

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра промышленной электроники

В.С. Мишуров

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

**Методические указания
и примеры выполнения
курсового проекта**

**ТОМСК
2010**

Министерство образования и науки Российской Федерации

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Кафедра промышленной электроники (ПрЭ)

В.С. Мишуров

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

**Методические указания
и примеры выполнения
курсового проекта**

2010

Рецензенты: канд. техн. наук, доцент кафедры ПрЭ ТУСУРа
Коновалов Б.И.;
канд. техн. наук, доцент кафедры ПрЭ ТУСУРа
Семёнов В.Д.

Мишуров В.С.

Энергетическая электроника : Методические указания и примеры выполнения курсового проекта / В.С. Мишуров. — Томск : Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2010. — 148 с

© Мишуров В.С., 2010

© ТУСУР, 2010

Содержание

Введение.....	5
1 Требования к оформлению курсового проекта.....	7
1.1 Титульный лист	7
1.2 Реферат.....	7
1.3 Техническое задание на проектирование	8
1.4 Содержание проекта.....	11
1.5 Введение	11
1.6 Основная часть	11
1.7 Заключение	12
1.8 Список использованных источников	12
1.9 Приложения	13
1.10 Требования к тексту расчетно-пояснительной записки	13
1.11 Требования к оформлению графической части проекта	15
2 Основные положения проектирования	16
2.1 Назначение основных блоков СГЭП и их реализация	20
2.2 Описание работы СГЭП по структурной схеме.....	26
2.3 Расчет основных блоков СГЭП.....	27
2.3.1 Расчет входного выпрямителя и фильтра.....	27
2.3.2 Выбор и расчет схемы силового инвертора.....	33
2.3.3 Расчет силового трансформатора.....	47
2.3.4 Расчет выходного фильтра.....	49
2.3.5 Расчет параметров аккумуляторной батареи.....	51
2.3.6 Расчет разрядного устройства	52
2.3.7 Расчет зарядного устройства	59
2.3.8 Расчет усилителей мощности	72
2.3.9 Схема управления СГЭП	76
2.3.10 Блок обратной связи.....	81
2.3.11 Блок защиты.....	84
2.3.12 Устройство контроля напряжения питающей сети.....	85
2.3.13 Блок питания собственных нужд.....	87
Заключение	90
Список использованных источников	91

Приложение А (обязательное) Признаки построения силовой части проектируемого объекта	94
Приложение Б (обязательное) Технические параметры проектируемого объекта	96
Приложение В (справочное) Ряды номинальных сопротивлений и емкостей.....	97
Приложение Г (справочное) Резисторы постоянные.....	97
Приложение Д (справочное) Резисторы переменные	98
Приложение Е (справочное) Конденсаторы.....	99
Приложение Ж (справочное) Дроссели.....	103
Приложение К (справочное) Данные обмоточных проводов круглого поперечного сечения	106
Приложение Л (справочное) Характеристики электротехнической стали	108
Приложение М (справочное) Магнитопроводы из электротехнической стали.....	109
Приложение Н (справочное) Магнитопроводы ферритовые.....	115
Приложение П (справочное) Транзисторы биполярные	120
Приложение Р (справочное) Транзисторы полевые.....	123
Приложение С (справочное) Диоды.....	125
Приложение Т (справочное) Стабилитроны и стабисторы	128
Приложение У (справочное) Тиристоры	130
Приложение Ф (справочное) Микросхемы аналоговые	131
Приложение Х (справочное) Стабилизаторы напряжения серии 142 ЕН.....	135
Приложение Э (справочное) Микросхемы цифровые	137
Приложение Ю (справочное) Аккумуляторы	140
Приложение Я (обязательное) Пример выполнения схемы электрической принципиальной и перечня элементов	145

Введение

Задачей курсового проекта по дисциплине «Энергетическая электроника» является разработка устройства преобразования параметров электрической энергии на этапе эскизного проектирования без конструкторской проработки.

При проектировании преобразователей исходными данными в общем случае могут быть:

- параметры входного напряжения;
- значения выходного напряжения и тока нагрузки;
- пределы плавной или ступенчатой регулировки выходного напряжения;
- значение и характер изменения импульсной составляющей тока нагрузки;
- нестабильность выходного напряжения;
- уровень переменной составляющей постоянного выходного напряжения;
- характеристики качества выходного переменного (синусоидального) напряжения;
- допустимые нормы превышения выходного напряжения и тока нагрузки;
- энергетические показатели;
- нормы промышленных радиопомех;
- показатели надежности.

Варьированием вышеуказанных данных формируются различные темы проектов.

В большинстве случаев питание радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) осуществляется от промышленной сети переменного тока с частотой 50 Гц. Напряжение такой сети регламентируется на уровне 380/220В с допустимыми отклонениями плюс 10 % минус 15 %. В некоторых странах используют сеть переменного тока с частотой 60 Гц. В автономных объектах дизель-генераторы вырабатывают напряжение переменного тока частоты 400 Гц с отклонениями от номинального напряжения в пределах плюс 13 % минус 25 %.

В реальных сетях случаются провалы напряжения до нуля, т.е. отключения сети как на короткие промежутки времени (срав-

нимые с периодом переменного напряжения), так и на сравнительно длительные (секунды, минуты).

Большой диапазон изменения входного напряжения при значительном разбросе требуемых уставок выходного напряжения может сказаться на выборе структуры проектируемого устройства, а наличие провалов питания требует использования промежуточных накопителей энергии, в связи с чем, может встать вопрос о необходимости применения систем гарантированного электропитания (СГЭП).

В некоторых случаях источником питания может служить сеть постоянного тока.

Высокий КПД устройств энергообеспечения РЭА и ЭВМ является одним из основных условий проектирования. Для повышения КПД необходимо применять импульсные методы преобразования параметров электроэнергии.

В свою очередь импульсные режимы работы полупроводниковых элементов приводят к генерированию электромагнитных помех, что вынуждает применять специальные меры по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС).

Результатом проектирования является схема электрическая принципиальная устройства, снабженная перечнем элементов. В пояснительной записке должны быть представлены расчеты всех элементов, приведенных на принципиальной схеме. Полностью разработанное устройство должно быть представлено схемой электрической функциональной.

1 Требования к оформлению курсового проекта

Расчетно-пояснительная записка (РПЗ) к курсовому проекту должна отвечать требованиям ГОСТ 2.105-95, методическим указаниям по оформлению технической документации [7,19], раскрывать замысел проекта, содержать описание методов расчетов, сравнение рассматриваемых вариантов, сопровождаться иллюстрациями (графиками, диаграммами, схемами и т.д.), быть выполнена на русском языке и содержать в указанной ниже последовательности следующие структурные элементы:

- титульный лист;
- реферат;
- техническое задание на проектирование;
- содержание;
- введение;
- основная часть проекта;
- заключение;
- список использованных источников;
- приложения.

1.1 Титульный лист

Титульный лист должен быть выполнен в соответствии с [19].

1.2 Реферат

1.2.1 Реферат, размещенный на отдельном листе, должен содержать:

- сведения о количестве листов, иллюстраций, таблиц, использованных источников, приложений, листов графического материала;
- перечень ключевых слов;
- текст реферата.

1.2.2 Перечень ключевых слов должен включать от 5 до 15 наиболее характерных для РПЗ слов или словосочетаний. Они за-

писываются в именительном падеже прописными буквами в строку через запятые.

1.2.3 Текст реферата должен отражать:

- объект разработки;
- методы и аппарат расчета;
- полученные результаты и их новизну.

1.3 Техническое задание на проектирование

Техническое задание (ТЗ) на проектирование включает разработку устройства преобразования параметров электрической энергии на этапе эскизного проекта.

Вариант задается преподавателем.

Как пример рассмотрим вариант $V = 123$. В таблице 1.1 номеру 123 соответствует строка 19 и столбец 5. По номеру строки 19 в приложении А (Признаки построения силовой цепи проектируемого объекта) выбираем:

- характер $U_{вх}$ — переменное (синусоидальное) и постоянное от аккумуляторной батареи (АБ);
- вход бестрансформаторный;
- наличие трансформаторной развязки (питающая сеть — нагрузка) — есть;
- тип преобразователя — двухтактный инвертор;
- характер $U_{вых}$ — переменное;
- тип СГЭП — off-line;
- тип АБ — FG;
- характер нагрузки — активная;
- схема силового инвертора — мостовая;
- примечание — провал напряжения питающей сети $U_{вх}$ на 10 мин с интервалом ≥ 5 час.

По результатам анализа признаков, приведенных в техническом задании, строится структурная схема силовой цепи. Для построения полной структуры объекта необходимо добавить блоки управления, питания собственных нужд, обратной связи, защиты, синхронизации и т.д.

По номеру столбца 5 в приложении Б выбираются необходимые для построенной структуры электрические параметры:

$$\approx U_c — 127 \text{ В}; \Delta U_c — (+10), (-15) \%, f_c — 50 \text{ Гц},$$

напряжение АБ ($U_{\text{вх}} = 96 \text{ В}$), $\Delta U_{\text{вых}} — (+3), (-3) \%$,
 $I_{\text{нагр min}} — 0,1 \text{ А}$, $I_{\text{нагр max}} — 3 \text{ А}$, $\approx U_{\text{вых}} — 127 \text{ В}$,
 $f_{\text{вых}} — 50 \text{ Гц}$, $K_{\text{н}} = 3 \%$.

П р и м е ч а н и е : из технических параметров, содержащихся в приложении Б, выбирать только необходимые для структурной схемы силовой цепи, сформированной по признакам приложения А.

Т а б л и ц а 1.1 — Варианты задания

Строки	Столбцы											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1	27	53	79	105	131	157	183	209	235	261	287
2	2	28	54	80	106	132	158	184	210	236	262	288
3	3	29	55	81	107	133	159	185	211	237	263	289
4	4	30	56	82	108	134	160	186	212	238	264	290
5	5	31	57	83	109	135	161	187	213	239	265	291
6	6	32	58	84	110	136	162	188	214	240	266	292
7	7	33	59	85	111	137	163	189	215	241	267	293
8	8	34	60	86	112	138	164	190	216	242	268	294
9	9	35	61	87	113	139	165	191	217	243	269	295
10	10	36	62	88	114	140	166	192	218	244	270	296
11	11	37	63	89	115	141	167	193	219	245	271	297
12	12	38	64	90	116	142	168	194	220	246	272	298
13	13	39	65	91	117	143	169	195	221	247	273	299
14	14	40	66	92	118	144	170	196	222	248	274	300
15	15	41	67	93	119	145	171	197	223	249	275	301
16	16	42	68	94	120	146	172	198	224	250	276	302
17	17	43	69	95	121	147	173	199	225	251	277	303
18	18	44	70	96	122	148	174	200	226	252	278	304
19	19	45	71	97	123	149	175	201	227	253	279	305
20	20	46	72	98	124	150	176	202	228	254	280	306
21	21	47	73	99	125	151	177	203	229	255	281	307
22	22	48	74	100	126	152	178	204	230	256	282	308
23	23	49	75	101	127	153	179	205	231	257	283	309
24	24	50	76	102	128	154	180	206	232	258	284	310
25	25	51	77	103	129	155	181	207	233	259	285	311
26	26	52	78	104	130	156	182	208	234	260	286	312

При наличии избыточных данных в приложении Б, ненужные характеристики не используются. Например, если в техническом задании выходное напряжение переменное (синусоидальное), то для него не нужна такая характеристика, как коэффициент пульсаций, и при постоянном выходном напряжении не нужны признаки, характеризующие качество переменного напряжения — частота выходного напряжения ($f_{\text{вых}}$), коэффициент несинусоидальности (K_n). При питании устройства от источника напряжения постоянного тока АБ не нужны характеристики $\approx U_c$, ΔU_c — так как эти параметры определяется типом АБ.

Т а б л и ц а 1.2

Название проекта
1 Источник питания на основе НПП
2 Преобразователь постоянного напряжения
3 Источник питания на основе однотактной прямоходовой ячейки
4 Преобразователь постоянного напряжения на основе однотактной прямоходовой ячейки
5 Источник питания на основе однотактной обратногоходовой ячейки
6 Преобразователь постоянного напряжения на основе инвертора
7 Источник питания на основе полумостового инвертора
8 Преобразователь напряжения на основе мостового инвертора
9 Источник питания на основе нулевого инвертора
10 Преобразователь постоянного напряжения в переменное
11 Зарядное устройство на основе прямоходовой ячейки
12 Зарядное устройство для кислотных АБ
13 Зарядное устройство на основе обратногоходовой ячейки
14 Зарядное устройство на основе мостового инвертора
15 Зарядное устройство для щелочных АБ
16 Зарядное устройство на основе нулевого инвертора
17 Зарядное устройство на основе НПП
18 Сетевой источник питания на основе НПП
19 Система гарантированного питания «Off-line»
20 Система гарантированного питания на основе нулевого инвертора
21 Агрегат бесперебойного питания «On-line»
22 Агрегат бесперебойного питания на основе мостового инвертора
23 Квазидвухтактный источник питания
24 Квазидвухтактный преобразователь постоянного напряжения
25 Квазидвухтактный преобразователь переменного напряжения
26 Квазидвухтактный источник питания

Для реализации технического задания необходимо провести расчет параметров и выбор элементов разрабатываемого объекта, а также расчет статической точности замкнутой системы.

Примечание: для системы гарантированного электропитания схема управления и другие дополнительные блоки по согласованию с преподавателем могут быть выполнены на функциональном уровне.

В таблице 1.2 приведены примерные названия тем курсовых проектов, сформулированные по результатам анализа признаков построения силовых цепей преобразователей.

1.4 Содержание проекта

Содержание должно отражать все материалы, представляемые к защите.

1.5 Введение

Во введении необходимо указать область применения разрабатываемого объекта и целесообразность разработки.

1.6 Основная часть

Содержание основной части проекта включает в себя анализ технического задания, краткий обзор технической литературы, содержащий описание структурных или функциональных схем устройств, подобных разрабатываемому объекту, и описание работы проектируемого устройства по предложенной структуре с перечислением блоков и узлов, входящих в его состав. На этапе предварительного проектирования по известным параметрам питающей сети и выходным параметрам разработанной структурной (функциональной) схемы производится ориентировочный расчет токов и напряжений во всех цепях преобразователя. При этом необходимо приближенно задаться потерями в элементах. На основании проведенных расчетов произвести ориентировочный выбор элементов и составить принципиальную схему.

На этапе уточненного проектирования необходимо произвести точное определение мгновенных, эффективных или средних

значений токов и напряжений на элементах схемы, коэффициентов пульсаций и других необходимых параметров. Определение указанных величин можно проводить с использованием схем замещения, математических моделей и расчетом их на ЭВМ.

По результатам уточненного расчета произвести выбор всех элементов, как силовой части, так и схемы управления, с учетом использования современной элементной базы.

Функциональная схема устройства представляет собой набор функциональных частей (узлов) и связи между этими частями.

Функциональные части изображаются в виде условных графических обозначений, установленных стандартами ЕСКД.

Конечным результатом проектирования устройства является схема электрическая принципиальная, которая представляет собой графический материал проекта, и включенный в приложение к пояснительной записке перечень элементов.

В отдельных случаях по предварительному согласованию с преподавателем схема управления может быть выполнена на функциональном уровне. Однако вопросы сопряжения схемы управления с силовой частью (усилители мощности) подлежат обязательной разработке. В обязательном порядке в пояснительной записке должны быть приведены временные диаграммы, поясняющие работу устройства.

В пояснительной записке должны быть представлены расчеты и выбор всех элементов, используемых в схеме электрической принципиальной.

Обязательным пунктом при проектировании является расчет статической точности устройства. Используемые в расчетах элементов исходные выражения должны быть приведены со всеми необходимыми пояснениями и ссылками на соответствующую литературу.

1.7 Заключение

Заключение должно содержать краткие выводы по выполненному проекту, оценку полученных результатов, изложенных в проекте.

1.8 Список использованных источников

1.8.1 Список литературы должен быть выполнен в соответствии с ГОСТ 7.1-2003 и ГОСТ 7.82-2001 и содержать все те источники литературы, на которые имеются ссылки, включенные по тексту пояснительной записки.

1.8.2 Порядок расположения библиографических записей в списке избирается автором, в зависимости от характера, вида и цели работы.

Наиболее известны следующие способы расположения литературы: алфавитный, систематический, по главам работы, хронологический, по видам источников и в порядке упоминания литературы в тексте.

1.9 Приложения

1.9.1 Материал, дополняющий основную часть проекта, оформляют в виде приложений. В них приводят графический материал, таблицы, справочный материал и т.д.

1.9.2 Приложения обозначают прописными буквами русского алфавита, начиная с А (за исключением Ё, З, И, О, Ч, Ъ, Ы, Ь), которые приводят после слова «**Приложение**».

1.9.3 Приложения должны иметь общую с основной частью проекта сквозную нумерацию страниц.

1.10 Требования к тексту расчетно-пояснительной записки

1.10.1 Расчетно-пояснительная записка (РПЗ) должна быть выполнена [19] в соответствии с требованиями ГОСТ 2.105-95, ГОСТ 1.5-2001, ГОСТ 7.32-2001, как правило на белой бумаге формата А4 по ГОСТ 2.301-68 (210×297 мм) с одной стороны одним из следующих способов:

– рукописным — разборчивым почерком, с высотой букв и цифр не менее 2,5 мм тушью, чернилами или пастой синего, фиолетового или черного цвета, с расстоянием между основаниями строк 6—10 мм;

– машинописным — через 1,5 интервала. Лента только черного цвета. Формулы должны быть вписаны от руки тушью или черной пастой;

– с применением компьютера и принтера: междустрочный интервал — полуторный; шрифт: **Times New Roman**, кегль **14**, цвет — черный.

1.10.2 Иллюстрации, таблицы и распечатки с ЭВМ допускается выполнять на листах формата А3 по ГОСТ 2.301-68, при этом они должны быть сложены на формат А4 «гармоникой» по ГОСТ 2.501-88.

1.10.3 Пояснительная записка должна быть выполнена по формам с основными надписями, установленными ГОСТ 2.106 (пункт 10.1), ГОСТ 2.104-2006. В рамке формы 2 размещается первый (заглавный) лист, а в рамках формы 2а в соответствии с ГОСТ 2.104-2006 — второй и последующие листы записки.

1.10.4 Текст должен быть выполнен с соблюдением размеров полей от края листа: левое — не менее 25 мм, правое — не менее 10 мм, верхнее — не менее 15 мм, нижнее — не менее 20 мм. Абзацный отступ должен быть одинаковым по всему тексту и равен пяти знакам текста.

1.10.5 Фамилии, названия учреждений, организаций, названия изделий, приводятся на языке оригинала.

1.10.6 Титульный лист, реферат и ТЗ должны быть выполнены на бумаге согласно 2.1.

В тексте пояснительной записки не допускается:

– использовать математический знак (–) перед отрицательными значениями величин. Вместо математического знака (–) следует писать слово «минус»;

– употреблять математические знаки без цифр.

Перед обозначением параметра дают его пояснение, например: «температура окружающей среды — Т». Значения символов и числовых коэффициентов должны быть приведены непосредственно под формулой и в последовательности, в какой они приведены в формуле, каждый символ с новой строки. Первая строка расшифровки должна начинаться со слова «где» без двоеточия после него.

Формулы, на которые имеются ссылки в тексте, должны нумероваться в пределах раздела арабскими цифрами. Номер фор-

мулы должен состоять из номера раздела и порядкового номера формулы, разделенные точкой. Ссылки в тексте на номер формулы дают в скобках.

Цифровой материал должен быть оформлен в виде таблиц, с заголовком над таблицей посередине в соответствии с чертежом. Таблицы нумеруются в пределах раздела арабскими цифрами. Номер таблицы состоит из номера раздела и порядкового номера таблицы, разделенные точкой. Над правым верхним углом таблицы помещают надпись «Таблица» с указанием номера таблицы.

Все иллюстрации именуется рисунками и должны быть выполнены на той же бумаге, что и текст, либо на кальке того же формата, и пронумерованы в пределах раздела. Иллюстрации должны иметь наименование, и, при необходимости, поясняющие данные — под ней. Номер иллюстрации помещают ниже поясняющих данных.

На приводимых электрических схемах около каждого элемента указывают его позиционное обозначение и, при необходимости, номинальное значение величины.

При ссылке в тексте на используемую литературу следует приводить порядковый номер по списку литературы, заключенный в квадратные скобки и, в необходимых случаях, страницы.

Каждое приложение начинают с новой страницы с указанием в верхней части страницы симметрично тексту полужирным шрифтом и его увеличенным размером слова «**Приложение**».

1.11 Требования к оформлению графической части проекта

1.11.1 Графический материал может выполняться [19, 27]:

- неавтоматизированным методом — карандашом, пастой, чернилами или тушью;
- автоматизированным методом — с применением графических и печатающих устройств вывода ЭВМ;
- цвет изображений — черный на белом фоне.

1.11.2 Схемы и чертежи следует выполнять на форматах, установленных ГОСТ 2.301.

Оформление электрических схем должно соответствовать требованиям стандартов ЕСКД. Пример выполнения схемы элек-

трической принципиальной и перечня элементов приведены в Приложении.

Обозначение документов на разрабатываемое изделие должно включать в себя в указанной ниже последовательности:

- индекс факультета;
- двухбуквенную аббревиатуру (курсовой проект — КП);
- шестизначную десятичную характеристику разрабатываемого изделия по классификатору;
- порядковый номер (в пределах трех цифр);
- шифр документа по ГОСТ 2.102-68.

2 Основные положения проектирования

Рассмотрим основные положения проектирования на конкретном примере.

Требуется разработать систему гарантированного электропитания (СГЭП) со следующими параметрами:

а) основные:

- 1) напряжение питающей сети — 220 В (с отклонениями +10 %, -15 %);
- 2) частота питающей сети — 50 Гц;
- 3) выходное напряжение — 220 В (с отклонениями ± 5 %);
- 4) номинальное значение тока нагрузки — 3 А;
- 5) частота выходного напряжения — 50 Гц;
- 6) максимальная длительность аварийных режимов сети — 10 мин;
- 7) минимальные интервалы между аварийными режимами — 5 час;
- 8) тип используемых аккумуляторов — FG (кислотные);

б) дополнительные:

- 1) обеспечить гальваническую развязку нагрузки от сети;
- 2) нагрузка активно-индуктивная (угол сдвига тока относительно напряжения равен 30°).

Существенные отклонения параметров напряжения питающей сети от допустимых по влиянию на работу потребителей подразделяются на две группы: влекущие потерю информации и приводящие к выходу из строя оборудования.

Основными задачами СГЭП является обеспечение непрерывной подачи электропитания потребителю и защита его от пагубных воздействий, ведущих к потере информации и повреждению аппаратуры.

Различают три основных класса СГЭП [12].

Класс 1. Система с постоянно работающим инвертором в нормальном режиме от выпрямленной сети переменного тока, а в аварийном — от аккумуляторной батареи (АБ). Такие СГЭП называют «on-line». На рис. 2.1 приведен вариант функциональной схемы СГЭП с постоянно работающим инвертором.

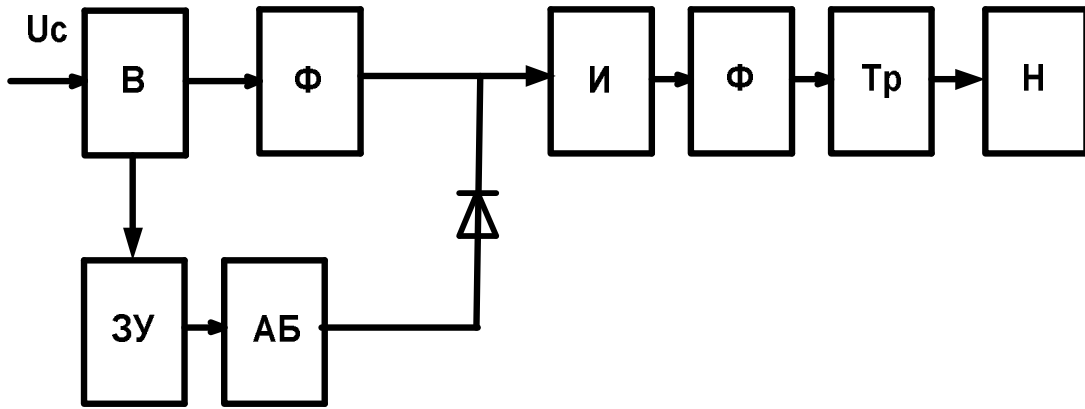


Рисунок 2.1 — Функциональная схема силовой части СГЭП (on-line)

Такие системы относятся к устройствам двойного преобразования, в которых с помощью инвертора выпрямленное сетевое напряжение вновь преобразуется в переменное. Преимущество таких систем заключается в постоянстве частоты и величины выходного напряжения, не зависящих от колебаний частоты и напряжения питающей сети. К достоинствам можно отнести и практически нулевое время переключения с основного на резервный источник питания.

Основной ее недостаток — более низкий коэффициент полезного действия по сравнению с «on-line» — системой, что приводит к повышенным расходам при эксплуатации, так как силовой инвертор работает постоянно.

Класс 2. Источники резервированного питания «off-line» рис. 2.2, работающие в нормальном режиме от сети при выключенном инверторе, включающемся в работу при отклонениях напряжения сети за допустимые пределы или полном его отсутствии.

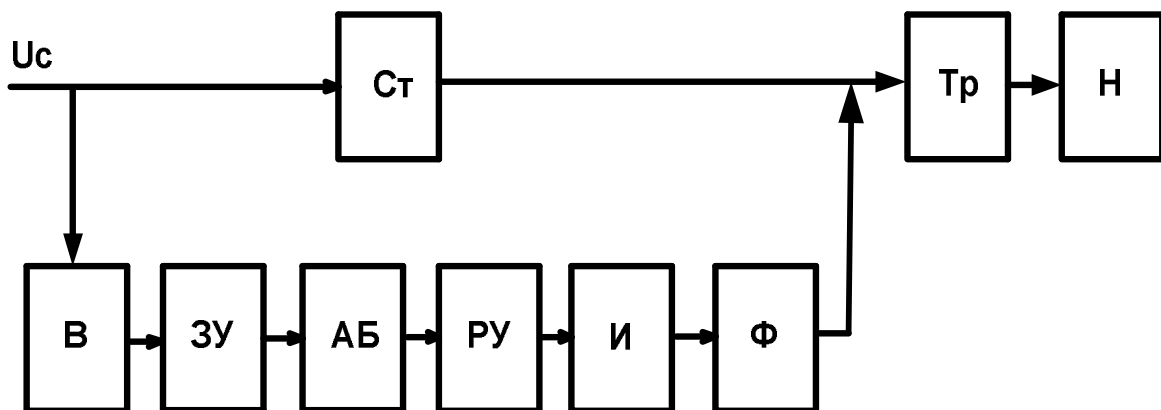


Рисунок 2.2 — Функциональная схема силовой части СГЭП (off-line)

Класс 3. Гибридные схемы, в которых обычные системы «off-line» дополняются устройствами, ограничивающими импульсные перенапряжения и просадку питающей сети переменного тока.

Если основным требованиям технического задания удовлетворяет любая из приведенных выше систем, то при проектировании СГЭП необходимо воспользоваться дополнительными требованиями. К ним могут относиться массогабаритные показатели, время переключения с основного источника на резервный, наличие сервисных устройств — диагностика состояния, световая и звуковая индикация, гальваническая развязка нагрузки от сети, возможность активной коррекции коэффициента мощности, высокая надежность и низкая цена, электробезопасность обслуживающего персонала.

С учетом анализа дополнительных требований (обеспечить гальваническую развязку нагрузки от сети) остановим выбор на системе «on-line», функциональная схема которой приведена на рис. 2.3, так как наличие трансформатора на выходе силового инвертора выполняет заданное условие.

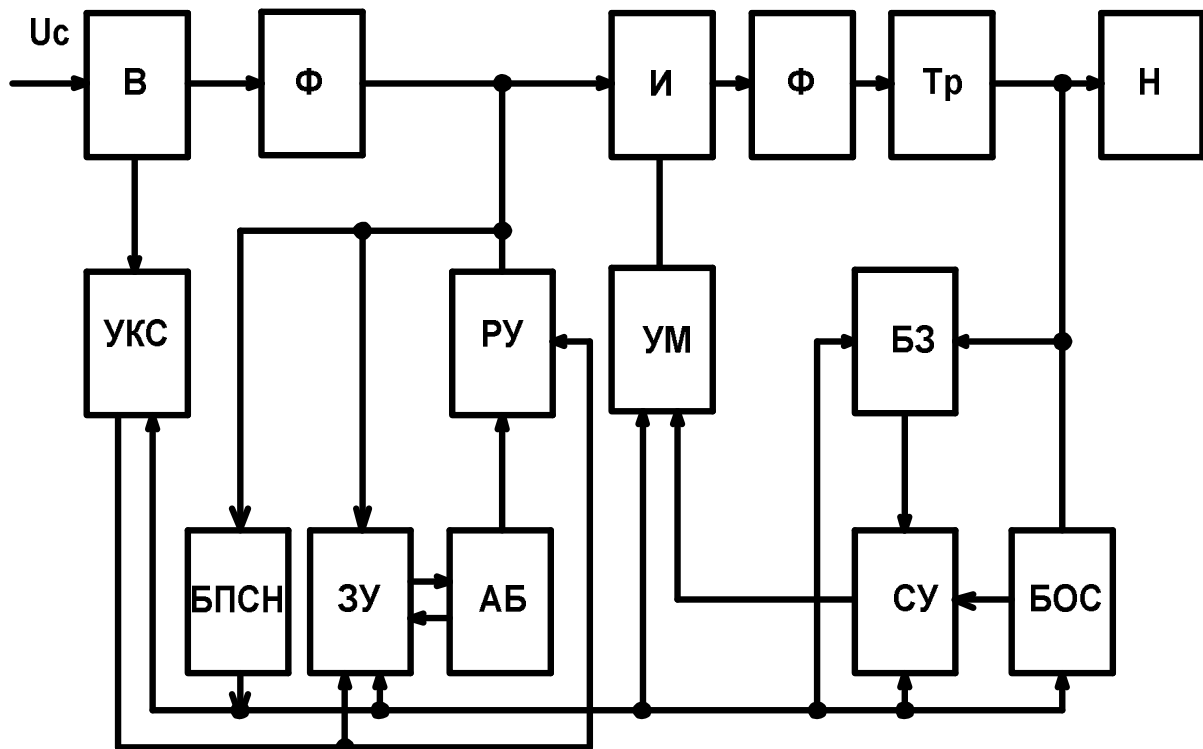


Рисунок 2.3 — Функциональная схема СГЭП (on-line)

Функциональная схема такой системы приведена на рис. 2.3 и содержит следующие блоки:

- В — сетевой выпрямитель;
- Ф — низкочастотный сглаживающий фильтр;
- И — инвертор (регулирующий орган);
- Тр — силовой трансформатор;
- Н — блок нагрузок;
- 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.

2.1 Назначение основных блоков СГЭП и их реализация

2.1.1 Входной сетевой выпрямитель в зависимости от питающей сети может быть одно- или трехфазным, неуправляемым, а для расширения функциональных возможностей (изменения уровня выпрямленного напряжения) — управляемым.

2.1.2 Сглаживающий фильтр выполняет функции фильтрации (уменьшения) переменной составляющей выпрямленного напряжения до уровня, который требуется по условиям эксплуатации для регулирующего органа, питающегося от входного выпрямителя, ограничения зарядного тока конденсатора фильтра, компенсации кратковременных провалов напряжения питающей сети. Фильтры делятся на пассивные (R, L, C-фильтры) и активные — электронные фильтры. В том случае, если силовой инвертор не предъявляет жестких требований к качеству питающего напряжения, критерием для выбора величины пульсаций на выходе фильтра может быть допустимая амплитуда переменной составляющей на конденсаторе входного фильтра. Оценка сглаживающих действий фильтра производится обычно по величине его коэффициента сглаживания, определяемого отношением коэф-

фициента пульсаций на входе фильтра (выходе выпрямителя) к коэффициенту пульсаций на его выходе. При расчете фильтров на его выходе обычно учитывают только постоянную составляющую выпрямленного напряжения и основную гармонику пульсации, т.к. амплитуды высших гармоник с увеличением номера гармоник резко падают. Наиболее эффективно осуществляется сглаживание пульсаций при помощи Г-образных фильтров, составленных из дросселей и конденсаторов.

2.1.3 Задача инвертора (И) заключается в преобразовании входного постоянного напряжения в переменное, прямоугольное или ступенчато-синусоидальное с одновременным регулированием его значения. Одним из вариантов реализации этих задач может быть использование регулятора постоянного напряжения на базе непосредственного преобразователя напряжения (НПН), обеспечивающего стабилизацию постоянного напряжения и нерегулируемого инвертора. Наиболее часто для этих целей используют инверторы с широтно-импульсным регулированием. Регулирующие органы с прямоугольным выходным напряжением наиболее просты в реализации, но обладают определенными недостатками. Наличие высокочастотных гармоник, превышающих допустимый уровень, в выходном прямоугольном напряжении может вызвать помехи в работе оборудования, содержащего линейные блоки питания, или питающегося через понижающий трансформатор. К таким потребителям относятся офисные АТС, радио и телеоборудование, измерительная и медицинская аппаратура. Выгодно использовать прямоугольное напряжение там, где к СГЭП подключают импульсные блоки питания, имеющие структуру «выпрямитель — накопительный конденсатор высокой емкости — импульсный преобразователь». В этом случае форма выходного напряжения не оказывает существенного влияния на работу блоков питания и обеспечивает малый коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения.

2.1.4 Трансформатор обеспечивает гальваническую развязку нагрузки от питающей сети и служит для согласования уровней входного и неограниченного числа, в общем случае, выходных напряжений, в частном случае он может быть исключен.

2.1.5 Аккумуляторная батарея [5], цепь последовательно соединенных химических источников тока, предназначена для пи-

тания регулирующего органа РО (в нашем случае силового инвертора) при отклонениях напряжения основной питающей сети за допустимые пределы либо полном ее отсутствии. Основным классификационным признаком АБ служит тип электролита: кислотный или щелочной. Различают три режима эксплуатации аккумуляторов: переключения, буферный и аварийный. В режиме переключения АБ разряжается и заряжается поочередно. В буферном режиме АБ подключена параллельно основному источнику. При возрастании нагрузки или снижении входного напряжения батарея частично разряжается, при снижении нагрузки — вновь подзаряжается. В аварийном режиме эксплуатации АБ постоянно поддерживается в режиме готовности к работе и подключается к цепи нагрузки при отказе основного источника.

Основными параметрами АБ являются емкость и напряжение. Следует различать напряжение электрохимической системы, напряжение разомкнутой цепи, разрядное и номинальное. Наиболее важным является разрядное напряжение начальное и конечное. Разряд батареи связан с опасностью переплюсовки отдельных аккумуляторов и соответственно, чем больше соединено последовательно элементов, тем ниже надежность АБ. Числом последовательно соединенных аккумуляторов выбирают номинальное напряжение в цепи постоянного тока.

Разрядной емкостью АБ называют количество электричества, которое источник тока отдает при заданном режиме разряда до достижения определенного конечного напряжения, измеряется емкость в ампер-часах.

Величину номинальных токов разряда и заряда АБ принято выражать в долях от номинальной емкости и измерять в амперах. Режим разряда определяется особенностями потребителя, а заряда — особенностями самих аккумуляторов и зарядных устройств.

Существует два основных способа заряда АБ: при постоянстве тока и постоянстве напряжения. Для повышения надежности АБ при эксплуатации следует соблюдать требования зарядных и разрядных характеристик, выполненных в виде номограмм для различных типов аккумуляторов и режимов их работы.

Емкость и напряжение АБ в каждом конкретном случае выбираются из условий технического задания такими, чтобы обеспечить потребителя электроэнергией на время выхода напряже-

ния основного источника за допустимые пределы при заданном токе нагрузке.

2.1.6 Зарядное устройство предназначено для восполнения электрической энергии АБ при ее многократном использовании. Схемотехника практической реализации ЗУ довольно разнообразна: от простейших — неуправляемый выпрямитель с согласующим трансформатором на входе, до схем с поэлементным контролем и зарядом АБ. При одном преимуществе — простота реализации — первый вариант имеет массу недостатков. Основной недостаток — отсутствие контроля за состоянием АБ. Для повышения долговечности аккумуляторных батарей при высокой надежности их в эксплуатации ЗУ должно иметь возможность работать в двух режимах: режиме заряда со стабилизацией зарядного тока и режиме подзаряда при стабилизации напряжения на АБ. Второй режим используется для компенсации потерь емкости за счет саморазряда АБ. Такие ЗУ позволяют реализовать многоступенчатый (несколько уровней стабилизации тока), а, кроме того, и форсированный заряд аккумулятора.

2.1.7 На разрядное устройство возложена задача согласования уровня выходного напряжения АБ с уровнем напряжения питания РО основного (силового) канала СГЭП от входного выпрямителя. Высокие значения КПД достигаются в непосредственных преобразователях постоянного напряжения (НПН), использующих импульсные методы регулирования. Непосредственные преобразователи имеют предпочтение в тех случаях, когда входное и выходное напряжения сопоставимы. Если напряжения отличаются во много раз, то эффективнее использовать многократные преобразователи. В них последовательно осуществляется инвертирование, трансформация, выпрямление, что приводит к увеличению потерь и снижению КПД. Так как РО основного канала работает в широком диапазоне изменения питающего напряжения и обеспечивает поддержание выходного напряжения с заданной точностью, то на разрядное устройство необязательно возлагать задачу стабилизации выходного напряжения. Разрядное устройство можно заменить отсекающим диодом, если на входе СГЭП установлен согласующий трансформатор, выпрямленное напряжение вторичной обмотки которого соизмеримо с напряжением АБ.

2.1.8 Блок питания собственных нужд (БПСН) предназначен для обеспечения всех узлов и устройств системы напряжениями требуемых уровней и соответствующего качества. Традиционное построение источников питания на основе низкочастотных трансформаторов и нескольких каналов разноуровневых напряжений, как правило, всегда требуемых для сложных систем, обладает одним достоинством — высокой надежностью, но зачастую не удовлетворяет по таким критериям как коэффициент полезного действия и массогабаритные показатели. Существенно повысить КПД и улучшить массогабаритные показатели позволяет использование непосредственных преобразователей напряжения. Однако они имеют свой недостаток: выходные напряжения у таких источников не имеют между собой гальванической развязки. Всего этого удастся избежать при использовании преобразователей, выполненных на основе инверторов. Использование звена повышенной частоты позволяет улучшить массогабаритные показатели электромагнитных элементов, а наличие трансформатора обеспечивает гальваническую развязку входных и выходных цепей.

2.1.9 Схема управления СГЭП предназначена для обеспечения работоспособности системы во всех режимах и по принципу действия может быть реализована как аналоговой, так и с использованием дискретных полупроводниковых элементов; цифровой, в которой функциональные узлы могут быть выполнены на базе логических элементов или цифровых интегральных микросхем более высокого уровня. Еще более высокий уровень интеграции достигается использованием микропроцессорной техники. Наиболее распространены комбинированные схемы управления, в которых используется и аналоговая, и цифровая, включая процессоры, схемотехника. Схема управления инвертором основного канала формирует сигналы управления силовыми ключами по заданному алгоритму и обеспечивает тем самым возможность регулирования выходного напряжения в требуемом диапазоне. Структура построения схемы управления может быть либо одноканальной, в которой разделение сигналов управления осуществляется на последнем этапе, либо многоканальной — в ней управляющие каждым ключом сигналы формируются независимыми каналами.

2.1.10 Сопряжение управляющих входов ключей силового инвертора с выходами схемы управления требует установки усилителей мощности, обеспечивающих усиление сигналов управления по мощности и согласование их по уровню напряжения. Важным моментом является и обеспечение гальванической развязки высоковольтных ключей от схемы управления, особенно в мостовых схемах, в которых силовые транзисторы уже связаны между собой гальванически. Согласование сигналов по мощности решают либо с помощью транзисторных импульсных усилителей, либо с использованием драйверов, обеспечивающих требуемый алгоритм работы ключей в стойках инвертора. Гальваническая развязка может быть обеспечена как оптоэлектронными приборами, так и установкой в выходных каскадах усилителей развязывающих трансформаторов.

2.1.11 Для поддержания одного или нескольких выходных параметров системы с заданной точностью при воздействии возмущающих факторов последняя должна быть замкнута с помощью отрицательных обратных связей по этим параметрам. Задача обратной связи заключается в измерении выходной величины и передаче сигнала с выхода системы на информационный вход схемы управления. При этом сигнал должен быть приведен к виду, удобному для сравнения его с задающим, и соответствовать ему по уровню. В электрических системах наиболее часто стоит задача стабилизации либо выходного напряжения, либо тока нагрузки. Если в устройстве есть обе отрицательные связи, то они не должны работать одновременно. При работе одной из них другая должна быть отключена и наоборот.

