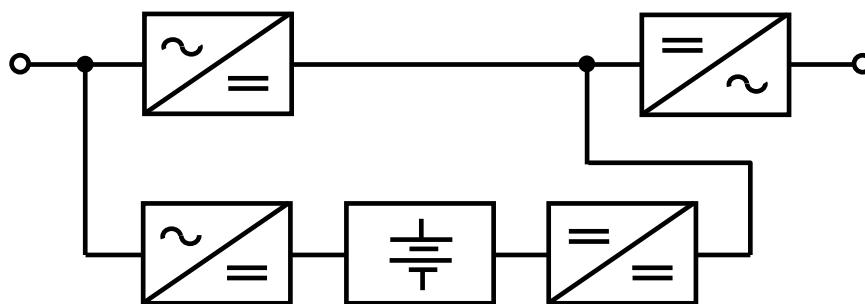


ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ  
(ТУСУР)

Б.И. Коновалов, В.С. Мишуров

## ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ ЭВМ

Руководство к организации самостоятельной работы  
и проведению практических занятий для студентов  
направления 11.04.04 «Электроника и нанoeлектроника»



ТОМСК  
2015

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего профессионального образования  
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

**Кафедра промышленной электроники**

**Б.И. Коновалов, В.С. Мишуров**

## **ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ ЭВМ**

**Руководство к организации самостоятельной работы  
и проведению практических занятий для студентов  
направления 11.04.04 «Электроника и наноэлектроника»**

**2015**

**Коновалов Б.И., Мишуров В.С.**

Электропитание ЭВМ: Руководство к организации самостоятельной работы и проведению практических занятий для студентов направления 11.04.04 «Электроника и микроэлектроника». — Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2015. — 88 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

1 Содержание лекционного курса.....	4
2 Список рекомендуемой литературы.....	8
3 Индивидуальное задание № 1.....	10
4 Индивидуальное задание № 2.....	18
5 Контрольная работа № 1.....	28
6 Контрольная работа № 2.....	35
7 Контрольная работа № 3.....	37
8 Контрольная работа № 4.....	38
9 Пример разработки СГЭП с выходом на переменном токе.....	39
Приложение А Конденсаторы алюминиевые оксидно-электролитические.....	77
Приложение Б Дроссели.....	81
Приложение В Трансформаторы типа ТПП с частотой питающей сети 50 Гц.....	84

## **1 СОДЕРЖАНИЕ ЛЕКЦИОННОГО КУРСА**

### **1.1 Основы построения систем электропитания (СЭП) ЭВМ**

Параметры питающих сетей в различных странах мира (номинальные значения напряжений и частот, отклонения от номиналов в установившихся режимах, провалы, выбросы, отключения, электромагнитные помехи). Требования к номиналам и качеству выходных напряжений источников, питающих блоки и узлы ЭВМ.

Назначение и типовая структура СЭП больших ЭВМ. Организация электропитания миникомпьютеров (особенности построения применительно к следующим классам: портативные системы; персональные компьютеры; встраиваемые вычислительные устройства; суперминиЭВМ).

Методы повышения надежности электроснабжения и повышения помехозащищенности ЭВМ по цепи питания: без использования накопителей энергии и с использованием накопителей энергии (конденсатор входного фильтра в бестрансформаторных источниках питания, система мотор-генератор с маховиком либо без него, аккумуляторная батарея, автономный дизель-генератор).

Коммутационная аппаратура: контакторы (механические, полупроводниковые и гибридные), автоматы, предохранители. Подключение ЭВМ к сети.

### **1.2 Системы гарантированного электропитания (СГЭП)**

СГЭП с шиной непрерываемого питания на постоянном токе (организация шины непрерываемого питания на высоком и низком напряжениях).

СГЭП с шиной непрерываемого питания на переменном токе: источники резервного питания (off-line UPS); источники непрерывного питания (on-line UPS); гибридные. Требования, предъявляемые к современным компактным источникам бесперебойного питания. «Интеллектуальные» СГЭП.

Химические источники тока — аккумуляторы и их основные характеристики. Выбор аккумуляторных батарей (для СГЭП) на заданное время отключения первичной сети. Зарядные и разрядные устройства для аккумуляторных батарей и основы проектирования этих устройств.

Технические характеристики современных образцов СГЭП.

### **1.3 Основы построения и проектирования источников вторичного электропитания (ИВЭП). Классификация ИВЭП**

Интегральные непрерывные стабилизаторы серии 142ЕН: система параметров; стабилизаторы с регулируемым, фиксированным и двухполярным выходным напряжением; схемы повышения выходной мощности; проектирование ИВЭП на основе микросхем стабилизаторов. Применение интегральных непрерывных стабилизаторов для питания узлов ЭВМ. Особенности интегральных непрерывных стабилизаторов зарубежных фирм.

Ключевые ИВЭП. Схемотехника и целесообразные области применения. Расчет статической точности. Микросхемы управления ключевыми ИВЭП. Проектирование ключевых ИВЭП (с учетом обеспечения заданной точности).

Сильноточные ИВЭП с бестрансформаторным входом: сравнительный анализ структурных схем; особенности схемотехники функциональных узлов; характеристика элементной базы; технические характеристики отечественной и зарубежной аппаратуры; тенденции совершенствования.

Многоканальные ИВЭП. Особенности построения с учетом стабилизации напряжений по всем каналам. Примеры серийных многоканальных ИВЭП для персональных компьютеров производства зарубежных фирм и отечественных.

Организация питания собственных нужд в ИВЭП с бестрансформаторным входом.

Устройства активной коррекции коэффициента мощности. Постановка задачи коррекции коэффициента мощности при применении ИВЭП с бестрансформаторным входом. Пассивная и активная (низко- и высокочастотная) коррекция. Схемотехника и технические параметры промышленных образцов.

#### **1.4 Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС)**

Помехи внешние и внутренние, проводимости и излучения, симметричные и несимметричные. Причины возникновения и пути распространения помех в ИВЭП ключевого типа. Единицы измерения помех. Внутренние средства ослабления помех — электрические и конструктивные. Помехоподавляющие фильтры. Экранирование и заземление. Современные методы конструирования ИВЭП с учетом ЭМС. Разводка питания при импульсной нагрузке.

#### **1.5 Защита в ИВЭП**

Защита элементов устройств электропитания от превышения допустимых эксплуатационных нагрузок. Защита ИВЭП и потребителей электроэнергии от токовых перегрузок, понижения и повышения напряжения, ошибочного включения полярности. Примеры реализации защиты в промышленных образцах ИВЭП.

#### **1.6 Диагностика и настройка ИВЭП**

Алгоритм поиска неисправности.

Следствие и причина выхода элементов из строя.

Замена эквивалентами сигналов обратной связи и отдельных функциональных узлов или нагрузок ИВЭП.

Особенности измерительных шунтов для наблюдения электромагнитных процессов с помощью осциллографа в высокочастотных преобразователях.

## **1.7 Энергообеспечение распространенных типов ЭВМ**

## **1.8 Перспективные схемотехнические решения в области разработки ИВЭП**

Квазирезонансные преобразователи на полевых транзисторах с частотой преобразования более 1 мГц, силовые гибридные интеллектуальные модули, планарные электромагнитные элементы, модульный принцип построения ИВЭП, системы распределенного питания, синхронные выпрямители на МОП-транзисторах, специализированные микросхемы управления.



## 2 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- 2.1 Коновалов Б.И. Электропитание ЭВМ: Учебное пособие. — Томск: ТУСУР, 2015. — 177 с. — Режим доступа: [http://ie.tusur.ru/docs/kbi/el\\_evm.rar](http://ie.tusur.ru/docs/kbi/el_evm.rar)
- 2.2 Браун М. Источники питания. Расчёт и конструирование / М. Браун. Пер. с англ. — Киев: МК-Пресс, 2007. — 288 с.
- 2.3 Бушуев В.М. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций: Учебное пособие для вузов / В.М. Бушуев, В.А. Деминский, Л.Ф. Захаров и др. — М.: Горячая линия-Телеком, 2011. — 384 с.
- 2.4 Варламов В.Р. Современные источники питания: Справочник / В.Р. Варламов. — М.: ДМК Пресс, 2001. — 224 с.
- 2.5 Васильков А.В. Источники электропитания: Учебное пособие / А.В. Васильков, И.А. Васильков. — М.: ФОРУМ, 2012. — 400 с.
- 2.6 Воробьёв А.Ю. Электроснабжение компьютерных и телекоммуникационных систем / А.Ю. Воробьёв. — М.: Эко-Трендз, 2002. — 280 с.
- 2.7 Воронин А.И. Трансформаторы и дроссели источников электропитания электронных устройств: Учебное пособие / А.И. Воронин, Г.А. Шадрин. — Томск: ТУСУР, 2010. — 183 с.
- 2.8 Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчёт: Учебное пособие / Е.Н. Гейтенко. — М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. — 448 с.
- 2.9 Гуревич В.И. Устройства электропитания релейной защиты: проблемы и решения / В.И. Гуревич. — М.: Инфра-Инженерия, 2013. — 288 с.
- 2.10 Жданкин В.К. Преобразователи напряжения для современных высокопроизводительных цифровых систем // Современные технологии автоматизации. — 2002. — № 4. — С. 40—50.
- 2.11 Жданкин В.К. DC/DC-преобразователи бескорпусного типа для поверхностного монтажа // Современные технологии автоматизации. — 2002. — № 1. — С. 60—74.
- 2.12 Жданкин В.К. Импульсные AC/DC-преобразователи фирмы Artesyn Technologies // Современные технологии автоматизации. — 2003. — № 1. — С. 14—27.

2.13 Жданкин В.К. Устройства силовой электроники фирмы Zicon Electronics // Современные технологии автоматизации. — 2000. — № 1. — С. 6—25.

2.14 Калугин Н.Г. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций: Учебник / Н.Г. Калугин; под ред. Е.Е. Чаплыгина. — М.: Издательский центр «Академия», 2011. — 192 с.

2.15 Колосов В., Мухтарулин В. Устранение недопустимых воздействий на электронную аппаратуру из сетей электропитания // Современные технологии автоматизации. — 2001. — № 2. — С. 80—89.

2.16 Кучеров Д.П. Современные источники питания ПК и периферии: Полное руководство / Д.П. Кучеров, А.А. Куприянов. — СПб.: Наука и техника, 2007. — 343 с.

2.17 Лагутин А. Источники бесперебойного питания // PC Magazine/ Russian Edition. — 2002. — № 1. — С. 39—41.

2.18 Сольников Л. Новые модели ИБП // PC Magazine/ Russian Edition. — 2002. — № 7. — С. 42—43.

2.19 Тарасов Д. Оптимальный выбор ИБП // Современные технологии автоматизации. — 2005. — № 3. — С. 66—72.

2.20 Шахнов В.А. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры: Учебное пособие / В.А. Шахнов, О.К. Березин, В.Г. Костиков. — М.: Кнорус, 2010. — 536 с.

2.21 Шпилевой А.А. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций / А.А. Шпилевой. — Калининград: Изд-во РГУ им. Канта, 2010. — 131 с.

### 3 ИНДИВИДУАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ № 1

Разработка ИВЭП с применением интегральных стабилизаторов серии 142ЕН.

Индивидуальные задания формируются с помощью таблицы 1.

Параметры первичной сети — графа « $U_{\text{сети}}$ ».

Выходное напряжение, В — графа « $U_{\text{вых}}$ ».

Коэффициент пульсаций выходного напряжения, % — графа « $K_{\text{п}}$ ».

Потребители расположены на трех платах и потребляют соответственно токи, А — графы « $I_1$ », « $I_2$ », « $I_3$ ».

Расстояние от источника до наиболее нагруженной платы составляет, см — графа « $l$ ».

Обеспечить защиту от токовых перегрузок и:

а) от понижения входного напряжения;

б) от повышения входного напряжения;

в) от повышения выходного напряжения — графа «защита».

Обеспечить дистанционное управление включением:

г) входного напряжения;

д) выходного напряжения — графа «вкл».

Определить абсолютное значение суммарной статической нестабильности напряжения на зажимах наиболее нагруженной платы при изменении тока от нуля до номинального значения.

Использовать электрорадиоэлементы:

трансформатор типа — графа « $TV$ »;

интегральный стабилизатор — графа « $STU$ ».

Требуется произвести расчет и выбор всех элементов схемы, указать использованную литературу, представить схему электрическую принципиальную и перечень элементов.

Для линейных непрерывных стабилизаторов напряжения существуют понятия стабилизаторов положительной и стабилизаторов отрицательной полярности. В стабилизаторах положительной полярности регулирующий транзистор располагается в рассечке положительной шины питания, а в стабилизаторе отрицательной полярности — в рассечке отрицательной шины питания.

В основу проектирования ИВЭП положено согласование уровней напряжения на выходе интегральной микросхемы стаби-

лизатора (с учетом его регулирования в оговоренных пределах) и входе (с учетом нестабильности сетевого напряжения и параметров типового трансформатора), что иллюстрируется диаграммами напряжений на рис. 1.

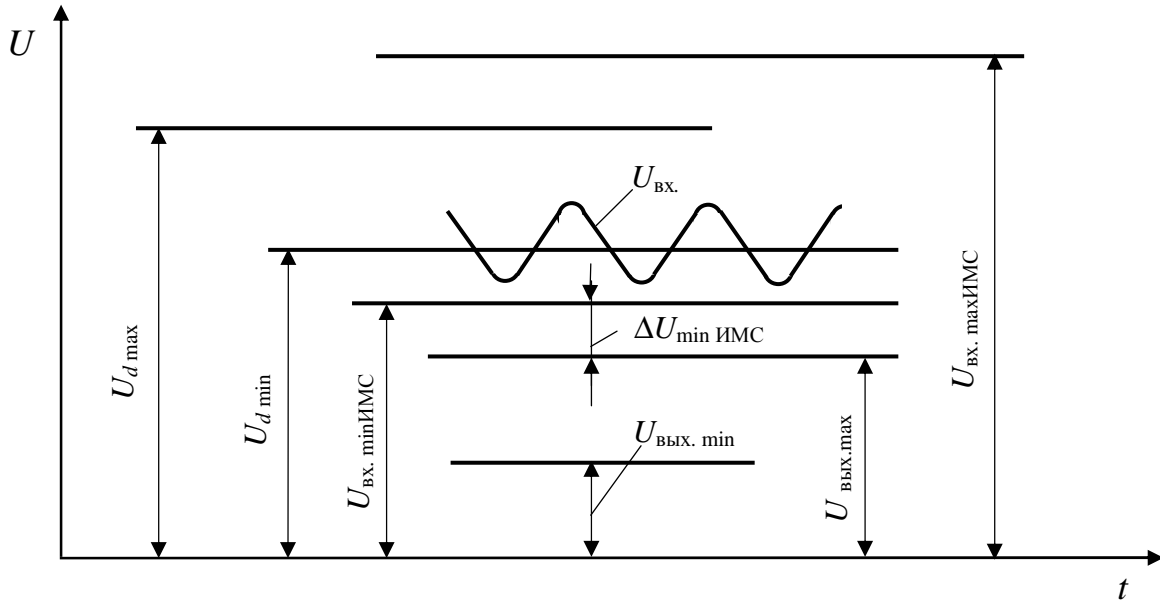


Рис. 1

Выходное напряжение ИВЭП в общем случае должно регулироваться в пределах от минимального значения  $U_{\text{вых. min}}$  до максимального  $U_{\text{вых. max}}$ . Выходную обмотку (или комбинацию обмоток) типового трансформатора следует выбирать так, чтобы при минимальном напряжении в сети выходное напряжение выпрямителя (после фильтра)  $U_{d \text{ min}}$  было бы больше, чем минимальное требуемое входное напряжение микросхемы стабилизатора  $U_{\text{вх. min ИМС}}$ , которое определяется как сумма:

$$U_{\text{вх. min ИМС}} = U_{\text{вых. max}} + \Delta U_{\text{min ИМС}},$$

где  $\Delta U_{\text{min ИМС}}$  — минимальное допустимое падение напряжения на микросхеме стабилизатора.

Значения выходных напряжений типовых трансформаторов изменяются дискретно, следовательно, неравенство

$$U_{d \text{ min}} > U_{\text{вх. min ИМС}}$$

может выполняться с большим запасом.

Таблица № 1 — Исходные данные к индивидуальному заданию № 1

№ вар.	$U_{\text{сети}}$	$U_{\text{вых}}$	$K_{\text{п}}$	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$l$	Защита	Вкл.	TV	STU
1	$220B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	$5 \pm 1$	0,5	0,2	0,8	0,8	50	<i>a</i>	<i>z</i>	ТН	142ЕН1Г
2	$100B \pm 10\%$ , 60 Гц	$18 \pm 3$	1	0,2	0,2	1,0	40	<i>б</i>	<i>д</i>	ТАН	142ЕН2В
3	$240/415 B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	-20	0,5	0,2	0,2	0,3	60	<i>a</i>	<i>д</i>	ТАН	142ЕН2Б
4	$120/208B \pm 10\%$ , 60 Гц	$10 \pm 2$	1	0,5	0,5	1,0	50	<i>в</i>	<i>z</i>	ТПП	142ЕН3А
5	$115B_{-20}^{+10} \%$ , 400 Гц	8	1	0,6	0,5	0,6	60	<i>в</i>	<i>z</i>	ТН	142ЕН5Б
6	$200B_{-20}^{+5} \%$ , 400 Гц	20	0,2	0,7	0,7	0,8	75	<i>б</i>	<i>д</i>	ТА	
7	$120/208B \pm 10\%$ , 60 Гц	+6; -6	0,5	-0,2	-0,3	+0,6	40	<i>a</i>	<i>z</i>	ТПП	
8	$200B_{-10}^{+5} \%$ , 60 Гц	27	0,3	0,5	0,5	0,3	100	<i>в</i>	<i>д</i>	ТАН	
9	$115B_{-20}^{+10} \%$ , 400 Гц	+15; -15	0,5	+0,3	+0,3	-0,2	60	<i>a</i>	<i>z</i>	ТПП	142ЕН6Г
10	$200B_{-20}^{+5} \%$ , 400 Гц	$24 \pm 5$	0,5	0,2	0,2	0,5	85	<i>в</i>	<i>д</i>	ТР	
11	$220B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	$5 \pm 2$	1	0,4	0,6	1,0	60	<i>a</i>	<i>z</i>	ТПП	
12	$127B \pm 10\%$ , 50 Гц	$18 \pm 0,5$	0,5	0,2	0,8	0,4	60	<i>в</i>	<i>д</i>	ТА	142ЕН2Г
13	$127/220B_{-20}^{+5} \%$ , 50 Гц	$24 \pm 6$	0,2	0,5	1,0	0,6	40	<i>б</i>	<i>z</i>	ТАН	
14	$240/415B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	+15; -15	0,3	+0,3	+0,3	-0,5	50	<i>a</i>	<i>д</i>	ТПП	142ЕН6А
15	$220B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	27	0,2	0,4	2,0	0,6	60	<i>в</i>	<i>z</i>	ТА	

Продолжение табл. 1

№ вар.	$U_{\text{сети}}$	$U_{\text{вых}}$	$K_{\Pi}$	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$l$	Защита	Вкл.	TV	STU
16	127В±10%, 50 Гц	+9; -9	0,5	-0,2	-0,3	+0,5	70	б	д	ТПП	
17	127/220В $_{-20}^{+5}$ %, 50 Гц	20	0,3	0,8	0,9	1,0	60	а	з	ТН	
18	240/415В±10%, 50 Гц	8	0,5	0,8	1,0	1,2	50	в	д	ТН	142ЕН5Г
19	120/208В±10%, 60Гц	6	0,2	0,2	0,5	1,0	40	б	з	ТПП	142ЕН5В
20	200В $_{-15}^{+5}$ %, 60 Гц	10±3	0,6	0,5	1,0	0,5	50	а	д	ТАН	142ЕН4А
21	115В $_{-20}^{+10}$ %, 400 Гц	-20	0,3	0,3	0,4	0,2	60	в	з	ТР	142ЕН2В
22	200В $_{-20}^{+5}$ %, 400 Гц	-16	0,5	0,4	0,2	0,2	70	б	д	ТА	142ЕН1Б
23	220В $_{-20}^{+10}$ %, 50 Гц	18±5	1,0	0,3	0,4	1,0	60	а	з	ТАН	142ЕН2Б
24	127В±15%, 50 Гц	15	0,5	0,7	0,4	0,3	50	в	д	ТА	142ЕН1В
25	127/220В $_{-20}^{+5}$ %, 50 Гц	-20	0,5	0,4	0,4	0,6	40	б	з	ТАН	142ЕН2А
26	240/415В $_{-15}^{+10}$ %, 50 Гц	10±3	1,0	0,5	0,5	1,0	50	а	д	ТПП	142ЕН3Б
27	120/208В±10%, 60Гц	6	0,5	1,0	0,2	0,3	60	в	з	ТПП	142ЕН5А
28	115В $_{-15}^{+10}$ %, 400 Гц	8	1	0,5	1,2	0,6	60	б	д	ТАН	
29	127В±15%, 50 Гц	10±3	0,5	0,5	1,2	0,4	50	а	з	ТПП	
30	220В $_{-20}^{+10}$ %, 60 Гц	9±2	0,5	0,6	1,0	0,6	60	в	д	ТПП	
31	127/220В $_{-20}^{+5}$ %, 50 Гц	8	0,4	0,9	1,0	1,2	50	в	д	ТН	142ЕН3А

Продолжение табл. 1

№ вар.	$U_{\text{сети}}$	$U_{\text{вых}}$	$K_{\Pi}$	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$l$	Защита	Вкл.	TV	STU
32	240/415В±10%, 50 Гц	6	0,1	0,3	0,6	1,0	40	<i>б</i>	<i>з</i>	ТА	142ЕН5В
33	120/208В±10%, 60Гц	10±3	0,5	0,6	1,0	0,5	50	<i>а</i>	<i>д</i>	ТПП	142ЕН4А
34	220В <sup>+10</sup> <sub>-15</sub> %, 50 Гц	-20	0,2	0,4	0,4	0,2	60	<i>в</i>	<i>з</i>	ТН	142ЕН4Б
35	115В <sup>+10</sup> <sub>-20</sub> %, 400 Гц	-16	0,5	2,3	0,2	0,2	70	<i>б</i>	<i>д</i>	ТПП	142ЕН1Б
36	200В <sup>+10</sup> <sub>-20</sub> %, 60 Гц	10±2	0,5	1,0	0,7	0,6	100	<i>б</i>	<i>з</i>	ТПП	
37	115В <sup>+10</sup> <sub>-20</sub> %, 60 Гц	18±2	1,0	0,2	0,2	1,0	60	<i>в</i>	<i>д</i>	ТН	142ЕН2В
38	240В <sup>+5</sup> <sub>-20</sub> %, 50 Гц	-20	0,2	0,5	0,3	0,3	70	<i>а</i>	<i>з</i>	ТПП	142ЕН10
39	200В <sup>+10</sup> <sub>-15</sub> %, 400 Гц	10±1	0,5	1,0	0,5	0,5	50	<i>б</i>	<i>д</i>	ТАН	142ЕН3А
40	220В±15%, 60 Гц	8	1,0	0,5	0,7	0,8	60	<i>в</i>	<i>з</i>	ТН	142ЕН5Б
41	200В <sup>+10</sup> <sub>-20</sub> %, 50 Гц	7	0,6	0,6	0,5	0,6	60	<i>а</i>	<i>д</i>	ТПП	
42	127В <sup>+10</sup> <sub>-20</sub> %, 50 Гц	8	1	0,5	1,2	0,6	60	<i>б</i>	<i>д</i>	ТН	
43	220В <sup>+5</sup> <sub>-20</sub> %, 60 Гц	10±2	0,5	0,5	1,2	0,4	50	<i>а</i>	<i>з</i>	ТА	
44	120В <sup>+15</sup> <sub>-20</sub> %, 400 Гц	9±2	0,5	0,6	1,0	0,6	60	<i>в</i>	<i>д</i>	ТПП	
45	240В±15%, 60 Гц	8	0,4	0,9	1,0	1,2	50	<i>в</i>	<i>д</i>	ТН	142ЕН3А
46	200В <sup>+10</sup> <sub>-15</sub> %, 50 Гц	6	0,1	0,3	0,6	1,0	40	<i>б</i>	<i>з</i>	ТА	142ЕН5В
47	100В±10%, 60 Гц	10±3	0,5	0,6	1,0	0,5	50	<i>а</i>	<i>д</i>	ТПП	142ЕН4А

Окончание табл. 1

№ вар.	$U_{\text{сети}}$	$U_{\text{вых}}$	$K_{\Pi}$	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$l$	Защита	Вкл.	TV	STU
48	$127B_{-20}^{+10}\%$ , 50 Гц	-20	0,2	0,4	0,4	0,2	60	<i>в</i>	<i>з</i>	ТАН	142ЕН2В
49	$220B_{-20}^{+5}\%$ , 60 Гц	-16	0,5	2,3	0,2	0,2	70	<i>б</i>	<i>д</i>	ТН	142ЕН1Б
50	$120B_{-20}^{+10}\%$ , 400 Гц	10±2	0,5	1,0	0,7	0,6	100	<i>б</i>	<i>з</i>	ТПП	
51	$230B_{\pm 15}\%$ , 60 Гц	18±2	1,0	0,2	0,2	1,0	60	<i>в</i>	<i>д</i>	ТН	142ЕН2В
52	$200B_{-15}^{+10}\%$ , 50 Гц	-20	0,2	0,5	0,3	0,3	70	<i>а</i>	<i>з</i>	ТАН	142ЕН2Б
53	$100B_{\pm 10}\%$ , 60 Гц	10±1	0,5	1,0	0,5	0,5	50	<i>б</i>	<i>д</i>	ТПП	142ЕН3А
54	$127B_{-20}^{+10}\%$ , 50 Гц	8	1,0	0,5	0,7	0,8	60	<i>в</i>	<i>з</i>	ТН	142ЕН5Б
55	$220B_{-20}^{+5}\%$ , 60 Гц	7	0,6	0,6	0,5	0,6	60	<i>а</i>	<i>д</i>	ТАН	
56	$127B_{-20}^{+10}\%$ , 50 Гц	15	0,3	0,7	0,7	0,6	60	<i>б</i>	<i>з</i>	ТПП	142ЕН3Б
57	$225B_{-20}^{+10}\%$ , 60 Гц	12	0,7	0,7	0,7	1,0	70	<i>в</i>	<i>д</i>	ГПП	142ЕН4А
58	$200B_{-15}^{+10}\%$ , 50 Гц	-15±2	0,5	0,6	0,5	0,7	80	<i>а</i>	<i>з</i>	ТАН	142ЕН11
59	$110B_{\pm 10}\%$ , 60 Гц	-10±2	0,4	0,4	0,4	0,5	60	<i>б</i>	<i>д</i>	ТН	142ЕН13
60	$220B_{-15}^{+10}\%$ , 50 Гц	10±2	0,5	0,7	0,6	0,5	60	<i>в</i>	<i>з</i>	ТАН	142ЕН12



Поэтому необходимо определить напряжение на выходе фильтра при максимальном сетевом напряжении  $U_{dmax}$  и проверить выполнение неравенства

$$U_{dmax} < U_{вх.мах} \text{ ИМС},$$

где  $U_{вх.мах} \text{ ИМС}$  — максимальное допустимое входное напряжение микросхемы стабилизатора.

