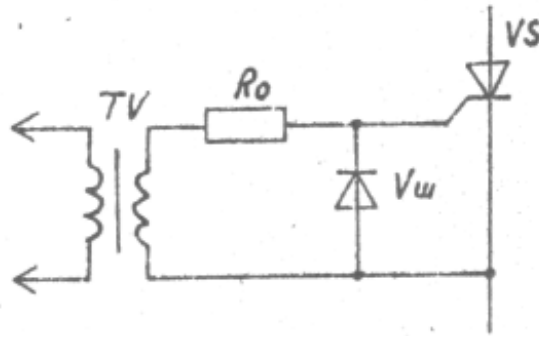


Рис.3.4. Схема входной цепи тиристора

Определяем величину ограничивающего сопротивления R_0 :

$$R_0 = \frac{E_k}{I_{y\max}} = \frac{20}{3,7} = 5,4 \text{ Ом.}$$

Определяем внутреннее сопротивление управляющего перехода тиристора $R_{y'}$:

$$R_{y'} = \frac{U_{зрас}}{I_{зрас}} = \frac{10}{2,15} = 4,6 \text{ Ом.}$$

Определяем мощность рассеивания на резисторе R_0 , учитывая импульсный характер нагрузки (10 %): $P_{R0} = 0,1 (I_{y\max})^2 R_0 = 0,1 * 3,7^2 * 5,4 = 7,4 \text{ Вт.}$

Принимаем резистор R_0 типа ОПЭВ -7,5 с сопротивлением, равным 5,6 Ом. Определяем выходную мощность импульсного усилителя:

$$P = \frac{t_{и,y} E_k^2}{T(R_0 + R_{y'})} = \frac{0,2 * 10^{-3} * 20^2}{0,02 * (5,4 + 4,6)} = 0,4 \text{ Вт.}$$

Для ограничения отрицательных выбросов в схеме рис.3.4. устанавливается диод $V_{ш}$. Шунтирующий диод выбирается по току I_3 . Принимаем к установке диод типа Д242 с номинальным током 10 А.

3.2 Расчет параметров элементов импульсного усилителя

Исходные данные:

длительность импульса управления $t_{и} = 2 \text{ мс}$;

напряжение источника питания $E_k = 20 \text{ В}$;

максимальная допустимая температура $t_{\max} = 60^\circ\text{C}$;

сопротивление нагрузки цепи управления тиристора

$$R_H = (R_{y'} + R_0) = (4,6 + 5,4) = 10 \text{ Ом};$$

расчетный ток цепи управления тиристора $I_m = I_{y.\text{расч}} = 2,15 \text{ А}$;

расчетное напряжение управления тиристора $U_{y.\text{расч}} = 10 \text{ В}$.

Импульсный усилитель (рис.3.5) работает в режиме переключения. Его расчет производим графоаналитическим способом.

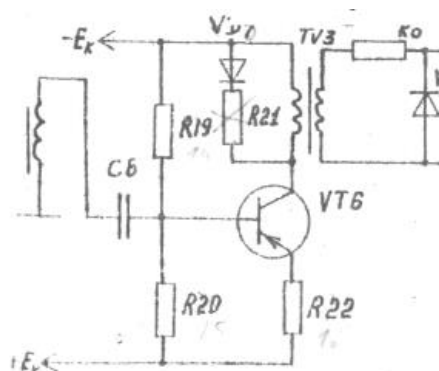


Рис 3 5 Схема импульсного усилителя

Допустимое напряжение на коллекторе транзистора должно удовлетворять условию $U_{к.доп} = (1,5...1,75)E_k = 1,75 * 20 = 35В$.

Определяем импульсную мощность коллекторной цепи:

$P_{и} = U_m I_m = U_{вых} I_{вых} = U_y I_y = 10 * 2,15 = 21,5$ Вт. Определяем среднюю мощность выходного каскада

$$P_{ср} = \frac{t_{u,y}}{T} U_m I_m = \frac{2 * 10^{-5}}{2 * 10^{-2}} * 10 * 2,15 = 2,15 \text{ Вт.}$$

Из справочника по величинам $U_{к.доп}$, I_m , $P_{и}$ выбираем транзистор КТ816Б со следующими параметрами: постоянное напряжение коллектор - эмиттер $U_{к.э.макс} = 45$ В; постоянный ток коллектора $I_{к.макс} = 3$ А; импульсный ток коллектора $I_{к.и.макс} = 6$ А; постоянная рассеиваемая мощность коллектора $P_{к.макс} = 25$ Вт; статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ $h_{21э} = 40$.

Из справочника берем входные и выходные характеристики (рис.3.6) и строим нагрузочные характеристики по постоянному и переменному току следующим образом.

Принимаем коэффициент трансформации выходного трансформатора $n=1$, тогда приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление нагрузки

$$R_{н'} = \frac{R'}{n^2} = R_n.$$

Из уравнения динамического режима ($U_k = E_k - I_k R_n$) определяем ток короткого замыкания по постоянному току: $I_{к'} = \frac{E_k}{R_n} = \frac{20}{10} = 2$ А.

Отмечаем на оси напряжений величину E_k , а на оси токов - величину $I_{к'}$ (см. рис. 3.6). Строим линию нагрузки по постоянному току. В момент пересечения $I_b = 5$ мА (ток отсечки) с линией нагрузки получаем рабочую точку А при положительном выходном импульсном сигнале.

В результате графических построений (см рис. 3.6) находим: ток покоя $I_{к0} = 0,45$ А и напряжение $U_{к0} = 15,5$ В рабочей точки А.

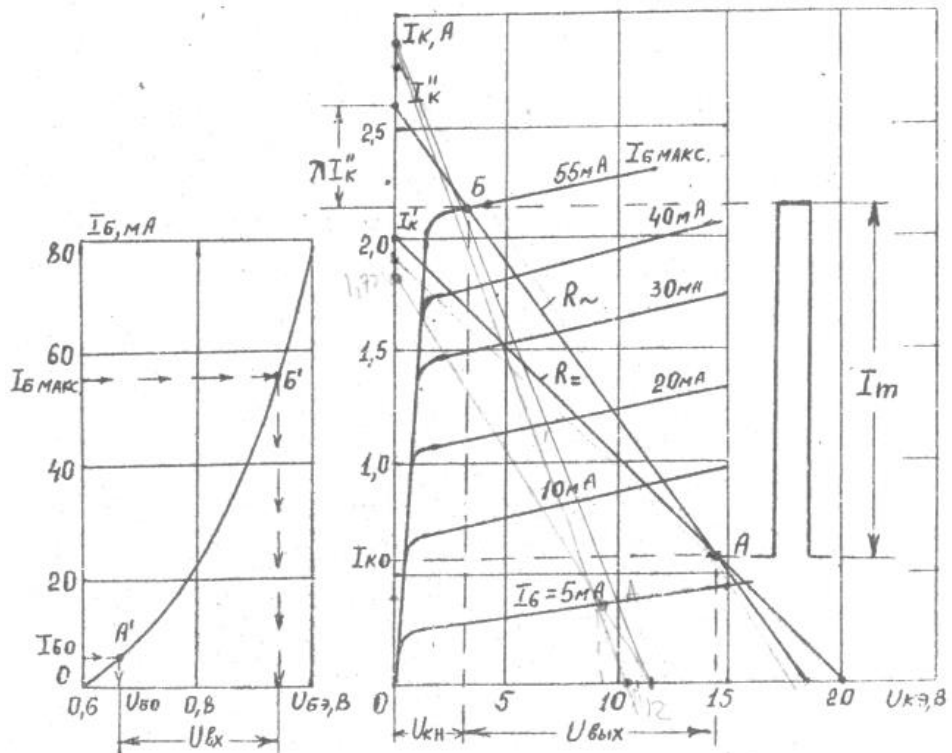


Рис.3.6 - Выбор режима работы выходного каскада по выходным и входным характеристикам транзистора КТ 816

Определяем ток короткого замыкания по переменному току $I_{k''}$:

$$I_{k''} = \frac{I_m + I_{k0}}{(1 - \lambda)} = \frac{2,15 + 0,45}{1 - 0,1} = 2,62 \text{ А,}$$

где λ - коэффициент, учитывающий смещение рабочей точки при повышении температуры, $\lambda = (0,1 \dots 0,2)$.

Из точки $I_{k''} = 2,62 \text{ А}$ через рабочую точку А проводим нагрузочную прямую по переменному току. Графически находим максимальный ток базы $I_{б.макс} = 55 \text{ мА}$ (точка Б).

Определяем величину сопротивления переменного тока:

$$R_{ac} = \frac{E_k}{I_k} = \frac{20}{2,62} = 7,7 \text{ Ом.}$$

Из графических построений находим:

$$U_{кн} = 3,75 \text{ В; } I_{кн} = I_{k''} = 2,62 \text{ А; } U_{вых} = 11,85 \text{ В ;}$$

$$U_{б0} = 0,65 \text{ В; } U_{б.макс} = 0,9 \text{ В ;}$$

$$U_{вх} = U_{б.макс} - U_{б0} = 0,9 - 0,65 = 0,25 \text{ В;}$$

$$I_{вх} = I_{б.макс} - I_{б0} = 55 - 5 = 50 \text{ мА.}$$

Коэффициент усиления каскада

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{11,85}{0,25} = 47.$$

Задаваясь падением напряжения на резисторе R22, равным $(0,15 \dots 0,2)E_k$, определим величин резистора R22:

$$R_{22} = \frac{0,15 E_k}{I_{k0} + I_{\delta 0}} = \frac{0,15 * 20}{0,45 + 0,005} = 6,6 \text{ Ом.}$$

Определяем допустимую мощность рассеивания на резисторе R22:

$$P_{R2} = \frac{t_{и}}{T} (I_m)^2 R_{22} = \frac{2 * 10^{-3}}{2 * 10^{-2}} * (2,15)^2 * 6,6 = 2,5 \text{ Вт.}$$

Принимаем резистор ОМЛТ - 5 на 6,6 Ом. Находим необходимый коэффициент нестабильности выходного каскада:

$$S_c = \frac{I_{k0}}{I_k^*} = \frac{0,045}{100 * 10^{-6} * 20,76} = 22,5,$$

где I_{k0} - допустимое изменение тока коллектора,
 $I_{k0} = (0,1 \dots 0,2) I_k = 0,1 * 0,45 = 0,045 \text{ А};$

ΔI_{k0} - величина изменения тока коллекторного перехода,

$$\Delta I_{k0}^* = (e^{0,077 \Delta t} - 1) = 100 * 10^{-6} * 20,76 = 2,07 * 10^{-3},$$

где Δt - перепад температур окружающей среды,
 $\Delta t = t_{\max} - 20^\circ - 60^\circ - 20^\circ = 40^\circ.$

Величину $(e^{0,077 \Delta t} - 1)$ можно непосредственно определить из табл.3.1

Таблица 3.1

Значения $\psi(\Delta t)$ в зависимости от Δt

Δt	10	20	30	40	50
$\psi(\Delta t)$	1,16	3,66	9,07	20,76	46,0

Определим входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки

$$R_{cm} = R_{22} \frac{S_c - 1}{1 - S_c (1 - \alpha_0)} = 6,6 \cdot \frac{22,5 - 1}{1 - 22,5(1 - 0,97)} = 436 \text{ Ом}$$

где α_0 - коэффициент передачи по току транзистора в схеме с общей базой,

$$\alpha_0 = 0,975 (\beta = h_{219} = 40).$$

Находим сопротивление резистора R19 делителя в цепи базы :

$$R_{19} = R_{cm} \frac{E_k}{E_k - U_{\delta 0} - (I_{k0} + I_{\delta 0}) R_{\gamma} - R_{cm} I_{\delta 0}} =$$

$$= 436 * \frac{20}{20 - 0,65 - (0,45 + 0,005) * 6,6 - 436 * 0,003} = 580 \text{ Ом.}$$

Принимаем: R19 = 620 Ом

Рассчитываем сопротивление R20 делителя в цепи базы:

$$R_{20} = \frac{R_{19} R_{cm}}{R_{19} - R_{cm}} = \frac{620 * 436}{620 - 436} = 1470 \text{ Ом.}$$

Принимаем; $R_{20} = 1500 \text{ Ом}$.

Находим ток делителя I_d :

$$I_d = \frac{U_{80} + (I_{k0} + I_{80}) R_{20}}{R_{19}} = \frac{0,65 + (0,45 + 0,005) * 6,7}{620} = 6,0 \text{ мА}.$$

Ток делителя во много раз меньше тока коллектора:

$$I_d = 6,0 \text{ мА} \ll I_{k0} = 450 \text{ мА}.$$

Определяем параметры импульсного трансформатора на ферритовом кольце $K20,0 \cdot 10,0 \cdot 5,0$. Кольцо изготовлено из феррита марки 1500НМ.