2.1.12 На блок защит возлагается задача ограничения несанкционированного изменения тока и напряжений, превышающих допустимые техническими условиями эксплуатации значений, на полупроводниковых и других элементах системы. Использование традиционных средств защиты от аварийных перегрузок (плавких предохранителей, токовых реле теплового или электромеханического действия) не обеспечивает защиты полупроводниковых элементов ввиду недостаточного быстродействия при высоких скоростях развития опасных процессов (сверхтоков и перенапряжений). Поэтому схемы защиты выполняются в виде электронных схем, воздействующих на схему управления или

дополнительные элементы с целью ограничения контролируемых параметров в допустимых пределах. Зачастую используются комбинированные схемы, сочетающие быстродействующие электронные защиты и инерционные, пассивные элементы. Функциональная схема защиты включает в себя датчики, источники опорных напряжений, узлы сравнения, запоминающие устройства и исполнительные элементы и может иметь световую или звуковую индикацию.

2.1.13 Схема устройства контроля напряжения предназначена для слежения за уровнем напряжения питающей сети и выдачи сигналов в схему управления с целью своевременного переключения нагрузки на питание от резервного источника питания и обратного переключения при восстановлении сети с целью более рационального использования резервных химических источников тока. Схема реализации устройств контроля напряжения сети переменного тока зависит от типа СГЭП.

2.2 Описание работы СГЭП по структурной схеме

Работу системы гарантированного электропитания можно рассматривать в двух режимах:

– в первом режиме отклонения напряжения питающей сети не превышают допустимых пределов. Регулирующий орган (инвертор) запитан напряжением выпрямленной сети, и в соответствии с сигналами, поступающими на его управляющие входы от схемы управления через усилитель мощности, формирует на выходе переменное напряжение. Переменное напряжение с выхода инвертора фильтруется до напряжения низкой частоты f_c и 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 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 полным отсутствием. В этом случае устройство контроля напряжения сети выдает сигнал на включение в работу разрядного устройства (РУ), и на инвертор подается напряжение с выхода повышающего преобразователя, а при отсутствии РУ автоматически 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 напряжения АБ.

2.3 Расчет основных блоков СГЭП

Предварительный расчет блоков и узлов силовых цепей преобразователя (СГЭП) проводится с целью определения электрических параметров всех элементов, составляющих принципиальную электрическую схему преобразователя. Расчет проводится на основе анализа функций, выполняемых тем или иным блоком или узлом, после выбора конкретной схемы их реализации, с учетом их неизвестных характеристик, например, КПД.

2.3.1 Расчет входного выпрямителя и фильтра

Однофазная питающая сеть переменного тока и бестрансформаторный вход СГЭП предусматривают мостовую схему выпрямителя [2, 4, 9, 10, 13, 18, 22, 31], приведенную на рис. 2.4.

При учете диапазона изменения напряжения питающей сети (отклонение вниз от номинала на 15 %) значение напряжения на выходе входного фильтра не превышает $U_{dmin} = \sqrt{2} U_{cmin} = \sqrt{2} \times 220 \times 0,85 = 260 \text{ В}$ даже на холостом ходу (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, элементах фильтра. Так как вход выпрямителя бестрансформа-

торный, коммутационными потерями можно пренебречь и величину выпрямленного напряжения можно считать по соотношениям для идеального выпрямителя.

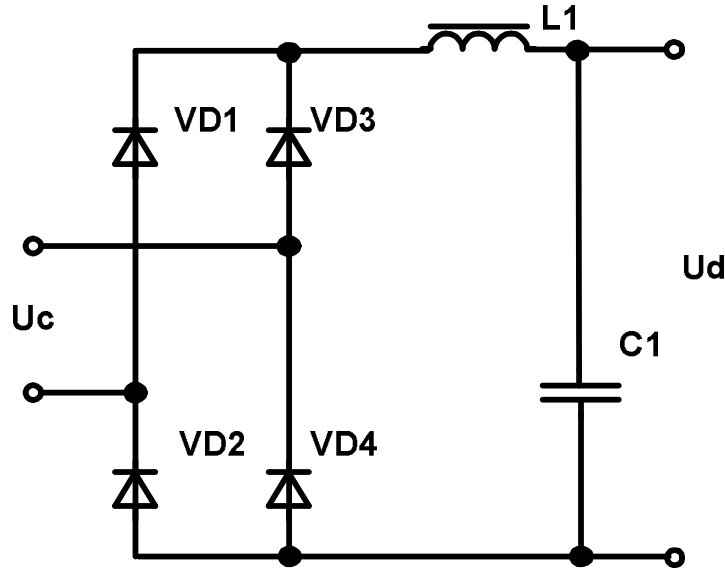


Рисунок 2.4 — Входной выпрямитель и фильтр

$$U_{d\min} = \frac{0,85U_c}{1,11} = \frac{0,85 \times 220}{1,11} = 170 \text{ В.}$$

Наибольшее значение напряжения на выходе фильтра (режим холостого хода — конденсатор фильтра заряжен до амплитуды входного переменного напряжения) определится соотношением:

$$U_{d\max} = 1,11 \times \sqrt{2}U_c = 1,1 \times 1,41 \times 220 = 341 \text{ В.}$$

Для определения электрических параметров диодов выпрямителя и элементов фильтра необходимо определить мощность, потребляемую инвертором через характеристики нагрузки и примерные КПД узлов, последовательно включенных в силовой цепи.

$$P_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н}}}{\eta_{\text{и}} \eta_{\text{ф2}} \eta_{\text{тр}}} = \frac{220 \times 3}{0,96 \times 0,98 \times 0,96} = 730 \text{ ВА.}$$

где $U_{\text{н}}$ — напряжение на нагрузке;

$I_{\text{н}}$ — ток нагрузки;

$\eta_{\text{тр}}$ — КПД трансформатора ($\eta_{\text{тр}} = 0,99 \div 0,94$). Для трансформатора средней мощности примем $\eta_{\text{тр}} = 0,96$;

$\eta_{\phi 2}$ — КПД фильтра на выходе инвертора (как правило, задаются падением напряжения на активном сопротивлении дросселя (2...3) % от U_n , которое и определяет основные потери фильтра), примем $\eta_{\phi 2} = 0,98$;

η_n — КПД инвертора (практический опыт и анализ технической литературы показывают, что КПД колеблется в пределах 0,95—0,98 для высоковольтных инверторов) примем равным 0,96.

Наибольшее среднее значение тока, потребляемого инвертором, определится при минимальном напряжении питающей сети.

$$I_n = \frac{P_n}{U_{dmin}} = \frac{730}{170} = 4,3 \text{ А.}$$

Среднее значение тока диодов входного выпрямителя.

$$I_{VD} = \frac{I_n}{2} = \frac{4,3}{2} = 2,15 \text{ А.}$$

Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диодам выпрямителя.

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

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

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

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

Расчет электрических параметров элементов однозвенного LC-фильтра ведется по выражениям [31]:

а) определяется произведение LC

$$LC = \frac{K_{\text{сгл}} + 1}{m^2 \omega^2} = \frac{13,4 + 1}{2^2 \times 314^2} = 3,65 \times 10^{-5} \text{ ГнФ},$$

б) из условия непрерывности тока в дросселе находится его критическая индуктивность

$$L_{\text{кр}} = \frac{2U_{\text{dmax}}}{(m^2 - 1)m \times \omega_c \times I_{\text{dmin}}} = \frac{2(1,1U_{\text{dmin}})^2}{0,85^2(m^2 - 1)m \times \omega_c \times P_{\text{н}}};$$

$$L_{\text{кр}} = \frac{2 \times 1,1^2 \times 170^2}{0,85^2(2^2 - 1)2 \times 314 \times 730} = 0,07 \text{ Гн},$$

выбираем два двухобмоточных дросселя Д273-0,16-2,2, соединенных параллельно [Приложение Ж]. Обмотки дросселя соединяем параллельно. Общая индуктивность равна $L_{\text{др}} = 0,08 \text{ Гн}$, а допустимый ток подмагничивания $4,4 \text{ А}$;

с) далее после выбора дросселя определяется величина емкости конденсатора

$$C_{\text{ф}} = \frac{LC}{L_{\text{др}}} = \frac{3,65 \cdot 10^{-5}}{0,08} \approx 450 \times 10^{-6} \text{ Ф},$$

Устанавливаем двадцать один конденсатор [Приложение Е] К50-29-22 мкФ — 350 В, соединенных параллельно, с суммарной емкостью 462 мкФ.

д) производится проверка фильтра на отсутствие резонансных явлений, при этом должно быть соблюдено условие:

$$L_{\text{др}} C_{\text{ф}} \geq \frac{4}{m_n^2 \omega_c^2};$$

$$0,08 \times 462 \times 10^{-6} > \frac{4}{2^2 \times 314^2}; \quad 37 > 1.$$

Емкость конденсатора фильтра в реальных схемах может быть настолько велика, что приходится применять батарею, состоящую из нескольких десятков конденсаторов. В этом случае важно решить вопрос, куда выгоднее включать конденсаторы, либо все на выход LC фильтра, и тогда выпрямитель будет работать на нагрузку, начинающуюся с индуктивности, либо распределить конденсаторы, включив часть их на выход выпрямителя и часть на выход фильтра. В этом случае выпрямитель будет работать на нагрузку, начинающуюся с емкости. Как правило, двух-

звенные фильтры используют при требуемых коэффициентах сглаживания более 50. Выпрямитель с двухзвенным фильтром приведен на рис. 2.5. Диоды выпрямителя в этом случае в момент включения, пока не зарядился конденсатор на выходе выпрямителя, работают в тяжелом режиме, близком к режиму короткого замыкания.

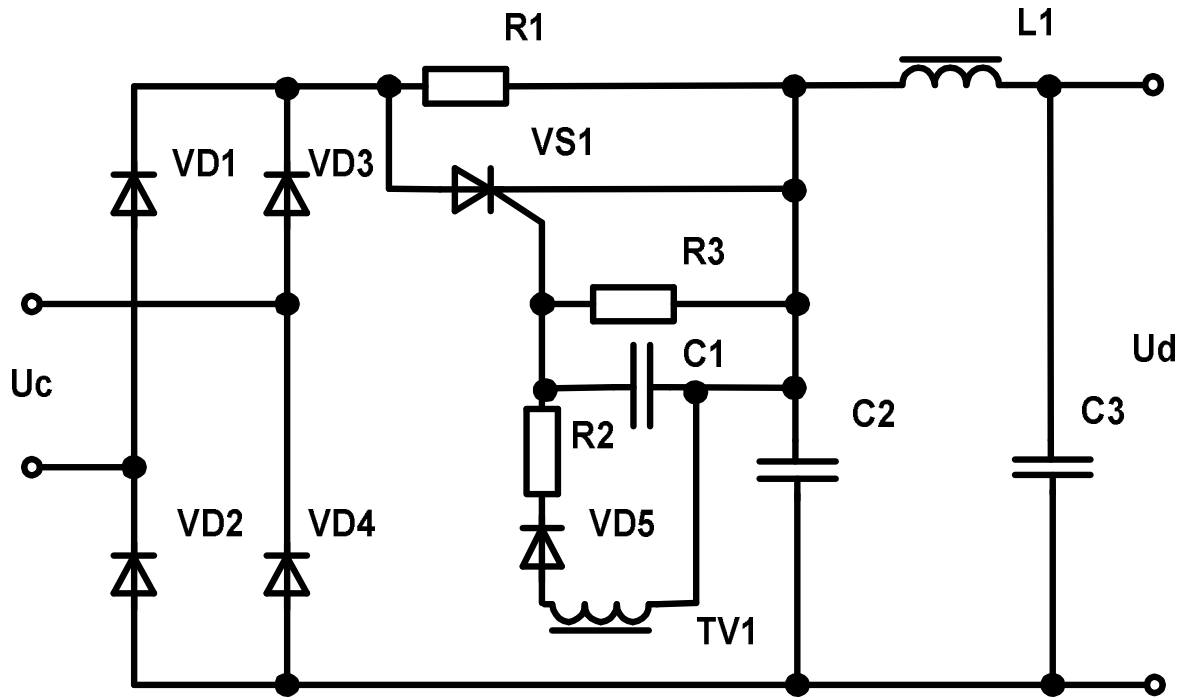


Рисунок 2.5 — Входной выпрямитель и двухзвенный фильтр с ограничением пускового зарядного тока

В этом примере рассмотрим вариант двухзвенного фильтра, начинающегося с конденсатора $C2$. Резистор $R1$ служит для ограничения тока заряда конденсатора $C2$ в пусковом режиме. Для повышения КПД в установившемся режиме работы резистор $R1$ шунтируется тиристором.

Величина емкости $C2$ рассчитывается по выражению [31]:

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

$$= \frac{6,7 \left(\frac{1,1 \times 170}{0,85 \cdot 4,3} + 24 \right)}{2 \times 314 \times \frac{170}{0,85 \cdot 4,3} \times 24} = 720 \text{ мкФ.}$$

где $K'_{\text{сгл}} = \frac{0,67}{0,1} = 6,7$ — коэффициент сглаживания первого звена

на двухзвенного фильтра;

R'_n — сопротивление нагрузки, приведенное к выходу выпрямителя;

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

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

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

токоограничивающее сопротивление;

$U_{\text{АБ}} = 108 \text{ В}$ — минимальное напряжение на конденсаторе С2, определяемое напряжением аккумуляторной батареи;

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

Для фильтра С2 выбираем конденсатор [Приложение Е]

К50-29 с параметрами $C = 22 \text{ мкФ}$; $U_C = 350 \text{ В}$. Устанавливаем 33 конденсатора, соединенных параллельно.

Коэффициент сглаживания второго звена входного фильтра:

$$K''_{\text{сгл}} = \frac{K''_{\text{п}}}{K'_{\text{п}}} = \frac{0,1}{0,05} = 2.$$

Как правило, LC-фильтры используют при $K_{\text{сгл}} \geq 5$. В этом случае получим выпрямленное напряжение U_d с коэффициентом пульсаций **0,02**.

$$LC_3 = \frac{K_{\text{сгл}} + 1}{m^2 \omega^2} = \frac{5 + 1}{2^2 \times 314^2} = 1,5 \times 10^{-5} \text{ ГнФ.}$$

Индуктивность выбирается из условия непрерывности тока в дросселе по выражению [31]:

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

$$L_{кр} = \frac{2 \times 1,1^2 \times 170^2}{0,85^2 (2^2 - 1) 2 \times 314 \times 730} = 0,07 \text{ Гн.}$$

Выбираем два дросселя Д273-0,16-2,2 с соединенными параллельно обмотками [Приложение Ж]. Общая индуктивность равна $L_{\Phi} = 0,08$ Гн, а допустимый ток подмагничивания 4,4А.

$$C_3 = \frac{LC}{L_{\Phi}} = \frac{1,5 \cdot 10^{-5}}{0,08} \approx 200 \times 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Устанавливаем десять конденсаторов [Приложение Е] К50-29-22 мкФ — 350 В, соединенных параллельно, с суммарной емкостью $C_{\Phi} = 220$ мкФ.

Для исключения резонансных явлений должно быть соблюдено условие:

$$L_{\Phi} C_{\Phi} \geq \frac{4}{m_n^2 \omega_c^2}; \quad 16 > 1.$$

2.3.2 Выбор и расчет схемы силового инвертора

Центральным узлом, определяющим выбор схемных решений других блоков силовой цепи СГЭП, является регулируемый инвертор [2, 3, 4, 6, 10, 13, 15, 16, 21, 25, 28, 29, 32]. В качестве ключей в автономных инверторах могут служить транзисторы, одно или двухоперационные тиристоры. При использовании однооперационных тиристоров схему дополняют элементами, обеспечивающими искусственную коммутацию тиристоров. Одним из главных элементов узла искусственной коммутации является конденсатор. Кроме задачи запираания тиристоров, конденсаторы могут формировать кривую выходного напряжения инвертора. В связи с этим различают три группы инверторов: инверторы напряжения, инверторы тока, резонансные инверторы.

Основные отличия автономных инверторов.

1. Для инвертора напряжения рис. 2.6 в качестве источника питания необходим источник напряжения (выпрямитель с конденсаторным выходом для шунтирования источника питания по переменному току либо аккумуляторная батарея). Для возврата реактивной энергии нагрузки в источник питания параллельно ключам устанавливаются обратные диоды. Выходное напряжение инвертора имеет прямоугольную форму.

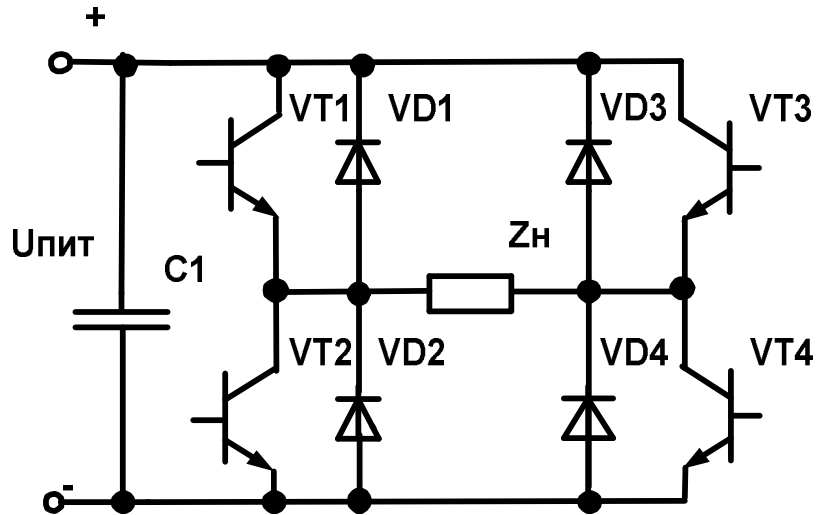


Рисунок 2.6 — Инвертор напряжения

2. В автономном инверторе тока (рис. 2.7) источник питания работает в режиме источника тока, что достигается путем включения в цепь источника питания последовательно большой индуктивности, а параллельно нагрузке подключают конденсатор, формирующий кривую выходного напряжения, которая состоит из участков экспонент заряда и разряда конденсатора и имеет форму более близкую к синусоиде. В транзисторных вариантах инверторов тока для защиты транзисторов от обратного напряжения последовательно с транзисторами включают диоды.

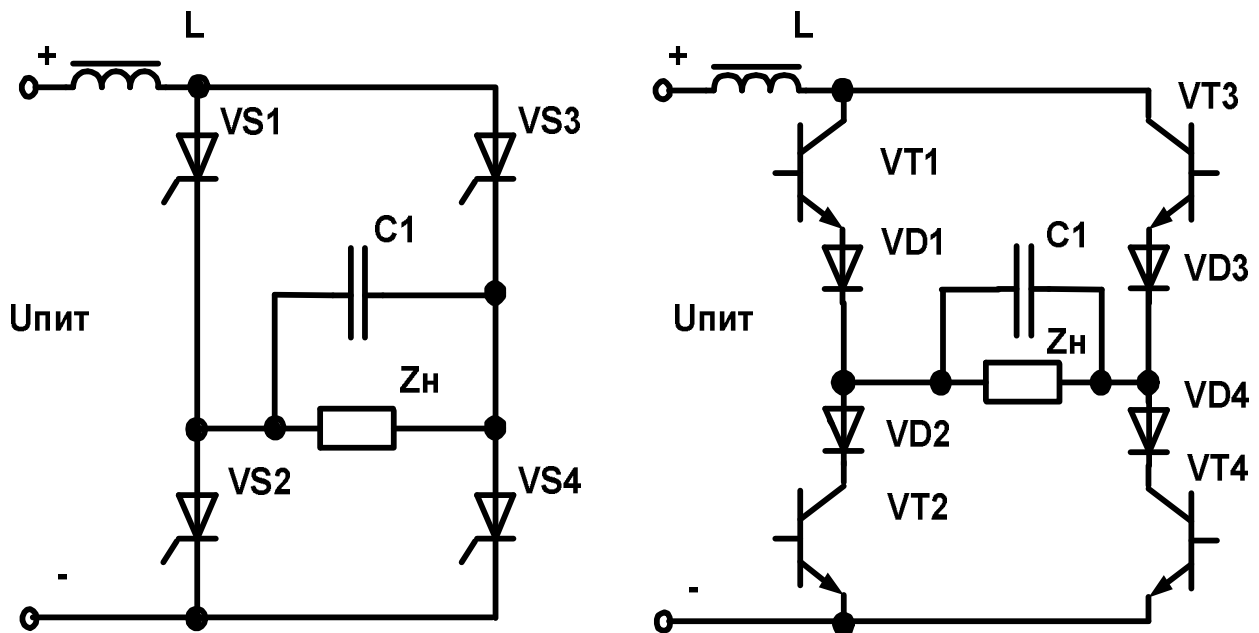


Рисунок 2.7 — Инвертор тока

При использовании двухоперационных тиристоров или транзисторов в качестве ключей инвертора отсутствует необходимость в установке узлов принудительной коммутации.

3. В автономный резонансный инвертор (рис. 2.8) конденсатор можно включать последовательно с нагрузкой либо параллельно ей. Характер процесса в силовых цепях обуславливается колебательным процессом перезаряда конденсатора в цепи с источником питания и индуктивностью, специально введенной или имеющейся в цепи нагрузки, в связи, с чем ток в последней приближается по форме к синусоиде.

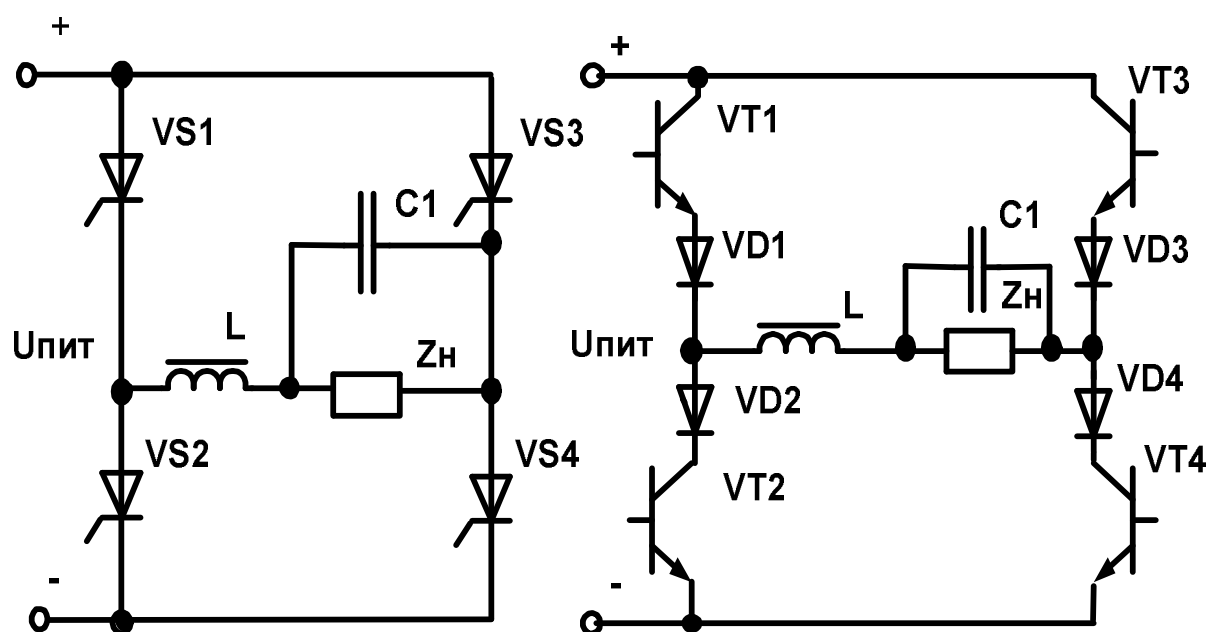


Рисунок 2.8 — Резонансный инвертор

Область применения преобразователей, выполненных на однооперационных тиристорах, ограничивается диапазоном частот, не превышающим сотен герц. Запираемые тиристоры расширяют его до единиц килогерц. Использование в качестве ключей современных транзисторов поднимает рабочую частоту инверторов до сотен килогерц. Частотные свойства транзисторов с повышенными предельными токами и напряжениями до сотен ампер и вольт соответственно расширяют их использование в тех областях, где традиционно использовались тиристоры, повышая при этом технико-экономические показатели преобразователей.

Синусоидальная форма выходного напряжения в инверторе тока и резонансном инверторе дает некоторое преимущество им перед инверторами напряжения. Однако целый ряд существенных недостатков сводит это преимущество к минимуму. К основным недостаткам первых двух относится чувствительность к типу и уровню нагрузки. Инвертор тока не может работать без нагрузки (в режиме холостого хода). Оба требуют установки элементов с повышенной установленной мощностью, имеют повышенные статические потери, используют частотное управление, а это в свою очередь увеличивает габаритную мощность электромагнитных элементов. Существенным недостатком их является сложность в анализе при проектировании.

Из известных конфигураций автономных инверторов напряжения остановимся на мостовой, реализующей однополярную широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) [16, 26] по синусоидальному закону, которая имеет лучший спектральный состав, чем двуполярная, с многократной модуляцией на полупериоде частоты выходного напряжения. При реализации однополярной ШИМ другими схемами инверторов (нулевая, полумостовая, инвертор с накопительным конденсатором) в последних необходимо добавлять ключи для закорачивания нагрузки при выключении основных ключей для создания нулевых пауз в выходном напряжении инвертора в процессе регулирования напряжения нагрузки. В системе управления ключами инвертора используется эталонное синусоидальное или аппроксимирующее синусоиду ступенчатое напряжение. Это напряжение сравнивается с пилообразным развертывающим напряжением, при этом формируется импульсная последовательность сигналов для переключения ключей. Благодаря этому длительность импульса выходного напряжения пропорциональна амплитуде эталонного напряжения на этом интервале. Иллюстрирующие такой способ регулирования диаграммы приведены на рис. 2.9.

К наиболее важным моментам расчета следует отнести определение параметров и выбор типа силового транзистора. Необходимыми параметрами для выбора транзистора являются ток транзистора в открытом состоянии и напряжение, прикладываемое к транзистору в закрытом состоянии.

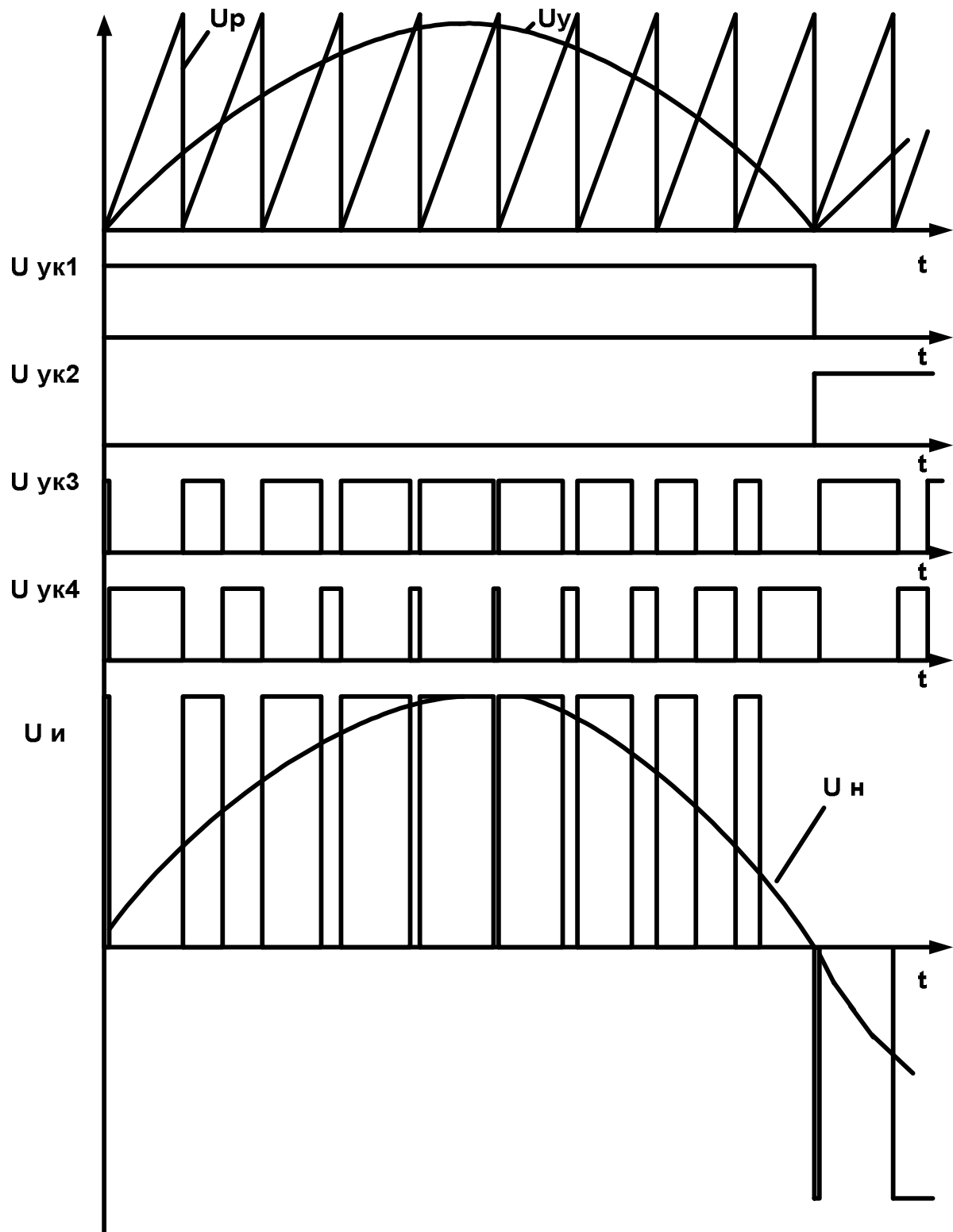


Рисунок 2.9 — Временные диаграммы работы инвертора

В схеме инвертора, приведенной на рис. 2.10, напряжение, прикладываемое к закрытому транзистору, определяется напряжением источника питания.

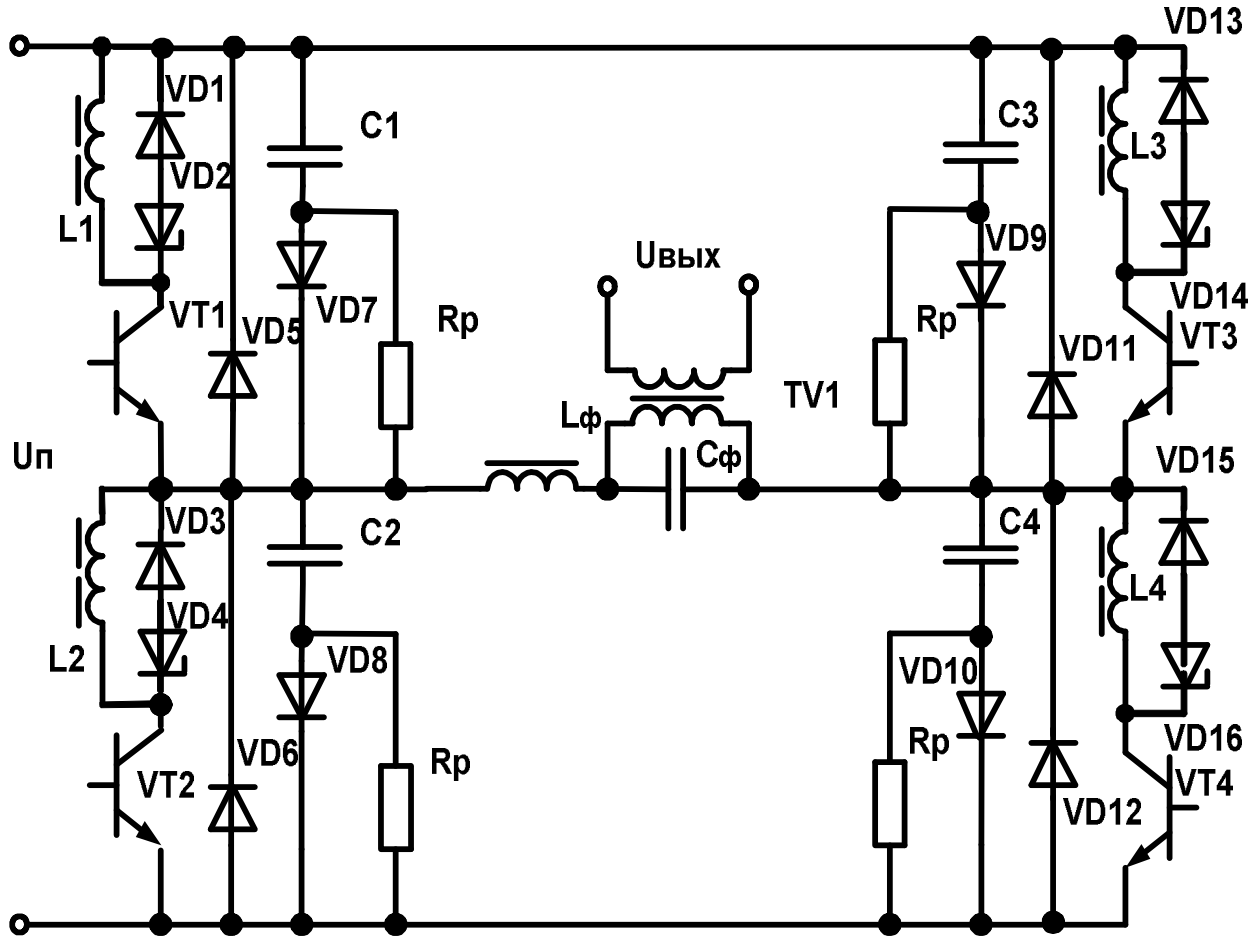


Рисунок 2.10 — Мостовой инвертор с защитой ключей от перенапряжения и сверхтоков

Это сеть переменного тока с выпрямленным напряжением $U_{dmax} = 341 \text{ В}$ или разрядное устройство (РУ), выполненное на базе непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа с питанием от аккумуляторной батареи с максимальным напряжением $U_{AB} = 130 \text{ В}$. (Выбор и расчет параметров АБ и РУ приведен ниже в разделах 2.3.5, 2.3.6). Максимальное напряжение на выходе РУ равно 300 В . Следовательно, максимальное напряжение, прикладываемое к закрытому транзистору, равно 341 В . Максимальный ток, протекающий в через транзистор, определяется выражением:

$$I_{VTmax} = \frac{P_n}{\eta_{тр} \eta_{\phi 2} U_{вых.и}} = \frac{I_n U_n}{\eta_{тр} \eta_{\phi 2} (U_{dmin} - 2\Delta U_{VT})} =$$

$$= \frac{3 \times 220}{0,98 \times 0,96 \times (170 - 2)} = 4,2 \text{ А},$$

где $2\Delta U_{VT} = 2 \text{ В}$ — падение напряжения на транзисторах инвертора.

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 [Приложение П]: $U_{кэ} = 650 \text{ В}$; $I_k = 15 \text{ А}$; $\beta_{min} = 8$; $U_{БЭ} = 1,5 \text{ В}$; $U_{кэ} = 1,5 \text{ В}$; $t_{вкл} = 1 \text{ мкс}$; $t_{выкл} = 1,5 \text{ мкс}$; $I_{к0} = 1,5 \text{ мА}$.

В инверторе, работающем на активно-индуктивную нагрузку, возникает необходимость возврата реактивной энергии нагрузки. Обратные диоды обеспечивают возврат ее в конденсатор входного фильтра и формирование нулевых пауз в выходном напряжении инвертора. Максимальное напряжение, прикладываемое к диодам, определяется напряжением источника питания $U_{VDобр.мах} = 341 \text{ В}$, а максимальное значение тока, протекающего по ним, не превышает тока транзистора.

Выбираем диод **2Д2990А**, имеющий следующие характеристики [Приложение С]:

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

Инвертор, выполненный на биполярных транзисторах без RCD-цепей при работе на активно-индуктивную нагрузку имеет большие динамические потери как при включении, так и при выключении, вследствие того, что по ключам протекает максимальный ток при напряжении на них равном напряжению источника питания (рис. 2.11).

Для обеспечения нормального теплового режима работы ключей необходимо определить мощность потерь в ключах (транзисторах и обратных диодах). Суммарные потери в транзисторах инвертора при синусоидальной модуляции выходного напряжения складываются из статических и динамических в коллекторной цепи транзистора и потерь в цепи его управления.

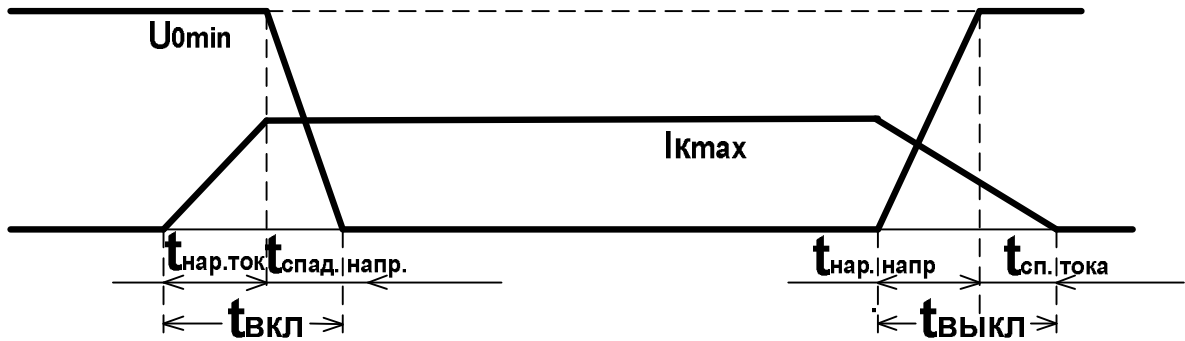


Рисунок 2.11 — Временные зависимости тока и напряжения транзисторов инвертора, работающего на индуктивную нагрузку

Статические потери на ключах инвертора, выполненного на биполярных транзисторах, складываются из мощности потерь при открытом и закрытом состояниях транзистора и определяются по выражению [29]:

$$\begin{aligned}
 P_{VTст} &= I_{VTmax}^2 \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\mu \cos \varphi}{8} \right)^2 r_{VTдиф} + \Delta U_{VT} I_{VTmax} v = \\
 &= 4,2^2 \left(\frac{1}{6,28} + \frac{1 \times \cos 30^\circ}{8} \right) 0,4 + 0,5 \times 4,2 \times 0,46 = 3 \text{ Вт},
 \end{aligned}$$

где $\Delta U_{VT} = 0,5 \text{ В}$ — прямое падение напряжения на транзисторе **2Т847Б** по вольтамперной характеристике;

$v = 0,46$ — коэффициент, зависящий от глубины модуляции и угла сдвига между напряжением и током;

$\mu = 1$ — глубина модуляции;

$\varphi = 30^\circ$ — угол сдвига между напряжением и током;

$r_{VTдиф} = 0,4 \text{ Ом}$ — дифференциальное сопротивление транзистора **2Т847Б** по вольтамперной характеристике.

Потери в транзисторе, находящемся в закрытом состоянии, много меньше и ими можно пренебречь.

Мощность динамических потерь в транзисторе без учета формирования пауз на переключение достигает значительных величин, и при линейной аппроксимации траектории переключения (рис. 2.11а) определяется выражением [29]:

$$P_{VTдин} = \frac{U_{дрmax} I_{Кдоп} t_{вкл}}{2T_m} + \frac{U_{дрmax} \min I_{Кдоп} t_{выкл}}{2T_m};$$

$$P_{VTдин} = \frac{220 \times 15 \times 10^{-6}}{2 \times 10^{-4}} + \frac{220 \times 15 \times 1,5 \times 10^{-6}}{2 \times 10^{-4}} = 41,5 \text{ Вт},$$

где $U_{дрmax} = \frac{U_{сmax}}{1,11} = \frac{1,1U_c}{1,11} = \frac{1,1 \times 220}{1,11} = 220 \text{ В}$ — наибольшее ра-

бочее напряжение на входе инвертора;

$T_m = 10^{-4} \text{ с}$ — период частоты преобразования.

