

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Гомельский государственный технический
университет имени П. О. Сухого»

Кафедра «Автоматизированный электропривод»

М. Н. Погуляев

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
к курсовому проекту по одноименной дисциплине
для студентов специальности 1-53 01 05
«Автоматизированные электроприводы»
дневной и заочной форм обучения**

Гомель 2009

УДК 621.314(075.8)
ББК 31.264я73
П43

*Рекомендовано научно-методическим советом
факультета автоматизированных и информационных систем
ГГТУ им. П. О. Сухого
(протокол № 9 от 12.05.2008 г.)*

Рецензент: канд. техн. наук, доц. каф. «Промышленная электроника» ГГТУ им. П. О. Сухого
Е. А. Храбров

Поголяев, М. Н.

П43

Силовая преобразовательная техника : метод. указания к курсовому проекту по одной дисциплине для студентов специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» днев. и заоч. форм обучения / М. Н. Поголяев. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2009. – 49 с. – Систем. требования: PC не ниже Intel Celeron 300 МГц ; 32 Mb RAM ; свободное место на HDD 16 Mb ; Windows 98 и выше ; Adobe Acrobat Reader. – Режим доступа: <http://lib.gstu.local>. – Загл. с титул. экрана.

Изложена методика проектирования реверсивного тиристорного преобразователя для электропривода постоянного тока, рассмотрены вопросы расчета и выбора элементов силовой схемы и схем основных узлов системы импульсно-фазового управления, приведен порядок построения регулировочной и внешних характеристик преобразователя, даны варианты заданий.

Для студентов специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» дневной и заочной форм обучения.

**УДК 621.314(075.8)
ББК 31.264я73**

© Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого», 2009

Задание к курсовому проекту
по дисциплине " Силовая преобразовательная техника "
для студентов специальности 1-53 01 05

ТЕМА "Реверсивный тиристорный преобразователь для электропривода постоянного тока".

I. Перечень вопросов подлежащих разработке и описанию в пояснительной записке:

Введение.

1. Выбор силовой схемы преобразователя.
2. Расчет и выбор элементов силовой схемы.
 - 2.1. Трансформатора (токоограничивающих реакторов).
 - 2.2. Тириستоров.
 - 2.3. Уравнительных реакторов.
 - 2.4. Сглаживающих дросселей.
 - 2.5. Силовой коммутационно-защитной аппаратуры.
3. Выбор структуры и основных узлов системы управления тиристорным преобразователем.
4. Расчет и выбор основных элементов системы импульсно-фазового управления (СИФУ) преобразователя.
 - 4.1. Генератора опорного напряжения.
 - 4.2. Нуль-органа.
 - 4.3. Формирователя длительности и распределителя импульсов.
 - 4.4. Усилителя импульсов.
 - 4.5. Управляющего органа
5. Расчет и выбор элементов задатчика интенсивности.
- 6*. Разработка схемы электронной защиты ТП.
7. Расчет и построение регулировочной и внешних характеристик ТП.
8. Расчет энергетических показателей:
 - 8.1. Полной, активной и реактивной мощностей.
 - 8.2. Мощности искажения.
 - 8.3. КПД и коэффициента мощности.
9. Построение графиков выходного напряжения, уравнительной ЭДС и тока нагрузки при указанном напряжении задания.

** Студенты заочной формы обучения данный пункт не выполняют.*
Заключение.

Литература.
Оглавление.
Приложение. Спецификация элементов схемы.

II. Графическая часть.

1. Функциональная схема тиристорного преобразователя. Временные диаграммы работы СИФУ. Регулировочная и внешние характеристики ТП, ф.А1.

2. Принципиальная электрическая схема тиристорного преобразователя, ф.А1.

III. Исходные данные к курсовому проект.

1. Тип и параметры двигателя постоянного тока (таблица 1).
2. Ширина зоны прерывистого (граничного) тока $[I_{гр}/I_{d.ном}]$.
3. Вид управления группами тиристоров: совместное, согласованное.
4. Вид опорного напряжения: линейное или косинусоидальное.
5. Диапазон изменения напряжения задания от -10В до +10В.
6. Время пуска $t_{п.}$.
7. Максимально-допустимый ток в нагрузке (кратковременно)
 $I_{max} = 1,5I_{d.ном}$.
8. Напряжение трехфазной питающей сети – 380 В (линейное).
9. Частота напряжения питающей сети – 50 Гц.

Примечания:

1. Исходные данные к проекту выбираются согласно заданного преподавателем варианта.
2. Вид опорного напряжения: линейное – для нечетных номеров вариантов и косинусоидальное – для четных.
3. Расчет и построение внешних характеристик ТП произвести при напряжении задания: -10В; -5В; 0; 5В и 10В.
4. Расчет энергетических показателей произвести при номинальной нагрузке.
5. При построении временных диаграмм ток считать идеально сглаженным.

Виды разрабатываемых электронных защит в преобразователе.

1. Пропадание одной из фаз генератора опорного напряжения (для вар. 1, 10, 19, 28, 37, 46, 55).
2. Неправильное чередование фаз или обрыв фазы (для вар. 2, 11, 20, 29, 38, 47, 56).
3. При понижении напряжения питания на величину более 20% от номинального значения (для вар. 3, 12, 21, 30, 39, 48, 57).
4. Защита от длительной перегрузки по току (для вар. 4, 13, 22, 31, 40, 49, 58).
5. Защита от пропадания одного из напряжений стабилизированного источника питания +15В (для вар. 5, 14, 23, 32, 41, 50, 59).
6. Защита от пропадания напряжения тахогенератора (обрыв цепи обратной связи по частоте вращения) (для вар. 6, 15, 24, 33, 42, 51).
7. Защита от перенапряжений в цепи якоря (для вар. 7, 16, 25, 34, 43, 52, 60).
8. Защита от понижения величины тока возбуждения ниже установленного значения или обрыва цепи возбуждения (для вар. 8, 17, 26, 35, 44, 53).
9. Защита от превышения максимальной частоты вращения (для вар. 9, 18, 27, 36, 45, 54).

Таблица 1

Тип и параметры двигателя постоянного тока

№ варианта	Тип двигателя	$P_{\text{ном}}$, кВт	$U_{\text{ном}}$, В	$\eta_{\text{ном}}$, %	$R_{\text{я}}$, Ом	$R_{\text{дп}}$, Ом	$L_{\text{я}}$, мГн	$I_{\text{гр}}/I_{\text{д.ном}}$	$U_{\text{зад}}$, В	$t_{\text{п}}$, с
1	2ПН132М	4	220	79	0,564	0,336	11	0,15	2,0	15
2	2ПН132L	8,5	440	84,5	0,67	0,445	14	0,14	3,0	9
3	2ПН160М	13	220	85,5	0,081	0,056	2,2	0,13	4,0	14
4	2ПН160L	16	220	86,5	0,044	0,031	1,4	0,12	5,0	13
5	2ПН180М	26	440	89	0,15	0,092	4,9	0,11	6,0	12
6	2ПН180L	42	440	90,5	0,065	0,044	2,2	0,1	7,0	11
7	2ПН200L	75	440	91,5	0,031	0,02	1,2	0,08	8,0	10
8	2ПН132М	7,0	220	83	0,226	0,166	4,6	0,08	9,0	13
9	2ПН132L	5,5	220	80,5	0,322	0,27	7	0,07	-8,0	14
10	2ПН132М	10,5	440	85	0,564	0,336	11	0,08	-7,0	13
11	2ПН132L	14	440	86,5	0,322	0,27	7	0,09	-6,0	12
12	2ПН160М	18	220	87	0,037	0,024	1	0,1	-5,0	11
13	2ПН160L	11	440	85,5	0,385	0,364	12,5	0,11	-4,0	10
14	2ПН180М	15	220	85,5	0,084	0,056	2,7	0,12	-3,0	9
15	2ПН180L	18,5	220	87	0,065	0,044	2,2	0,13	-2,0	8,5
16	2ПН180М	37	440	79,5	0,084	0,056	2,7	0,14	2,5	8
17	2ПН180L	30	440	89	0,136	0,084	4,4	0,15	3,5	7
18	2ПН200М	36	220	88,5	0,026	0,016	0,9	0,08	4,5	6
19	2ПН200L	53	440	90,5	0,055	0,037	2,1	0,09	5,5	8
20	2ПН200М	60	440	90,5	0,047	0,029	1,6	0,1	6,5	10
21	2ПН200М	22	220	87,5	0,047	0,029	1,6	0,11	7,5	12
22	2ПБ200L	6,0	220	84,5	0,22	0,15	9,4	0,12	8,5	6
23	2ПФ180L	10	440	78	0,99	0,644	32	0,13	-8,5	8
24	2ПО180L	20	220	90	0,025	0,018	0,92	0,14	-7,5	10
25	2ПБ200L	15	440	90	0,125	0,08	5,3	0,15	-6,5	12
26	2ПО160М	8,0	220	86,5	0,145	0,101	4,6	0,09	-5,5	14
27	2ПН160L	4,0	440	78,5	2,02	1,8	63	0,08	-4,5	7
28	2ПФ132М	7,5	220	85	0,14	0,094	2,85	0,15	-3,5	9
29	2ПБ132L	5,3	220	85,5	0,167	0,124	4	0,14	-2,5	11
30	2ПО132L	6,7	440	86,5	0,518	0,323	11,6	0,13	-9,0	13

№ варианта	Тип двигателя	$P_{\text{ном}}$, кВт	$U_{\text{ном}}$, В	$\eta_{\text{ном}}$, %	$R_{\text{я}}$, Ом	$R_{\text{дп}}$, Ом	$L_{\text{я}}$, мГн	$I_{\text{гр}}/I_{\text{д.ном}}$	$U_{\text{зад}}$, В	$t_{\text{п}}$, с
31	2ПО180М	17	440	90	0,15	0,092	5,6	0,12	4,0	6
32	2ПФ180М	26	220	89	0,022	0,015	0,68	0,11	7,0	7
33	2ПН200М	13	220	85	0,106	0,061	3,6	0,1	-4,5	8
34	2ПН200L	30	440	89,5	0,185	0,08	4,6	0,08	-6,5	9
35	2ПБ132L	5,3	440	85,5	0,562	0,407	13,6	0,15	-8,0	10
36	2ПФ180L	25	220	89	0,042	0,03	0,81	0,085	4,2	7,5
37	2ПФ180М	12	220	82	0,15	0,092	4,9	0,075	-6,8	9,5
38	2ПН200М	8,5	220	82	0,188	0,116	6,4	0,095	3,6	6,5
39	2ПН200L	16	440	86	0,343	0,224	12,9	0,12	-5,4	8,5
40	2ПБ160L	8,1	220	86,5	0,044	0,031	1,6	0,1	7,6	10,5
41	2ПО132L	6,7	220	86	0,12	0,089	2,9	0,13	-8,3	8,5
42	2ПФ132М	7,5	440	85	0,546	0,336	11	0,11	3,5	2,5
43	2ПФ132М	6,0	220	83,5	0,226	0,166	1,6	0,08	5,2	3,5
44	2ПН160М	13	220	85,5	0,081	0,056	2,2	0,1	-5,0	11,5
45	2ПФ132М	6,0	440	85,0	0,906	0,692	18,5	0,09	-6,6	4,5
46	2ПФ132L	7,5	220	83,5	0,167	0,124	3,5	0,12	10,6	4,0
47	2ПН160L	6,3	440	82,0	0,485	0,842	31	0,092	8,8	5,0
48	2ПН160L	16	220	86,5	0,044	0,031	1,4	0,115	-7,2	5,5
49	2ПО160М	9,5	440	88,0	0,278	0,175	8,6	0,105	9,4	6,0
50	2ПО160L	10	220	88,5	0,069	0,049	2,5	0,125	-4,6	6,5
51	2ПО180М	14	220	89	0,058	0,037	2,2	0,094	5,8	10,4
52	2ПФ160М	16	440	88	0,145	0,101	4	0,068	4,7	8,2
53	2ПФ160L	11	220	84,5	0,096	0,073	3,1	0,076	-7,8	9,4
54	2ПО160L	10	440	89,5	0,171	0,131	6,3	0,135	3,8	7,4
55	2ПБ180М	3,4	220	81	0,486	0,296	17	0,072	-4,2	3,5
56	2ПБ180М	12	440	88,5	0,181	0,122	7	0,078	6,3	3,8
57	2ПБ180L	5,6	440	84,5	0,99	0,644	37	0,082	-8,2	4,2
58	2ПО180М	4,5	440	80	1,95	1,17	68	0,094	7,4	5,8
59	2ПН200М	36	440	89,5	0,106	0,061	3,6	0,092	-7,8	6,2
60	2ПФ200М	40	440	90,5	0,071	0,041	2,5	0,115	6,1	7,8

ВВЕДЕНИЕ

Электропривод на основе двигателей постоянного тока используется в различных отраслях промышленности – металлургии, машиностроении, химической, угольной, деревообрабатывающей и др.[4]. Развитие электропривода направлено на создание высокопроизводительных машин с высокой степенью автоматизации.

Регулирование скорости двигателей постоянного тока занимает важное место в автоматизированном электроприводе. Применение с этой целью тиристорных преобразователей является одним из самых современных путей создания регулируемого электропривода постоянного тока.

Важным элементом при регулировании скорости двигателя является реверс, – изменение направления вращения, для осуществления которого используется реверсивный тиристорный преобразователь.

В данном курсовом проекте требуется разработать следующие элементы реверсивного тиристорного преобразователя:

- силовую схему тиристорного преобразователя;
- систему импульсного фазового управления тиристорным преобразователем;
- задатчик интенсивности;
- схему электронной защиты.

Также требуется произвести расчет энергетических показателей, построить регулировочную и внешние характеристики тиристорного преобразователя, произвести построение графиков выходного напряжения при заданном напряжении задания.

1. ВЫБОР СИЛОВОЙ СХЕМЫ РЕВЕРСИВНОГО ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В зависимости от мощности и назначения электропривода могут применяться различные силовые схемы реверсивных тиристорных преобразователей [1,4]. Нужно стремиться к применению наиболее простых схем, содержащих минимальное количество вентиляей. Однако упрощение схемы обычно приводит к ухудшению ее технических показателей. Поэтому при проектировании обычно принимается компромиссное решение, основанное на технико-экономическом сравнении вариантов.

Все реверсивные преобразователи делятся на два класса: однокомплектные и двухкомплектные. В настоящее время наиболее распространенными являются двухкомплектные тиристорные преобразователи, выполненные по встречно-параллельной или перекрестной схемам соединения вентиляльных групп. Вентили в группах могут соединяться по нулевой или мостовой схемам.