Параметры ферритового кольца:

начальная магнитная проницаемость $\mu_g = 1500 \text{ Г / м}$;

средняя длина магнитной линии $l_c = 43,55 \text{ нм}$;

площадь поперечного сечения $S_c = 22,02 \text{ мм}^2$.

Находим индуктивность намагничивания сердечника трансформатора:

$$L_\mu = \frac{E_k t_n}{I_\mu} = \frac{20 * 2 * 10^{-3}}{2,15} = 2 * 10^{-2} \text{ Гн},$$

где I_μ - ток намагничивания сердечника трансформатора,

$$I_\mu = I_m = I_y \text{ расч} = 2,15 \text{ А}.$$

Находим количество витков первичной и вторичной обмоток трансформатора ($W_1 = W_2$) :

$$W_1 = 280 \sqrt{\frac{L_\mu l_{cp} S_c}{\mu_g}} = 280 * \sqrt{\frac{2 * 10^{-2} * 4,3 * 0,24}{1500}} = 30 \text{ витков}.$$

Следовательно, первичная и вторичная обмотки должны содержать по 30 витков. В нелинейных транзисторных усилителях при отсечке коллекторного тока в выходной цепи возбуждается контур, образованный на индуктивности намагничивания и паразитной емкости трансформатора. При ударном возбуждении контура могут возникнуть синусоидальные колебания с амплитудой

$$U_k = E_k + U'_{обр} \approx 2E_k.$$

Для демпфирования колебаний ударного возбуждения первичная или вторичная обмотка трансформатора шунтируется диодом или цепью из диода и резистора. Диод включается таким образом, чтобы при передаче рабочего импульса демпфирующая цепь не нагружала усилитель.

После окончания рабочего импульса при возбуждении выброса обратной полярности диод отпирается, и демпфирующая цепь подключается к выходу усилителя. Уменьшается сопротивление

$$R_{нд} = \frac{R' R_d}{R_d + R'_{н}}$$

нагружающее контур, и колебания срываются.

Определим величину шунтирующего сопротивления $R_{д}$ из формулы:

$$U_k = E_k + \frac{I_{\mu} R_{д} R'_H}{R_{д} + R'_H},$$

где $R_{д}$ - шунтирующее сопротивление, $R_{д} = R_{21} + r_{пр.диода}$;

I_{μ} - ток намагничивания, $I_{\mu} = I_m = I_{y \text{ расч}} = 2,15 \text{ А}$;

U_k - суммарное напряжение на коллекторе транзистора в момент ударного возбуждения, $U_k \approx 2E_k$;

$$R_{д} = -\frac{E_k R_H}{E_k - I_{\mu} R_H} = -\frac{20 \cdot 10}{20 - 2,15 \cdot 10} = 133 \text{ Ом.}$$

Выбираем шунтирующий диод по $I_{\mu} = 2,15 \text{ А}$ и $U_{обр} = E_k = 20 \text{ В}$ типа КД202Б с параметрами : $I_{макс} = 3,5 \text{ А}$; $U_{обр.макс} = 50 \text{ В}$; $r_{пр} = 0,3 \text{ Ом}$.

Находим величину сопротивления $R_{21} = R_{д} - r_{пр} = 133 - 0,3 = 132,7 \text{ Ом}$.

Определяем допустимую мощность рассеивания на резисторе R_{21} , учитывая импульсный характер тока :

$P_{R_{21}} = (0,1 I_{\mu})^2 R_{21} = (0,1 \cdot 2,15)^2 \cdot 130 = 6,1 \text{ Вт}$. Принимаем к установке резистор типа ОМЛТ-5 на 130 Ом .

3.3 Расчет параметров элементов блокинг - генератора

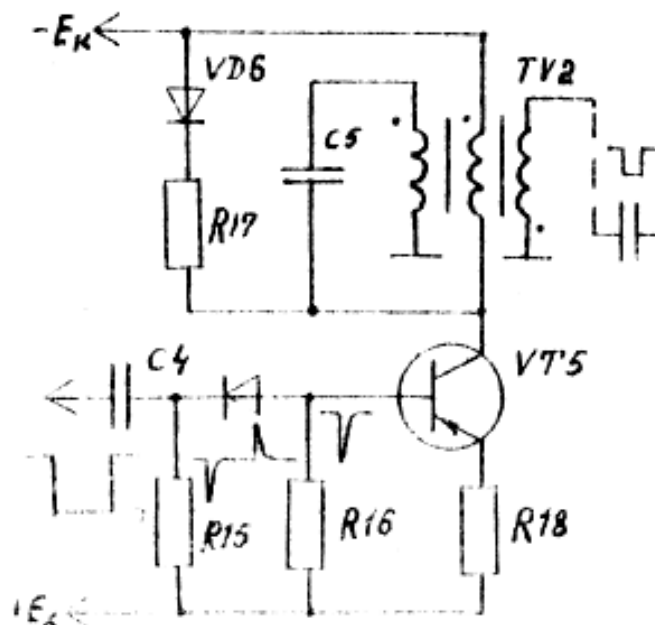


Рис.3.7. Схема блокинг – генератора

Исходные данные :

напряжение питания $E_k = 20 \text{ В}$;

сопротивление нагрузки $R_H = R_{вх} = R_{вых}$,

длительность выходного импульса $t_{и} = 2 \cdot 10^{-2} \text{ с}$;

выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 0,9 \text{ В}$;
 выходной ток $I_{\text{вых}} = 55 \text{ мА}$;
 период повторения импульсов $T = 2 \cdot 10^{-2} \text{ с}$,
 коэффициент трансформации $n = 1/5$.

Находим выходное сопротивление блокинг – генератора:

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{вх}} = R_{\text{н}} = \frac{R_{\text{см}} R_{18}}{R_{\text{см}} + R_{18}} = \frac{436 \cdot 150}{436 + 150} = 112 \text{ Ом}$$

Определяем приведенное сопротивление в цепи коллектора:

$$R_{\text{н}}'' = R_{\text{н}} \frac{1}{n^2} = R_{\text{вх}} \frac{1}{n^2} = 112 \cdot \frac{1}{1/25} = 2800 \text{ Ом.}$$

Находим амплитуду импульса в первичной обмотке трансформатора :

$$U_{\text{м1}} = U_{\text{вы}} \cdot \frac{1}{n} = 0,9 \cdot 5 = 4,5 \text{ В.}$$

Ток вторичной обмотки трансформатора $I_2 = I_{\text{вых}} = 55 \text{ мА}$.

Определяем ток первичной обмотки трансформатора:

$$I_2 = \frac{I_1}{n} ; I_1 = I_2 n = \frac{55}{5} = 11 \text{ мА.}$$

Находим допустимое напряжение на коллекторе: $U_{\text{к.доп}} = 1,5 E_{\text{к}} = 30 \text{ В}$.

Определяем максимальную мощность первичной обмотки трансформатора:

$$P_{\text{max}} = I_1 U_{\text{м1}} = 11 \cdot 4,5 = 49,5 \text{ мВт}$$

По максимальной мощности и допустимому напряжению на коллекторе первичной обмотки выбираем транзистор типа МП25 с параметрами:

напряжение коллектор - эмиттер $U_{\text{кэ}} = 40 \text{ В}$;

ток коллектора $I_{\text{к}} = 300 \text{ мА}$;

мощность рассеивания $P_{\text{рас.макс}} = 200 \text{ мВт}$;

коэффициент передачи по току $\beta = 15$;

обратный ток коллектора $I_{\text{к0}} = 40 \text{ мкА}$;

входное сопротивление $h_{11э} = 750 \text{ Ом}$;

объемное сопротивление базы $r_б = 160 \text{ Ом}$.

Предусматриваем подключение нагрузки через отдельную обмотку с коэффициентом трансформации: $W_{\text{н}} / W_{\text{к}} = n = 1 / 5$.

Выбираем коэффициент трансформации $n_0 = W_{\text{б}} / W_{\text{к}}$, близкий к оптимальному:

$$n_0 = \sqrt{\frac{r_б}{R_{\text{н}}}} = \sqrt{\frac{160}{112}} = 1,2$$

Принимаем: $n_0 = 1$.

Определяем сопротивление времязадающего резистора R16 из условий:

$$R_{16} < \frac{E_k}{10 I_{k0}} = \frac{20}{10 \cdot 40 \cdot 10^{-6}} = 50 \text{ кОм.}$$

$R_{16} \geq (10 \dots 20) R_{вх} = (10 \dots 20) r_6 = 20 \cdot 160 = 3,2 \text{ кОм.}$ Принимаем
: $R_{16} = 10 \text{ кОм}$ типа ОМЛТ-1.

Находим емкость времязадающего конденсатора:

$$C_5 = \frac{t_n}{R_{14} \ln\left(1 + \frac{U_{c \max}}{E_k + I_{k0} R_{14}}\right)}$$

Предварительно определяем :

$$t_n = (2 \cdot 10^{-2} - 2 \cdot 10^{-3}) = 1,8 \cdot 10^{-2} \text{ с; } U_{c \max} \approx n_0 E_k = 1 \cdot 20 \text{ В.}$$

Тогда

$$C_5 = \frac{1,8 \cdot 10^{-2}}{10 \cdot 10^3 \cdot 0,68} = 2,6 \text{ мкФ.}$$

Принимаем конденсатор типа К71-4 емкостью 2,7 мкФ с рабочим напряжением 160 В.

Определяем индуктивность коллекторной обмотки импульсного трансформатора :

$$L_{к} \approx \frac{t_n}{\frac{n_0 \beta}{R_{вх}} \cdot \frac{n^2}{R_n}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{\frac{1 \cdot 15}{160} \cdot \frac{(0,2)^2}{112}} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Гн.}$$

Выбираем тороидальный сердечник из феррита марки 1500 НМ1 10x6,0x2,0.
Магнитная проницаемость

$$G = \mu_n \mu_0 \frac{S}{l} = 1500 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{3,9 \cdot 10^{-6}}{24 \cdot 10^{-3}} = 0,3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн,}$$

где μ_n - начальная магнитная проницаемость феррита марки 1500 НМ,
 $\mu_n = 1500$;

μ_0 - магнитная постоянная ферритов, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ Г / м}$;

l - средняя длина магнитной линии, $l = 24 \text{ мм}$;

S - поперечное сечение кольца феррита, $S = 3,9 \text{ мм}^2$.

Находим число витков коллекторной и базовой обмоток трансформатора:

$$W_k = W_6 = \sqrt{\frac{L_{к}}{G}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-4}}{0,3 \cdot 10^{-6}}} = 25,8.$$

Принимаем: $W_k = W_6 = 25$, следовательно, нагрузочная обмотка будет со-
держат: $W_n = n_n W_k = 25/5 = 5$.

Принимаем: $U_{см} = 0,2 E_k = 0,2 \cdot 20 = 4 \text{ В.}$

Находим величину сопротивления в цепи эмиттера:

$$R_{18} = \frac{U_{см}}{I_1} = \frac{4}{11 \cdot 10^{-3}} = 363 \text{ Ом.}$$

Принимаем к установке: $R_{18} = 360 \text{ Ом.}$

Аналогично выбираем шунтирующую цепочку $V_6 R_{17}$.

Находим величину сопротивления шунтирующей цепочки $V_6 R_{17}$ из соотношения

$$U'_k = E_k + \frac{I'_\mu R_d R''_n}{R'_d + R''_n},$$

где U'_k - суммарное напряжение на коллекторе транзистора в момент ударного возбуждения контура, $U'_k = 2 E_k = 40$ В; $I'_\mu = I_k = 11$ мА :

R'_d - величина шунтирующего сопротивления, $R'_d = R_{17} + r_{np}$;

R''_n - приведенное сопротивление нагрузки к цепи коллектора., $R''_n = 2800$ Ом;

$$R'_d = \frac{E_k R''_n}{E_k - I'_\mu R''_n} = \frac{20 * 2800}{20 - 11 * 10^{-3} * 2800} = 5185 \text{ Ом},$$

Принимаем к установке: R_{17} типа ОМЛТ на 5,1 кОм.

Выбираем диод V_6 по току $I_\mu = 11$ мА и $U'_k = 40$ В типа Д9Е.

3.4 Расчет параметров элементов триггера Шмитта

Исходные данные:

амплитуда выходных импульсов $U_m = (1,1 \dots 1,5) V_{cm} = 6$ В;

период следования импульсов запуска $T = 0,02$ с;

минимальная длительность запускающих импульсов

$t_{и.зап} = 0,1 * t_{и.у} = 0,1 * 2 * 10^{-3} = 0,2 * 10^{-3}$ с ;

напряжение источника питания $E_k = 20$ В.