Статические потери в обратных диодах инвертора, работающего на активно-индуктивную нагрузку, определяются аналогично потерям в транзисторах [29]:

$$P_{VDст} = I_{VDmax}^2 \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\mu \cos \varphi}{8} \right)^2 r_{VDдиф} + \Delta U_{VD} I_{VDmax} a =$$

$$= 4,2^2 \left(\frac{1}{6,28} + \frac{1 \times \cos 30^\circ}{8} \right)^2 0,3 + 1 \times 4,2 \times 0,19 = 2,2 \text{ Вт},$$

где $\Delta U_{VD} = 1 \text{ В}$ — прямое падение напряжения на диоде (с учетом вольтамперной характеристики);

$a = 0,19$ — коэффициент, зависящий от глубины модуляции и угла сдвига между напряжением и током;

$\mu = 1$ — глубина модуляции;

$\varphi = 30^\circ$ — угол сдвига между напряжением и током;

$r_{VDдиф} = 0,3 \text{ Ом}$ — дифференциальное сопротивление диода (с учетом вольтамперной характеристики).

Динамические потери в диоде [29]:

$$P_{VDдин} = \frac{1}{4} U_{дрmax} Q_{VD} f_m = \frac{1}{4} 220 \times 10^{-6} \times 10^4 = 0,55 \text{ Вт},$$

где Q_{VD} — заряд восстановления диода, примем равным 10^{-6} Кл (ТУ диодов 2Д2990А).

Суммарные потери в ключе:

$$P_{п} = P_{VTст} + P_{VTдин} + P_{VDст} + P_{VDдин} = 3,0 + 41,5 + 2,2 + 0,55 =$$

$$= 47,25 \text{ Вт}.$$

Формирование траектории переключения транзистора, приведенной на рис. 2.12, позволяет значительно уменьшить коммутационные потери мощности и повысить надежность работы инвертора [25].

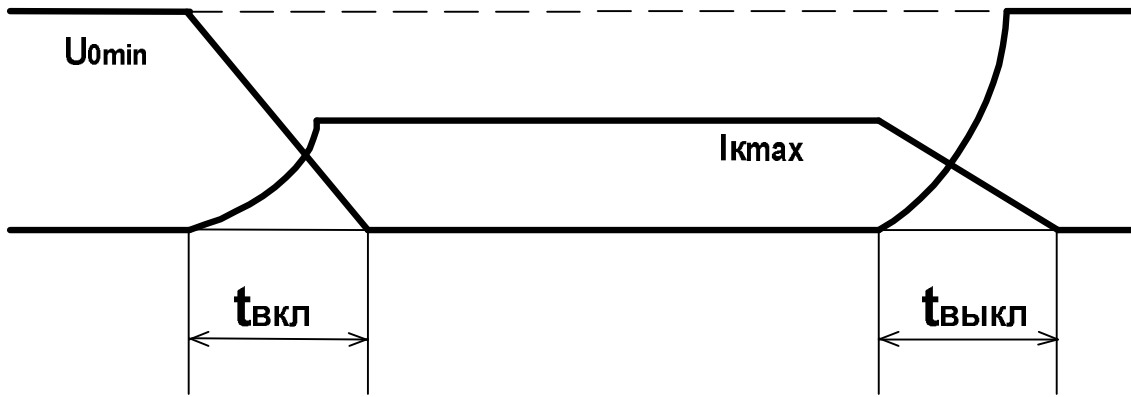


Рисунок 2.12 — Временная зависимость тока и напряжения ключей инвертора с использованием цепи формирования траектории переключения транзисторов

Уменьшение динамических потерь в транзисторе 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 выполнении условия [25]:

$$L = \frac{U_{dmax}}{I_{Kmax}} t_{вкл} \frac{2}{9} = \frac{341}{4,2} \times 1 \times 10^{-6} \times \frac{2}{9} = 18 \text{ мкГн.}$$

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

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

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

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 време-

ни выключения транзистора, равном $2/3$, наблюдается минимум динамических потерь, и величина емкости конденсатора определяется из соотношения:

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

Выбираем конденсатор [Приложение Е] **К78-2** с емкостью **$C = 5,6 \text{ нФ}$** и **$U_{\text{Сном}} = 1000 \text{ В}$** .

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 [Приложение С]:

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

Сопrotивление зарядного резистора выбирается из условия ограничения тока заряда конденсаторов **RCD**-цепей на уровне максимально допустимого импульсного коллекторного тока транзистора при коммутации ключей стойки инвертора, работающей на повышенной частоте в режиме х.х. при максимальном напряжении питающей сети. Однако в данной схеме этот ток ограничивается индуктивностью, установленной последовательно с транзистором, на уровне тока нагрузки, следовательно, зарядный резистор не нужен.

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

модуляции с широтно-импульсным регулированием по синусоидальному закону относительная длительность открытого состояния ключей высокочастотной стойки инвертора изменяется в диапазоне от 0 до 1. При γ , 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 **$\cos \varphi = 0,87$** , т.е. близок к единице, и перенапряжение на транзисторе в этом случае невелико (меньше напряжения питающей сети) и определяется по выражению:

$$\Delta U_{VT} = \frac{2 \times 0,5 \times I_K \times t_{\text{ВЫКЛ}}}{9C} = \frac{2 \times 0,5 \times 4,4 \times 1,5 \times 10^{-6}}{9 \times 8 \times 10^{-9}} \approx 90 \text{ В.}$$

Конденсатор RCD-цепи в этом случае дозаряжается до напряжения источника питания.

Сопротивление разрядного резистора определяется выражением:

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

Расчетная мощность разрядного резистора:

$$P_p = \frac{C \left(\frac{1,1 U_{dp\max}}{0,85} \right)^2}{2T_M} = \frac{5,6 \times 10^{-9} \times 220^2}{2 \times 10^{-4}} \approx 1,6 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор ОМЛТ-2 — 1,8 кОм [Приложение Г].

Динамические потери в транзисторах с цепями формирования траектории рабочей точки находим из выражения [25]:

$$P_{VT\text{дин}} = \frac{U_{dp\max} I_{VD\max} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})}{T_M} \left(1 - \frac{4K}{3} + \frac{K^2}{2} \right) =$$

$$= \frac{220 \times 4,2 \times (10^{-6} + 1,5 \times 10^{-6})}{100 \times 10^{-6}} \left(1 - \frac{4 \times 2}{3 \times 3} + \frac{2 \times 2}{2 \times 3 \times 3} \right) = 7,5 \text{ В,}$$

где $K = \frac{2}{3}$ — отношение времени заряда конденсатора к времени выключения транзистора (времени нарастания тока в дросселе к времени включения транзистора).

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

Суммарные потери в ключе с формированием траектории переключения:

$$P_{\Pi} = P_{VT\text{ст}} + P_{VT\text{дин}} + P_{VD\text{ст}} + P_{VD\text{дин}} + P_p + P_{\text{стаб}} =$$

$$= 3,0 + 7,5 + 2,2 + 0,8 + 2,7 + 3,3 = 19,5 \text{ Вт.}$$

Динамические потери в транзисторах второй стойки инвертора, ключи которой работают на частоте выходного напряжения, 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. Максималь-

ный КПД инвертора, выполненного на биполярных транзисторах, определяется выражением:

$$\eta = \frac{P_{\text{н}} - \Delta P_{\text{пот.кл.}}}{P_{\text{н}}} = \frac{730 - 2 \times 19,5}{730} = 0,95.$$

Потерями в ключах низкочастотной стойки пренебрегли, так как они несоизмеримо малы по сравнению с потерями в ключах, работающих на повышенной частоте.

Для сравнения приведем расчет потерь в инверторе на полевых (MOSFET) транзисторах типа IRFB17N50L с характеристиками [Приложение P]:

$$U_{\text{DSS max}} = 500 \text{ В}, I_{\text{D max}} = 17 \text{ А}, R_{\text{DS}} = 0,28 \text{ Ом}, U_{\text{GS max}} = \pm 30 \text{ В}, \\ t_{\text{r(on)}} = 20 \text{ нС}, t_{\text{d(on)}} = 55 \text{ нС}, t_{\text{r(off)}} = 45 \text{ нС}, t_{\text{d(off)}} = 45 \text{ нС}, \\ C_{\text{iss}} = 3000 \text{ пФ}.$$

Статические потери в (MOSFET) транзисторе определяются выражением [29]:

$$P_{\text{VTст(пол)}} = I_{\text{VTmax}}^2 R_{\text{си}} \gamma = 4,2^2 \times 0,28 \times 0,5 = 2,5 \text{ Вт},$$

где γ — относительная длительность импульса, изменяющаяся на полупериоде низкой частоты в пределах от 0 до 1, принимается равной 0,5.

Динамические потери находятся по выражению [29]:

$$P_{\text{VTдин(пол)}} = \frac{U_{\text{дрmax}} I_{\text{сиmax}} t_{\text{вкл}}}{2T_{\text{м}}} + \frac{U_{\text{дрmax}} I_{\text{сиmax}} t_{\text{выкл}}}{2T_{\text{м}}}; \\ P_{\text{VTдин(пол)}} = \frac{220 \times 17 \times 100 \times 10^{-9}}{2 \times 10^{-4}} + \frac{220 \times 17 \times 100 \times 10^{-9}}{2 \times 10^{-4}} = 7,5 \text{ Вт},$$

где $t_{\text{вкл}} = t_{\text{выкл}} = 100 \times 10^{-9}$ — время переключения силового транзистора (задаем самостоятельно, но не менее чем $t_{\text{d(on)}} = 55 \text{ нс}$ и $t_{\text{d(off)}} = 45 \text{ нс}$).

Потери в обратных диодах ключей аналогичны потерям на диодах в ключах на биполярных транзисторах.

Суммарные потери в ключе:

$$P_{\text{н}} = P_{\text{VTст}} + P_{\text{VTдин}} + P_{\text{VDст}} + P_{\text{VDдин}} = 2,5 + 7,5 + 2,2 + 0,8 = \\ = 13 \text{ Вт}.$$

Инвертор на полевых (MOSFET) транзисторах типа IRFB17N50L имеет потери значительно меньшие, чем инвертор на биполярных транзисторах, а, следовательно, его КПД выше.

Максимальный ток затвора, который должен обеспечить выходной каскад усилителя мощности при включении транзистора (MOSFET) типа **IRFB17N50L**, определяется выражением [32]:

$$I_{\text{зи}} = \frac{C_{\text{iss}} \Delta U_{\text{GS}}}{t_{\text{вкл(выкл)}}} + \frac{3000 \times 10^{-12} \times 30}{100 \times 10^{-9}} = 0,9 \text{ А,}$$

где $\Delta U_{\text{GS}} = 2U_{\text{пит ум}} = 30 \text{ В}$.

Расчет потерь в инверторе на (IGBT) транзисторах типа **IRG4BC30U** с характеристиками [32]:

$$U_{\text{CES}} = 600 \text{ В, } I_{\text{C}} = 12 \text{ А, } \Delta U_{\text{VT}} = 0,8 \text{ В, } r_{\text{VTдиф}} = 0,05 \text{ Ом,}$$

$$t_{\text{r(on)}} = 20 \text{ нС, } t_{\text{d(on)}} = 13 \text{ нС, } t_{\text{r(off)}} = 140 \text{ нС, } t_{\text{d(off)}} = 180 \text{ нС,}$$

$$C_{\text{ies}} = 1100 \text{ пФ.}$$

Статические потери в инверторе на (IGBT) транзисторах определяются аналогично инвертору на биполярных транзисторах [29]:

$$P_{\text{VTст(IGBT)}} = I_{\text{VTmax}}^2 \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\mu \cos \varphi}{8} \right)^2 r_{\text{VTдиф}} + \Delta U_{\text{VT}} I_{\text{VTmax}} \text{ В} =$$

$$= 4,2^2 \left(\frac{1}{6,28} + \frac{1 \times \cos 30^0}{8} \right) 0,05 + 0,8 \times 4,2 \times 0,46 = 1,9 \text{ Вт,}$$

Для определения динамически потерь используем выражение [29]:

$$P_{\text{VTдин(IGBT)}} = \frac{U_{\text{дрmax}} I_{\text{симax}} t_{\text{вкл}}}{2T_{\text{м}}} + \frac{U_{\text{дрmax}} I_{\text{симax}} t_{\text{выкл}}}{2T_{\text{м}}};$$

$$P_{\text{VTдин(IGBT)}} = \frac{220 \times 12 \times 200 \times 10^{-9}}{2 \times 10^{-4}} + \frac{220 \times 12 \times 200 \times 10^{-9}}{2 \times 10^{-4}} = 5,3 \text{ Вт,}$$

где $t_{\text{вкл}} = t_{\text{выкл}} = 200 \times 10^{-9} \text{ с}$ — время переключения силового транзистора (задаем самостоятельно, но не менее чем $t_{\text{d(on)}} = 13 \text{ нс}$ и $t_{\text{d(off)}} = 180 \text{ нс}$).

Потери в обратных диодах ключей аналогичны потерям на диодах в ключах на биполярных транзисторах.

Суммарные потери в ключе:

$$P_{\text{п}} = P_{\text{VTст}} + P_{\text{VTдин}} + P_{\text{VDст}} + P_{\text{VDдин}} = 1,9 + 5,3 + 2,2 + 0,8 =$$

$$= 10,2 \text{ Вт.}$$

Таким образом, и инвертор на IGBT транзисторах имеет более высокий КПД.

Максимальный ток затвора, который должен обеспечить выходной каскад усилителя мощности при включении транзистора (IGBT) типа **IRG4BC30U**, определяется выражением [32]:

$$I_{зи} = \frac{C_{iss} \Delta U_{GS}}{t_{вкл(выкл)}} + \frac{1100 \times 10^{-12} \times 30}{200 \times 10^{-9}} = 0,165 \text{ А},$$

где $\Delta U_{GE} = 2U_{пит\ уМ} = 30 \text{ В}$.

2.3.3 Расчет силового трансформатора

Для расчета трансформатора [3, 32] 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 значение эффективного напряжения на первичной обмотке трансформатора:

$$U_{1min} = \frac{0,99 U_d \min}{\sqrt{2}} = \frac{0,99 \times 170}{1,41} = 120 \text{ В},$$

где **0,99** — коэффициент учитывающий падение напряжения на активном сопротивлении обмотки.

Коэффициент трансформации находится по соотношению:

$$K_{тр} = \frac{U_{1min}}{U_2} = \frac{120}{220} = 0,54,$$

где $U_2 = U_H$.

Наибольшее значение тока в первичной обмотке:

$$I_1 = \frac{P_H}{\eta_{тр} U_{1min}} = \frac{300}{0,98 \times 120} = 5,6 \text{ А},$$

где $\eta_{тр}$ — КПД трансформатора принимаем равным 0,98.

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 [см^2];

S_c — поперечное сечение сердечника [см^2];

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

k_ϕ — коэффициент формы напряжения (для синусоидально-го сигнала — 1,11);

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

δ — 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/мм² до 5 А/мм², примем $\delta = 4 \text{ А/мм}^2$;

σ — 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 $B_m = 1,7 \text{ Тл}$.

Выбираем сердечник [Приложение Л] Э350 из стандартного ряда магнитопроводов ШЛ 40×40, имеющий $S_0 S_c = 640 \text{ см}^4$, $k_c S_c = 13,2 \text{ см}^2$.

Число витков на один вольт ЭДС в обмотках трансформатора:

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

Число витков в первичной обмотке:

$$W_1 = U_{1\text{max}} W_0 = \frac{341}{\sqrt{2}} \times 2 = 480 \text{ витков,}$$

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

Диаметры проводов обмоток [Приложение К]:

$$d_1 = \sqrt{\frac{4I_1}{\pi\delta}} = \sqrt{\frac{4 \times 5,6}{3,14 \times 4}} = 1,35 \text{ мм}, \text{ выбираем провод ПЭВ-2 с}$$

диаметром провода с изоляцией 1,46 мм.

$$d_2 = \sqrt{\frac{4I_2}{\pi\delta}} = \sqrt{\frac{4 \times 3}{3,14 \times 4}} = 0,98 \text{ мм}, \text{ выбираем провод ПЭВ-2}$$

диаметром 1,05 мм.

2.3.4 Расчет выходного фильтра

Определившись с видом модуляции, реализуемой силовым инвертором (однополярная, многократная по синусоидальному закону широтно-импульсного регулирования [11]), рассчитаем параметры выходного фильтра.

Частота ближайшей искажающей гармоники [15]:

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

где $q = \frac{f_M}{f_{\text{вых}}} = \frac{10 \times 10^3}{50} = 200$ — кратность квантования при частоте

те $f_M = 10$ кГц.

Коэффициент гармоник выходного напряжения [15]:

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

где $\omega_* = \frac{\omega_{\text{вых}}}{\omega_0}$ — относительная частота,

$$\omega_{\text{вых}} = 2\pi f_{\text{вых}},$$

ω_0 — резонансная (собственная) частота фильтра.

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

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

Отсюда резонансная частота фильтра:

$$\omega_0 = 56 \times 10^3 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

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

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

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

Емкостное сопротивление конденсатора фильтра на частоте первой гармоники пульсации $f_{\text{min}} = 19850 \text{ Гц}$ должно быть много меньше, чем $R_{\text{ЭКВ}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{120}{5,6} = 21,5 \text{ Ом}$ — сопротивление нагрузки, приведенное к напряжению первичной обмотки трансформатора.

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

Отсюда

$$C_{\Phi} = \frac{5}{2\pi f_{\text{min}} R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{5}{2 \times 3,14 \times 19850 \times 21,5} = 1,87 \times 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Выбираем конденсатор [Приложение Е] **K73-16-2,2 мкФ — 160 В.**

Находим индуктивность фильтра:

$$L_{\Phi} = \frac{3,18 \times 10^{-10}}{2,2 \times 10^{-6}} = 0,15 \times 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Выбираем два последовательно включенных дросселя **Д13-22** с параметрами [Приложение Ж]:

$$L = 0,08 \text{ мГн}; I_{\text{н}} = 8 \text{ А}; R_{\text{обм}} = 0,025 \text{ Ом}; f = 100 \text{ кГц}.$$

Резонансная частота фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\Phi} C_{\Phi}}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \sqrt{0,16 \times 10^{-3} \times 2,2 \times 10^{-6}}} = 8487 \text{ Гц}.$$

2.3.5 Расчет параметров аккумуляторной батареи

Время автономной работы СГЭП, или время работы в резервном режиме зависит от емкости используемых аккумуляторных батарей (АБ) и коэффициента полезного действия силового канала СГЭП и жестко регламентируется в каждом конкретном случае. Дело в том, что нельзя полностью использовать ресурс АБ и необходимо восстанавливать заряд батарей. Выбор АБ в каждом конкретном случае обусловлен различными критериями: вес, стоимость, надежность и т.д. Так кислотные, оловянно-свинцовые аккумуляторы в герметичном исполнении не требуют обслуживания, однако имеют низкую мощность на единицу объема и большой вес. Этот недостаток преодолен в никель-цинковых аккумуляторах. Но широкого применения они не получили из-за довольно высокой цены. Иногда используются щелочные аккумуляторные батареи, которые стоят недорого, но требуют обслуживания при эксплуатации [5].

Для обеспечения работоспособности СГЭП в резервном режиме необходимо обеспечить на входе силового инвертора минимальное напряжение источника постоянного напряжения 240В. Однако последовательное соединение большого количества элементов АБ приводит к резкому снижению надежности СГЭП, и для уменьшения количества элементов АБ используют непосредственные преобразователи постоянного напряжения НПН повышающего типа, обеспечивающие согласование уровней напряжения АБ с минимально необходимым напряжением питания силового инвертора. Реальные регулировочные характеристики НПН повышающего типа зависят от относительного сопротивления активных потерь и имеют экстремумы отношения выходного напряжения ко входному в пределах (1,5÷4). Задавшись отношением

ем $\frac{U_{\min}}{U_{\text{АБ}}} = 2,5$, определим минимально необходимое напряжение АБ:

$$U_{\text{АБmin}} = \frac{U_{\min}}{2,5} = \frac{170}{2,5} = 68 \text{ В.}$$

Находим максимальное значение тока разряда аккумуляторной батареи:

$$I_{\text{АБmax}} = \frac{P_{\text{и}}}{\eta_{\text{пу}} U_{\text{АБmin}}} = \frac{730}{0,85 \times 68} = 12,6 \text{ А},$$

где $\eta_{\text{НПН}}$ — коэффициент полезного действия НПН ($\eta_{\text{НПН}} = 0,8 \div 0,9$), примем $\eta = 0,85$.

Из-за внутреннего сопротивления батареи напряжение на ее выходе падает тем быстрее, чем больше величина тока разряда. Для аккумуляторов с гибкими проводными выводами максимальная величина тока разряда не должна численно превышать трехкратной емкости батареи. Воспользовавшись зависимостью времени разряда АБ от тока разряда для кислотных АБ типа FG, выбираем $I_{\text{АБ}} = 2C$ при $t_{\text{разр}} = 10$ мин [5,15].

Если принять конечное минимальное напряжение на отдельной секции АБ $U_{\text{АБ}} = 10,5 \text{ В}$, то количество секций определится по выражению:

$$n = \frac{U_{\text{АБmin}}}{U_{\text{АБ}}} = \frac{68}{10,5} = 7 \text{ шт.}$$

Уточним ток разряда АБ:

$$I_{\text{АБ}} = \frac{P_{\text{и}}}{\eta_{\text{пу}} U_{\text{АБ}} n} = \frac{730}{0,85 \times 10,5 \times 7} = 11,7 \text{ А}.$$

Выбираем аккумулятор [Приложение Ю] FG 20721 с номинальным напряжением 12 В и номинальной емкостью $C_{\text{н}} = 6,5 \text{ АЧ}$. Соединяем 7 секций последовательно. В базисе

$I_{20} = 0,05C_{\text{ном}}$ емкости этой АБ хватит на 13 минут.

2.3.6 Расчет разрядного устройства

Схема разрядного устройства (РУ) на базе непосредственного преобразователя постоянного напряжения повышающего типа [12,15,30] приведена на рис. 2.13. В рассматриваемой схеме транзистор не может постоянно находиться в любом из двух крайних состояний — все время включен или все время выключен. Длительный режим открытого состояния транзистора соответствует режиму короткого замыкания источника питания.

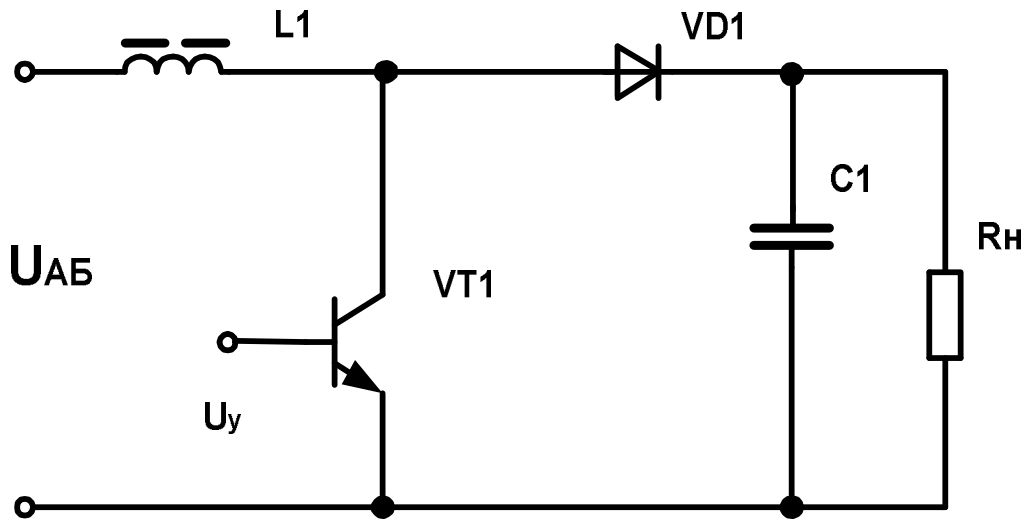


Рисунок 2.13 — НПН повышающего типа

Анализ работы преобразователя проводится при идеализации параметров всех элементов и режиме непрерывного тока дросселя. Временные диаграммы токов и напряжений в схеме приведены на рис. 2.14.

В установившемся режиме работы на интервале открытого состояния транзистора γT , который задается управляющим напряжением U_y , дроссель $L1$ подключен к источнику питания, диод $VD1$ закрыт под действием напряжения конденсатора $C1$, напряжение которого приложено и к нагрузке.

Напряжение на дросселе равно напряжению AB , а ток в нем изменяется по линейному закону от I_{Lmin} до I_{Lmax} на величину $2\Delta I_L$, определяемую выражением:

$$2\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{U_{AB}}{L} \gamma T.$$

На интервале $(1 - \gamma)T$ транзистор закрыт, и энергия, накопленная в дросселе, передается в конденсатор и нагрузку через открывшийся диод. Ток в дросселе спадает по линейному закону, и к нему приложена разность входного и выходного напряжений.

Если постоянной составляющей падения напряжения на дросселе пренебречь, то можно составить соотношение:

$$U_{вх} \gamma T = (U_{вых} - U_{вх}) (1 - \gamma) T,$$

откуда получим $U_{вых} = \frac{U_{AB}}{1 - \gamma}$.

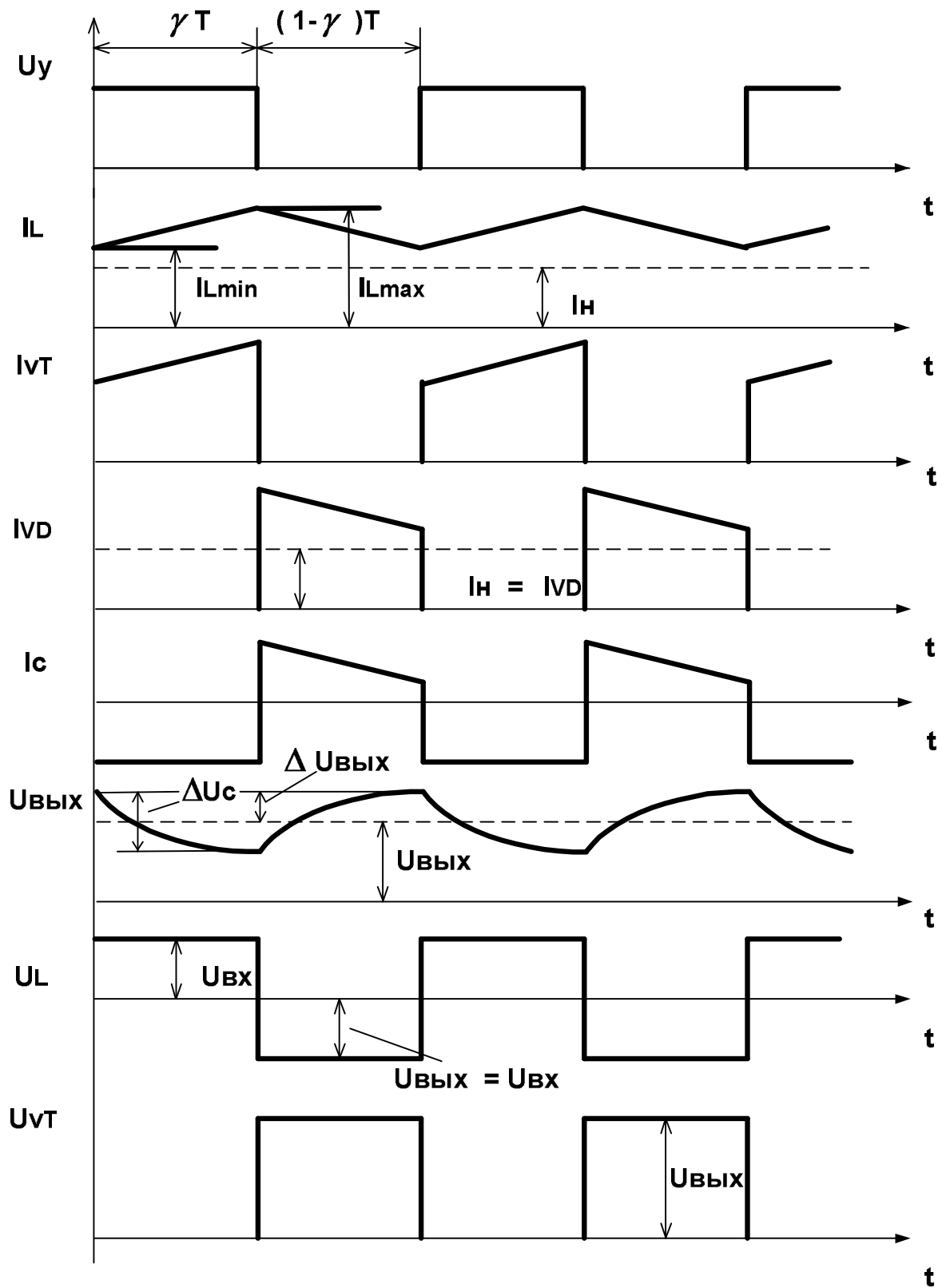


Рисунок 2.14 — Временные диаграммы НПН повышающего типа

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

$$\gamma = \frac{U_{d\min} - U_{AB\min}}{U_{d\min}} = \frac{170 - 73,5}{170} = 0,57.$$

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

$$C = \frac{P_n \gamma}{2U_{d\min}^2 \kappa_n' f_m} = \frac{730 \times 0,57}{2 \times 170^2 \times 0,05 \times 10^4} = 15 \times 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Этому условию с избытком удовлетворяет конденсатор входного фильтра с емкостью $C = 450 \times 10^{-6} \text{ Ф.}$

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 [15]:

$$L > \frac{(U_{d\min} - U_{AB\min})(1 - \gamma)^2 U_{d\min}}{P_n \gamma f_m};$$

$$L > \frac{(170 - 73,5)(1 - 0,57)^2 170}{730 \times 0,57 \times 10^4} = 0,73 \times 10^{-3} \text{ Гн.}$$

$$I_L = \frac{I_n}{1 - \gamma} = \frac{4,3}{1 - 0,57} = 10 \text{ А.}$$

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

Выражение $U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{1 - \gamma}$ справедливо для НПН только при

отсутствии потерь, что является некорректным для реальных схем. Наибольшим активным сопротивлением, определяющим потери, обладает дроссель. Если принять, что

$$\rho = \frac{r_{др}}{R_n' + r_{др}} = \frac{0,3}{39,5 + 0,3} = 0,0075 < 0,01 \quad \text{— относительное}$$

сопротивление активных потерь,

где $R'_H = \frac{U_{dmin}}{I_H} = \frac{170}{4,3} = 39,50 \text{ Ом}$ — приведенное сопротивление

нагрузки, то регулировочная характеристика НПН будет описываться выражением:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{(1-\rho)(1-\gamma)}{\rho + (1-\rho)(1-\gamma)^2}$$

Из регулировочных характеристик, приведенных на рис. 2.15, видно, что результаты получаются приемлемыми при небольших значениях ρ .

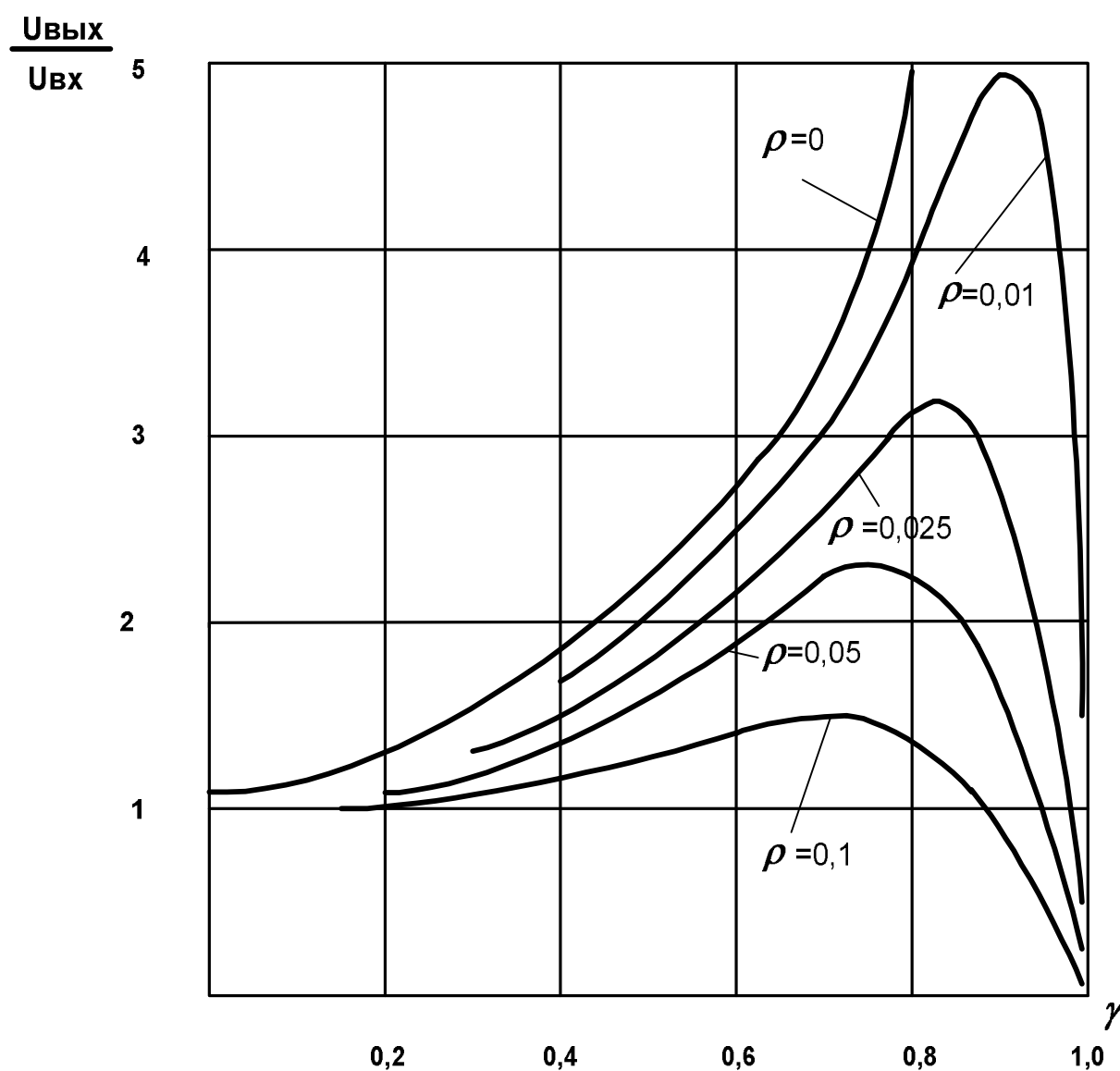


Рисунок 2.15 — Регулировочные характеристики НПН повышающего типа

Ток, протекающий через диод, равен току, потребляемому силовым инвертором $I_{VD} = 4,3$ А. Обратное напряжение, прикладываемое к диоду, определяется максимальным значением напряжения питания инвертора $U_{VDобр} = 341$ В.

Этим условиям удовлетворяет диод **2D245A** с параметрами [Приложение С]:

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

Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору, **341В.**

Амплитуда коллекторного тока транзистора в схеме (рис. 2.14) равна максимальному значению тока дросселя и определяется выражением [12,15]:

$$I_{VTmax} = I_{и} + \frac{U_{ABmax} \gamma T_m}{2L} = 4,3 + \frac{84 \times 0,57 \times 10^{-4}}{2 \times 10^{-3}} = 6,7 \text{ А.}$$

Выбираем СИТ — транзистор **2П938А** с параметрами [Приложение Р]:

$U_{сипmax} = 500$ В; $I_c = 15$ А; $R_{си} = 0,07$ Ом; $t_{вык} = 1,1$ мкс; $\beta_{min} = 20$ (в отличие от полевых транзисторов для СИТ — транзисторов в технических условиях задан коэффициент передачи по току β).

Статические потери на транзисторе определяются выражением:

$$P_{ст} = I_{сmax}^2 R_{си} \gamma = 6,7 \times 0,07 \times 0,57 = 1,8 \text{ Вт.}$$

Для уменьшения динамических потерь используем LCD-цепь, схема которой приведена на рис. 2.16.

Индуктивность **L2** рассчитываем из условий ограничения сквозного тока на уровне импульсного тока транзистора при его включении на время восстановления запирающих свойств диода **VD2** по выражению:

$$L_2 = \frac{U_{dmax} t_{восст}}{I_c} = \frac{341 \times 0,07 \times 10^{-6}}{15} = 1,6 \times 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Эту индуктивность обеспечивают соединительные (монтажные) провода, и установка дополнительного дросселя не требуется.

Учитывая, что повышающий преобразователь должен вступить в работу в случае выхода напряжения питающей сети переменного тока за пределы заданного диапазона, запуск разрядного устройства осуществляется сигналом $U_{синхр}$ с блока контроля за состоянием сети. Принципиальная схема разрядного устройства на базе НПП, включая и схему управления, приведена на рис. 2.17.

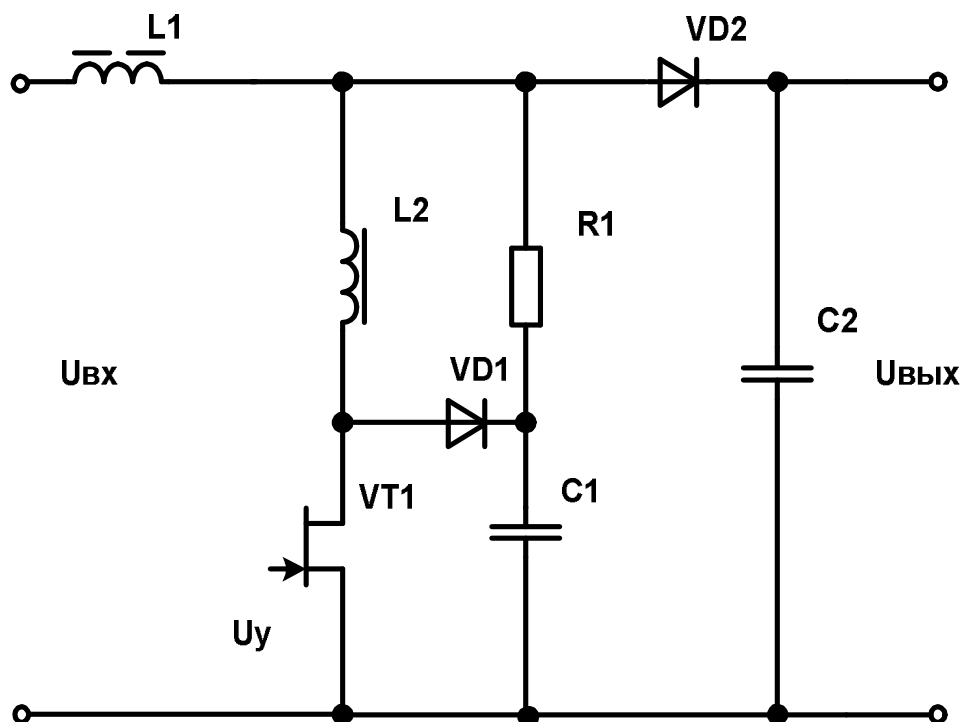


Рисунок 2.16 — НПН повышающего типа с уменьшенными динамическими потерями

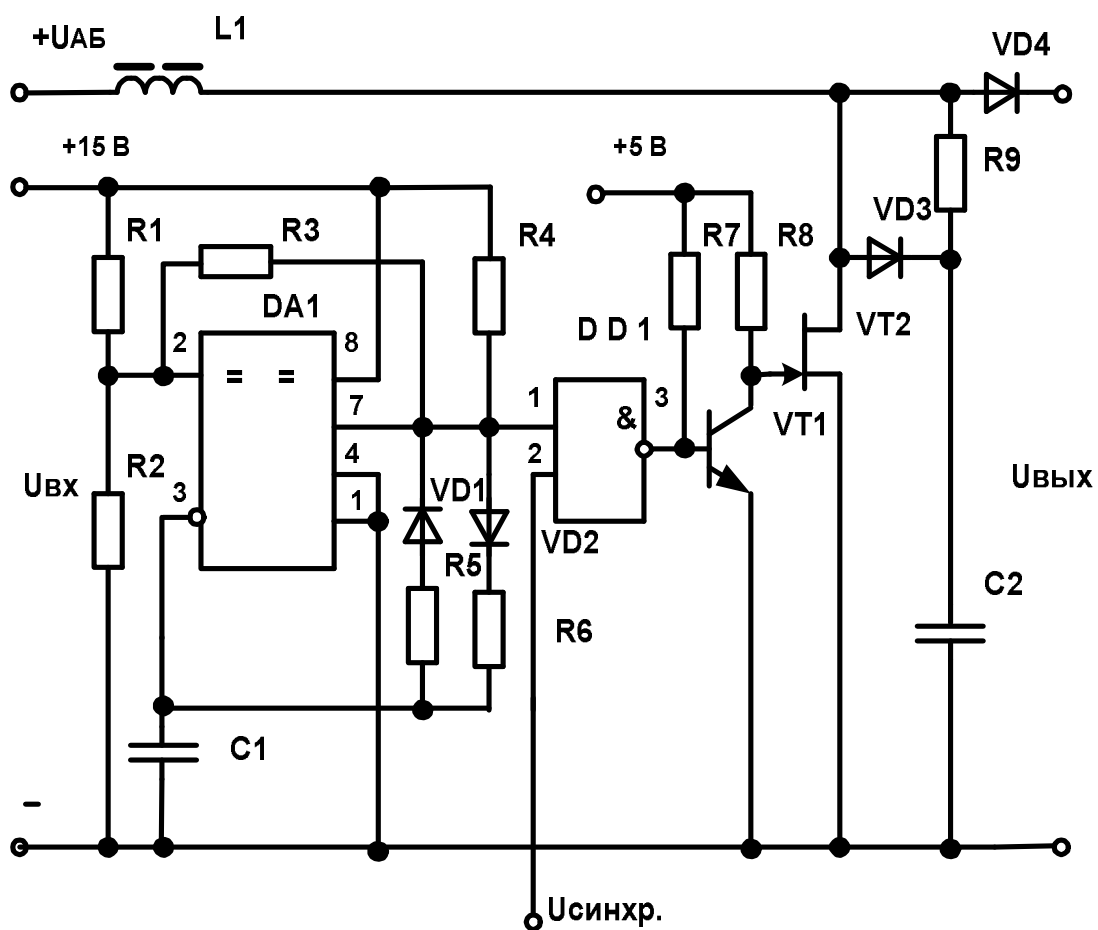


Рисунок 2.17 — Принципиальная электрическая схема разрядного устройства

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

$$f = \frac{1}{0,67(R_5 + R_6)C_1}.$$

Соотношение сопротивлений R_5 и R_6 определяет относительную длительность импульса γ .

$$\gamma = 0,57 = \frac{R_6}{(R_5 + R_6)}.$$

Транзистор **VT1** выбирается по току коллектора, определяемому по выражению:

$$I_{VT1} = \frac{I_{сиVT2}}{\beta_{\min}} = \frac{6,7}{20} = 0,34 \text{ А.}$$

Выбираем транзистор **2Т630А**.