Для обеспечения заданного коэффициента пульсаций на выходе следует использовать фильтрующие свойства микросхемы, которые задаются в справочниках в децибелах. Но следует учитывать, что, так как внутри микросхемы нет накопителей энергии, то провалы пульсирующей кривой входного напряжения ниже уровня  $U_{вх.мин} \text{ ИМС}$  стабилизатором не сгладятся. Представленное же на рис.1 пульсирующее входное напряжение  $U_{вх}$  полностью сгладится с заданным коэффициентом сглаживания.

Максимальная мощность на стабилизаторе будет выделяться при максимальном выходном токе и максимальном падении напряжения на микросхеме  $\Delta U_{мах} \text{ ИМС}$ , которое определяется разностью:

$$\Delta U_{мах} \text{ ИМС} = U_{dmax} - U_{вых.мин}.$$

Пример расчета стабилизатора на микросхеме К142ЕН1 с внешним умпощняющим транзистором приведен в книге: Иванов-Цыганов А.И. Электропреобразовательные устройства РЭС. — М.: Высш. шк., 1991. — 272 с.

Справочные данные по микросхемам серии 142ЕН представлены, например, в справочнике: Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник / И.В. Новаченко и др. — М.: Радио и связь, 1989. — 384 с. и в [3.2].

Для выбора типовых трансформаторов (и низкочастотных сглаживающих дросселей) следует использовать справочники: Малогабаритные трансформаторы и дроссели: Справочник / И.Н. Сидоров и др. — М.: Радио и связь, 1985. — 416 с.; Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭА: Справочник / Н.Н. Акимов и др. — Минск: Беларусь, 1994. — 591 с.

Пояснительная записка выполняется на листах белой бумаги формата А4, текст размещается на одной стороне листа, листы нумеруются и сшиваются по левой стороне.

В список использованной литературы помещаются только те литературные источники, на которые есть ссылки в тексте.

Запись числовых расчетов выполняется в следующем порядке:

- формула;
- знак = (равно);
- подстановка числовых значений величин и коэффициентов (как правило, в основных единицах СИ) в последовательности буквенных обозначений в формуле;
- знак = (равно);
- результаты с единицей физической величины.

## 4 ИНДИВИДУАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ № 2

Разработка импульсного ИВЭП.

Индивидуальные задания формируются с помощью таблицы 2.

Тип преобразователя или назначение ИВЭП — графа «Тип преобр.»:

*a* — непосредственный преобразователь понижающего типа;

*б* — непосредственный преобразователь повышающего типа;

*в* — непосредственный преобразователь инвертирующего типа;

*г* — преобразователь с частичной модуляцией выходного напряжения;

*д* — предназначен для использования в качестве независимого источника питания и зарядного устройства для батареи аккумуляторов.

Параметры первичной сети — графа « $U_{\text{сети}}$ ».

Выходное напряжение — графа «Нагрузка».

Параметры батареи аккумуляторов заданы в графе «Нагрузка». Первая цифра здесь — количество аккумуляторов в батарее. Условное обозначение типа аккумуляторов: С — свинцовый; НК — никель-кадмиевый негерметичный; НКГ — никель-кадмиевый герметичный. Последняя цифра — емкость в А·ч.

Ток нагрузки, А — графа « $I_{\text{н}}$ ».

Коэффициент пульсаций выходного напряжения, % — графа « $k_{\text{п}}$ ».

Таблица № 2 — Исходные данные к индивидуальному заданию № 2

№ вар.	Тип преобр.	$U_{\text{сети}}$	Нагрузка	$I_{\text{н}}$	$k_{\text{п}}$	$f_{\text{к}}$	$\delta$
1	<i>a</i>	$200B_{-10}^{+5} \%$ , 60 Гц	$(6 \pm 1) \text{ В}$	0,2–2	1	25	1
2	<i>б</i>	$127B \pm 10\%$ , 50 Гц	$(30 \pm 5) \text{ В}$	0,2–2	0,5	20	1
3	<i>в</i>	$127/220B_{-20}^{+5} \%$ , 50 Гц	$(5 \pm 2) \text{ В}$	0,5–4	1	12	2
4	<i>г</i>	$240/415B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	$(30 \pm 3) \text{ В}$	0,2–2	0,2	12	0,5
5	<i>д</i>	$115B_{-20}^{+10} \%$ , 400 Гц	8–НК–30			50	3
6	<i>a</i>	$220B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	$(5 \pm 1) \text{ В}$	1–5	1	20	1
7	<i>б</i>	$115B_{-20}^{+10} \%$ , 400 Гц	$(27 \pm 3) \text{ В}$	0,2–2	0,5	25	2
8	<i>в</i>	$200B_{-20}^{+5} \%$ , 400 Гц	$(6 \pm 2) \text{ В}$	0,3–3	1	25	1
9	<i>г</i>	$120/208B \pm 10\%$ , 60 Гц	$(27 \pm 2) \text{ В}$	0,15–1,5	0,2	25	1
10	<i>д</i>	$200B_{-10}^{+5} \%$ , 60 Гц	10–НК–30			25	4
11	<i>a</i>	$115B_{-20}^{+10} \%$ , 400 Гц	$(9 \pm 2) \text{ В}$	0,3–3	0,5	30	1
12	<i>б</i>	$200B_{-20}^{+5} \%$ , 400 Гц	$(24 \pm 3) \text{ В}$	0,3–3	0,5	30	1
13	<i>в</i>	$220B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	$(9 \pm 3) \text{ В}$	0,2–2	0,5	30	1
14	<i>г</i>	$127B \pm 10\%$ , 50 Гц	$(24 \pm 2) \text{ В}$	0,25–2,5	0,2	30	0,5
15	<i>д</i>	$127/220B_{-20}^{+5} \%$ , 50 Гц	6–С–55			30	2,5
16	<i>a</i>	$240/415B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	$(12 \pm 2) \text{ В}$	1–10	0,5	35	1

Продолжение табл. 2

№ вар.	Тип преобр.	$U_{\text{сети}}$	Нагрузка	$I_{\text{н}}$	$k_{\text{п}}$	$f_{\text{к}}$	$\delta$
17	<i>б</i>	$220B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	$(20 \pm 3) \text{ В}$	0,5–5	0,5	35	0,5
18	<i>в</i>	$127B \pm 10\%$ , 50 Гц	$(12 \pm 3) \text{ В}$	0,4–4	0,5	35	2,5
19	<i>г</i>	$127/220B_{-20}^{+5} \%$ , 50 Гц	$(20 \pm 2) \text{ В}$	0,7–7	0,2	35	1
20	<i>д</i>	$240/415B \pm 10\%$ , 50 Гц	12–НКГ–36			40	2
21	<i>а</i>	$120/208B \pm 10\%$ , 60 Гц	$(15 \pm 3) \text{ В}$	0,2–3	0,5	40	1,5
22	<i>б</i>	$200B_{-15}^{+5} \%$ , 60 Гц	$(24 \pm 3) \text{ В}$	0,2–2	0,3	40	1
23	<i>в</i>	$115B_{-20}^{+10} \%$ , 400 Гц	$(15 \pm 4) \text{ В}$	0,2–1,5	0,5	40	2
24	<i>г</i>	$200B_{-15}^{+5} \%$ , 400 Гц	$(15 \pm 2) \text{ В}$	0,5–4	0,2	40	1
25	<i>д</i>	$220B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	8–НК–20			40	1
26	<i>а</i>	$127B \pm 10\%$ , 50 Гц	$(20 \pm 3) \text{ В}$	0,4–3	0,3	40	1
27	<i>б</i>	$127/220B_{-20}^{+5} \%$ , 50 Гц	$(27 \pm 3) \text{ В}$	0,2–4	0,2	45	1
28	<i>в</i>	$200B_{-10}^{+5} \%$ , 60 Гц	$(9 \pm 3) \text{ В}$	0,3–3	1	12	1
29	<i>г</i>	$127B \pm 10\%$ , 50 Гц	$(24 \pm 2) \text{ В}$	0,2–2	0,2	12	1
30	<i>д</i>	$127/220B_{-20}^{+5} \%$ , 50 Гц	6–С–55			20	3
31	<i>а</i>	$240/415B_{-15}^{+10} \%$ , 50 Гц	$(12 \pm 2) \text{ В}$	1–8	0,5	15	1
32	<i>б</i>	$115B_{-20}^{+10} \%$ , 400 Гц	$(20 \pm 3) \text{ В}$	0,5–5	1	20	1,5

Продолжение табл. 2

№ вар.	Тип преобр.	$U_{\text{сети}}$	Нагрузка	$I_{\text{н}}$	$k_{\text{п}}$	$f_{\text{к}}$	$\delta$
33	<i>в</i>	$220B_{-15}^{+10}\%$ , 50 Гц	$(12 \pm 2) \text{ В}$	0,4–4	0,5	35	2,5
34	<i>з</i>	$115B_{-20}^{+10}\%$ , 400 Гц	$(18 \pm 2) \text{ В}$	0,7–7	0,2	35	1
35	<i>д</i>	$200B_{-20}^{+5}\%$ , 400 Гц	12–НКГ–36			40	2
36	<i>а</i>	$120/200B \pm 10\%$ , 60 Гц	$(15 \pm 2) \text{ В}$	0,2–3	0,5	40	1,5
37	<i>б</i>	$200B_{-10}^{+5}\%$ , 60 Гц	$(6 \pm 1) \text{ В}$	0,2–2	0,3	40	1
38	<i>в</i>	$127B \pm 10\%$ , 50 Гц	$(9 \pm 1) \text{ В}$	0,2–1,5	0,5	40	2
39	<i>з</i>	$127/220B_{-20}^{+5}\%$ , 50 Гц	$(10 \pm 2) \text{ В}$	0,5–4	0,2	40	1
40	<i>д</i>	$240/415B_{-15}^{+10}\%$ , 50 Гц	24–НК–60			40	1
41	<i>а</i>	$115B_{-20}^{+10}\%$ , 400 Гц	$(12 \pm 2) \text{ В}$	0,4–3	0,3	40	1
42	<i>б</i>	$127/220B_{-20}^{+5}\%$ , 50 Гц	$(15 \pm 2) \text{ В}$	0,2–4	0,2	45	1
43	<i>в</i>	$115B \pm 10\%$ , 400 Гц	$(12 \pm 1) \text{ В}$	0,6–6	1	25	1,5
44	<i>з</i>	$200B_{-20}^{+5}\%$ , 400 Гц	$(9 \pm 1) \text{ В}$	0,5–5	1	30	2
45	<i>д</i>	$120B \pm 15\%$ , 60 Гц	18–НКГ–50			30	3
46	<i>а</i>	$230B \pm 10\%$ , 50 Гц	$(10 \pm 2) \text{ В}$	1–10	0,5	25	1,5
47	<i>б</i>	$200B_{-15}^{+5}\%$ , 60 Гц	$(8 \pm 1) \text{ В}$	0,8–8	1	20	2
48	<i>в</i>	$127B \pm 10\%$ , 50 Гц	$(6 \pm 1) \text{ В}$	1–10	0,5	15	1,5

Окончание табл. 2

№ вар.	Тип преобр.	$U_{\text{сети}}$	Нагрузка	$I_{\text{н}}$	$k_{\text{п}}$	$f_{\text{к}}$	$\delta$
49	<i>з</i>	$220B_{-15}^{+10}\%$ , 60 Гц	$(10 \pm 1) \text{ В}$	0,6–6	1	20	2
50	<i>д</i>	$230B \pm 15\%$ , 50 Гц	15–С–45			25	3
51	<i>а</i>	$115B \pm 10\%$ , 400 Гц	$(5 \pm 1) \text{ В}$	1–12	1	30	1,5
52	<i>б</i>	$235B_{-10}^{+5}\%$ , 60 Гц	$(6 \pm 2) \text{ В}$	1–12	0,7	25	2
53	<i>в</i>	$120B_{-15}^{+10}\%$ , 60 Гц	$(9 \pm 1) \text{ В}$	1–10	1	20	1,5
54	<i>з</i>	$200B \pm 15\%$ , 50 Гц	$(8 \pm 2) \text{ В}$	0,8–8	0,8	15	2
55	<i>д</i>	$120B_{-15}^{+10}\%$ , 60 Гц	36–НКГ–30			40	4
56	<i>а</i>	$220B \pm 15\%$ , 60 Гц	$(6 \pm 1) \text{ В}$	0,5–5	0,7	20	1,5
57	<i>б</i>	$127B_{-20}^{+10}\%$ , 50 Гц	$(9 \pm 2) \text{ В}$	0,6–6	0,6	25	2
58	<i>в</i>	$230B_{-15}^{+10}\%$ , 60 Гц	$(5 \pm 1) \text{ В}$	0,7–7	1	30	2
59	<i>з</i>	$110B \pm 15\%$ , 60 Гц	$(12 \pm 2) \text{ В}$	0,8–8	0,5	15	1
60	<i>д</i>	$200B_{-20}^{+10}\%$ , 50 Гц	$(15 \pm 2) \text{ В}$	0,6–6	0,5	20	1

Частота работы ключевого элемента, кГц — графа « $f_k$ ».

Точность поддержания выходной величины,  $\pm\%$  — « $\delta$ ».

Требуется произвести расчет и выбор всех элементов схемы с учетом обеспечения заданной точности поддержания выходной величины, указать использованную литературу, представить схему электрическую принципиальную и перечень элементов.

Основные расчетные соотношения и схемотехнические решения по ИВЭП импульсного типа можно найти в литературе: Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш и др. — М.: Радио и связь, 1988. — 288 с.; Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 240 с. и др.

Сглаживающие дроссели, рассчитанные на работу на повышенной частоте, следует выбирать по справочнику: Сидоров И.Н. и др. Индуктивные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. — М.: Радио и связь, 1992. — 288 с.

Поясним вопросы, связанные с обеспечением статической точности, на примере ИВЭП с непосредственным преобразователем понижающего типа. Функциональная схема рассматриваемого устройства приведена на рис. 2.

При разомкнутой обратной связи величина напряжения на нагрузке определяется как напряжением сети  $U_c$ , так и соотношением интервалов, в течение которых транзистор  $VT$  замкнут и разомкнут. В замкнутой же системе при изменении сетевого напряжения напряжение на нагрузке  $U_n$  поддерживается с определенной точностью постоянным изменением относительной длительности замкнутого состояния транзистора  $VT$ , как показано на рис. 3.

Определим коэффициенты передачи всех элементов (коэффициент передачи какого-либо элемента определяется как отношение выходной величины этого элемента к входной величине и может быть как величиной безразмерной, так и иметь размерность).

Коэффициент передачи делителя выходного напряжения

$$k_{\text{дел}} = \frac{R^2}{R1 + R2}.$$

Коэффициент передачи усилителя сигнала ошибки  $k_{DA1}$  устанавливается выбором соотношения сопротивлений в цепи обратной связи и входного для микросхемы операционного усилителя и может составлять любое численное значение, ограниченное возможностями конкретной элементной базы.



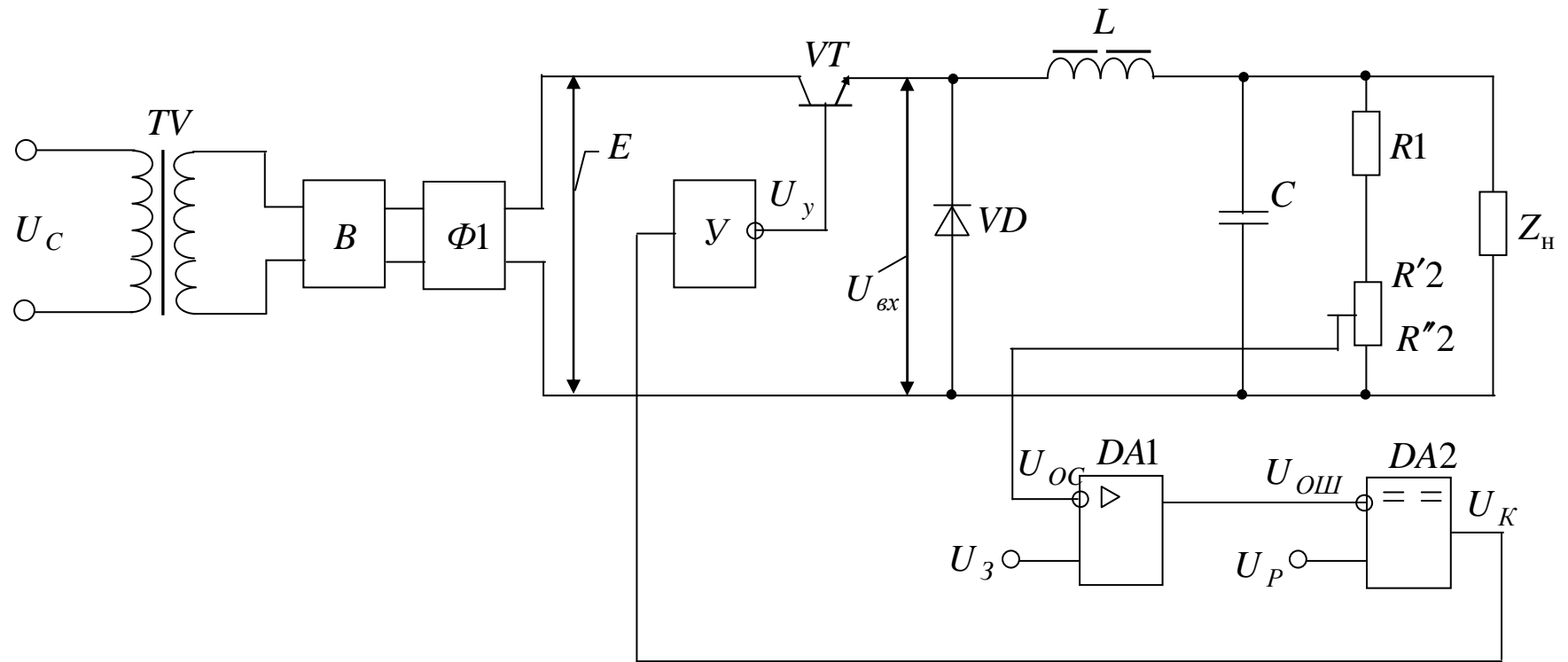


Рис. 2

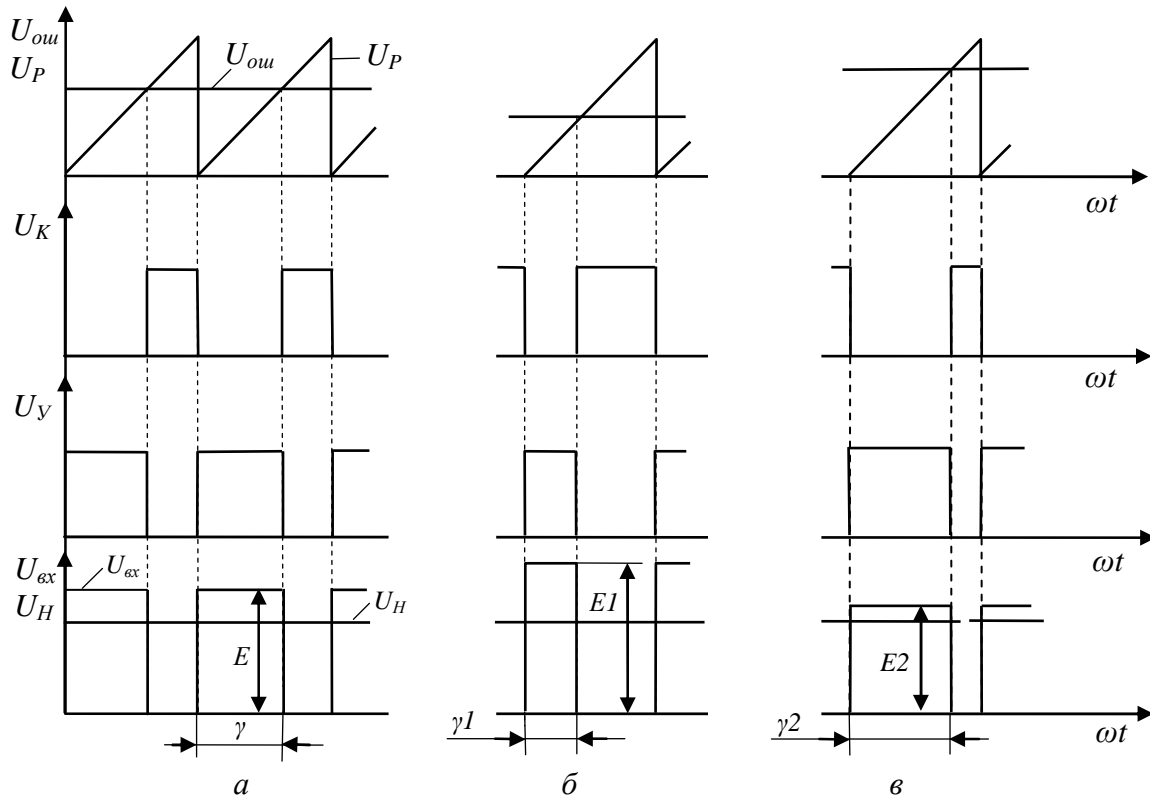


Рис. 3 — Диаграммы функционирования ключевого стабилизатора при изменении напряжения сети:

- a* — номинальное значение сетевого напряжения;
- б* — сетевое напряжение больше номинального;
- в* — сетевое напряжение меньше номинального.

Компаратор преобразует величину разности напряжений на его входах в длительность импульса с уровнем логической единицы, а усилитель мощности  $U$  инвертирует выходной сигнал компаратора, формируя требуемый для управления силовым транзистором импульс длительностью  $\gamma$  и амплитудой также на уровне логической единицы. Коэффициент передачи этих двух последовательно соединенных элементов:

$$K_{\text{компар}} \cdot k_U = \frac{\gamma}{U_{\text{ош}}},$$

где

$$U_{\text{ош}} = (U_3 - U_{\text{ос}}) \cdot k_{DA1}.$$

Воспользовавшись диаграммой преобразования указанными элементами напряжений в относительную длительность импульса (см. рис. 3), можно получить зависимость

$$\gamma = \frac{U_{\text{ош}}}{U_p},$$

где  $U_p$  — амплитуда разворачивающего напряжения.

С учетом этого получим:

$$k_{\text{компар}} \cdot k_Y = \frac{1}{U_p}.$$

Силовой транзистор  $VT$  преобразует импульсы напряжения с уровнем логической единицы в импульсы с амплитудой выпрямленного напряжения  $E$ . Но на транзисторе в открытом состоянии падает напряжение  $\Delta U_{VT}$ . С учетом последнего коэффициент передачи силового транзистора будет

$$k_{VT} = (E - \Delta U_{VT}) [B].$$

Напряжение  $E$  связано с сетевым напряжением очевидным соотношением

$$E = U_c \cdot k_{\text{тр}} \cdot k_B \cdot k_{\Phi 1} = U_c \cdot k_1,$$

где  $k_1 = k_{\text{тр}} \cdot k_B \cdot k_{\Phi 1}$ ;

$k_{\text{тр}}$  — коэффициент трансформации сетевого трансформатора;

$k_B, k_{\Phi 1}$  — коэффициенты передачи входного выпрямителя и фильтра.

Коэффициент передачи выходного фильтра практически равен единице.

Запишем уравнение статики при разомкнутой цепи обратной связи:

$$U_H = U_3 \cdot k_{DA1} \cdot k_{\text{компар}} \cdot k_Y \cdot k_{VT} = U_3 \cdot k_{DA1} \cdot \frac{1}{U_p} \cdot (U_c \cdot k_1 - \Delta U_{VT}).$$

Последнему выражению соответствует структурная схема, приведенная на рис. 4, а.

Отталкиваясь от этой схемы, замкнем обратную связь, то есть получим структурную схему собственно ИВЭП, которая приведена на рис. 4, б.

В соответствии с правилами, известными из теории автоматического регулирования, запишем уравнение статики замкнутой системы (уравнение статики ИВЭП):

$$U_{\text{н}} = \frac{U_3 \cdot k_{DA1} \cdot \frac{1}{U_p} \cdot (U_c \cdot k_1 - \Delta U_{VT})}{1 + k_{DA1} \cdot \frac{1}{U_p} \cdot (U_c \cdot k_1 - \Delta U_{VT}) \cdot k_{\text{дел}}}. \quad (1)$$

По выражению (1) можно построить регулировочную характеристику  $U_{\text{н}} = f(U_3)$ , оценить влияние на величину выходного напряжения отклонений сетевого напряжения, величин  $k_{DA1}$  и  $k_{\text{дел}}$  (примеры таких расчетов приведены в методическом пособии: Коновалов Б.И. Теория автоматического регулирования. Сборник задач с примерами решений. Томск: Ротапринт ТАСУР. 1994. — 72 с.).

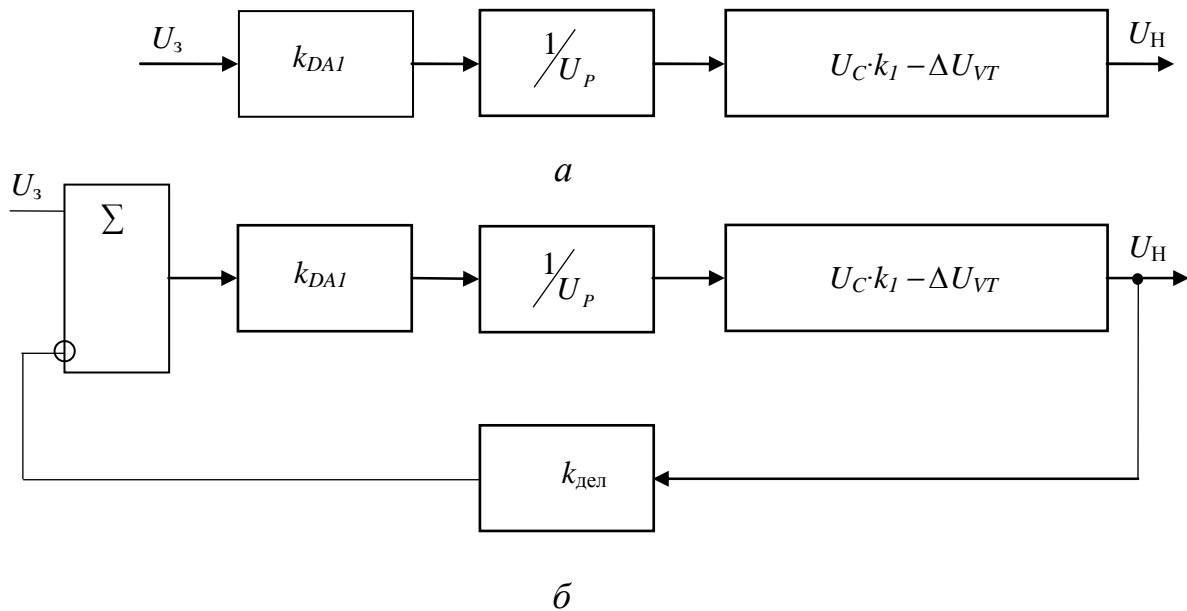


Рис. 4

Если в выражении (1) подставить вместо текущего значения  $U_c$  его минимальное и максимальное значения, то можно рассчитать соответственно  $U_{\text{нmin}}$  и  $U_{\text{нmax}}$ , а их разница даст величину абсолютной нестабильности выходного напряжения от изменения напряжения сети. При заданной же нестабильности выходного напряжения можно рассчитать значение  $k_{DA1}$ , выбрав величины  $U_p$ ,  $U_3$ ,  $k_{\text{дел}}$ , что и требуется сделать в индивидуальном задании.

