

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

**Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования**

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

Факультет дистанционного обучения (ФДО)

В. С. Мишуров

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

**Методические указания по выполнению курсового проекта
для студентов, обучающихся с применением дистанционных
образовательных технологий**

Томск 2021

Корректор: А. Н. Миронова

Мишуров В. С.

Энергетическая электроника : методические указания по выполнению курсового проекта для студентов, обучающихся с применением дистанционных образовательных технологий / В. С. Мишуров. – Томск : ФДО, ТУСУР, 2021. – 189 с.

© Мишуров В. С., 2021
© Оформление.
ФДО, ТУСУР, 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список сокращений	6
Введение.....	7
1 Требования к оформлению курсового проекта.....	10
1.1 Титульный лист.....	10
1.2 Реферат.....	10
1.3 Техническое задание на проектирование	11
1.4 Содержание проекта.....	16
1.5 Введение	17
1.6 Основная часть	17
1.7 Заключение	18
1.8 Список использованных источников.....	19
1.9 Приложения.....	19
1.10 Требования к тексту расчетно-пояснительной записки	19
1.11 Требования к оформлению графической части проекта	21
2 Основные положения проектирования	23
2.1 Назначение основных блоков СГЭП и их реализация.....	27
2.2 Описание работы СГЭП по структурной схеме	34
2.3 Расчет основных блоков СГЭП.....	35
2.3.1 Расчет входного сетевого выпрямителя и фильтра	36
2.3.2 Корректор коэффициента мощности.....	43
2.3.3 Однофазный активный выпрямитель напряжения	48
2.3.4 Расчет параметров активного выпрямителя напряжения	51
2.3.5 Выбор и расчет схемы силового инвертора	52
2.3.6 Расчет выходного фильтра	73
2.3.7 Расчет конструктивных параметров дросселя переменного тока выходного фильтра.....	75
2.3.8 Расчет силового трансформатора	78

2.3.9 Расчет параметров аккумуляторной батареи	80
2.3.10 Расчет разрядного устройства.....	83
2.3.11 Расчет зарядного устройства.....	94
2.3.12 Расчет усилителей мощности.....	108
2.3.13 Схема управления СГЭП.....	113
2.3.14 Блок обратной связи.....	117
2.3.15 Блок защиты.....	120
2.3.16 Устройство контроля напряжения питающей сети	122
2.3.17 Блок питания собственных нужд.....	124
Заключение	130
Список использованных источников	131
Приложение А (обязательное) Признаки построения силовой части проектируемого объекта.....	135
Приложение Б (обязательное) Электрические характеристики проектируемого объекта.....	137
Приложение В (справочное) Ряды номинальных сопротивлений и емкостей	138
Приложение Г (справочное) Резисторы постоянные	139
Приложение Д (справочное) Резисторы переменные	140
Приложение Ж (справочное) Конденсаторы.....	141
Приложение К (справочное) Дроссели	146
Приложение Л (справочное) Данные обмоточных проводов круглого поперечного сечения.....	149
Приложение М (справочное) Характеристики электротехнической стали.....	151
Приложение Н (справочное) Магнитопроводы из электротехнической стали.....	152
Приложение П (справочное) Магнитопроводы ферритовые	157
Приложение Р (справочное) Транзисторы биполярные и полевые	162

Приложение С (справочное) IGBT-транзисторы, модули	166
Приложение Т (справочное) Диоды	167
Приложение У (справочное) Стабилитроны и стабисторы	170
Приложение Ф (справочное) Тиристоры.....	171
Приложение Х (справочное) Микросхемы аналоговые	172
Приложение Ц (справочное) Стабилизаторы напряжения серии 142 ЕН.....	176
Приложение Ш (справочное) Оптопары.....	178
Приложение Э (справочное) Микросхемы цифровые.....	179
Приложение Ю (справочное) Аккумуляторы кислотные и щелочные	182
Приложение Я (обязательное) Пример выполнения схемы электрической принципиальной и перечня элементов	187

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

$u; i$ – мгновенное (текущее) значение напряжения, тока

$U; I$ – действующее (эффективное) значение напряжения, тока

U_c – действующее (эффективное) значение сетевого напряжения

$U_1; U_2$ – действующее (эффективное) значение напряжения первичной (вторичной) обмоток трансформатора