Сопротивление резистора **R8** определяется из выражения:

$$R_8 = \frac{U_{пит} - \Delta U_{кэVT1}}{I_{VT1}} = \frac{5 - 1,5}{0,34} = 10 \text{ Ом.}$$

Мощность, рассеиваемая резистором:

$$P_{R8} = I_{VT1}^2 R_8 = 0,34^2 \times 10 = 1,2 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор [Приложение Г] **ОМЛТ-2-10 Ом ±10 %**.

Расчет параметров и выбор остальных элементов схемы РУ не представляет трудностей, поэтому в данном примере не приводится.

2.3.7 Расчет зарядного устройства

Правильный заряд аккумуляторной батареи [5] является одним из наиболее важных условий, позволяющих обеспечить длительный срок их службы. Важно правильно спроектировать зарядное устройство, чтобы обеспечить оптимальный режим заряда батареи для восстановления номинальной емкости, определяющей количество электричества, которое может отдать полностью заряженный аккумулятор. Заряд аккумуляторной батареи, как правило, осуществляется в две ступени. На первой ступени рекомендуется заряжать аккумулятор неизменным по значению током

$I_{зар} \leq 0,25C$. При этом аккумулятор получает основную часть энергии, в пределах 95 %. Зарядка аккумулятора на второй ступени происходит при стабильном напряжении. Этот режим обычно называют режимом подзаряда и используют для компенсации уменьшения емкости аккумулятора, вызванного токами саморазряда.

На рис. 2.18 приведена функциональная схема зарядного устройства, силовая цепь которого выполнена на базе непосредственного преобразователя постоянного напряжения ШИМ понижающего типа [6,12,15,23]. Регулирование выходного напряжения в нем осуществляется за счет изменения относительной длительности открытого состояния силового транзистора при использовании широтно-импульсного регулирования.

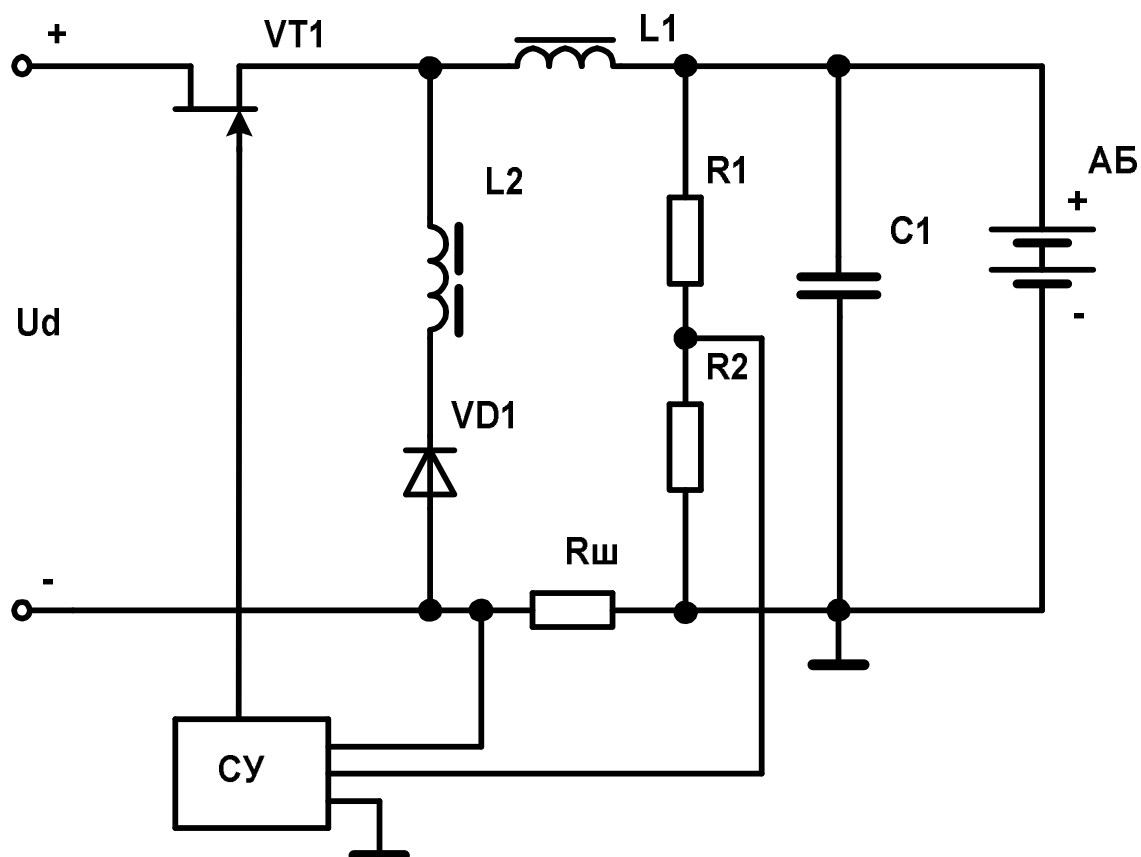


Рисунок 2.18 — Зарядное устройство

Исходными данными для расчета зарядного устройства являются входное напряжение, выходные напряжение, ток и характеристики АБ. Используем в качестве питающего выпрямленное

напряжение основного канала. Заряд аккумуляторной батареи может осуществляться только при условии, что напряжение питающей сети находится в допустимом диапазоне $U_c = U_{\text{ном}} \pm 10\%$. В этом случае минимальное выпрямленное напряжение $U_{\text{dmin}} = 170 \text{ В}$, а максимальное — $U_{\text{dmax}} = 1,1U_{\text{dmin}} / 0,85 = 311 \text{ В}$. Выходные параметры зарядного устройства определяются параметрами АБ. Выходное напряжение зарядного устройства для заряда АБ типа **FG20651** [Приложение Ю] с номинальным напряжением $U_{\text{АБ}} = 12 \times 7 = 84 \text{ В}$ и емкостью $C_{\text{H}} = 6,5 \text{ АЧ}$, работающей в циклическом режиме, определяется по выражению [12]:

$$U_{\text{ЗУВЫХ}} = (2,4 \div 2,45)mn,$$

где $(2,4 \div 2,45) \text{ В}$ — максимальное напряжение на элементе АБ;

$m = 6$ — количество элементов в секции;

$n = 9$ — количество секций в батарее.

Примем $U_{\text{ЗУВЫХ max}} = 2,4 \times 6 \times 7 \approx 100 \text{ В}$.

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 выхода напряжения сети переменного тока за допустимые пределы — $(1 \div 2)$ раза в сутки. В этом случае для восстановления емкости АБ зарядный ток можно выбрать равным $0,2C_{\text{H}} = 1,3 \text{ А}$. Это не приведет к большой перегрузке входного выпрямителя СГЭП и не потребует перерасчета его параметров.

На рис. 2.19 приведены диаграммы токов и напряжений, поясняющие работу зарядного устройства.

На интервале времени t_1 транзистор **VT** открыт, и под воздействием разности входного напряжения и напряжения АБ ток дросселя нарастает по линейному закону:

$$I_{\text{L}} = I_{\text{Lmin}} + \frac{(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{АБ}})t}{L},$$

где I_{Lmin} — ток, протекающий через дроссель в момент включения транзистора.

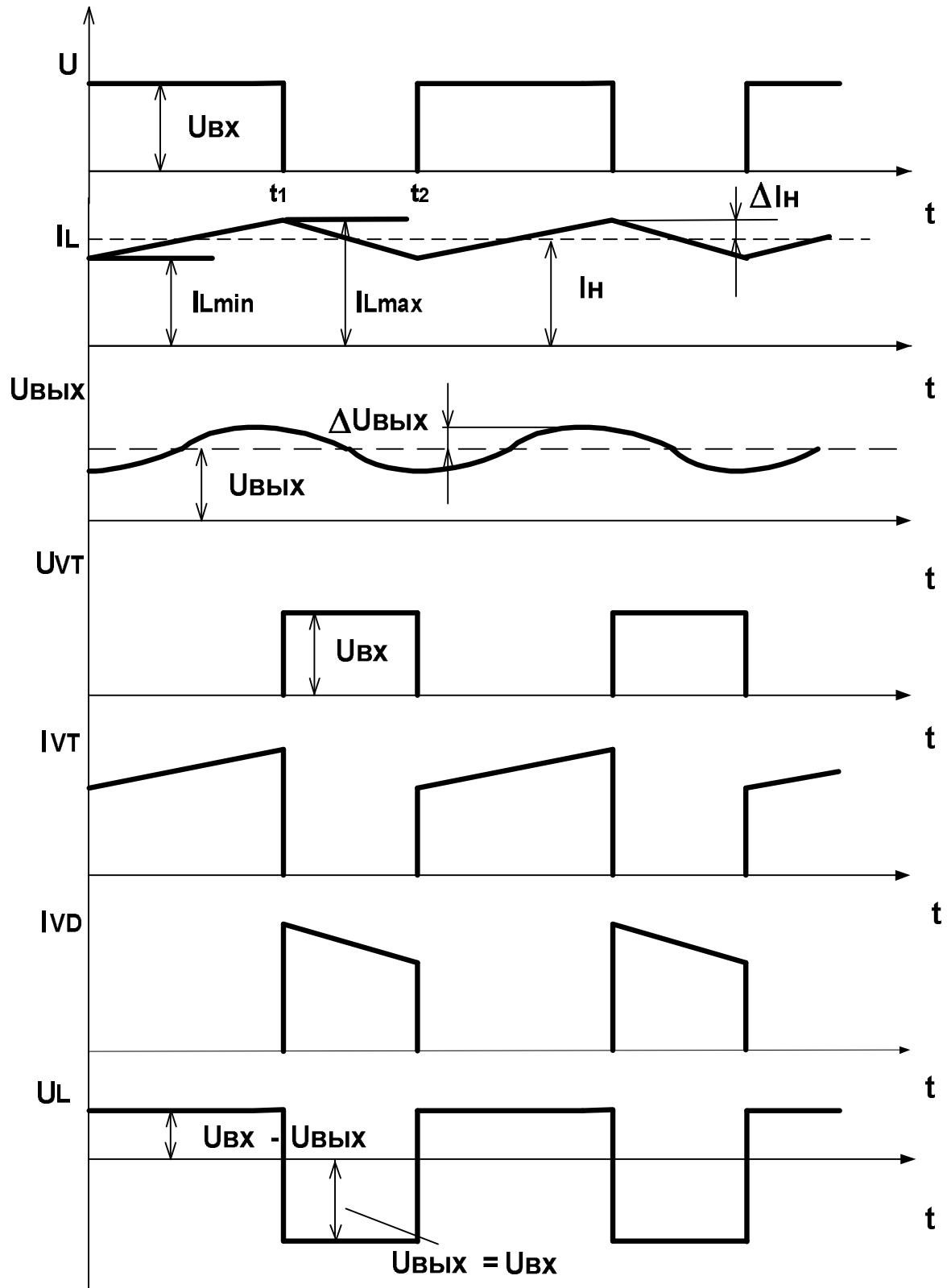


Рисунок 2.19 — Временные диаграммы НПП понижающего типа

В момент времени t_1 (рис. 2.19) транзистор выключается, включается диод, через который протекает спадающий ток дросселя I_L , а на дросселе наводится напряжение обратной полярности, равное U_{AB} , и ток в нем спадает по линейному закону:

$$I_L = I_{L\max} - \frac{U_{AB}t}{L},$$

где $I_{L\max}$ — ток в момент выключения транзистора.

В момент времени t_2 транзистор снова включается, и процессы повторяются. Для расчета параметров и выбора элементов силовой цепи зарядного устройства необходимо определить диапазон изменения относительной длительности открытого состояния транзистора.

$$\gamma_{\min} = \frac{U_{AB\min}}{U_{вх\max}} = \frac{73,5}{311} = 0,24,$$

$$\gamma_{\max} = \frac{U_{вых\max}}{U_{вх\min}} = \frac{100}{170} = 0,59,$$

где $U_{вых\max} = 100 \text{ В}$ — выходное напряжение ЗУ, определяемое зарядной характеристикой кислотных АБ [Приложение Ю].

Для выбора величины индуктивности дросселя, кроме величины γ_{\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 по выражению [12]:

$$L_1 = \frac{U_{вх\max} \gamma_{\min} (1 - \gamma_{\min})}{2f_m \Delta I_L} = \frac{311 \times 0,24 (1 - 0,24)}{2 \times 10^4 \times 0,1 \times 1,3} = 2,3 \times 10^{-2} \text{ Гн.}$$

Соединим последовательно четыре дросселя Д13-19 с параметрами [Приложение Ж]: $L = 6 \text{ мГн}$; $I_{\text{подм}} = 1 \text{ А}$; $R = 0,225 \text{ Ом}$; $\Delta U_{\text{пер}} = 135 \text{ В}$ при последовательном соединении двух обмоток дросселя.

Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору, определяется наибольшим выпрямленным напряжением $U_{VT\max} = U_{d\max} = 341 \text{ В}$. Ток, протекающий через транзистор, равен току заряда АБ $I = 1,3 \text{ А}$. Выбираем транзистор 2П938А с параметрами [Приложение Р]: $U_{СИ} = 500 \text{ В}$; $I_C = 15 \text{ А}$; $R_{СИ} = 0,07 \text{ Ом}$; $\beta = 20$;

$t_{\text{вкл}} = t_{\text{выкл}} = 1,1 \text{ мкс}$ (этот транзистор выбран с целью уменьшения номенклатуры используемых комплектующих).

Статические потери в транзисторе:

$$P_{\text{ст}} = (I_c \gamma_{\text{max}})^2 R_{\text{СИ}} = (1,3 \times 0,59)^2 \times 0,07 = 0,04 \text{ Вт.}$$

Используя линейную аппроксимацию временной зависимости тока и напряжения в режиме переключения транзистора, определим динамические потери в нем по выражению [12]:

$$P_{\text{дин}} = \frac{U_{\text{вх max}} I_{\text{зар. max}} (t_{\text{вкл}} - t_{\text{выкл}}) f_m}{6} =$$

$$= \frac{311 \times 1,3 \times 2,2 \times 10^{-6} \times 10^4}{6} = 1,5 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери мощности на транзисторе

$P_{\Sigma} = P_{\text{ст}} + P_{\text{дин}} = 1,57 \text{ Вт}$ не требуют установки транзистора на радиатор.

Среднее значение тока, протекающего по диоду, равно:

$$I_{\text{VD ср}} = I_3(1 - \gamma_{\text{min}}) = 1,3(1 - 0,24) = 1 \text{ А.}$$

Выбираем диод **2Д245А** с параметрами [Приложение С]:

$$U_{\text{VD обр max}} = 400 \text{ В; } I_{\text{VD}} = 10 \text{ А; } T_{\text{выкл}} = 0,07 \text{ мкс.}$$

Для ограничения сквозного тока, протекающего через диод при включении транзистора за время восстановления запирающих свойств диода, устанавливают балластный (ограничительный) дроссель L_2 , индуктивность которого определяют по выражению:

$$L_2 = \frac{U_{\text{вх max}} t_{\text{выкл}}}{I_c} = \frac{311 \times 1,1 \times 10^{-6}}{15} = 23 \times 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Выбираем дроссель **Д18-4В** с параметрами [Приложение Ж]:

$$L = 0,0315 \text{ мГн; } I_n = 0,5 \text{ А; } R_{\text{обм}} = 0,085 \text{ Ом; } f = 100 \text{ кГц.}$$

Сопряжение цепи управления силовым ключом зарядного устройства с выходом схемы управления, приведенной на рис. 2.20, требует обеспечения гальванической развязки и согласования управляющего сигнала по мощности.

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.

но, так как будут мешать одна другой. При напряжении АБ ниже номинального (АБ разряжена) зарядное устройство должно работать в режиме стабилизации выходного тока. При этом диод **VD4** закрыт более положительным напряжением по отношению к выходному напряжению **DA2** и обратная связь по напряжению отключена. 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**. По мере заряда АБ напряжение на батарее возрастает до максимального и включается в работу обратная связь по напряжению (открывается диод **VD3**, запирается **VD4**), зарядное устройство при этом стабилизирует выходное напряжение. Задающее напряжение ОС по напряжению, поступающее с резистора **R15**, ограничивает длительность ширины импульса на входе усилителя мощности на уровне $\gamma_{\text{max}} = 0,6$, удовлетворяющей требуемому диапазону изменения относительной длительности открытого состояния силового транзистора ($0,24 < \gamma < 0,59$) и обеспечивая работу трансформатора УМ без намагничивания сердечника (ток намагничивания спадает до нуля) при условии, что выполняется соотношение [4,15,17,21]:

$$U_{\text{питУМ}} \gamma_{\text{max}} \leq U_{\text{питУМ}} \frac{W_1}{W_2} (1 - \gamma_{\text{max}}),$$

из которого определится, что соотношение витков первичной обмотки и обмотки размагничивания должно удовлетворять условию

$$\frac{W_1}{W_2} \leq 1,5,$$

где W_1 — число витков первичной обмотки трансформатора усилителя мощности;

W_2 — число витков обмотки размагничивания.

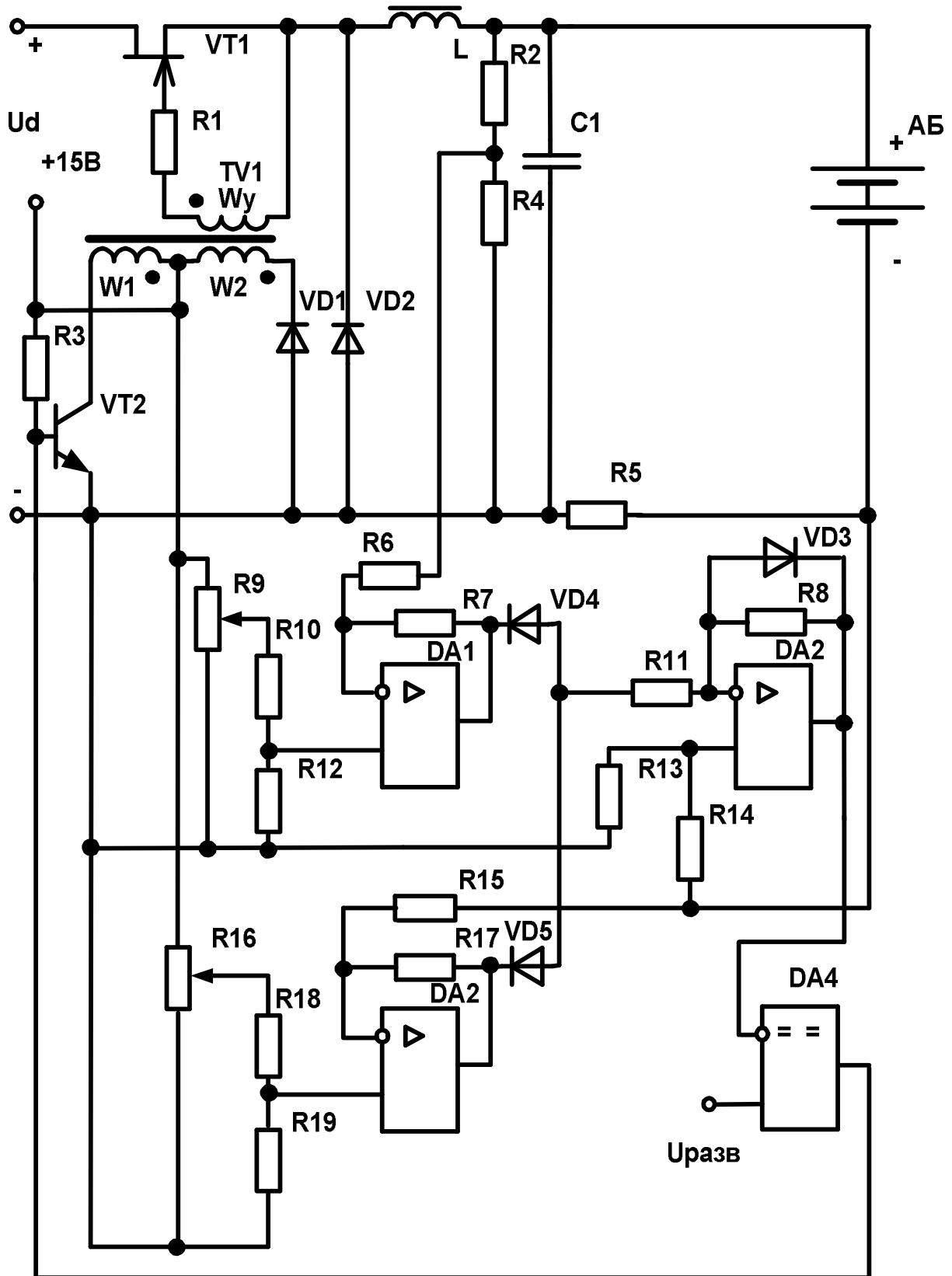


Рисунок 2.20 — Схема зарядного устройства

По напряжению транзистор VT2 выбирается из условия:

$$U_{VT_{доп}} \geq \frac{U_{пит}}{K_3} \left(1 + \frac{W_1}{W_2}\right) = \frac{15}{0,7} \left(1 + \frac{1}{0,6}\right) = 57 \text{ В},$$

где $U_{П} = 15 \text{ В}$ — 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:

$$I_{VT2} = \frac{I_3 U_{Wy}}{U_{W1} \beta_{VT1}} = \frac{1,3 \times 5}{15 \times 20} = 0,02 \text{ А},$$

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

По рассчитанным параметрам выбираем транзистор **2Т630В** с характеристиками [Приложение П]:

$$U_{KЭдоп} = 150 \text{ В}; I_K = 1 \text{ А}; \beta_{\min} = 40, \Delta U_{БЭ} = 1 \text{ В}.$$

Базовый ток транзистора VT2:

$$I_{БЭVT2} = \frac{I_{VT2} K_{нас}}{\beta_{VT2 \min}} = \frac{0,02 \times 1,1}{40} = 550 \text{ мкА},$$

где $K_{нас}$ — степень насыщения транзистора, работающего в ключевом режиме, принимаем равной 1,1.

Сопротивление резистора

$$R_3 = \frac{U_{п} - \Delta U_{БЭ}}{I_{БЭVT2}} = \frac{15 - 1}{1,55 \times 10^{-3}} = 9,1 \text{ кОм},$$

где $U_{п}$ — напряжение питания.

Выбираем резистор **С2-13-0,25** [Приложение Г].

Ток, потребляемый от источника питания по цепи + 5 В, определяется током микросхемы **DD1** и не превышает единиц миллиампер,

по цепи +15В — не более 25 мА;

по цепи -15В — не более 15 мА.

Система стабилизации выходных параметров характеризуется неизменностью задающего воздействия. Задача такой системы — поддержание с допустимой ошибкой выходной величины

при наличии возмущающих воздействий. В зарядном устройстве таковыми являются входное (питающее) напряжение и выходной ток. Для обеспечения статической точности поддержания зарядного тока или выходного напряжения ЗУ в режимах стабилизации соответствующих величин необходимо синтезировать структурную схему ЗУ как системы автоматического управления (САУ). Структурная схема САУ является графическим отображением математической модели, описывающей режимы ее работы. Динамические режимы исследуются по передаточным функциям структуры, статические — по частным случаям этих передаточных функций, когда оператор P равен нулю.

Структурная схема ЗУ, как системы автоматического управления [26], в замкнутом состоянии с обратными связями по току и напряжению приведена на рис. 2.21.

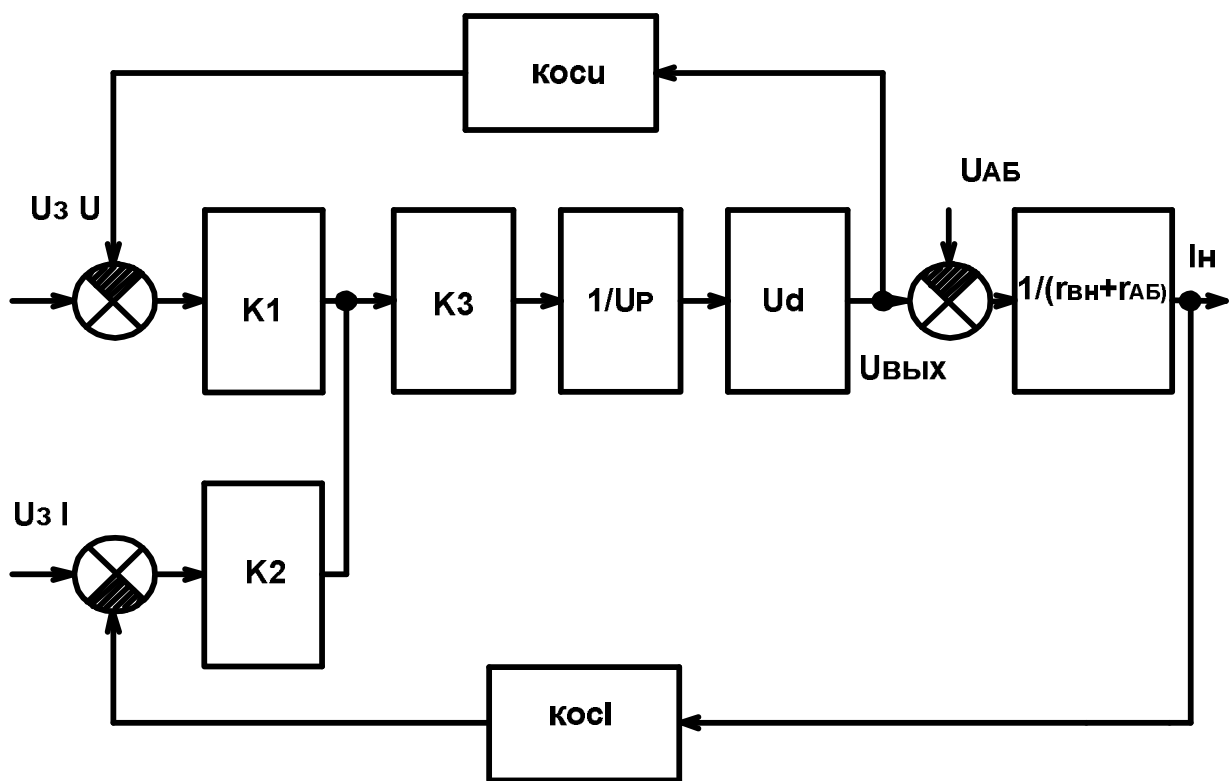


Рисунок 2.21 — Структурная схема ЗУ

Статический режим работы зарядного устройства при замыкании обратной связи (ОС) по току (рис. 2.22), описывается выражением:

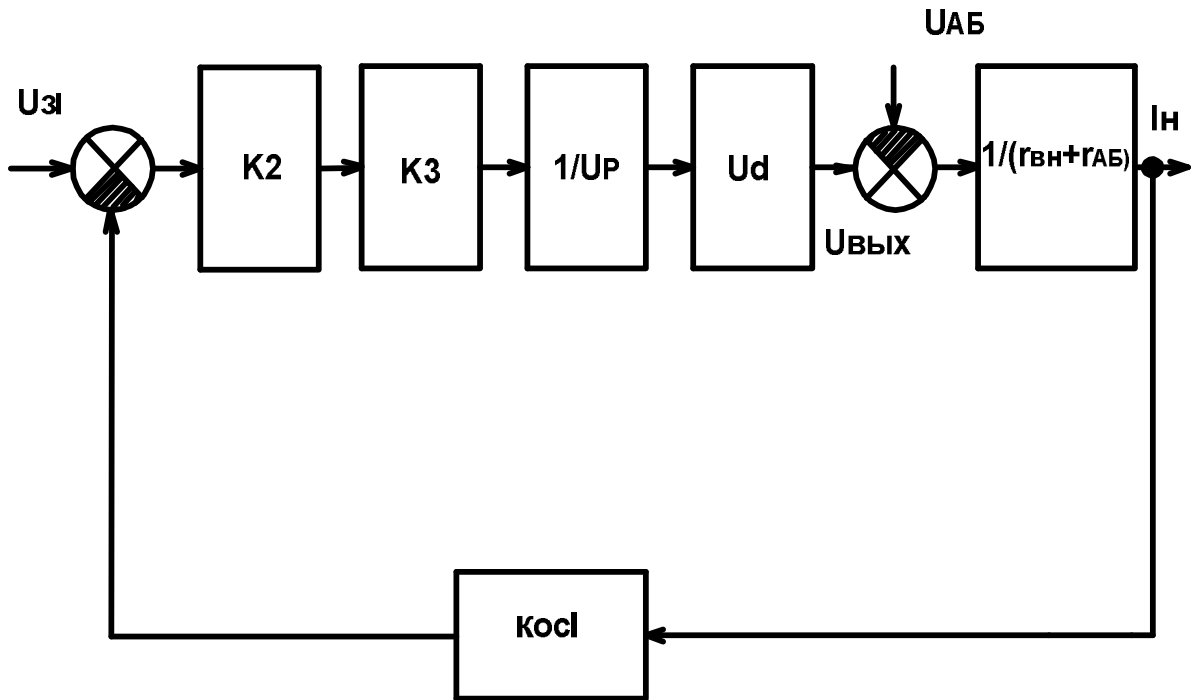


Рисунок 2.22 — Структурная схема ЗУ с обратной связью по току

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

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

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

U_d — напряжение питания зарядного устройства, изменяется в пределах от **170 В** до **341 В**;

$U_{аб}$ — напряжение аккумуляторной батареи ($U_{аб\min} = 73,5 \text{ В}$, $U_{аб\max} = 84 \text{ В}$) [Приложение Ю];

$$\frac{1}{r_{вн}} = \frac{1}{r_{аб} + r_{др} + r_{си}} = \frac{1}{2 + 3,6 + 0,07} = 0,18 \frac{1}{\text{Ом}};$$

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

$K_{ocI} \approx 6$ — 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:

$$\Delta I_3(U_{AB}) = \frac{K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_{dmax} \frac{1}{r_{BH}} U_{3I}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_{dmax} \frac{1}{r_{BH}} K_{ocI}} - \frac{K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_{dmin} \frac{1}{r_{BH}} U_{3I}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_{dmin} \frac{1}{r_{BH}} K_{ocI}} -$$

$$\left(\frac{\frac{1}{r_{BH}}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_{dmax} \frac{1}{r_{BH}} K_{ocI}} - \frac{\frac{1}{r_{BH}}}{1 + K_3 K_2 \frac{1}{U_p} U_{dmin} \frac{1}{r_{BH}} K_{ocI}} \right) U_{AB}.$$

Амплитуды пульсаций зарядного тока при разряженной и заряженной АБ будут различными, и наибольшая амплитуда будет наблюдаться при U_{ABmin} , 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 $K_1 K_3$, найдем их произведение $K_1 K_3 = 3$.

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. 2.23.

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

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

где K_3 — коэффициент передачи усилителя ДА3;

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

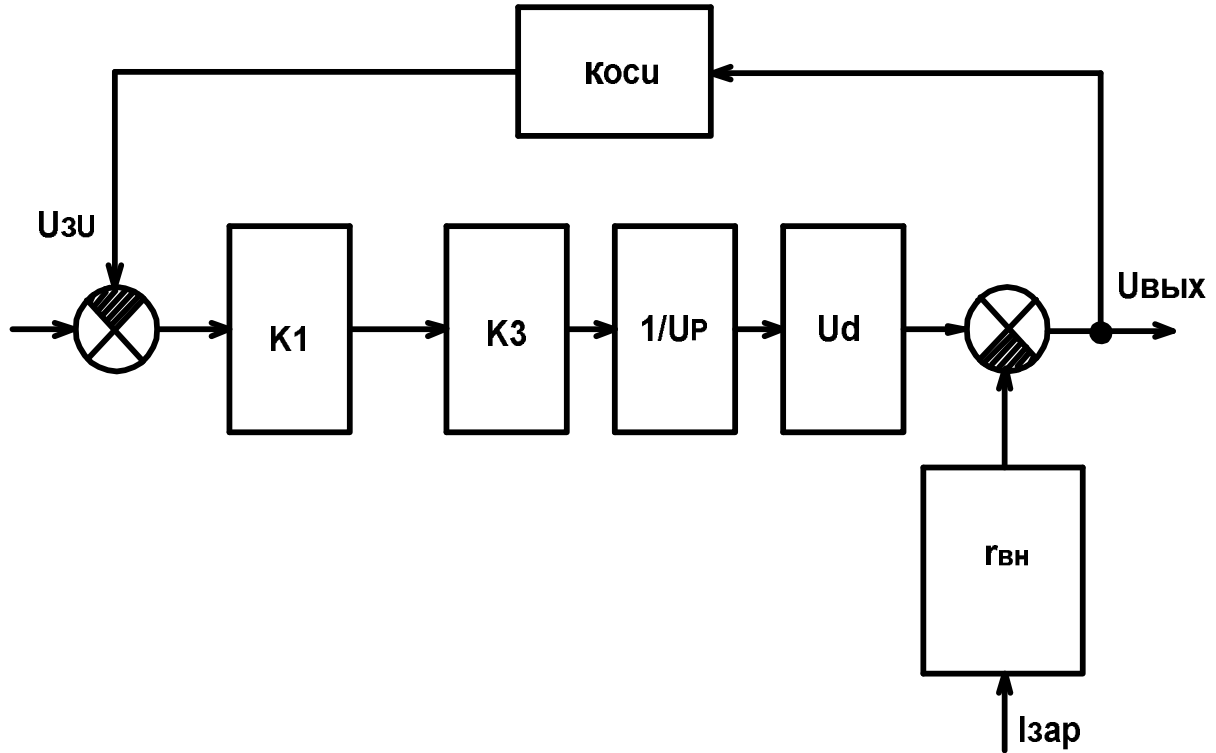


Рисунок 2.23 — Структурная схема ЗУ с обратной связью по напряжению

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

Нестабильность выходного напряжения, вызванная изменением входного напряжения, имеет вид:

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

Задавшись нестабильностью выходного напряжения в $(3 \div 5) \%$, получим $\Delta U_{\text{вых}} \approx 4 \text{ В}$, и, разрешив выражение относительно $K_1 K_3$, найдем $K_1 K_3 \approx 10$.

Задавшись $K_3 = 2$, получим $K_1 = 5$, а $K_2 = 1,5$.

2.3.8 Расчет усилителей мощности

Сопряжение цепей управления ключами инвертора с низковольтным логическим выходом схемы управления требует обеспечения гальванической развязки и согласования управляющих сигналов по мощности. Гальваническая развязка может быть обеспечена как оптоэлектронными приборами, так трансформаторами. Одно из достоинств оптоэлектронной развязки — технологичность, но при этом имеется ряд недостатков:

- низкий КПД передачи сигнала;
- необходимость в дополнительных, гальванически развязанных источниках питания.

Проще эта задача решается при использовании трансформаторов. Основным недостатком этого решения является наличие точечных изделий. Кроме того, для формирования низкочастотной огибающей выходного напряжения трансформатор усилителя мощности должен быть спроектирован на низкую частоту, а работать должен на частоте преобразования, т.е. повышенной частоте, что приводит к затруднениям в формировании фронтов управляющих импульсов.

Для управления биполярными транзисторами ключей инвертора воспользуемся схемой, приведенной на рис. 2.24.

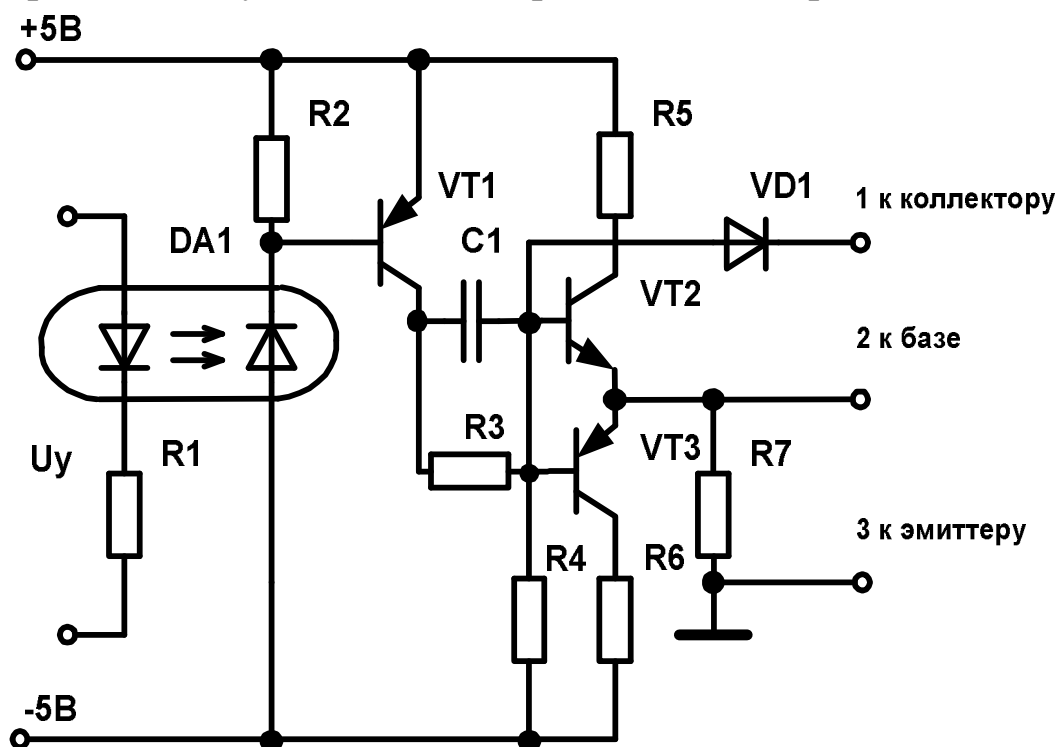


Рисунок 2.24 — Усилитель мощности с оптоэлектронной развязкой

Такой усилитель обеспечивает активное выключение транзистора по управляющему входу, а также позволяет задавать необходимую степень насыщения транзистора, обеспечивая при этом хорошие динамические характеристики ключа. Работа силового транзистора в ключевом режиме предполагает два состояния.

Первое — транзистор выключен, при этом к его базо-эмиттерному переходу приложено запирающее напряжение отрицательного источника ($-U_{П}$) за вычетом прямого падения напряжения $\Delta U_{ЭК}$ открытого транзистора VT3, и это напряжение не должно превышать уровень, предельно допустимый для базо-эмиттерного перехода силового транзистора, т.е. должно соблюдаться условие:

$$U_{П2} - \Delta U_{VT3} \leq U_{ЭБдоп} = 5 \text{ В.}$$

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

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

$$I_{VT3max} = I_{Бгр.инв.} = \frac{I_{иmax} K_{нас}}{\beta_{min VTи}} = \frac{4,2 \times 1,1}{8} = 0,6 \text{ А,}$$

где $K_{нас} = 1,1$ — степень насыщения транзистора инвертора, работающего в ключевом режиме (задаемса сами).