В данном курсовом проекте рекомендуется использовать трехфазную мостовую схему преобразователя так как она обладает следующими преимуществами над нулевой:

- при одинаковой фазной ЭДС среднее значение выпрямленного напряжения в мостовой схеме в два раза больше;
- частота пульсаций выпрямленного напряжения в два раза выше (300 против 150 Гц), а амплитуда пульсаций меньше.
- при одинаковой мощности нагрузки типовая мощность трансформатора меньше, чем для нулевой;
- отсутствует подмагничивание сердечника трансформатора.

Вентильные группы, входящие в схему реверсивного выпрямителя могут, как указывалось выше, соединяться двумя способами: по перекрестной или встречно-параллельным схемам [4]. Схемы отличаются количеством вторичных обмоток силового трансформатора. Из-за простой конструкции трансформатора в схеме со встречно-параллельным соединением следует ей отдавать предпочтение. Силовая схема трехфазного мостового реверсивного преобразователя с устройствами коммутации и защиты представлена на рис. 1.1. По заданию, в курсовом проекте управление вентиляльными группами – совместное согласованное. Для ограничения возникающих при этом уравнивающих токов используются два ненасыщающихся уравнивающих реактора LR1 и LR2.

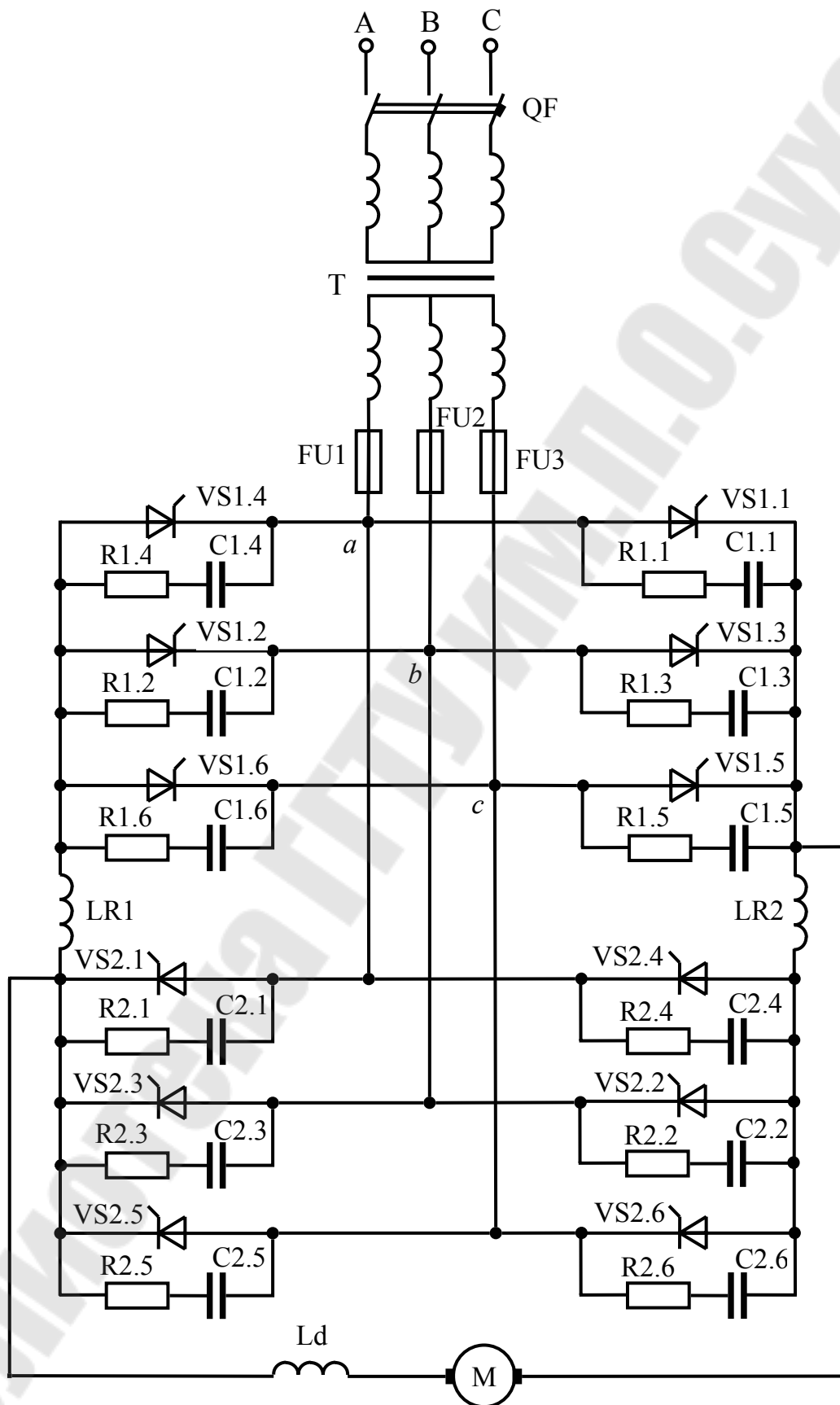


Рис.1.1. Электрическая схема трехфазного реверсивного мостового ТП со встречно-параллельным соединением вентильных групп

2. РАСЧЕТ И ВЫБОР ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВОЙ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

2.1. Расчет и выбор трансформатора

Выбор силового трансформатора производится по расчетным значениям тока $I_{2ф.расч}$, напряжению $U_{2ф.расч}$, и типовой мощности S_T . Напряжение первичной обмотки $U_{1ф}$ должно соответствовать напряжению питающей сети.

Расчетное значение напряжения $U_{2ф.расч}$ вторичной обмотки трансформатора, имеющего ТП с нагрузкой в режиме непрерывных токов, с учетом необходимого запаса на падение напряжения в силовой части, определяется формулой

$$U_{2ф.расч} = k_u k_c k_\alpha k_R U_{d.ном}, \quad (2.1)$$

где $k_u = 0,427$ – коэффициент, характеризующий отношение напряжений $U_{2ф}/U_{d0}$ в идеальном трехфазном мостовом выпрямителе;

$k_c = 1,1$ – коэффициент запаса по напряжению, учитывающий возможное снижение напряжения сети;

$k_\alpha = 1,1$ – коэффициент запаса, учитывающий неполное открытие вентиля при максимальном управляющем сигнале;

$k_R = 1,05$ – коэффициент запаса по напряжению, учитывающий падение напряжения в обмотках трансформатора, в вентилях и при коммутации;

$U_{d.ном}$ – номинальное напряжение на выходе преобразователя (принимается равным номинальному напряжению двигателя $U_{d.ном} = U_{ном}$).

Расчетное значение тока вторичной обмотки

$$I_{2расч} = k_I k_i I_{d.ном}, \quad (2.2)$$

где $k_I = 0,815$ – коэффициент схемы, характеризующий отношение токов $I_{2ф}/I_d$ в идеальной мостовой схеме;

$k_i = 1,1$ – коэффициент, учитывающий отклонение формы анодного тока вентиля от прямоугольной;

$I_{d.ном}$ – значение номинального тока двигателя.

$$I_{d.ном} = \frac{P_{ном}}{\eta_{ном} \cdot U_{ном}}, \quad (2.3)$$

где $P_{ном}$ – номинальная мощность электродвигателя;

$\eta_{ном}$ – номинальное значение КПД электродвигателя;

$U_{ном}$ – номинальное напряжение электродвигателя.

Рассчитываем (предварительно) действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1' = \frac{1}{k_{\text{тр}}'} \cdot k_{i1} \cdot I_{d.\text{ном}}, \quad (2.4)$$

где $k_{\text{тр}}'$ - расчетный коэффициент трансформации трансформатора.

$$k_{\text{тр}}' = \frac{U_{1\text{ф}}}{U_{2\text{ф.расч}}}, \quad (2.5)$$

где $U_{1\text{ф}}$ - фазное напряжение первичной обмотки трансформатора, $U_{1\text{ф}} = 220 \text{ В}$;

k_{i1} - схемный коэффициент первичного тока. Принимаем $k_{i1} = 0,815$ [1, табл. 2.1].

Мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_1 = m_1 \cdot I_1' \cdot U_{1\text{ф}}, \quad (2.6)$$

где m_1 - число фаз первичной обмотки, $m_1 = 3$.

Мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_2 = m_2 \cdot I_{2.\text{расч}} \cdot U_{2\text{ф}} + 0.5\% P_{\text{ном}}, \quad (2.7)$$

где m_2 - число фаз вторичной обмотки трансформатора, $m_2 = 3$;

$I_{2.\text{расч}}$ - действующее расчетное значение вторичного тока трансформатора;

$U_{2\text{ф}}$ - фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Ориентировочно принимаем $U_{2\text{ф}} = U_{2\text{ф.расч}}$;

$0.5\% P_{\text{ном}}$ - мощность потребляемая системой управления.

Типовая мощность трансформатора

$$S_{\text{Т}} = \frac{S_1 + S_2}{2}, \quad (2.8)$$

Трансформатор выбираем из условий:

– номинальное фазное напряжение вторичной (вентильной) обмотки трансформатора должно быть близким к значению $U_{2\text{ф.расч}}$: $0.95 \cdot U_{2\text{ф.расч}} \leq U_{2\text{ф.ном}} \leq 1.2 \cdot U_{2\text{ф.расч}}$;

– ток вторичной обмотки трансформатора должно быть больше или равен $I_{2.\text{расч}}$: $I_{2\text{н}} \geq I_{2.\text{расч}}$.

– номинальная мощность трансформатора должна быть больше или равна типовой: $S_{\text{ном}} \geq S_{\text{Т}}$.

Трансформатор выбираем по [2, табл.8.5]. Обратите внимание на то, что в справочнике приводятся номинальные значения линейных напряжений обмоток.

Параметры выбранного трансформатора сводим в таблицу 2.1.

Таблица 2.1

Параметры трансформатора

Наименование	Обозначение	Значение
Номинальная мощность, кВА	$S_{\text{НОМ}}$	
Напряжение вентильной обмотки (линейное), В	$U_{2\text{НОМ}}$	
Ток вентильной обмотки, А	$I_{2\text{НОМ}}$	
Напряжение сетевой обмотки (линейное), В	$U_{1\text{НОМ}}$	
Мощность холостого хода, Вт	$P_{\text{ХХ}}$	
Мощность короткого замыкания, Вт	$P_{\text{КЗ}}$	
Напряжение короткого замыкания, %	$U_{\text{КЗ}}$	
Ток холостого хода, %	$I_{\text{ХХ}}$	

Рассчитываем действительный коэффициент трансформации выбранного трансформатора

$$k_{\text{тр}} = \frac{U_{1\text{НОМ}}}{U_{2\text{НОМ}}} = \frac{U_{1\text{ф.НОМ}}}{U_{2\text{ф.НОМ}}}, \quad (2.9)$$

где $U_{1\text{ф.НОМ}} = U_{1\text{НОМ}} / \sqrt{3}$, $U_{2\text{ф.НОМ}} = U_{2\text{НОМ}} / \sqrt{3}$ – номинальные значения фазного напряжения первичной и вторичной обмоток.

Действительные значения рабочих токов первичной и вторичной обмоток

$$\begin{aligned} I_2 &= I_{2\text{расч}}, \\ I_1 &= \frac{I_2}{k_{\text{тр}}}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

2.2. Расчет и выбор тиристоров

Тиристоры выбираются по среднему значению тока, протекающему через них и величине обратного напряжения.

При этом должен быть обеспечен достаточный запас по току и напряжению.

Среднее значение тока тиристора

$$I_a = k_{zi} \frac{k_{\text{вэ}} \cdot I_{d.\text{НОМ}}}{k_{\text{ох}}}, \quad (2.11)$$

где $k_{zi}=1,5$ – коэффициент запаса по току;

$k_{\text{ох}}$ – коэффициент, учитывающий интенсивность охлаждения силового вентиля. При естественном охлаждении $k_{\text{ох}}=0,35$;

$k_{\text{вэ}}$ – коэффициент, принимаем по [1, табл.1.9], $k_{\text{вэ}}=0,333$.

Максимальная величина обратного напряжения

$$U_{b \max} = k_{3U} k_{U_{\text{обр}}} U_{d0}, \quad (2.12)$$

где $k_{3U}=1,8$ – коэффициент запаса по напряжению, учитывающий возможные повышения напряжения питающей сети (включая режим холостого хода) и периодические выбросы $U_{\text{обр}}$, обусловленные процессом коммутации вентиляей;

$k_{U_{\text{обр}}}$ – коэффициент обратного напряжения, равный отношению напряжений $U_{b \max}/U_{d0}$, для мостовой схемы выпрямления $k_{U_{\text{обр}}}=1,045$;

U_{d0} – наибольшее среднее значение выпрямленного напряжения преобразователя (напряжение условного холостого хода).

Для трехфазной мостовой схемы выпрямления $U_{d0}=2.34 \cdot U_{2\phi.\text{ном}}$

Условия выбора тиристоров:

– максимальный средний ток тиристоров в открытом состоянии должен быть больше или равен значению I_a , $I_{\text{ос.ср.мах}} \geq I_a$;

– повторяющееся обратное напряжение тиристора должно быть больше или равно значению $U_{b.\text{мах}}$, $U_{\text{обр.п}} \geq U_{b.\text{мах}}$.

Из справочника [3] выбираем марку тиристоров (низкочастотных).

Параметры выбранных тиристоров сводим в таблицу 2.2.

Таблица 2.2

Параметры тиристоров

Наименование параметра	Обозначение	Значение
Максимальный средний ток в открытом состоянии, А	$I_{\text{ос.ср.мах}}$	
Повторяющееся импульсное обратное напряжение, В	$U_{\text{обр.п}}$	
Ударный ток в открытом состоянии, А	$I_{\text{ос.удр}}$	
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии, В/мкс	$(du_{\text{зс}}/dt)_{\text{кр}}$	
Ток удержания, мА	$I_{\text{уд}}$	
Импульсное напряжение в открытом состоянии, В	$U_{\text{ос.и}}$	
Отпирающий постоянный ток управления, мА	$I_{\text{упр}}$	
Время включения, мкс	$t_{\text{вкл}}$	
Время выключения, мкс	$t_{\text{выкл}}$	
Отпирающее постоянное напряжение, В	$U_{\text{упр}}$	

2.3. Расчет и выбор уравнильных реакторов

В мостовом преобразователе с совместным управлением присутствуют уравнильные токи.