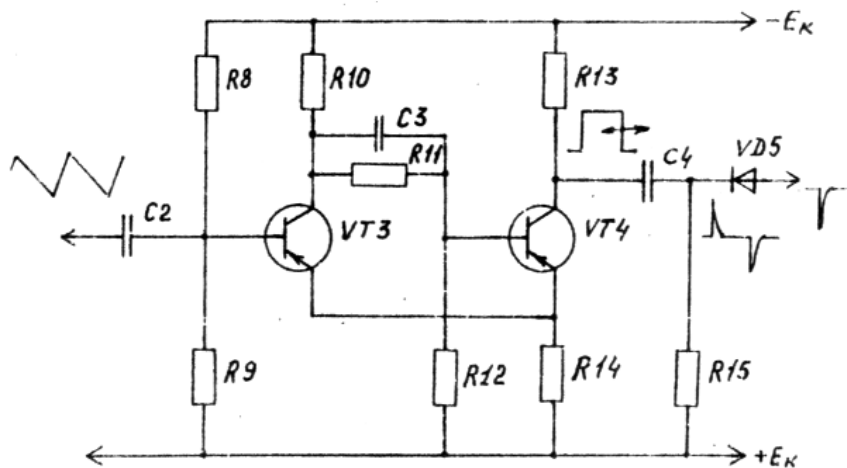


Рис.3.8. Схема триггера Шмитта с дифференцирующей цепью

Определяем максимальную длительность выходного импульса порогового устройства из условия: $t_{и.вых.макс} \geq (155 - 11) * 56 * 10^{-6} + 2 * 10^{-4} \approx 8,2$ мс.

Выбираем транзисторы VT_3, VT_4 из условия : $U_{к.доп} \geq E_k = 20$ В.

Этим требованиям удовлетворяют транзисторы КТ104 А с параметрами: $U_{к.доп} = 30$ В; $I_{к.доп} = 50$ мА; $\beta = 9 \dots 36$; $f_{\alpha} = 5$ МГц; $I_{к0} = 300$ мкА; $P_{рас} = 150$ мВт.

Определяем ток насыщения: $I_{кп} = 0.8 I_{к.доп} = 0.8 * 50 = 40$ мА.

Находим величину резистора R13:

$$R_{13} = \frac{E_k}{I_{кп}} = \frac{20}{40 * 10^{-3}} = 500 \text{ Ом.}$$

Определяем допустимую мощность рассеивания на резисторе R13:

$$P_{R13} = I_{кп}^2 R_{13} = (40 * 10^{-3})^2 * 500 = 0,80 \text{ Вт.}$$

Принимаем: $R_{13} = 510$ Ом.

Определяем величину резистора R10 из соотношения

$$R_{10} = (2 \dots 3) R_{13} = 2,5 * 510 = 1275 \text{ Ом.}$$

Находим допустимую мощность рассеивания на резисторе R10:

$$P_{R10} = I_{кп}^2 R_{10} = (40 * 10^{-3})^2 * 1275 = 2,0 \text{ Вт.}$$

Принимаем: $R_{10} = 1,2$ кОм.

Находим величину сопротивления резистора R14:

$$R_{14} = \frac{E_k - U_m}{U_m} R_{13} = \frac{20 - 6}{6} * 510 = 1150 \text{ Ом.}$$

Принимаем: $R_{14} = 1,2$ кОм.

Вычисляем емкость ускоряющего конденсатора C3:

$$C_3 = \frac{1,5}{2 \pi f \alpha R_{14}} = \frac{1,5}{2 * \pi * 5 * 10^6 * 1,2 * 10^3} = 100 \text{ пФ.}$$

Принимаем: $C_3 = 100$ пФ.

Определяем величину резистора R12 из соотношения

$$R_{12} < \frac{E_k R_{14}}{I_{к0} (R_{10} + R_{14})} = \frac{20 * 1200}{300 * 10^{-6} * (1200 + 1200)} = 33 \text{ кОм.}$$

Принимаем: $R_{12} = 33$ кОм.

Вычисляем величину сопротивления R11 из соотношения

$$R_{11} = \frac{\beta R_{12} (E_k R_{13} - R_{10} I_{к0} (R_{14} + R_{13}))}{E_k (R_{12} + \beta R_{14})} = \frac{20 * 33 * 10^3 * (20 * 510 - 1200 * 300 * 10^{-6} * (510 + 1200))}{20 * (33 * 10^3 + 20 * 1200)} = 5560 \text{ Ом.}$$

Принимаем: $R_{11} = 5,7$ кОм.

Находим величину сопротивлений делителя напряжения R8, R9:

$$R_8 < \frac{\beta R_{д} R_{10}}{\beta R_{14} + R_{д}} = \frac{20 * 25,6 * 10^5 * 1,2 * 10^3}{20 * 1,2 * 10^3 + 25,6 * 10^3} = 12,4 \text{ кОм};$$

$$R_9 < \frac{\beta R_{14} R_{10} E_k}{E_k R_{13} + \beta R_{10} I_{k0} (R_{13} + R_{14})} =$$

$$= \frac{20 * 1,2 * 10^3 * 1,2 * 20}{20 * 510 + 20 * 1200 * 300 * 10^{-6} * (510 + 1200)} = 25,6 \text{ кОм}.$$

Принимаем: $R_8 = 13 \text{ кОм}$, $R_9 = 27 \text{ кОм}$.

Определяем величину разделительного конденсатора C_2 из условия $t_{и.вх} < (4 \dots 5) R_{д} C_2$:

$$C_2 = \frac{t_{и.вх.}}{R_{д}} = \frac{5 * 8 * 10^{-3}}{27 * 10^3} = 1,48 \text{ мкФ}.$$

Принимаем: $C_2 = 1 \text{ мкФ}$.

3.5 Расчет элементов дифференцирующей цепи

Исходные данные:

длительность входных импульсов $t_{и.вх} = 8,2 \text{ мс}$;

амплитуда входных импульсов $U_m = 6 \text{ В}$;

паразитная емкость генератора импульсов $C_{п} = C_{к} = 50 \text{ пФ}$;

требуемая длительность выходных импульсов $0,1 t_{и.бг} \dots 0 > 5 t_{и.бг}$.

Находим внутреннее сопротивление генератора импульсов:

$$R_r = \frac{R_{13} R_{14}}{R_{13} + R_{14}} = \frac{510 * 1200}{510 + 1200} = 340 \text{ Ом}.$$

Выбираем емкость дифференцирующей цепи из условия: $C_4 \gg C_{п}$.

Принимаем: $C_4 = 510 \text{ пФ}$.

Ориентировочно сопротивление дифференцирующей цепи можно определить:

$$R_{15} = \frac{t_{и.вх.}}{5 C_4} = \frac{8,2 * 10^{-3}}{5 * 510 * 10^{-12}} = 3 \text{ МОм}.$$

Принимаем: $R_{15} = 3 \text{ МОм}$.

Амплитуда выходных импульсов с дифференцирующей цепочки:

$$U_{вых.т} = U_m \left[1 - \frac{R_r C_n}{R_{12} C_4} \left(1 + \ln \frac{R_{18} C_4}{R_r C_n} \right) \right] =$$

$$= 6 * \left[1 - \frac{340 * 50 * 10^{-12}}{3 * 10^6 * 510 * 10^{-18}} * \left(1 + \ln \frac{3 * 10^6 * 510 * 10^{-18}}{340 * 50 * 10^{-18}} \right) \right] = 5,9 \text{ В}.$$

Выбираем импульсный диод V_8 по $U_{вых.т}$ типа Д103.

3.6 Расчет параметров элементов генератора пилообразного напряжения

Исходные данные:

- напряжение питания $E_k = 20 \text{ В}$;
- длительность прямого хода $t_{пр} = 9 \text{ мс}$;
- период повторения $T = 10 \text{ мс}$;
- коэффициент нелинейности $\varepsilon = 5 \%$.

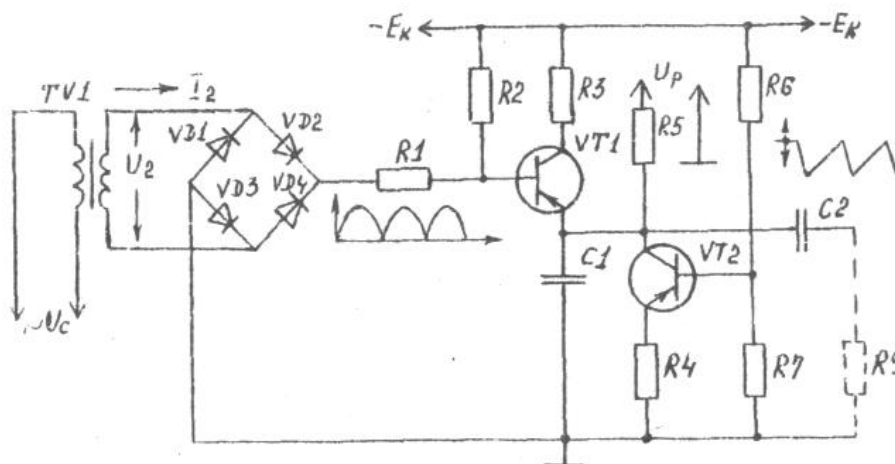


Рис.3.9. Схема блока синхронизации и генератора пилообразного напряжения

Задавшись $I_{кHV1} R3 = 5 \text{ В}$, $U_{\delta V3} = 0,5U_n$, находим величину пилообразного напряжения U_n :

$$U_n = E_k - I_{кHV1} R3 - 0,5U_n = \frac{20 - 5}{1,5} = 10 \text{ В}.$$

Выбираем транзистор МП115 с параметрами:

$U_{кэ} = 30 \text{ В} > E_k$; $\alpha = 0,985$; $R_{вых} = 1/h_{22б} = 400 \text{ кОм}$; $I_{к. доп} = 30 \text{ мА}$.

Определяем ток коллектора VT2 по заданному коэффициенту нелинейности.

$$I_{кV2} = \frac{U_n}{\varepsilon R_{вых}} = \frac{10}{0,05 * 400 * 10^{-3}} = 0,5 \text{ мА}.$$

Принимаем: $I_{кV2} = 1 \text{ мА}$, при этом, $\varepsilon < 5\%$.

Находим величину емкости конденсатора C1:

$$C1 = \frac{I_{кV2} t_{пр}}{U_n} = \frac{1 * 10^{-5} * 9 * 10^{-3}}{10} = 0,75 \text{ мкФ}.$$

Принимаем конденсатор C1 типа МБМ на 1 мкФ. Находим величину сопротивления R5 в цепи эмиттера VT2:

$$R4 = \frac{U_{\delta V2}}{I_{кV2}} = \frac{0,5U_n \alpha}{I_{кV2}} = \frac{0,5 * 10 * 0,985}{1 * 10^{-3}} = 4,9 \text{ кОм}.$$

Принимаем: $R_4 = 6,2 \text{ кОм}$.

Определяем сопротивление резистора R_3 :

$$R_3 = (T - t_{np}) \frac{1}{3C_1} = \frac{10 \cdot 10^{-3} - 9 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 0,75 \cdot 10^{-6}} = 444 \text{ Ом}$$

Принимаем: $R_3 = 470 \text{ Ом}$.

Рассчитываем величину базового резистора R_2 :

$$R_2 < \beta R_3 = \frac{\alpha}{1 - \alpha} R_3 = \frac{0,985}{1 - 0,985} \cdot 1 \cdot 10^3 = 65,6 \text{ кОм}$$

Принимаем: $R_2 = 68 \text{ кОм}$.

Находим сопротивление резисторов делителя R_6, R_7 , приняв, что ток делителя $I_{дел} \geq 10 I_{кв2} = 10 I_{кв2} \frac{1}{\beta} = \frac{10 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{60} = 0,17 \text{ мА}$.

Выберем ток делителя: $I_{дел} = 0,8 \text{ мА}$, тогда

$$R_6 = \frac{E_k - U_{\delta V 2}}{I_{дел}} = \frac{20 - 5}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 18,6 \text{ кОм}$$
$$R_7 = \frac{U_{\delta V 2}}{I_{дел}} = \frac{20 - 5}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 18,6 \text{ кОм};$$

Принимаем: $R_6 = 18 \text{ кОм}$ типа ОМЛТ-0;25; $R_7 = 7,5 \text{ кОм}$ типа ОМЛТ - 0.25 .

Находим емкость разделительного конденсатора C_2 из условия $R_{12} C_2 \gg t_{и}$:

$$C_2 > \frac{t_{и}}{R_{12}} = \frac{9 \cdot 10^{-3}}{51 \cdot 10^3} = 18 \text{ мкФ}$$

Принимаем: $C_2 = 20 \text{ мкФ}$.