В качестве VT3 выбираем транзистор 2Т830А с параметрами [Приложение П]: $U_{КЭ} = 30 \text{ В}$; $U_{БЭ} = 5 \text{ В}$; $I_{К} = 2 \text{ А}$; $\beta_{min} = 25$; $\Delta U_{КЭ наc} \leq 0,6 \text{ В}$; $\Delta U_{БЭ наc} \leq 1,3 \text{ В}$.

Сопротивление резистора R6:

$$R_6 = \frac{U_{пит2} - \Delta U_{VT3}}{I_{VT3max}} = \frac{5 - 0,6}{8} = 5,3 \text{ Ом.}$$

Выбираем резистор МЛТ-1 — $5,1 \text{ Ом} \pm 10 \%$.

При выключенном транзисторе, напряжение на его коллекторе велико, следовательно, заперт диод VD3 и к нему приложено напряжение, определяемое максимальным входным напряжением инвертора 341В. Выбираем диод 2Д204А с параметрами [Приложение С]:

$$I_{VDmax} = 0,4 \text{ А}; U_{VDобр max} = 400 \text{ В}; U_{VDпр} = 1,4 \text{ В}; f = 50 \text{ кГц.}$$

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 0,6А. Максимальное допустимое напряжение U_{VT2} должно быть не меньше напряжения $U_{П1} = 5$ В. Выбираем транзистор 2Т630А с параметрами [Приложение П]:

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

Сопротивление резистора R5:

$$R_5 = \frac{U_{\text{пит1}} - \Delta U_{VT2} - \Delta U_{БЭ \text{ тр.и}}}{I_{\text{Бтр.и}}} = \frac{5 - 0,3 - 1,5}{0,6} = 6,7 \text{ Ом},$$

где $\Delta U_{БЭ \text{ тр.и}} = 1,5$ В — падение напряжения на базно-эмиттерном переходе транзистора инвертора;

$I_{\text{Бтр.и}} = 0,6$ А — базовый ток транзистора инвертора.

Мощность, рассеиваемая резистором R5:

$$P_{R5} = I_{\text{Б тр.и}}^2 \gamma R_5 = 0,6^2 \times 0,5 \times 6,2 \approx 1,1 \text{ Вт},$$

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

Выбираем резистор [Приложение Г] МЛТ-2 — 6,2 Ом±10 %.

Сопротивление резистора R7 рекомендуется выбирать для мощных биполярных транзисторов 10 Ом.

Выбираем резистор С2-13-0,5 — 10 Ом±10 % [Приложение Г].

Коллекторный ток транзистора VT1 равен базовому току транзистора VT2:

$$I_{VT1} = I_{\text{БVT2}} = \frac{I_{VT2} K_{\text{нас}}}{\beta_{\min}} = \frac{0,6 \times 1,1}{40} = 0,02 \text{ А}.$$

Сопротивление резистора R4:

$$R_4 = \frac{(U_{\text{пит2}} - \Delta U_{ЭБ \text{ насVT3}}) \beta_{\min VT3}}{I_{VT3 \text{ max}} K_{\text{нас}}} = \frac{(5 - 1,3) 40}{0,6 \times 1,1} = 220 \text{ Ом}.$$

Выбираем резистор [Приложение Г] С2-13-0,5 — 220 Ом±10 %.

Для обеспечения гальванической развязки цепи управления с силовой цепью инвертора используем оптопару диод-диод ЗОД-121 с параметрами [32]:

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

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

$$\beta_{\min} \geq \frac{I_{\text{БVT2}} K_{\text{нас}}}{I_{\text{вх}} K_{\text{пер}}} = \frac{0,02 \times 1,1}{10^{-2} \times 10^{-2}} = 220;$$

для этого выбираем транзистор **КТ973Б** с параметрами [32]:

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

Сопротивление резистора **R3**:

$$R_3 = \frac{U_{\text{пит1}} - \Delta U_{\text{VT1}} - \Delta U_{\text{БЭVT2}} - \Delta U_{\text{БЭтр.и}}}{I_{\text{VT1}}} = \frac{5 - 1,5 - 1,1 - 1,5}{0,02} = 45 \text{ Ом}.$$

Выбираем резистор **C2-13-05 — 43 Ом ± 10 %** [Приложение Г].

Резистор **R2**, шунтирующий базо-эмиттерный переход транзистора **КТ973Б** выбирается равным **1 кОм**. 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** [Приложение Е].

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.

Такой усилитель мощности обеспечивает гальваническую развязку цепи управления и силовой цепи, хорошую динамику, но при этом требуется многоканальный источник питания, что является большим недостатком. Целесообразнее для этих целей использовать интегральные драйверы, которые подключаются к низковольтному источнику питания и обеспечивают управление затвором IGBT и МОП-транзисторов стоек инвертора с одновременной защитой от высокого напряжения. Для управления (IGBT) ключами стойки силового инвертора с напряжением питания $U_{\text{dmax}} = 341 \text{ В}$ выбираем драйвер **IR2112** (рис. 2.25) с характеристиками [32]:

$$U_{\text{out}} = (10 \div 20) \text{ В}; U_{\text{offset}} = 600 \text{ В}, I_{0+} = 0,2 \text{ А}, I_{0-} = 0,42 \text{ А}, \\ t_{\text{on/off}} = 125/105 \text{ нс}.$$

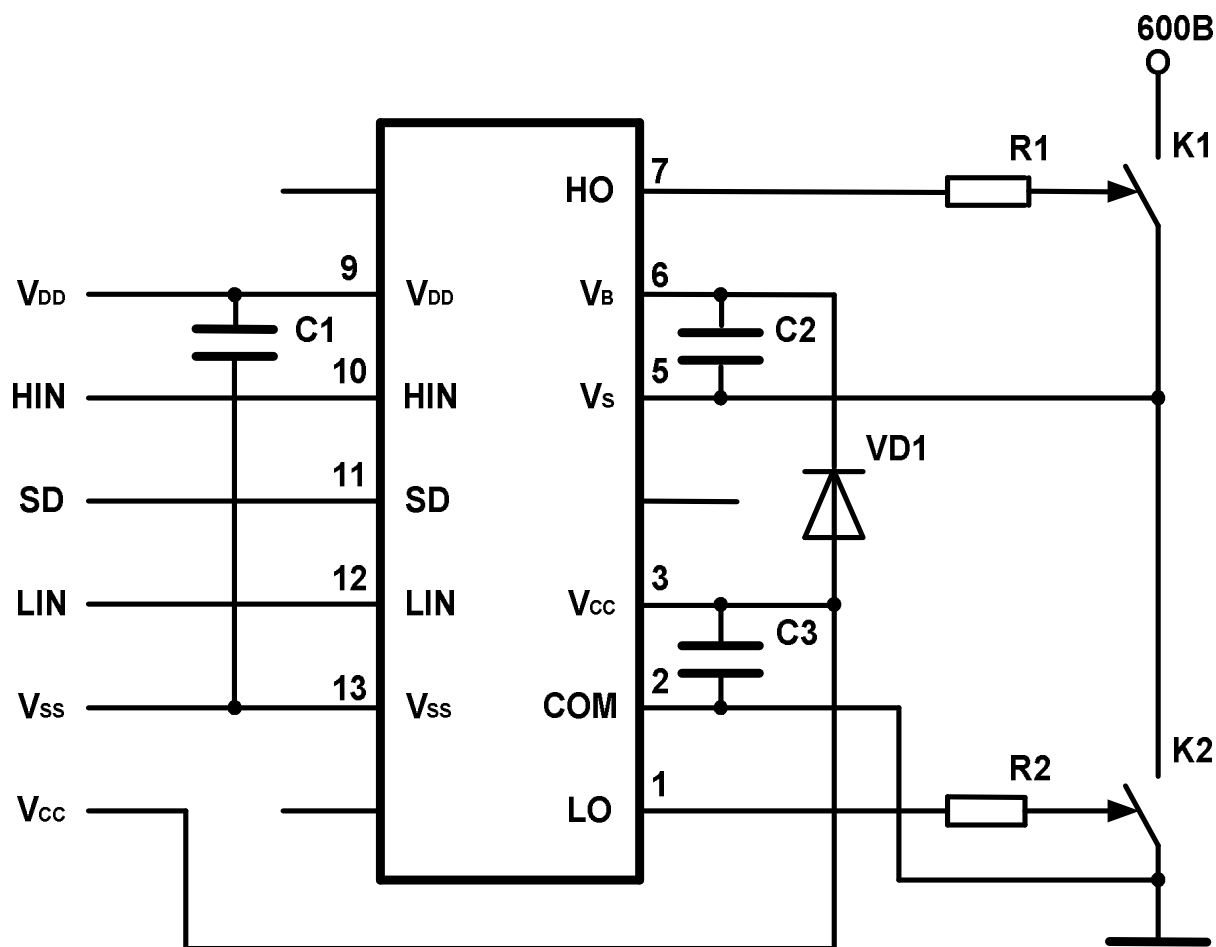


Рисунок 2.25 — Схема подключения драйвера IR2112

Недостаток такого усилителя — отсутствие гальванической развязки цепи управления с силовой частью.

Для управления ключами, выполненными на основе полевых (MOSFET) транзисторов типа **IRFB17N50L** требуется драйвер с большими выходными импульсными токами (до **0,9А**). Можно воспользоваться, например, высоковольтным драйвером **IRS21844** с токами $I_{0+} = 1,9\text{А}$, $I_{0-} = 2,3\text{А}$.

2.3.9 Схема управления СГЭП

Функциональная схема управления силовым инвертором представлена на рис. 2.26, где:

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

ГПН — генератор пилообразного напряжения частоты преобразования;

ШИМ — широтно-импульсный модулятор;

ФКП — формирователь коммутационных пауз в сигналах управления ключами силового инвертора;

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 САУ.

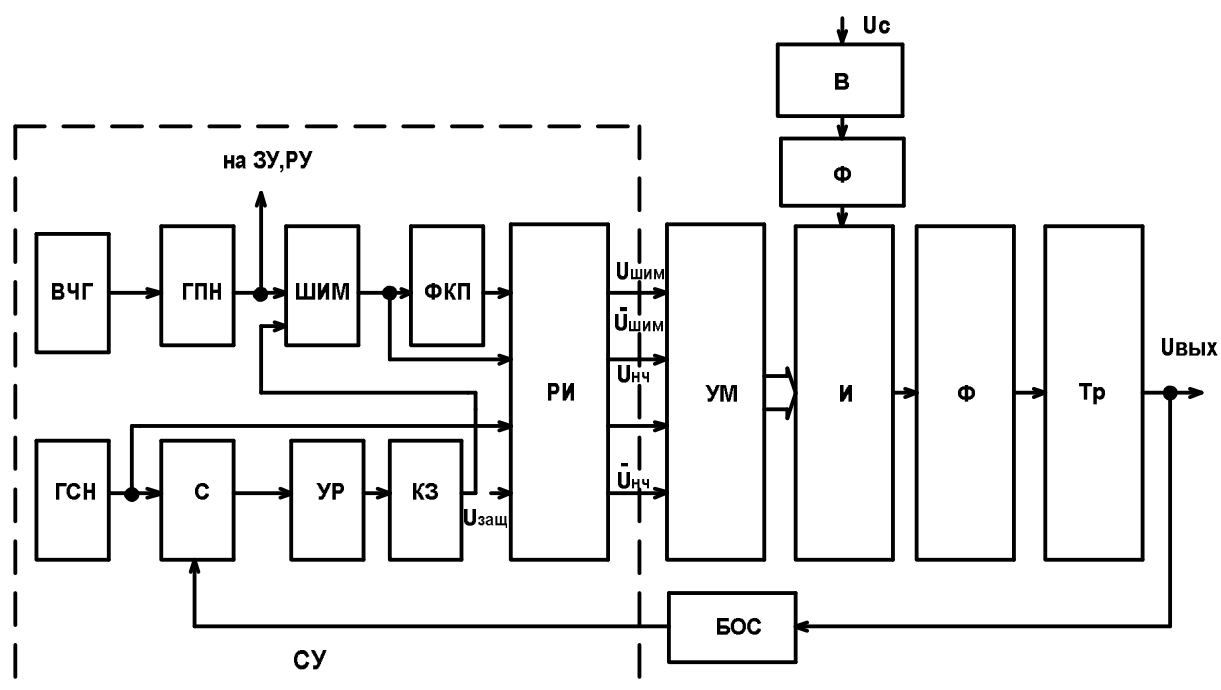


Рисунок 2.26 — Функциональная схема управления инвертором

а) Работа схемы управления инвертором по функциональной схеме

Последовательность прямоугольных импульсов частоты 10кГц с выхода задающего генератора поступает на вход генератора пилообразного напряжения, на выходе которого формирует-

ся линейно-нарастающее напряжение, поступающее на один из входов широтно-импульсного модулятора, на второй вход которого приходит напряжение сигнала ошибки, согласованное с уровнем пилообразного напряжения. Сигнал ошибки формируется на выходе сумматора, 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, поступающих 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 инвертора. На четвертый вход распределителя импульсов подается сигнал с выхода блока защиты, снимающий управление со всех ключей инвертора в случае нештатной (аварийной) ситуации.

Схема управления силового инвертора может быть реализована:

- в аналоговом виде с использованием дискретных полупроводниковых элементов;
- в цифровом виде;
- комбинированной — с использованием аналоговых и цифровых микросхем;
- на базе микропроцессоров.

Схема управления электрическая принципиальная в цифровом виде приведена на рис. 2.27. 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.

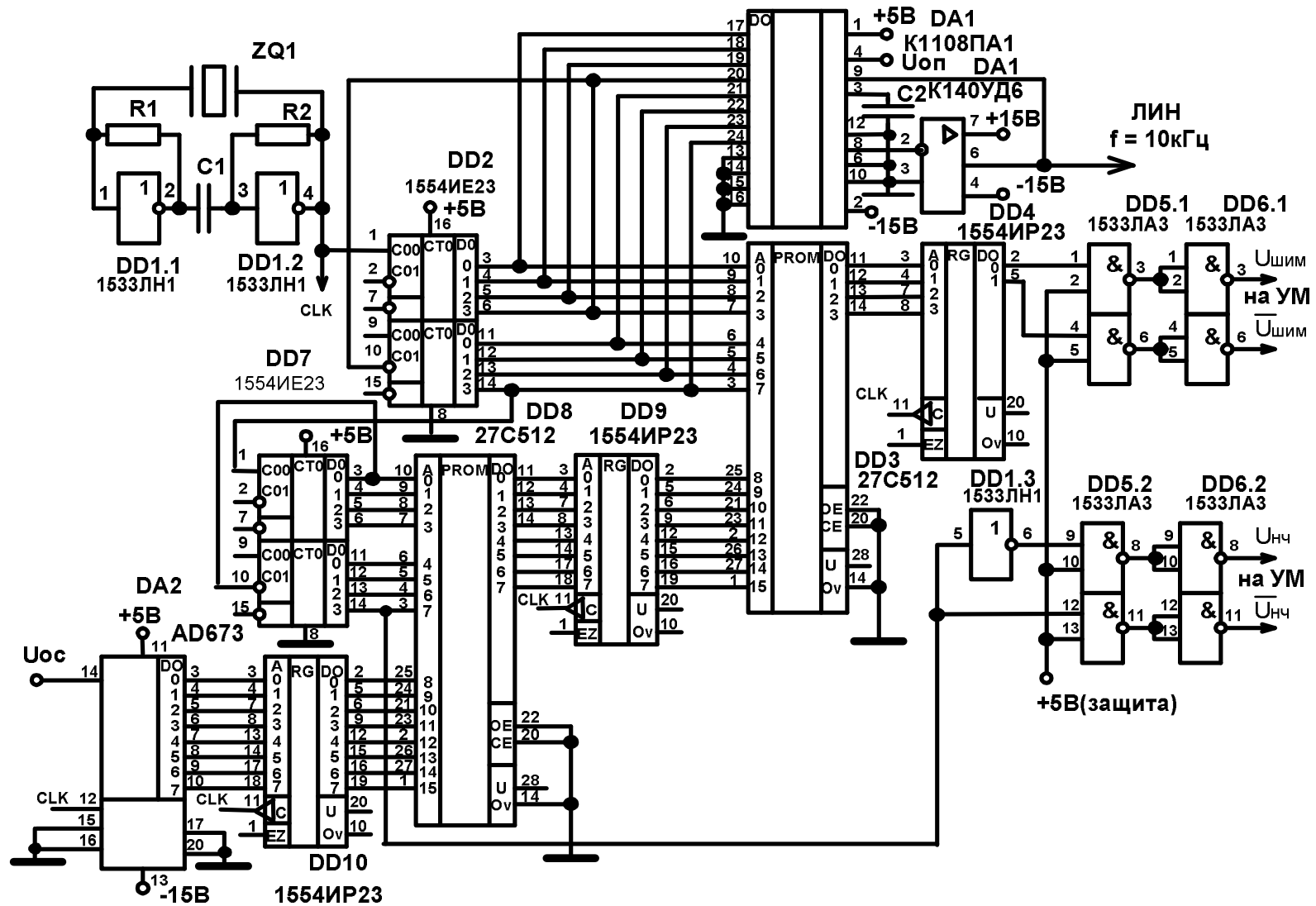


Рисунок 2.27 — Цифровая схема управления

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 напряжения силового 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. 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 от 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**.

Схема управления силовым инвертором может быть реализована в аналоговом виде, при этом могут быть использованы различные варианты реализации узлов (высокочастотный генератор, ГПН, ШИМ и т.д.), входящих в управление, подробно рассмотренные в ранее изучаемых дисциплинах.

Ток, потребляемый схемой управления от источника питания собственных нужд, по цепи +5 В не превышает 2 А, по цепи +15 В не более 500 мА, по цепи –15 В не более 200 мА.

Вопрос формирования опорных напряжений для цифро-аналогового и аналогово-цифрового преобразователей в данной работе не рассматривается.

2.3.10 Блок обратной связи

Задача блока обратной связи при выбранной схеме управления заключается в преобразовании выходного переменного напряжения частоты 50 Гц в постоянное согласованное со схемой управления по уровню напряжение. Для этого необходимо выходное напряжение инвертора понизить до приемлемого уровня (с помощью дополнительной обмотки на силовом трансформаторе), выпрямить это напряжение и выделить его среднее значение. Принципиальная электрическая схема блока обратной связи приведена на рис. 2.28.

Выходное напряжение СГЭП, пониженное до уровня $(2 \div 3) В$, 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 напряжения питающей сети и через ключ **VT2** в конце каждого полупериода частоты измеряемого переменного напряжения передается в ячейку памяти **С6**, 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. 2.29 приведены диаграммы напряжений, поясняющие работу блока обратной связи.

Ток, потребляемый схемой обратной связи от источника питания собственных нужд по цепям 15 В, не превышает 100 мА.

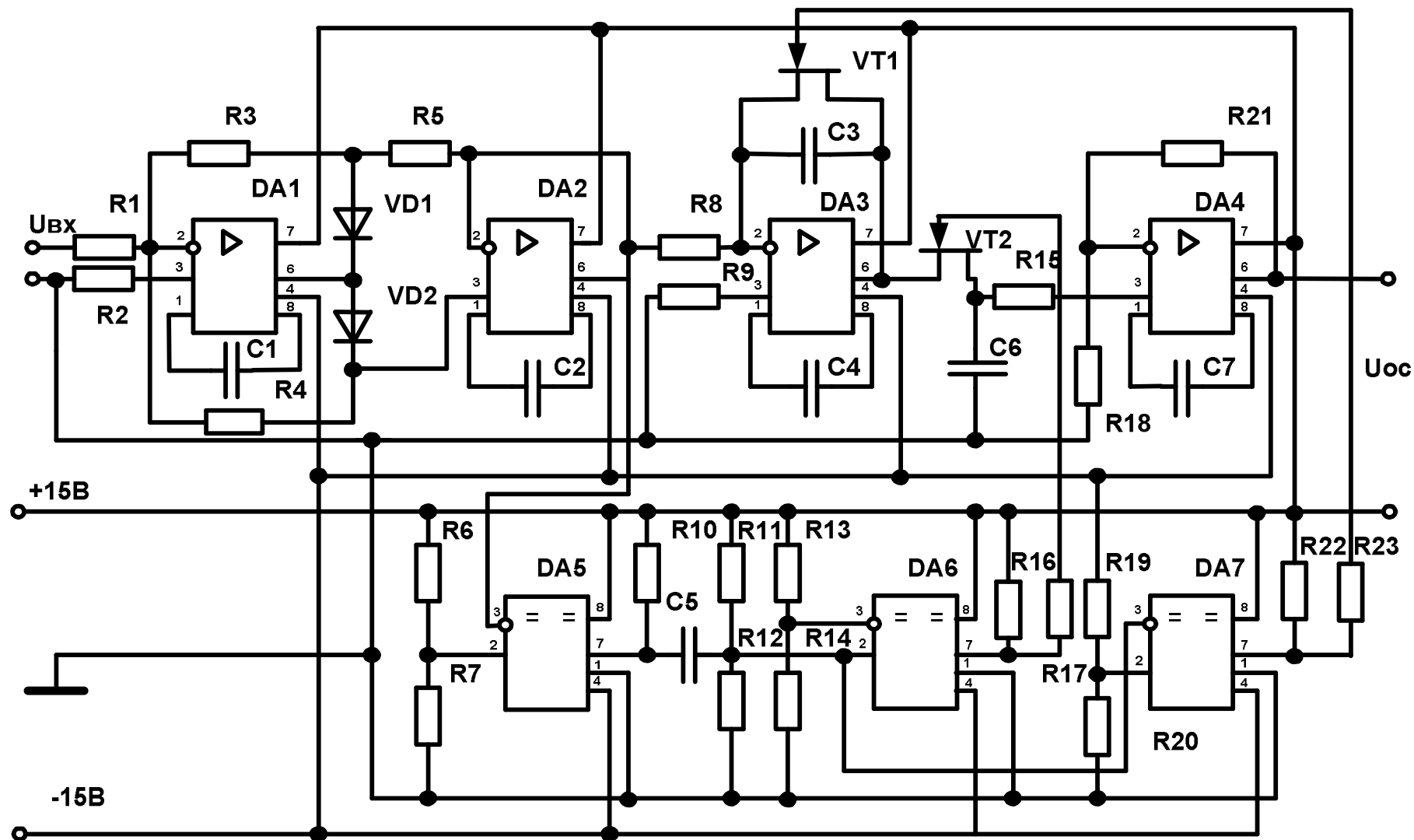


Рисунок 2.28 — Схема обратной связи

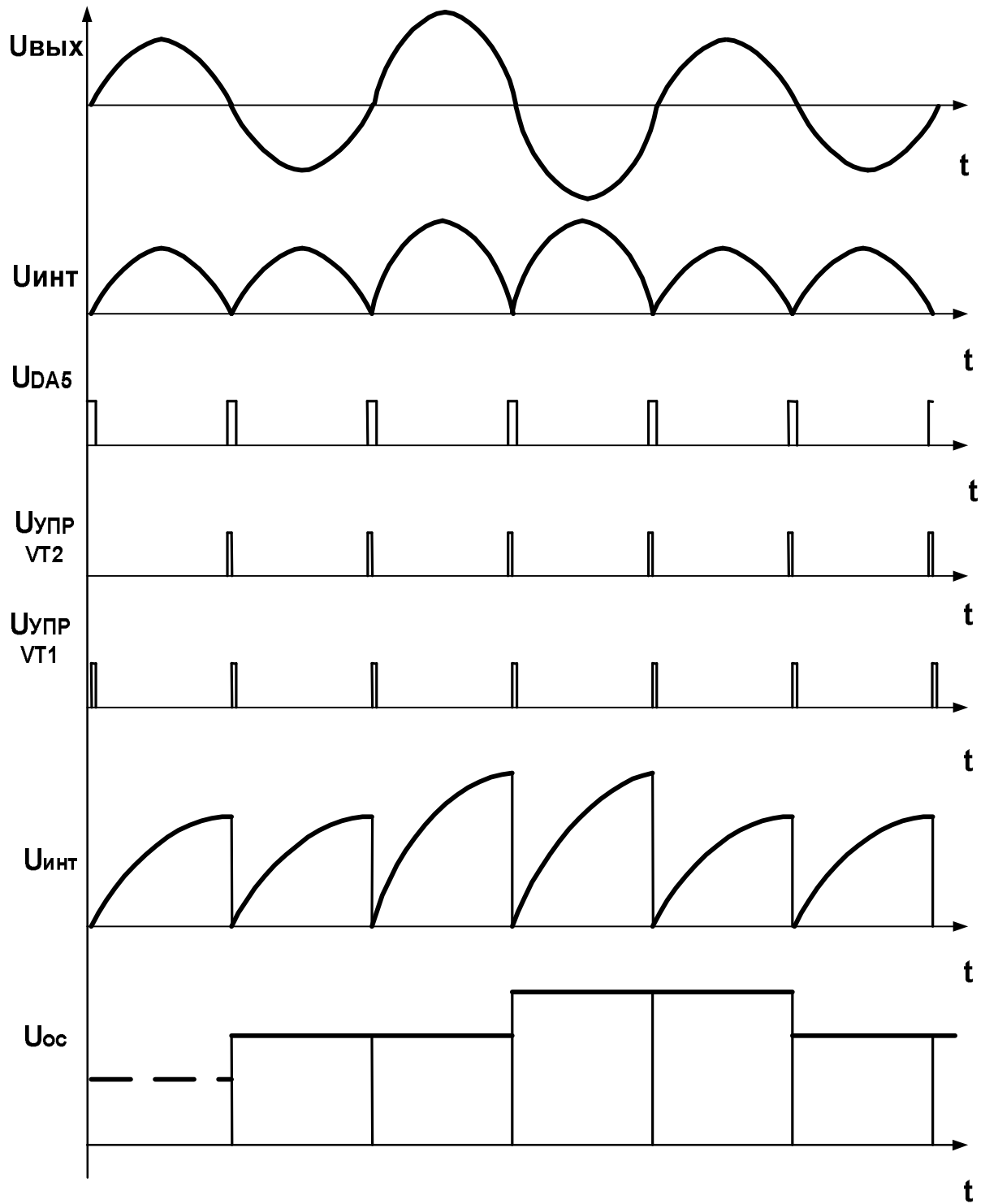


Рисунок 2.29 — Временные диаграммы схемы ОС

2.3.11 Блок защиты

Защиту основных узлов СГЭП от перегрузки по току нагрузки на уровне $1,2I_{ном}$ выполняет схема защиты снятием управления с ключей инвертора. Для этого в выходную цепь силового канала установлен датчик тока нагрузки, который может быть выполнен на основе токовых шунтов, трансформаторов тока или других элементов. В данном случае используем трансформатор тока, так как он обеспечивает гальваническую развязку силовой цепи переменного тока высокого напряжения с низковольтной цепью схемы управления. Схема блока защиты приведена на рис. 2.30.

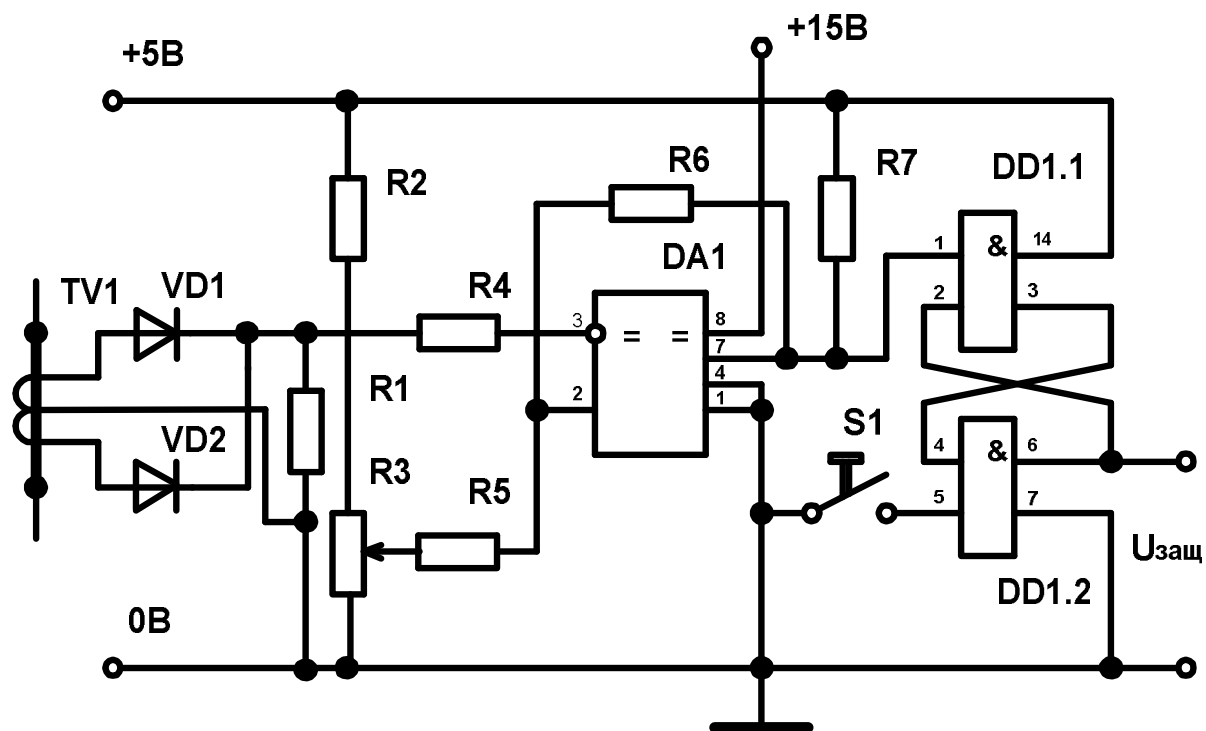


Рисунок 2.30 — Блок защиты

Схема работает следующим образом. 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 управляющие входы силового инвертора. Если ток нагрузки не превышает допустимых пределов $1,2I_{ном}$, 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 $1,2I_{ном}$ 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 управляющие входы силового инвертора. Повторный запуск осуществляется путем нажатия кнопки **S1** после устранения причины, вызвавшей увеличение тока нагрузки. Расчет трансформатора, выполняющего роль датчика тока, производится по известным методикам.

Ток, потребляемый схемой защиты от источника питания собственных нужд по цепям $+5\text{ В}$ и $+15\text{ В}$, не превышает 10 мА .

2.3.12 Устройство контроля напряжения питающей сети

Схема контроля напряжения сети переменного тока, приведенная на рис. 2.31 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. Опорные напряжения нижнего и верхнего пределов задаются делителями **R22, R23** и **R26, R27**. Схема контроля обладает полупериодным запаздыванием, в течение которого происходит измерение среднего значения напряжения с помощью интегратора со срывом. При обнулении напряжения на полпериода инвертор основного канала 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.

Ток, потребляемый схемой контроля от источника питания собственных нужд по цепи $+15\text{ В}$ и -15 В не превышает 100 мА , а по цепи $+5\text{ В}$ не более 10 мА .

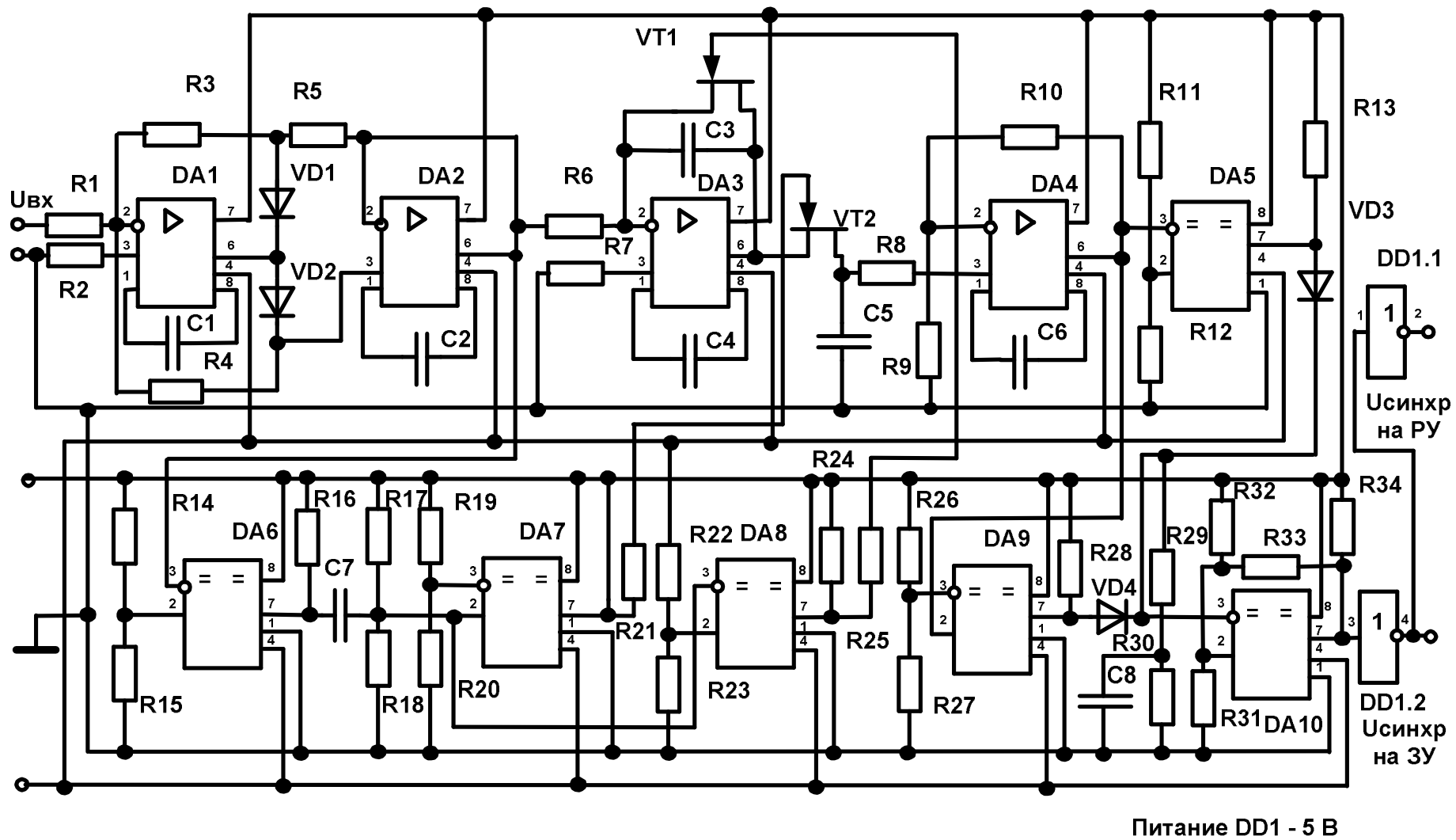


Рисунок 2.31 — Устройство контроля питающей сети

2.3.13 Блок питания собственных нужд

Блока питания собственных нужд должен обеспечить соответствующими напряжениями узлы и каскады схемы управления силовым инвертором, усилителей мощности, блока обратной связи, защиты, устройства контроля напряжения сети переменного тока, зарядного и разрядного устройств. Источником питания для него служит выпрямленное напряжение сети переменного тока, а в аварийном режиме выходное напряжение повышающего преобразователя (РУ), питающегося от резервного источника (АБ). Анализ принципиальных схем всех блоков СГЭП позволяет определить количество выходных каналов, уровни и качество напряжения в них и величины потребляемых каждым каналом токов. Основные электрические параметры блока питания приведены в таблице 2.1.

Т а б л и ц а 2.1

Параметры	Значения параметров				
	2	3	4	5	6
Количество каналов	4	4	1	1	1
Выходное напряжение U_n , В	+5	-5	+15	-15	+15
Допустимые отклонения напряжения ΔU_n , %	± 5	± 5	± 5	± 5	± 5
Суммарный ток I_n , А	4	1	0,8	0,5	0,1
Переменная составляющая в выходном напряжении, %	2	2	2	2	-

Учитывая, что выпрямленное напряжение питающей сети переменного тока может изменяться в пределах от 170 В до 341 В, а выходное напряжение повышающего преобразователя не выходит за рамки этих пределов, а также потребляемую мощность всех каналов, не превышающую 50 Вт, целесообразно реализовать блок питания на базе однотактного преобразователя напряжения [4, 15, 17, 21]. Это позволит уменьшить количество компонентов силовой части схемы и упростить схему управления. Для уменьшения напряжения на силовом транзисторе воспользуемся схемой однотактного преобразователя, выполненного на двух

транзисторах. В выходных цепях применим прямое включение выпрямительных диодов. Передача энергии в нагрузку в таких схемах осуществляется на этапе включенного состояния транзисторов. Относительная длительность времени открытого состояния транзисторов не превышает 0,5. Принципиальная схема блока питания приведена на рис. 2.32.

Для стабилизации напряжения в каналах +5В; +15В; –15В используется ШИМ-стабилизатор понижающего типа, выполненный на базе микросхемы 142ЕП1А, схема которого приведена на рис. 2.32, обеспечивающий повышенный КПД при больших значениях выходного тока и незначительных падениях напряжения на регулирующем элементе. Когда транзистор VT3 открыт, ток дросселя L1 возрастает и заряжает конденсатор C4. Напряжение на C4 увеличивается до тех пор, пока напряжение на входе 12 микросхемы DA1 не превысит опорного напряжения на входе 13 и не закроется транзистор VT4. При этом энергия, запасенная в индуктивности L1, сбрасывается в нагрузку через диод VD1. При этом разряжается и конденсатор C4, пока напряжение на входе 12 не станет ниже, чем на входе 13. Транзистор VT3 открывается, и цикл повторяется. Выходное напряжение преобразователя колеблется около величины $U_{\text{вых.ном}}$ с амплитудой переменной составляющей, определяемой соотношением

$$U_{\text{вых.ном}} = U_{\text{оп}} \left(R_9 + \frac{R_9}{R_{10}} \right),$$

где $f = 40$ кГц — частота коммутации при закороченных входах 14 и 15 микросхемы, которая может изменяться в зависимости от температуры от 25 до 100 кГц;

$U_{\text{вх}} = 20$ В — входное напряжение;

$U_{\text{вых}} = 5$ В или 15 В — выходные напряжения;

$I_{\text{вых max}}$ — максимальный ток нагрузки канала.

Номинал резистора R1, включенного между выводами 5 и 7 микросхемы зависит от величины входного напряжения $U_{\text{вх}}$ (в данном случае R1 = 15 кОм). Выходное напряжение регулируется с помощью резистора R9.