Для уменьшения уравнильных токов в схему вводят 4 насыщающихся или 2 ненасыщающихся уравнильных реактора.

Для расчета принимаем схему с двумя ненасыщающимися уравнильными реакторами (рис.1.1).

Определяем индуктивность уравнильных реакторов [4, стр.133]

$$L_{ур} = k_{д} \cdot \frac{U_{2ф.мах}}{\omega \cdot I_{ур}}, \quad (2.13)$$

где $k_{д}$ - коэффициент действующего значения уравнильного тока.

Принимаем по [4, рис.1-158] $k_{д}=0,62$;

$U_{2ф.мах}$ – амплитудное значение фазного напряжения трансформатора, $U_{2ф.мах} = \sqrt{2} \cdot U_{2ф.ном}$,

ω - круговая частота сети, $\omega = 314 \frac{рад}{с}$;

$I_{ур}$ – действующее значение уравнильного тока

$$I_{ур} = \left[\frac{I_{гр}}{I_{д.ном}} \right] \cdot I_{д.ном}. \quad (2.14)$$

Для схемы выбираем 2 ненасыщающихся уравнильных реактора LR1 и LR2 с рассчитанной индуктивностью.

2.4. Расчет и выбор сглаживающих дросселей

Пульсации выпрямленного напряжения приводят к пульсациям выпрямленного тока, которые ухудшают коммутацию электродвигателя и увеличивают его нагрев.

Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения применяют сглаживающие дроссели.

Определяем индуктивность сглаживающего дросселя по формуле [4, стр. 132]

$$L_d = \frac{U_{dm}^k \cdot 100}{\sqrt{2} \cdot k \cdot p \cdot \omega \cdot p(1)\% \cdot I_{д.ном}}, \quad (2.15)$$

где k - кратность гармоники. В выходном напряжении преобразователя наибольшую амплитуду имеет первая гармоника, поэтому принимаем $k=1$;

p - количество пульсаций за период. Для мостовой схемы $p = 6$;

$p_{(1)\%}$ - допустимое действующее значение основной гармоники тока, принимаем $p_{(1)\%} = 8\%$;

U_{dm}^k - амплитудное значение гармонической составляющей выпрямленного напряжения, определяем по [4, стр.131]

$$U_{dm}^k = \frac{2 \cdot \cos \alpha \cdot U_{d0}}{k^2 \cdot p^2 - 1} \cdot \sqrt{1 + k^2 \cdot p^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \alpha}, \quad (2.16)$$

где α - угол управления тиристорами, $\alpha = 30^\circ$;

U_{d0} - максимальное среднее значение выпрямленного напряжения, $U_{d0} = 2.34 \cdot U_{2\phi, \text{ном}}$;

ω - круговая частота сети;

$I_{d, \text{ном}}$ - номинальный выпрямленный ток преобразователя.

Так как индуктивность выбранного уравнивающего реактора больше индуктивности сглаживающего дросселя ($L_{ур} > L_d$), то отказываемся от установки последнего в силовую цепь преобразователя.

Уравнивающего реактора будет достаточно для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения.

2.5. Расчет и выбор силовой коммутационной и защитной аппаратуры

2.5.1. Расчет и выбор R-C цепочек

Для ограничения скорости нарастания прямого напряжения используется RC цепочки, которые подключаются параллельно каждому тиристор.

Используя стандартный ряд сопротивлений выбираем резистор с сопротивлением в пределах 18...51 Ом [11].

Из уравнения [5, стр.81]

$$\left(\frac{dU}{dt} \right)_{кр} = \frac{0,632 \cdot U_{уст}}{\tau}, \quad (2.17)$$

где $U_{уст}$ - установившееся напряжение на тиристоре,

$$U_{уст} = \sqrt{2} U_{2\phi, \text{ном}};$$

$\left(\frac{dU}{dt}\right)_{кр}$ - максимально допустимая критическая скорость нарастания прямого напряжения на тиристоре (табл. 2.2), находим постоянную времени τ и значение емкости $C = \frac{\tau}{R}$. Используя стандартный ряд емкостей, выбираем емкость конденсатора.

2.5.2. Расчет и выбор предохранителей

Для защиты тиристорного преобразователя от внутренних коротких замыканий во вторичную обмотку трансформатора установим предохранители.

Находим амплитудное значение базового тока короткого замыкания по формуле

$$I_{2к.мах} = \frac{U_{2ф.мах}}{\sqrt{x_{2Г}^2 + r_{2Г}^2}}, \quad (2.18)$$

где $U_{2ф.мах}$ – амплитудное значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_{2ф.мах} = \sqrt{2} \cdot U_{2ф.ном}$;

$x_{2Г}$ - индуктивное сопротивление трансформатора, приведенное к вторичной обмотке;

$r_{2Г}$ - активное сопротивление трансформатора, приведенное к вторичной обмотке.

Находим полное, активное и индуктивное сопротивления вторичной обмотки трансформатора [4, стр.105]:

$$Z_{2Г} = \frac{U_{к\%}}{100} \cdot \frac{U_{2л.ном}}{\sqrt{3} \cdot I_{2ф.ном}}, \quad (2.19)$$

где $U_{к\%}$ - напряжение короткого замыкания (табл. 2.1).

$U_{2л.ном}$ - номинальное линейное напряжение вторичной (вентильной) обмотки трансформатора.

Активное сопротивление, приведенное к вторичной обмотке трансформатора

$$r_{2Г} = \frac{P_{кз}}{3 \cdot I_{2.ном}^2}, \quad (2.20)$$

где $P_{кз}$ - мощность короткого замыкания (табл. 2.1);

$I_{2.ном}$ - номинальный ток вентильной обмотки (табл. 2.1).

Индуктивное сопротивление, приведенное к вторичной обмотке трансформатора

$$x_{2T} = \sqrt{Z_{2T}^2 - r_{2T}^2} . \quad (2.21)$$

Для нахождения ударного тока внутреннего короткого замыкания определяем коэффициент k_I по графику [4, рис.1-129а] в зависимости от $ctg\varphi_k$

$$ctg\varphi_k = \frac{r_{2T}}{x_{2T}} .$$

Если значение $ctg\varphi_k$ получается больше 1, то при определении коэффициента k_I значение $ctg\varphi_k$ принимается равным 1

Ударный ток внутреннего короткого замыкания

$$I_{уд1} = k_I \cdot I_{2к.мах} .$$

Выбираем плавкий предохранитель (типа НПН, ПН2 или ПР-2) [12], исходя из условий:

- номинальное напряжение предохранителя должно соответствовать напряжению цепи $U_{2.ном}$, в которой он установлен;
- номинальный ток предохранителя $I_{пр.ном}$ должен быть больше максимального рабочего тока I_2 , протекающего через него;
- номинальный ток плавкой вставки $I_{пл.вст}$ должен быть больше или равен максимальному рабочему току I_2 , протекающего через него.

После выбора предохранителя и плавкой вставки производится проверка предохранителя на срабатывание при коротком замыкании

$$3 \cdot I_{пл.вст} \leq I_{уд1} / \sqrt{2} .$$

параметры выбранного предохранителя необходимо свести в таблицу 2.3

Таблица 2.3

Параметры предохранителя

Тип предохранителя	
Номинальное напряжение предохранителя, В.	
Номинальный ток предохранителя, А.	
Ток плавкой вставки предохранителя, А.	

2.5.3. Расчет и выбор автоматического выключателя

Для защиты тиристорного преобразователя от внешних коротких замыканий в первичную обмотку трансформатора устанавливают автоматический выключатель.

Для вычисления ударного тока внешнего короткого замыкания определяем коэффициент k_2 по [4, рис.1-127а] в зависимости от $ctg\varphi_k$:

$$ctg\varphi_k = \frac{r_{2T}}{x_{2T}}.$$

Ударный ток внешнего короткого замыкания:

$$I_{уд2} = k_2 \cdot I_{2к.мах}$$

Автоматический выключатель с комбинированным расцепителем [12] (рекомендуются следующих типов А3100, А3700, АЕ2000, АП50 и др.) выбирают из условий:

-номинальный ток автомата должен быть больше рабочего тока первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \frac{I_2}{k_{тр}};$$

-номинальное напряжение автомата должно быть больше или равно сетевому напряжению $U_{1.ном}$;

-число полюсов было равно числу фаз питающей сети;

-номинальный ток теплового расцепителя должен быть больше рабочего тока I_1 ;

-номинальный ток электромагнитного расцепителя должен быть больше рабочего тока I_1 ;

-ток срабатывания электромагнитного расцепителя должен быть меньше действующего значения ударного тока внешнего короткого замыкания протекающего через выключатель $I_{уд2} / \sqrt{2} \cdot k_{тр}$;

Выписываем параметры выбранного автоматического выключателя в таблицу 2.4

Таблица 2.4

Параметры автоматического выключателя

Тип автоматического выключателя	
Число полюсов	
Номинальное напряжение, V .	
Номинальный ток автомата, A .	
Номинальный ток теплового расцепителя, A .	
Номинальный ток электромагнитного расцепителя, A .	
Ток срабатывания электромагнитного расцепителя, A .	

3. ВЫБОР СТРУКТУРЫ И ОСНОВНЫХ УЗЛОВ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ (СИФУ) ТИРИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Система управления преобразовательным устройством предназначена для генерирования и формирования управляющих импульсов определенной формы и длительности, распределения их по фазам и изменения момента подачи на управляющие электроды вентиля преобразователя. В настоящее время широкое распространение получили электронные (полупроводниковые) системы управления вентильными преобразователями, так как они имеют ряд преимуществ перед электромагнитными системами: высокое быстродействие, надежность, малая потребляемая мощность и малые габариты.

Системы управления, в которых управляющий сигнал имеет форму импульса, фазу которого можно регулировать, называют *импульсно-фазовыми*.

Системы управления могут выполняться по *синхронному* и *асинхронному* принципам.

Синхронный принцип импульсно-фазового управления преобразователями является наиболее распространенным. Его характеризует такая функциональная связь узлов СУ, предназначенных для получения управляющих импульсов, при которой синхронизация управляющих импульсов осуществляется напряжением сети переменного тока.

Асинхронные системы управления преобразователями применяются при существенных искажениях напряжения питающей сети, в

частности при значительной несимметрии трехфазных напряжений по величине и фазе. Использование в таких условиях синхронной системы невозможно ввиду получающейся недопустимой асимметрии в углах α по каналам управления тиристорами. Наиболее распространены асинхронные СУ в преобразователях, потребляющих мощность, соизмеримую с мощностью питающей сети. В данном проекте необходимо использовать синхронную систему управления.

Существуют системы управления, построенные по *горизонтальному* и *вертикальному* принципу. Горизонтальное управление не нашло широкого распространения, так как мостовые фазовращатели критичны к форме и частоте подаваемого напряжения. Исходя из вышесказанного, выбираем систему управления, построенную по вертикальному принципу.

Функциональная схема СИФУ изображена на рис 3.1 и содержит:

ИСН – источник синхронизирующего напряжения (трехфазный маломощный трансформатор);

УО – управляющий орган;

ГОН – генератор опорного напряжения;

НО1 – нуль-орган;

ФДИ – формирователь длительности импульсов;

УИ – усилитель импульсов;

ВУ – выходное устройство;

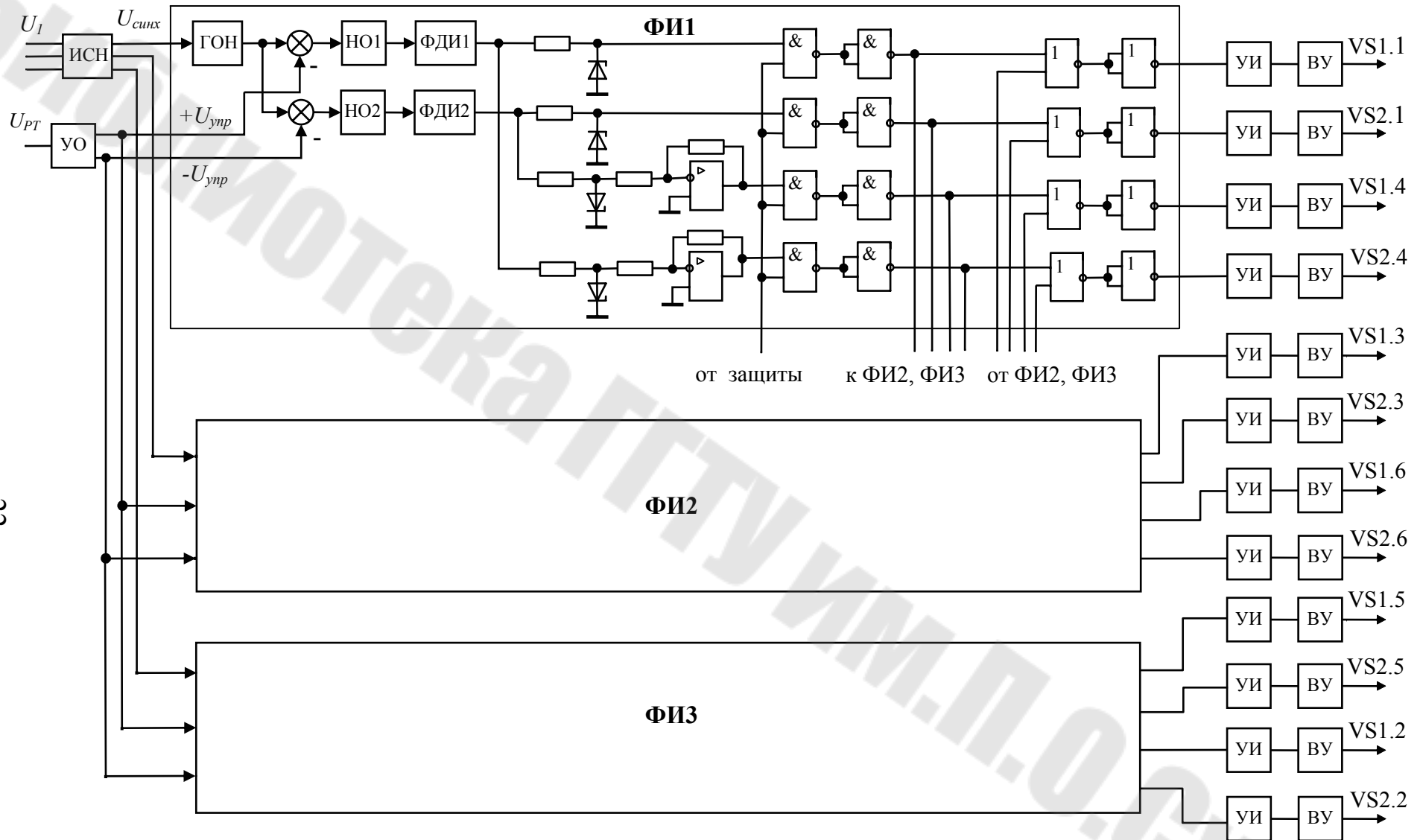


Рис. 3.1. Функциональная схема СИФУ

4. РАСЧЕТ И ВЫБОР ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ (СИФУ) ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для расчета основных элементов системы импульсно-фазового управления (СИФУ) преобразователя вначале требуется выбрать тип используемых цифровых [6] и аналоговых [7] микросхем. Рекомендуемые серии цифровых микросхем К561 или К155 (К555).