## 5 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА № 1

Расчет параметров СГЭП с шиной непрерываемого питания на постоянном токе.

Пример одного из вариантов контрольной работы:

### Вариант № 14

Для заданной на рис.5 структурной схемы системы гарантированного электропитания выбрать ёмкость аккумулятора и число элементов в батарее, предложить схемы силовой части зарядного и разрядного устройств, определить параметры элементов этих устройств (по которым можно было бы эти элементы выбрать).

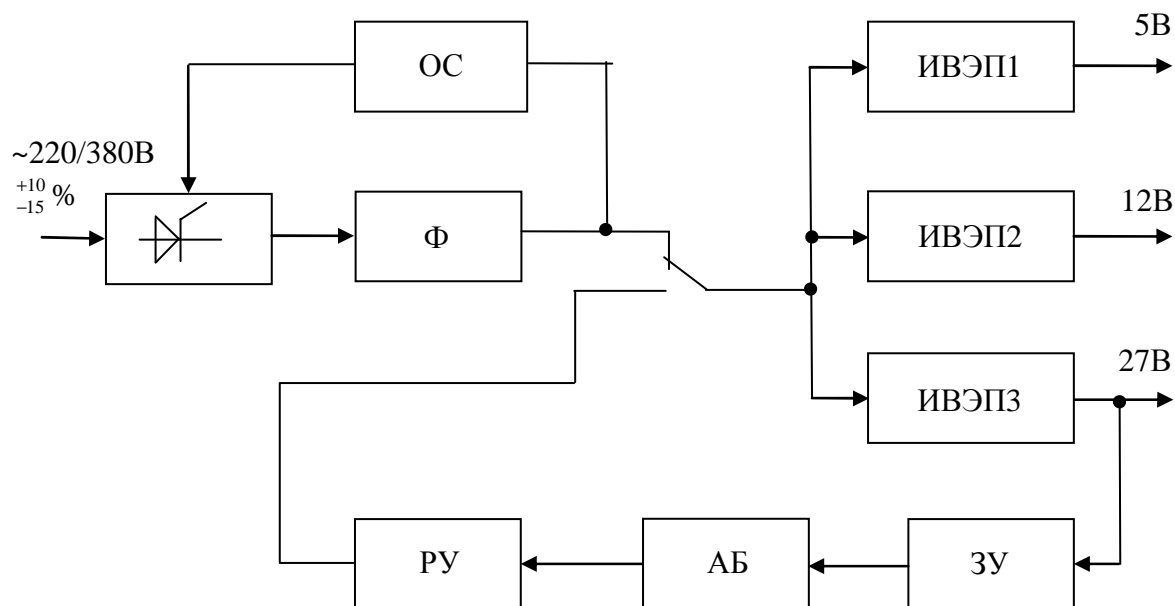


Рис. 5

Время отключения сети — до 20 мин.

Во время отключения сети необходимо обеспечить токи нагрузки: по выходу 1 — 6 А; по выходу 2 — 2 А; по выходу 3 — 1 А.

Определить, через какие промежутки времени допустимы отключения длительностью 3 мин.

Тип используемого аккумулятора — никель кадмиевый герметичный.

Обосновать выбор величины напряжения на шине непрерываемого питания.

Варианты контрольной работы отличаются структурными схемами, величинами выходных мощностей и длительностей отключения сети, типом применяемых аккумуляторов.

Рассмотрим ниже пример, аналогичный части задания на контрольную работу.

Требуется определить номинальную емкость  $C_{\text{ном}}$  и количество элементов  $n$  аккумуляторной батареи АБ системы гарантированного электропитания по структурной схеме на рис. 6.

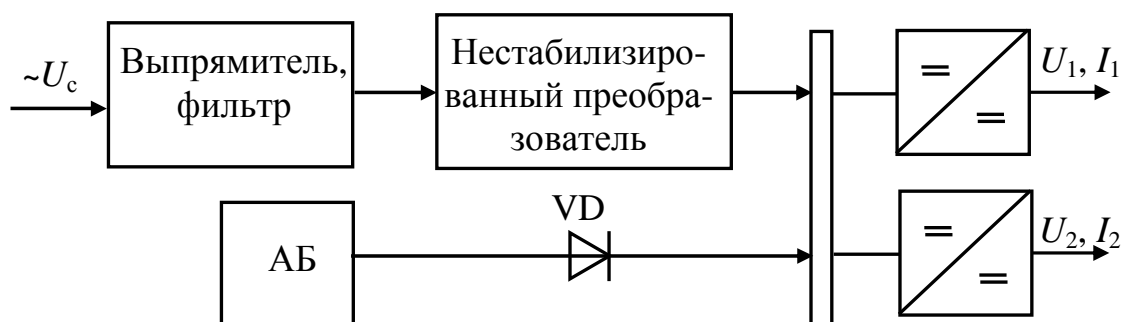


Рис. 6

Переключение на питание от АБ должно осуществляться при понижении сетевого переменного напряжения на 20 % от номинального значения 220 В, причем наибольшее время работы СГЭП от АБ — 20 минут, а напряжение на шине непрерываемого питания должно быть не более 60 В. На выходе СГЭП должен обеспечить напряжение первого канала 5 В при потребляемом токе 20 А, напряжение второго канала 15 В при токе 6 А.

1) Формализуем задачу и примем необходимые допущения.

Дано:

$$U_c = 220 \text{ В} \pm 10 \%;$$

$$f = 50 \text{ Гц};$$

$$U_{c \text{ мин. доп}} = 0,8 U_{c \text{ ном}};$$

$$\Delta t = 20 \text{ мин};$$

$$U_{\text{ш}} \leq 60 \text{ В};$$

$$U_1 = 5 \text{ В};$$

$$I_1 = 20 \text{ А};$$

$$U_2 = 15 \text{ В};$$

$$I_2 = 6 \text{ А}.$$

Допущения:

- выберем тип АБ — герметичные никель-кадмиевые (щелочные);
- саморазряд АБ отсутствует, т.е. напряжение на АБ остается неизменным если нагрузка не подключена к батарее.

2) При выборе напряжения на шине непрерываемого питания следует руководствоваться следующими соображениями:

- напряжение на шине не должно превышать 60 В — по условию;
- низкий уровень напряжения приведет к необходимости использовать провода большого сечения, что нецелесообразно из практических соображений.

Примем за номинальное напряжение на шине  $U_{\text{ш ном}} = 48 \text{ В}$ . При увеличении напряжения в питающей сети переменного тока на 10 % напряжение на шине также увеличится на 10 %.

$$U_{\text{ш макс}} = 1,1U_{\text{ш ном}} = 1,1 \cdot 48 = 52,8 \text{ В},$$

что удовлетворяет условию задания.

3) Переход на питание от АБ должен происходить при уменьшении напряжения в сети переменного тока, а следовательно и на шине непрерываемого питания, на 20 %, т.е. при

$$U_{\text{ш мин.}} = 0,8U_{\text{ш ном}} = 0,8 \cdot 48 = 38,4 \text{ В}.$$

Так как перед включением в работу АБ должна быть полностью заряжена, то напряжение на каждом элементе будет равно конечному зарядному. Количество элементов определится из выражения:

$$n = \frac{U_{\text{ш мин}} + \Delta U_{\text{VD1}}}{U_{\text{1кон.зар}}} = \frac{38,4 + 1}{1,5} = 26,$$

где  $\Delta U_{VD1}$  — прямое падение напряжения, определяемое типом выбранного диода, примем равным 1 В.

$U_{1\text{кон.зар}} = 1,5$  В конечное напряжение на одном элементе герметичной никель-кадмиевой батареи в конце заряда берется по зарядной характеристике, приведенной на рис. 7 (кривая 1 — зарядная характеристика герметичных элементов, кривая 2 — для негерметичных).

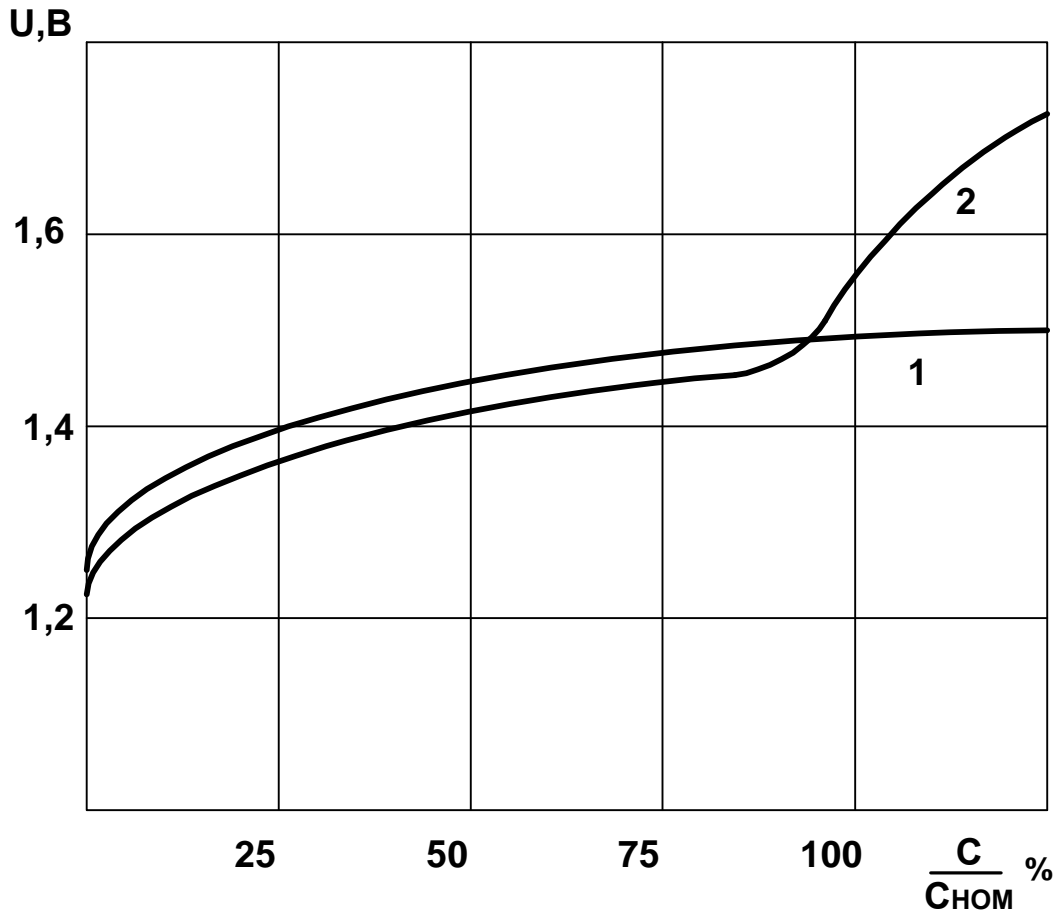


Рис. 7

4) Определим суммарную мощность, потребляемую выходными преобразователями. Как правило, для этих целей используют преобразователи ключевого типа, с промежуточным звеном переменного тока повышенной частоты, либо непосредственные преобразователи постоянного напряжения в постоянное, КПД которых довольно высок (0,7 ÷ 0,9). Примем  $\eta = 0,8$ .

$$P_{\Sigma} = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{\eta} = \frac{5 \cdot 20 + 15 \cdot 6}{0,8} = 238 \text{ Вт.}$$



5) Находим величину тока, потребляемого от АБ, т.е. разрядного тока. При постоянстве мощности нагрузки наибольший ток потребляется от разряженных АБ. Семейство разрядных характеристик герметичных никель-кадмиевых элементов приведено на рис. 8.

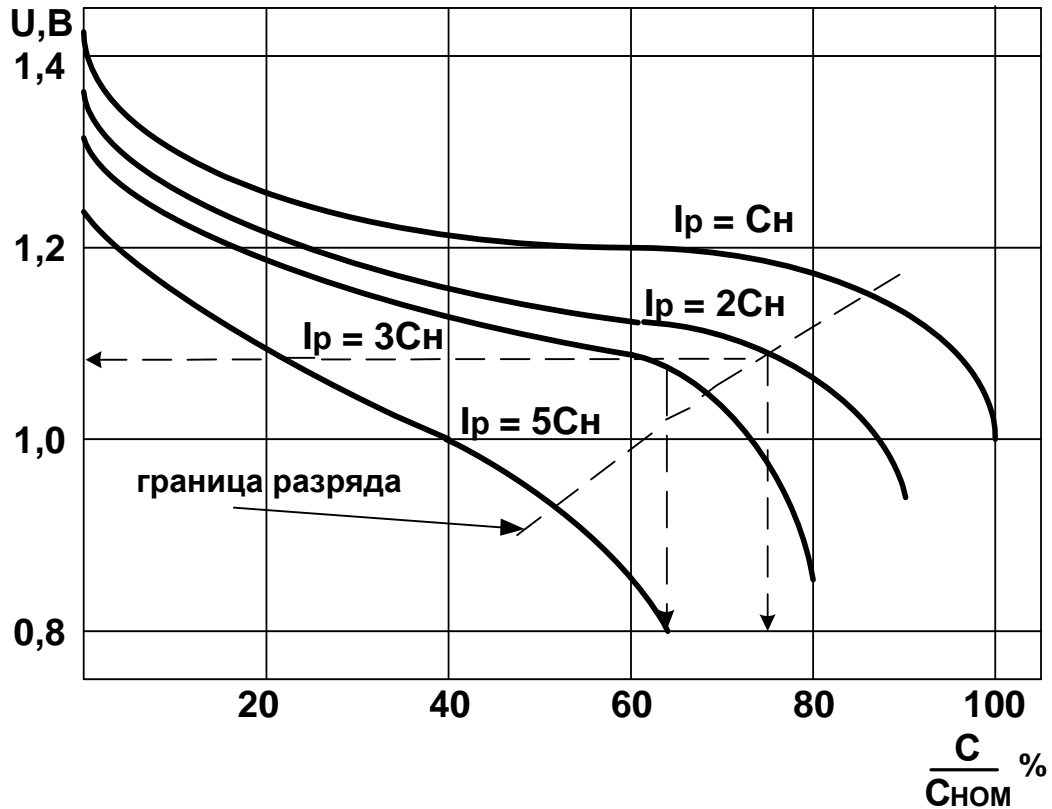


Рис. 8

Для первого приближения выбираем характеристику  $I = 3C_n$  (разрядный ток АБ, взятый в амперах, численно равен утроенному значению емкости АБ, выраженной в ампер-часах). По этой характеристике в средней ее части значение разрядного напряжения составляет 1,08 В.

Потребляемый от АБ разрядный ток определится выражением:

$$I_p = \frac{P_{\Sigma}}{U_p n} = \frac{238}{1,08 \cdot 26} = 8,48 \text{ А.}$$

б) Определим потребляемую от АБ емкость за время работы преобразователя от АБ:

$$C_{\text{п}} = I_{\text{р}} \Delta t = 8,48 \cdot \frac{1}{3} = 2,8 \text{ Ачас.}$$

7) Для обеспечения длительной работоспособности аккумуляторов разряд можно производить по графикам (рис. 8) до границы, после которой разрядные характеристики становятся крутопадающими (эта граница выделена штриховой линией). На рис. 8 приведены зависимости напряжения на элементе АБ от величины отданной во внешнюю цепь относительной доли емкости АБ при разряде ее токами кратными  $C_{\text{н}}$  (в базисе  $I_{\text{р}} = \kappa C_{\text{ном}}$ ). С учетом этой границы видно, что при разряде АБ током  $I_{\text{р}} = 3C_{\text{н}}$  от АБ можно потребить не более 65 % ее номинальной емкости. Тогда номинальная емкость:

$$C_{\text{ном.}} = \frac{C_{\text{п}} 100\%}{65\%} = \frac{2,8 \cdot 100}{65} = 4,3 \text{ Ачаса.}$$

8) Возвращаясь к разрядным характеристикам, построенным в базисе  $I_{\text{р}} = \kappa C_{\text{ном}}$ , определим значение коэффициента  $\kappa$  при разрядном токе  $I_{\text{р}} = 8,48 \text{ А}$  и номинальной емкости  $C_{\text{ном}} = 4,3 \text{ Ачас}$ :

$$k = \frac{I_{\text{р}}}{C_{\text{ном.}}} = \frac{8,48}{4,3} = 1,97 \approx 2.$$

9) Но при разрядном токе  $I_{\text{р}} = 2C_{\text{ном}}$  реально можно потребить от АБ 75 % ее номинальной емкости (смотри разрядные характеристики)

$$C_{\text{р}} = 0,75C_{\text{н}} = 0,75 \cdot 4,3 = 3,225 \text{ Ачас.}$$

10) Таким образом, емкость АБ выбрана с некоторым запасом. Оценим этот запас численно:

$$\delta = \frac{C_{\text{р}} - C_{\text{п}}}{C_{\text{ном.}}} 100\% = \frac{3,225 - 2,8}{4,3} 100\% \approx 10 \text{ \%}.$$

11) Определим, какой минимальный промежуток времени  $\tau$  допустим между двумя отключениями СГЭП от сети переменного тока (за это время АБ должна быть полностью заряжена). Учтем, что реально можно потребить от АБ 75 % ее номинальной

емкости при выбранной разрядной характеристике, а по зарядной характеристике видно, что для полного заряда АБ необходимо сообщить аккумулятору 125 % емкости. Значит, чтобы в процессе заряда полностью восстановить емкость АБ, ей необходимо сообщить емкость

$$C_3 = \frac{C_{\text{п}} 125\%}{75\%} = \frac{2,8 \cdot 125}{75} = 4,7 \text{ Ачас.}$$

Рекомендуемый ток заряда  $I_3$  (в амперах) составляет, как правило, одну десятую от номинальной емкости  $C_{\text{ном}}$  (в амперчасах) АБ. Поэтому  $I_3 = 0,1 C_{\text{ном}} = 0,1 \cdot 4,3 = 0,43 \text{ А}$ , а минимальный промежуток времени между отключениями от сети переменного тока

$$\tau = \frac{C_3}{I_3} = \frac{4,7}{0,43} = 10,9 \text{ час.}$$

Таким образом, повторные отключения сети переменного тока или провалы напряжения в ней ниже  $0,8U_{\text{с ном}}$  продолжительностью до 20 минут допустимы не чаще, чем через 10,9 часа.

## 6 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА № 2

Разработка СГЭП с шиной непрерываемого питания на переменном токе.

Пример одного из вариантов контрольной работы:

### Вариант № 24

Разработать схему электрическую функциональную СГЭП по следующему техническому заданию.

Тип СГЭП — *off-line*.

Первичная сеть —  $220/380 \text{ В} \pm_{15\%}^{10\%}$ ;  $50 \text{ Гц} \pm 1\%$ .

Выходное напряжение —  $220/380 \text{ В} \pm 5\%$ .

Мощность нагрузки — 3500 ВА.

Максимальная длительность аварийных режимов сети — 12 мин, минимальные интервалы между аварийными режимами — 3 часа (под аварийным режимом сети подразумевается значение  $U_{\text{сети}} < 0,8U_{\text{сети ном}}$  и  $U_{\text{сети}} > 1,1U_{\text{сети ном}}$ )

Во всех режимах эксплуатации обеспечить гальваническую развязку первичной сети и ЭВМ.

Тип используемых аккумуляторов — герметичные кислотные, количество элементов в батарее — определить.

Необходима индикация следующих режимов:

- аккумуляторная батарея полностью заряжена;
- $U_{\text{сети}}$  выше номинала;
- аккумуляторная батарея полностью отдала свою ёмкость.

Допускается форсированный заряд аккумуляторной батареи до набора первой половины номинальной ёмкости током  $I_3 = 0,2C_H$ .

При разработке схемы требуется определить параметры элементов силовой цепи СГЭП, по которым можно было бы выбрать эти элементы по соответствующим справочникам.

В других вариантах контрольной работы варьируются тип СГЭП, параметры первичной сети и выходного напряжения, мощность нагрузки, параметры и длительности аварийных режимов сети, тип используемых аккумуляторов, количество элементов в батарее (в некоторых вариантах количество элементов зада-

но, а в некоторых требуется выбрать), индикация режимов функционирования.

Кроме перечисленных в варианте № 24 задаются следующие режимы, индикацию которых требуется осуществить:

- питание от сети;
- питание от аккумуляторной батареи;
- форсированный заряд аккумуляторной батареи;
- $U_{\text{сети}}$  на 10 % больше номинала;
- $U_{\text{сети}}$  ниже 90 % от номинала;
- перезагрузка по выходному току;
- нормальный заряд аккумуляторной батареи.

Ниже приведены требования к выполнению схем электрических функциональных.

На схеме электрической функциональной изображаются функциональные части изделия и электрические связи между этими частями.

Функциональные части изображаются в виде условных графических обозначений, установленных в стандартах ЕСКД. Отдельные функциональные части допускается изображать в виде прямоугольников.

Наименования, типы и обозначения элементов функциональной схемы рекомендуется вписывать в прямоугольники.

На схеме рекомендуется указывать технические характеристики функциональных частей.

На схеме помещают поясняющие надписи, диаграммы или таблицы, определяющие последовательность процессов во времени, а также указывают параметры в характерных точках (величины токов, напряжений, формы и величины импульсов, математические зависимости и т.д.).

## 7 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА № 3

Разработка схемы электрической функциональной устройства электропитания с несколькими номиналами выходного напряжения.

Пример одного из вариантов контрольной работы:

### Вариант № 4

Разработать схему электрическую функциональную устройства электропитания по следующим исходным данным.

Первичная сеть —  $220\text{ В}_{-20\%}^{+5\%}$ , 50 Гц.

Для потребителей требуются следующие напряжения и токи нагрузки:

$4,5\text{В}\pm 2\%$ ; 150А

$5,2\text{В}\pm 1\%$ ; 30А

$12\text{В}\pm 0,5\%$ ; 10А

$-12\text{В}\pm 1\%$ ; 6А

В разрабатываемом устройстве необходимо обеспечить независимую регулировку напряжения в каналах 1), 2), 3).

В других вариантах контрольной работы варьируются параметры первичного источника питания (могут быть как сети переменного тока, так и батареи аккумуляторов заданной емкости, значения выходных напряжений и токов, различные точности поддержания номиналов выходных напряжений).

Кроме того, задается либо очередность включения нагрузок, либо обеспечение защиты от токовых перегрузок в отдельных нагрузках без отключения других.

С учетом комплекса указанных требований необходимо выбрать лучший вариант структуры устройства электропитания и разработать далее схему электрическую функциональную. Разрабатываемое устройство может быть как многоканальным источником питания, так и комплексом из одно- и многоканального источников и т.д.

При выполнении контрольной работы, как видно из перечисленных требований, необходимо свободно ориентироваться в параметрах элементов силовой части ИВЭП.

## **8 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА № 4**

Разработка мероприятий по обеспечению ЭМС.

Для устройства электропитания, функциональная схема которого должна быть разработана по заданию на контрольную работу № 3 (без расчета электрических нагрузок), предложить меры по улучшению электромагнитной совместимости.

Необходимо представить схему и дать пояснения в записке. Касающиеся конструктивных мер вопросы следует оформить в виде технического задания на конструкторскую проработку устройства.

## 9 ПРИМЕР РАЗРАБОТКИ СГЭП С ВЫХОДОМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Настоящий пример раскрывает особенности построения схемы и расчета основных функциональных узлов СГЭП с выходом на переменном токе и может служить отправным материалом при подготовке к контрольной работе № 2.

Требуется разработать СГЭП со следующими параметрами:

- напряжение питающей сети —  $220\text{В}_{-15}^{+10}\%$ ;
- частота питающей сети — 50 Гц;
- выходное напряжение —  $220\text{В}\pm 5\%$ ;
- частота выходного напряжения — 50 Гц;
- номинальное значение тока нагрузки — 3 А;
- максимальная длительность аварийных режимов сети — 10 мин;
- минимальные интервалы между аварийными режимами — 5 час.;
- обеспечить гальваническую развязку нагрузки и сети;
- топология СГЭП — «on-line».

Функциональная схема разрабатываемой СГЭП приведена на рис. 9.

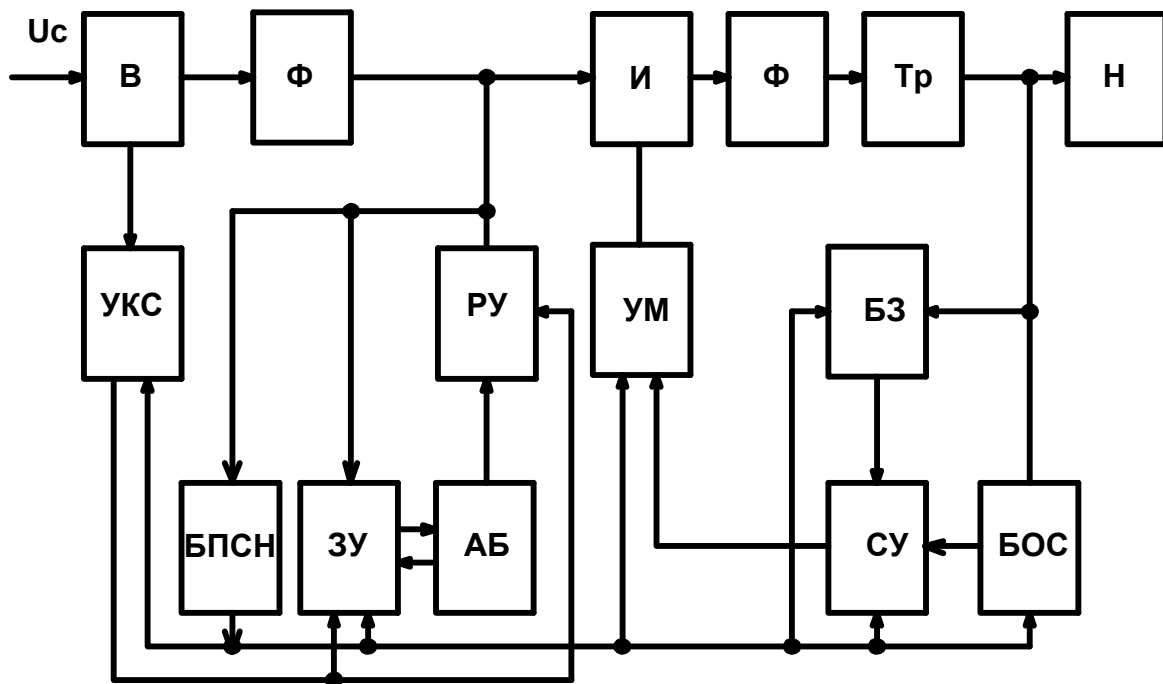


Рис. 9



Схема содержит следующие блоки:

В — сетевой выпрямитель;

Ф — низкочастотный сглаживающий фильтр;

И — инвертор (регулирующий орган);

Тр — силовой трансформатор;

Н — нагрузка;

УКС — устройство контроля питающей сети;

БПСН — блок питания собственных нужд;

ЗУ — зарядное устройство;

АБ — аккумуляторная батарея;

РУ — разрядное устройство;

УМ — усилитель мощности;

СУ — схема управления;

БЗ — блок защиты;

БОС — блок обратной связи.