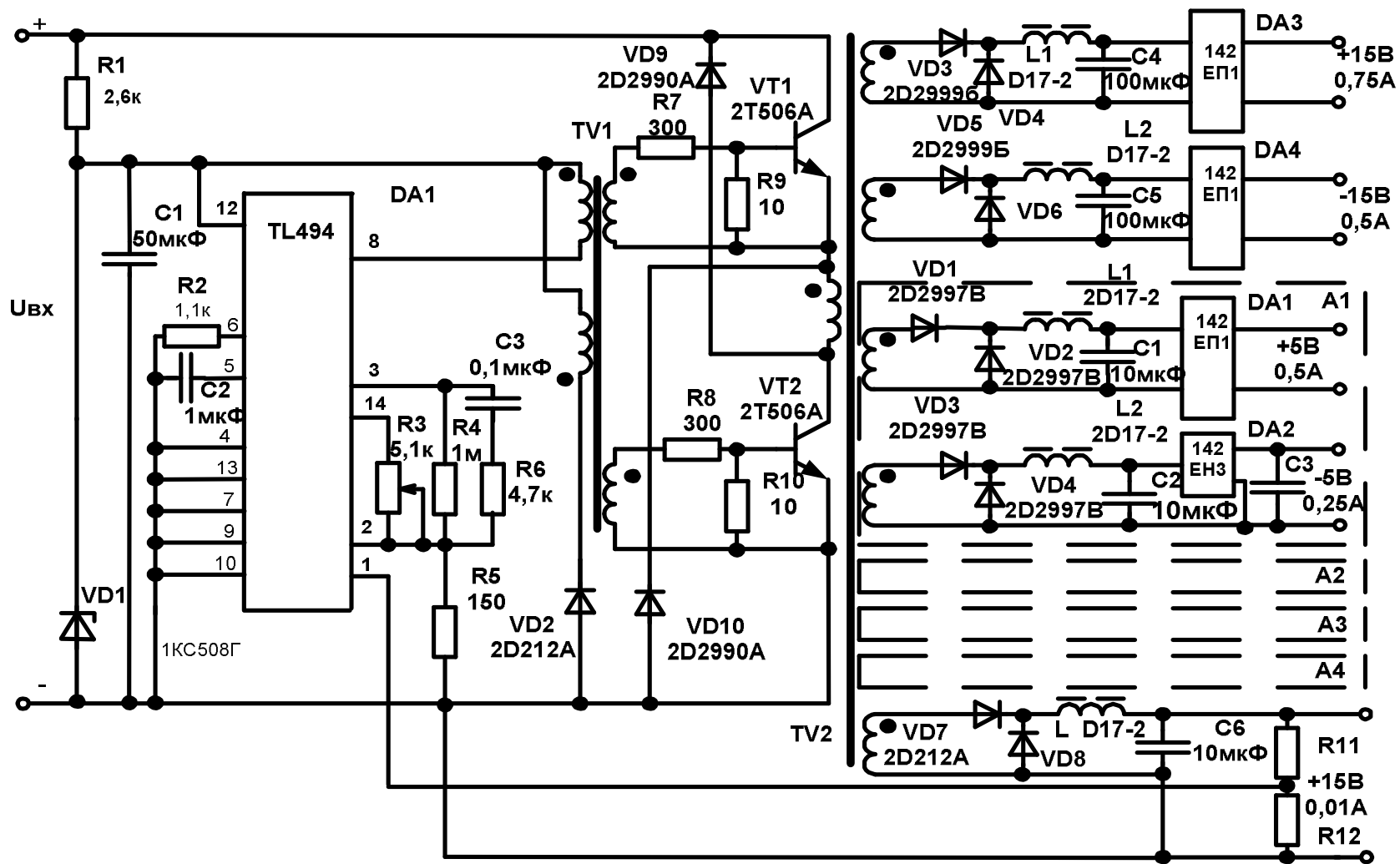


Рисунок 2.32 — Блок питания собственных нужд

Заключение

В рассматриваемом варианте проектирования системы гарантированного электропитания (СГЭП) основное внимание было уделено расчёту параметров и выбору элементов силовых цепей устройства. Эти вопросы и их решение являются наиболее общими при проектировании практически любого устройства. В каждом конкретном случае могут быть включены различные дополнительные требования, например, вопросы электромагнитной совместимости, уменьшения массы и габаритов устройства, контроля и индикации о состоянии отдельных блоков или узлов устройства и т.д. Ввиду многообразия вариантов решения этих вопросов в данном случае они не рассматриваются.

Список использованных источников

1. **Аванесян Г.Р.** Интегральные микросхемы ТТЛ, ТТЛШ: Справочник / Г.Р. Аванесян, В.П. Левшин. — М. : Машиностроение, 1993. — 256 с.

2. **Бас А.А.** Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом / А.А. Бас, В.П. Миловзоров, А.К. Мусолин. — М. : Радио и связь, 1987. — 160 с.

3. **Белопольский И.И.** Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности / И.И. Белопольский, Е.И. Каретникова, Л.Г. Пикалова. — М. : Энергия, 1973. — 400 с.

4. **Березин О.К.** Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры / О.К. Березин, В.Г. Костиков, В.А. Шахнов. — М. : Три Л, 2000. — 400 с.

5. **Варыпаев В.Н.** Химические источники тока / В.Н. Варыпаев и др. — М. : Высшая школа, 1990. — 240 с.

6. **Веденеев Г.М.** Силовые биполярные транзисторы при работе в ключевых режимах / Г.М. Веденеев. — М. : Изд-во МЭИ, 1992. — 88 с.

7. **Единая система конструкторской документации:** Справочное пособие / С.С. Борушек, А.А. Волков, М.М. Ефимов и др. — М. : Изд-во стандартов, 1989 — 352 с.

8. **Интегральные микросхемы.** Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. — М. : Изд-во Додека, 1997. — 224 с.

9. **Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры:** Справочник / Под ред. Г.С. Найвельта. — М. : Радио и связь, 1985. — 575 с.

10. **Иванов-Цыганов А.И.** Электропреобразовательные устройства РЭС. Учебник для вузов / А.И. Иванов-Цыганов. — М. : Высшая школа, 1980. — 424 с.

11. **Кобзев А.В.** Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. — Томск : Радио и связь, 1990. — 336 с.

12. **Коновалов Б.И.** Электропитание ЭВМ: Учебное пособие / Б.И. Коновалов. — Томск : Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2007. — 177 с.

13. **Малогабаритные трансформаторы и дроссели:** Справочник / И.Н. Сидоров, С.В. Скорняков, В.В. Христинин — М. : Радио и связь, 1985. — 415 с.

14. **Матханов П.Н.** Расчет импульсных трансформаторов / П.Н. Матханов, Р.З. Голицин. — Л. : Энергия, 1980. — 109 с.

15. **Мишуров В.С.** Энергетическая Электроника: Учебно-методическое пособие / В.С. Мишуров, В.Д. Семенов. — Томск : Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2007. — 221 с.

16. **Моин В.С.** Стабилизированные транзисторные преобразователи / В.С. Моин. — М. : Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.

17. **Поликарпов А.Г.** Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА / А.Г. Поликарпов, Е.Ф. Сергиенко. — М. : Радио и связь, 1989. — 160 с.

18. **Полупроводниковые выпрямители** / Под ред. Ф.И. Ковалева и Г.П. Мостковой. — М. : Энергия, 1978. — 448 с.

19. **Работы выпускные квалификационные [Текст]** : методические указания по оформлению технической документации / сост. В.П.Родюков ; Томский межвузовский центр дистанционного образования. — Томск : ТМЦ ДО, 2010. — 84 с.

20. **Резисторы:** Справочник / Под ред. И.И. Четверткова и В.М. Терехова. — М. : Радио и связь, 1987. — 352 с.

21. **Ромаш Э.М.** Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю.И. Драбович, Н.Н. Юрченко. — М. : Радио и связь, 1988. — 288 с.

22. **Руденко В.С.** Основы преобразовательной техники / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. — М. : Высшая школа, 1980. — 424 с.

23. **Сергеев Б.С.** Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник / Б.С. Сергеев. — М. : Радио и связь, 1992. — 224 с.

24. **Сидоров И.Н.** Малогабаритные магнитопроводы и сердечники: Справочник / И.Н. Сидоров, В.В. Мукосеев, А.А. Христинин. — М. : Радио и связь, 1988. — 384 с.

25. **Уильямс Б.** Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие: Пер. с англ. / Б. Уильямс. — М. : Энергоатомиздат, 1993. — 240 с.

26. **Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием** / А.В. Кобзев, Ю.М. Лебедев, Г.Я. Михальченко — М. : Энергоатомиздат, 1986. — 152 с.

27. **Транзисторные источники электропитания с бестрансформаторным входом** / Ю.И. Драбович, Н.С. Комаров, Н.Б. Марченко — Киев : Наукова думка, 1984. — 160 с.

28. **Транзисторные преобразователи напряжения: анализ и расчет**: Учеб. пособие / А.И. Андриянов. — Брянск : БГТУ, 2010. — 255 с.

29. **Электропитание устройств связи** / Под ред. В.Е. Китаева. — М. : Радио и связь, 1988. — 280 с.

30. **Семёнов В.Д.** Основы преобразовательной техники: Учебное пособие / В.Д. Семёнов, В.С. Мишуров. — Томск : Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001. — 132 с.

31. **Воронин П.А.** Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П.А. Воронин. — М.: Издательский дом «Додека-XXI», 2001. — 364 с.

32. **Воронин А.И.** Трансформаторы и дроссели источников электропитания электронных устройств : Учебное пособие / А.И. Воронин, Г.А. Шадрин. — Томск : Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2010. — 183 с.

**Приложение А
(обязательное)**

Признаки построения силовой части проектируемого объекта

	ХАРАКТЕР U ВХ	ВХОД	Наличие трансф-ной развязки	ТИП ПРЕОБРА- ЗОВАТЕЛЯ	Передача энергии	Размагничи- вание транс- форматора	Харак- тер Uвых	ТИП СГЭ П	ТИП АБ	Характер нагрузки	СХЕМА СИЛОВОГО ИНВЕРТОРА	Примеча- ние												
№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12												
1	ПОСТОЯН- НОЕ ОТ АБ		НЕТ	НПН			ПОСТО- ЯННОЕ		НКГЦ	АКТИВ- НАЯ		допусти- мапе- регрузка на уровне 1,1Н												
2									FG															
3			ЕСТЬ	однотакт- ная инвертор- ная ячейка	прямо- ходовая	обмотка размаг-ния без обмотки											1- ТРАНЗИСТ.							
4																	обратно- ходовая	2- ТРАНЗИСТ						
5				2-х тактная ячейка														ПОЛУМОСТ.						
6																		МОСТОВАЯ	защита от КЗ нагруз- ки					
7																		НУЛЕВАЯ						
8																		МОСТОВАЯ	перегрузка 1,2Н					
9				пер-ное																				
10				ПЕРЕМЕН- НОЕ БЕС- ТРАН- СФОР- МА- ТОР- НЫЙ		1-но тактная ячейка			прямо- ходовая				обм. раз- ния без обмотки							стабилиза- ция тока. отклю- чить по окончании заряда АБ				
11	ОБР.ХОД.	МОСТОВАЯ																						
12	2-х тактная ячейка												ПОЛУМОСТ.											
13													НУЛЕВАЯ											
14	НЕТ	НПН												перегруз- ка 1,1Н										
15															ПОСТО- ЯННОЕ									
16																								
17															ОБЩЕ- ПОСТО- ЯННОЕ									
18	ОБЩЕ- ПОСТО- ЯННОЕ																							
19	ПЕР-НОЕ И ОТ АБ											ЕСТЬ	2-х тактная ячейка					OFF- LINE	FG	АКТИВ- НАЯ	МОСТОВАЯ			
20		НУЛЕВАЯ	провал сети на 10 МИН																					

	ХАРАКТЕР U ВХ	ВХОД	Наличие трансф-ной развязки	ТИП ПРЕОБРА- ЗОВАТЕЛЯ	Передача энергии	Размагничи- вание транс- форматора	Харак- тер Uвых	ТИП СГЭП	ТИП АБ	Характер нагрузки	СХЕМА СИЛОВОГО ИНВЕРТОРА	Примеча- ние					
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12					
21	ПЕР-НОЕ И ОТ АБ	ТРАН СФОР МАТ.	ЕСТЬ	2-х тактная ячейка			пер-ное	ON- LINE	НК ГЦ	АКТИВ- НАЯ	НУЛЕВАЯ	С ИНТЕРВ ≥ 5ЧАС					
22				МОСТОВАЯ													
23	ПОСТОЯН- НОЕ ОТ АБ			квази 2-х тактная ячейка	прямо- ходовая	обм.раз-ния _____ без обмотки _____ обм.раз-ния _____ без обмотки	ПОСТО- ЯННОЕ		FG				перегрузка 1,2IN				
24																	
25		ПЕРЕМЕН- НОЕ							БЕС ТРАН СФОР.								
26																	

**Приложение Б
(обязательное)**

Электрические параметры проектируемого объекта

НАИМ. ПАРАМ	$\approx U_C$	ΔU_C	f Сети	=U _{АБ} ВХ	$\Delta U_{АБ}$	=U ВЫХ	ТОЧ- НОСТЬ ВЫХОДН. ПАРА- МЕТ	КП	ИНАГ P MIN	ИНАГ P MAX	P _{НАГР}	$\approx U$ ВЫХ	f ВЫХ	КН УВЫХ
ЕДИН. ИЗМЕР.	В	%	Гц	В	–	В	%	%	А	А	ВА	В	Гц	%
№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
1	220	+10 -15	50	24	О П Р Е Д Е Л Я Е Т Т И П АБ	48	2	2	0,1	2	–	220	50	3
2	127	+13 -25	400	48		36	3	2,5	0,2	–	400	127	400	3,5
3	110	±15	60	36		120	3	1	0,1	3	–	110	60	2
4	220	+13 -25	60	96		24	4	2	0,2	–	300	220	60	2,5
5	127	+10 -15	50	96		48	3	1,5	0,1	3	–	127	50	3
6	110	±10	400	24		96	2	2	0,05	3	–	110	400	4
7	220	±10	400	48		24	3	2	0,15	2	–	220	400	2,5
8	127	±10	60	36		72	4	1	0,3	–	300	127	60	2
9	110	+13 -25	50	72		48	2	1,5	0,2	4	–	110	50	3,5
10	220	±15	50	36		60	3	2,5	0,05	–	400	220	50	4
11	127	±15	60	24		60	4	3	0,1	3	–	127	60	2
12	110	+10 -15	400	48		60	2	3	0,15	–	300	110	400	3

Приложение В (справочное)

Ряды номинальных сопротивлений и емкостей

E3	1; 2,3;4,7
E6	1;1,5;2,2;3,3;4,7;6,8
E12	1;1,2;1,5;1,8;2,2;2,7;3,3;3,9;4,7;5,6;6,8;8,2
E24	1;1,1;1,2;1,3;1,5;1,6;1,8;2,2;2,2;2,4;2,7;3,3;3,3;3,6;3,9;4,3;4,7; 5,1;5,6;6,2;6,8;7,5;8,2;9,1

Приложение Г (справочное)

Резисторы постоянные

РЕЗИСТОР (ТИП)	ПРЕДЕЛЫ СОПРО- ТИВЛЕНИЙ	РАБОЧЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ, В
НЕПРОВОЛОЧНЫЕ		
МЛТ-1	10м...1МОм	500
МЛТ-2	10м...1МОм	750
ОМЛТ-0,125	100Ом...1,1МОм	250
ОМЛТ-0,25	100Ом...2,2МОм	250
ОМЛТ-0,5	100Ом...5,1МОм	350
ОМЛТ-1	100Ом...10МОм	500
ОМЛТ-2	100м...10МОм	750
С2-13-0,25	10м...1МОм	250
С2-13-0,5	10м...1МОм	350
С2-13-1	10кОм...1МОм	500
С2-29-0,125	240м...2МОм	200
С2-29-0,25	240м...3МОм	250
С2-29-0,5	240м...5,1МОм	350
ПРОВОЛОЧНЫЕ		
С5-5-1	10м...14кОм	400
С5-5-2	20м...30кОм	400
С5-5-5	5,10м...750м	400
С5-5-8	100м...100кОм	400
С5-5-10	100м...100кОм	400
С5-16-2	0,10м...20м	300
С5-16-5	0,10м...20м	300
С5-16-8	0,390м...100м	300
С5-16-10	0,510м...100м	300
ПЭВ-3	30м...5100м	600
ПЭВ-10	1,80м...10кОм	600
ПЭВ-25	100м...24кОм	600
ПЭВ-50	180м...51кОм	600

Приложение Д (справочное)

Резисторы переменные

РЕЗИСТОР	ДОПУСТИМАЯ МОЩНОСТЬ РАСSEЯНИЯ, Вт	ПРЕДЕЛЫ СОПРОТИВЛЕНИЯ	РАБОЧЕЕ НАПРЯ- ЖЕНИЕ, В
СП5-1	1	100Ом...10кОм	300
СП5-2	1	100Ом...47кОм	300
СП5-3	1	100Ом...47кОм	300
ППЗ-40-47	3	10Ом...20кОм	400
ППБ-1	1	100Ом...10кОм	300
ППБ-2	2	100Ом...10кОм	400
ППБ-3	3	4,7Ом...22кОм	400
ППБ-15	15	2,2Ом...47кОм	500
ППБ-25	25	2,2Ом...47кОм	500
ППБ-50	50	2,2Ом...47кОм	500

**Приложение Е
(справочное)**

Конденсаторы керамические

КОНДЕНСАТОР	НОМИНАЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ, В	НОМИНАЛЬНАЯ ЕМКОСТЬ, пФ	РУППА ПО ТКЕ	ДИАПАЗОН ТЕМП-ТУР
КМ-4	250	27...510 (E24) (150...3600)	M47 M1500	-60...+125
	160	1500...47000 ±30% (E6)	H30	
КМ-5	160	27...680 (E24)	M47	-60...+125
	100	1500...68000 ±30% (E6)	H30	
		50	0,015...0,15мкФ ±90% (E6)	
КМ-6	50	120...3600(E24)	M47	-60...+125
	25	0,022...2,2мкФ ±90%	H90	
К15-5	6300	68...2200±20% 470...4700±70%	H20 H70	-40...+85
	3000	150...4700 ±20% 330...6800 ±70%	H20 H70	-40...+85
	1600	220...6800 ±30% 470...10000±30%	H30	

Конденсаторы К73-16

с металлизированными обкладками и пленочным полиэтилентерефталатным диэлектриком, непитанные

С, мкФ	Номинальное напряжение, В								
0,0047	—	—	—	—	—	—	—		
0,0056	—	—	—	—	—	—	—		
0,0068	—	—	—	—	—	—	—		
0,0082	—	—	—	—	—	—	—		
0,010	—	—	—	—	—	630	1600		
0,012	—	—	—	—	—				
0,015	—	—	—	—	—				
0,018	—	—	—	—	—				
0,022	—	—	—	—	—				
0,027	—	—	—	—	—				
0,033	—	—	—	—	—				
0,039	—	—	—	—	—				
0,047	—	—	400	250	630			1000	—
0,056	—	—							
0,068	—	—							
0,082	—	—							
0,1	—	—	—	—	—	—	—		
0,12	—	—	—	—	—	—	—		
0,15	—	—	—	—	—	—	—		
0,18	—	—	—	—	—	—	—		
0,22	—	—	—	—	—	—	—		
0,27	—	—	—	—	—	—	—		
0,33	—	—	—	—	—	—	—		
0,39	—	—	—	—	—	—	—		

С, мкФ	Номинальное напряжение, В							
0,47	63	100	160					
0,56								
0,68								
0,82								
1,0								
1,2								
1,5								
1,8								
С, мкФ	Номинальное напряжение, В							
2,2	63	100	160	250				
2,7								
3,3								
3,9								
4,7								
5,6								
6,8								
8,2								
10								
12								
15								
18								
22								

Предназначены для работы в цепях постоянного, переменного и пульсирующего токов и в импульсных режимах с частотой до 10^5 Гц. Данные в таблице приведены для частоты 1 кГц.

Конденсаторы К78-2

Ном. напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ
300	0,01...0,1 (ряд E12)
1000	0,0047...0,15 (ряд E12)

$\Delta C = \pm 5\% ; \pm 10\% ; \pm 20\% ;$ по конструктивному исполнению.

Конденсаторы К50-6 и К50-15

алюминиевые оксидно-электролитические (полярные)

Ном. напряжение	Ном. емкость, мкФ	Доп. ~U на $f=50$ Гц	Ном. емкость, мкФ	Доп. ~U на $f=50$ Гц

В	К50-6		К50-15	
	2	3	4	5
6,3	50;100;200 500	25 20	68;150;220; 330;680	20
10	10;20;50;100 200;500;1000 2000 4000	25 20 15 3	—	—
16	1;5;10;20;30;50 100;200;500;1000 2000 4000	25 20 15 3	47;100;220 470;680	14 12
25	1;5;10;20 50; 100;200 500;1000 2000 4000	25 20 15 10 3	33;47;100 220;330	14 12
50	1;2;5;10;20 50; 100;200;500 1000;2000	20 15 3	10;22;33;47 100	12 8
100	1;2;5 10;20	15 10	4,7;6,8;15 33;47	12 8
160	1;2;5;10	10	4,7;10 22;33	8 6
250	—	—	2,2;4,7 10;22	8 6

Конденсаторы К50-20 и К50-29

алюминиевые оксидно-электролитические (полярные)

Ном. напряже- ние В	Ном. емкость, мкФ	Доп. ~U на f=50Гц	Ном. емкость, мкФ	
			К50-20	К50-29
1	2	3	4	5
6,3	10;20	16	47;100	40
	50;100	10	220;470	40
	500;1000	6	1000;2200	30
	2000;5000	6	4700	16
16	2;5;10;20	16	22;47;100	30
	50; 100;200	10	220;470	24
	500;1000	6	1000	20
	2000	6	2200;4700	12;10
25	2;5;10;20	16	10;22;47	30
	50; 100	10	100	24
	200;500	6	220	20

Ном. напряжение В	Ном. емкость, мкФ	Доп.~U на f=50Гц	Ном. емкость, мкФ	Доп.~U на f=50Гц
	K50-20		K50-29	
1	2	3	4	5
	1000;2000	6	1000;2200	10
50	1;2;5;10;20	16	—	—
	50; 100	10	—	—
	200	6	—	—
	2000	5	—	—
63	—	—	4,7;10	16
	—	—	22;47;100	12
	—	—	220	10
	—	—	470	8
	—	—	1000	6
100	1;5;10;20	10	2,2;4,7	20
	50	6	10;22	16
	100	6	47;100	10
	200	6		
160	2;5;10;20	10	1;2,2;4,7	20
	50;100	6	10;22	16
	200	6	47;	10
250	20	10	—	—
	50	6	—	—
300	6;10;20	10	4,7;10	16
	30;50	6	22	14
350	2;6;10;20	10	2,2;4,7	14
			10;22	10
450	2;10;20	10	2,2;4,7;10	14
			22	10

Примечание: для конденсаторов K50-6, K50-15, K50-20, K50-29 допустимые напряжения переменной составляющей пульсации на частотах до 1000 Гц включительно вычисляются по формуле $U_{мдf} = U_{мд50} \sqrt{\frac{50}{f}}$, а при частотах свыше 1000 Гц по формуле $U_{мдf} = U_{мд50} \frac{50}{f}$, где $U_{мд50}$ — допустимая пульсация на частоте 50 Гц.

Приложение Ж (справочное)

Дроссели на рабочие частоты до 5 кГц

Тип	L _{ОБМ} , Гн	I _П , А	R _{ОБМ} , Ом	Тип	L _{ОБМ} , Гн	I _П , А	R _{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
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

Лобм, Гн — индуктивность при номинальном токе;

Ип, А — номинальный ток подмагничивания;

Робм, 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 _{ОБМ} , МГн	I _П , А	U _{ОБМ} , В	R _{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.

Для дросселей типа Д17, Д18 приведены данные при использовании одной обмотки. Зависимость индуктивности от частоты определяется выражением [5]:

$$L_f = kL_{100},$$

где L_{100} — индуктивность на частоте 100 кГц;

k — коэффициент, зависимость которого от частоты приведена ниже.

f, кГц	20	50	100	200
k	1,2	1,1	1	0,8

**Приложение К
(справочное)**

**Данные обмоточных проводов круглого
поперечного сечения**

Диаметр провода без изоляции, мм	Расчетное сечение, мм ²	Максимальный диаметр, мм	
		ПЭВ-1	ПЭВ-2
0,08	0,00503	0,105	0,11
0,09	0,00636	0,115	0,12
0,1	0,00785	0,125	0,13
0,11	0,0095	0,135	0,14
0,12	0,01131	0,145	0,15
0,13	0,01327	0,155	0,16
0,14	0,01539	0,165	0,17
0,15	0,01767	0,18	0,19
0,16	0,02011	0,19	0,20
0,17	0,0227	0,2	0,21
0,18	0,02545	0,21	0,22
0,19	0,02835	0,22	0,23
0,20	0,03142	0,23	0,24
0,21	0,03464	0,24	0,25
0,23	0,04115	0,27	0,28
0,25	0,04909	0,29	0,3
0,27	0,05726	0,31	0,32
0,29	0,06605	0,33	0,34
0,31	0,07548	0,35	0,36
0,33	0,08553	0,37	0,38
0,35	0,09621	0,39	0,41
0,38	0,1134	0,42	0,44
0,41	0,132	0,45	0,47
0,44	0,1521	0,48	0,5
0,47	0,1735	0,51	0,53
0,49	0,1886	0,53	0,55
0,51	0,2043	0,56	0,58
0,53	0,2206	0,58	0,6
0,55	0,2376	0,6	0,62
0,57	0,2552	0,62	0,64
0,59	0,2734	0,64	0,66
0,62	0,3019	0,67	0,69
0,64	0,3217	0,69	0,72
0,67	0,3526	0,72	0,75
0,69	0,3739	0,74	0,77
0,72	0,4072	0,77	0,8
0,74	0,4301	0,8	0,83
0,77	0,4657	0,83	0,88
0,8	0,5027	0,86	0,89
0,83	0,5411	0,89	0,92

Диаметр провода без изоляции, мм	Расчетное сечение, мм ²	Максимальный диаметр, мм	
		ПЭВ-1	ПЭВ-2
0,86	0,5809	0,92	0,95
0,9	0,6362	0,96	0,99
0,93	0,6793	0,99	1,02
0,96	0,7238	1,02	1,05
1	0,7854	1,08	1,11
1,04	0,8495	1,12	1,15
1,08	0,9161	1,16	1,19
1,12	0,9852	1,2	1,23
1,16	1,0568	1,24	1,27
1,2	1,131	1,28	1,31
1,25	1,2272	1,33	1,36
1,3	1,327	1,38	1,41
1,35	1,4314	1,43	1,46
1,4	1,5394	1,48	1,51
1,45	1,6513	1,53	1,56
1,5	1,7672	1,58	1,61
1,56	1,9113	1,64	1,67
1,62	2,0612	1,7	1,73
1,68	2,217	1,76	1,79
1,74	2,378	1,82	1,85
1,81	2,573	1,9	1,92
1,88	2,776	1,97	2
1,95	2,987	2,04	2,07
2,02	3,205	2,11	2,14
2,1	3,464	2,2	2,23
2,26	4,012	2,36	2,39
2,44	4,676	2,54	2,57

**Приложение Л
(справочное)**

Характеристики электротехнической стали

**Магнитная индукция электротехнической
листовой стали на частоте 50 Гц**

Марки стали	Толщина	Вм, Т
-------------	---------	-------

	листа, мм	Hm, А/м		
		100	250	2500
3411 (Э310)	0,35	–	–	1,75
3412 (Э320)	0,35	–	–	1,85
3413 (Э330)	0,5	–	–	1,85
	0,35	–	–	1,85
3413 (Э330А)	0,5	1,6	1,7	1,88
	0,35	1,6	1,7	1,88
3415	0,35	1,61	1,71	

**Магнитная индукция электротехнической
ленточной стали на частоте 400 Гц**

Марки стали	Толщина листа, мм	Bm, Т			
		Hm, А/м			
		40	60	400	2500
3421 (Э340)	0,15	0,5	0,8	1,3	1,7
	0,08	0,4	0,75	1,25	1,7
	0,05	0,4	0,75	1,25	1,7
3422 (Э350)	0,15	0,6	0,95	1,4	1,75
	0,08	0,55	0,9	1,35	1,75
	0,05	0,55	0,9	1,35	1,75
3423 (Э360)	0,15	0,8	1,1	1,55	1,82
	0,08	0,8	1,05	1,5	1,82
	0,05	0,8	1,05	1,5	1,82
3424 (Э360А)	0,15	0,8	1,1	1,55	1,82
	0,08	0,8	1,1	1,55	1,82
	0,05	0,8	1,1	1,55	1,82
3425	0,15	1,1	1,35	1,65	1,82
	0,08	1,05	1,3	1,55	1,82
	0,05	1,05	1,3	1,55	1,82

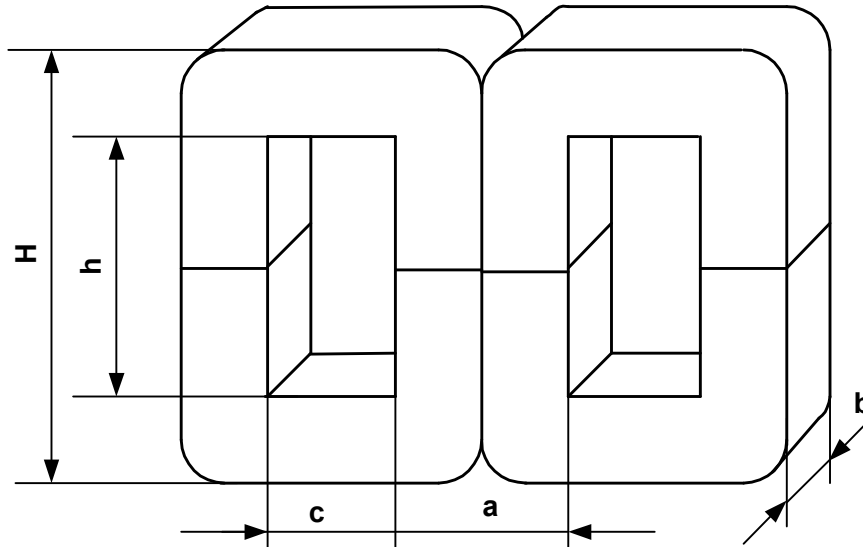
**Приложение М
(справочное)**

Магнитопроводы из электротехнической стали ШЛ

Типоразмер магнитопровода	Размеры, мм						ScSo, см ⁴	So, см ²
	a	b	h	c	C	H		
ШЛ 10×10	10	10	25	10	40	35	2,5	2,5
ШЛ 10×12,5	10	12,5	25	10	40	35	3,12	2,5

ШЛ 10×16	10	16	25	10	40	35	4	2,5
ШЛ 10×20	10	20	25	10	40	35	5	2,5
ШЛ 12×12,5	12	12,5	30	12	48	42	5,4	3,6
ШЛ 12×16	12	16	30	12	48	42	6,9	3,6
ШЛ 12×20	12	20	30	12	48	42	8,65	3,6
ШЛ 12×25	12	25	30	12	48	42	10,8	3,6
ШЛ 16×16	16	16	40	16	64	56	16,6	6,4
ШЛ 16×20	16	20	40	16	64	56	20,5	6,4
ШЛ 16×25	16	25	40	16	64	56	25,6	6,4
ШЛ 16×32	16	32	40	16	64	56	32,6	6,4
ШЛ 20×20	20	20	50	20	80	70	40	10
ШЛ 20×25	20	25	50	20	80	70	50	10
ШЛ 20×32	20	32	50	20	80	70	64	10
ШЛ 20×40	20	40	50	20	80	70	80	10
ШЛ 25×25	25	25	62,5	25	100	87,5	98	16
ШЛ 25×32	25	32	62,5	25	100	87,5	125	16
ШЛ 25×40	25	40	62,5	25	100	87,5	156	16
ШЛ 25×50	25	50	62,5	25	100	87,5	195	16

Конструкция магнитопровода броневое типа (ШЛ)

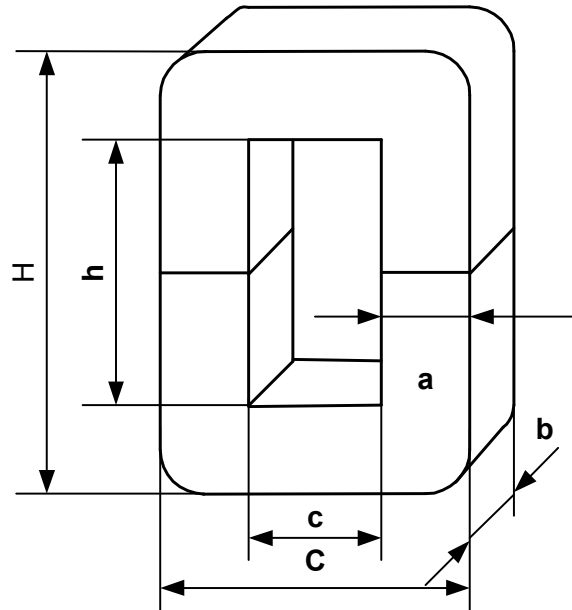


Магнитопроводы из электротехнической стали ПЛ

Типоразмер магнитопровода	Размеры, мм						ScSo, см ⁴	So, см ²
	a	b	h	c	C	H		
ПЛ 8× 12,5 – 12,5	8	12,5	12,5	10	26,5	29,5	1,25	1,25
ПЛ 8× 12,5 – 16	8	12,5	16	10	26,5	33	1,6	1,6
ПЛ 8× 12,5 – 20	8	12,5	20	10	26,5	37	2	2
ПЛ 8× 12,5 – 25	8	12,5	25	10	26,5	42	2,5	2,5
ПЛ 10× 12,5 – 20	10	12,5	20	12,5	32,5	40	3,1	2,5
ПЛ 10× 12,5 – 25	10	12,5	25	12,5	32,5	45	3,9	3,1
ПЛ 10× 12,5 – 32	10	12,5	32	12,5	32,5	52	5	4
ПЛ 10× 12,5 – 40	10	12,5	40	12,5	32,5	60	6,3	5
ПЛ 12,5× 16 – 25	12,5	16	25	16	41	50	8	4
ПЛ 12,5× 16 – 32	12,5	16	32	16	41	55	10,2	5,1
ПЛ 12,5× 16 – 40	12,5	16	40	16	41	65	12,8	6,4
ПЛ 12,5× 16 – 50	12,5	16	50	16	41	75	16	8
ПЛ 12,5× 25 – 32	12,5	25	32	20	45	55	18,7	6
ПЛ 12,5× 25 – 40	12,5	25	40	20	45	65	25	8
ПЛ 12,5× 25 – 50	12,5	25	50	20	45	75	31	10
ПЛ 12,5× 25 – 60	12,5	25	60	20	45	85	37,6	12
ПЛ 16× 32 – 40	16	32	40	25	57	72	51	10
ПЛ 16× 32 – 50	16	32	50	25	57	82	64	12,5
ПЛ 16× 32 – 65	16	32	65	25	57	97	83	16,2
ПЛ 16× 32 – 80	16	32	80	25	57	112	102	20
ПЛ 20× 40 – 50	20	40	50	32	72	90	128	16
ПЛ 20× 40 – 60	20	40	60	32	72	100	154	19,2
ПЛ 20× 40 – 80	20	40	80	32	72	120	205	25,6

Типоразмер магнитопровода	Размеры, мм						ScSo, см ⁴	So, см ²
	a	b	h	c	C	H		
ПЛ 20× 40 – 100	20	40	100	32	72	140	256	32
ПЛ 25× 50 – 65	25	50	65	40	90	115	325	26
ПЛ 25× 50 – 80	25	50	80	40	90	130	400	32
ПЛ 25× 50 – 100	25	50	100	40	90	150	500	40
ПЛ 25× 50 – 120	25	50	120	40	90	170	600	48
ПЛ 32× 64 – 80	32	64	80	50	114	144	820	40
ПЛ 32× 64 – 100	32	64	100	50	114	164	1125	50
ПЛ 32× 64 – 130	32	64	130	50	114	194	1330	65
ПЛ 32× 64 – 160	32	64	160	50	114	224	1640	80

Конструкция магнитопровода стержневого типа (ПЛ)

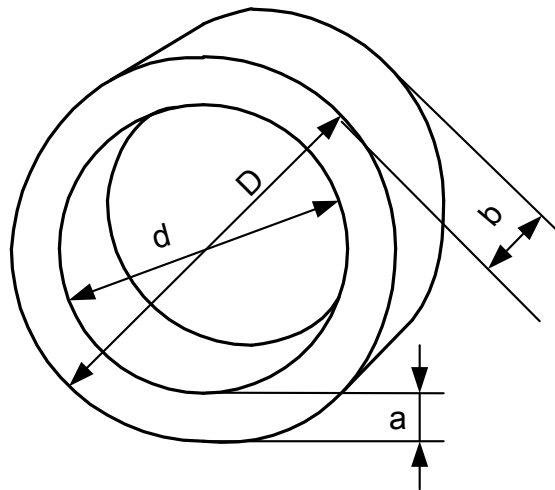


Магнитопроводы из электротехнической стали ОЛ
(толщина ленты $d = 0,05$ мм)

Типоразмер магнитопровода	Размеры, мм				ScSo, см ⁴	So, см ²
	a	b	d	D		
ОЛ 12/14-3	1	3	12	14	0,034	1,13
ОЛ 12/14-4	1	4	12	14	0,045	1,13
ОЛ 14/17-3	1,5	3	14	17	0,069	1,54
ОЛ 14/17-4	1,5	4	14	17	0,092	1,54
ОЛ 16/20-3	2	3	16	20	0,12	2
ОЛ 16/20-4	2	4	16	20	0,16	2
ОЛ 18/23-4	2,5	4	18	23	0,25	2,55
ОЛ 18/23-5	2,5	5	18	23	0,32	2,55
ОЛ 20/25-5	2,5	5	20	25	0,39	3,14
ОЛ 20/25-6,5	2,5	6,5	20	25	0,51	3,14
ОЛ 22/30-5	4	5	22	30	0,765	3,32
ОЛ 22/30-6,5	4	6,5	22	30	0,99	3,32
ОЛ 25/35-5	5	5	25	35	1,23	4,9
ОЛ 25/35-6,5	5	6,5	25	35	1,6	4,9
ОЛ 25/40-5	7,5	5	25	40	1,84	4,9
ОЛ 25/40-6,5	7,5	6,5	25	40	2,4	4,9
ОЛ 28/40-8	6	8	28	40	2,95	6,1
ОЛ 28/40-10	6	10	28	40	3,7	6,1
ОЛ 32/45-8	6,5	8	32	45	4,15	8
ОЛ 32/45-10	6,5	10	32	45	5,2	8

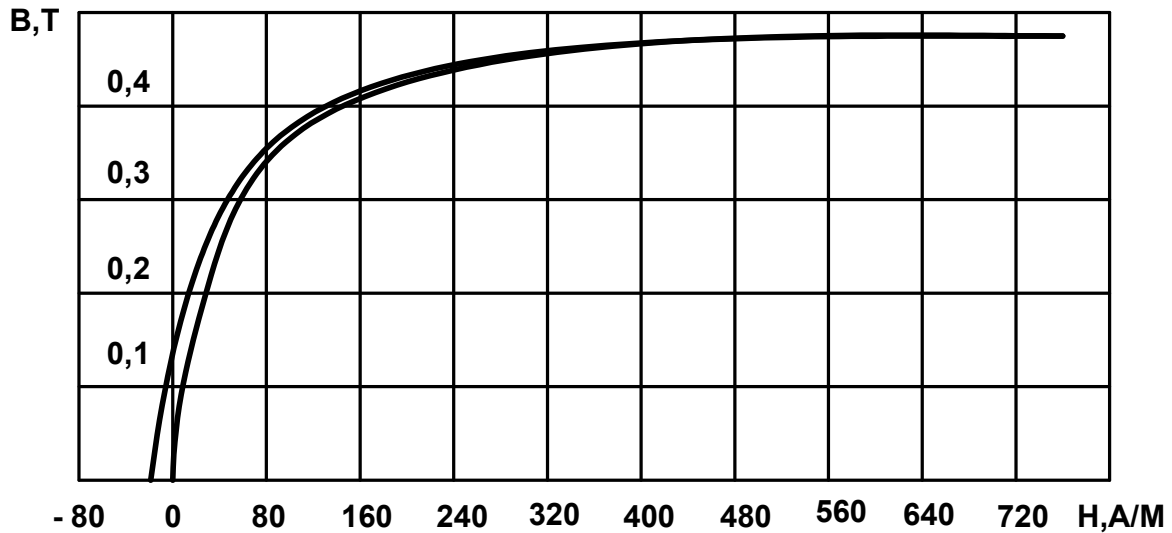
Типоразмер магнитопровода	Размеры, мм				ScSo, см ⁴	So, см ²
	a	b	d	D		
ОЛ 32/50-8	9	8	32	50	5,7	8
ОЛ 32/50-10	9	10	32	50	7,1	8
ОЛ 36/56-8	10	8	36	56	8,2	10,2
ОЛ 36/56-10	10	10	36	56	10,2	10,2
ОЛ 40/56-12,5	8	12,5	40	56	12,5	12,5
ОЛ 40/56-16	8	16	40	56	16	12,5
ОЛ 40/64-12,5	12	12,5	40	64	18	12,5
ОЛ 40/64-16	12	16	40	64	24	12,5
ОЛ 50/70-20	10	20	50	70	39,3	19,6
ОЛ 50/70-25	10	25	50	70	49	19,6

Конструкция магнитопровода тороидального типа (ОЛ)



Приложение Н (справочное)

**Прессованные ферритовые магнитопроводы.
Кривая намагничивания и размагничивающая ветвь
петли гистерезиса для ферритов IV группы**