В качестве аналоговых можно использовать следующие типы микросхем: К157УД2, К574УД2А,(Б) (содержат по 2 ОУ), К140УД7, К140УД8, К544УД2А,(Б). После выбора цифровых и аналоговых микросхем необходимо выписать в таблицу их основные параметры.

4.1. Расчет и выбор элементов генератора опорного напряжения

Для работы СИФУ используется косинусоидальное или линейное пилообразное опорное напряжение, максимальное и минимальное значения которого должны находиться в точках естественной коммутации вентилях. Для трехфазных схем преобразователей точки естественной находятся в точках пересечения фазных напряжений.

Для примера, вначале, рассмотрим генератор опорного косинусоидального напряжения (рис 4.1) Он состоит из трехфазного трансформатора синхронизации $T1$, действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки $U_{2\text{синх}}$ которого выбирают в пределах 12...18 В, и инвертирующего усилителя (на основе операционного усилителя).

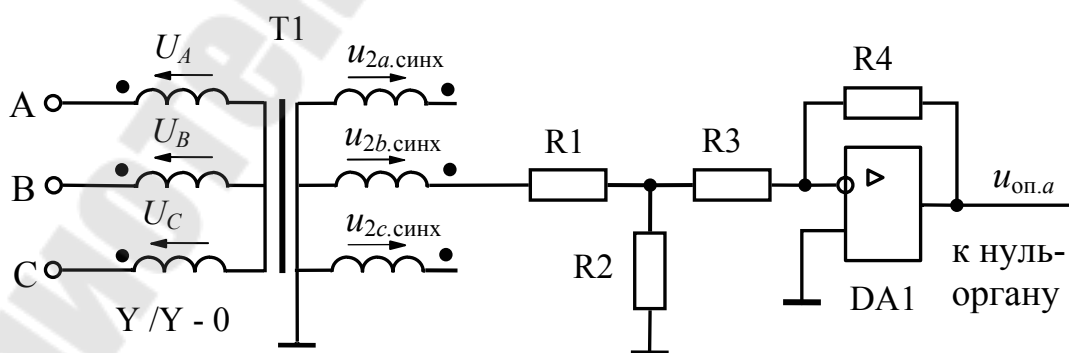


Рис. 4.1. Электрическая схема генератора косинусоидального опорного напряжения

Чтобы максимальное и минимальное значения опорного напряжения находились в точках естественной коммутации вентиляей, необходимо напряжение последующей фазы трансформатора синхронизации, имеющего такую же группу соединения обмоток, как и силовой трансформатор (Y\Y-0), проинвертировать. Этим достигается нужный сдвиг косинусоиды опорного напряжения относительно силового напряжения (рис. 4.2).

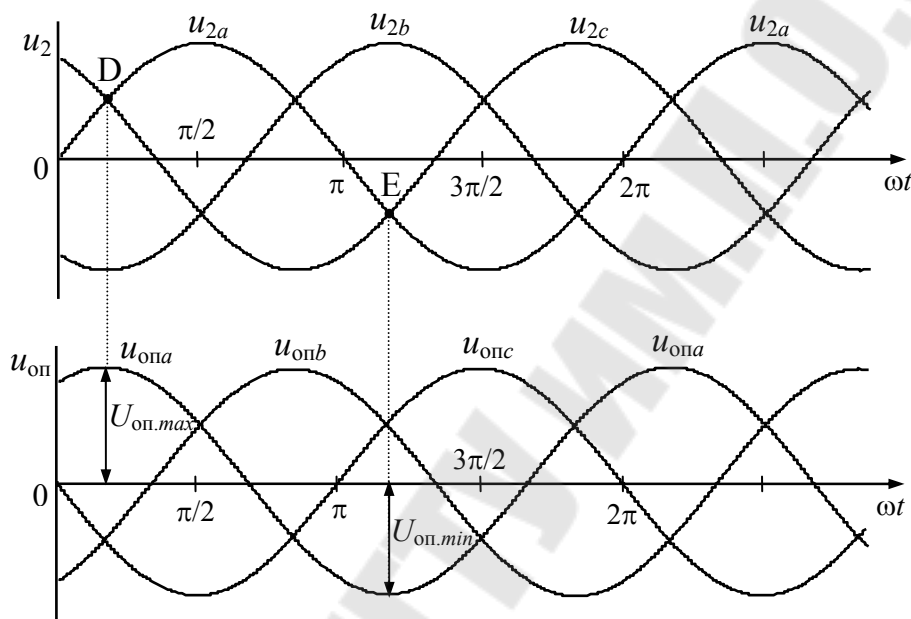


Рис.4.2. Диаграммы напряжения u_2 , действующего на силовых тиристорах, и соответствующие опорные напряжения $u_{оп}$.

Точки D и E - точки естественной коммутации для тиристоров фазы A

Выбираем значение сопротивлений резисторов R_3 и R_4 в пределах 15...30 кОм, причем $R_3 = R_4$. Тогда коэффициент передачи усилителя на ОУ DA1 будет равен единице.

Амплитудное значение опорного напряжения на выходе инвертора принимается в диапазоне

$$U_{оп.max} = (1.05 \dots 1.2) \cdot U_{зад.max},$$

где $U_{зад.max} = 10$ В - максимальное напряжение задания.

При этом необходимо проверить выполнение условия

$$U_{оп.max} \leq U_{вых.max},$$

где $U_{вых.max}$ - максимальное напряжение на выходе выбранного ОУ DA1 (напряжение насыщения).

Поскольку амплитудное значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора синхронизации превышает $U_{оп..max}$, то на входе инвертора необходимо применять делитель напряжения ($R1$, $R2$). Коэффициент передачи делителя напряжения

$$K_d = \frac{U_{оп..max}}{U_{2m.синх}},$$

где $U_{2m.синх} = \sqrt{2} \cdot U_{2синх}$ – амплитудное значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора синхронизации.

Так как делитель напряжения является источником по отношению к инвертирующему усилителю, то должно выполняться условие $R_2 \ll R_3$

Значение сопротивления резистора $R2$ принимается в пределах 1.0...2.0 кОм и из соотношения $K_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ получаем

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{1 - K_d}{K_d}$$

Из стандартного ряда выбираем резистор $R1$ с сопротивлением близким к расчетному.

Рассмотрим схему генератора с линейным пилообразным (треугольным) напряжением (рис.4.3). В его состав входят компаратор на $DA2$ и интегратор на $DA3$.

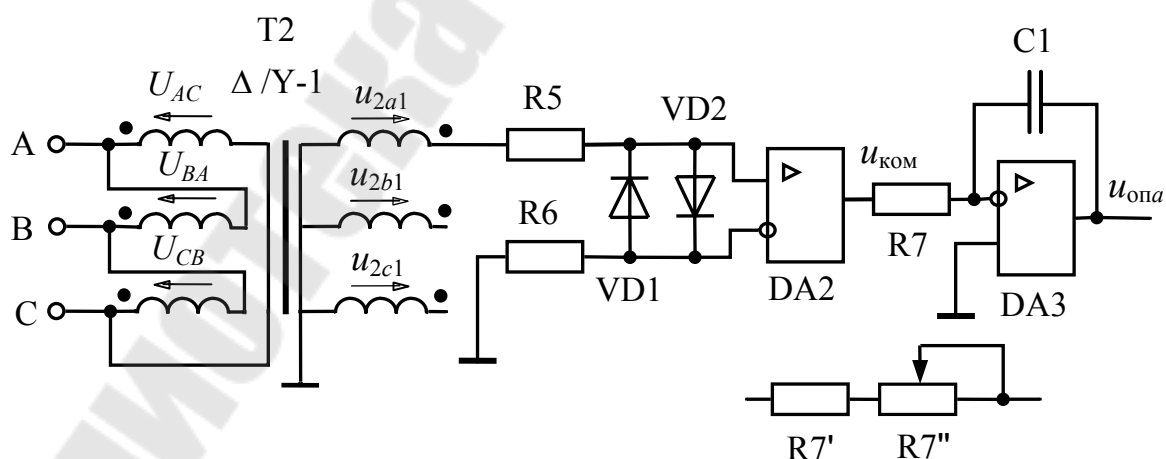


Рис. 4.3. Электрическая схема генератора линейного опорного напряжения

Для правильной работы тиристорного преобразователя необходимо, как и в предыдущем случае, чтобы максимальное и минимальное значения опорного напряжения находились в точках естественной коммутации. Данное условие, как видно из векторной (рис.4.4) и временных диаграмм (рис.4.5), может быть выполнено, если использовать трансформатор синхронизации с группой соединения обмоток $\Delta/Y - 1$.

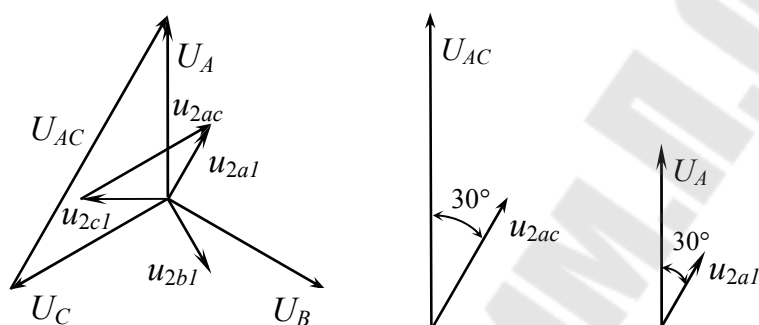


Рис. 4.4. Векторные диаграммы напряжения трансформатора синхронизации с группой соединения обмоток $\Delta/Y - 1$

Компаратор на операционном усилителе $DA2$ служит для преобразования синусоидально изменяющегося напряжения на входе в колебания прямоугольной формы на выходе (рис.4.5). Напряжение с трансформатора синхронизации подается на неинвертирующий вход ОУ, поэтому полярность выходных сигналов совпадает с полярностью входного. Амплитуда выходных прямоугольных импульсов равна максимальному выходному напряжению (напряжению насыщению) операционного усилителя $DA2$ (в зависимости от типа ОУ - $U_{\text{вых.мах}} = U_{\text{оу,нас}} = 10.0 \dots 13.0 \text{ В}$). Резисторы $R5$ и $R6$ уменьшают влияние входных токов ОУ, ограничивают ток через диоды $VD1$ и $VD2$ и защищают схему при возможных коротких замыканиях. Величина сопротивлений резисторов $R5$ и $R6$ принимается равной и выбираются из стандартного ряда в пределах $10 \dots 20 \text{ кОм}$. Амплитудное значение напряжения вторичной обмотки трансформатора синхронизации $U_{2m.\text{синх}}$ выбирается такое же, как в случае генератора косинусоидального опорного напряжения. Поскольку напряжение $U_{2m.\text{синх}}$ может превышать максимально допустимое значение входного напряжения ОУ, то для защиты ОУ используют два диода $VD1$ и $VD2$, включенных встречно-параллельно. Выбор диодов производим по прямому

току I_a и максимальной величине обратного напряжения $U_{b.max}$ с коэффициентом запаса равным 2.

$$I_a = 0.45 \cdot U_{2\text{синх}} / (R_5 + R_6), \quad U_{b.max} = 2 \cdot U_{2m.\text{синх}}.$$

Исходя из условий $I_{пр} \geq I_a$, $U_{обр} \geq U_{b.max}$ выбираем маломощные универсальные или импульсные диоды и записываем его параметры [8]. Рекомендуемые типы диодов КД521А(Б), КД522А(Б), Д220.

Интегратор на ОУ $DA3$ преобразует прямоугольные колебания компаратора в линейно изменяющееся напряжение (рис.4.5). Напряжение на выходе интегратора в общем случае

$$u_{\text{вых.}DA3} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_1} i_{\text{вх}} dt + U_{\text{вых}}(0),$$

где $i_{\text{вх}}$ – входной ток интегратора;

t_1 – время интегрирования;

$U_{\text{вых}}(0)$ – начальное значение выходного напряжения интегратора.

В нашем случае (рис.4.5) время интегрирования $t_1 = T_c / 2 = 10$ мс. Период сетевого напряжения $T_c = 20$ мс. За это время напряжение на выходе интегратора изменяется от $U_{\text{оп.}max}$ до $U_{\text{оп.}min}$ или, наоборот, от $U_{\text{оп.}min}$ до $U_{\text{оп.}max}$. Максимальное значение опорного напряжения принимается в диапазоне $U_{\text{оп.}max} = (1.05 \dots 1.2) \cdot U_{\text{зад.}max}$, но не выше напряжения насыщения выбранного операционного усилителя $DA3$.

Входной ток интегратора

$$i_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых.}max}}{R_7},$$

где $U_{\text{вых.}max}$ – максимальное значение напряжения на выходе компаратора.

Принимая максимальное напряжения на выходе интегратора равным $U_{\text{оп.}max}$, а начальное значение $U_{\text{вых}}(0) = -U_{\text{оп.}min}$, получаем

$$U_{\text{оп.}max} = \frac{U_{\text{вых.}max} t_{\text{и}}}{R_7 C_1} + (-U_{\text{оп.}min}).$$

Откуда следует

$$R_7 C_1 = \frac{U_{\text{вых.}max} t_{\text{и}}}{U_{\text{оп.}max} + U_{\text{оп.}min}} = \frac{U_{\text{вых.}max} t_{\text{и}}}{2 \cdot U_{\text{оп.}max}}.$$

Задаваясь величиной сопротивления R_7 в пределах 47 ... 100 кОм, вычисляется значение C_1 . Из справочника [11] выбираем конденсатор со стандартным значением емкости, близким к расчетному. Для более точной настройки $U_{\text{оп.}max}$ рекомендуется сопротивление R_7 составить из двух стандартных резисторов: постоянного - R_7' и под-

строечного - $R7''$ (рис.4.3). Значение $R7'$ принимается примерно равным $0.8 \cdot R7$, а $R7'' \approx 0.4 \cdot R7$.