3.7 Расчет элементов блока синхронизации

Исходные данные:

ток нагрузки $I_H > I_{кв1}$,

напряжение на нагрузке $U_H > U_{кв1} = U'_{2} = 4,1 \text{ В}$.

Находим ток нагрузки блока синхронизации:

$$I_H > I_{кв1} = \frac{I_{кв1}}{\beta} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{60} = 66 \text{ мкА}$$

где $I_{кв1}$ - коллекторный ток транзистора V_1 .

Принимаем: $I_H = 200 \text{ мкА}$; $U_H = 4,1 \text{ В}$.

Из прил. 1 для однофазной мостовой схемы выпрямления находим:
 $U_2 = 1,11 U_H = 4,6 \text{ В}$; $I_2 = 1,11 I_H = 1,11 \cdot 200 = 222 \text{ мкА}$;

$S_T = 1,23 \text{ Ун}$ $I_n = 1,23 * 4,1 * 200 * 10^{-6} = 0,96 \text{ мВт}$;

$I_a = 0,5$ $I_n = 100 \text{ мкА}$; $U_{обр.макс} = 1,57 \text{ Ун} = 1,57 * 4,1 = 6,7 \text{ В}$.

По величинам $U_{обр.макс}$ и I_a выбираем диоды $V1...V4$ Д2Б с параметрами:

$I_{a \text{ макс}} = 16 \text{ мА}$; $U_{обр.макс} = 30 \text{ В}$.

Находим величину ограничивающего сопротивления $R1$:

$$R1 = \frac{U_n}{I_n - I_{sv1}} = \frac{4.1}{200 \cdot 10^{-6} - 66 \cdot 10^{-6}} = 28 \text{ кОм.}$$

Принимаем: $R1 = 30 \text{ кОм}$.

Из-за малой потребляемой мощности (1,23 мВт) расчет трансформатора не производим. Вторичная обмотка трансформатора может располагаться на силовом трансформаторе источника питания. Полная схема СИФУ приведена на рис.3.10.

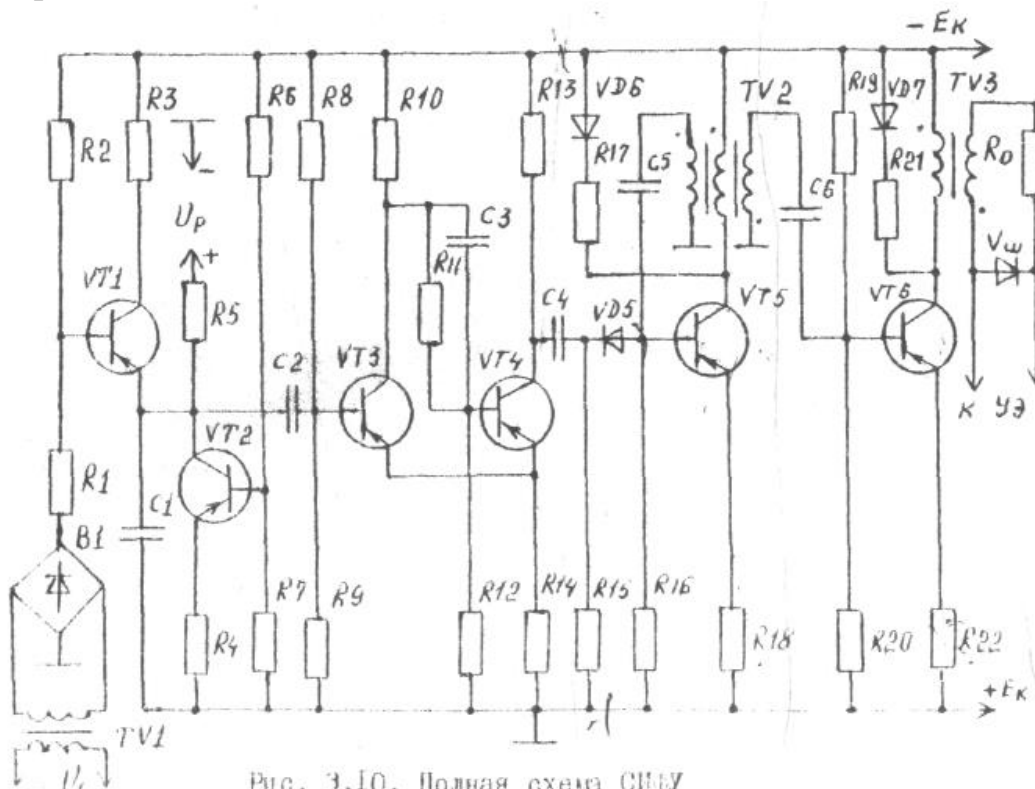


Рис. 3.10. Полная схема СИФУ

Рис.3.10. Полная схема СИФУ

3.8 Расчет элементов схемы сравнения

Исходные данные для расчета :

напряжение регулирования $U_p = 4 \text{ В}$;

амплитуда пилообразного напряжения $U_n = 10 \text{ В}$;

входное сопротивление порогового устройства

$$R_{вх.п} = X_{c2} + R_d = \frac{1}{2\pi f C_2} + R_d = \frac{1}{2\pi * 50 * 20 * 10^{-6}} + 27 * 10^3 = 27 \text{ кОм.}$$

Находим эквивалентное выходное сопротивление генератора пилообразного напряжения

$$R_{\text{экв}} = X_{C1} = \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{1}{628 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 1,6 \text{ кОм.}$$

Величина ограничивающего сопротивления R5 также должна быть равна R_{экв}=6 кОм.

Следовательно, R5 принимаем равным 1,6 кОм.

Условие суммирования R_{экв} = R_в << R_{вх.п}, то есть 1,6 кОм << 27 кОм, выполняется.

Определяем напряжение запирающего триггера Шмидта:

$$U_{\text{зап}} = U_{R14} - U_{R9} = 14,1 - 13 = 1 \text{ В,}$$

где U_{R14} - напряжение обратной связи $U_{R14} = \frac{E_k \cdot R_{14}}{R_{13} + R_{14}} = \frac{20 \cdot 1,2 \cdot 10^3}{510 + 1,2 \cdot 10^3} = 14,1 \text{ В ;}$

U_{R9} – напряжение смещения на базе транзистора VT3

$$U_{R9} = \frac{E_k \cdot R_9}{R_8 + R_9} = \frac{20 \cdot 27 \cdot 10^3}{13 \cdot 10^3 + 27 \cdot 10^3} = 13 \text{ В}$$

Триггер Шмидта срабатывает, когда результирующее входное напряжение на базу транзистора VT3 становится равным нулю или отрицательным:

$$U_{\text{сраб}} = U_{\text{зап}} + U_p - (U_{\text{п}} - \Delta U_{C1}) = 0,$$

где U_{зап} - напряжение запирающего триггера, U_{зап} = 1 В ;

U_p - напряжение регулирования СИФУ, U_p = 0... 10 В;

U_п - начальная амплитуда пилообразного напряжения, U_п = 10 В;

ΔU_{C1} - изменение амплитуды пилообразного напряжения при разряде конденсатора C1.

Величину ΔU_{C1} можно определить по известному соотношению между током и напряжением при разряде и заряде конденсатора C1 .

$$dU_{C1} = \frac{I_{C1}}{C_1} dt ; \Delta U_{C1} = \frac{I_{C1}}{C_1} \Delta t = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} \Delta t .$$

Следовательно, из приведенного выше уравнения можно определить величину напряжения регулирования СИФУ для различных углов α:

$$U_p = U - U_{\text{зап}} - \Delta U_{C1}$$

Результаты расчета сведем в табл. 3.2.

Таблица 3.2

α, °	0	30	60	90	120	150	165
Δt, мс	0	1,68	3,36	5,04	6,72	8,4	8,96
ΔU _{C1} , В	0	1,68	3,36	5,04	6,72	8,4	8,96
U _p , В	8,9	7,22	5,54	3,66	2,18	0,5	0

Используя результаты расчетов табл. 2.1. и табл. 3.2, построим регулировочные характеристики управляемого выпрямителя (рис.3.11).

3.9 Расчет параметров элементов источника питания для СИФУ

Исходные данные :

- напряжение питания $U_c = 220 \text{ В}$;
- выходное напряжение $U_{\text{вых}} = E_k = 20 \text{ В}$;
- колебания сети $U_c = \pm 10\%$;
- амплитуда пульсации на выходе $2U_m = 10 \text{ мВ}$;
- минимальное выходное напряжение $U_{\text{вых.мин}} = 19 \text{ В}$;
- максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых макс}} = 21 \text{ В}$;
- коэффициент стабилизации $K_c > 2000$;
- температура окружающей среды $t_{\text{окр}} = 25 \text{ }^\circ\text{С}$.

Определим суммарный ток нагрузки источника питания :

$$I_{\text{вых}} = I_{kV6} + I_{dV6} + I_{kV5} + I_{kV4} + I_{dV4} + I_{dV3} + I'_{kV1} + I_{dV1} = 0,45 + 6 \cdot 10^{-3} + 11 \cdot 10^{-3} + 8 \cdot 10^{-3} + 7 \cdot 10^{-3} + 7 \cdot 10^{-5} + 5 \cdot 10^{-3} + 17 \cdot 10^{-5} = 0,487 \text{ А.}$$

Принимаем: ток нагрузки $I_n = 0,5 \text{ А}$. Минимальное допустимое входное напряжение стабилизатора

$U_{\text{вх.мин}} = U_{\text{вых.макс}} + U_{\text{вх}\sim} + U_{\text{эк.мин.}} = 21 + 1,5 + 2,25 = 24,75 \text{ В}$,
 где $U_{\text{вх}\sim} = (0,05 \dots 0,1) (U_{\text{вых.макс}} + U_{\text{эк.мин.}}) = 0,1 \cdot (21 + 1,5) \approx 2,25 \text{ В}$;
 $U_{\text{эк.мин.}} = 1,5 \dots 2 \text{ В}$ - для Ge транзисторов;
 $U_{\text{эк.мин.}} = 4 \dots 8 \text{ В}$ - для кремневых транзисторов

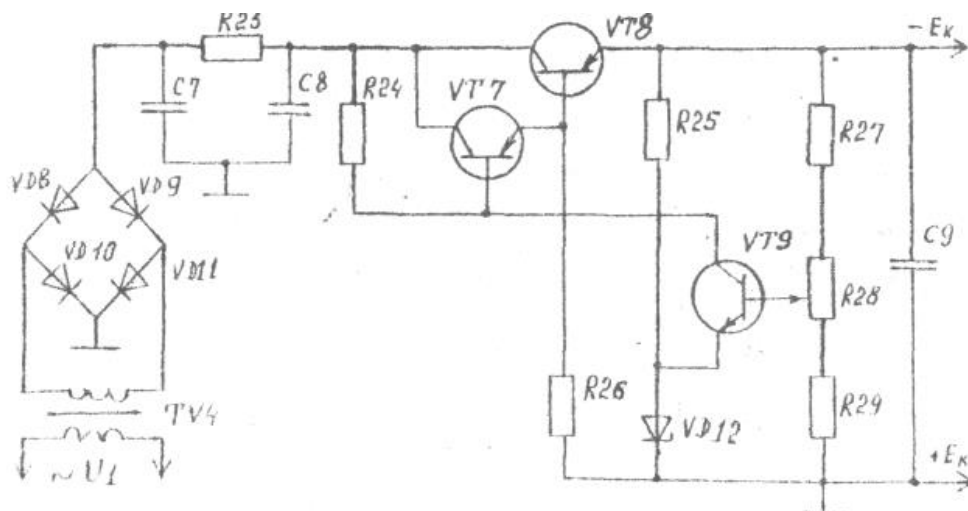


Рис 3 12. Схема источника питания для СИФУ

Номинальное и максимальное значение напряжения на входе стабилизатора при колебании сети на + 10%:

$$U_{\text{вх.ном}} = 1,11 U_{\text{вх.мин}} = 1,11 \cdot 24,75 = 27,2 \text{ В};$$

$$U_{\text{вх.мин}} - 1,11 U_{\text{вх.ном}} = 1,1 \cdot 27,2 = 30 \text{ В.}$$

Максимальное падение на регулирующем резисторе
 $U_{\text{ЭК.макс}} = U_{\text{ВХ.макс}} - U_{\text{ВЫХ.мин}} = 30 - 20 = 10 \text{ В.}$

Максимальная мощность рассеивания на транзисторе VT 8 ,
 $P_{\text{KV8}} = U_{\text{ЭК.макс}} I_{\text{ВЫХ.макс}} = 10 * 0,5 = 5,0 \text{ Вт.}$