Работу системы гарантированного электропитания можно рассматривать в двух режимах:

– отклонения напряжения питающей сети не превышают допустимых пределов. Инвертор запитан от выпрямленного напряжения сети. Переменное напряжение с выхода инвертора через согласующий трансформатор подается на нагрузку и одновременно на измерительный вход блока обратной связи, обеспечивающей режим работы замкнутой системы, поддерживающей значение выходного напряжения с требуемой точностью. Источник питания собственных нужд работает от выпрямленного напряжения выпрямленной сети, сглаженного входным фильтром. Разрядное устройство находится в режиме готовности к работе. Зарядное устройство, контролируя состояние аккумуляторной батареи, работает в режиме заряда, если последняя перед этим была разряжена, либо в режиме подзаряда АБ для компенсации саморазряда аккумуляторов;

– второй режим работы СГЭП определяется выходом напряжения питающей сети за пределы допустимого диапазона, либо ее аварийным состоянием. В этом случае устройство контроля за напряжением сети выдает сигнал на включение в работу разрядного устройства. На инвертор подается преобразованное повышающим преобразователем (разрядное устройство) напряжение аккумуляторной батареи. Блок питания собственных нужд

также переключается на выход РУ. На время переключения питание инвертора обеспечивается энергией, запасенной в конденсаторах входного фильтра. Зарядное устройство при этом находится в состоянии контроля за АБ.

Схема выпрямителя приведена на рис. 10.

При учете диапазона изменения напряжения питающей сети (отклонение вниз от номинала на 15%) значение напряжения на выходе входного фильтра на холостом ходу  $U_{dmin} = \sqrt{2} U_{cmin} = 260$  В (конденсатор входного фильтра заряжен до напряжения, равного амплитуде напряжения питающей сети). В рабочем режиме  $U_{dmin}$  будет еще ниже на величину падения напряжения на диодах выпрямителя, фильтре и индуктивных потерь напряжения, обусловленных коммутацией диодов выпрямителя.

Примем  $U_{dmin} = 240$  В.

Наибольшее значение напряжения на выходе фильтра определится из выражения (холостой ход — конденсатор фильтра заряжен до амплитуды входного напряжения):

$$U_{dmax} = 1,1 \times \sqrt{2} \times U_{cном} = 1,1 \times 1,41 \times 220 = 341 \text{ В.}$$

Мощность, потребляемая инвертором, находится по выражению:

$$P_H = \frac{U_H I_H}{\eta_{\text{и}} \eta_{\text{ф2}} \eta_{\text{тр}}} = \frac{220 \times 3}{0,96 \times 0,98 \times 0,96} = 730 \text{ ВА,}$$

где  $U_H$  — напряжение на нагрузке;

$I_H$  — ток нагрузки;

$\eta_{\text{тр}}$  — к.п.д. трансформатора ( $\eta_{\text{тр}} = 0,99 \div 0,9$ ). Для трансформатора средней мощности примем  $\eta_{\text{тр}} = 0,96$ ;

$\eta_{\text{ф2}}$  — к.п.д. фильтра на выходе инвертора (падение напряжения на активном сопротивлении LC фильтра (2...3)% от  $U_H$ ), примем  $\eta_{\text{ф2}} = 0,98$ ;

$\eta_{\text{и}}$  — к.п.д. инвертора (практический опыт и анализ технической литературы показывают, что к.п.д. колеблется в пределах 0,95–0,98 для высоковольтных инверторов) примем равным 0,96.

Наибольшее среднее значение тока, потребляемого инвертором, определится из выражения

$$I_{\text{и}} = \frac{P_{\text{и}}}{U_{dmin}} = \frac{730}{240} = 3,04 \text{ А.}$$

Значение тока, протекающего через диоды входного выпрямителя, определяется из выражения:

$$I_{VD} = \frac{I_{II}}{2} = \frac{3,04}{2} = 1,52 \text{ А.}$$

Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диоду выпрямителя, определится по выражению:

$$U_{обр.маx} = 1,1 \times \sqrt{2} \times U_c = 1,1 \times 1,41 \times 220 = 341 \text{ В.}$$

Выбираем диоды выпрямителя 2Д245А с параметрами:  $U_{обр.маx} = 400 \text{ В}$ ;  $I_{VD} = 10 \text{ А}$ ;  $I_{VDимп} = 100 \text{ А}$ ;  $f_{маx} = 200 \text{ кГц}$ .

Так как жестких требований к качеству напряжения на выходе входного фильтра нет, и величина пульсаций в нем зачастую определяется допустимой амплитудой переменной составляющей конденсатора, зададимся значением  $K'_{II} = 0,05$ , удовлетворяющим большинству используемых конденсаторов. Учитывая, что коэффициент пульсаций на выходе однофазного мостового выпрямителя  $K_{II} = 0,67$ , определим коэффициент сглаживания фильтра как

$$K_{сгл} = \frac{K_{II}}{K'_{II}} = \frac{0,67}{0,05} = 13,4.$$

Применяем двухзвенный фильтр на элементах  $C2$  и  $L1C3$ .

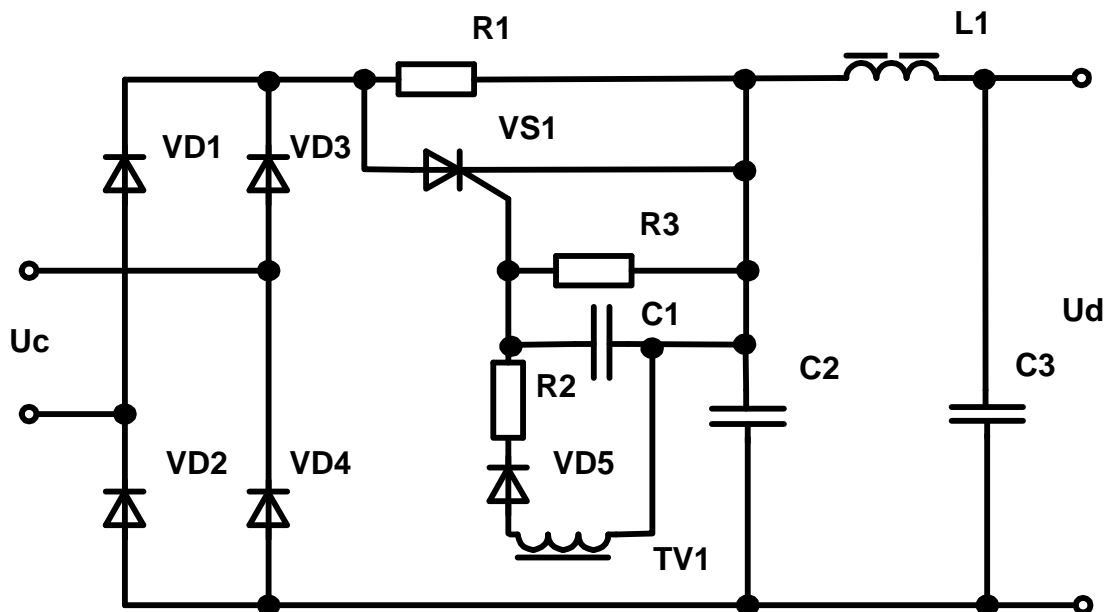


Рис. 10

Величина емкости  $C2$  рассчитывается по выражению [Руденко В.С., Сенько В.И., Чижено И.М. Основы преобразовательной техники. — М.: Высшая школа, 1980. — 424 с.]:

$$C2 = \frac{K'_{\text{сгл}} (R'_H + R_1)}{m\omega_c R'_H R_1} = \frac{K'_{\text{сгл}} \left( \frac{1,1U_{d\min}}{0,85I_H} + R_1 \right)}{m\omega_c \frac{U_{d\min}}{0,85I_H} R_1};$$

$$C2 = \frac{3 \left( \frac{1,1 \times 240}{0,85 \cdot 3,04} + 24 \right)}{2 \times 314 \times \frac{240}{0,85 \cdot 3,04} \times 24} = 560 \text{ мкФ.}$$

где  $K'_{\text{сгл}} = 3$  — коэффициент сглаживания первого звена двухзвенного фильтра;

$R'_H$  — сопротивление нагрузки, приведенное к выходу выпрямителя;

$m = 2$  — число пульсаций на выходе выпрямителя;

$\omega_c = 2\pi f_c = 314$  — угловая частота;

$$R_1 = \frac{U_{d\max} - U_{\text{АБ}}}{I_{\text{VD доп}}} = \frac{1,1\sqrt{2}U_C - U_{\text{АБ}}}{I_{\text{VD доп}}} = \frac{1,1 \times 1,41 \times 220 - 108}{10} = 24 \text{ Ом}$$

— токоограничивающее сопротивление;

$U_{\text{АБ}} = 108 \text{ В}$  — минимальное напряжение на конденсаторе  $C2$ , определяемое напряжением аккумуляторной батареи;

$I_{\text{VD доп}} = 10,0 \text{ А}$  — максимально допустимый ток диодов выпрямителя.

Для фильтра  $C2$  выбираем конденсатор К50-29 с параметрами  $C_H = 22 \text{ мкФ}$ ;  $U_H = 350 \text{ В}$ . Устанавливаем 25 конденсаторов, соединенных параллельно.

Коэффициент сглаживания второго звена входного фильтра:

$$K''_{\text{сг}} = K''_{\text{П}} / K'_{\text{П}} \approx 5.$$

$$L1 \cdot C3 = \frac{K''_{\text{сг}} + 1}{m^2 \omega^2} = \frac{5 + 1}{2^2 \times 314^2} = 1,5 \times 10^{-5} \text{ ГнФ.}$$

Индуктивность выбирается из условия непрерывности тока в дросселе:

$$L1 \geq \frac{2U_{d \max}}{(m^2 - 1)m \times \omega_c \times I_{d \min}} = \frac{2(1,1U_{d \min})^2}{0,85^2(m^2 - 1)m \times \omega_c \times P_{\text{н}}};$$

$$L1 = \frac{2 \times 1,1^2 \times 240^2}{0,85^2(2^2 - 1)2 \times 314 \times 730} = 0,14 \text{ Гн.}$$

Выбираем дроссель Д46-0,6-0,8 (четыре дросселя, соединенных параллельно).

$$C_3 = \frac{LC}{L} = \frac{1,5 \cdot 10^{-5}}{0,14} \approx 10^4 \text{ Ф.}$$

Устанавливаем пять конденсаторов К50-29-22 мкФ — 350 В, соединенных параллельно, с суммарной емкостью 110 мкФ.

Для исключения резонансных явлений должно быть соблюдено условие:

$$LC \geq \frac{4}{m_n^2 \omega_c^2}.$$

В качестве инвертора применяем мостовую схему, приведенную на рис. 11.

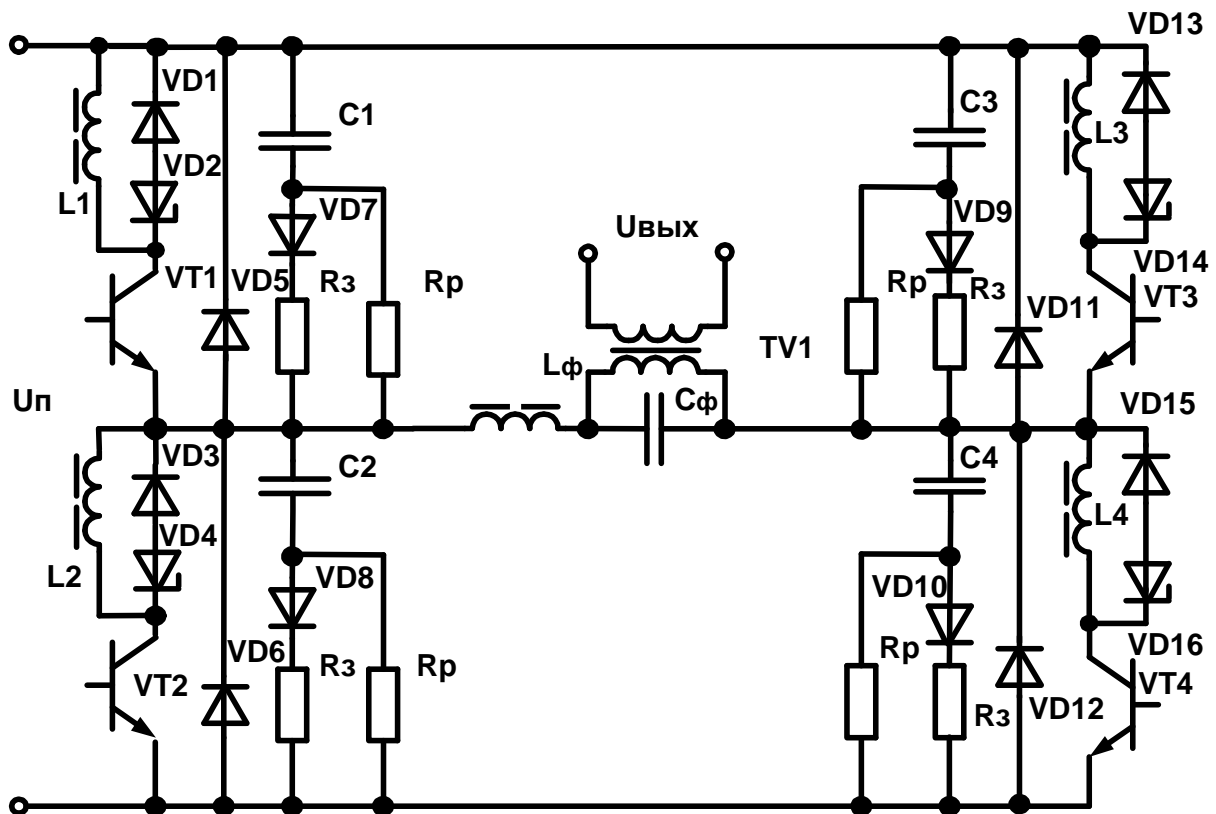


Рис. 11

Выходная пятидесятигерцовая синусоида формируется при однополярной многократной модуляции и использовании синусоидальной функции построения. В схеме управления транзисторами инвертора используется эталонное синусоидальное напряжение  $u_y$ , как показано на рис. 12. Это напряжение сравнивается с опорным пилообразным напряжением  $u_{ГПН}$ , и в моменты их равенства формируются сигналы на переключение транзисторов. Благодаря этому длительность импульсов управления транзисторами  $u$  пропорциональна амплитуде эталонной синусоиды.

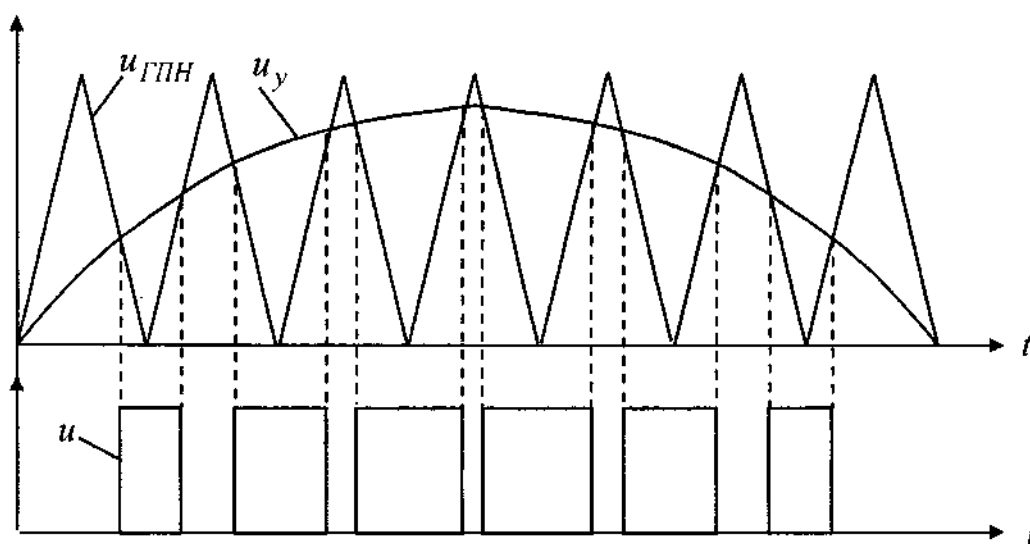


Рис. 12

В схеме инвертора напряжение, прикладываемое к закрытому транзистору, определяется напряжением источника питания. Источником питания может быть сеть переменного тока с выпрямленным напряжением  $U_{dmax} = 341$  В или разрядное устройство (РУ), выполненное на базе непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа с питанием от аккумуляторной батареи с максимальным напряжением  $U_{АБ} = 130$  В. (Выбор АБ и РУ приведен ниже.) Максимальное напряжение на выходе РУ равно 300 В.

Следовательно  $U_{кэmax} = 341$  В. Максимальный ток, протекающий в коллекторной цепи транзистора, определяется по выражению:

$$I_{K \max} = \frac{\sqrt{2}I_H \sqrt{2}U_H}{0,95U_{d \min}} = \frac{2 \times 3 \times 220}{0,95 \times 240} = 5,8 \text{ А.}$$

Током намагничивания трансформатора можно пренебречь, т.к. он составляет единицы процентов от тока нагрузки, приведенного к первичной обмотке. С учетом коэффициента загрузки, не превышающего 70 % по каждому параметру, выбираем транзистор 2Т847Б с параметрами:  $U_{кэ} = 650 \text{ В}$ ;  $I_k = 15 \text{ А}$ ;  $\beta_{\min} = 8$ ;  $U_{БЭ} = 1,5 \text{ В}$ ;  $U_{кэ} = 1,5 \text{ В}$ ;  $t_{\text{вкл}} = 1 \text{ мкс}$ ;  $t_{\text{выкл}} = 1,5 \text{ мкс}$ ;  $I_{к0} = 1,5 \text{ мА}$ .

Обратные диоды обеспечивают возврат реактивной энергии в конденсатор входного фильтра и формирование нулевых пауз в выходном напряжении инвертора. Максимальное напряжение, прикладываемое к ним, определяется напряжением источника питания  $U_{\text{VDoбр.мах}} = 341 \text{ В}$ , а максимальное значение тока, протекающего по ним, не превышает коллекторного тока транзистора.

Выбираем диод 2Д2990А, имеющий следующие характеристики:

$$U_{\text{обр}} = 600 \text{ В}; I_{\text{п}} = 20 \text{ А}; f_{\text{мах}} = 200 \text{ кГц}; t_{\text{восст}} = 0,15 \text{ мкс.}$$

Уменьшение динамических потерь в транзисторах при включении достигается путем последовательного включения в коллекторную цепь индуктивности, шунтированной обратным диодом с последовательно включенным мощным стабилитроном, ускоряющим процесс вывода энергии из индуктивности. Минимум потерь при включении достигается при [Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1993. — 240 с.]

$$L = \frac{U_{d \max}}{I_{\text{Кэф}}} t_{\text{вкл}} \frac{2}{9} = \frac{341}{5,8} \times 1 \times 10^{-6} \times \frac{2}{9} = 18 \text{ мкГн.}$$

Выбираем дроссель Д17-1 с параметрами:  $L = 0,02 \text{ мГн}$ ;  $I_{\text{п}} = 25 \text{ А}$ ;  $f_{\text{гр}} = 100 \text{ кГц}$ ;  $R = 0,015 \text{ Ом}$ , диод 2Д245А с параметрами:  $U_{\text{обр}} = 400 \text{ В}$ ;  $I_{\text{п}} = 10 \text{ А}$ ;  $f_{\text{гр}} = 200 \text{ кГц}$ ; стабилитрон Д815А с параметрами:  $U_{\text{ст}} = 5,6 \text{ В}$ ;  $I_{\text{ст мах}} = 1,4 \text{ А}$ ;  $P = 5 \text{ Вт}$ .

Расчетная мощность стабилитрона определяется энергией, накопленной во вспомогательной индуктивности, рассчитывается по выражению:

$$P_{\text{ст}} = \frac{LI^2}{2} f = \frac{18 \times 10^{-6} \times 4,1^2}{2} \times 10 \times 10^3 = 3,3 \text{ Вт.}$$

Для уменьшения динамических потерь в транзисторе при его выключении и защиты его от перенапряжений используют *RCD*-цепь. Суммарные потери в транзисторе и *RCD*-цепи зависят от величины емкости конденсатора. При отношении времени заряда конденсатора до напряжения источника питания ко времени выключения транзистора, равном  $2/3$ , наблюдается минимум динамических потерь, и величина емкости конденсатора определяется из соотношения:

$$C = \frac{2I_{\text{к}} t_{\text{выкл}}}{9U_{d \text{ max}}} = \frac{2 \times 5,8 \times 1,5 \times 10^{-6}}{9 \times 341} = 5,6 \times 10^{-9} \text{ Ф.}$$

Выбираем конденсатор К78-2 с емкостью  $C = 0,0056 \text{ мкФ}$  и  $U_{\text{ном}} = 1000 \text{ В}$ .

Диод, включенный последовательно с конденсатором, выбирается из условий максимального импульсного зарядного тока конденсатора, который равен коллекторному току транзистора, и обратного напряжения, прикладываемого к диоду, равного напряжению источника питания. Выбираем диод 2Д230Б, имеющий характеристики:

$$U_{\text{обр max}} = 600 \text{ В}; I_{\text{имп}} = 60 \text{ А}; t_{\text{восст}} = 0,5 \text{ мкс.}$$

Сопротивление зарядного резистора выбирается из условия ограничения тока заряда конденсатора *RCD*-цепи на уровне максимально допустимого импульсного коллекторного тока транзистора при коммутации ключей высокочастотной стойки инвертора в режиме х.х. при максимальном напряжении питающей сети и определяется по выражению:

$$R_3 = \frac{1,1U_{d \text{ max}}}{0,85I_{\text{к имп}}} = 12 \text{ Ом.}$$

Расчетная мощность зарядного резистора:

$$P_3 = \frac{I_{\text{к}}^2 R t_{\text{выкл}}}{T_{\text{м}}} = \frac{3,04^2 \times 12 \times 1,5 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} = 1,7 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор ОМЛТ-2 — 12 Ом.

Разряд конденсатора *RCD*-цепи осуществляется при открытом транзисторе, относительная длительность включенного состояния которого определяется как  $\gamma = t_{\text{имп}} / T_{\text{м}}$ . При многократ-



ной модуляции с широтно-импульсным регулированием по синусоидальному закону относительная длительность открытого состояния ключей высокочастотной стойки инвертора изменяется в диапазоне от 0 до 1. При  $\gamma$ , изменяющейся в диапазоне от 0 до 0,5, времени для разряда конденсатора может быть недостаточно, но и ток, протекающий через транзистор, меньше, чем  $0,5 I_{\text{нmax}}$ , так как  $\cos \varphi$  близок к единице. Перенапряжение на коллекторе транзистора в этом случае невелико (меньше напряжения питающей сети) и определяется по выражению:

$$\Delta U = \frac{2 \times 0,5 \times I_{\text{к}} \times t_{\text{выкл}}}{9C} = \frac{2 \times 0,5 \times 5,8 \times 1,5 \times 10^{-6}}{9 \times 8 \times 10^{-9}} \approx 120 \text{ В.}$$

Конденсатор  $RCD$ -цепи дозаряжается до напряжения источника питания.

Сопротивление разрядного резистора определяется выражением:

$$R_{\text{р}} = \frac{t_{\text{разр}}}{(3 \div 5)C} = \frac{0,5 \times 10^{-4}}{5 \times 5,6 \times 10^{-9}} = 1,8 \text{ кОм.}$$

Расчетная мощность разрядного резистора:

$$P_{\text{р}} = \frac{C \left( \frac{1,1 U_{d \text{ max}}}{0,85} \right)^2}{2T_{\text{м}}} = \frac{5,6 \times 10^{-9} \times 310^2}{2 \times 10^{-4}} \approx 2,7 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор ОМЛТ-2 — 3,6 кОм и соединяем два резистора параллельно.

Для обеспечения нормального теплового режима работы ключей необходимо определить мощность потерь в транзисторах. Суммарные потери складываются из статических и динамических в коллекторно-эмиттерной цепи и потерь по цепи управления.

Статические потери складываются из мощности потерь в открытом и закрытом состоянии транзистора и определяются по выражению:

$$P_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{кэ}} I_{\text{к}} \gamma + U_{\text{кэ}} I_{\text{к0}} (1 - \gamma) = 2,5 \text{ Вт.}$$

Динамические потери в ключах с цепями формирования траектории рабочей точки транзистора находим из выражения:

$$P_{\text{Д}} = \frac{U_{\text{И}} I_{\text{К}} t_{\text{ВКЛ}} (\text{ВЫКЛ})}{T_{\text{М}}} \left(1 - \frac{4K}{3} + \frac{K^2}{2}\right);$$

$$P_{\text{Д}} = \frac{240 \times 5,8 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} \left(1 - \frac{4 \times 2}{3 \times 3} + \frac{2 \times 2}{2 \times 3 \times 3}\right) = 4,5 \text{ Вт.}$$

где  $K = 2/3$  — отношение времени заряда конденсатора ко времени выключения транзистора (времени нарастания тока в дросселе ко времени включения транзистора).

Мощность потерь по цепи управления транзистора незначительна и, ею можно пренебречь.

Суммарные потери:

$$P_{\text{П}} = P_{\text{СТ}} + P_{\text{Д}} = 2,5 \text{ Вт} + 4,5 \text{ Вт} = 7,0 \text{ Вт.}$$

Динамические потери в транзисторах низкочастотной стойки инвертора незначительны и близки к нулю. Однако в целях унификации (чтобы не разделять стойки инвертора на низкочастотную и высокочастотную и они были взаимозаменяемыми) устанавливаем на охладители (радиаторы) все четыре транзистора.

Частота ближайшей искажающей гармоники находится по выражению [Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.]:

$$f_{\text{min}} = (2q - 3) f_{\text{ВЫХ}} = (2 \times 200 - 3) 50 = 19850 \text{ Гц,}$$

где  $q = \frac{f_{\text{М}}}{f_{\text{ВЫХ}}} = \frac{10 \times 10^3}{50} = 200$  — кратность квантования при частоте квантования, равной 10 кГц.