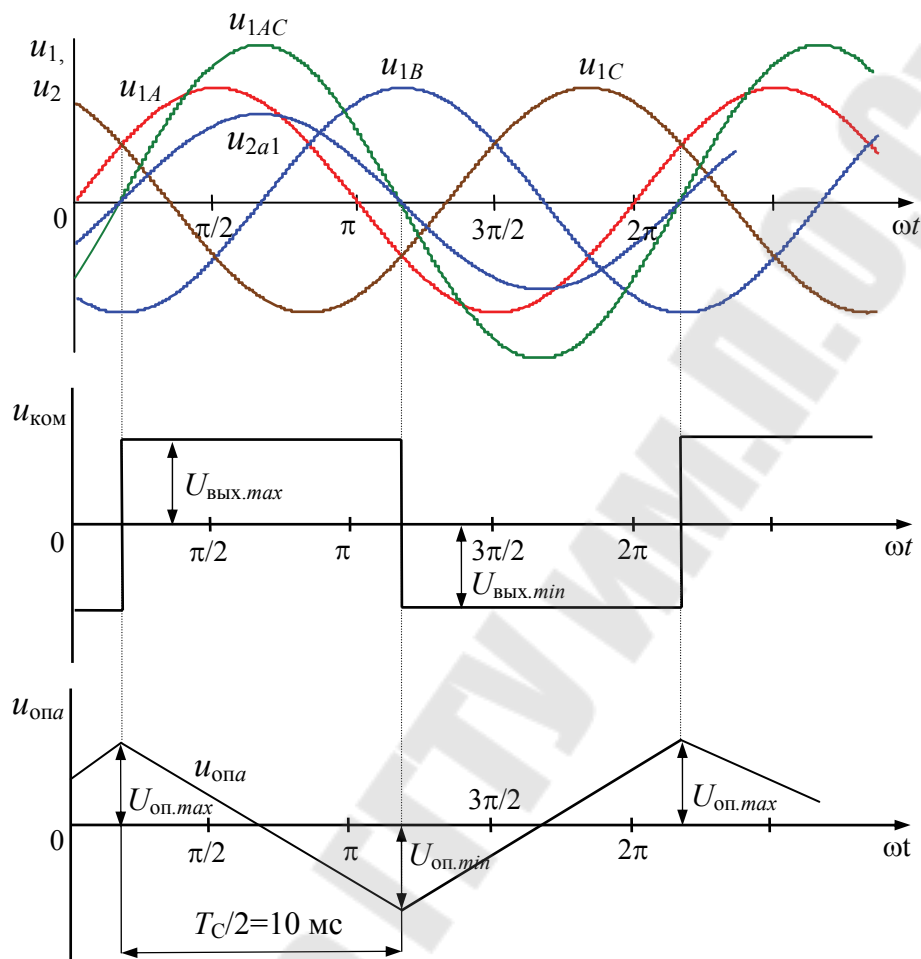


Рис.4.5. Диаграммы напряжения трансформатора синхронизации и опорное напряжение $u_{опА}$ формирователя импульсов фазы А

4.2. Расчет и выбор элементов нуля-органа

С помощью нуля-органа опорное напряжение генератора сравнивается с управляющим напряжением $U_{упр}$ преобразователя. Когда опорное напряжение в (процессе его увеличения или уменьшения) достигает напряжения $U_{упр}$ на выходе нуля-органа, выполненного на операционном усилителе $DA4$, возникает импульс, который поступает на формирователь отпирающих импульсов.

Принципиальная электрическая схема нуля-органа представлена на рис.4.6, а диаграмма работы на рис.4.7.

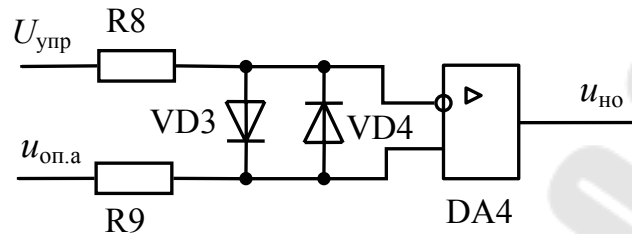


Рис.4.6. Электрическая схема нуля-органа

Работает данная схема в соответствии со следующим алгоритмом

$$u_{\text{но}} = \begin{cases} U_{\text{вых.мах}}, & \text{когда } u_{\text{оп}} - U_{\text{упр}} > 0, \\ U_{\text{вых.мин}}, & \text{когда } u_{\text{оп}} - U_{\text{упр}} < 0. \end{cases}$$

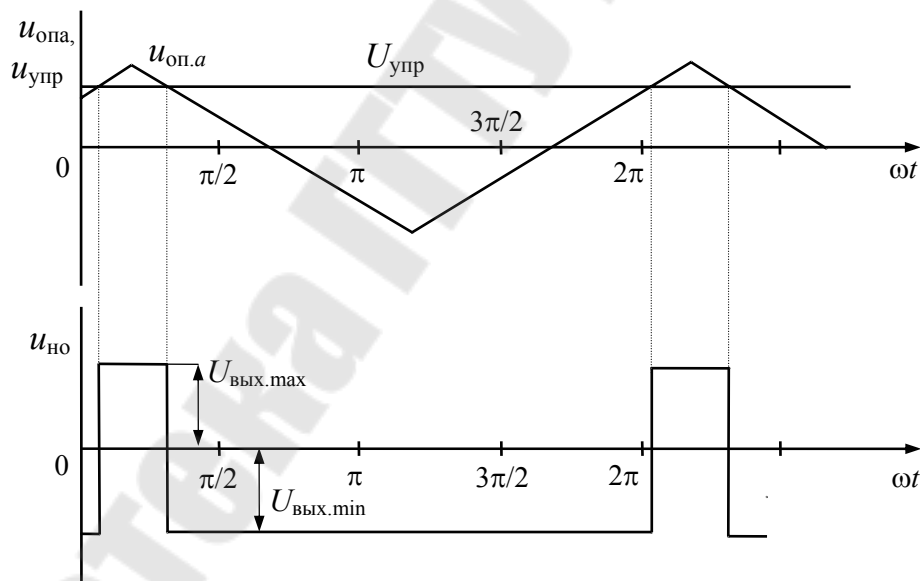


Рис.4.7. Временные диаграммы работы нуля-органа при линейной форме опорного напряжения

Выбираем $R_8=R_9$ в пределах 10...30 кОм. Амплитудное значение опорного напряжения может достигать 12 В, а максимальное напряжение управления равно 10 В. Следовательно максимальное значение их разности составляет 22 В, что превышает максимально до-

пустимое значение входного напряжения ОУ. Поэтому для защиты ОУ $DA4$ ставим два диода $VD3$ и $VD4$, включенных встречно-параллельно. Выбор диодов производим по прямому току I_a и максимальной величине обратного напряжения $U_{b.max}$ с коэффициентом запаса равным 2.

$$I_a = 0.45 \cdot (U_{оп.max} + U_{упр}) / (R_8 + R_9), \quad U_{b.max} = 2 \cdot (U_{оп.max} + U_{упр}).$$

Исходя из условий $I_{пр} \geq I_a$, $U_{обр.max} \geq U_{b.max}$ выбираем маломощные универсальные или импульсные диоды [8] и записываем его параметры.

4.3. Расчет и выбор формирователя длительности и распределителя импульсов

Формирователь длительности импульсов служит для формирования отпирающих импульсов определенной длительности, которые через элементы логики поступают на усилитель и далее на управляемый тиристор.

Принципиальная электрическая схема формирователя длительности импульсов и элементов логики представлена на рис.4.8.

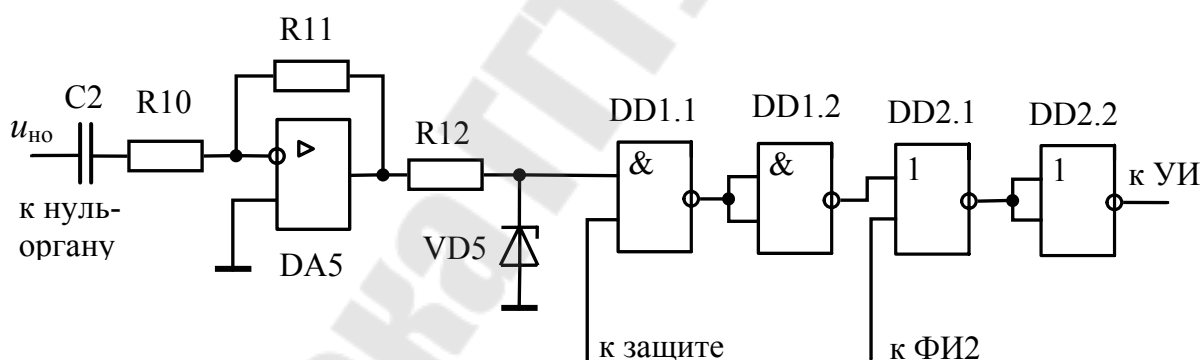


Рис.4.8. Формирователь длительности импульсов

Формирователь импульсов собран на ОУ $DA5$. Он представляет собой дифференцирующее с замедлением звено, переходная функция которого описывается уравнением

$$h(t) = \frac{T_1}{T_2} \cdot e^{-\frac{t}{T_2}},$$

где $T_1 = C_2 \cdot R_{11}$, $T_2 = C_2 \cdot R_{10}$ - постоянные времени.

Вход данной цепи подключен к выходу нуль-органа, поэтому перепад напряжения на входе формирователя составит $\Delta U_{\text{вх}} = 2 \cdot U_{\text{но.мах}} = 2 \cdot U_{\text{вых.мах DA5}}$.

Максимальную величину напряжения на выходе DA5 в момент переключения нуль-органа принимаем равной $U_{\text{вых.мах DA5}}$ (рис. 4.9).

Для нормального открытия тиристоров необходимо обеспечить длительность импульса $7^0 \div 10^0$.

Время импульса составит

$$t_{\text{и}} = \frac{7^0}{360^0 \cdot f_c} \div \frac{10^0}{360^0 \cdot f_c} = 0,39 \div 0,56 \text{ мс.}$$

Принимаем $t_{\text{и}} = 0,5 \text{ мс}$.

Величину напряжения $U_{\text{имп}}$ на выходе DA5 в момент времени $t = t_{\text{и}}$ принимаем равным не менее уровня логической единицы элемента DDI.1 (рис. 4.9).

Подставим в переходную функцию значения $\Delta U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых.мах DA5}}$ в начальный момент времени $t=0$

$$U_{\text{вых.мах DA5}} = \frac{T_1}{T_2} \cdot \Delta U_{\text{вх}}.$$

Тогда получим

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{U_{\text{вых.мах DA5}}}{\Delta U_{\text{вх}}}.$$

Далее, подставляя в соотношение $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \cdot \frac{T_1}{T_2} \cdot e^{-\frac{t}{T_2}}$ значения

$U_{\text{вых}} = U_{\text{имп}}$; $U_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{вх}}$; $\frac{T_1}{T_2}$ и время $t = t_{\text{и}} = 0,5 \text{ мс}$, находим T_2

$$T_2 = - \frac{t_{\text{и}}}{\ln \frac{U_{\text{имп}}}{\left(\frac{T_1}{T_2}\right) \cdot \Delta U_{\text{вх}}}}.$$

Принимаем из стандартного ряда величину C_2 в пределах 82...150 нФ, определяем сопротивление R_{10}

$R_{10} = \frac{T_2}{C_2}$ и выбираем ближайшее стандартное значение.

Из соотношения $\frac{T_1}{T_2} = \frac{C_2 \cdot R_{11}}{C_2 \cdot R_{10}}$ рассчитываем значение R_{11} .

Из критерия величины нагрузки для ОУ ($R_{н.мин} > 2.0$ кОм) выбираем стандартное значение $R12$ из диапазона $5.1 \dots 20$ кОм.

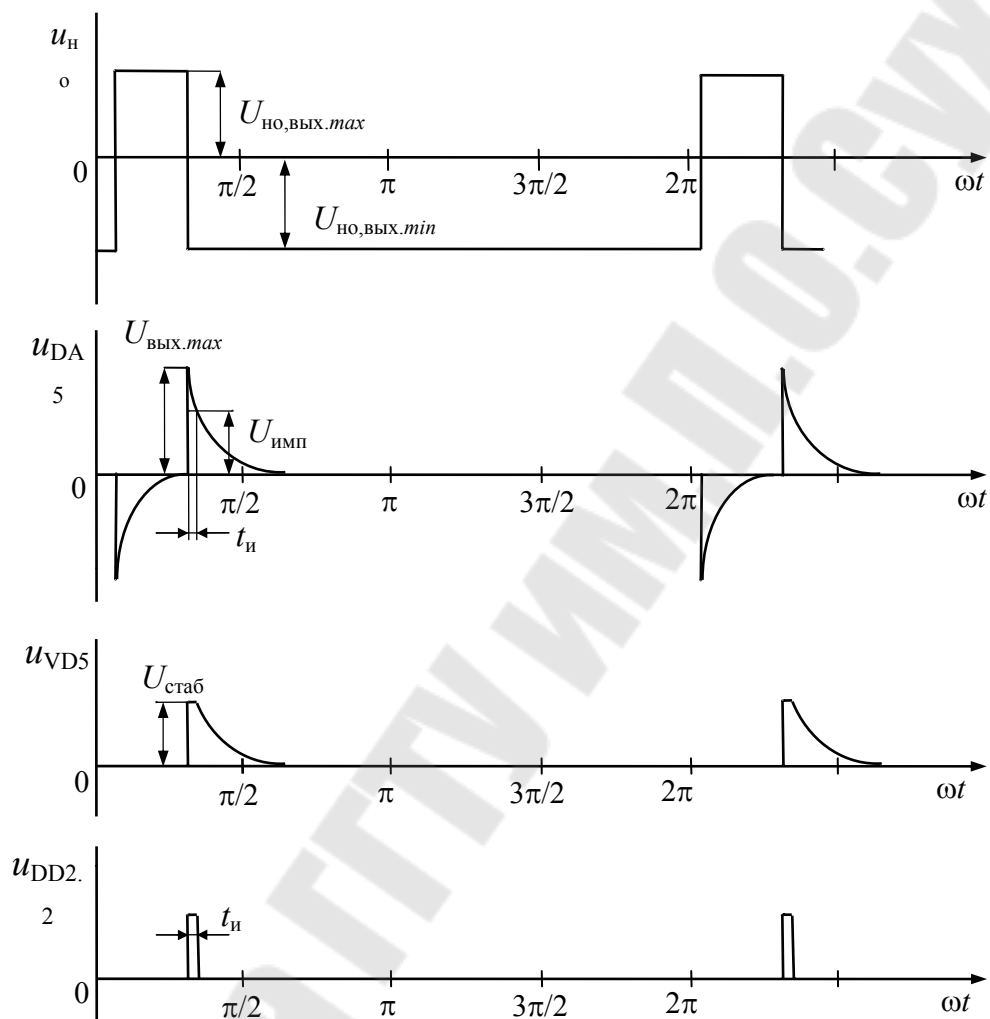


Рис.4.9. Временные диаграммы работы формирователя длительности импульсов и логики

Для согласования сигналов формирователя длительности импульсов по уровню и знаку с логическими элементами распределителя служит маломощный стабилитрон $VD5$, напряжение стабилизации $U_{ст.ном}$ которого выбирают в зависимости от серии используемых цифровых микросхем. Для микросхем серии К561 $U_{ст.ном}$ выбирают в пределах $10 \dots 14$ В, микросхем серии К155 и К555 – $U_{ст.ном} = 3.9 \dots 4.7$ В.