Выбираем регулирующий транзистор типа П214 с параметрами:
 $P_{\text{К.доп}} = 10 \text{ Вт; } U_{\text{ЭК. доп}} = 45 \text{ В; } I_{\text{К.макс}} = 5 \text{ А; } \beta_1 = 30.$

Коллекторный ток согласующего транзистора

$$I_{\text{К7}} \approx I_{\text{Э7}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{С}} = \frac{I_{\text{ВЫХ.макс}}}{\beta_1} + I_{\text{С}} = \frac{0,5}{30} + 0,005 = 0,022 \text{ А} = 22 \text{ мА,}$$

где $I_{\text{С}}$ - дополнительный ток, задаваемый резистором R25, $I_{\text{С}} = 1 \dots 8 \text{ мА.}$

Максимальная мощность рассеивания на транзисторе VT 8
 $P_{\text{KV7}} = U_{\text{ЭК.макс}} I_{\text{К2макс}} = 10 * 0,022 = 0,22 \text{ Вт.}$

Выбираем согласующий транзистор типа ПТ403 А с параметрами:
 $P_{\text{К.доп}} = 1 \text{ Вт; } U_{\text{ЭК. доп}} = 30 \text{ В; } I_{\text{К.макс}} = 1,25 \text{ А ; } \beta_2 = 20 \dots 60.$

Базовый ток согласующего транзистора $I_{\text{БV8}} = \frac{I_{\text{КV7}}}{\beta_2} = \frac{22}{30} = 0,7 \text{ мА.}$

Величина сопротивления резистора R25, задающего ток $I_{\text{С}}$,

$$R_{25} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{С}}} = \frac{20}{0,005} = 4000 \text{ Ом.}$$

Выбираем: $R_{25} = 4,3 \text{ кОм.}$

Мощность, рассеиваемая на R25, $P_{R_{25}} = I_{\text{С}}^2 R_{25} = (0,005)^2 * 4300 = 0,1 \text{ Вт.}$

Напряжение на коллекторе усилительного транзистора VT9

$U_{\text{ЭКV9}} = - U_{\text{СМ1}} + U_{\text{ЭБ2}} + U_{\text{Б1}} = U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{СМ1}} = 20 - 10 = 10 \text{ В,}$

где $U_{\text{СМ1}} < U_{\text{ВЫХ.мин}} - (2 \dots 3) = 19 - 3 = 16 \text{ В.}$

Выбираем стабилитрон Д811 с $U_{\text{СМ1}} = (10 \dots 12) \text{ В; } I_{\text{СМ1}} = 5 \text{ мА.}$ Задаем максимум коллекторным током усилительного транзистора VT9

$I_{\text{КV9.макс}} = 5 \text{ мА.}$

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT9:

$P_{\text{KV9}} = U_{\text{ЭКV9}} I_{\text{К макс}} = 10 * 0,005 = 0,05 \text{ Вт.}$

Выбираем транзистор типа МП39 с параметрами:

$P_{\text{Кдоп}} = 0,32 \text{ Вт; } U_{\text{ЭК. доп}} = 15 \text{ В; } I_{\text{К.макс}} = 0,02 \text{ А.}$

Сопротивление резистора R24

$$R_{24} = \frac{U_{\text{ВХ.НОМ}} - U_{\text{ЭБV7}}}{I_{\text{KV9}} + I_{\text{ЭV7}}} = \frac{U_{\text{ВХ.НОМ}}}{I_{\text{KV9}}} = \frac{27,2}{0,005} = 5,4 \text{ кОм.}$$

Принимаем : $R_{24} = 5,7 \text{ кОм.}$

Задаем ток делителя: $I_{\text{Д}} = 5 \dots 10 \text{ мА.}$

Коэффициенты передачи делителя:

$$\delta_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{СМ1 макс}}}{U_{\text{ВЫХ мин}}} = \frac{12}{19} = 0,63 ;$$

$$\delta_{\text{мин}} = \frac{U_{\text{СМ1 мин}}}{U_{\text{ВЫХ макс}}} = \frac{10}{21} = 0,48 .$$

Суммарное сопротивление делителя $R_{\text{Д}} = \frac{U_{\text{ВЫХ мин}}}{I_{\text{Д}}} = \frac{19}{0,005} = 3800 \text{ Ом.}$

Сопротивление резистора R29: $R_{29} < \delta_{\min} R_d = 0,48 * 1800 = 1820 \text{ Ом}$.

Выбираем: $R_{29} = 1,5 \text{ кОм}$.

Сопротивление резистора R27:

$$R_{27} < (1 - \delta_{\max}) R_d = (1 - 0,63) * 3800 = 1400 \text{ Ом}$$

Выбираем $R_{27} = 1,2 \text{ кОм}$.

Переменное сопротивление R28:

$$R_{28} > R_d - R_{27} - R_{29} = 3800 - 1600 - 1200 = 1000 \text{ Ом}$$

Выбираем $R_{28} = 12 \text{ кОм}$.

Коэффициент стабилизации стабилизатора

$$K_{\text{ст}} = K_y \delta n_{\text{посл}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 125 * 72 * 0,55 * 1 * \frac{20}{23,6} = 4200,$$

где μ_p - коэффициент усиления составного транзистора, $\mu_p = \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu_1 + \mu_2} = \mu_1$;

μ_1, μ_2 - коэффициент усиления по напряжению транзисторов

VT7 и VT8 для транзисторов П214, $\mu_1 = 100 \dots 150$,

$n_{\text{посл}}$ - число регулирующих транзисторов, $n_{\text{посл}} = 1$,

δ - коэффициент передачи делителя, $\delta = 0,55$.

Амплитуда пульсаций выходного напряжения

$$U_m = \frac{U_{\text{вх}} U_{\text{вых}}}{K_u U_{\text{вх}}} = \frac{225 * 20}{4200 * 23,6} = 0,45 * 10^{-3} \text{ В}$$

Минимальный и номинальный КПД стабилизатора:

$$\eta_{\text{мин}} = \frac{U_{\text{вых min}}}{U_{\text{вх max}}} = \frac{19}{30} = 0,645 ;$$
$$\eta_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх ном}}} = \frac{20}{27,2} = 0,735 .$$

Величина выходной емкости

$$C_9 > \frac{0,23 \beta_1 * 10^6}{R_{\text{ист}} * 2\pi f \alpha} = \frac{0,23 * 30 * 10^6}{12,5 * 10^{-3} * 2 * \pi * 10^5} = 1760 \text{ мкФ}$$

Принимаем $C_9 = 2000 \text{ мкФ}$; $U_p = 40 \text{ В}$.

3.10 Расчет параметров сглаживающего фильтра С7R23С8

Исходные данные для расчета:

коэффициент пульсаций на выходе выпрямителя $K'_{\text{п}}(1) = 67\%$;

частота тока питающей сети $f_c = 50 \text{ Гц}$;

коэффициент пульсаций на выходе фильтра $K_{\text{п}}(1) = 2\%$;

ток нагрузки $I_m = 0,5 \text{ А}$,

напряжение на выходе фильтра $U_{\text{вых.ф}} = U_{\text{вх макс}} = 30 \text{ В}$.

Выпрямитель собран по однофазной мостовой схеме $m_{\text{п}} = 2$.

Находим коэффициент сглаживания фильтра:

$$K_c = \frac{K_{н(1)}}{K_{н(1)}} = \frac{67}{2} = 33,5.$$

Определяем величину сопротивления фильтра R23

$$R_{23} = \frac{0,15 U_{вых.ф}}{I_{н}} = \frac{0,15 * 30}{0,5} = 9 \text{ Ом.}$$

Находим мощность рассеивания на резисторе R23 :

$$P_{R23} = I_{н}^2 R_{23} = (0,5)^2 * 9 = 2,25 \text{ Вт.}$$

Выбираем : R23 = 10 Ом.

Вычисляем коэффициент передачи постоянного напряжения со входа на выход:

$$\lambda = \frac{R_M}{R_M + R_{23}} = \frac{60}{60 + 10} = 0,85,$$

$$R_M = \frac{U_{вых.ф}}{I_M} = \frac{30}{0,5} = 60 \text{ Ом.}$$

Находим коэффициент фильтрации фильтра:

$$K_{ф} = \frac{K_c}{\lambda} = \frac{33,5}{0,85} = 39,4$$

Определяем произведение R23C8:

$$R_{23}C_8 \approx \frac{K_{ф}}{m n \omega} = \frac{39,4}{2 * 2 * \pi * 50} = 0,06375 \text{ Ом*Ф.}$$

Находим величину емкости конденсатора фильтра:

$$C_8 = \frac{R_{23}C_8}{R_{23}} = \frac{0,06375}{10} = 0,006375 \text{ Ф.}$$

Выбираем по справочнику [3] конденсаторы C7, C8 емкостью по 3000 мкФ типа К50-3 на рабочее напряжение 50 В.

3.11 Расчет однофазного мостового выпрямителя

Исходные данные для расчета:

напряжение питающей сети $U_c = 220 \text{ В}$;

частота питающей сети $f_c = 50 \text{ Гц}$;

выпрямленный ток $I_n = 0,5 \text{ А}$.

Находим величину выпрямленного напряжения:

$$U_B = U_{вх.макс} + I_B R_{23} = 30 + 0,5 * 10 = 35 \text{ В.}$$

Из прил. 3 для мостовой схемы находим анодный ток I_a и обратное напряжение $U_{обр.макс}$ на диодах VD13...VDI6:

$$I_a = 1,15 I_n = 1,15 * 0,5 = 0,575 \text{ А};$$

$$U_{обр.макс} = 1,32 U_B = 1,32 * 35 = 46,2 \text{ В.}$$

Выбираем по справочнику диоды VD13...VD16 типа КД202Г с допустимым током $I_{\text{макс}} = 3.5 \text{ А}$. $U_{\text{обр.макс}} = 100 \text{ В}$.

Из этого же прил. 3 находим основные параметры силового трансформатора:

$$U_2 = 0.71 U_{\text{в.}} = 0,71 * 35 = 24.8 \text{ В};$$

$$I_2 = 1,63 I_{\text{в}} - 1.63 * 0,5 = 0,815 \text{ А};$$

$$S_m = 1.51 U_{\text{в}} I_{\text{в}} = 1.51 * 35 * 0,5 = 26.4 \text{ Вт}$$

Находим коэффициент трансформации трансформатора:

$$n = \frac{U_2}{U_c} = \frac{24,8}{220} = 0,11$$

Ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = n I_{\text{в}} = 0,11 * 0,5 = 0,055 \text{ А} = 55 \text{ мА}.$$

Из справочника по типовой мощности S_t выбираем унифицированный трансформатор питания типа ТПП-262-127/220-50 мощностью 31 В*А, $U_{\text{вых}} = 40\text{В}$, $U'_{\text{вых}} = 4,1 \text{ В}$. $U'_2 = 4,1 \text{ В}$.

3.12 Применение интегральных стабилизаторов напряжения

Типовые схемы включения интегральных стабилизаторов напряжения серии К142ЕН приведены в прил. 17, а их параметры - в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Тип микро-схемы	$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	$I_{\text{н.макс}}, \text{ А}$	$R_{\text{вых}}, \text{ Ом}$	$P_{\text{расс}}, \text{ Вт}$	$K_{\text{ст}}$
К142ЕН1А	9-20	3-12	0,15	0,2	0,8	100
К142ЕН1Б	20-40	12-30	0,15	0,2	0,8	100
К142ЕН2А	20-40	12-30	0,15	0,2	0,8	100
К142ЕН2Б	20-40	12-30	0,15	0,2	0,8	100
К142ЕН3	20-40	12-30	1,0	0,1	10	150
К142ЕН4	20-40	12-30	1,0	0,1	10	150
К142ЕН5А	12	+5	3,0	0,1	15	200
К142ЕН5Б	12	+6	3,0	0,1	15	200
К142ЕН6	40	±15	0,4	0,1	6	200

Типовая схема включения ИСН типов К142ЕН1,2 при малых токах нагрузки приведена на рис.П.17.1,а.

Делитель выходного напряжения R2, R3 выбирается из условия, чтобы через него протекал ток не менее 1,5мА. Регулировка выходного напряжения осуществляется потенциометром R2.

Конденсатор С1 шунтирует выход опорного напряжения от наводок и помех со стороны других элементов источника электропитания в условиях печатного монтажа. Конденсатор С2 способствует уменьшению шумов на выходе стабилизатора и повышает устойчивость. Конденсаторы С3, С4 снижают уровень пульсаций выходного напряжения на низких и высоких частотах.