Коэффициент гармоник выходного напряжения

$$K_{\text{Г}} [\%] = \frac{20}{\omega_*^2 (2q - 3) - 1},$$

где  $\omega_* = \omega_{\text{ВЫХ}} / \omega_0$  — относительная частота, а  $\omega_{\text{ВЫХ}} = 2\pi f$  и  $\omega_0$  — резонансная (собственная) частота фильтра.

$$\omega_*^2 = \frac{\frac{20}{K_{\text{Г}} [\%]} + 1}{(2q - 3)^2} = \frac{\frac{20}{5} + 1}{(2 \times 200 - 3)^2};$$

$$\omega_* = 5,6 \times 10^{-3} \text{ рад/сек.}$$

Отсюда резонансная частота фильтра:

$$\omega_0 = 56 \times 10^3 \text{ рад/сек.}$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{56 \times 10^3}{6,28} = 8,9 \times 10^3 \text{ Гц.}$$

$$\omega_* = \omega_{\text{ВЫХ}} \times \sqrt{LC}, \text{ отсюда}$$

$$LC = \left( \frac{\omega_*}{\omega_{\text{ВЫХ}}} \right)^2 = 3,18 \times 10^{-10} \text{ Гн} \cdot \text{Ф.}$$

Емкостное сопротивление конденсатора фильтра на частоте первой гармоники пульсации  $f_{\min} = 19850$  Гц должно быть много меньше чем  $R_{\text{ЭКВ}}$ .

$$\frac{1}{2\pi f_{\min} C} \leq \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{5},$$

отсюда

$$C_{\Phi} = \frac{5}{2\pi f_{\min} R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{5}{2 \times 3,14 \times 19850 \times 37,5} = 1 \times 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Находим  $L_{\Phi} = \frac{3,18 \times 10^{-10}}{1 \times 10^{-6}} = 318 \times 10^{-6} \text{ Гн}$ . Выбираем конден-

сатор К78-2 — 0,15 мкФ — 1000 В (7 штук параллельно) и два включенных параллельно дросселя Д 17-2 с параметрами:

$$L = 0,002 \text{ Гн}; I_{\text{п}} = 6,3 \text{ А}; R_{\text{обм}} = 0,3 \text{ Ом}; f = 100 \text{ кГц.}$$

Резонансная частота фильтра

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \sqrt{300 \times 10^{-6} \times 10^{-6}}} = 9193 \text{ Гц.}$$

Для расчета трансформатора должны быть определены напряжения и токи обмоток, причем коэффициент трансформации определяется из условия минимального напряжения на первичной обмотке, чтобы обеспечить на нагрузке необходимое (заданное) напряжение.

Минимальное эффективное значение напряжения на первичной обмотке трансформатора:

$$U_1 = \frac{0,95U_{d\min}}{\sqrt{2}} = \frac{0,95 \times 240}{1,41} = 161 \text{ В.}$$

Коэффициент трансформации находится по соотношению

$$K_{\text{тр}} = U_1/U_2 = 161/220 = 0,73,$$

где  $U_2 = U_{\text{н}}$ .

Наибольшее значение тока в первичной обмотке:

$$I_1 = \frac{I_{\text{н}}}{K_{\text{тр}}} = \frac{3}{0,73} = 4,1 \text{ А.}$$

Сопротивление нагрузки, приведенное к напряжению первичной обмотки трансформатора, находится из выражения:

$$R_{\text{эКВ}} = U_1/I_1 = 161/4,1 = 39,3 \text{ Ом.}$$

По известным токам и напряжениям обмоток и габаритной мощности трансформатора выбирается сердечник и определяются параметры обмоток, при этом число витков первичной обмотки рассчитывается исходя из наибольшего напряжения, прикладываемого к ней, чтобы исключить режим насыщения сердечника трансформатора.

$$S_0 S_c = \frac{10^2 P_{\Gamma}}{2 f_{\text{ВЫХ}} k_c k_{\phi} \sigma B_m \delta} = \frac{700 \times 10^2}{2 \times 50 \times 0,9 \times 1,11 \times 0,25 \times 1,7 \times 4} = 413 \text{ см}^4,$$

где  $S_0$  — площадь окна сердечника магнитопровода [ $\text{см}^2$ ];

$S_c$  — поперечное сечение сердечника [ $\text{см}^2$ ];

$P_{\Gamma} = (U_{1\text{макс}} I_1 + U_2 I_2)/2 = 700 \text{ ВА}$  — габаритная мощность двухобмоточного трансформатора;

$k_{\phi}$  — коэффициент формы напряжения (для синусоидального сигнала — 1,11);

$k_c$  — коэффициент заполнения сердечника сталью (для низкочастотных трансформаторов, выполненных на сердечниках из электротехнических сталей Э310 (3411) ÷ Э360 (3423) в пределах — 0,65 ÷ 0,93, принимаем  $k = 0,9$  сталь Э350 (3422) с толщиной ленты 0,15 мм);

$\delta$  — плотность тока в обмотках трансформатора (зависит от материала провода, количества витков в обмотках и т.д.) определяет тепловой режим трансформатора и для низкочастотных многовитковых трансформаторов выбирается в диапазоне от 3 А/мм<sup>2</sup> до 5 А/мм<sup>2</sup>, примем  $\delta = 4 \text{ А/мм}^2$ ;

$\sigma$  — коэффициент заполнения окна сердечника медью (для проводов круглого сечения в пределах от 0,2 до 0,35), примем  $\sigma = 0,25$ ;

$B_m$  — индукция в магнитопроводе (зависит от материала сердечника, частоты и режима работы трансформатора, для низкочастотных трансформаторов, выполненных на сердечниках из электротехнических сталей

Э310÷Э360, индукция выбирается в пределах 1,6÷1,88 Тл), примем  $B_m = 1,7$  Тл.

Выбираем сердечник из стандартного ряда магнитопроводов ШЛ 40×40, имеющий  $S_o S_c = 640$  см,  $K_c S_c = 13,2$  см. Материал сердечника — сталь Э330.

Число витков на один вольт ЭДС в обмотках трансформатора определяется по выражению:

$$W_0 = \frac{10^4}{4k_\phi B_m f_{\text{вых}} S_c K_c} = \frac{10^4}{4 \times 1,11 \times 1,7 \times 50 \times 13,2} = 2 \text{ витка/вольт.}$$

Число витков в первичной обмотке:

$$W_1 = U_1 W_0 = 161 \times 2 = 322 \text{ витка,}$$

во вторичной —  $W_2 = 220 \times 2 = 440$  витков.

Диаметры проводов обмоток:

$$d_1 = \sqrt{\frac{4i_1}{\pi\delta}} = 1,17 \text{ мм, выбираем провод ПЭВ-2 с диаметром}$$

провода с изоляцией 1,27 мм.

$$d_2 = \sqrt{\frac{4I_2}{\pi\delta}} = 0,98 \text{ мм, провод ПЭВ-2 диаметром 1,05 мм.}$$

Для обеспечения работоспособности СГЭП в резервном режиме необходимо обеспечить на входе инвертора минимальное напряжение источника постоянного напряжения 240 В. Однако последовательное соединение большого количества элементов АБ приводит к резкому снижению надежности СГЭП, и для уменьшения количества элементов АБ используем непосредственный преобразователь постоянного напряжения повышающего типа. Задавшись отношением  $U_{d\min}/U_{АБ\min} = 2,5$ , определим минимально необходимое напряжение АБ:

$$U_{АБ\min} = U_{d\min}/2,5 = 240/2,5 = 96 \text{ В.}$$

Расчет количества элементов в батарее и ее номинальной емкости опускаем, т.к. этот вопрос рассматривался в разделе 6.

Схема РУ на базе непосредственного преобразователя постоянного напряжения повышающего типа приведена на рис. 13.

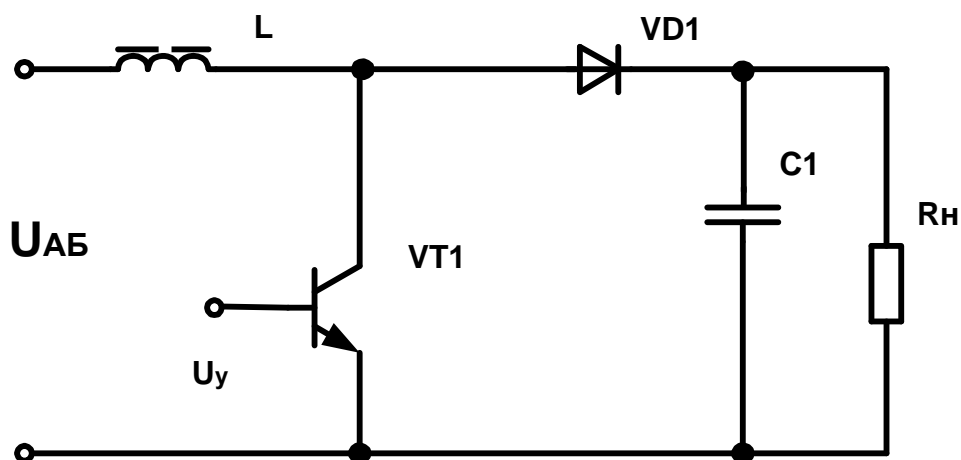


Рис. 13

В силу того, что стабилизацию выходного напряжения СГЭП обеспечивает инвертор основного канала, НПН может быть выполнен нерегулируемым с жестко заданным  $\gamma$  из условия:

$$\gamma = (U_{d\min} - U_{AB\min})/U_{d\min} = (240 - 94,5)/240 = 0,61.$$

Емкость конденсатора должна обеспечить необходимый уровень пульсаций в напряжении питания инвертора, и рассчитывается по соотношению:

$$C = \frac{P_{\text{и}} \gamma}{2U_{d\min}^2 \kappa'_{\text{п}} f} = \frac{730 \times 0,61}{2 \times 240^2 \times 0,05 \times 10^4} = 8 \times 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Этому условию удовлетворяет конденсатор входного фильтра с емкостью  $C = 1,1 \times 10^{-4}$  Ф.

Величина пульсаций выходного напряжения НПН не зависит от индуктивности дросселя при выполнении условия, что  $I_{L\min} > I_n$ . Для удовлетворения этому условию необходимо значение индуктивности выбирать исходя из следующего соотношения [Кобзев А.В., Коновалов Б.И., Семенов В.Д. Энергетическая электроника: Учебное пособие. — Томск: ТМЦДО, 2003. — 101 с.]:

$$L > \frac{(U_{d\min} - U_{AB})(1 - \gamma)^2 U_{d\min}}{P_{\text{и}} \gamma f};$$

$$L > \frac{(240 - 108)(1 - 0,61)^2 240}{730 \times 0,61 \times 10^4} = 1,0 \times 10^{-3} \text{ Гн.}$$

$$I_L = \frac{I_{\text{И}}}{1 - \gamma} = \frac{3,9}{1 - 0,61} = 10 \text{ А.}$$

Устанавливаем два соединенных параллельно дросселя Д17-2 с параметрами:  $L = 2 \text{ мГн}$ ;  $I_{\text{п}} = 6,3 \text{ А}$ ;  $R_{\text{др}} = 0,3 \text{ Ом}$ ;  $f = 100 \text{ кГц}$ .

Ток диода равен току, потребляемому инвертором  $I_{\text{VD}} = 3,9 \text{ А}$ . Обратное напряжение, прикладываемое к диоду, определяется максимальным значением напряжения питания инвертора  $U_{\text{VDобр}} = 341 \text{ В}$ .

Этим условиям удовлетворяет диод 2Д245А с параметрами:

$$U_{\text{обр. max}} = 400 \text{ В}; I_{\text{ср}} = 10 \text{ А}; t_{\text{восст}} = 0,07 \text{ мкс.}$$

Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору, 341 В.

Амплитуда коллекторного тока транзистора равна максимальному значению тока дросселя и определяется выражением:

$$I_{\text{VTmax}} = \frac{I_{\text{VD}}}{1 - \gamma} + \frac{U_{\text{АБ}} \gamma T}{2L} = \frac{3,9}{1 - 0,61} + \frac{108 \times 0,61 \times 10^{-4}}{2 \times 10^{-3}} = 13,3 \text{ А.}$$

Выбираем транзистор 2П938А с параметрами:

$$U_{\text{симах}} = 500 \text{ В}; I_{\text{с}} = 15 \text{ А}; R_{\text{си}} = 0,07 \text{ Ом}; t_{\text{вык}} = 1,1 \text{ мкс}; \beta_{\text{min}} = 20.$$

Статические потери на транзисторе определяются выражением:

$$P_{\text{ст}} = I_{\text{сmax}}^2 R_{\text{си}} \gamma = 10,3^2 \times 0,07 \times 0,61 = 4,5 \text{ Вт.}$$

Учитывая, что повышающий преобразователь должен вступать в работу в случае выхода напряжения питающей сети переменного тока за пределы заданного диапазона, запуск разрядного устройства осуществляется сигналом  $U_{\text{синхр}}$  с блока контроля за состоянием сети. Принципиальная схема разрядного устройства, включая и схему управления, приведена на рис. 14.

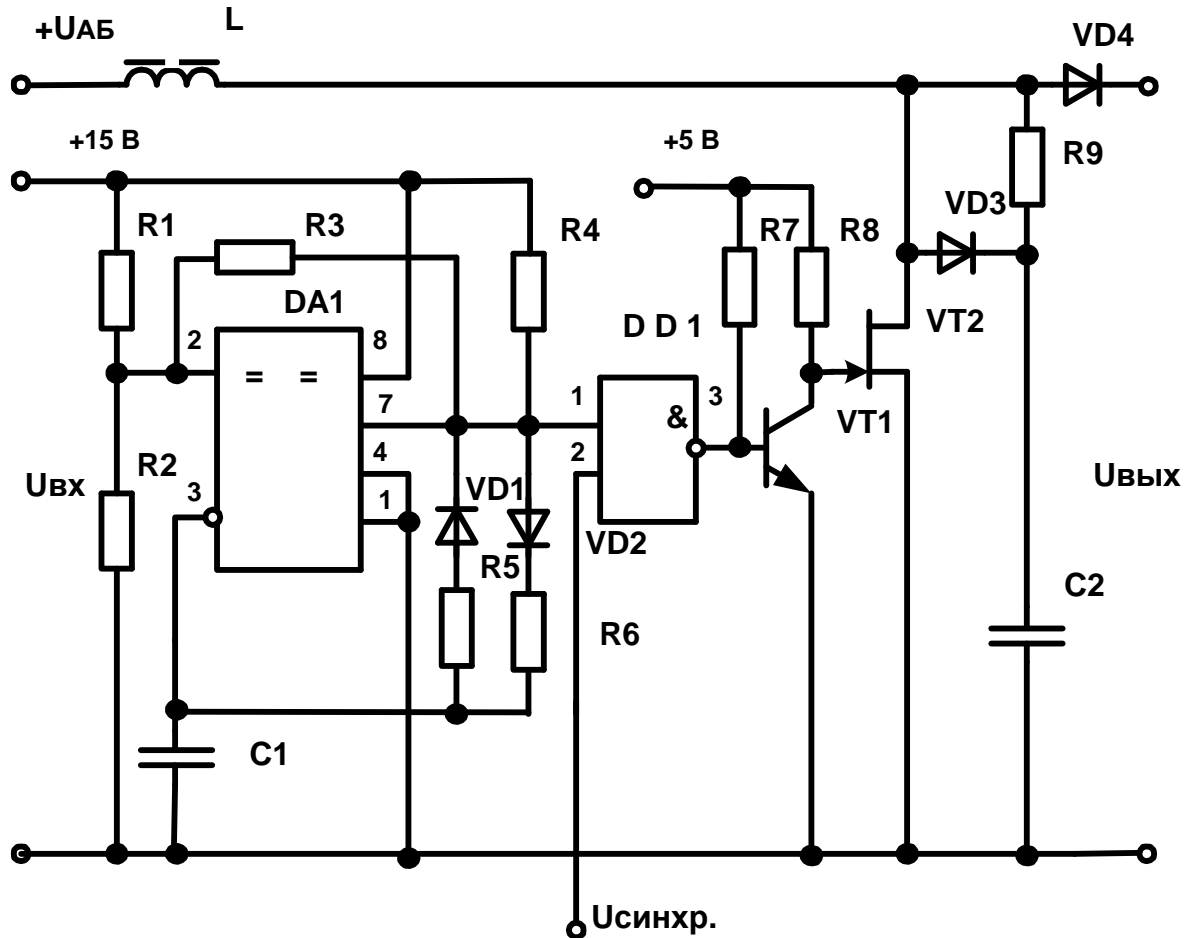


Рис. 14

Высокочастотный генератор, выполненный на микросхеме DA1 (компаратор 521CA3), вырабатывает импульсы с частотой 10 кГц, определяемой выражением:

$$f = 1/0,67 (R_5 + R_6) C1.$$

Соотношение сопротивлений  $R_5$  и  $R_6$  определяет относительную длительность импульса  $\gamma$ .

$$\gamma = 0,61 = R_6 / (R_6 + R_5).$$

Транзистор VT1 выбирается по току коллектора, определяемому по выражению:

$$I_{кVT1} = I_{сиVT2} / \beta = 10,3 / 20 \approx 0,5 \text{ А.}$$

Выбираем транзистор 2Т630А.

Сопротивление резистора  $R_8$  определяется из выражения:

$$R_8 = (U_{п} - \Delta U_{кэVT1}) / I_{кVT1} = (5 - 0,7) / 0,5 \approx 6,2 \text{ Ом.}$$

Мощность, рассеиваемая резистором:

$$P_{R8} = I^2 R = 0,5^2 \times 6,2 = 1,55 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор ОМЛТ-2 — 6,2 Ом  $\pm 10\%$ .



Выбор остальных элементов схемы разрядного устройства не представляет трудностей и поэтому здесь не приводится.

На рис. 15 приведена схема зарядного устройства, силовая цепь которого выполнена на базе непосредственного преобразователя постоянного напряжения понижающего типа.

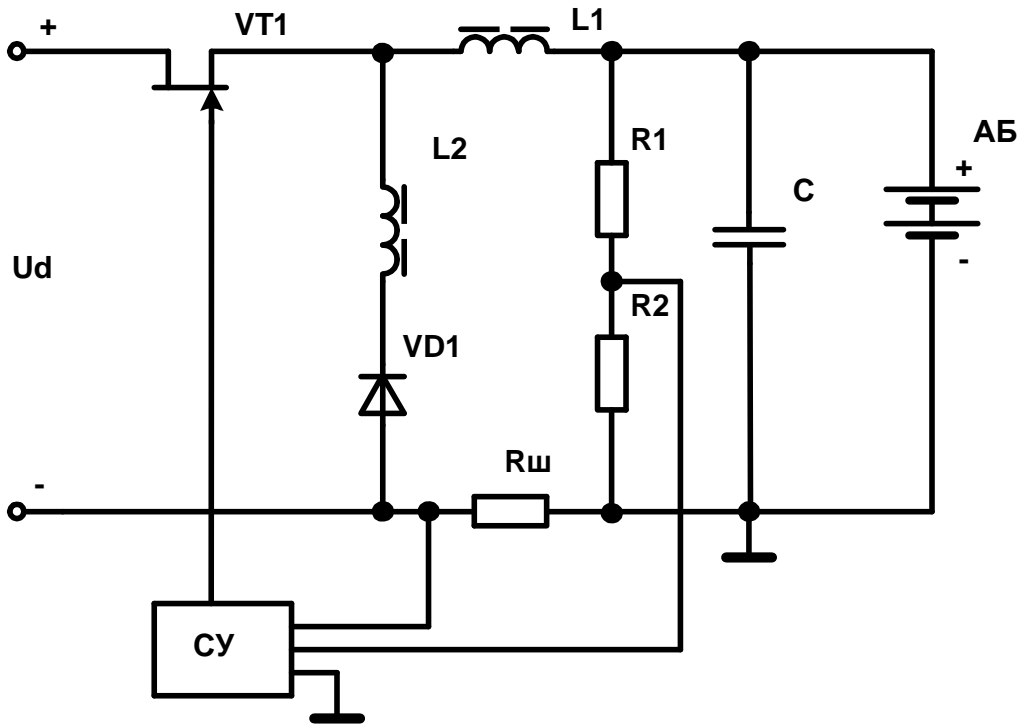


Рис. 15

Исходными данными для расчета зарядного устройства являются входное напряжение, выходные напряжение и ток. Заряд аккумуляторной батареи может осуществляться только при условии, что напряжение питающей сети находится в допустимом диапазоне  $U_c = U_{ном}^{+10}_{-15}\%$ . В этом случае минимальное выпрямленное напряжение  $U_{dmin} = 240$  В, а максимальное —  $U_{dmax} = 1,1U_{dmin} / 0,85 = 311$  В. Выходные параметры зарядного устройства определяются параметрами АБ. Выходное напряжение зарядного устройства для АБ с номинальным напряжением  $U_{АБ} = 108$  В и емкостью  $C_H = 4$  АЧ принимаем  $U_{ЗУвых} = 2,4 \times 6 \times 9 \approx 130$  В.

Для выбора величины тока заряда АБ необходимо знать не только емкость АБ, но и интервалы времени между аварийными

режимами (время, предоставленное для восстановления необходимой емкости АБ).

Статистические данные выходов напряжения сети переменного тока за допустимые пределы — (1÷2) раза в сутки. В этом случае для восстановления АБ зарядный ток можно выбрать равным  $0,2 C_H = 0,8 \text{ А}$ .

Для расчета параметров и выбора элементов силовой цепи зарядного устройства необходимо определить диапазон изменения относительной длительности открытого состояния транзистора.

$$\gamma_{\min} = U_{\text{вых min}}/U_{\text{вх max}} = 113,5/311 = 0,36,$$

где  $U_{\text{вых min}} = U_{\text{АБ min}} = 113,5 \text{ В}$  из характеристик АБ;

$$\gamma_{\max} = U_{\text{вых max}}/U_{\text{вх min}} = 130/240 = 0,54.$$

Для выбора величины индуктивности дросселя, кроме величины  $\gamma_{\min}$ , необходимо определиться с амплитудой пульсаций зарядного тока. Так как АБ не предъявляет особых требований к форме зарядного тока, то выберем величину пульсаций произвольно — допустим 10 %.

Определим величину индуктивности:

$$\begin{aligned} L1 &= U_{\text{вх max}} \gamma_{\min} (1 - \gamma_{\min}) / (2 f \Delta I_L) = \\ &= 311 \times 0,36 (1 - 0,3) / (2 \times 10^4 \times 2 \times 0,08) = 2,3 \times 10^{-2} \text{ Гн}. \end{aligned}$$

Соединим последовательно четыре дросселя Д13-19 с параметрами на частоте 10 кГц:  $L = 6 \text{ мГн}$ ;  $I_{\text{подм}} = 1 \text{ А}$ ;  $R = 0,225 \text{ Ом}$ ;  $\Delta U_{\sim} = 135 \text{ В}$  при последовательном соединении обмоток.

Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору, определяется наибольшим выпрямленным напряжением  $U_{\text{КЭ max}} = U_{d \text{ max}} = 311 \text{ В}$ . Ток, протекающий по коллекторной цепи транзистора, равен току заряда АБ  $I_K = 0,8 \text{ А}$ . Выбираем транзистор 2П938А с параметрами:  $U_{\text{СИ}} = 500 \text{ В}$ ;  $I_C = 15 \text{ А}$ ;  $R_{\text{СИ}} = 0,07 \text{ Ом}$ ;  $\beta = 20$ ;  $t_{\text{выкл}} = 1,1 \text{ мкс}$  (этот транзистор выбран с целью уменьшения номенклатуры используемых комплектующих).

Статические потери в транзисторе:

$$P_{\text{СТ}} = I_c^2 R_{\text{СИ}} \gamma_{\max} = 0,8^2 \times 0,07 \times 0,54 = 0,025 \text{ Вт}.$$

Используя линейную аппроксимацию временной зависимости тока и напряжения в режимах переключения транзистора, определим динамические потери в нем:

$$P_{\text{ДИН}} = \frac{U_{d \text{ max}} I_{\text{max}} t_{\text{вкл}} f_{\text{M}}}{6} + \frac{U_{d \text{ max}} I_{\text{max}} t_{\text{выкл}} f_{\text{M}}}{6} =$$

$$= \frac{2 \times 311 \times 0,8 \times 1,1 \times 10^{-6} \times 10^4}{6} = 1,0 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери мощности на транзисторе

$$P_{\Sigma} = P_{\text{СТ}} + P_{\text{ДИН}} = 1,025 \text{ Вт}$$

не требуют установки транзистора на радиатор.

Ток, протекающий по диоду, равен

$$I_{\text{VD ср}} = I_{\text{з}}(1 - \gamma_{\text{min}}) = 0,8 (1 - 0,36) = 0,51 \text{ А.}$$

Выбираем диод 2Д245А с параметрами:  $U_{\text{VD обр max}} = 400 \text{ В}$ ;  
 $I_{\text{VD}} = 10 \text{ А}$ ;  $T_{\text{выкл}} = 0,07 \text{ мкс}$ .

Для ограничения сквозного тока, протекающего через диод при включении транзистора за время восстановления запирающих свойств диода, устанавливают балластный (ограничительный) дроссель  $L2$ , индуктивность которого определяют по выражению:

$$L2 = \frac{U_{\text{max}} t_{\text{выкл}}}{I_{\text{C}}} = \frac{341 \times 1,1 \times 10^{-6}}{15} = 25 \times 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Выбираем дроссель Д18-4В с параметрами:  $L = 0,0315 \text{ мГн}$ ;  
 $I_{\text{п}} = 0,5 \text{ А}$ ;  $R_{\text{обм}} = 0,085 \text{ Ом}$ ;  $f = 1000 \text{ кГц}$ .

Сопряжение цепи управления силовым ключом зарядного устройства с выходом схемы управления, приведенной на рис. 16, требует обеспечения гальванической развязки и согласования управляющего сигнала по мощности.