Распределить импульсов выполнен на логических элементах И-НЕ (DD1.1, DD1.2) и ИЛИ-НЕ (DD2.1, DD2.2) и служит для формирования фронтов импульсов управления, создания связи с электронной защитой преобразователя и взаимодействия с другими формирователями импульсов [10].

4.4. Расчет и выбор усилителя импульсов

Мощность импульсов, получаемых на выходе логических элементов, недостаточна для открытия тиристора. Усилитель импульсов предназначен для усиления импульсов перед их подачей в цепь управляющего электрода силового тиристора.

Принципиальная электрическая схема усилителя импульсов представлена на рис.4.10.

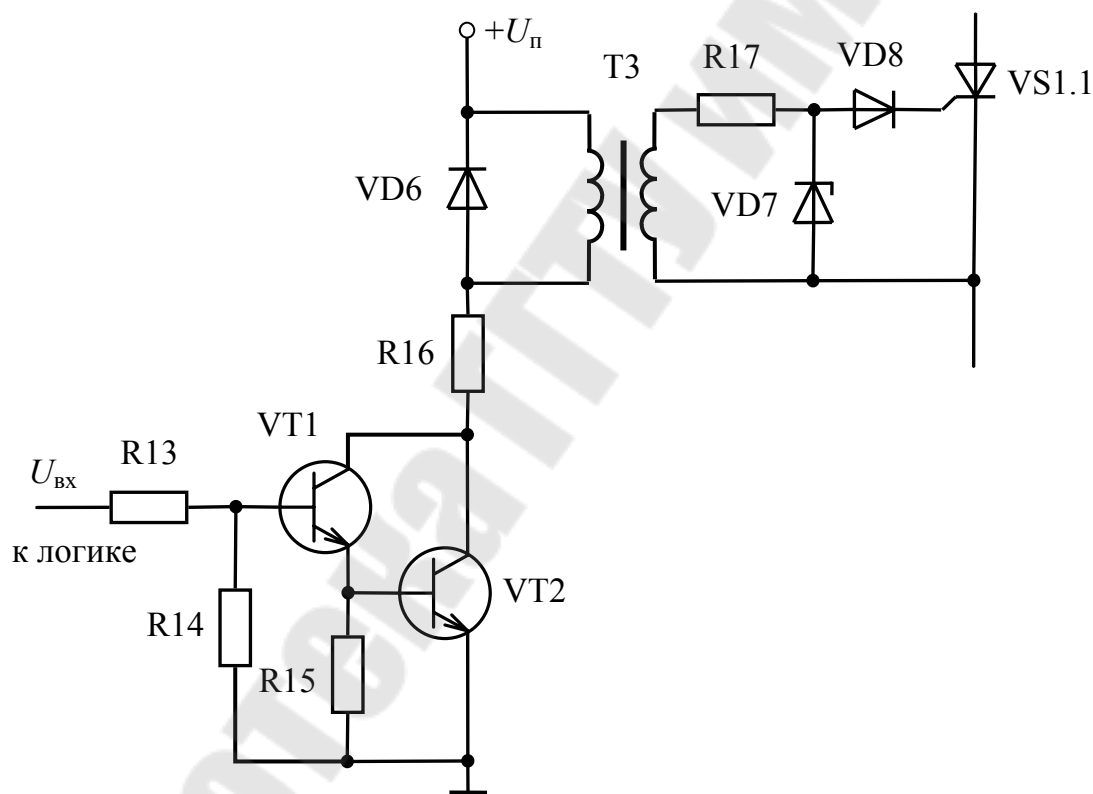


Рис. 4.10. Электрическая схема усилителя импульсов

Примем, что импульсный трансформатор $T3$ на схеме (рис.4.10) имеет число витков первичной обмотки $W_1 = 200 \dots 400$, а вторичной $W_2 = 100 \dots 200$.

Коэффициент трансформации трансформатора $k_T = \frac{W_1}{W_2}$,

Тогда максимальное значение напряжения импульса управления

$$U_{\text{упр}} = \frac{U_{\text{п}}}{k_T},$$

где $U_{\text{п}}$ – напряжение питания выходных усилителей.

Рекомендуемое значение напряжения $U_{\text{п}} = 24\text{В}$

Зная значение тока управления открытия тиристора $I_{\text{упр}}$ (табл.2.2), находим сопротивление цепи управления

$$R_{\text{цп}} = \frac{U_{\text{упр}}}{I_{\text{упр}}}.$$

Падение напряжения на управляющем электроде $VS1.1$ и прямое на диоде принимаем по 0,7 В, отсюда находим их эквивалентное сопротивление

$$R_{\text{э}} = \frac{2 \cdot 0.7}{I_{\text{упр}}}.$$

Для ограничения тока управления $VS1.1$ необходимо дополнительное сопротивление $R_{17} = R_{\text{цп}} - R_{\text{э}}$, которое выбирают из стандартного ряда.

Напряжение стабилизации стабилитрона $VD7$ выбирается исходя из максимального допустимого напряжения на управляющем электроде тиристора (можно принять 12 ... 15 В). Ток стабилизации $I_{\text{стаб.}VD7}$ и прямой ток $I_{\text{пр.}VD7}$ через $VD7$ не должны превышать максимально допустимого значения для выбранного стабилитрона

$$I_{\text{стаб.}max} \geq I_{\text{пр.}VD7} = (U_{\text{упр}} - U_{\text{пр.}VD7}) / R_{17},$$

где $U_{\text{пр.}VD7}$ - прямое падение напряжения на стабилитроне, можно принять 0.7 В.

Диод $VD6$ выбирают по прямому току и обратному напряжению с коэффициентом запаса равным 2

$$I_{\text{пр.}max} \geq I_{\text{пр.}VD6} = I_1, \quad U_{\text{обр.}max} \geq U_{b.max.VD6} = 2 \cdot U_{\text{п}},$$

где I_1 - ток первичной обмотки импульсного трансформатора

$$I_1 = \frac{I_{\text{упр}}}{k_T}.$$

Требуемый (суммарный) коэффициент передачи базового тока транзисторов $VT1, VT2$, включенных по схеме Дарлингтона

$$h_{21э.сум} = \frac{k_s \cdot I_1}{I'_6},$$

где $k_s = 1.5 \dots 3.0$ - коэффициент насыщения (обычно принимают $k_s = 2$)
 I'_6 - предварительное значение базового тока транзистора $VT1$.
 Принимается равным выходному току $I_{вых}^{(1)}$ элемента ИЛИ – НЕ DD2.2 (рис.4.8).

Требуемый коэффициент передачи базового тока каждого транзистора должен быть не менее

$$h_{21э.расч} \geq \sqrt{h_{21э.сум}}.$$

При выборе транзисторов следует руководствоваться следующими соображениями:

- транзистор $VT1$ выбирается малой или средней мощности, средней или высокой частоты (типа КТ503, КТ608, КТ315);
- транзистор $VT2$ - средней или большой мощности, средней или высокой частоты (типа КТ815, КТ817, КТ630).

Можно также вместо двух транзисторов $VT1$ и $VT2$ использовать один составной типа КТ972 или КТ829. Выбор конкретного типа транзистора $VT2$ и $VT1$ [9] производится исходя из следующих условий:

$$I_{к.маx.VT2} \geq I_1, \quad h_{21э.мин.VT2} \geq h_{21э.расч}, \quad U_{кэ.маx.VT2} \geq 2 \cdot U_{п},$$

$$I_{к.маx.VT1} \geq I_{к.VT1}, \quad h_{21э.мин.VT1} \geq h_{21э.расч}, \quad U_{кэ.маx.VT1} \geq 2 \cdot U_{п},$$

где $I_{к.VT1} = I_1 / h_{21э.VT2}$.

Если значение $h_{21э.сум}$ не превышает 60 ... 80, то устанавливается только один транзистор $VT2$, для которого $h_{21э.расч}$ принимается равным $h_{21э.сум}$.

После выбора транзисторов выписываем их основные параметры $I_{к.маx}$, $h_{21э.мин}$, $U_{кэ.маx}$, $U_{кэ.нас}$.

Пересчитываем базовый ток $VT1$

$$I_6 = \frac{k_s \cdot I_1}{h_{21э.мин.VT1} \cdot h_{21э.мин.VT2}}.$$

Определяем значение сопротивления $R16$

$$R_{16} = \frac{U_{п} - U_{кэ.нас.VT2}}{I_{к.маx}}.$$

Рассчитываем и выбираем сопротивление $R13$ в цепи базы $VT1$

$$R_{13} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{б}}},$$

где $U_{\text{вх}}$ - напряжение на входе устройства равное $U_{\text{вх}}^{(1)}$ элемента ИЛИ-НЕ;

$I_{\text{б}}$ - базовый ток транзистора $VT1$.

Для уменьшения начального тока коллектора транзистора $VT2$ между базой и эмиттером ставим резистор $R_{15} = 820 \text{ Ом} \dots 1.5 \text{ кОм}$.

Этой же цели служит и резистор R_{14} , включенный между базой и эмиттером транзистора $VT1$. Значение сопротивления R_{14} выбирается в пределах $5.1 \dots 10 \text{ кОм}$

4.5. Расчет и выбор элементов управляющего органа

Управляющий орган (УО) в реверсивных ТП с совместным согласованным управлением предназначен для получения двух равных по модулю, но разных по знаку напряжений управления, подаваемых затем на нуль-органы СИФУ. Кроме того, УО производит ограничение по модулю максимальной величины этих напряжений. Как правило, управляющий орган усиление входного сигнала не производит, т.е. его коэффициент усиления по напряжению равен 1. Поэтому в дальнейшем будем считать, что напряжение управления на выходе УО $U_{\text{упр}}$, до момента ограничения, равно напряжению заданию $U_{\text{зад}}$.

Принципиальная схема одного из вариантов управляющего органа представлена на рис.4.11.

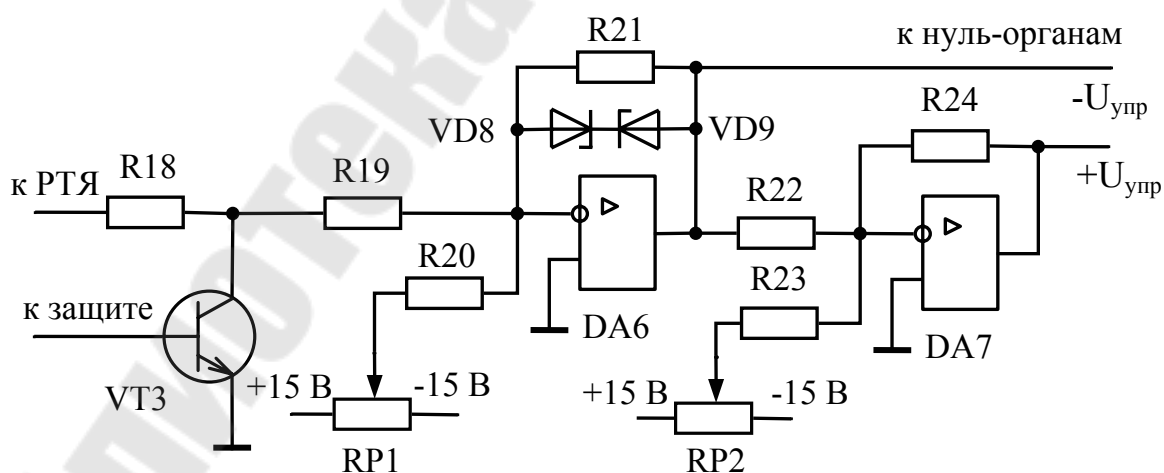


Рис.4.11. Электрическая схема управляющего органа

Будем считать, что на входе ограничителя, выполненного на операционном усилителе $DA6$, стоит выходной резистор регулятора тока якоря $R_{18} = 5.1 \dots 10$ кОм и транзистор $VT3$ (элемент схемы электронной защиты).

Принимаем значение резистора R_{19} из диапазона $5.1 \dots 15$ кОм. Тогда для обеспечения коэффициента передачи ОУ на $DA6$ равного единице должно выполняться условие

$$R_{21} = R_{18} + R_{19}.$$

Аналогично для второго ОУ на $DA7$ выбираем $R_{22} = R_{24} = R_{21}$

Для установки начального угла управления $\alpha_{нач} = 90^\circ$ и компенсации ЭДС смещения операционных усилителей используются резисторы $RP1$, R_{20} и $RP2$, R_{23} . Значение сопротивления резисторов R_{20} и R_{23} выбирается равным R_{19} . Резисторы R_{20} и R_{23} являются нагрузочными для потенциометров $RP1$ и $RP2$. Чтобы уменьшить их влияние на работу делителей необходимо значение сопротивления резисторов $RP1$ и $RP2$ выбирать в $5 - 10$ раз меньше значения резисторов R_{20} и R_{23}

Стабилитроны $VD8$ и $VD9$ рассчитываются и из условия ограничения максимального и минимального углов открывания тиристоров.

Минимальный угол открывания тиристоров α_{min} выбирается в пределах $10^\circ \dots 22^\circ$. В этом случае максимальное напряжение управления на выходе УО не должно превышать значения:

- при косинусоидальной форме опорного напряжения

$$U_{упр.мах} = U_{оп.мах} \cdot \cos \alpha_{min};$$

- при линейной форме опорного напряжения

$$U_{упр} = -\frac{2U_{оп.мах}}{\pi} \cdot \left(\alpha_{min} - \frac{\pi}{2} \right).$$

Стабилитроны выбираются малой мощности с номинальным напряжением стабилизации

$$U_{ст.ном} \approx U_{упр.мах} - U_{пр},$$

где $U_{пр} = 0.7$ В - учитывает прямое падение напряжения на втором стабилитроне.