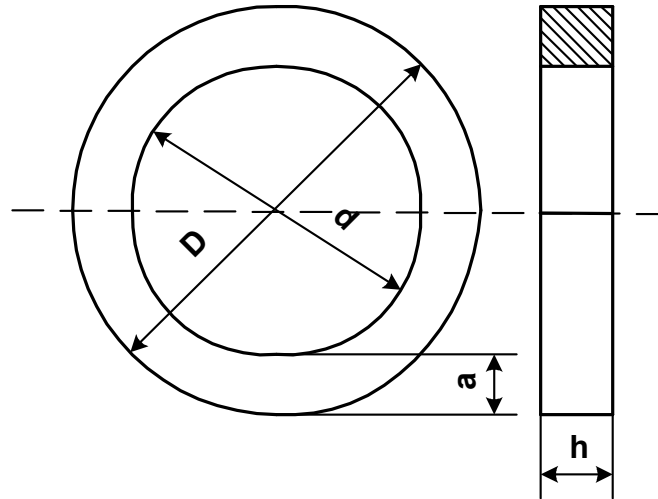
Магнитопроводы типа К

Типоразмер магнитопровода	Размеры, мм				ScSo, см ⁴	So, см ²
	a	b	d	D		
К 5×2×1,5	1,5	1,5	2	5	0,0007	0,031
К 5×3×1,5	1	1,5	3	5	0,001	0,07
К 7×4×1,5	1,5	1,5	4	7	0,0028	0,125
К 7×4×2	1,5	2	4	7	0,0038	0,125
К 10×6×2	2	2	6	10	0,0112	0,282
К 10×6×3	2	3	6	10	0,017	0,282
К 10×6×4,5	2	4,5	6	10	0,025	0,282
К 12×5×5,5	3,5	5,5	5	12	0,038	0,196
К 12×8×3	2	3	8	12	0,03	0,502
К 16×8×6	4	6	8	16	0,12	0,501
К 16×10×4,5	3	4,5	10	16	0,105	0,785
К 20×10×5	5	5	10	20	0,196	0,785
К 20×10×6	5	6	10	20	0,271	1,13
К 28×16×9	6	9	16	28	1,085	2,01

Кольцевые сердечники наружным диаметром свыше 31 мм

Г Р У П П А	Марка феррита	К	К	К	К	К	К	К	К	К	К	К	К	К	К	К	К
		32	32	32	32	38	40	45	45	50	55	65	65	65	65	80	90
		×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
		16	16	20	20	24	25	28	28	25	32	40	40	50	50	50	70
		×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
		8	12	6	9	7	11	8	12	9	9	6	9	6	11	10	
I	100НН	+	-	+	-	+	-	+	-	+	+	+	+	+	+	+	
	400НН	+	-	+	-	+	-	+	-	+	+	+	+	+	+	+	
	600НН	-	+	+	-	+	-	-	+	+	+	+	+	+	+	+	
	1000НН	-	-	-	-	+	-	+	-	-	+	+	+	+	+	+	
	2000НН	+	-	+	-	+	-	+	-	+	+	+	+	+	+	-	+
	1000НМ	+	-	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	2000НМ	+	-	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	3000НМ	+	-	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
II	1000НМ3	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
	1500НМ1	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
	1500НМ3	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
	2000НМ1	-	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
	2000НМ3	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-

Конструкция магнитопровода тороидального типа (К)



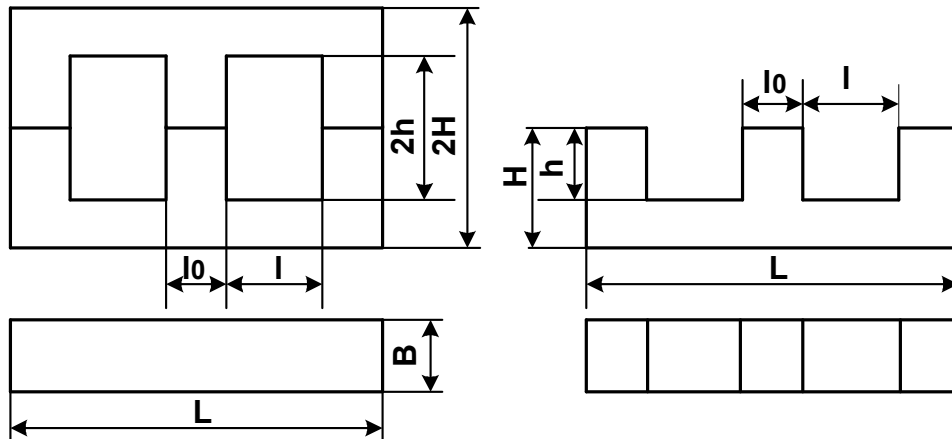
Ш-образные сердечники

Г Р У П П П А	Марка феррита	Типоразмеры										
		Ш 2,5	Ш 3	Ш 4	Ш 5	Ш 6	Ш 7	Ш 8	Ш 10	Ш 12	Ш 16	Ш 20
		×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
		2,5	3	4	5	6	7	8	10	15	20	28
I	1000НН	–	–	–	–	–	+	–	–	+	+	+
	2000НН	–	–	–	–	–	+	–	–	+	+	+
	1000НМ	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	2000НМ	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
II	2000НМ1	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
IV	3000НМС	–	–	–	–	–	+	–	–	+	–	–
	2500НМС1	–	–	–	–	–	+	–	–	–	–	–

Размерный ряд Ш-образных сердечников типа Ш, мм

Типо- размер	L	2H	B	l ₀	l	2h
Ш2,5×2,5	10	10	2,5	2,5	2,0	6,4
Ш3×3	12	12	3,0	3,0	2,5	8,0
Ш4×4	16	16	4,0	4,0	3,2	10,4
Ш5×5	20	20	5,0	5,0	4,0	13,0
Ш6×6	24	24	6,0	6,0	5,0	16,0
Ш7×7	30	30	7,0	7,0	6,0	19,0
Ш8×8	32	32	8,0	8,0	7,5	23,0
Ш10×10	36	36	10	10	8,0	26,0
Ш12×15	42	42	15	12,0	9,0	30,0
Ш16×20	54	54	20	16	11,0	38,0
Ш20×28	66	66	28	20	12,0	44,0

Конструкция магнитопровода Ш-образного типа



Броневые сердечники типа чашек

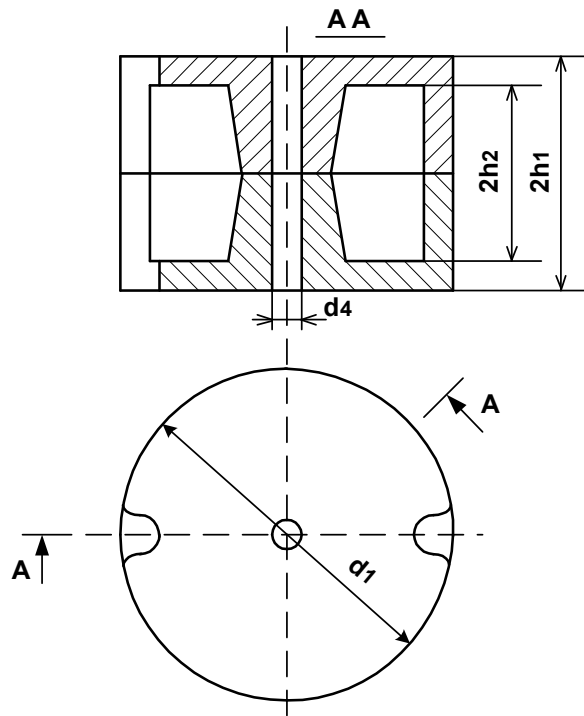
Г Р У П П А	Марка феррита	Типоразмеры									
		Б6	Б9	Б11	Б14	Б18	Б22	Б26	Б30	Б36	Б48
II	1500НМ3	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	2000НМ1	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
I	2000НМ	-	+	+	+	+	+	+	+	+	+
III	6000НМ1	-	+	+	+	+	+	+	+	-	-

Отмеченные знаком (+) сердечники изготавливаются по действующим ТУ и ГОСТам.

Размеры броневых сердечников типа чашка, мм

Тип	d1	d4	2h1	2h2	Тип	d1	d4	2h1	2h2
Б6	6,65	1,0	5,4	3,6	Б22	22,0	4,4	13,6	9,2
Б9	9,30	2,0	5,4	3,6	Б26	26,0	5,4	16,3	11,0
Б11	11,30	2,0	6,6	4,4	Б30	30,50	5,4	19,0	13,0
Б14	14,30	3,0	8,5	5,6	Б36	36,20	5,4	22,0	14,6
Б18	18,40	3,0	10,7	7,2	Б48	48,70	7,3	31,8	20,6

Конструкция магнитопровода типа чашка



Приложение П (справочное)

Параметры маломощных биполярных р-п-р-транзисторов

Транзистор	$U_{КЭ\max}$, В	$I_{К\max}$, МА	$P_{К\max}$, МВт	$h_{21Э}$	$f_{Гр}$, МГц
2Т208А	20	150	200	20...60	5
2Т208Г	30	150	200	20...60	5
2Т208Ж	45	150	200	20...60	5
2Т208М	60	150	200	40...120	5
2Т209А	15	300	200	20...60	5
КТ209Г	30	300	200	20...60	5
КТ209Ж	45	300	200	20...60	5
КТ209М	60	300	200	40...120	5
КТ214А-1	80	50	20	20	5
КТ214В-1	60	50	20	40...120	5
КТ214Г-1	40	50	20	40...120	5
КТ502Д	60	150	350	40...120	5
КТ502Е	80	150	350	40...120	5
КТ361А	20	50	30	20...250	—
КТ361Б	15	50	30	50...500	—
КТ361В	35	50	30	20...300	—
КТ361Г	30	50	30	50...500	—
КТ3107А	45	100	60	70...140	200
КТ3107В	25	100	60	70...140	200
КТ3108А	60	200	100	50...150	250
КТ3109А	25	50	100	10...500	800

Параметры маломощных биполярных п-р-п-транзисторов

Транзистор	$U_{КЭ\max}$, В	$I_{К\max}$, МА	$P_{К\max}$, МВт	$h_{21Э}$	$f_{Гр}$, МГц
2Т312А	30	30	60	12...100	80
КТ315В	40	100	100	20...90	—
КТ315И	60	50	100	30	—
КТ3117А	50	400	120	40...200	200
КТ602Б	100	75	160	50...200	150
КТ605Б	300	100	170	30...120	40
КТ608Б	60	400	120	50...300	—
КТ630В	150	1000	200	40...120	50
2Т325В	15	60	160	160...700	1000
2Т368	15	30	150	40...500	1100
КТ633Б	30	200	240	20...60	—

Параметры мощных биполярных р-п-р-транзисторов

Транзистор	$U_{КЭ\max}$, В	$I_{К\max}$, А	$P_{К\max}$, Вт	$h_{21Э}$	$\Delta U_{КЭ}$, В	$f_{ГР}$, МГц	t , мкс
КТ814А	40	1,5	10	40	—	3	—
КТ814Г	100	1,5	10	30	—	3	—
КТ816А	40	3	25	20	—	3	—
КТ816Г	100	3	25	15	—	3	—
КТ818Г	100	10	60	12	—	3	—
КТ818ГМ	90	15	100	12	—	3	—
2Т825А	100	20	125	min 500	—	—	—
2Т825В	60	20	125	min 500	—	—	—
2Т830А	30	2	—	25...55	0,6	—	0,8В *
2Т830Б	50	2	—	25...55	0,6	—	0,8В *
2Т830В	70	2	—	25...55	0,6	—	0,8В *
2Т830Г	90	2	—	20...50	0,6	—	0,8В *
2Т887А	700	2	—	20...120	1,4	—	0,7–5
2Т887Б	600	2	—	20...120	1,4	—	0,7–5
2Т888А	900	0,1	—	30...120	1,5	—	1,5Р *
2Т888Б	600	0,1	—	30...120	1,4	—	1,5Р *

Параметры мощных биполярных п-р-п-транзисторов

Транзистор	$U_{КЭ\max}$, В	$I_{К\max}$, А	$P_{К\max}$, Вт	$h_{21Э}$	$\Delta U_{КЭ}$, В	$f_{ГР}$, МГц	t , мкс
2Т506А	800	2	—	30...150	0,6	—	2,5Р *
2Т812А	700	10	—	5...30	2,5	—	1,3С *
КТ815Г	100	1,5	10	30	—	3	—
КТ817Г	80	3	25	15	—	3	—
2Т827А	100	20	—	min750	2	—	4,5Р *
2Т828А	800	5	50	4	—	—	—
2Т841В	800	10	—	10	1,5	—	2,5Р *
2Т847А	650	15	—	8...25	1,5	—	0,8С *
2Т847Б	650	15	—	8	1,5	—	3Р *
2Т848А	400	15	—	20	2	—	—
2Т856А	950	10	—	10...30	1,5	—	2Р *
2Т862А	250	15	—	10...100	2	—	1Р *
2Т862В	350	10	—	12...50	1,5	—	2Р *
2Т866А	160	20	—	15...100	1,5	—	0,1С *
2Т867А	300	25	—	12...100	1,2	—	1,3Р *
2Т878А	800	25	—	12...50	1,5	—	2,5Р *

Транзистор	$U_{KЭmax},$ В	$I_{Kmax},$ А	$P_{Kmax},$ Вт	$h_{21Э}$	$\Delta U_{KЭ},$ В	$f_{ГР},$ МГц	$t,$ мкс
2Т885Б	500	40	—	12	2,5	—	2Р *
2Т892А	400	15	—	300	1,8	—	5
2Т908А	100	10	50	8...60	—	2	—
2Т926А	150	15	50	12...60	—	2	—
КТ934Б	60	2	30	50	—	4,4	—
КТ935А	80	20	60	20...100	—	1,6	—

В * — время включения, Р * — рассасывания, С * — спада импульса, мкс, не более.

Приложение Р (справочное)

Параметры полевых транзисторов

Транзистор	Тип пр-ти	$U_{СИ\max},$ В	$I_{СИ\max},$ А	$R_{СИ},$ Ом	Р, Вт	$C_{зи},$ пФ	$t_{ВЫКЛ},$ мкс
2П301А		20	0,015	—	0,1	—	—
2П303А		25	0,02	—	0,1	—	—
2П304А		25	0,03	—	0,075	—	—
2П701А	n	500	5...17	3,5	17,5	1200	—
2П701Б	n	400	5...17	2,8	17,5	1200	—
КП702А	n	300	8...16	1	17,5	950	—
2П703Б	n	150	25	0,9	60	1500	—
КП705А	n	1000	5,4	4,3	40	1700	—
КП705В	n	500	5,4	3,3	40	1700	—
2П706А	n	500	15	0,8	21	2500	—
2П706Б	n	400	15	0,5	21	2500	—
КП707Г	n	700	8	2,5	50	1600	—
КП707Д	n	500	12	1,5	50	1600	—
КП709А	n	600	4	2	35	650	—
2П802А	СИТ	500	2,5	3	8	2500	—
2П803А	n	1000	2,5	5	60	1100	—
2П804	n	60	4	0,45	2	150	—
КП805А	n	600	8	2,0	60	1300	—
КП809А	n	400	25	0,3	50	3000	—
КП809Д	n	800	10	1,8	50	3000	—
КП810А	СИТ	650	7	0,2	50	—	—
КП812А	n	60	35	0,03	50	—	—
П813А	n	200	22	0,12	60	2700	—
КП815А	n	400	20	0,3	40	5600	—
2П816А	n	800	20	1	40	2600	—
2П816В	n	1000	18	1,2	40	2600	—
КП901А		70	4	—	8	—	—
2П902А		50	0,13	—	1	—	—
КП904А		70	5	—	30	—	—
2П926А	СИТ	450	16,5	0,1	40	—	—
2П934А	СИТ	450	10	0,07	25	—	—
2П938А	СИТ	500	15	0,07	—	—	1,1
2П938Г	СИТ	400	15	0,07	—	—	0,9
2П942А	СИТ	800	10	0,2	—	—	2,15

Транзистор	Тип пр-ти	$U_{СИ\max}$, В	$I_{СИ\max}$, А	$R_{СИ}$, Ом	Р, Вт	$C_{зи}$, пФ	$t_{\text{ВЫКЛ}}$, мкс
КП946А	СИТ	300	15	0,15	40	–	0,55
КП948А	СИТ	400	5	0,15	20	–	0,9
КП953А	СИТ	450	15	0,06	50	–	0,9
КП954А	СИТ	90	20	0,03	40	–	–
КП954В	СИТ	25	20	0,02	40	–	–
КП955А	СИТ	400	25	0,05	50	–	0,9
КП955Б	СИТ	200	25	0,04	50	–	0,55
КП956А	СИТ	350	2	0,4	10	–	0,55
IRFB17N50L		500	17	0,28	-	3000	0,09

Приложение С (справочное)

Параметры выпрямительных диодов

Диоды	$U_{\text{ОБРmax}}$, В	$I_{\text{ПР}}$, А	$\Delta U_{\text{ПР}}$, В	$f_{\text{ГР}}$, кГц	$t_{\text{ВОССТ}}$, мкс
2Д103А	75	0,1	1	20	—
2Д108А	800	0,1	1,5	20	1
2Д108А	1000	0,1	1,5	20	1
2Д203Г	700	10	—	1	—
2Д204А	400	0,4	—	50	1,5
2Д210А	800	10	—	1	—
2Д210Г	1000	10	—	1	—
2Д212А	200	1	—	100	0,3
2Д212А	200	1	—	100	0,3
2Д213А	200	10	—	100	0,3
2Д213Б	200	10	—	100	0,17
2Д215Б	600	1	1,2	10	—
2Д215В	200	1	1,1	10	—
2Д216А	100	10	1,4	100	—
2Д216Б	200	10	1,4	100	—
2Д219Б	20	10	—	200	0,3
2Д220Г	1000	3	—	20	1
2Д226А	100	1	1,4	35	—
2Д226Д	800	1	1,4	35	—
2Д230Г	1000	3	—	50	0,5
2Д234В	400	3	—	—	0,04
2Д245А	400	10	—	200	0,07
2Д510А	50	0,2	—	—	0,004
2Д522Б	50	0,1	—	—	0,004
2Д255В-5	100	3	—	1000	—
2Д239В	200	15	—	500	0,05
2Д2990А	600	20	—	200	0,15
2Д2995Д	200	25	—	200	0,05
2Д2997А	200	30	—	100	0,2
2Д2998А	35	30	—	200	—
2Д4103-100	150	100	—	200	0,05
2Д4103-125	150	125	—	200	0,05
2ДШ112-32Х	40	32	—	—	0,032
2ДШ112-40Х	40	40	—	—	0,032
2ДШ112-50Х	40	50	—	—	0,032
2ДШ112-63Х	40	63	—	—	0,032

Параметры выпрямительных столбов

Диодные столбы	U_{OBRmax} , В	I_{IP} , А	ΔU_{IP} , В	$f_{ГР}$, кГц	$t_{восст}$, мкс
2Ц103А	2000	0,01	12	100	2
2Ц106А	4000	0,01	25	20	3,5
2Ц106Б	6000	0,01	25	20	3,5
2Ц106В	8000	0,01	25	20	3,5
2Ц106Г	10000	0,01	25	20	3,5
2Ц108А	(2000)	0,1	7,5	50	0,6...0,9
2Ц108Б	(4000)	0,1	7,6	50	0,6...0,9
2Ц108В	(6000)	0,1	12	50	0,6...0,9
2Ц202А	(2000)	0,5	3,5	1	–
2Ц202Б	(4000)	0,5	3,5	1	–
2Ц202В	(6000)	0,5	7	1	–
2Ц202Г	(8000)	0,5	7	1	–
2Ц202Д	(10000)	0,5	7	1	–
2Ц202Е	(15000)	0,5	12	1	–
2Ц203А	(6000)	1	10	1	–
2Ц203Б	(8000)	1	10	1	–
2Ц203В	(10000)	1	10	1	–
2Ц204А	(6000)	1	–	–	0,22

Значение напряжения U_{OBRmax} , взятое в скобках, означает использование диода в импульсном режиме.

Диодные сборки

Диодная сборка	I_{CP} , А	$U_{OBR\ MAX}$, В	$\Delta_{U_{IP}}$, В	f , кГц	Схема
2Ц416А	10	(50)	1,3	1	Однофазный мост
2Ц416Б	10	(100)	1,3	1	Однофазный мост
2Ц416В	10	(200)	1,3	1	Однофазный мост
2Ц416Г	10	(400)	1,3	1	Однофазный мост
2Ц416Д	10	(600)	1,3	1	Однофазный мост
2Ц415А	10	(50)	1,3	1	Трехфазный мост
2Ц415Б	10	(100)	1,3	1	Трехфазный мост
2Ц415В	10	(200)	1,3	1	Трехфазный мост
2Ц415Г	10	(400)	1,3	1	Трехфазный мост
2Ц415Д	10	(600)	1,3	1	Трехфазный мост
2Ц414А	10	(50)	1,6	20	Трехфазный мост
2Ц414Б	10	(100)	1,6	20	Трехфазный мост
2Ц414В	10	(200)	1,6	20	Трехфазный мост
2Ц414Г	10	400	1,6	20	Трехфазный мост
2Ц414Д	10	600	1,6	20	Трехфазный мост
2Ц412А	1	50	1,2	–	Однофазный мост
2Ц412Б	1	100	1,2	–	Однофазный мост
2Ц412В	1	200	1,2	–	Однофазный мост
2Ц409А	3	600	2,5	1	Однофазный мост
2Ц409Б	3	500	2,5	1	Однофазный мост
2Ц409В	3	400	2,5	1	Однофазный мост
2Ц409Г	3	300	2,5	1	Однофазный мост
2Ц407А	0,5	400	2,5	20	Однофазный мост
2Ц403А	1	600	–	5	Два 1-фазных моста
2Ц403Б	1	500	–	5	Два 1-фазных моста
2Ц403В	1	400	–	5	Два 1-фазных моста
2Ц403Г	1	300	–	5	Два 1-фазных моста

Приложение Т (справочное)

Характеристики стабилитронов и стабисторов

Тип	$U_{\text{СТАБ}}$, В	$I_{\text{СТАБ max}}$, мА	$I_{\text{СТАБ min}}$, мА	Темп. коэффиц. напр. стаб., % / $^{\circ}\text{C}$
Д818А	9	33	3	0,02
2С101А	3,3	30	0,25	0,1
2С101Б	3,9	26	1	0,08
2С101В	4,7	21	1	0,06
2С101Г	5,6	18	1	0,04
2С101Д	6,8	15	1	0,06
2С107А	0,7	120	1	0,34
2С119А	1,9	100	1	0,42
2С133А	3,3	81	3	0,11
2С139А	3,9	70	3	0,1
2С147А	4,7	58	3	0,09
2С156А	5,6	55	3	0,05
2С168А	6,8	45	3	0,05
2С175Ж	7,5	20	0,5	0,07
2С182Ж	8,2	15	0,5	0,08
2С191Ж	9,1	15	0,5	0,09
2С210Ж	10	15	0,5	0,09
2С211Ж	11	14	0,5	0,092
2С212Ж	12	13	0,5	0,095
2С215Ж	10	10	0,5	0,1
2С224Ж	24	6,3	0,5	0,1
2С210Ц	10	12,5	0,1	0,085
2С433А	3,3	229	3	0,1
2С439А	3,9	212	3	0,1
2С447А	4,7	190	3	0,08
Д815А	5,6	1400	50	0,045
Д815Б	6,8	1100	50	0,05
Д815Г	10	800	25	0,08
Д815Д	12	650	25	0,09
Д815Е	15	550	25	0,1
Д815Г	10	800	25	0,08
Д816А	22	230	10	0,12
Д816Б	27	180	10	0,12
2С551А	51	14,6	1	0,12

Тип	U _{СТАБ} , В	I _{СТАБ max} , мА	I _{СТАБ min} , мА	Темп. коэффиц. напр. стаб., % /°С
2С591А	91	8,8	1	0,12
2С600А	100	8,1	1	0,12
2С920А	120	42	5	0,16
2С930А	130	38	5	0,16
2С950А	150	33	2,5	0,16
2С980А	180	28	2,5	0,16

Приложение У (справочное)

Характеристики тиристоров

Тип	I _{ср} (имп), А	U _{пост} (имп), В	I _{упр} , мА	t _{выкл} , мкс	Критическая скорость нарастания напряжения, В/мкс
2У113А	0,3 (100)	500 (600)	–	10	100
2У113Б	0,3 (100)	300 (400)	–	10	100
2У202Д	(30)	100	300	0,2	5
2У202Ж	(30)	200	300	0,2	5
2У202К	(30)	300	300	0,2	5
2У202М	(30)	400	300	0,2	5
2У213А	6(250)	750 (1000)	–	150	500
2У213Б	6(250)	550 (800)	–	150	500
2У220А	6(100)	800 (1000)	–	50	100
2У220Б	6(100)	800 (1000)	–	75	100
2У220Д	6(100)	600 (800)	–	50	100
2У220Е	6(100)	600 (800)	–	75	100
2У221А	3,2(100)	500 (800)	0,1	6	700
2У221Б	3,2(100)	500 (800)	0,1	4	200
2У221В	3,2(100)	400 (600)	0,1	15	200

Характеристики силовых тиристоров

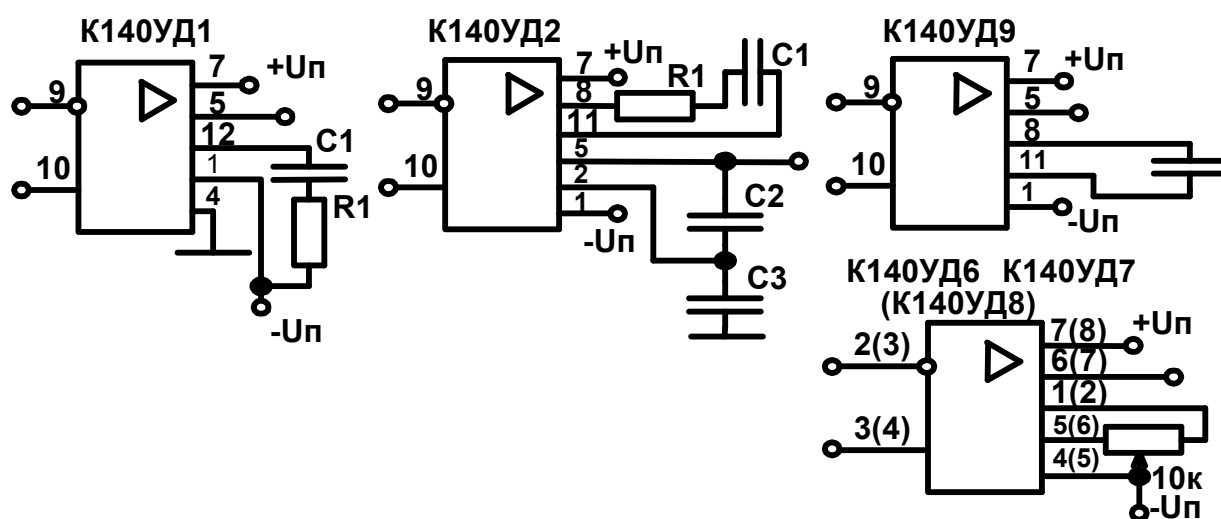
Тип	I _{ср} , А	U _{пост} , В	t _{выкл} , мкс	Критич. скор. нараст. напр., В/мкс	Критическая скорость нарастания тока, А/мкс
2Т112-10	10	100...1200	100;63	200;500;1000	
2Т122-25	25	100...1200	100;63	200;500;1000	
2Т132-25	25	1300...2000	250; 160;100	200;500;1000; 1600	
ТЧ-25С	25	500...800	20;30	100;200	100
ТЧ-50С	50				
ТЧ-100С	100				
2ТБ-153-1000	1000	500...1100	40;50;63	200;320; 500;1000	–
2ТБ-233-400	400		32;40; 50;63		630
2ТБ-271-250	250		32;40; 50;63		630

Приложение Ф (справочное)

Микросхемы аналоговые

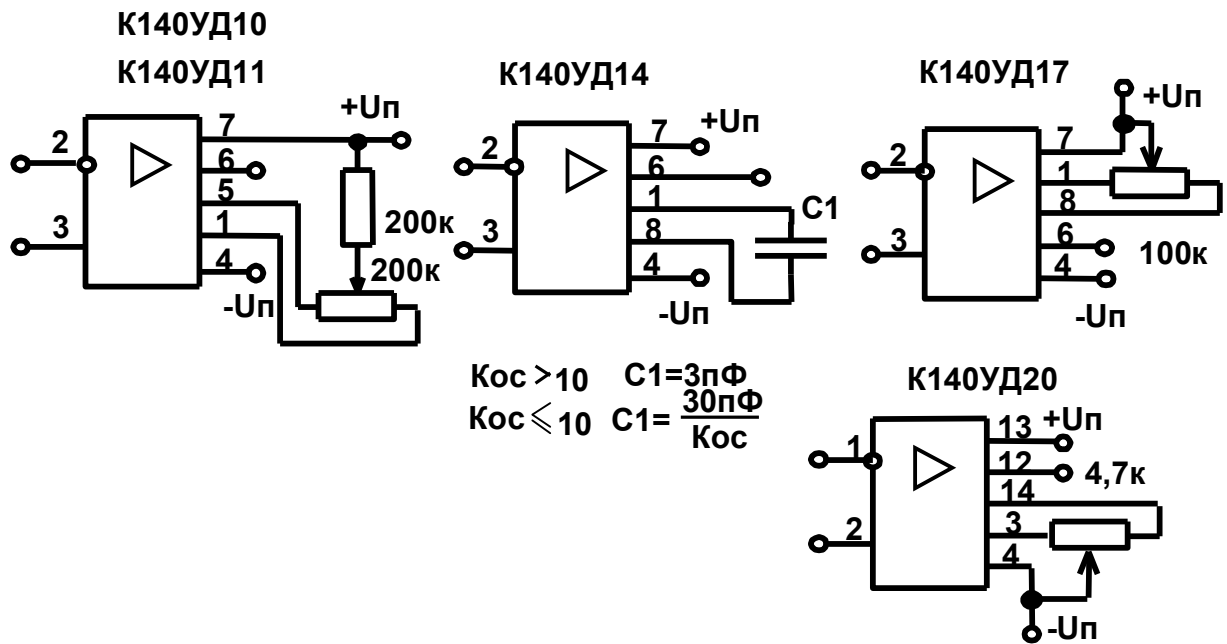
Характеристики операционных усилителей типа К140УД

Тип микросхемы	К140 УД1 А/Б	К140 УД2	К140 УД5 А/Б	К140 УД6	К140 УД7	К140 УД8	К140 УД9
К, тыс.	0,9/2	30	1,5/2,5	50	50	30	30
$\pm U_{пит}$, В	6,3/12,6	9–18	6/13	5–20	5–20	15	9–18
Ипот, мА	6/12	8	10	3	3	5	8
$\pm e_{см}$, мВ	7	5	8/ 7	8	4	50	5
$i_{вх}$, нА	$5 \cdot 10^3$ $8 \cdot 10^3$	700	$1 \cdot 10^3$ $6 \cdot 10^3$	50	200	0,2	300
$\Delta i_{вх}$, нА	$1,5 \cdot 10^3$	200	300 1000	15	50	0,1	100
$\pm U_{дф}$, В	1,5	4	3	30	20	6	4
$\pm U_{сф}$, В	3/6	6	6	11	15	10	7
f, МГц	3/8	1	5/10	1	0,8	1	1
$\pm U_{вых}$, В	2,8/5,7	10	5	12	11	10	10
R _н , кОм	5	1	5	1	2	2	1
Зарубежный аналог	μ А702	–	–	–	МС 1456	μ А741	μ А740



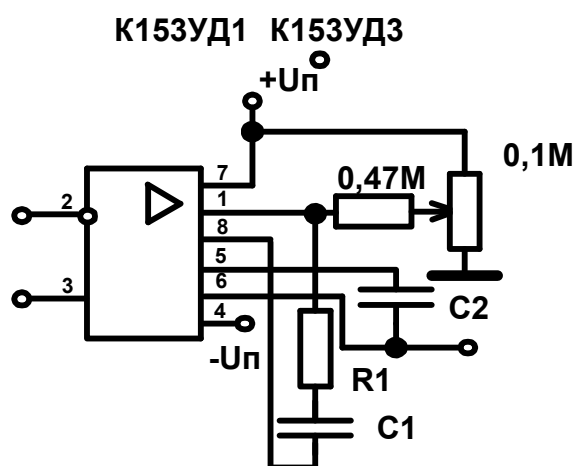
Кос	R, кОм	C, нФ	Кос	R1, Ом	C1, нФ	C2, нФ	C3, нФ
1	0,02	10	1	470	15	2,2	15
10	0,2	1	10	470	6,8	1	15
100	2	0,1	100	470	6,8	0,47	6,8

Тип микросхемы	К140 УД10	К140 УД11	К140 УД14	К140 УД17	К140 УД20
К, тыс.	50	30	50	150	50
$\pm U_{пит}$, В	5–18	5–18	5–20	5–18	5–20
$I_{пот}$, мА	10	8	1	5	3
$\pm e_{см}$, мВ	5	10	5	0,25	5
$i_{вх}$, нА	500	500	5	10	100
$\Delta i_{вх}$, нА	150	200	1	5	30
$\pm U_{дф}$, В	4	10	13	15	10
$\pm U_{сф}$, В	6	11	13	13	12
f , МГц	15	15	0,5	0,4	0,5
$\pm U_{вых}$, В	12	12	12	12	11
R_n , кОм	2	2	1	2	1
Зарубежный аналог	–	LM 318	LM 108	OP 07E	A 747

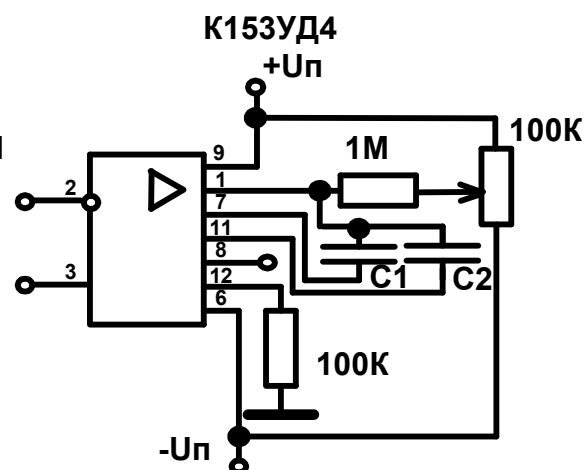


Характеристики операционных усилителей типа К153УД

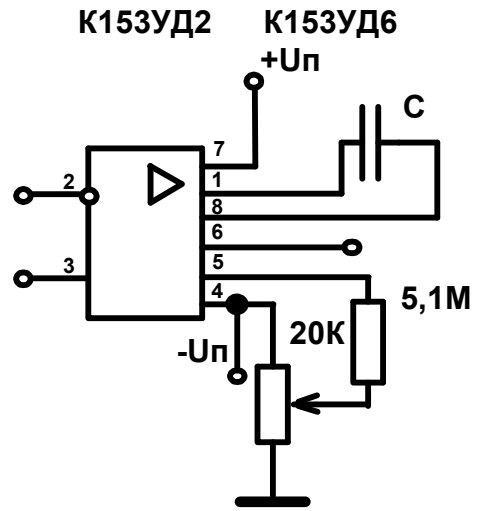
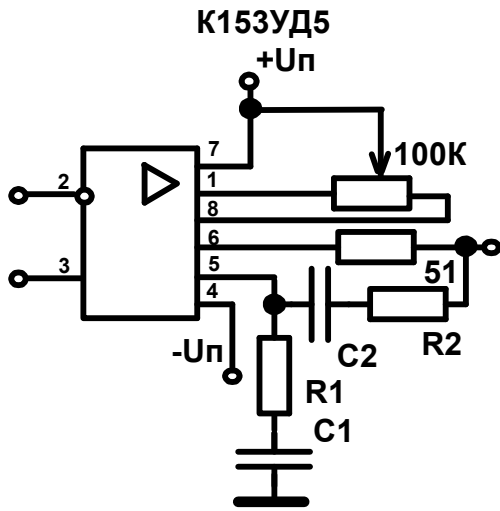
Тип микросхемы	К1453 УД1	К153 УД2	К153 УД3	К153 УД4	К153 УД5	К153 УД6	К154 УД1
К, тыс.	15	20	25	5	500	50	100
$\pm U_{пит}$, В	9–18	5–18	9–18	3–9	5–16	5–18	4–15
Ипот, мА	6	6	4	0,7	3,5	3	0,15
$\pm e_{см}$, мВ	7,5	7,5	2	5	2	2	5
$i_{вх}$, нА	1500	1500	200	400	1500	75	40
$\Delta i_{вх}$, нА	500	500	50	150	20	10	20
$\pm U_{дф}$, В	5	30	5	2	5	30	10
$\pm U_{сф}$, В	8	12	8	5	13	12	10
f, МГц	1	1	1	0,7	0,2	1,7	1
$\pm U_{вых}$, В	10	10	10	4	10	10	11
R _н , кОм	2	2	2	5	2	2	2
Зарубежный аналог	μ А 709	LM 101	μ А 709А	–	μ А 725	LM 101А	НА 2700



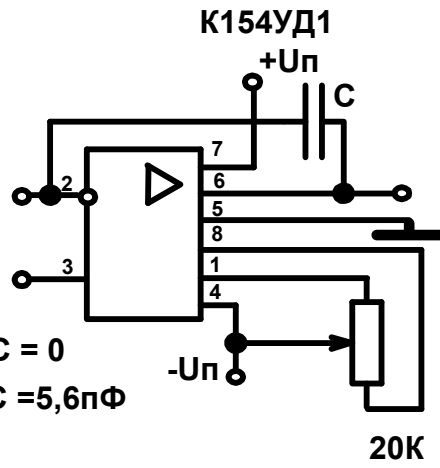
Кос	R1кОм	C1нФ	C2пФ
1	1,5	5,1	200
10	1,5	0,51	20
100	1,5	0,11	3
1000	0	0	3



$10 \geq K_{ос} \geq$	$K_{ос} \geq 10$
$C1 = (150 / K_{ос}) \text{ пФ}$	$C1 = 15 \text{ пФ}$
$C2 = (50 / K_{ос}) \text{ пФ}$	$C2 = 5,1 \text{ пФ}$



Кос	R1 Ом	C1 нФ	R2 Ом	C2 пФ
1	10	47	39	22
10	27	47	270	1,5
100	47	10	-	-
1000	470	1	-	-



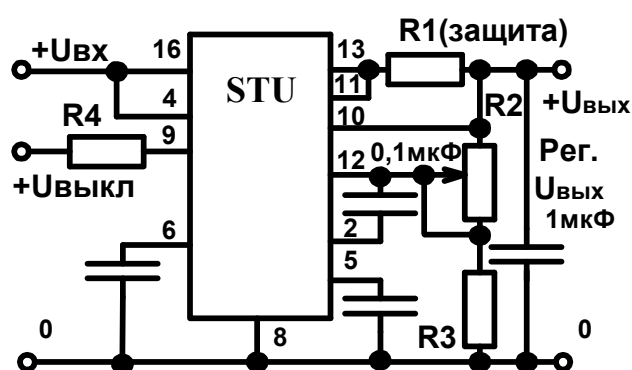
$\text{Кос} > 3 \quad C = 0$
 $\text{Кос} \leq 3 \quad C = 5,6 \text{ пФ}$

Приложение X (справочное)

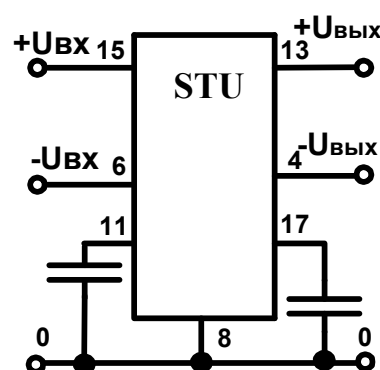
Интегральные стабилизаторы напряжения 142ЕН

Тип микросхемы	К142ЕН1	К142ЕН2	К142ЕН3	К142ЕН4	К142ЕН5	К142ЕН6	К142ЕН8	К142ЕН9
U _{ВЫХ} , В	А	3–12	12–30	3–30	3–30	±15	9	20
	Б						12	24
	В						15	27
	Г						–	–
I _{н max} , А	0,15	0,15	1	1	3	0,2	1,5	1,5
U _{ВХ max} , В	20	40	45	45	15	±30	35	40
U _{ВХ min} , В	9	20	9	9	–	–	–	–
ΔU min, В	4	4	3	4	2,5	±2,2	2,5	2,5
I _{потр} , мА	4	4	10	10	10	±7,5	10	10
Кст, %/В	0,5	0,5	0,05	0,05	0,05	0,002	0,05	0,05
TK _{U_{ВЫХ}} , %/К	0,05	0,05	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02	0,02