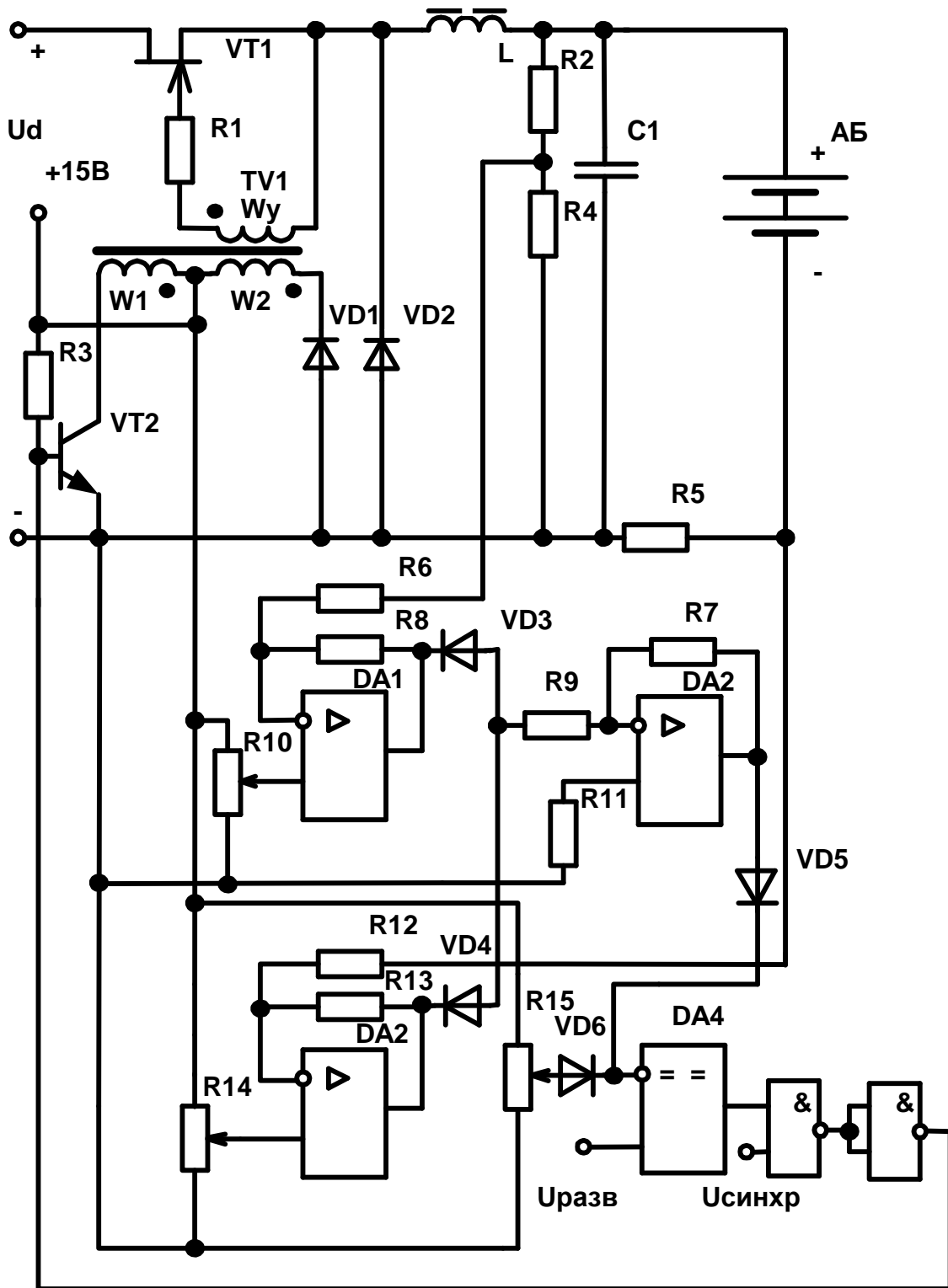


Рис. 16

Схема управления формирует импульсы необходимой длительности, обеспечивая работу силовой цепи в режимах стабилизации либо напряжения, либо тока по сигналам обратной связи, в зависимости от напряжения на АБ. Отрицательные обратные связи по току или по напряжению не должны работать одновременно, так как будут мешать одна другой. При напряжении на АБ ниже номинального (АБ разряжена) зарядное устройство должно работать в режиме стабилизации выходного тока. Компаратор DA4 сравнивает напряжение сигнала ошибки по току, поступающее с выхода усилителя DA2 через усилитель рассогласования ошибки DA3 на его инвертирующий вход с развертывающим пилообразным напряжением, формируемым схемой управления силовым инвертором. Широтно-импульсный сигнал с выхода компаратора подается через логические элементы DD1 при разрешающем сигнале  $U_{\text{пуск}}$  на вход усилителя мощности, выполненного на транзисторе VT2. При этом диод VD3 закрыт более положительным напряжением по отношению к выходному напряжению DA2 и обратная связь по напряжению отключена. По мере заряда АБ напряжение на батарее растет до номинального и включается в работу обратная связь по напряжению (открывается диод VD3, запирается VD4), зарядное устройство при этом стабилизирует выходное напряжение. Напряжение, поступающее с резистора R15, ограничивает длительность ширины импульса на входе усилителя мощности на уровне  $\gamma_{\text{max}} = 0,6$ , обеспечивая надежную работу трансформатора без замагничивания при условии, что выполняется соотношение:

$$W2 / W1 \leq 0,6,$$

где  $W1$  — число витков первичной обмотки трансформатора усилителя мощности;

$W2$  — число витков обмотки размагничивания.

По напряжению транзистор VT2 выбирается из условия:

$$U_{\text{VTдоп}} \geq U_{\text{П}} (1 + W1 / W2) / K_3 = 15 (1 + 1 / 0,6) / 0,7 = 57 \text{ В},$$

где  $U_{\text{П}} = 15 \text{ В}$  — напряжение питания усилителя мощности, поступающее с выхода блока питания собственных нужд;

$K_3 = 0,7$  — коэффициент загрузки транзистора по напряжению.

Максимальный коллекторный ток транзистора находится по выражению:

$$I_{VT2} = \frac{I_3 U_{Wy}}{U_{W1} \beta_{VT1}} = \frac{0,8 \times 5}{15 \times 20} = 13,3 \times 10^{-3} \text{ А},$$

где  $U_{Wy} = 5 \text{ В}$  — напряжение на базовой обмотке  $W3$ .

Выбираем транзистор 2Т630А.

Структурная схема ЗУ, как системы автоматического управления, в замкнутом состоянии с обратными связями по току и напряжению приведена на рис. 17.

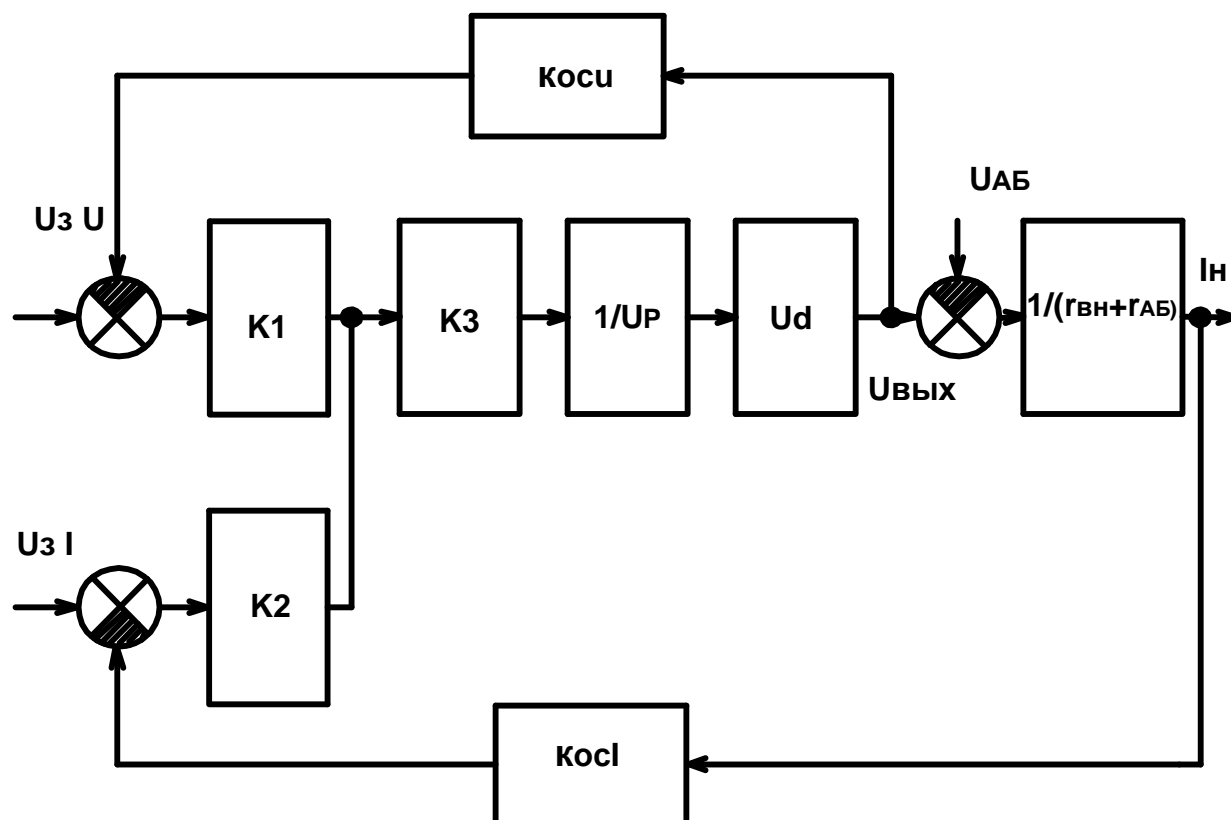


Рис. 17

Статический режим работы зарядного устройства при замыкании обратной связи по току (рис. 18), описывается выражением:

$$I_3 = \frac{U_{3I} K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_d \frac{1}{r_{вн}}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_d \frac{1}{r_{вн}} K_{ocI}} - \frac{\frac{1}{r_{вн}} U_{AB}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_d \frac{1}{r_{вн}} K_{ocI}},$$

где  $U_{3I} = 2,5 \text{ В}$  — напряжение датчика по току, принятое из соображений, что при  $U_p = 5 \text{ В}$  (амплитуда развертывающего напряжения) необходимо обеспечить  $\gamma \leq 0,6$ ;

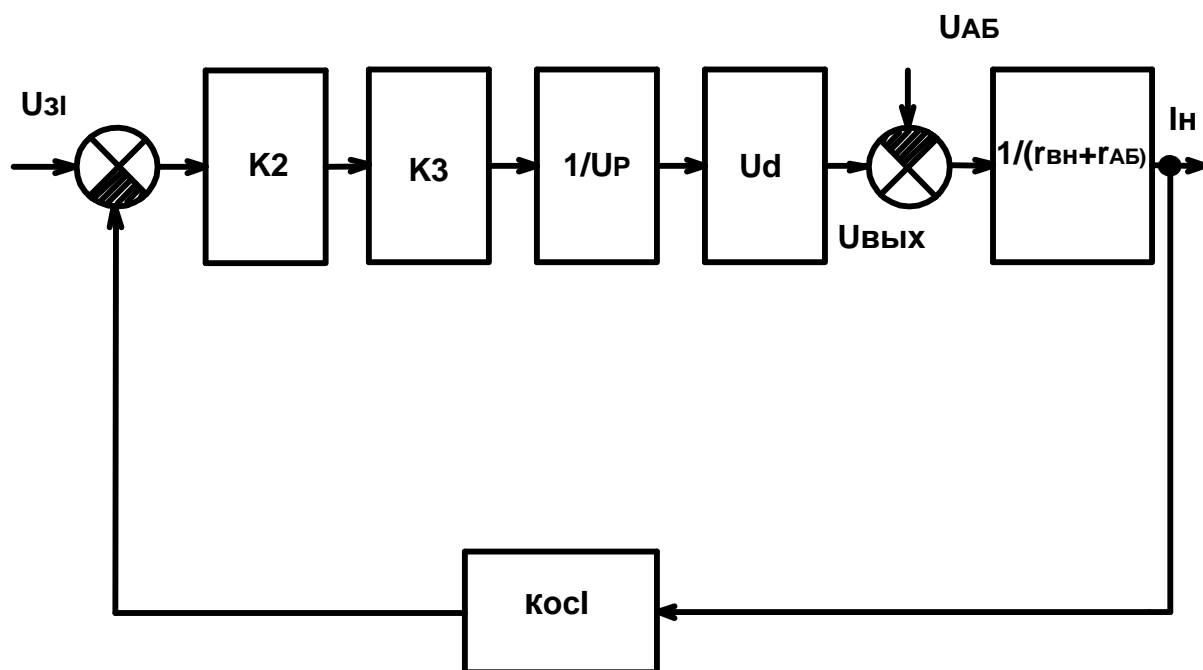


Рис. 18

$K_2; K_3$  — коэффициенты усиления усилителей DA2, DA3;

$U_d$  — напряжение питания зарядного устройства, изменяется в пределах от 240 В до 341 В;

$U_{АБ}$  — напряжение аккумуляторной батареи ( $U_{АБ\min} = 94,5$  В,  $U_{АБ\max} = 108$  В);

$$\frac{1}{r_{вн}} = \frac{1}{r_{АБ} + r_{ДР} + r_{СИ}} = \frac{1}{2 + 3,6 + 0,07} = 0,18 \frac{1}{\text{Ом}};$$

$r_{АБ} \approx 2$  Ом — внутреннее сопротивление АБ (для кислотных аккумуляторов 0,02 Ом /В, для щелочных — 0,04 Ом /В);

$K_{осI} \approx 6$  — коэффициент передачи звена обратной связи по току.

Высокой точности поддержания зарядного тока не требуется, поэтому зададимся  $\Delta I_3 = 0,1 I_3 = 0,04$  А. Нестабильность зарядного тока определится выражением:

$$\Delta I_3(U_{АБ}) = \frac{K_3 K_2 \frac{1}{U_P} U_{d\max} \frac{1}{r_{вн}} U_{3I}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{U_P} U_{d\max} \frac{1}{r_{вн}} K_{осI}} - \frac{K_3 K_2 \frac{1}{U_P} U_{d\min} \frac{1}{r_{вн}} U_{3I}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{U_P} U_{d\min} \frac{1}{r_{вн}} K_{осI}}$$

$$- \left[ \frac{\frac{1}{r_{вн}}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_{d \max} \frac{1}{r_{вн}} K_{ocI}} - \frac{\frac{1}{r_{вн}}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{r_{вн}} U_{d \min} \frac{1}{r_{вн}} K_{ocI}} \right] U_{AB}.$$

Амплитуды пульсаций зарядного тока при разряженной и заряженной АБ будут различными, и наибольшая амплитуда будет наблюдаться при  $U_{AB \min}$ , поэтому расчет будем вести на минимальное напряжение АБ.

При заданном уровне пульсаций зарядного тока задача сводится к нахождению  $K_2 K_3$  (коэффициентов усиления сигнала ошибки), необходимых для обеспечения заданной точности. Разрешив выше приведенное выражение относительно  $K_2 K_3$ , найдем их произведение  $K_2 K_3 = 2,5$ .

Поддержание выходного напряжения ЗУ, работающего в режиме подзаряда АБ, с заданной точностью обеспечивается обратной связью по напряжению.

Структурная схема замкнутой САУ по напряжению представлена на рис. 19.

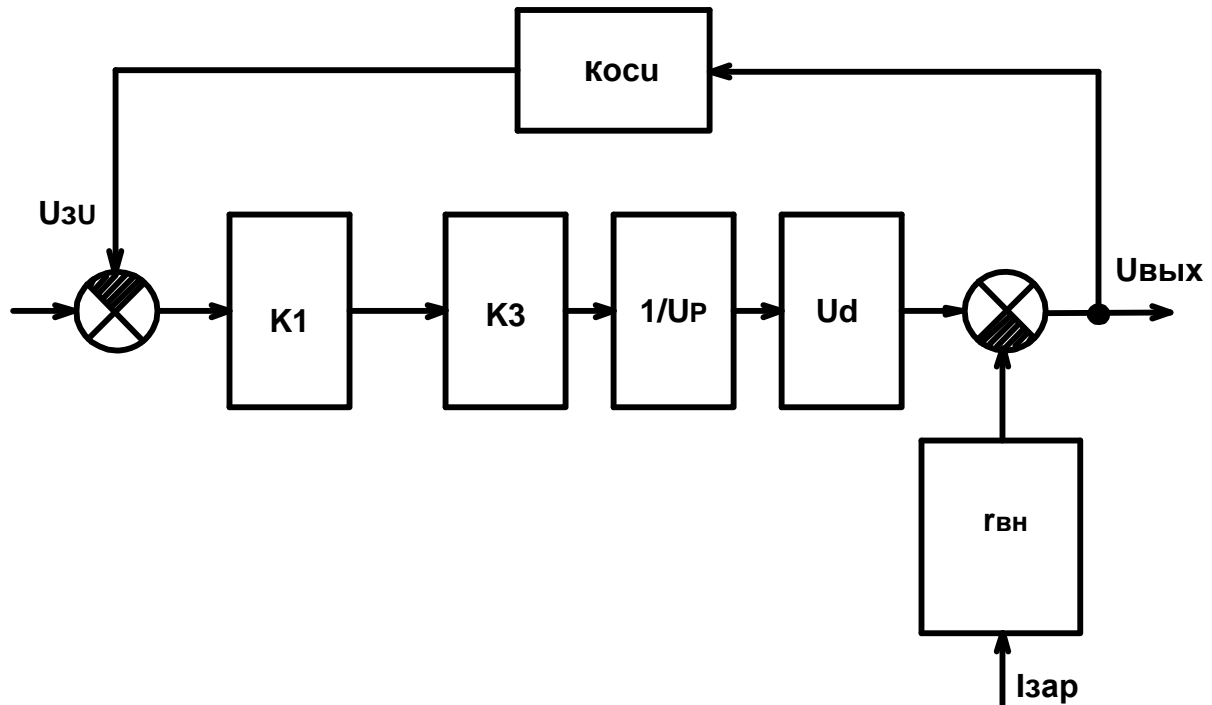


Рис. 19



Уравнение, описывающее статический режим работы замкнутой системы, имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{3U} \frac{K_3 K_1 \frac{1}{U_p} U_d}{1 + K_3 K_1 \frac{1}{U_p} U_d K_{\text{oc}U}} - I_3 \frac{r_{\text{ДР}} + r_{\text{СИ}}}{1 + K_3 K_1 \frac{1}{U_p} U_d K_{\text{oc}U}},$$

где  $K_3$  — коэффициент передачи усилителя ДА3;

$K_{\text{ocн}} \approx 0,02$  — коэффициент передачи звена обратной связи по напряжению.

Возмущающими воздействиями, приводящими к отклонению выходного напряжения, являются изменение входного напряжения ЗУ в пределах от минимального до максимального и изменение зарядного тока, компенсирующего токи саморазряда АБ, являющееся незначительным и которым можно пренебречь, не внося при этом существенных погрешностей в расчеты.

Нестабильность выходного напряжения, вызванная изменением входного напряжения:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = U_{3U} K_3 K_1 \frac{1}{U_p} \left( \frac{U_{d \max}}{1 + K_3 K_1 \frac{1}{U_p} U_{d \max} K_{\text{oc}U}} - \frac{U_{d \min}}{1 + K_3 K_1 \frac{1}{U_p} U_{d \min} K_{\text{oc}U}} \right).$$

Задавшись нестабильностью выходного напряжения в  $(3 \div 5) \%$ , получим  $\Delta U_{\text{ВЫХ}} \approx 4 \text{ В}$ , и, разрешив выражение относительно К1К3, найдем  $K1К3 \approx 8$ .

Задавшись  $K_3 = 2$ , получим  $K_1 = 4$ , а  $K_2 = 1,25$ .

Сопряжение цепей управления транзисторов инвертора с низковольтным логическим выходом схемы управления требует обеспечения гальванической развязки и согласования управляющих сигналов по мощности. Для этого использована схема, приведенная на рис. 20.

Выбираем напряжение источников питания  $U_{\text{П1}} = U_{\text{П2}} = 5 \text{ В}$ .

Импульсный ток, протекающий по коллекторной цепи транзистора VT3, определяется максимально необходимым базовым током силового транзистора:

$$I_{\text{К VT3 max}} = I_{\text{Б СТ}} = I_{\text{К max}} K_{\text{нас}} / \beta_{\text{min}} = 1,1 \times 5,8 / 8 = 0,8 \text{ А},$$

где  $K_{\text{нас}} = 1,1$  — степень насыщения транзистора, работающего в ключевом режиме.

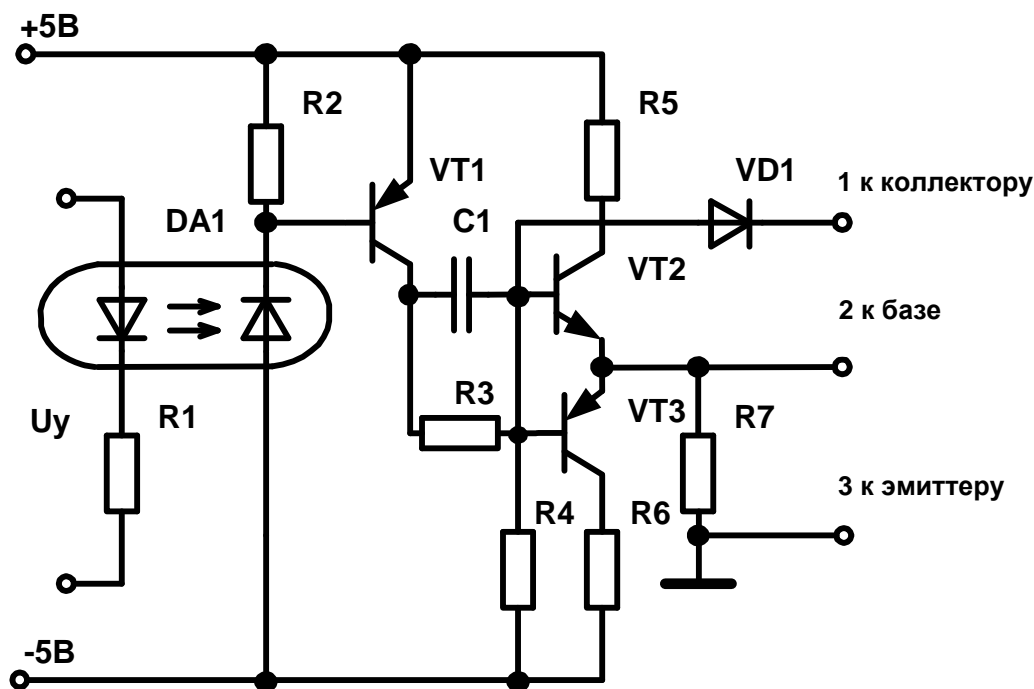


Рис. 20

В качестве VT3 выбираем транзистор 2Т830А с параметрами:  $U_{КЭ} = 30$  В;  $U_{БЭ} = 5$  В;  $I_K = 2$  А;  $\beta_{\min} = 25$ ;  $\Delta U_{КЭ \text{ нас}} \leq 0,6$  В;  $\Delta U_{БЭ \text{ нас}} \leq 1,3$  В.

Сопротивление резистора R6 определяется выражением:

$$R6 = (U_{П2} - \Delta U_{ЭК \text{ VT3}}) / I_{К \text{ VT3 max}} = (5 - 0,6) / 0,8 \approx 6,8 \text{ Ом.}$$

Выбираем резистор МЛТ-1 — 6,8 Ом  $\pm 10\%$ .

Когда силовой транзистор выключен, то напряжение на его коллекторе велико, следовательно выключен и диод VD3 и к нему приложено напряжение, определяемое максимальным коллекторным напряжением силового транзистора и равное 341 В. Выбираем диод 2Д204А с параметрами:

$$I_{ПР \text{ max}} = 0,4 \text{ А; } U_{обр \text{ max}} = 400 \text{ В; } U_{пр} = 1,4 \text{ В; } f = 50 \text{ кГц.}$$

Второе состояние — силовой транзистор открыт. Базовый ток протекает по цепи: плюс источника  $U_{П1}$ , R5, коллектор-эмиттер VT2, база-эмиттер силового транзистора, общая точка (земля) источников питания данного усилителя мощности. Допустимый коллекторный ток транзистора VT2 должен быть больше 0,8 А. Максимальное допустимое напряжение  $U_{КЭ \text{ VT2}}$  должно быть не меньше напряжения  $U_{П1} = 5$  В. Выбираем транзистор 2Т630А с параметрами:

$U_{КЭ} = 120 \text{ В}; U_{БЭ} = 7 \text{ В}; I_{К} = 1 \text{ А}; \beta_{\min} = 40; \Delta U_{КЭ \text{ нас}} = 0,3 \text{ В}; \Delta U_{БЭ \text{ нас}} = 1,1 \text{ В}.$

Сопротивление резистора  $R5$  находится по выражению:

$$R5 = (U_{П1} - \Delta U_{КЭ \text{ VT2}} - \Delta U_{БЭ \text{ сил.тр.}}) / I_{Б \text{ сил.тр.}} = (5 - 0,3 - 1,5) / 0,8 = 3,9 \text{ Ом}.$$

Мощность, рассеиваемая резистором  $R5$ , определяется выражением:

$$P_{R4} = I_{Б \text{ сил.тр.}}^2 \cdot \gamma \cdot R4 = 0,8^2 \times 0,5 \times 3,9 \approx 1,3 \text{ Вт},$$

где  $\gamma = 0,5$  — относительная длительность управляющего импульса по низкой частоте.

Выбираем резистор МЛТ-2 —  $3,9 \text{ Ом} \pm 10\%$ .

Сопротивление резистора  $R7$  рекомендуется выбирать для мощных биполярных транзисторов  $10 \text{ Ом}$ .

Выбираем резистор С2-13-0,5 —  $10 \text{ Ом} \pm 10\%$ .

Коллекторный ток транзистора  $VT1$  равен базовому току транзистора  $VT2$ :

$$I_{К \text{ VT1}} = I_{Б \text{ VT2}} = I_{К \text{ VT2}} K_{\text{нас}} / \beta_{\min} = 0,8 \times 1,1 / 40 = 0,022 \text{ А}.$$

Сопротивление  $R4$  определяется из выражения:

$$R4 = \frac{U_{П2} - \Delta U_{ЭБ \text{ нас} \text{ VT3}}}{I_{К \text{ VT3}} K_{\text{нас}}} \beta_{\min \text{ VT3}} = \frac{(5 - 1,3) 25}{0,8 \times 1,1} = 120 \text{ Ом}.$$

Выбираем резистор С2-13 —  $120 \text{ Ом} \pm 10\%$ .

Для обеспечения гальванической развязки цепи управления с силовой цепью инвертора используем оптопару диод-диод ЗОД-121 с параметрами:

$U_{\text{вх}} = 1,7 \text{ В}; K_{\text{пер}} = 1,0\%; U_{\text{вх обр}} = 5 \text{ В}; U_{\text{вых обр}} = 20 \text{ В}; I_{\text{вх}} = 10 \text{ мА}; U_{\text{изол}} = 500 \text{ В}.$

Для согласования выходного тока оптопары с базовым током транзистора  $VT2$  необходим усилительный каскад с коэффициентом усиления

$$\beta_{\min} \geq I_{Б \text{ VT2}} K_{\text{нас}} / (I_{\text{вх}} K_{\text{пер}}) = 0,022 \times 1,1 / (10^{-2} \times 10^{-2}) = 232,$$

для этого выбираем транзистор КТ973Б с параметрами:

$U_{КЭ} = 45 \text{ В}; U_{БЭ} = 5 \text{ В}; I_{К} = 4 \text{ А}; \beta_{\min} = 750; \Delta U_{КЭ \text{ нас}} = 1,5 \text{ В}; \Delta U_{БЭ \text{ нас}} = 2,5 \text{ В}.$

Сопротивление  $R3$  определяется из выражения:

$$R3 = \frac{U_{П1} - \Delta U_{КЭ \text{ нас} \text{ VT1}} - \Delta U_{БЭ \text{ нас} \text{ VT2}} - \Delta U_{БЭ \text{ сил.тр.}}}{I_{К \text{ VT1}}} =$$

$$= \frac{5 - 1,5 - 1,1 - 1,5}{0,022} \approx 43 \text{ Ом.}$$

Выбираем резистор С2-13 — 43 Ом±10%.

Резистор  $R2$  выбираем равным 1 кОм по техническим условиям для транзистора КТ973Б. Для ускорения переходных процессов, возникающих при переключении силового транзистора, используют форсирующую емкость, шунтирующую резистор  $R3$ . Емкость обычно составляет примерно сотни или тысячи пикофарад.

Выбираем в качестве  $C1$  конденсатор КМ-5-Н30 — 1500 пФ.

Для усилителей мощности четырех силовых ключей необходимо иметь четыре источника +5 В по 0,5 А каждый и четыре источника –5 В по 0,25 А каждый.

Функциональная схема управления силовым инвертором представлена на рис. 21, где обозначено:

ВЧГ — высокочастотный генератор, определяющий частоту преобразования  $f_{\text{пр}} = 10 \text{ кГц}$ ;

ГПН — генератор пилообразного напряжения;

ШИМ — широтно-импульсный модулятор;

ФКП — формирователь коммутационных пауз в сигналах управления ключами силового инвертора, обеспечивающий задержку включения очередного транзистора;

РИ — распределитель импульсов управления ключами высокочастотной и низкочастотной стоек силового инвертора;

ГСН — генератор синусоидального напряжения выходной частоты инвертора;

УР — усилитель рассогласования сигнала ошибки, обеспечивающий заданную статическую точность поддержания выходного напряжения;

КЗ — корректирующее звено, обеспечивающее устойчивость замкнутой САР.