Узел защиты ИСН от перегрузки по току и короткого замыкания состоит из датчика тока R1 и делителя R4, R5, определяющих режим работы стабилизатора. При этом ток через делитель выбирается равным $I_d = 0,3$ А, а R4 = 2 кОм. Сопротивление резистора R5 в килоомах определяется по формуле

$$R4 = (U_H + U_{6э}) / I_d = (U_H + 0,7) / 0,3.$$

Напряжение датчика тока R1 запирает стабилизатор только при токе $I_H > I_{кз}$, при этом ток $I_{кз}$ выбирается из условия

$$I_{кз} \approx 2,2 I_H < I_{H, \text{макс}},$$

а сопротивление резистора

$$R1 = U_{0,3} / I_{кз} = 0,7 / I_{кз}$$

Для дистанционного выключения стабилизатора на вывод 9 микросхемы необходимо подать напряжение положительной полярности. Это напряжение и резистор R6 должны быть выбраны такими, чтобы ток выключения был в пределах 0,5 - 3 мА.

При токах нагрузки, превышающих номинальный ток ИС, необходимо использовать внешние регулирующие транзисторы (см рис.П.17.1, б). Соотношение сопротивлений резисторов R2, R3 должно быть таким, чтобы при номинальном токе нагрузки 0,5 А напряжение между выводами 10 и 11 ИС было близко к нулю. При номинальном токе нагрузки коэффициент стабилизации 100.

Устройство защиты срабатывает при токе нагрузки 1,15 А. При этом выходное напряжение скачком уменьшается до 3 В. При токе нагрузки 1,1 А стабилизатор автоматически возвращается в нормальный режим работы.

Включение ИС К142ЕН в стабилизатор напряжения отрицательной полярности приведено на рис. П.17.1, в.

Роль регулирующего элемента в схеме стабилизатора выполняет транзистор -VT2, динамическое сопротивление которого меняется в зависимости от тока нагрузки. Регулирующий элемент в микросхеме К142ЕН выполняет функцию усилителя с нагрузкой R2. Резистор R4 является ограничительным и выбирается с таким расчетом, чтобы при максимальном токе нагрузки

транзистор VT1 не входил в режим насыщения. Ток, протекающий через резисторы R6, R7, R8, должен быть не менее 1,5 мА.

Напряжение стабилизации стабилитрона VD1 выбирается для KI42EH1 в пределах $7\text{В} < U_{\text{ст}} < 37\text{В}$.

4 МЕТОДИКА РАСЧЕТА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

4.1. Описание схемы управления

Система импульсно-фазового управления на операционных усилителях приведена в задании (рис. 1.17), а временные диаграммы напряжения, поясняющие ее работу, на рис.4.1.

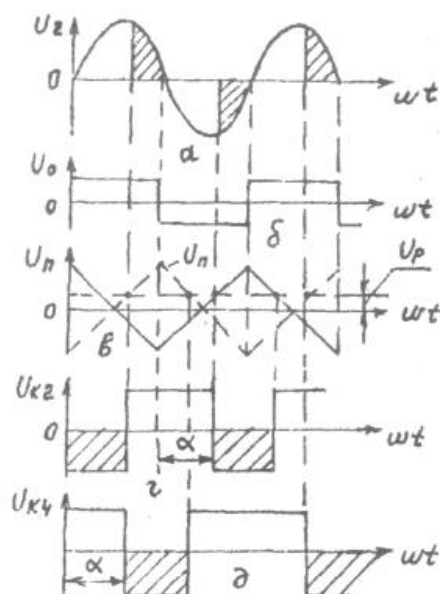


Рис.4.1. Временные диаграммы напряжения

Переменное напряжение U_2 с обмотки силового трансформатора TV1 поступает на ограничитель напряжения, выполненный на резисторе R1 и стабилитронах VD1 и VD2. На выходе ограничителя формируется трапецидальное напряжение, приближающее по форме к прямоугольной (рис.6.1, б). Это напряжение поступает на интегратор, собранный на операционном усилителе DA1. На выходе интегратора формируется переменное напряжение треугольной формы (рис.6.1, в). Это напряжение поступает на инвертирующий вход микросхемы DA3, работающей в режиме компаратора. На неинвертирующий вход микросхемы DA3 подается напряжение регулирования U_p , снимаемое с резистора R13. В момент равенства треугольного напряжения и напряжения регулирования компаратор переключается из одного насыщенного состояния в противоположное (рис. 6.1, г). Отрицательный фронт напряжения на выходе компаратора соответствует моменту начала

формирования импульса управления и сдвинуто относительно начала полупериода напряжения на угол α . Это напряжение усиливается по мощности транзисторами VT1, VT2 нагрузкой которых является светодиод оптотиристора U1.1. При протекании тока через светодиод последний высвечивается и включает оптотиристор. В качестве силовых элементов в схеме используются модули оптотиристорные типа МТОТО (см. табл. Пб.3).

Для формирования импульсов управления оптотиристором U1.2 служит второй канал, собранный на микросхемах DA2 и DA4. Выходное напряжение микросхемы DA2 поступает на компаратор, собранный на микросхеме DA4. Импульс управления оптотиристором U1.2 формируется аналогично импульсу управления оптотиристором U1.1.

4.2 Методика расчета системы управления на операционных усилителях

Система импульсно-фазового управления (СИФУ) на операционных усилителях (ОУ) должна обеспечить управление двумя оптотиристорами типа МТОТО-80-12 в силовой схеме однофазного двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом.

Исходные данные для расчета:

- напряжение сети $U_c = 220$ В;
- напряжение питания схемы $E_k = \pm 15$ В;
- параметры оптотиристора:
 - анодный ток $I_{cp} = 80$ А;
 - ток управления $I_y = 80$ мА;
 - напряжение управления $U_y = 2,5$ В.

4.2.1. Расчет выходного каскада

Схема выходного каскада СИФУ показана на рис. 4.2.

Нагрузкой выходного каскада на транзисторе VT2 является ток управления I_y оптотиристора. Следовательно, в режиме насыщения через транзистор VT2 должен протекать ток коллектора I_{K2} не менее тока управления I_y оптотиристора.

Принимаем $I_{K2} = I_y = 80$ мА. Так как СИФУ питается двухполярным напряжением ($E_{k1} = -15$ В, $E_{k2} = +15$ В), то выходной каскад подключен на напряжение $E_p = |E_{k1}| + |E_{k2}| = 15 + 15 = 30$ В. По току I_{K2} , напряжению E_p и допустимой мощности рассеивания $P_{доп.рас}$ выбираем транзистор [8,10] типа КТ611А с параметрами: $I_{к.макс} = 100$ мА; $U_{кэмакс} = 100$ В; $\beta_{мин} = h_{21эмин} = 10$; $P_{макс} = 0,8$ Вт.

Определяем величину ограничивающего сопротивления резистора R16:

$$R16 = (E_p - U_{кэ} - U_y) / I_{K2} = (30 - 0,8 - 2,5) / 80 \cdot 10^{-3} = 334 \text{ Ом},$$

где $U_{кэ} = 0,8$ В - падение напряжения на открытом транзисторе;

$U_y = 2,5$ В - падение напряжения на светодиоде оптотиристора.

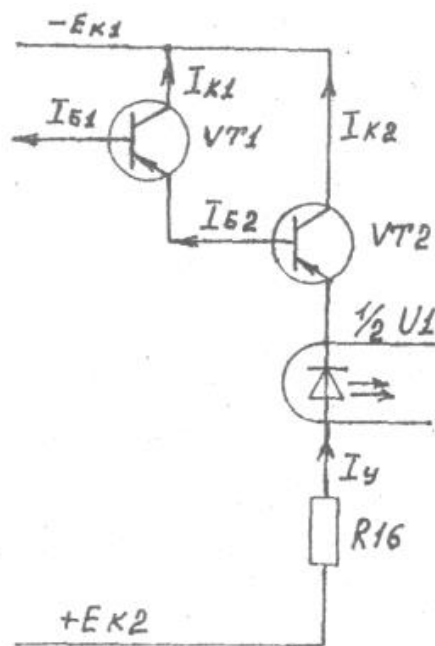


Рис.4.2 - Выходной каскад СИФУ

Определяем мощность рассеивания на резисторе $R_{кг}$.

$$P_{рас} = I_{к2}^2 * R_{16} = (0,08)^2 * 334 = 0,21 \text{ Вт.}$$

Принимаем к установке резистор R_{16} типа ОМЛТЕ-0.5 с сопротивлением 330 Ом.

Определяем ток базы $I_{б2}$ транзистора VT_2 :

$$I_{б2} = I_{к2} / \beta_{мин} = 80 / 10 = 8 \text{ мА.}$$

В связи с тем, что ток базы $I_{б2}$ является током эмиттера $I_{э1}$ транзистора VT_1 , то и ток коллектора $I_{к1}$ транзистора VT_1 будет равен:

$$I_{к1} \approx I_{б1} = I_{б2} = 8 \text{ мА.}$$

Вычисляем мощность рассеивания на транзисторе VT_1 :

$$P_{расVT1} = I_{к1} * E_{п} = 8 * 10^{-3} * 30 = 0,24 \text{ Вт}$$

По току $I_{к1}$, напряжению $E_{п}$ и мощности рассеивания $P_{расVT1}$ выбираем транзистор VT_1 типа КТ301Б с параметрами: $I_{кмакс} = 10 \text{ мА}$; $U_{кэмакс} = 30 \text{ В}$; $\beta_{мин} = 10$; $P_{к.рас} = 0,3 \text{ Вт}$ (с теплоотводом).

Определяем минимальный ток базы транзистора VT_1 :

$$I_{б1} = I_{к1} / \beta_{мин} = 8 / 10 = 0,8 \text{ мА.}$$

4.2.2. Расчет входного каскада СИФУ

Входной каскад СИФУ (рис.6.3) выполняет две функции: функцию синхронизации и функцию генератора прямоугольных импульсов.

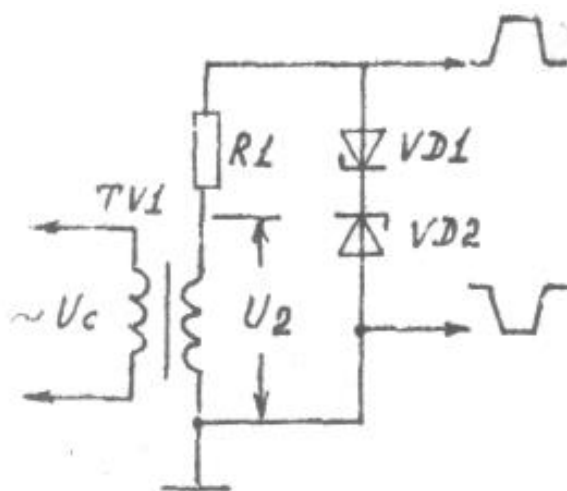


Рис.4.3. Входной каскад СИФУ

Функция синхронизации импульсов управления и анодного напряжения оптотиристора в однофазном управляемом выпрямителе осуществляется путем подключения входного трансформатора TV1 и силового трансформатора к одной и той же фазе напряжения сети.

Функцию генератора прямоугольных импульсов может выполнить одновибратор [6] или двухстороннее ограничение синусоидального напряжения.

Для получения импульсов, близких к прямоугольным, на стабилитронах VD1, VD2 должно выполняться условие $U_{ст} \ll U_2$.

Принимаем: $U_{ст} = 3,3 \text{ В}$, а $U_2 = 20 \text{ В}$.

Выбираем из [8] стабилитроны VD1, VD2 типа КС133А с параметрами: $U_{ст} = 3,3 \text{ В}$; $I_{ст\text{мин}} = 3 \text{ мА}$; $I_{ст\text{макс}} = 81 \text{ мА}$; $R_d = 65 \text{ Ом}$, а также принимаем к установке типовой трансформатор [8] типа ТПП127-127/220-50 с параметрами: $U_c = 220 \text{ В}$; $U_2 = 20 \text{ В}$; $I_2 = 50 \text{ мА}$; $P_n = 3,25 \text{ Вт}$.

Определяем величину сопротивления ограничительного резистора R1: $R1 = (U_2 - U_{ст}) / I_2 - R_d = (20 - 3,3) / 50 \cdot 10^{-3} - 65 = 270 \text{ Ом}$, где $U_{ст} = 3,3 \text{ В}$ - напряжение стабилизации;

$R_d = 65 \text{ Ом}$ - динамическое сопротивление стабилитрона.

Мощность рассеивания на резисторе R1

$$P_{рас} = I^2 R = (0,05)^2 \cdot 270 = 0,675 \text{ Вт.}$$

Принимаем резистор R2 типа МЛТ-1 с сопротивлением 270 Ом.