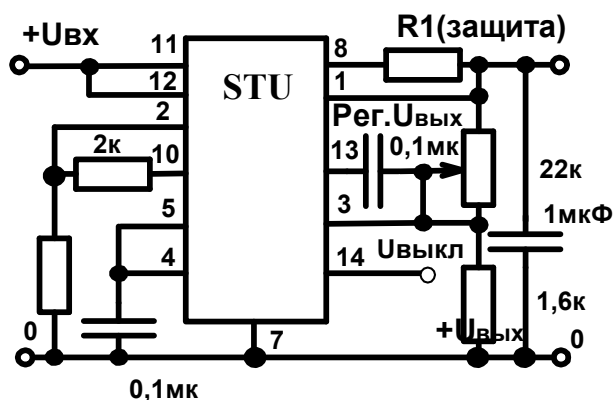
К142ЕН1 (ЕН2)



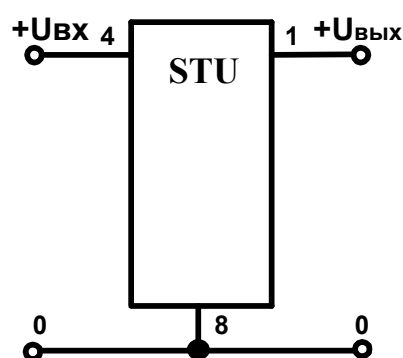
К142ЕН6



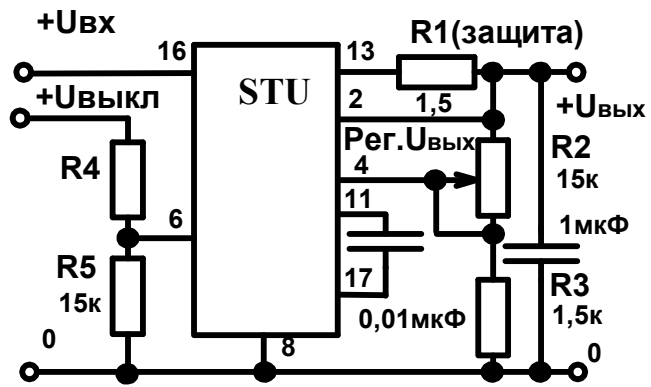
К142ЕН1 (ЕН2)



К142ЕН5 (ЕН8) (ЕН9)



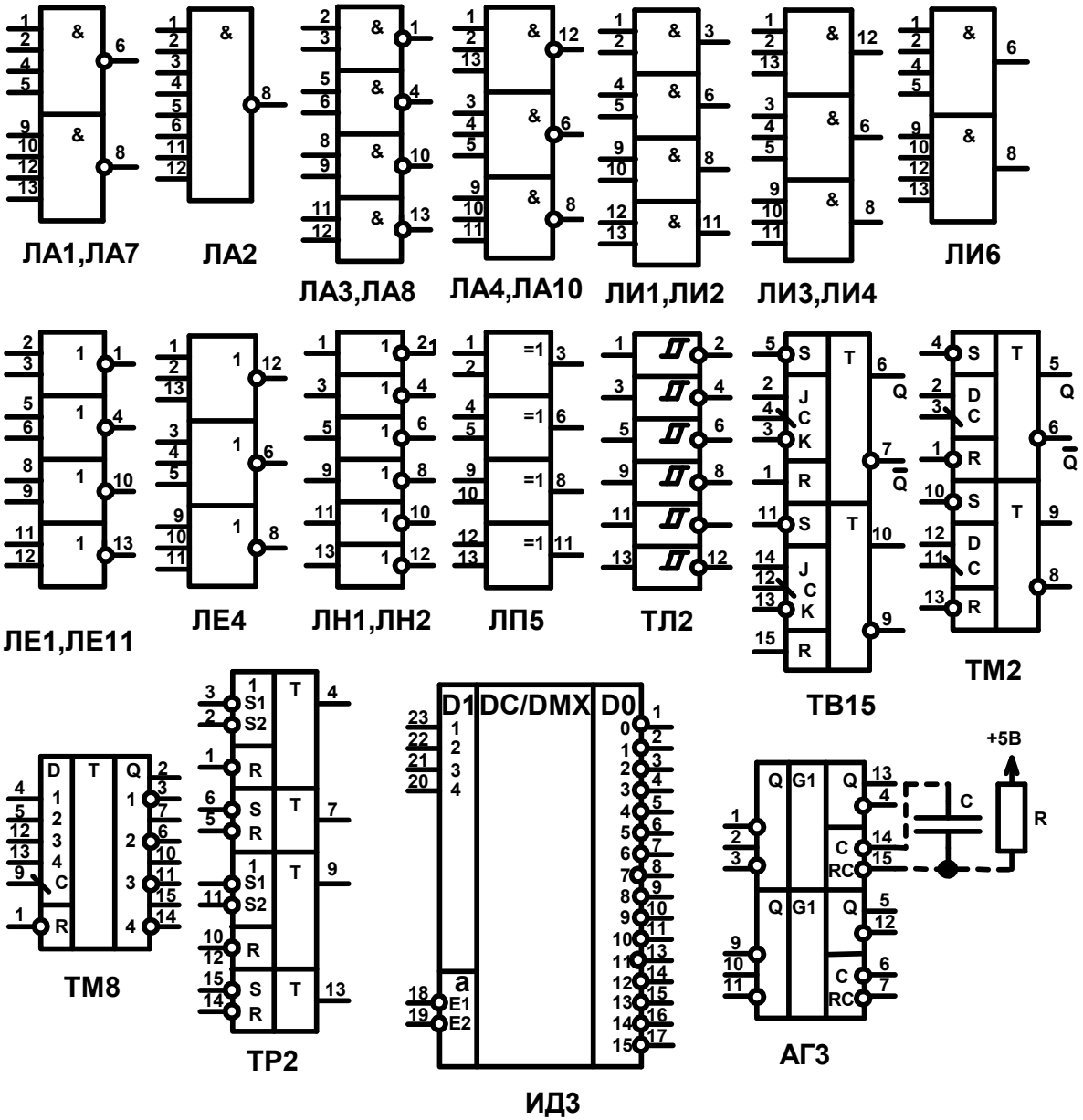
K142EH3 (EH4)

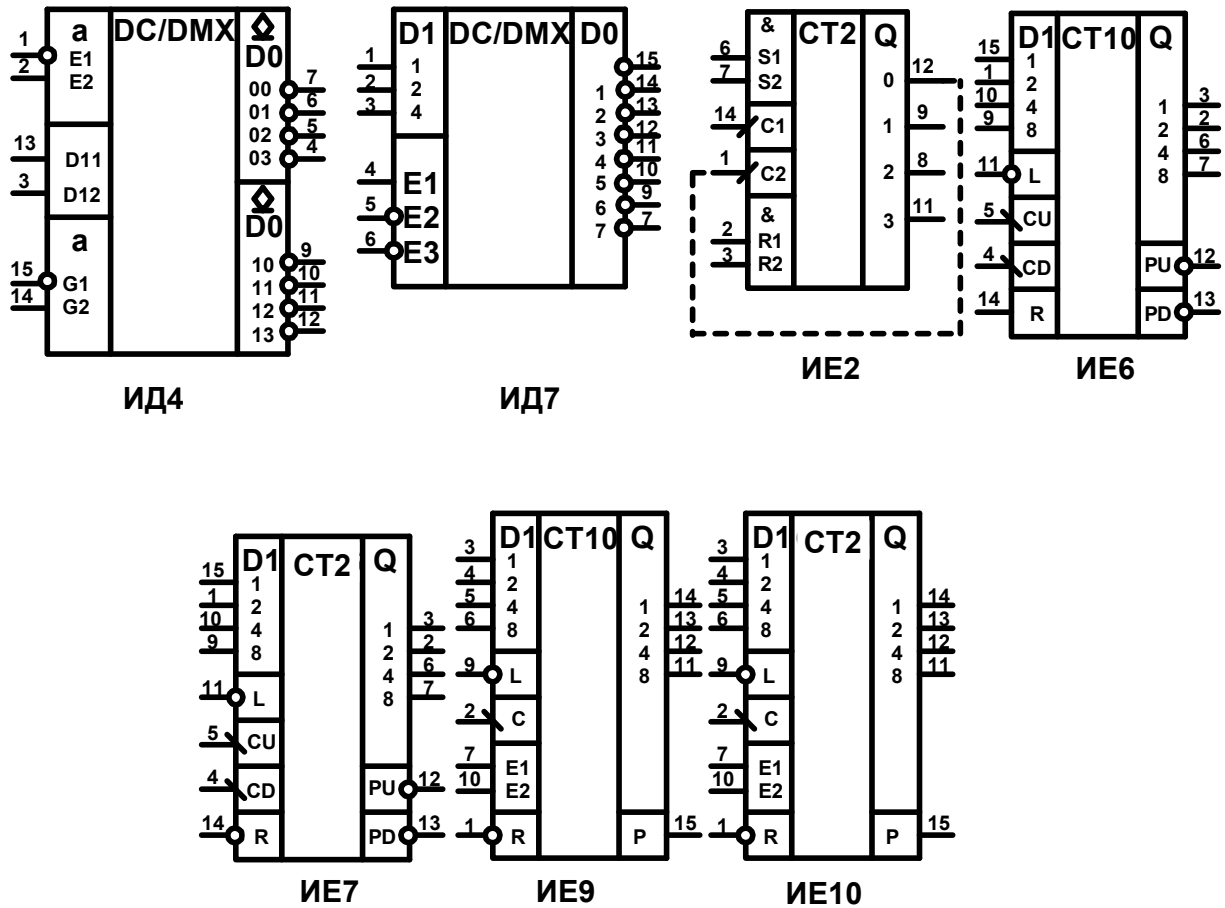


Приложение Э (справочное)

Микросхемы цифровые Характеристики микросхем серии 1533

Тип микросхемы	Функциональный состав	I_p , мА	I^0 , мА	I^1 , мА	U^0 , В	U^1 , В
1533ЛА1	Два элемента 4И-НЕ	1,5	—	—	0,4	2,5
1533ЛА2	Один элемент 8И-НЕ	0,9	—	—	0,4	2,5
1533ЛА3	Четыре элемента 2И-НЕ	3	—	—	0,4	2,5
1533ЛА4	Три элемента 3И-НЕ	2,2	—	—	0,4	2,5
1533ЛА7	Два элемента 4И-НЕ (откр.кол.)	1,5	4	0,1	0,4	—
1533ЛА8	Четыре эл-та 2И-НЕ (откр.кол.)	3	—	—	0,4	—
1533ЛА10	Три элемента 3И-НЕ (откр.кол.)	2,2	4	0,1	0,4	—
1533ЛН1	Шесть элементов НЕ	4,2	—	—	0,4	2,5
1533ЛН2	Шесть элементов НЕ (откр.кол.)	3,8	—	—	0,4	—
1533ЛЕ1	Четыре элемента 2ИЛИ-НЕ	4	—	—	0,4	2,5
1533ЛЕ4	Три элемента 3ИЛИ-НЕ	4	—	—	0,4	2,5
1533ЛЕ11	Четыре эл-та 2ИЛИ-НЕ(от.кол.)	0,1	12	0,1	0,4	—
1533ЛЛ1	Четыре элемента 2ИЛИ	4,9	—	—	0,4	2,5
1533ЛИ1	Четыре элемента 2И	4	—	—	0,4	2,5
1533ЛИ2	Четыре элемента 2И (откр.кол.)	3	—	0,1	0,4	—
1533ЛИ3	Три элемента 3И	3	—	—	0,4	2,5
1533ЛИ4	Три элемента 3И(откр.кол.)	3	—	0,1	0,4	—
1533ЛИ6	Два элемента 4И	2	—	—	0,4	2,5
1533ЛП5	Четыре — исключающее ИЛИ	5,9	—	—	0,4	2,5
1533ТВ15	Два JK-триггера	4	—	—	0,4	2,5
КР1533ТЛ2	Шесть триггеров Шмитта	17	—	—	0,4	2,5
1533ТМ2	Два D-триггера с устан. вход.	4	—	—	0,4	2,5
1533ТМ8	4 D-триггера с общ. синхрон.	14	—	—	0,4	2,4
1533ТР2	Четыре RS-триггера	5,5	—	—	0,4	2,5
КР1533АГ3	Два одновибратора с перезапус.	18	—	—	0,4	2,4
1533ИД3	Дешифратор/демультипл.(4×16)	15	—	—	0,4	2,4
1533ИД4	2 дешифратор/демультипл.(2×4)	40	—	—	0,4	2,4
1533ИД7	Дешифратор/демультипл.(3×8)	10	—	—	0,4	2,5
1533ИЕ2	4-разрядный асинхр. счетчик	13	—	—	0,4	2,5
1533ИЕ6	Двоично-десятичный синхронный реверсивный счетчик	18	—	—	0,4	2,5
1533ИЕ7	4-разряд. реверс. синхр. счетчик	22	—	—	0,4	2,5
1533ИЕ9	Двоично-десятичный синхронный счетчик	21	—	—	0,4	2,5
1533ИЕ10	4-разрядный синхр. счетчик	21	—	—	0,4	2,5





Выводы 14 микросхем 1533 (ЛА, ЛЕ, ЛИ, ЛН, ЛП, ТЛ2, ТМ2), выводы 16 микросхем ТВ15, ТМ8, ТР2, АГ3, ИЕ6, 7, 9, 10, ИД4, 7, вывод 5 микросхемы ИЕ2, вывод 24 микросхемы ИД3 подключить к шине питания +5 В, а выводы 7 микросхем (ЛА, ЛЕ, ЛИ, ЛН, ЛП, ТЛ2, ТМ2), выводы 8 микросхем ТВ15, ТМ8, ТР2, АГ3, ИЕ6, 7, 9, 10, ИД4, 7, вывод 10 микросхемы ИЕ2, вывод 12 микросхемы ИД3 подключить к шине питания «общий».

Приложение Ю (справочное)

Аккумуляторы кислотные и щелочные

Характеристики свинцово-кислотных герметичных аккумуляторов

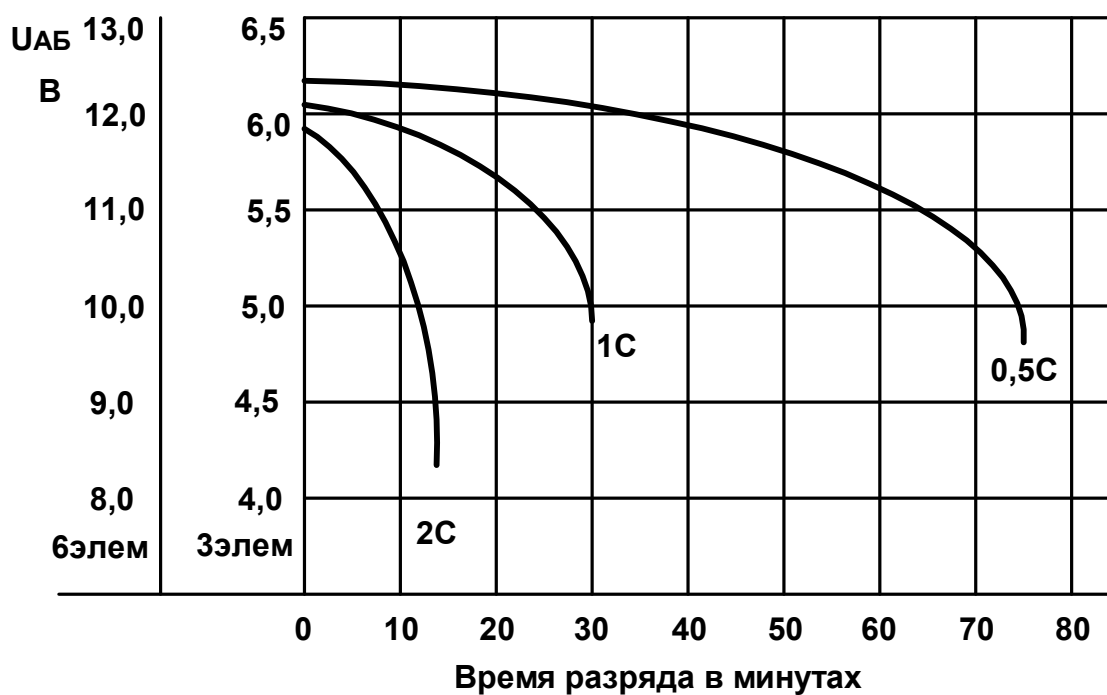
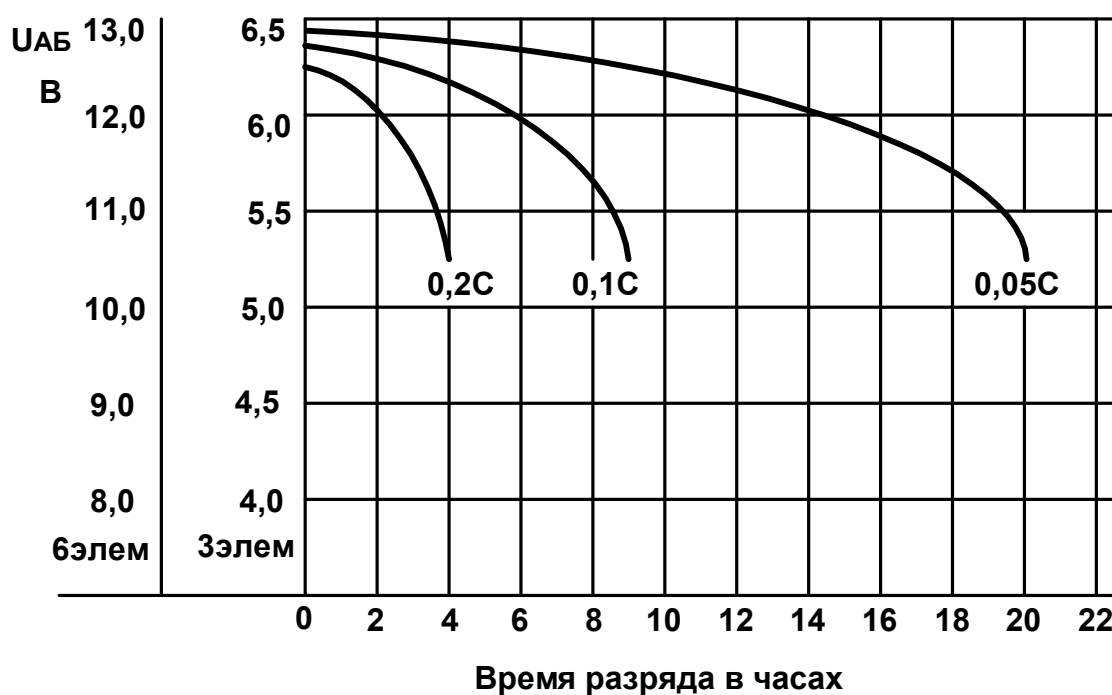
Тип аккумулятора	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, АЧ	Вес, кг
1	2	3	4
FG10121	6	12	0,3
FG10301	6	1,2	0,69
FG10321	6	3,0	0,7
FG10401	6	3,2	0,82
FG10601	6	4	1,4
FG11001	6	6	2,1
FG11201	6	10	2,1
FG20121	12	12	0,58
FG20201	12	1,2	0,89
FG20271	12	2	1,1
FG20301	12	2,7	1,2
FG20401	12	3	1,6
FG20651	12	4	2,6
FG20721	12	6,5	2,6
FG21001	12	7,2	4,2
FG21202	12	12	4,2
FG21803	12	18	5,8

Емкость АБ (АЧ) представляет собой соотношение между током разряда и временем в течение которого произойдет разряд батареи до конечного напряжения.

Аккумуляторы FG допускают работу при параллельном и последовательном соединении в буферном и циклическом режимах.

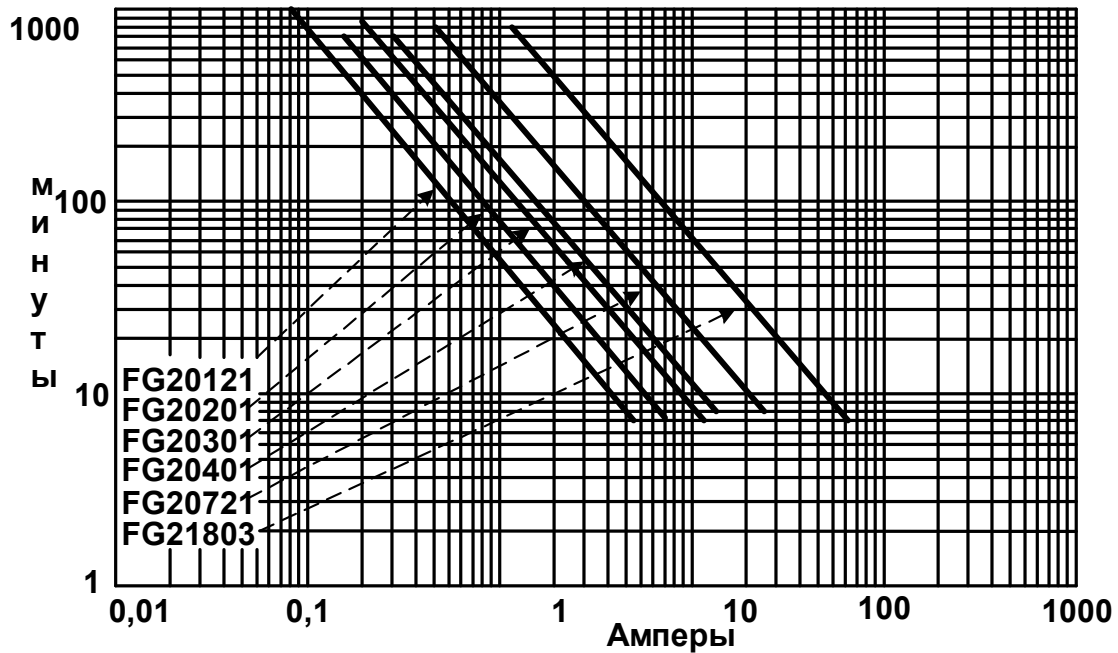
Не допускается разряд аккумулятора до напряжения ниже $0,85U_{ном}$.

Разрядные характеристики кислотных АБ типа FG в долях от емкости аккумулятора



Выбор аккумуляторной батареи

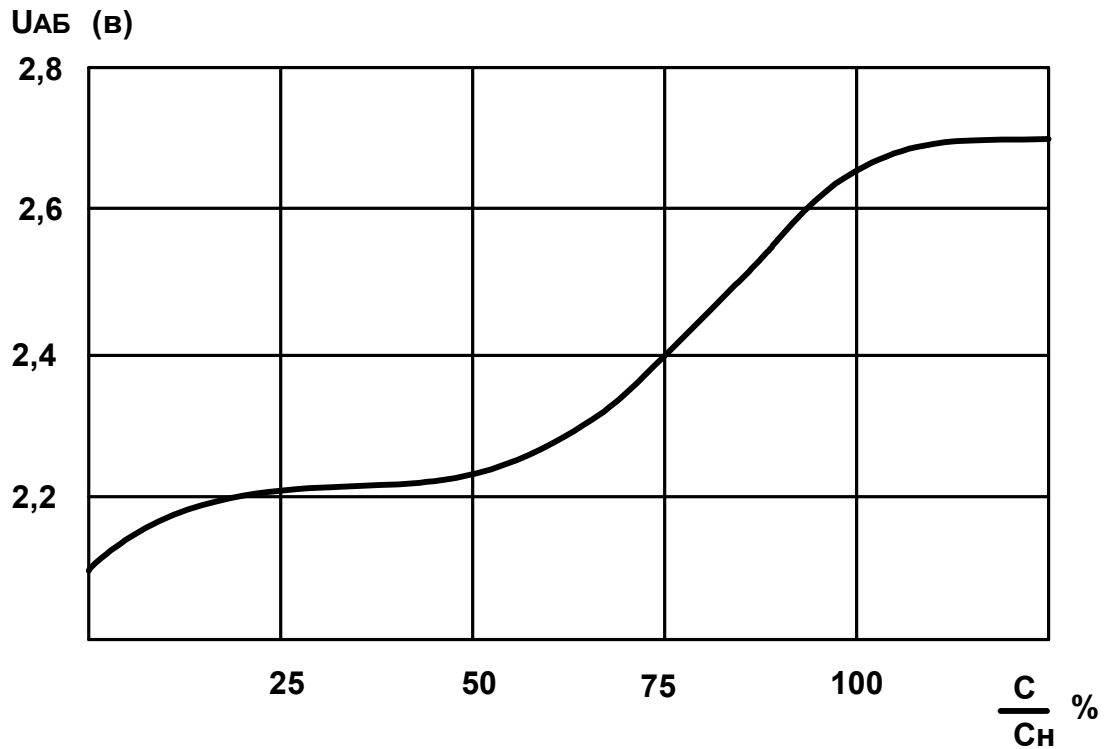
Выбрать на графике точку, соответствующую требуемым значениям разрядного тока и времени разряда. Любой тип батареи, соответствующий кривой, находящейся справа от выбранной вами точки, обеспечит необходимую емкость.



Нормативные значения электрических величин для зарядного устройства с постоянным зарядным напряжением

Параметры	Буферный режим	Циклический режим
Начальный зарядный ток, А	1/4 С или меньше	1/4 С или меньше
Требуемое время заряда, час.	24 или более	10 или более
Температурный коэффициент	-3 мВ/°С на элемент	-5 мВ/°С на элемент
Температура окр. среды, °С	0...+ 40°	

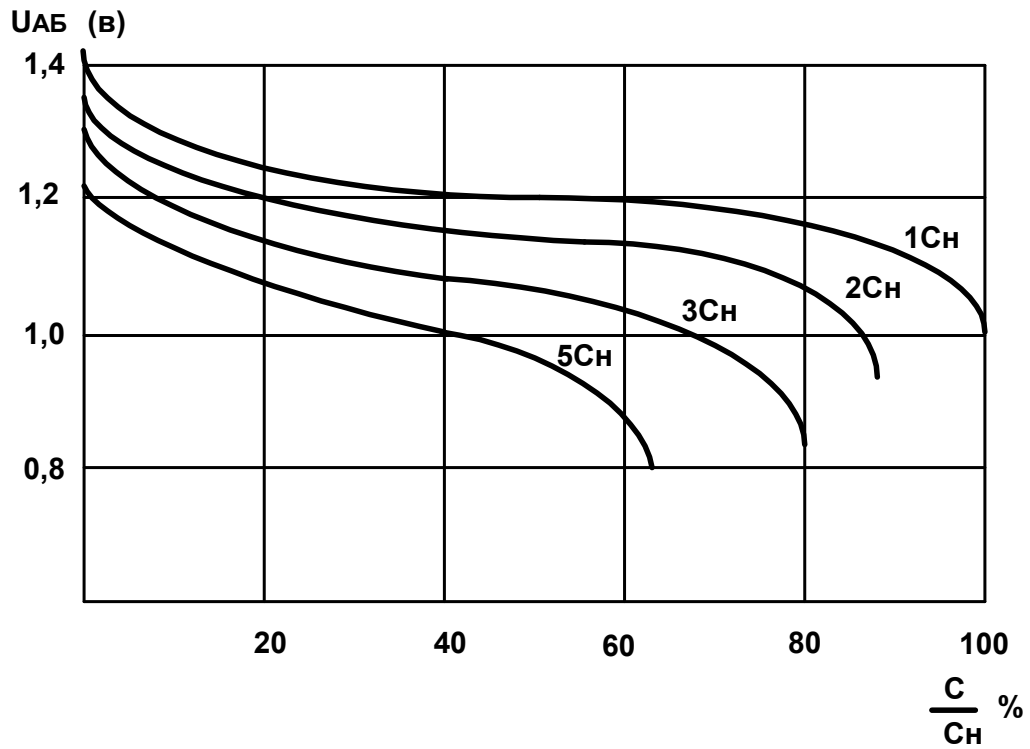
Зарядная характеристика кислотных АБ



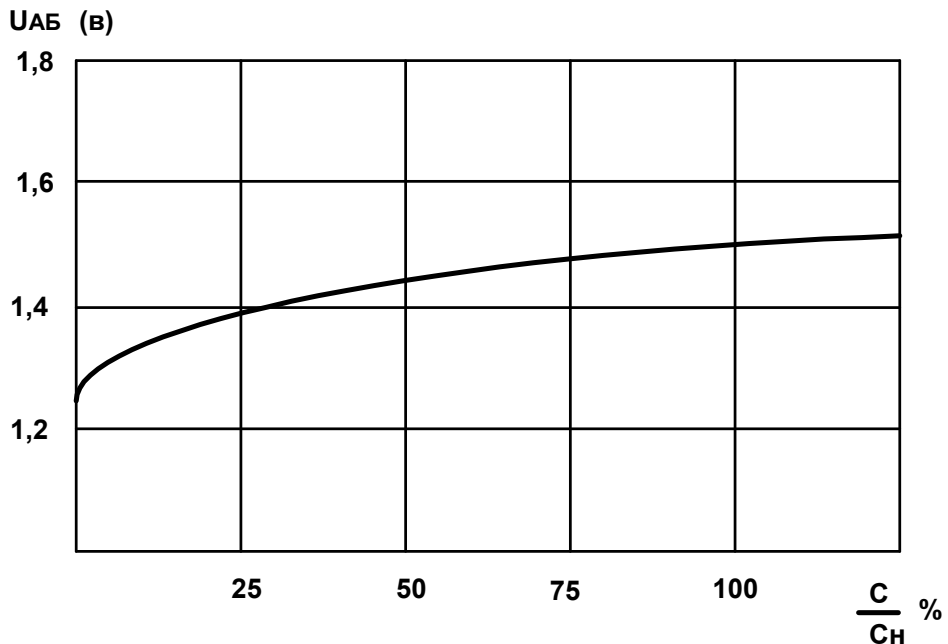
Характеристики никель-кадмиевых герметичных аккумуляторов

Тип аккумулятора	U _{ном} , В	C _{ном} , Ач	U _{min} при разряде, В	U _{хх max} , В
НКГЦ-0,45-1	1,2	0,45	1,0	1,42
НКГЦ-1,1-1		1,0		
НКГЦ-1,8-1		1,8		
НКГЦ-3,5-1		3,5		
НКГЦ-6-1		6,0		
НКГЦ-10-1		10,0		

Разрядные характеристики никель-кадмиевых АБ

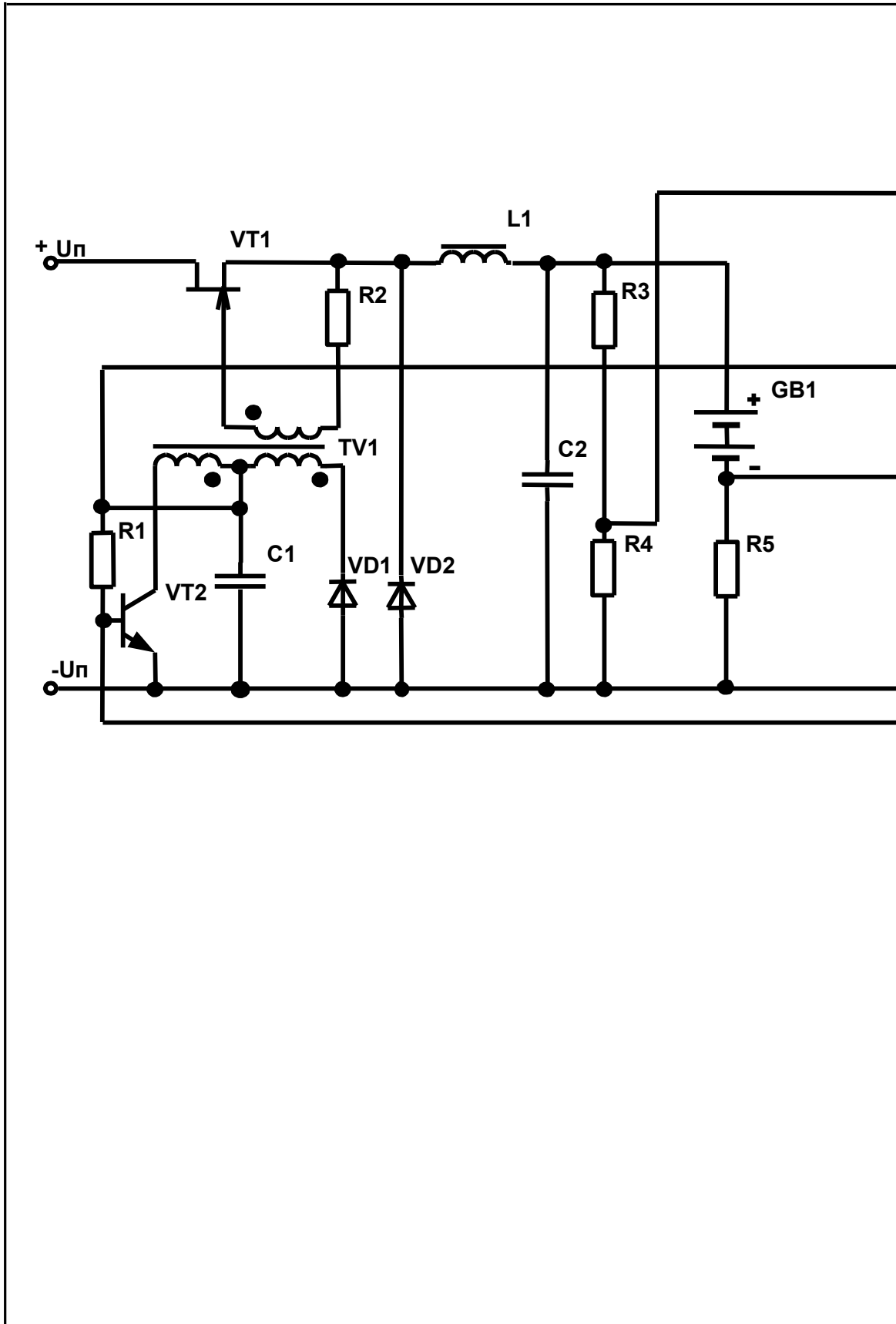


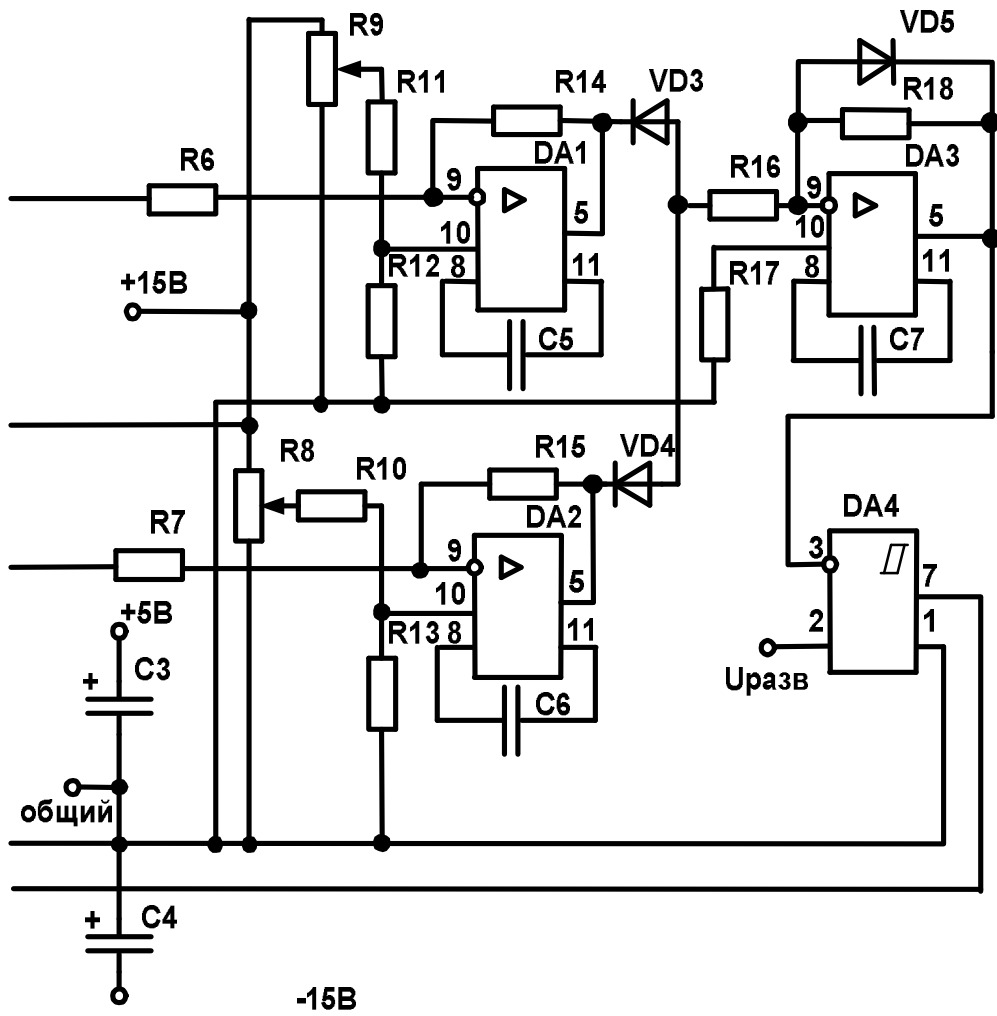
Зарядная характеристика никель-кадмиевых герметичных аккумуляторов



Перед проведением заряда аккумуляторы должны быть разряжены до конечного напряжения 1,0 В. Напряжение аккумуляторов при заряде не должно превышать 1,62 В.

Приложение Я
(обязательное)





Выводы 7 микросхем DA1-DA3 и вывод 8 микросхемы DA4 подключить к шине питания +15В.
 Выводы 1 микросхем DA1-DA3 и вывод 4 микросхемы DA4 подключить к шине питания -15В.
 Вывод 14 микросхемы DD1 подключить к шине +5В, вывод 7 к шине "общий"

изм	лист	№ докум	подпис	дата
Разраб	Иванов			
Провер	Петров			
Н.контр				
УТВ				

ФЭТ КП.ХХХХ.ХХ ЭЗ				
Зарядное устройство Схема электрическая принципиальная		литера	лист	масштаб
		лист 1	листов 1	

Поз. обозначение	Наименование	кол.	Примечание
	Конденсаторы		
C1	K50-20-25В- 47мкФ+20% ОЖО.464.120 ТУ	1	
C2	K73-16-160В-0,047мкФ+20%	1	
C3,C4	K50-20-25В- 47мкФ+20% ОЖО.464.120 ТУ	2	
C5...C7	K10-17-M1500- 0,015мкФ+20%ОЖО.460.107ТУ	3	
	Микросхемы		
DA1...DA3	K140 УД9 6КО.348.150 ТУ	3	
DA4	521СА3 6КО.347.015 ТУ	1	
GB1	FG 20651	1	
L1	Дроссель D13-1 9 АГО.475.007 ТУ	4	
	Резисторы С2 23 ОЖО.467.081 ТУ		
R1	C2-23-0,5- 6.8 К \pm 10%- А- В	1	
R2	C2-23-0,5- 100 Ом \pm 10%- А- В	1	
R3	C2-23-0,5- 12 К \pm 10%- А- В	1	
R4	C2-23-0,5- 510 Ом \pm 10%- А- В	1	
R5	C2-13 -0,5 -5,1Ом \pm 10%-А- В	1	
R6,R7	C2-23-0,25- 10К \pm 10% - А - В	2	
R8,R9	СП5 -3 -1,5К \pm 10%	2	
R10,R11	C2-23-0,25- 10К \pm 10% - А - В	2	
R12	C2-23-0,25- 1,5К \pm 10%- А- В	1	
R13	C2-23-0,25-51К \pm 10% - А - В	1	
R14	C2-23-0,25-1,5К \pm 10% - А - В	1	
R15	C2-23-0,25- 51К \pm 10%- А - В	1	
ФЭТ КП.ХХХХ.ХХ.ПЭЗ			
изм.	лист	№ докум	подпись дата
Разраб.		Иванов	
Провер		Петров	
Н. контр.			
Утв.			
ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО ПЕРЕЧЕНЬ ЭЛЕМЕНТОВ		ЛИТ	ЛИСТ
			1
			2

Поз. обозначение	Наименование	кол.	Примечание
R16	С2-23- 0,25 - 10К+ 10% - А - В	1	
R17,R18	С2-23- 0,25 - 10% - А - В	2	
TV1	Трансформатор согласовывающий	1	собств. изгот.
	Диоды		
VD1	2Д212Б ц23.382.007 ТУ	1	
VD2	Диод 2Д245А	1	
VD3...VD5	510А ТТ3.351.096 ТУ	3	
VT1	Транзистор 2П938А	1	
VT2	Транзистор 2Т630А ЮФ3.385.043	1	

изм	лист	№ докум	подпись	дата

ФЭТ КП.ХХХХ.ХХ ПЭЗ

лист

2