Последовательность прямоугольных импульсов частоты 10 кГц с выхода задающего генератора поступает на вход генератора пилообразного напряжения, на выходе которого формируется линейно-нарастающее напряжение (см. рис. 21), поступающее на один из входов широтно-импульсного модулятора, на второй вход которого приходит напряжение сигнала ошибки, согласованное с

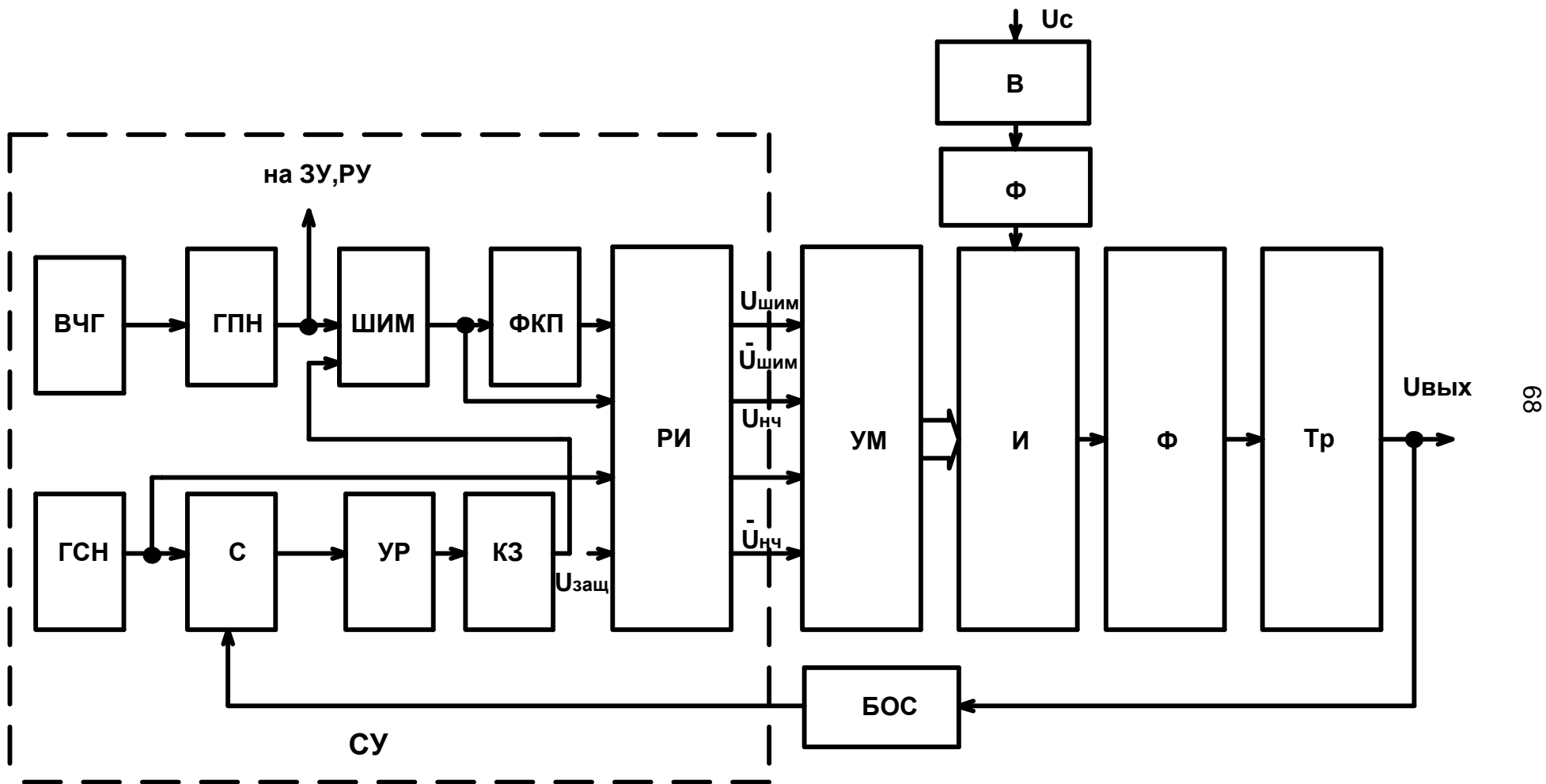


Рис. 21

уровнем пилообразного напряжения. Сигнал ошибки формируется на выходе вычитателя, на прямой вход которого подается опорное синусоидальное напряжение частоты 50 Гц, а на инвертирующий вход поступает согласованное по уровню напряжение обратной связи с выхода инвертора. На выходе широтно-импульсного модулятора формируется импульсная последовательность с изменяемой по синусоидальному закону длительностью импульсов, поступающая на вход формирователя коммутационных пауз и один из входов распределителя импульсов. С выхода формирователя коммутационных пауз импульсы, обеспечивающие задержку включения очередных (открывающихся) ключей инвертора на время пока полностью не закроются выключающиеся ключи, поступают на второй вход распределителя импульсов. На третий вход распределителя импульсов поступает низкочастотный сигнал с выхода генератора синусоидального напряжения для формирования сигналов управления ключами низкочастотной стойки силового инвертора. На четвертый вход распределителя импульсов подается сигнал с выхода блока защиты, снимающий управление со всех ключей инвертора в случае аварийной ситуации.

Принципиальная схема управления приведена на рис. 22. С выхода генератора, реализованного на микросхеме DD1, высокочастотный сигнал поступает на вход 1 счетчика DD2, формирующего нарастающий код (цифровой аналог пилообразного напряжения), синхронный аналоговый сигнал которого снимается с выхода цифро-аналогового преобразователя DA1 и подается на зарядное и разрядное устройства. Счетчик DD7 формирует код, пропорциональный фазе требуемого синусоидального напряжения. В ПЗУ на микросхеме DD8 зашита программа, реализующая функцию умножения синусоидального напряжения на коэффициент  $K$ , пропорциональный среднему значению выходного синусоидального напряжения инвертора, поступающий с выхода аналого-цифрового преобразователя DA2 через регистр DD10. В ПЗУ (микросхема DD3) зашита программа, реализующая функцию цифрового компаратора, формирующая на выходе широтно-импульсную последовательность в соответствии с кодом выхода регистра DD9, пропорциональным синусоидальному напряжению.

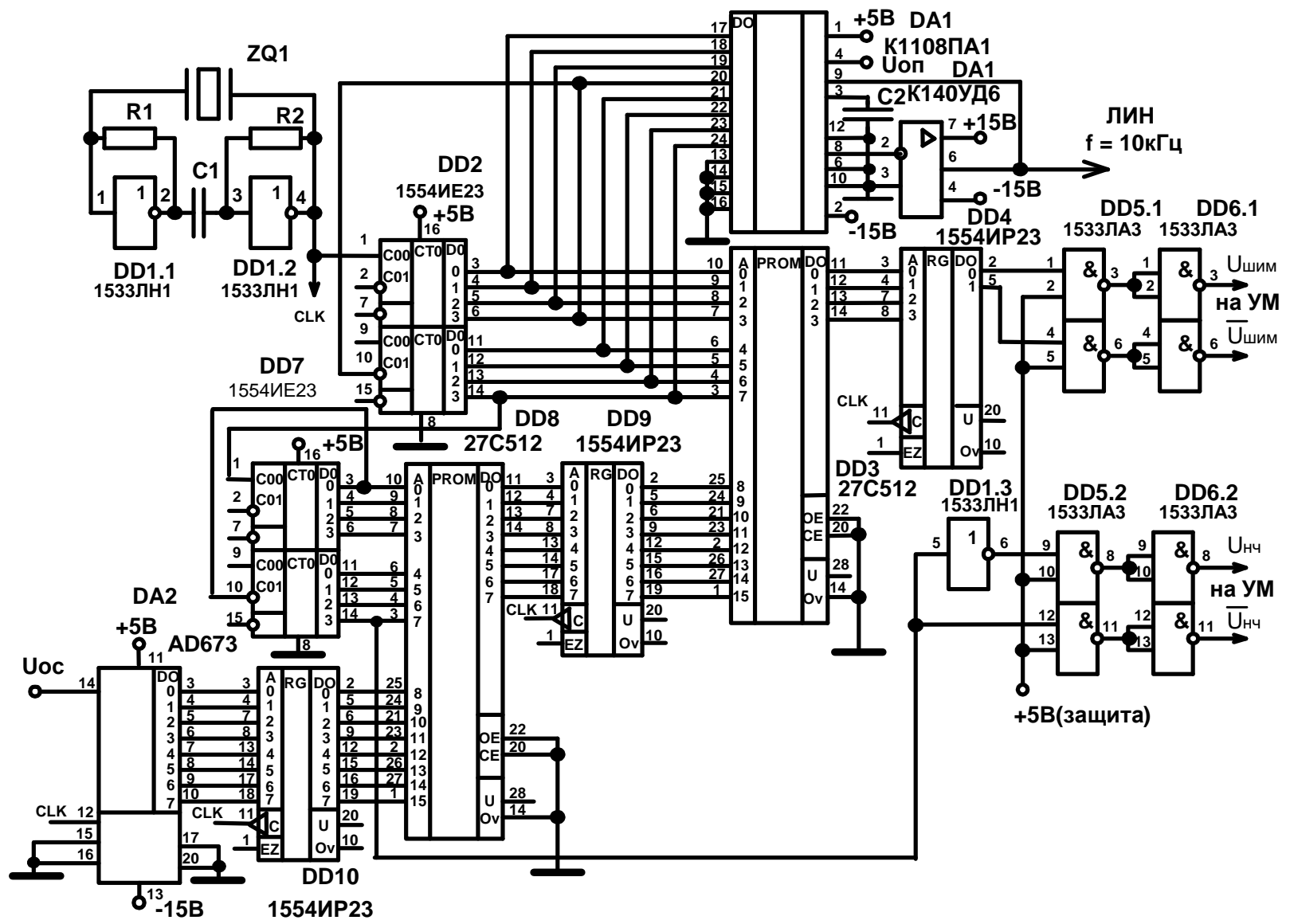


Рис. 22

На выходах регистра DD4 сформированы поступающие на первые входы микросхем DD5 противотактные импульсные последовательности «ШИМ» и «НЕ-ШИМ» с учетом коммутационных пауз, необходимых для формирования траектории переключения ключей с малыми динамическими потерями. Импульсные последовательности с выходов логических элементов «И-НЕ» микросхем DD5, на вторые входы которых поступает сигнал разрешения со схемы защиты, передаются через микросхему DD6 на блок усилителей мощности. Аналогично организовано и управление ключами низкочастотной стойки силового инвертора импульсными последовательностями « $U_{HЧ}$ » и «НЕ- $U_{HЧ}$ » частоты выходного напряжения, формируемыми на выходах микросхемы DD6.

Принципиальная электрическая схема блока обратной связи приведена на рис. 23.

Выходное напряжение СГЭП, пониженное до уровня (2÷3) В, поступает на вход прецизионного выпрямителя, выполненного на операционных усилителях DA1, DA2 и диодах VD1, VD2, включенных в цепь обратной связи усилителя DA1. С помощью интегратора DA3 выделяется среднее значение выпрямленного напряжения за полупериод питающей сети и через ключ VT2 в конце каждого полупериода частоты измеряемого переменного напряжения передается в ячейку памяти Сб, и далее через неинвертирующий усилитель DA4 с необходимым коэффициентом усиления передается на схему управления. После передачи информации в ячейку памяти интегратор обнуляется с помощью включения на короткое время транзистора VT1. При изменении выходного напряжения силового инвертора под воздействием дестабилизирующих факторов на выходе микросхемы DA4 формируется ступенчато-постоянное напряжение. На рис. 24 приведены диаграммы напряжений, поясняющие работу блока обратной связи.



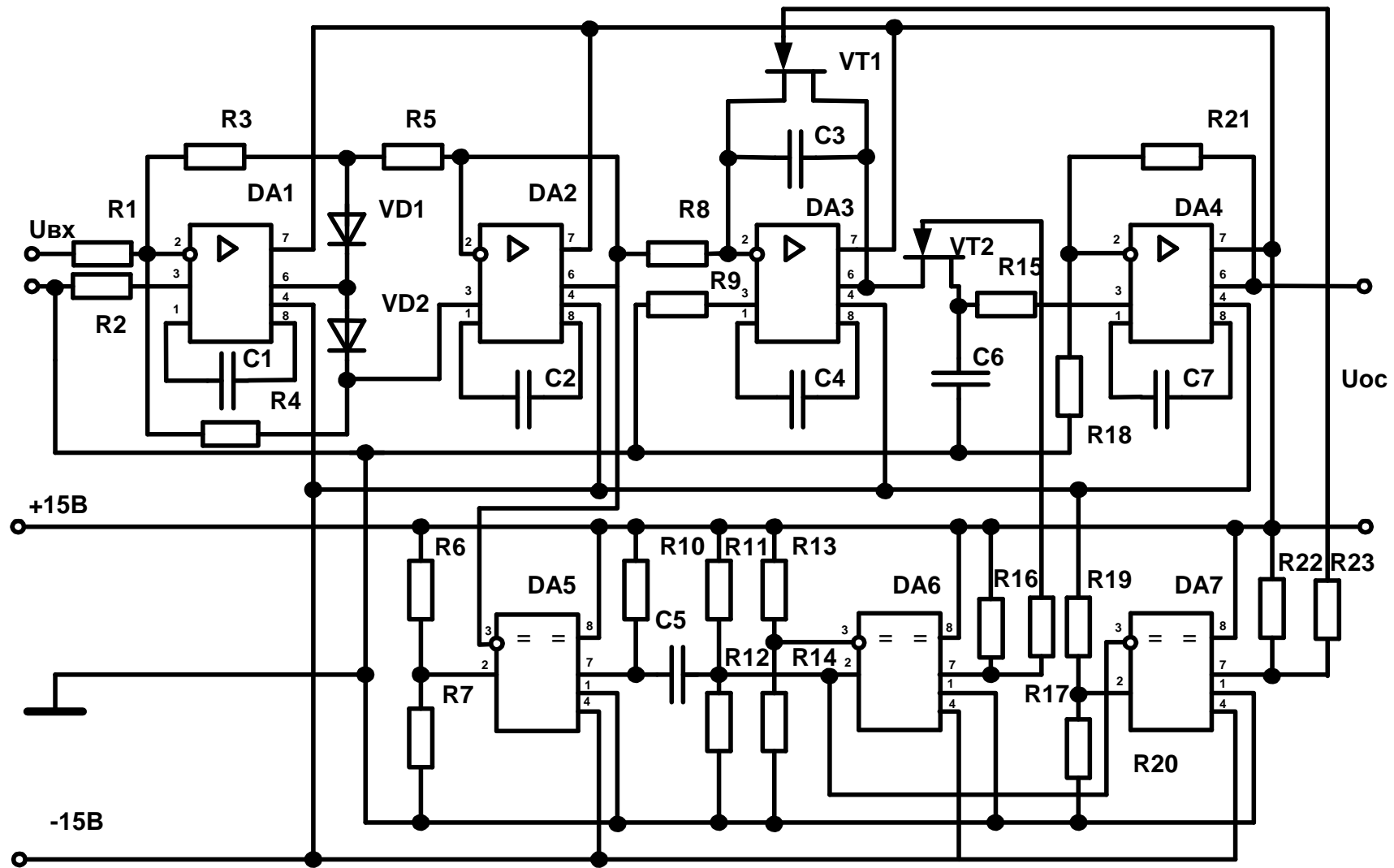


Рис. 23

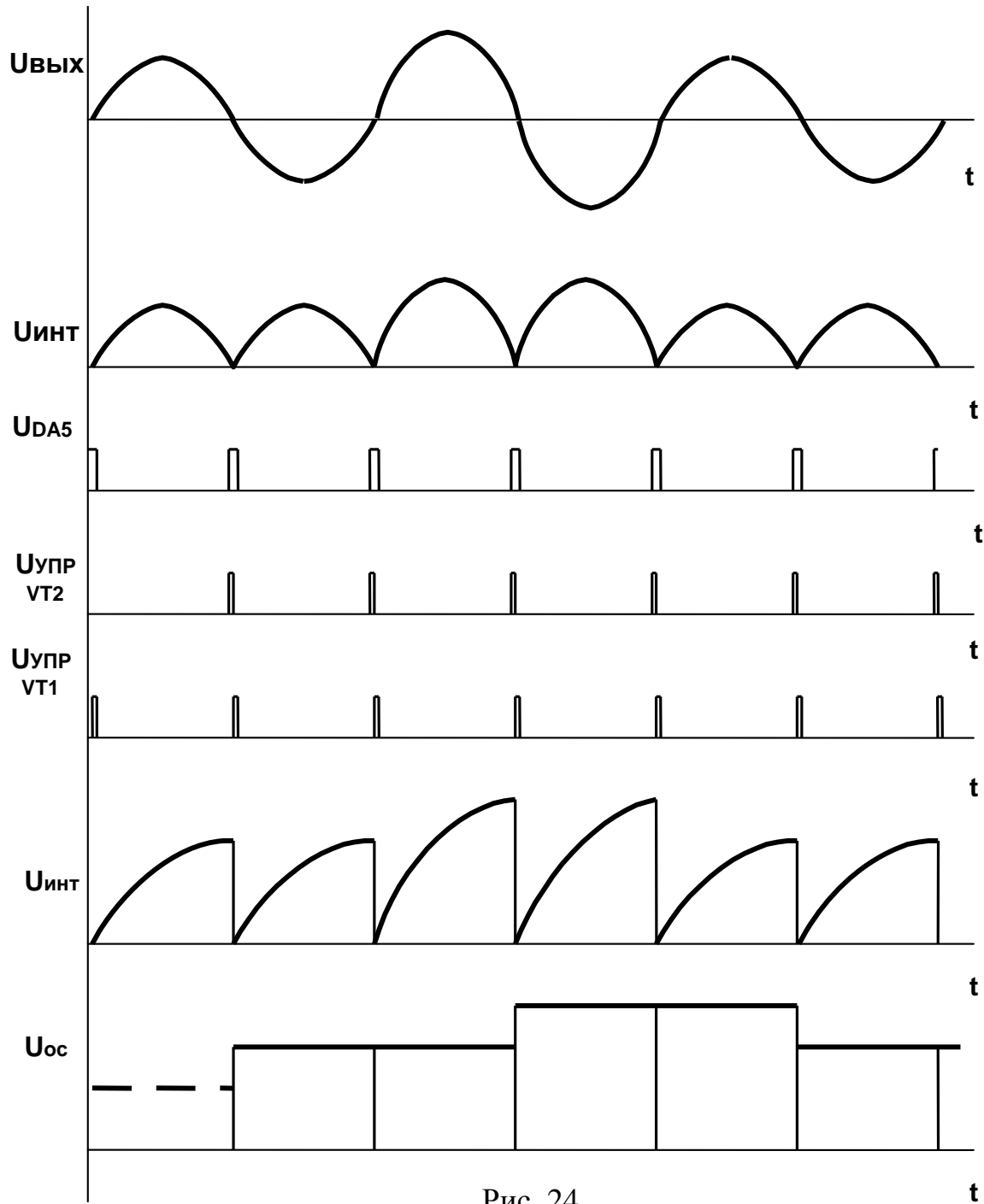


Рис. 24

Защиту основных узлов СГЭП от перегрузки по току на уровне  $1,2I_{\text{ном}}$  выполняет схема защиты путем снятия управления с ключей инвертора. Для этого в выходную цепь силового канала установлен датчик тока нагрузки, который выполнен на основе трансформатора тока. Схема блока защиты приведена на рис. 25.

При нажатии кнопки  $S1$  на вход 5 микросхемы DD1 поступает сигнал логического нуля и на его выходе 6 формируется сигнал логической единицы, разрешающий подачу сигналов

управления на транзисторы инвертора. Если ток нагрузки не превышает допустимых пределов  $1,2I_{\text{НОМ}}$ , то напряжение на входе 3 компаратора DA1 меньше, чем на неинвертирующем входе 2, а на выходе 7 компаратора DA1 поддерживается сигнал логической единицы. При увеличении тока нагрузки выше  $1,2 I_{\text{НОМ}}$  на выходе 6 компаратора появляется логический нуль и RS-триггер, реализованный на элементах 2И-НЕ микросхемы DD1, формирует на выходе сигнал логического нуля, прекращающего подачу импульсов управления на транзисторы инвертора. Повторный запуск осуществляется путем нажатия кнопки S1 после устранения причины, вызвавшей увеличение тока нагрузки.

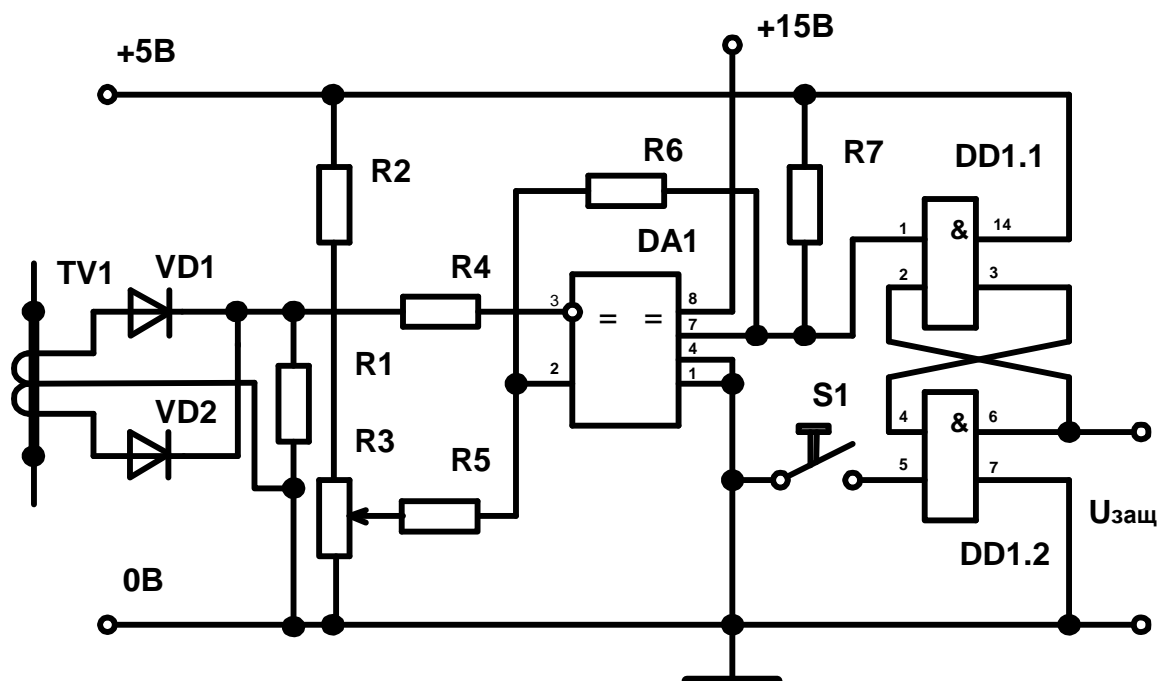
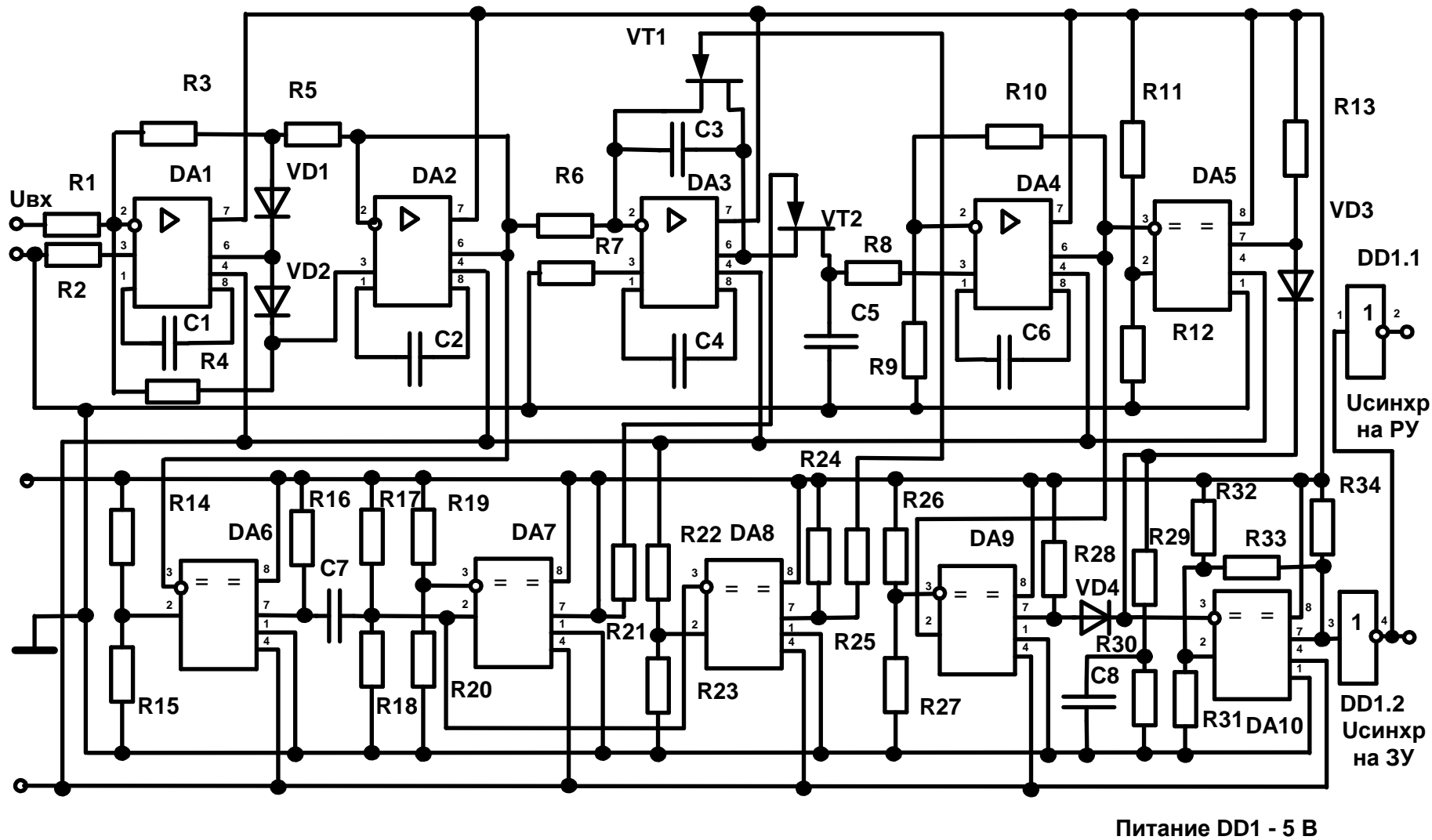


Рис. 25

Схема контроля за напряжением сети переменного тока, приведенная на рис. 26, осуществляет измерение среднего значения напряжения за полупериод частоты контролируемого входного напряжения и при выходе его за пределы допустимого диапазона выдает сигнал на включение в работу повышающего преобразователя (разрядного устройства), питающегося от аккумуляторной батареи.