После выбора стабилитронов и записи их параметров, рассчитываются действительные значения минимальных углов управления:

- при косинусоидальной форме опорного напряжения

$$\alpha_{min}^{дейст} = \arccos \frac{U_{ст.ном} + U_{пр}}{U_{оп.мах}};$$

- при линейной форме опорного напряжения

$$\alpha_{min}^{дейст} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{U_{ст.ном} + U_{пр}}{U_{оп.мах}} \right).$$

Полученные значения $\alpha_{min}^{дейст}$ должны находится в диапазоне (8.0°...25°).

5. РАЗРАБОТКА ЗАДАТЧИКА ИНТЕНСИВНОСТИ

5.1. Расчет и выбор элементов задатчика интенсивности

Предполагаемая принципиальная электрическая схема задатчика интенсивности (ЗИ) изображена на рис.5.1.

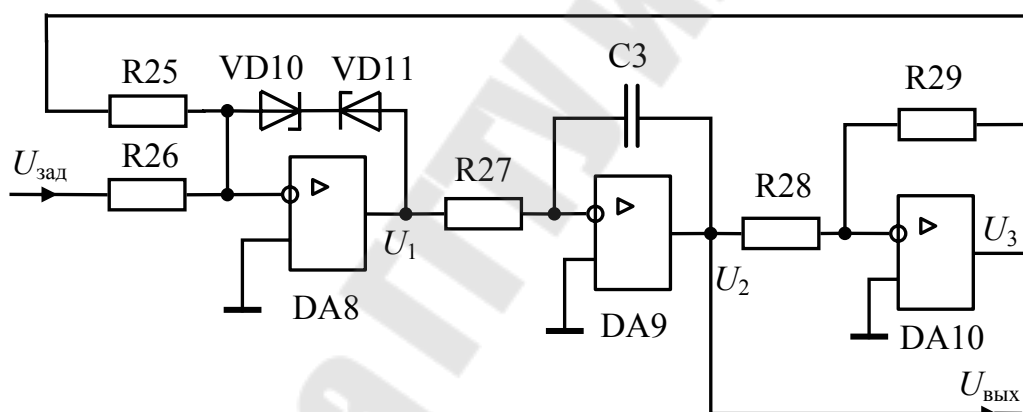


Рис. 5.1. Электрическая схема задатчика интенсивности (первоначальная)

Необходимые данные для расчета задатчика интенсивности берем из задания на курсовой проект: время пуска $t_{п}$; $U_{зад.мах}=10В$; $U_{вых.мах}=10В$.

Рассчитываем интегратор на ОУ DA9.

Конденсатор C3 должен быть неэлектролитическим, так как напряжение на выходе задатчика интенсивности $U_{вых}$ может быть и положительным и отрицательным. Емкость конденсатора C3 принимаем в пределах $C_3=1,0 \dots 2,2$ мкФ.

Выбираем по [8] стабилитроны VD10 и VD11 с напряжением стабилизации $U_{ст.ном}=6,8 \dots 9,1$ В.

Из формулы $U_{\text{ВЫХ}} = U_2 = \frac{U_1}{R_{27} \cdot C_3} \cdot t_{\text{п}}$ находим значение R_{27} .

$$R_{27} = \frac{U_1 \cdot t_{\text{п}}}{U_{\text{ВЫХ}} \cdot C_3},$$

где $U_1 = U_{\text{ст.ном. VD10}} + U_{\text{пр. VD11}}$.

Если значение R_{27} получается более 1.0 МОм, то для его уменьшения необходимо поставить делитель напряжения на резисторах R_{30} и R_{31} (рис.5.2). Принимаем значение R_{27}' в пределах 0.51 ... 1.0 МОм.

Находим уровень напряжения U_1'

$$U_1' = \frac{U_1 \cdot R'_{27}}{R_{27}}.$$

Выбираем R_{30} и R_{31} из условий $R_{31} \ll R'_{27}$ и $R_{30} \geq R_{\text{н min}}$, где $R_{\text{н min}}$ минимальное сопротивление нагрузки выбранного ОУ.

Обычно принимают $R_{31} \leq 0,05 R'_{27}$.

Тогда, принимая R_{30} в пределах 5.1 ... 10 кОм, находим

$$R_{31} = \frac{U_1' \cdot R_{30}}{U_1 - U_1'} \quad \text{и выбираем стандартное.}$$

Принимая значение сопротивлений $R_{25} = R_{26} = R_{28}$ из диапазона 10 ... 30 кОм, рассчитываем и выбираем сопротивление R_{29}

$$R_{29} = \frac{U_{\text{зад.max}} \cdot R_{28}}{U_{\text{ВЫХ.max}}}.$$

Окончательная схема задатчика интенсивности имеет вид (рис 5.2).

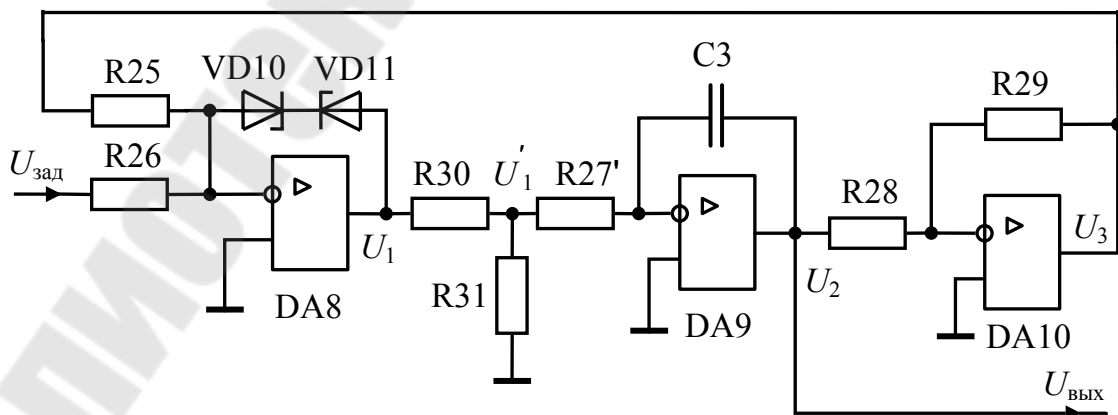


Рис. 5.2. Электрическая схема задатчика интенсивности (окончательная)

5.2. Описание работы задатчика интенсивности

Задатчик интенсивности формирует плавное изменение задающего сигнала при переходе от одного уровня к другому, т. е. создает линейное нарастание и спад сигнала.

Первый ОУ $DA8$ работает без обратной связи, но с ограничением выходного напряжения U_1 и имеет характеристику прямоугольной формы.

Второй ОУ $DA9$ - интегратор с постоянным темпом нарастания.

Третий ОУ $DA10$ - формирует отрицательное напряжение обратной связи U_3 .

При подаче на вход задающего напряжения $U_{\text{зад}}$ напряжение на выходе линейно нарастает.

В момент времени $t=t_{\text{п}}$ $|U_3| = |U_{\text{зад}}|$ интегрирование прекращается и выходное напряжение остается на уровне $U_{\text{вых}} = \frac{R_{28}}{R_{29}} \cdot U_{\text{зад}}$.

6. РАЗРАБОТКА СХЕМЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ ТП

По заданию на курсовой проект необходимо разработать одну из схем электронной защиты ТП. В качестве примера рассмотрим защиту от длительной перегрузки по току якоря (рис. 6.1).

Защита срабатывает при превышении напряжения с датчика тока якоря $U_{\text{дтj}}$ по модулю величину уставки, регулируемой потенциометром $RP3$. При достижении $U_{\text{дтj}}$ такого отрицательного значения, что $|U_{\text{дтj}}| > |U_{\text{уст}}|$ компаратор $DA11$ переходит в отрицательное насыщение, формируя сигнал логического нуля на входе S RS-триггера, выполненного на логических элементах $DD3.1$ и $DD3.2$. Триггер переходит из состояния логического нуля ($Q=0$, $\bar{Q}=1$) в состояние логической единицы ($Q=1$, $\bar{Q}=0$). С выхода триггера Q идет блокировка подачи сигнала от регулятора тока якоря (РТЯ) к управляющему органу (УО), а с \bar{Q} - блокировка подачи сигналов от формирователей отпирающих импульсов тиристоров на усилитель импульсов.

Сброс триггера и восстановление работоспособности осуществляется либо сигналом начальной установки при повторном включе-

нии преобразователя, либо нажатием кнопки SB «Деблокировка защиты».

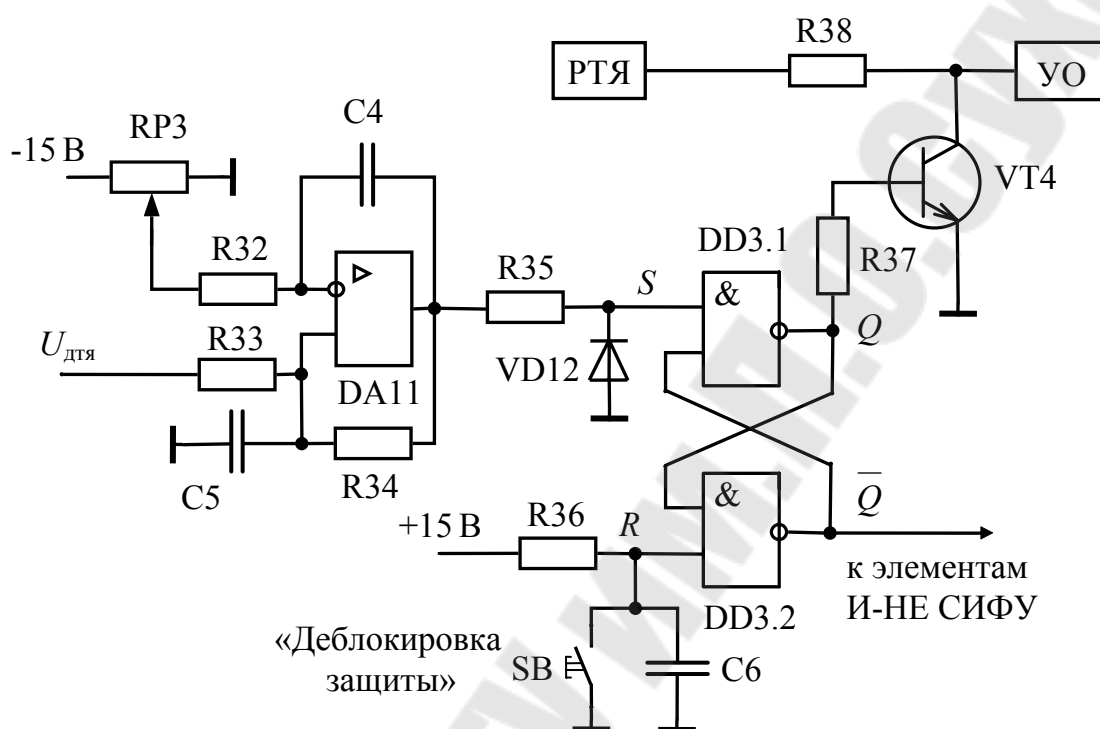


Рис. 6.1. Схема электронной защиты ТП от длительной перегрузки по току якоря

Конденсатор C_4 предотвращает срабатывание защиты при кратковременной перегрузки, а конденсатор C_5 – от кратковременных импульсных помех, возникающих на выходе датчика тока якоря.

Схемы других электронных защит ТП можно найти в [10].

7. РАСЧЕТ И ПОСТРОЕНИЕ РЕГУЛИРОВОЧНОЙ И ВНЕШНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТП

Регулировочная характеристика СИФУ при косинусоидальном опорном напряжении определяется выражением

$$\alpha = \arccos \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{оп.max}}}. \quad (7.1)$$

При линейной форме опорного напряжения

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2 \cdot U_{\text{оп.max}}} U_y = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{U_y}{U_{\text{оп.max}}}\right). \quad (7.2)$$

Регулировочная характеристика ВГ при не учете внутреннего сопротивления преобразователя имеет вид

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha, \quad (7.3)$$

где U_{d0} – наибольшая величина среднего выпрямленного напряжения.

Тогда характеристика управления ТП в целом при косинусоидальном опорном напряжении определяется выражением

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos(\arccos \frac{U_{yпр}}{U_{оп. max}}) = U_{d0} \cdot \frac{U_{yпр}}{U_{оп. max}}. \quad (7.4)$$

При линейной пилообразной форме опорного напряжения

$$U_d = U_{d0} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi \cdot U_y}{2U_{оп. max}}\right) = U_{d0} \sin\left(\frac{\pi \cdot U_y}{2U_{оп. max}}\right). \quad (7.5)$$

Задавая значения $U_{упр}$ в пределах от -10 В до +10 В, рассчитываем и строим характеристику управления ТП. В записке необходимо привести пример расчета α и U_d для одного какого-то значения $U_{упр}$ (например, 5.0 В). Результаты расчета характеристики управления ТП необходимо представить в виде таблицы 7.1.

Таблица 7.1.

Результаты расчета характеристики управления

$U_{упр},$ В											
$\alpha,$ град											
$U_d, В$											

Внешняя характеристика ТП - это зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от тока нагрузки. Для управляемого выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке внешняя характеристика рассчитывается по формуле

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{p \cdot I_d \cdot x_a}{2 \cdot \pi} - I_d \cdot r_{2к} - N \cdot \Delta U_{пр}, \quad (7.6)$$

где U_{d0} - наибольшая величина среднего выпрямленного напряжения;

α - угол управления тиристорами;

I_d - ток нагрузки;

x_a - анодное индуктивное сопротивление. В нашем случае $x_a = x_{2Г}$;

r_{2T} - активное сопротивление трансформатора, приведенное к вторичной обмотке;

$\Delta U_{пр}$ - прямое падение напряжения на открытом вентиле
 $\Delta U_{пр} = U_{ос.и}$;

N - количество вентиляей одновременно обтекаемых током.

Внешние характеристики ТП рассчитываем и строим для напряжений $U_{зад}$, которые указаны в задании на курсовой проект.

Считая, что $U_{зад} = U_{упр}$ по форм. (7.1) или (7.2) находим угол управления тиристорами. Ток нагрузки I_d необходимо изменять от $I_{d.ном}$ до $-I_{d.ном}$. В записке необходимо привести пример расчета α и U_d для одного значения, например, при $U_{зад} = 5$ В и тока $I_d = I_{d.ном}$.