4.2.3. Расчет генератора треугольных импульсов

Генераторы треугольных импульсов реализуются на базе генератора прямоугольных импульсов и интегратора [11]. В исходной схеме прямоугольные двухполярные импульсы образуются на стабилитронах VD1, VD2 (рис.4.3). Параметры импульсов: амплитуда $U_{ст} = 3,3 \text{ В}$; частота $f_i = f_c = 50 \text{ Гц}$.

Импульсы треугольной формы можно получить на интеграторе (рис.4.4), выполненном на ОУ, если на выходы ОУ подавать импульсы пря-

моугольной формы. Диаграммы напряжений входного каскада и интегратора приведены на рис.4.1.

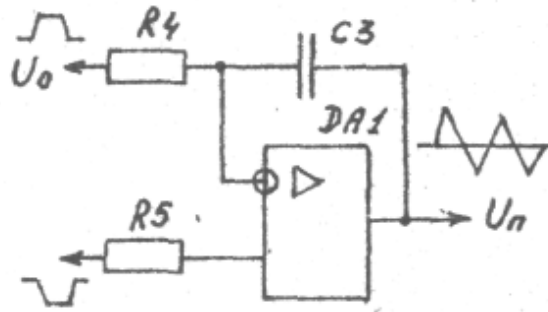


Рис.4.4 - Генератор треугольных импульсов

Определим длительность входных импульсов :

$$t_{\text{ивх}} = T/2 = 1/(2f_c) = 1/(2 \cdot 50) = 0,01 \text{ с,}$$

где T - период колебания напряжения; f_c - частота напряжения сети.

Определим ток нагрузки входного каскада I'_n , входной ток интегратора из условия, что $I'_n = 0,1 I_{\text{ст.ср}} = 0,1 (I_{\text{ст.мин}} + I_{\text{ст.макс}})/2 = 0,1(3+81)/2 = 4,2 \text{ мА}$.

Исходные данные для выбора ОУ:

напряжение питания $E_k = \pm 15 \text{ В}$;

входное напряжение $U_{\text{вх}} = U_{\text{ст}} = 3,3 \text{ В} < U_{\text{вх.оу}}$;

входной ток $I'_n = 4,2 \text{ мА} > I_{\text{вх.оу}}$

По справочнику [8] выбираем операционный усилитель типа К153УД5 с параметрами: $I_{\text{вх}} = 125 \text{ нА}$; $U_{\text{вх.макс}} = +5 \text{ В}$; $R_{\text{вх}} = 1 \text{ МОм}$; $I_{\text{вых}} = 5 \text{ мА}$; $U_{\text{вых.макс}} = +10 \text{ В}$; $R_{\text{вых}} = 150 \text{ Ом}$; $U_{\text{пит}} = 15 \text{ В}$; $K_u = 125 \cdot 10^3$.

При подаче на вход $U_{\text{вх}} > 0$ интегратора постоянного напряжения на выходе его получаем линейно изменяющееся напряжение:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} = - (U_{\text{вх}} / R_4 C_3) t_{\text{и}} \quad (6.1)$$

где $R_4 C_3 = \tau$ - постоянная интегрирования.

Если примем $\tau \approx t_{\text{и}} = 0,01 \text{ с}$, а емкость конденсатора $C_3 = 0,1 \text{ мкФ}$, то величина сопротивления R_4 составит:

$$R_4 = \tau / C_3 = 0,01 / 0,01 \cdot 10^{-6} = 1 \cdot 10^5 \text{ Ом} = 100 \text{ кОм.}$$

Мощность рассеивания на резисторе R_4 составит: $P_{\text{рас}} = I_{\text{вх.оу}}^2 \cdot R_4$.

Выбираем из справочника [8] конденсатор типа К73-5 емкостью $0,1 \text{ мкФ}$, резисторы $R_4 = R_5$ типа ОМЛТ- $0,125$ с сопротивлением 100 кОм .

Величина выходного напряжения интегратора согласно формуле (4.1) составит:

$$U_n = - (U_{\text{вх}} / R_4 C_3) t_{\text{и}} = -3,3 \cdot 0,01 / 0,01 = -3,3 \text{ В,}$$

где $U_{\text{вх}} = U_{\text{ст}} = 3,3 \text{ В}$ - выходное напряжение ограничителя.

4.2.4. Расчет разделительной цепи

Разделительные цепи C_4 , R_9 и C_5 , R_{10} (рис.4.5) выполняют две функции: разделяют постоянные составляющие напряжений ОУ DA3, DA4 (DA2, DA4) и уменьшают дрейф ОУ DA3, DA4.

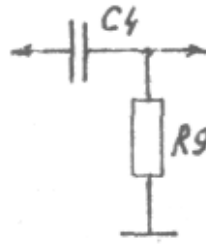


Рис.4.5 - Разделительная цепь

Постоянная времени разделительной цепи $T_{ц} = C_4 R_9$ выбирается из условия минимального искажения выходного сигнала U_n , т.е. $T_{ц} > t_{и.вх} = \tau$

Величина сопротивления резистора R_9 по условиям разряда конденсатора C_3 не должна быть меньше величины сопротивления резистора R_4 .

Принимаем постоянную времени разделительной цепи $T_{ц} = 10\tau$, а величину сопротивления резистора $R_9 = R_4 = 100$ кОм. Тогда величина емкости конденсатора C_4 составит: $C_4 = 10 \tau / R_9 = 10 * 0,01 / 10^5 = 1 * 10^{-6} = 1$ мкФ.

Выбираем конденсаторы C_4, C_5 типа К71-3 емкостью 1.0 мкФ, резисторы R_9, R_{10} типа ОМЛТ-0.125 по 100кОм.

4.2.5. Расчет инвертирующего усилителя

Назначение схемы инвертора (рис.4.6)-инвертировать входное напряжение без усиления. Принимаем в качестве ОУ усилитель типа К153УД5.

Исходные данные для расчета:

коэффициент усиления $K = -1$;

сопротивление нагрузки $R_{10} = 100$ кОм;

входной сигнал $E_{г} = U_n = +3.3$ В;

внутреннее сопротивление генератора сигнала $R_{г} = R_{вых.оу} = 150$ Ом.

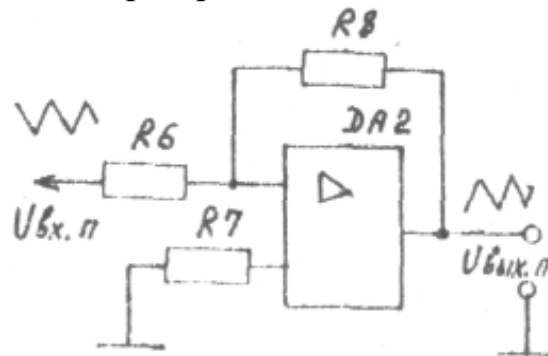


Рис.4.6 - Схема инвертора

Для инвертирующего включения ОУ коэффициент усиления определяется :

$$K_{и.инв} = - R_8 / (R_6 + R_{г}) = -1,$$

при $R_6 = R_9 = 100$ кОм, величина сопротивления резистора R_8 определится :

$$R_8 = (R_6 + R_{г}) K_{и.инв} = (100 * 10^3 + 150) * 1 = 100 \text{ кОм.}$$

Величина сопротивления резистора R_7 определится из отношения

$$R_7 = R_8 \parallel R_6 = R_8 R_6 / (R_8 + R_6) = 100 * 100 / (100 + 100) = 50 \text{ кОм.}$$

Принимаем к установке резисторы R7, R8 типа ОМЛТ-0,125 на 51 кОм и 100 кОм соответственно.

4.2.6. Расчет схемы сравнения

В качестве схемы сравнения напряжений U_n и U_p (рис. 4.7) используем нелинейный режим работы ОУ.

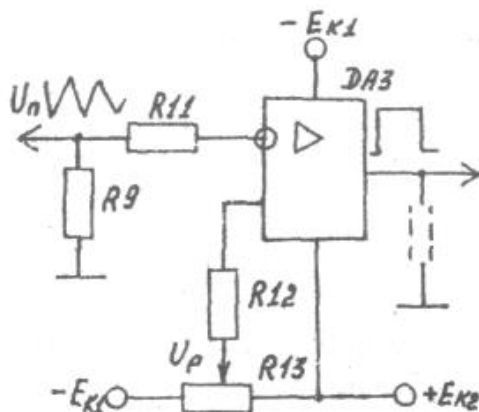


Рис.4.7 - Схема сравнения

Передаточная характеристика ОУ содержит участок положительного и отрицательного насыщения в зависимости от величин входных напряжений на входах: $U_{вх1}$, $U_{вх2}$. Поскольку коэффициент усиления $K_{U_{оу}}$ очень велик, то напряжение переключения ($U_{вх1} - U_{вх2}$) весьма мало. Выходное напряжение ОУ при $|U_{вх1} - U_{вх2}| > U_{пер}$ зависит от того, какое из входных напряжений больше, т.е. ОУ является схемой сравнения напряжений.

Исходные данные для расчета:

напряжение регулирования $U_p = U_{вх1} = \pm 3,3$ В;

амплитуда треугольного напряжения $U_n = U_{вх2} = \pm 3,3$ В;

максимальный ток нагрузки $I_n = I_{б1} = 0,8$ мА;

минимальное выходное напряжение $U_{нмин} = U_{бэ1} + U_{бэ2} = 1,6$ В.

Принимаем в качестве схемы сравнения ОУ типа К153УД5 в устройствах ДА3 (ДА4), у которого $U_{вых.макс} = +10$ В; $I_{выхмакс} = 5$ мА; $R_{вых.оу} = 150$ Ом; $K_{уоу} = 125 \cdot 10^3$.

Определим напряжение переключения ОУ:

$U_{пер} = U_{вых.макс} / K_{уоу} = 10 / 125 \cdot 10^3 = 8 \cdot 10^{-5}$ В = 0,08 мВ.

Величина сопротивления резистора R^* определяется из соотношений: $R^* > R_{вых.оу} = 150$ Ом;

$R^* = U_{вых.макс} / (I_{вых.оу} - I_{б1}) = 10 / (5 \cdot 10^{-3} - 0,8 \cdot 10^{-3}) = 2400$ Ом = 2,4 кОм.

Принимаем резистор R^* типа МЛТ-0,125 с величиной сопротивления 2,4 кОм.

Величины сопротивлений резисторов $R_{11} = R_{12}$ определим из следующих условий:

$R_{11} = R_{12} \geq R_{вых.оу}$;

$R_{11} = U_n / I_{вх.оу} = 3,3 / 125 \cdot 10^{-9} = 2,6 \cdot 10^6$ Ом;

$R_{12} = U_p / I_{вх.оу} = 3,3 / 125 \cdot 10^{-9} = 2,6 \cdot 10^6$ Ом.

Принимаем резисторы R11, R12 (R14, R15) типа ОМЛТ-0,5 с сопротивлением 2,7 мОм.

Величину сопротивления резистора R13 (делитель напряжения) определим, если примем, что ток делителя напряжения $I_d \approx (5-10)I_{вх.оу}$:

$$R13 = (|E_{к1}| + |E_{к2}|) / 10 I_{вх.оу} = (15+15) / 10 * 125 * 10^{-9} = 2,4 * 10^6 \text{ Ом.}$$

Выбираем переменный резистор типа СПО-0,15 на 2,4 мОм.

Схема сравнения напряжений DA4 имеет аналогичные данные, что и устройство DA3.

4.2.7. Расчет схемы подавления помех

При работе с СИФУ операционные усилители и выходные каскады периодически переключаются из одного состояния в другие. Происходит импульсное потребление тока от источника питания. В результате на шинах источника питания появляются импульсные помехи. Для подавления помех включают на входе питания платы СИФУ противоположные конденсаторы рис.4.8.

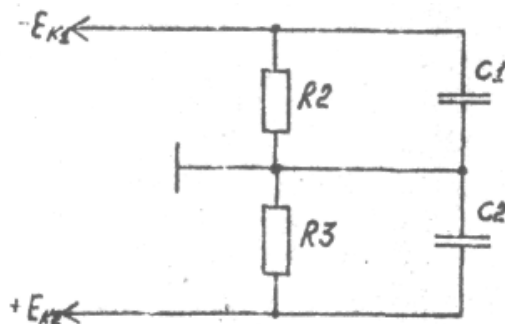


Рис 4.8 - Схема защиты от помех

Резисторы R2, R3 являются разрядными и в то же время выполняют роль делителя напряжения E_p . Обычно ток делителя принимают в 10 раз меньше тока потребления, т.е. $10 I_d = I_{потр}$.