### Устройство контроля питающей сети



75

Рис. 26

Опорные напряжения нижнего и верхнего пределов задаются делителями напряжений  $R22$ ,  $R23$  и  $R26$ ,  $R27$  соответственно. Схема контроля обладает полупериодным запаздыванием, в течение которого происходит измерение среднего значения напряжения с помощью интегратора со срывом. При обнулении напряжения на полпериода инвертор питается энергией, запасенной в конденсаторах входного фильтра, а постоянная времени  $R30$ ,  $C7$  такова, что конденсатор  $C7$  не успевает зарядиться до порогового напряжения, определяемого делителем  $R32$ ,  $R33$ , и сигнал на выходе схемы контроля остается неизменным. Если напряжение сети пропадает или выходит за допустимый диапазон более, чем на один период частоты питающего напряжения, то сигнал на выходе схемы изменяется на противоположный.

Приведенные выше схемы управления, контроля питающей сети, защиты и обратной связи могут быть выполнены в микропроцессорном исполнении. Представленные же здесь варианты более подробно раскрывают функциональное содержание отдельных блоков и узлов.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

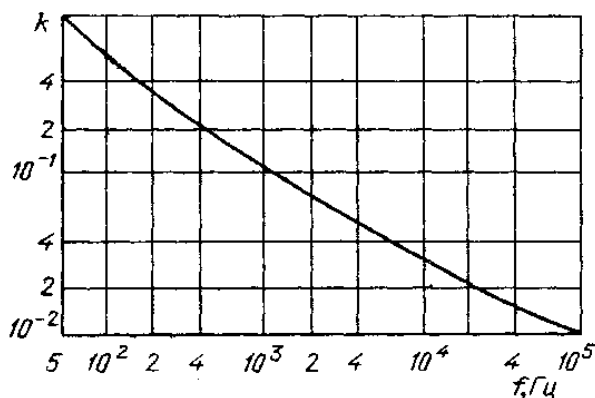
### Конденсаторы алюминиевые оксидно-электролитические

#### Конденсаторы К50-12

Амплитуда напряжения переменной составляющей пульсирующего тока частоты 50 Гц при температуре до 70 °С в процентах от номинального не должна превышать значений, приведенных в таблице.

Номинальная емкость, мкФ	Номинальное напряжение, В	Амплитуда переменной составляющей напряжения, %, не более	Номинальная емкость, МкФ	Номинальное напряжение, В	Амплитуда переменной составляющей напряжения, %, не более
10; 20; 50 5—20 2—20 1—20 1—5	6,3 12 25 50 100	20	200—5000 200—2000 200 50 50; 100; 200 50—200 50	6,3 12; 25 50 100 160 250; 300 350; 400; 450	6
100 50; 100 10; 20 1; 5—20 5; 20 10; 20	6,3 12; 25; 50 100 160 300 350; 450	10	5000 2000 150—150 40—40 150—30	25 50 250 300 350	5

На частотах свыше 50 Гц до 100 кГц амплитуда переменной составляющей напряжения  $U_f = U_{f50} k$ , где  $U_f$  — амплитуда переменной составляющей напряжения на частоте  $f$ ;  $U_{f50}$  — амплитуда переменной составляющей напряжения при частоте 50 Гц;



$k$  — коэффициент, приведенный на графике.

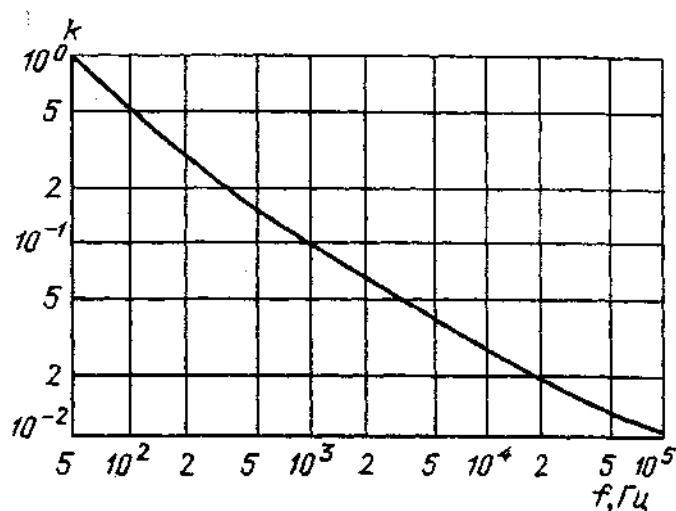
Зависимость коэффициента снижения допустимой амплитуды напряжения переменной составляющей пульсирующего тока от частоты.

## Конденсаторы К50-20

Амплитуда напряжения переменной составляющей пульсирующего тока частоты 50 Гц при температуре до 70 °С не должна превышать значений, приведенных в таблице.

Номинальная емкость, мкФ	Номинальное напряжение, В	Амплитуда переменной составляющей напряжения, В, не более	Номинальная емкость, мкФ	Номинальное напряжение, В	Амплитуда переменной составляющей напряжения, В, не более
10; 20 50; 100 200—5000	6,3	0,945 0,63 0,378	1—20	100	10
			50—200		6
2—20 50; 100 200—2000	16	2,4 1,6 0,96	2—20	160	16
			50—200		9,6
2—20 50; 100 200—2000	25	3,75 2,5 1,5	20	250	25
			50		15
2—20 50; 100 200—2000,	25	3,75 2,5 1,5	5—20	300	30
			30; 50		18
1—20 50; 100 200 2000	50	7,5 5 3 2,5	2—20	350	35
			200		17,5
			2—20	450	45

На частотах свыше 50 Гц до 50 кГц амплитуда переменной составляющей напряжения  $U_f = U_{f50} k$ , где  $U_f$  — амплитуда переменной составляющей на частоте  $f$ ;  $U_{f50}$  — амплитуда переменной составляющей на частоте 50 Гц;  $k$  — коэффициент, приведенный на графике.



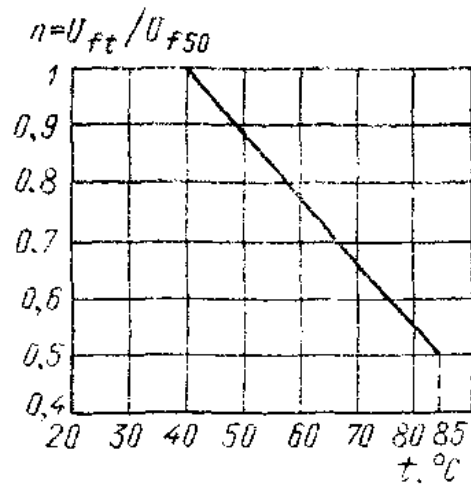
## Конденсаторы К50-29

Амплитуда напряжения переменной составляющей пульсирующего тока частоты 50 Гц при температуре до 40 °С не должна превышать значений, приведенных в таблице.

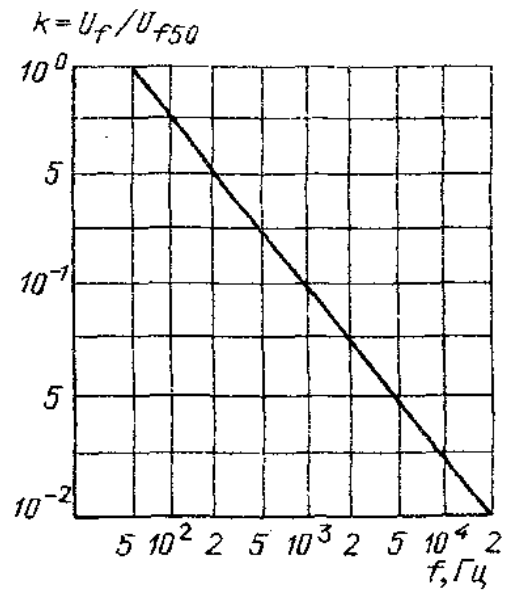
Номинальная емкость, мкФ	Номинальное напряжение, В	Амплитуда переменной составляющей напряжения, %, не более	Номинальная емкость, мкФ	Номинальное напряжение, В	Амплитуда переменной составляющей напряжения, %, не более
47—470 22 10	6,3 16 25	40	4700 470 22	6,3 25 63; 100	16
47—220 22—100 4,7 2,2	16 25 63 100	30	10; 22 4,7—22 2,2—22 2,2	160 300 350 450	
470 220 4,7	16 25 100	24	2200 1000; 2200 47; 100 47	16 25 63; 100 160; 300	12
1000 10 1—4,7	16 63; 100 160	20	220 22	63 450	10
—	—	—	470	63	8
—	—	—	1000	63	6

На частотах свыше 50 Гц до 1000 кГц амплитуда переменной составляющей напряжения  $U_f = U_{f50}kn$ , где  $U_f$  — амплитуда переменной составляющей на частоте  $f$ ;  $U_{f50}$  — амплитуда переменной составляющей на частоте 50 Гц;  $k, n$  — коэффициенты, определяемые из графиков.





Зависимость коэффициентов снижения допустимой амплитуды напряжения переменной составляющей пульсирующего тока от температуры и частоты.



## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

### Дроссели

#### Дроссели на рабочие частоты до 5 кГц

Тип	$L_{\text{ОБМ}}$ , Гн	$I_{\text{П}}$ , А	$R_{\text{ОБМ}}$ , Ом	Тип	$L_{\text{ОБМ}}$ , Гн	$I_{\text{П}}$ , А	$R_{\text{ОБМ}}$ , Ом
Д201	0,0003	1,6	0,034	Д202	0,0006	1,1	0,058
Д203	0,005	0,4	0,65	Д204	0,01	0,28	1,58
Д205	0,08	0,1	12,4	Д206	0,15	0,07	23,2
Д207	0,0003	2,2	0,046	Д208	0,0006	1,6	0,08
Д209	0,005	0,56	1,09	Д210	0,01	0,4	1,68
Д211	0,08	0,14	13,5	Д212	0,1	0,1	24,8
Д213	0,0003	3,2	0,0312	Д214	0,0006	2,2	0,07
Д215	0,005	0,8	0,76	Д216	0,01	0,56	1,4
Д217	0,08	0,2	12,86	Д218	0,15	0,14	26,8
Д219	1,2	0,05	220	Д220	0,0003	4,5	0,0264
Д221	0,0006	3,2	0,055	Д222	0,005	1,1	0,536
Д223	0,1	0,8	1,1	Д224	0,08	0,28	4,2
Д225	0,16	0,2	17,6	Д226	1,2	0,07	136
Д227	2,5	0,05	274	Д228	0,0003	6,3	0,018
Д229	0,0006	4,5	0,04	Д230	0,005	1,6	0,348
Д231	0,01	1,1	0,576	Д232	0,08	0,4	6,08
Д233	0,15	0,28	11,8	Д234	1,2	0,1	84,6
Д235	2,4	0,07	193	Д236	0,0003	9	0,0126
Д237	0,0006	6,3	0,022	Д238	0,005	2,2	0,274
Д239	0,01	1,6	0,406	Д240	0,08	0,56	3,92
Д241	0,15	0,4	8,5	Д242	1,2	0,14	66,4
Д243	2,5	0,1	129	Д244	0,0003	12,5	0,0132
Д245	0,0006	9	0,0274	Д246	0,005	3,2	0,23
Д247	0,09	2,2	0,264	Д248	0,08	0,8	2,6
Д249	0,15	0,56	5,14	Д250	1,2	0,2	51,6
Д251	2,5	0,14	88	Д252	0,0003	18	0,00584
Д253	0,0006	12,5	0,0124	Д254	0,005	4,5	0,11
Д255	0,01	3,2	0,218	Д256	0,08	1,1	1,58
Д257	0,15	0,8	3,64	Д258	1,2	0,28	29,2
Д259	2,5	0,2	55	Д260	0,0003	25	0,0038
Д261	0,0006	18	0,0086	Д262	0,005	6,3	0,08
Д263	0,01	4,3	0,154	Д264	0,08	1,6	1,2
Д265	0,15	1,1	2,5	Д266	1,2	0,4	22,6
Д267	2,4	0,28	40,2	Д268	0,0006	25	0,0048

Тип	$L_{\text{ОБМ}}$ , Гн	$I_{\text{П}}$ , А	$R_{\text{ОБМ}}$ , Ом	Тип	$L_{\text{ОБМ}}$ , Гн	$I_{\text{П}}$ , А	$R_{\text{ОБМ}}$ , Ом
Д269	0,0012	18	0,0104	Д270	0,01	6,3	0,0744
Д271	0,02	4,5	0,162	Д272	0,15	1,6	1,46
Д273	0,3	1,1	3,04	Д274	2,4	0,4	21,2

$L_{\text{ОБМ}}$ , Гн — индуктивность при номинальном токе;

$I_{\text{П}}$ , А — номинальный ток подмагничивания;

$R_{\text{ОБМ}}$ , Ом — сопротивление обмотки дросселя.

Дроссели Д201÷Д274 имеют две идентичные обмотки, но приведены данные при использовании одной обмотки.

### Дроссели на рабочие частоты до 100 кГц (1 МГц)

Тип	$f$ , кГц	$L_{\text{ОБМ}}$ , МГн	$I_{\text{П}}$ , А	$U_{\text{ОБМ}}$ , В	$R_{\text{ОБМ}}$ , Ом
Д13-1	100	0,315	0,5	53	0,45
Д13-2	100	0,08	1	33	0,125
Д13-3	100	0,005	4	12	0,015
Д13-4	100	0,2	1	47	0,2
Д13-5	100	0,0125	4	18	0,03
Д13-6	100	1,25	0,5	100	0,75
Д13-7	100	0,315	1	48	0,35
Д13-8	100	0,02	4	15	0,25
Д13-9	100	2	0,5	132	0,8
Д13-10	100	0,5	1	34	0,3
Д13-11	100	0,0315	4	16	0,025
Д13-12	100	3,15	0,5	200	0,75
Д13-13	100	0,8	1	120	0,4
Д13-14	100	0,05	4	30	0,025
Д13-15	100	1,25	1	122	0,45
Д13-16	100	0,08	4	34	0,05
Д13-17	100	2	1	210	0,6
Д13-18	100	0,125	4	34	0,065
Д13-19	100	5	1	135	0,9
Д13-20	100	0,315	2	74	0,075
Д13-21	100	0,02	16	10	0,01
Д13-22	100	0,08	8	25	0,025
Д17-1	100	0,02	25	15	0,015
Д17-2	100	2	6,3	110	0,3
Д18-2В	1000	0,025	0,1	10	0,25
Д18-4В	1000	0,0315	0,5	10	0,085
Д18-5В	1000	0,02	1	5	0,03

Дроссели имеют две идентичные обмотки. Параметры дросселей типа Д13 приведены при последовательном соединении обмоток. При параллельном соединении обмоток допустимый ток увеличивается вдвое, а индуктивность уменьшается в 4 раза.

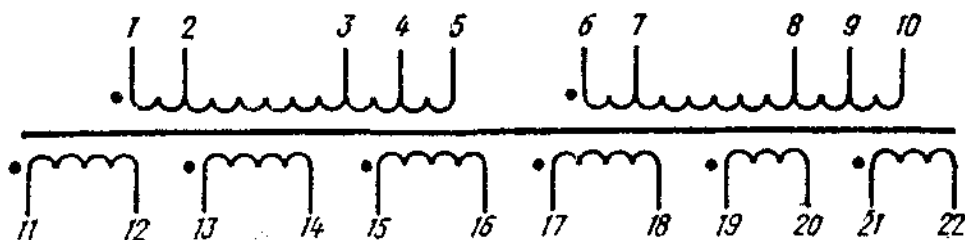
## ПРИЛОЖЕНИЕ В

### Трансформаторы типа ТПП с частотой питающей сети 50 Гц

**Таблица подключений к сети переменного тока**

Номинальное напряжение первичной обмотки, В	Номинальное напряжение сети, В	Конструкция трансформатора			
		Броневаая		Стержневая	
		Соединение выводов трансформатора	Выводы, на которые подается напряжение сети	Соединение выводов трансформатора	Выводы, на которые подается напряжение сети
127/220	220	3 и 7 1 и 6;	2 и 9	3 и 9	2 и 7
	127	4 и 9	1 и 4 (6 и 9)	1 и 9 (4 и 6)	1 и 4 (6 и 9)
220	220	–	2 и 9	3 и 9	2 и 7

Электрическая принципиальная схема трансформатора броневой конструкции с напряжением 127/220 В.



**Таблица напряжений на отводах первичной обмотки**

Отводы первичной обмотки	Напряжение на отводах первичной обмотки, В
2 и 3; 7 и 8	100
1 и 3; 6 и 8	107
2 и 4; 7 и 9	120
2 и 5; 7 и 10	131

Таблица П.3 — Электрические параметры броневых трансформаторов

Типономинал трансформатора	Номинальная мощность, В·А	Ток первичной обмотки, А	Напряжение вторичной обмотки, В						Ток вторичной обмотки, А
			Выводы обмоток						
			11–12	13–14	15–16	17–18	19–20	21–22	
ТПП48-127/220-50	14,0	0,150/0,08	12,6	12,6	12,6	12,6	1,4	1,4	0,270
ТПП67-127/220-50	26,0	0,260/0,150	45,0	45,0	45,0	45,0	30,0	30,0	0,120
ТПП88-127/220-50	14,0	0,150/0,05	6,3	6,3	9,0	9,0	0,7	1,0	0,434
ТПП201-127/220-50	1,65	0,030/0,017	1,25	1,25	1,25	1,25	0,35	0,35	0,290
ТПП 202-127/220-50			1,24	1,24	2,48	2,48	0,65	0,65	0,188
ТПП203-127/220-50			2,53	2,53	2,51	2,51	0,65	0,65	0,146
ТПП204-127/220-50			2,5	2,5	5,0	5,0	1,3	1,3	0,094
ТПП205-127/220-50			2,5	2,5	10,0	10,0	0,65	0,65	0,063
ТПП206-127/220-50			5,0	5,0	5,0	5,0	1,32	1,32	0,073
ТПП207-127/220-50			5,0	5,0	20,0	20,0	1,3	1,3	0,031
ТПП208-127/220-50			10,0	10,0	10,0	10,0	2,6	2,6	0,037
ТПП209-127/220-50			10,0	10,0	20,0	20,0	5,0	5,0	0,024
ТПП210-127/220-50	3,25	0,045/0,025	1,26	1,26	1,25	1,25	0,35	0,35	0,570
ТПП211-127/220-50			1,25	1,25	2,48	2,48	0,35	0,35	0,395
ТПП212-127/220-50			1,26	1,26	2,48	2,48	0,65	0,65	0,370
ТПП213-127/220-50			2,52	2,52	2,50	2,50	0,65	0,65	0,288
ТПП214-127/220-50			4,0	4,0	6,3	6,3	0,74	0,73	0,147
ТПП215-127/220-50	3,25	0,045/0,025	5,0	5,0	10,0	10,0	1,3	1,3	0,100
ТПП216-127/220-50			10,0	10,0	10,0	10,0	2,6	2,6	0,072
ТПП217-127/220-50			10,0	10,0	20,0	20,0	2,64	2,64	0,050
ТПП218-127/220-50			10,0	10,0	20,0	20,0	5,0	5,0	0,047
ТПП219-127/220-50	5,50	0,071/0,041	1,26	1,26	1,25	1,25	0,35	0,35	0,965.
ТПП220-127/220-50			2,53	2,52	2,51	2,50	0,66	0,66	0,485
ТПП221-127/220-50			2,48	2,47	5,0	5,0	1,32	1,32	0,310
ТПП222-127/220-50			2,48	2,48	10,0	10,0	0,66	0,67	0,210
ТПП223-127/220-50			5,0	5,0	5,0	5,0	1,25	1,25	0,244

Продолжение табл. П.3

Типономинал трансформатора	Номинальная мощность, В·А	Ток первичной обмотки, А	Напряжение вторичной обмотки, В						Ток вторичной обмотки, А
			Выводы обмоток						
			11-12	13-14	15-16	17-18	19-20	21-22	
ТПП224-127/220-50			5,0	5,0	10,0	10,0	2,62	2,61	0,156
ТПП225-127/220-50			10,0	10,0	20,0	20,0	2,57	2,57	0,084
ТПП226-127/220-50			20,0	20,0	20,0	20,0	3,98	3,96	0,063
ТПП227-127/220-50			1,25	1,25	1,24	1,24	0,35	0,35	1,570
ТПП228-127/220-50			1,25	1,25	2,51	2,50	0,67	0,67	1,020
ТПП229-127/220-50			2,54	2,54	2,52	2,52	0,68	0,67	0,795
ТПП230-127/220-50			2,49	2,48	5,0	5,0	0,66	0,66	0,550
ТПП231-127/220-50			2,5	2,5	10,0	10,0	2,6	2,6	0,293
ТПП232-127/220-50	9,00	0,110/0,061	5,04	5,04	10,0	10,0	2,63	2,63	0,255
ТПП233-127/220-50			5,0	5,0	20,0	20,0	1,3	1,3	0,170
ТПП234-127/220-50			10,0	10,0	10,0	10,0	2,55	2,55	0,200
ТПП235-127/220-50			10,0	10,0	20,0	20,0	2,57	2,57	0,138
ТПП236-127/220-50			10,0	10,0	20,0	20,0	5,0	5,0	0,128
ТПП237-127/220-50	14,5	0,175/0,100	4,97	4,97	10,0	10,0	1,3	1,29	0,445
ТПП238-127/220-50	9,00	0,110/0,061	20,0	20,0	20,0	20,0	4,0	4,0	0,102
ТПП239-127/220-50			1,24	1,24	1,23	1,23	0,34	0,34	2,550
ТПП240-127/220-50			1,24	1,24	2,5	2,49	0,34	0,34	1,770
ТПП241-127/220-50			2,5	2,5	2,5	2,5	0,62	0,62	1,280
ТПП242-127/220-50			2,47	2,46	5,0	4,96	1,29	1,28	0 825
ТПП243-127/220-50			2,49	2,46	10,0	10,0	0,675	0,68	0,552
ТПП244-127/220-50	14,5	0,175/0,100	3,95	3,95	6,27	6,27	0,74	0,73	0,655
ТЛП245-127/220-50			5,05	5,05	10,0	10,0	2,61	2,61	0,415
ТПП246-127/220-50			4,97	4,97	20,0	20,0	5,04	5,04	0,242
ТПП247-127/220-50			10,0	9,98	20,0	20,0	2,59	2,58	0,223
ТПП248-127/220-50			20,0	20,0	20,0	20,0	4,0	4,0	0,165
ТПП249-127/220-50	22,0	0,250/0,145	1,25	1,25	2,53	2,51	0,35	0,35	2,56
ТПП250-127/220-50			2,51	2,50	5,05	5,0	0,63	0,63	1 ,350

Продолжение табл. П.3

Типономинал трансформатора	Номинальная мощность, В·А	Ток первичной обмотки, А	Напряжение вторичной обмотки, В						Ток вторичной обмотки, А
			Выводы обмоток						
			11-12	13-14	15-16	17-18	19-20	21-22	
ТПП251-127/220-50			2,5	2,50	9,95	10,0	2,58	2,58	0,730
ТПП252-127/220-50			5,05	5,05	5,03	5,03	1,32	3,32	0,970
ТПП253-127/220-50			5,05	5,02	10,0	10,0	2,59	2,58	0,610
ТПП254-127/220-50			2,5	2,5	5,5	5,0	1,34	1,34	1,760
ТПП255-127/220-50			2,5	2,5	10,0	10,0	0,72	0,72	1,180
ТПП255-127/220-50			4,0	4,0	6,3	6,3	0,72	0,72	1,400
ТПП257-127/220-50			5,0	5,0	5,0	5,0	1,35	1,35	1,370
ТПП258-127/220-50	31,0	0,340/0,190	5,0	5,0	10,0	10,0	2,6	2,6	0,880
ТЛП259-127/220-50			5,0	5,0	20,0	20,0	1,34	1,34	0,590
ТПП260-127/220-50			10,0	10,0	10,0	10,0	2,5	2,5	0,690
ТПП261-127/220-50			10,0	10,0	20,0	20,0	2,6	2,6	0,475
ТПП262-127/220-50			20,0	20,0	20,0	20,0	4,1	4,1	0,352
ТПП2 63-127/220-50			1,28	1,27	1,26	1,26	0,36	0,36	10,0
ТПП264-127/220-50			2,48	2,47	2,45	2,45	0,70	0,70	5,05
ТПП265-127/220-50			2,47	2,45	5,0	4,97	0,69	0,69	3,50
ТПП266-127/220-50			2,48	2,48	10,0	10,0	2,57	2,57	1,89
ТПП267-127/220-50	57,0	0,615/0,360	5,0	4,98	4,97	4,95	1,31	1,31	2,520
ТПП268-127/220-50			4,98	4,94	10,0	9,85	2,57	2,55	1,620
ТПП269-127/220-50			4,98	4,98	20,0	20,0	1,34	1,34	1,080
ТПП270-127/220-50			10,0	10,0	10,0	10,0	2,59	2,58	1,260
ТПП271-127/220-50			9,95	10,0	20,0	20,0	4,97	4,95	0,835
ТПП272-127/220-50			2,49	2,48	5,0	5,0	1,35	1,35	4,100
ТПП273-127/220-50			1,25	1,25	1,25	1,25	0,42	0,42	12,00
ТПП274-127/220-50			1,25	1,25	2,5	2,5	0,46	0,46	8,8
ТПП275-127/220-50	72,0	0,720/0,420	2,51	2,51	2,51	2,5	0,68	0,68	5,35
ТПП276-127/220-50			2,5	2,5	10,0	10,0	0,71	0,71	2,73
ТПП277-127/220-50			5,0	5,0	5,0	5,0	1,36	1,35	3,20



Окончание табл. П.3

Типономинал трансформатора	Номинальная мощность, В·А	Ток первичной обмотки, А	Напряжение вторичной обмотки, В						Ток вторичной обмотки, А
			Выводы обмоток						
			<i>11-12</i>	<i>13-14</i>	<i>15-16</i>	<i>17-18</i>	<i>19-20</i>	<i>21-22</i>	
ТПП278-127/220-50			5,0	5,0	10,0	10,0	1,35	1,35	2,20
ТПП279-127/220-50			5,0	5,0	20,0	20,0	5,0	5,0	1,20
ТПП280-127/220-50			10,0	10,0	9,93	9,93	2,64	2,64	1,60
ТПП281-127/220-50			10,0	10,0	20,0	20,0	2,62	2,62	1,10
ТПП282-127/220-50			20,0	20,0	20,0	20,0	4,0	4,0	0,815
ТПП283-127/220-50			1,25	1,25	2,48	2,43	0,62	0,62	10,20
ТПП284-127/220-50			2,47	2,46	5,0	4,98	0,61	0,61	5,50
ТПП285-127/220-50			2,50	2,50	9,95	9,95	2,61	2,61	2,98
ТПП286-127/220-50	90,0	0,900/0,530	3,92	3,91	6,36	6,34	0,75	0,75	4,10
ТПП 287-127/220-50			5,0	5,0	10,0	10,0	2,63	2,63	2,55
ТПП288-127/220-50			5,0	5,0	20,0	20,0	1,33	1,32	1,70
ТПП289-127/220-50			10,0	10,0	20,0	20,0	5,0	5,0	1,29