Результаты расчета внешних характеристик необходимо свести в таблицу 7.2.

Таблица 7.2

Результаты расчета внешних характеристик

		I_d, A								
$U_{зад1} =$	B	$\alpha_1 =$	$град$	U_d, B						
$U_{зад2} =$	B	$\alpha_2 =$	$град$	U_d, B						
$U_{зад3} =$	B	$\alpha_3 =$	$град$	U_d, B						
$U_{зад4} =$	B	$\alpha_4 =$	$град$	U_d, B						
$U_{зад5} =$	B	$\alpha_5 =$	$град$	U_d, B						

8. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

8.1. Полной, активной и реактивной мощностей

Активная мощность, потребляемая ТП в номинальном режиме

$$P_{1н} = 3 \cdot U_1 \cdot I_{1н}^{(1)} \cdot \cos \varphi_1^{(1)}, \quad (8.1)$$

где U_1 - действующее значение фазного напряжения с учетом всех его гармоник, $U_1 = 220$ В;

$I_{1н}^{(1)}$ - действующее значение первой гармоники тока, соответствующее номинальному току нагрузки

$$I_{1н}^{(1)} = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot I_{d.ном}}{\pi \cdot k_{тр} \cdot \sqrt{2}}, \quad (8.2)$$

где $I_{d.ном}$ - номинальное значение тока нагрузки;

$k_{тр}$ - коэффициент трансформации трансформатора;

$\varphi_1^{(1)}$ - угол отставания основной гармоники тока.

Угол сдвига $\varphi_1^{(1)}$ первой гармоники потребляемого тока относительно напряжения питания [12, форм.6.62]:

$$\varphi_1^{(1)} \approx \alpha_{\text{НОМ}} + \frac{\gamma}{2}, \quad (8.3)$$

где $\alpha_{\text{НОМ}}$ - угол управления при номинальном режиме работы электродвигателя

$$\alpha_{\text{НОМ}} = \arccos \frac{U_{d.\text{НОМ}}}{U_{d0}}, \quad (8.4)$$

где γ - угол коммутации вентилей

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha_{\text{НОМ}} - \frac{2 \cdot x_a \cdot I_{d.\text{НОМ}}}{\sqrt{6} \cdot U_2} \right] - \alpha_{\text{НОМ}}, \quad (8.5)$$

где x_a - анодное индуктивное сопротивление. В нашем случае $x_a = x_{2T}$; U_2 - фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора.

Реактивная мощность, потребляемая ТП в номинальном режиме

$$Q_{1н} = 3 \cdot U_1 \cdot I_{1н}^{(1)} \sin \varphi_1^{(1)}.$$

Полная мощность, потребляемая ТП в номинальном режиме

$$S_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1,$$

где I_1 - действующее значение тока первичной обмотки трансформатора.

8.2. Расчет мощности искажений

Мощность искажений определяем по формуле

$$T_1 = \sqrt{S_1^2 - P_{1\text{НОМ}}^2 - Q_{1\text{НОМ}}^2}, \quad (8.6)$$

где S_1 - полная мощность, потребляемая ТП;

$P_{1\text{НОМ}}$ - активная мощность, потребляемая ТП в номинальном режиме;

$Q_{1\text{НОМ}}$ - реактивная мощность, потребляемая ТП в номинальном режиме.

8.3. Расчет КПД и коэффициента мощности

Коэффициент полезного действия (КПД) преобразователя характеризуется отношением активной мощности, отдаваемой в нагрузку, к полной мощности, потребляемой преобразователем.

КПД преобразователя определяется по формуле

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P}, \quad (8.7)$$

где P_d - мощность, потребляемая электродвигателем, $P_d = P_{d.\text{ном}}/\eta$;

ΔP - суммарная мощность потерь в преобразователе.

Суммарная мощность потерь в преобразователе

$$\Delta P = \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{упр}} + \Delta P_{\text{тр}}, \quad (8.8)$$

где $\Delta P_{\text{в}}$ - потери в вентилях

$$\Delta P_{\text{в}} = n \cdot \Delta U_{\text{пр}} \cdot I_{\text{а}}, \quad (8.9)$$

где n - количество вентилях в схеме выпрямителя;

$\Delta U_{\text{пр}}$ - прямое падение напряжения на вентиле;

$I_{\text{а}}$ - среднее значение анодного тока в вентиле, $I_{\text{а}} = I_{d.\text{ном}}/3$;

$\Delta P_{\text{упр}}$ - мощность, потребляемая системой управления. Принимаем $\Delta P_{\text{упр}} = 0,5\% \cdot P_{d.\text{ном}}$;

$\Delta P_{\text{тр}}$ - потери в силовом трансформаторе

$$\Delta P_{\text{тр}} = \Delta P_{\text{ст}} + \Delta P_{\text{м}}, \quad (8.10)$$

где $\Delta P_{\text{ст}}$ - потери в стали трансформатора, $\Delta P_{\text{ст}} = P_{\text{хх}}$;

$\Delta P_{\text{м}}$ - потери в меди трансформатора

$$\Delta P_{\text{м}} = P_{\text{кз}} \cdot \left(\frac{I_2}{I_{2.\text{ном}}} \right)^2.$$

Коэффициент мощности χ определяется отношением активной мощности, потребляемой преобразователем, к полной мощности и характеризует использование питающей сети.

Коэффициент мощности χ определяем по формуле

$$\chi = \frac{P_{1.\text{ном}}}{S_1}, \quad (8.11)$$

где $P_{1.\text{ном}}$ - активная мощность, потребляемая ТП, в номинальном режиме;

S_1 - полная мощность, потребляемая ТП, в номинальном режиме.

9. ПОСТРОЕНИЕ ГРАФИКОВ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ УКАЗАННОМ НАПРЯЖЕНИИ ЗАДАНИЯ

Для указанного в задании напряжения $U_{\text{зад}}$ необходимо рассчитать угол управления тиристорами $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ и угол коммутации вентилях γ , а затем построить графики выходного напряжения на нагрузке выпрямительной и инверторной групп, уравнительной ЭДС и

тока. Если угол коммутации вентиляей менее 5° , то при построении графиков его можно не учитывать.

Примеры построения таких диаграмм приведены на рис.9.1 и в [4, стр. 94]. Диаграммы напряжений, поясняющих работу отдельных блоков СИФУ, можно найти в [10]

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключении необходимо подвести итог проделанной работе:

- привести тип и параметры двигателя, для которого был спроектирован реверсивный тиристорный преобразователь;
- указать основные задачи, решенные в ходе проектирования;
- представить основные технические данные и энергетические показатели разработанного тиристорного преобразователя.

В графической части проекта, на первом листе, необходимо привести функциональную схему тиристорного преобразователя, изобразить временные диаграммы работы СИФУ, построить регулировочную и внешние характеристики ТП. На втором листе представляется принципиальная электрическая схема тиристорного преобразователя.

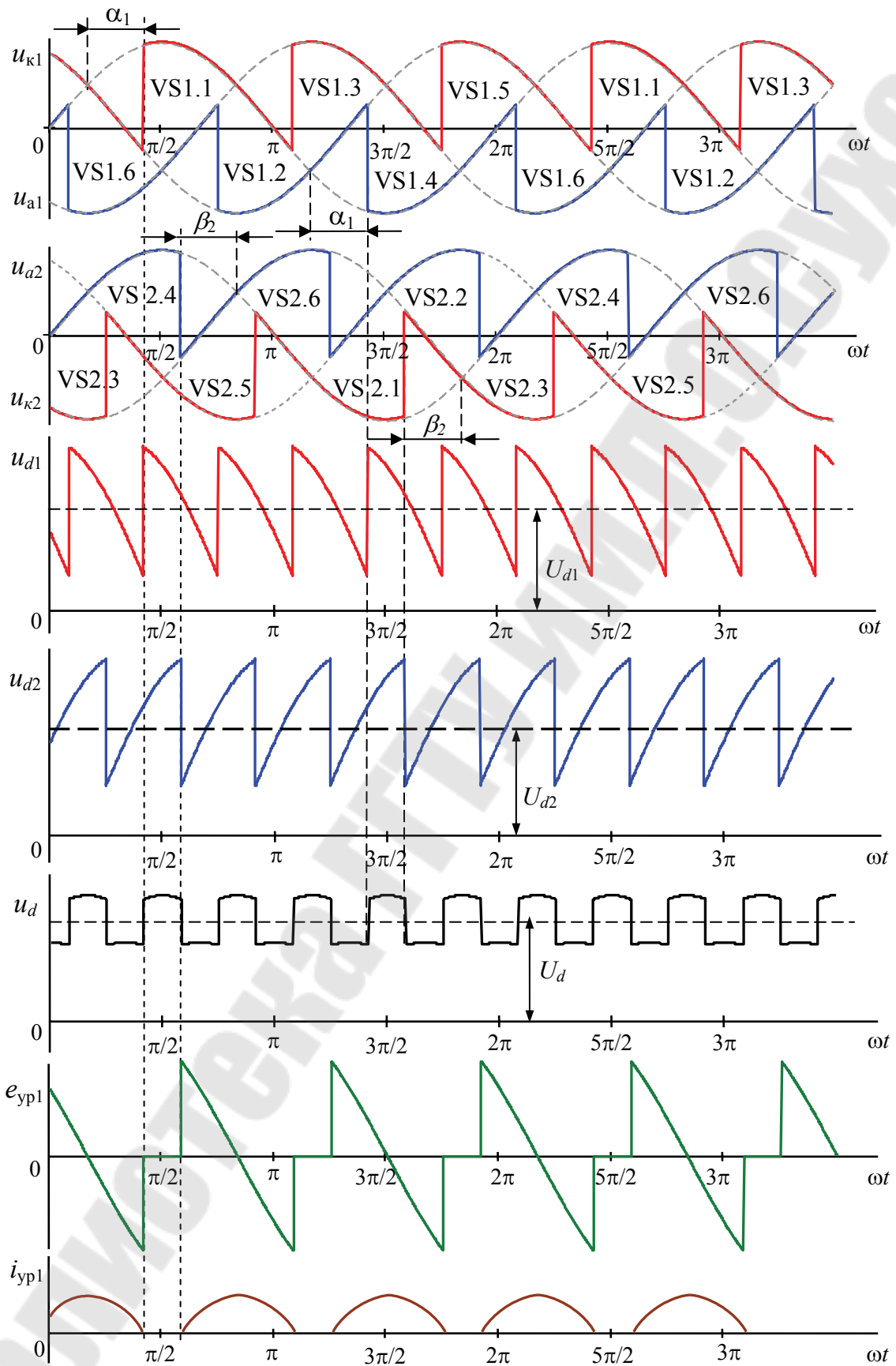


Рис. 9.1. Диаграммы выходных напряжений ТП, уравнительной ЭДС и тока

ЛИТЕРАТУРА

1. Анхинюк В. Л., Опейко О. Ф. Проектирование систем автоматического управления электроприводами. Мн.: Вышэйш. шк., 1986.
2. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник / И. Х. Евзеров, А. С. Горобец, Б. И. Мошкович и др.; Под ред. канд. технических наук В. М. Перельмутера. – М.: Энергоиздат, 1988. – 319 с.: ил.
3. Тиристоры: Справочник / О. П. Григорьев, В. Я. Замятин, Б. В. Кондратьев, С. Л. Пожидаев. – М.: Радио и связь, 1990. – 272 с.: ил.
4. Справочник по проектированию электропривода и систем управления технологическими процессами / Под ред. В. И. Круповича, Ю. Г. Барыбина, М. Л. Самовера. Изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: Энергоиздат, 1982. – 486 с., ил.
5. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник / О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недшивин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с., ил.
6. Цифровые микросхемы: Справ. / М. И. Богданович, И. Н. Грель, В. А. Прохоренко, В. В. Шалимо. – Мн.: Беларусь, 1991 – 493 с., ил.
7. Аналоговые интегральные схемы: Справочник / А. Л. Булычев, В. И. Галкин, В. А. Прохоренко. – 2-е изд., перераб. и доп. – Мн.: Беларусь, 1993. – 382 с.: ил.
8. Диоды: Справочник / О. П. Григорьев, В. Я., Замотин Б. В. Кондратьев, С. Л. Пожидаев. – М.: Радио и связь, 1990. – 336 с.: ил.
9. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / К. М. Брежнева, Е. И. Гантман, Т. И. Давыдова и др. Под ред. Б. Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981. – 656 с., ил.
10. Чернов Е.А., Кузьмин В.П. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ: Справочное пособие. – Горький: Волго-Вятское кн. изд-во, 1989. – 320 с., ил.
11. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭА: Справочник / Н.Н. Акимов, В.П. Вашук, В.А. Прохоренко, Ю.П. Ходоренок. – Мн.: Беларусь, 1994. – 591 с.: ил.
12. Справочник по проектированию электропривода силовых и осветительных установок. / Под ред. Я.М. Большама, В.И. Круповича, М.Л. Самовера. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1974. – 728 с., ил.

СОДЕРЖАНИЕ

Задание к курсовому проекту	3
Введение	8
1. Выбор силовой схемы реверсивного тиристорного преобразователя	9
2. Расчет и выбор элементов силовой схемы преобразователя....	11
3. Выбор структуры и основных узлов системы импульсно-фазового управления (СИФУ) тиристорным преобразователем	20
4. Расчет и выбор основных элементов системы импульсно-фазового управления (СИФУ) преобразователя	23
5. Разработка задатчика интенсивности	38
6. Разработка схемы электронной защиты ТП	40
7. Расчет и построение регулировочной и внешних характеристик ТП	41
8. Расчет энергетических показателей	43
9. Построение графиков выходного напряжения при указанном напряжении задания	45
Заключение	46
Литература	48

Погуляев Михаил Никифорович

СИЛОВАЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

**Методические указания
к курсовому проекту по одноименной дисциплине
для студентов специальности 1-53 01 05
«Автоматизированные электроприводы»
дневной и заочной форм обучения**

Подписано в печать 21.09.09.

Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».

Ризография. Усл. печ. л. 3,02. Уч.-изд. л. 2,68.

Изд. № 80.

E-mail: ic@gstu.gomel.by

<http://www.gstu.gomel.by>

Отпечатано на цифровом дуплекаторе
с макета оригинала авторского для внутреннего использования.

Учреждение образования «Гомельский государственный
технический университет имени П. О. Сухого».

246746, г. Гомель, пр. Октября, 48.