Ток потребления СИФУ составит:

$$I_{потр} = 4I_{п.оу} + 2I_y = 4 * 8 + 2 * 80 = 176 \text{ мА.}$$

Ток делителя через резисторы R2, R3 составит:

$$I_d = 0,1 I_{потр} = 0,1 * 176 = 17,6 \text{ мА.}$$

Величина резистора R2 определяется из условий:

$$R2 = E_p / 2 I_d = 15 / 17,6 * 10^{-3} = 850 \text{ Ом.}$$

$$R2 = R_{разр} \approx 500 / C1.$$

Тогда емкость конденсатора

$$C1 = 500 / R_{разр} = 500 / 850 = 0,59 \text{ мкФ.}$$

Принимаем конденсаторы C1 = C2 типа К70-7 емкостью 0,5 мкФ с рабочим напряжением 100В.

Уточненное значение величин сопротивлений резисторов

$$R2 = R3 = 500 / 0,5 = 1000 \text{ Ом} = 1 \text{ кОм.}$$

Принимаем к установке резисторы R2, R3 типа МТ-0,5 с сопротивлением 1 кОм.

Приложение I

Основные параметры схем выпрямителей при емкостной нагрузке

Схемы выпрямителя	E_2	I_2	I_1	S_1	S_2	S_T	$U_{обр}$	I_a	$I_{ам}$	Кпо, %
	----- U_H	----- I_H	----- $n I_H$	----- P_H	----- P_H	----- P_H	----- U_H	----- I_H	----- I_H	
Однофазная однополупериодная	0.71	2.09	1.84	1,0	0,44	2.27	3.08	1	6	157
Однофазная двухполупериодная с нулевым выводом	0.71	1.15	1.63	1.51	2.18	1.85	2.63	1.15	3,4	66,7
Однофазная мостовая	0.71	1.65	1.63	1.51	1,51	1,51	1.32	1.15	3,4	66.7
Однофазная с умножением напряжения	0.35	2.95	2.95	1,58	1,58	1.58	1.54	2.09	6	157
Трехфазная с нулевым выводом	0.71	0.333	0.72	1.92	2.12	2.07	2.5	0.8	2.5	33
Трехфазная мостовая	0.71	0.53	0.53	1.25	1.28	1.28	1.15	0.65	1.66	32

Приложение 2

Основные параметры выпрямителей при активно-индуктивной нагрузке

Схемы выпрямителя	E_2	I_2	I_1	S_1	S_2	S_T	$U_{обр}$	$I_{ам}$	I_a	Кпо, %
	----- U_H	----- I_H	----- $n I_H$	----- P_H	----- P_H	----- P_H	----- U_H	----- I_H	----- I_H	
Однофазная двухполупериодная с нулевым выводом	1.11	0,707	1	1.11	1.57	1,34	3,14	1.57	0.5	67
Однофазная мостовая	1.1	1	1	1.11	1.11	1.11	1.57	1.57	0,5	67
Трёхфазная с нулевым выводом	0.855	0.58	0.47	1.21	1,48	1.35	2,1	1.21	0.33	25
Трёхфазная мостовая	0.427	0.817	0.817	1.05	1.05	1.05	1,05	1.04	0.33	5.7
Двойная трёхфазная с уравнивающим реактором	0.855	0.29	0.41	1.05	1.41	1.23	2,09	0.5	0.29	5,7
Условно-двенадцатифазная последовательная	0,37	0.47	0.47	1.05	1.05	1.05	0.52	1	0.58	1.4

Приложение 3

Основные параметры выпрямителей при активной нагрузке

Схемы выпрямителя	$\frac{E_2}{U_H}$	$\frac{I_2}{I_H}$	$\frac{I_1}{n I_H}$	$\frac{S_1}{P_H}$	$\frac{S_2}{P_H}$	$\frac{S_T}{P_H}$	$\frac{U_{обр}}{U_H}$	$\frac{I_a}{I_H}$	$\frac{I_{ам}}{I_H}$	К _{по} , %
Однофазная двухполупериодная с нулевым выводом	1,11	0,79	1,11	1,23	1,73	1,48	3,14	0,5	1,57	66,7
Однофазная мостовая	1,11	1,11	1,11	1,23	1,23	1,23	1,57	0,5	1,57	66,7
Трехфазная с нулевым выводом	0,855	0,583	0,476	1,22	1,48	1,35	2,09	0,33	1,21	25
Трехфазная мостовая	0,427	0,817	1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	0,33	1,04	5,7
Двойная трехфазная с уравнивающим реактором	0,855	0,290	0,41	1,05	1,41	1,23	2,09	0,29	0,5	5,7
Условно-двенадцатифазная последовательная	0,370	0,470	0,47	1,05	1,05	1,05	0,52	0,58	1	1,4

Приложение 4

Электрические параметры унифицированных трансформаторов источников питания

Типономинал	Номин. мощность, ВА	Ток первичной обмотки	Напряжение вторичных обмоток, В			Ток вторичных обмоток, А
ТПП-225-127/220-50	5,5	0,041	10	20	2,57	0,084
ТПП-236- 127/220-50	9	0,061	10	20	5	0,128
ТПП-248- 127/220-50	14,5	0,1	20	20	4	0,165
ТПП-253- 127/220-50	22	0,145	5	10	2,58	0,61
ТПП-260- 127/220-50	31	0,19	10	10	2,5	0,69
ТПП-270- 127/220-50	57	0,36	10	10	2,58	1,25
ТПП-278-127/220-50	72	0,42	5	10	1,35	2,2
ТПП-281-127/220-50	72	0,42	10	10	2,6	1,6
ТПП-287- 127/220-50	90	0,55	5	10	2,63	2,55

Приложение 5
 Параметры силовых диодов

Параметры	Типы диодов						
	ВЛ10	ВЛ25	ВЛ50	ВЛ100	ВЛ200	ВЛ320	ВЛ500
Предельный ток 1пк, А	10	25	50	100	200	320	500
Ударный ток 1удар, А	900	1450	3200	60QO	9000	10500	10500
$\int i^2 dt$, А ² с	410	1100	5200	25600	41000	55000	55000
Действующее значение тока А	16	39 -	78	160	320	500	785
Прямое падение напряжения AU, В	0,6	0,6	0,6	0,7	0,7	0,7	0,8
Динамическое сопротивление Яд, Ом	0,1	0,04	0,02	0,013	0,007	0,004	0,004
Обратный ток Iобр, mA	1	2	3	3	3	5	5
Максимальное обратное напряжение Uобр, В	400... 1200						

Приложение 6

Значение коэффициентов K_g и k_l выпрямителей с емкостной и индуктивной нагрузкой

Схемы выпрямителя	Индуктивная реакция		Емкостная реакция	
	K_g	K_b	K_g	k_l
Однофазная однополупериодная	1,0	$1 \cdot 10^{-3}$	2,3	$4,1 \cdot 10^{-3}$
Однофазная с нулевым выводом	6,5	$5,5 \cdot 10^{-3}$	4,7	$4,3 \cdot 10^{-3}$
Однофазная мостовая	5,1	$6,4 \cdot 10^{-3}$	3,5	$5 \cdot 10^{-3}$
Трехфазная с нулевым выводом	6,2	$3,3 \cdot 10^{-3}$	6,9	$4,1 \cdot 10^{-3}$
Трехфазная мостовая (звезда - звезда)	2,5	$1 \cdot 10^{-3}$	4,5	$1,9 \cdot 10^{-3}$
Трехфазная мостовая (звезда - треугольник)	7,5	$3 \cdot 10^{-3}$	13,5	$5,7 \cdot 10^{-3}$

Приложение 7 Параметры силовых транзисторов

Тип прибора	I_k макс, А	$I_{к\text{имп}}$, А	$U_{кэ\text{макс}}$, В	P_k макс, кВт	$t_{\text{ВКЛ}}$, мкс	$t_{\text{ВЫКЛ}}$, мкс
ТКД 335-16-7	10	16	700	4	3	14
ТКД 335-16-10	12,5	20	1000	6	3	14
ТКД 123-25-8	25	40	800	16	2,5	10
ТКД 152-32-8	32	50	800	1	2,5	10
ТКД 133-50-9	50	80	900	35	2,5	10
ТКД 133-125-8	125	200	800	80	2,5	10
ТКД 165-125-8	125	200	800	80	2,5	10
•ЩДШ-200-4	200	320	400	64	2,5	10
ТКД 165-200-4	200	320	400	64	2,5	10
ТКД 133-250-4	250	400	400	80	2,5	10
ТКД 165-250-4	250	400	400	80	2,5	10
ТКД 143-320-4	320	500	400	100	2,5	10
ТКД 165-50-9	50	80	900	35	2,5	10

Приложение 8

Тиристоры быстродействующие

Тип прибора	ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ВРЕМЕННЫЕ ПАРАМЕТРЫ									
	I _{ср.} , А	I удар , А	U обр, В	ди. В	i _y , мА	i _y , в	f, Гц	I обр , мА	di/dt, А/мкс	dt/dt, В/мкс
Т425-Н)	25	700	1000	3.05	400	2	630	20,	100	100
Т440-12	40	900	1200	1.95	500	2.5	630	20	100	100
1450-9	50	1700	1700	2.35	750	2.5	630	30	100	100
ТЫ 5 1-50-5	50	1000	500	2.5	120	2.5	630	20	400	200
ГБ151-63-12	63	1100	1200	2.15	120	2.5	630	20	400	200
ТН25I-80-14	80	1600	1400	2.2	,150	2.5	1000	20	1250	500
ТБ251-100-14	100	2000	1400	1.8	150	2.5	1000	20	1250	500
ТБ261-125-14	125	3500	1400	2.2	150	2.5	1000	25	1000	5bO
ГБ171-160-12	160	4000	1200	2.0	250	2.5	1000	40	800	500
ТЬ^53-НЮО-20	1000	18000	2000	2.3	240	4	1000	180	1250	320

Приложение 9. Задание на проектирование
Д Г М А

к а ф е д р а А П П

З А Д А Н И Е

на курсовую работу по дисциплине «Электроника и микропроцессорная техника»

студенту группы АПП13-1 Иванову И.И.

Спроектировать однофазный симметричный мостовой управляемый выпрямитель

Вариант №0

И С Х О Д Н Ы Е Д А Н Н Ы Е

Силовая схема выпрямителя:

- номер рисунка: 1.2,а.
- напряжение питания: $U_c=1000$ В.
- напряжение на нагрузке: $U_{cp}=600$ В.
- ток нагрузки: $I_{cp}=300$ А.
- глубина регулирования: $D=5$.
- рекомендуемая схема СИФУ: рис. 1.13.

В О П Р О С Ы Д Л Я П Р О Р А Б О Т К И

- а) расчет силовой части выпрямителя;
- б) расчет СИФУ;
- в) моделирование силовой части схемы.

Задание выдано: 23 января 2016 г.

Срок выполнения: 10 июня 2016 г.

Руководитель _____ (Сус С.П.)

Задание принято к исполнению _____ (Иванов И.И.)

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс): Учебник для вузов. Под. ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 768 с.: ил.
2. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум: Навч. посіб. /За ред.. А.Г.Соскова. 2-е вид. –К.: Каравела, 2004. – 432 с.
3. Гусев В.Г. Электроника и микропроцессорная техника: Учеб. для вузов / В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2005. – 790 с.: ил.
4. Лачин В.И., Савёлов Н.С. Электроника: Учеб. пособие. – Ростов н/Д: изд-во «Феникс», 2001. – 448 с.
5. Схемотехніка електронних систем: У 3 кн. Кн. 1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої: Підручник /В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та ін. – 2-ге вид., допов. і переробл. – К.: Вища шк., 2004. – 366 с.: іл.
6. Схемотехніка електронних систем: У 3 кн. Кн. 2. Цифрова схемотехніка: Підручник /В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та ін. – 2-ге вид., допов. і переробл. – К.: Вища шк., 2004. – 423 с.: іл.
7. Кучумов А.И. Электроника и схемотехника: Учебное пособие. – М.: Гелиос АРВ. 2002. – 304 с.
8. Скаржепа В.А., Луценко А.Н. Электроника и микросхемотехника. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики: Учебник / Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 431 с.
9. Краснопрошина А.А., Скаржепа В.А., Кравец П.И. Электроника и микросхемотехника. Ч.2. Электронные устройства промышленной автоматики: Учебник / Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 303 с.
10. Скаржепа В.А. и др. Электроника и микросхемотехника. Лабораторный практикум. Учебник / Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989.

Учебное издание

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к выполнению курсовой работы по дисциплине

«Электроника и компьютерная схемотехника»

(для студентов специальности 123)

Составитель

Сус Степан Павлович

Без редактирования

Подп. в печать

Формат 60x84/16

Офсетная печать.

Усл. печ. л.

Уч.- изд

Тираж 50 экз.

Заказ №

ДГМА. 84313, Краматорск, ул. Шкадинова, 72