$U_d; I_d$ – среднее значение выпрямленного напряжения, тока

$U_{\max}; I_{\max}$ – амплитудное значение синусоидального напряжения, тока

$U_{\text{наиб}}; I_{\text{наиб}}$ – наибольшее действующее значение напряжения, тока

$\Delta U_{VD}; \Delta U_{VT}$ – падение напряжения на диоде, транзисторе

$\Delta U_{БЭVT}$ – падение напряжения на база-эмиттерном переходе (р-п-р) транзистора

$U_{VDобр\max}$ – максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диоду

$I_{d\max}$ – амплитудное значение выпрямленного синусоидального тока

$r_{w1}; r_{w2}$ – активное сопротивление обмоток трансформатора

$x_{s1} = \omega L_{s1}; x_{s2} = \omega L_{s2}$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмоток трансформатора

$r_{др}$ – активное сопротивление дросселя

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.

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 380/220 В с допустимыми отклонениями $\frac{+10\%}{-15\%}$ номинального напряжения. В некоторых странах

используют сеть переменного тока с частотой 60 Гц. В автономных объектах, не связанных с промышленной сетью, используют дизель-генераторы, вырабатывающие напряжение переменного тока частоты 400 Гц с отклонениями от номинального напряжения в пределах $\frac{+13\%}{-25\%}$.

В реальных сетях случаются провалы напряжения до нуля, т. е. отключения сети как на короткие промежутки времени (сравнимые с периодом переменного напряжения), так и на сравнительно длительные (секунды, минуты).

Большой диапазон изменения входного напряжения при значительном разбросе требуемых уровней выходного напряжения может сказаться на выборе структуры проектируемого устройства, а наличие провалов сетевого напряжения питания требует использования дополнительных источников (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 рекомендуется 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).

Полностью разработанное устройство должно быть представлено схемой электрической структурной или функциональной и описанием его работы.

Конечным результатом эскизного проектирования является схема электрическая принципиальная устройства, снабженная перечнем элементов. В пояснительной записке должны быть представлены расчеты основных электрических параметров всех элементов, приведенных на принципиальной электрической схеме.

1 ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

Расчетно-пояснительная записка (РПЗ) к курсовому проекту должна отвечать требованиям ГОСТ 2.105–95, соответствовать методическим указаниям по оформлению технической документации [10, 23], раскрывать замысел проекта, содержать описание методов расчета, сравнение рассматриваемых вариантов, сопровождаться иллюстрациями (графиками, диаграммами, схемами и т. д.). Записка должна быть выполнена на русском языке и содержать следующие структурные элементы в указанной ниже последовательности:

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

1.1 Титульный лист

Титульный лист должен быть выполнен в соответствии с [23].

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 записываются 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 этапе эскизного проектирования представляет собой перечень основных технических требований и характеристик, которым должен удовлетворять разрабатываемый преобразователь параметров электрической энергии. В ТЗ могут быть включены дополнительные требования (условия эксплуатации, требования к элементной базе, наличие гальванической развязки вход/выход и др.)

Наименование темы должно содержать необходимые и достаточные признаки, отличающие данный объект разработки от других объектов.

Вариант задания, соответствующий конкретному объекту (проектируемому преобразователю), для студентов ФДО определяется автоматически.

В качестве примера рассматривается вариант 123.

В таблице 1.1 варианту 123 соответствуют строка 19 и столбец 5. По номеру строки 19 из приложения А (Признаки построения силовой цепи проектируемого объекта) выбираются:

- 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 $U_{\text{вых}}$ – переменное;
- тип СГЭП – off-line;
- тип АБ – FG;
- характер нагрузки – активная;
- схема силового инвертора – мостовая;
- примечание – провал напряжения питающей сети $U_{\text{вх}}$ на 10 мин с интервалом ≥ 5 час.

По результатам анализа признаков, приведенных в техническом задании, разрабатывается функциональная схема силовой цепи. Для проектирования полной структуры объекта необходимо к функциональной схеме силовой цепи добавить блоки управления, питания собственных нужд, обратной связи, защиты, синхронизации и т. д.

Для спроектированной функциональной схемы по номеру столбца «5» из приложения «Б» выбираются численные значения исходных электрических характеристик:

$$\sim U_c = 127 \text{ В}; \Delta U_c = \frac{+10\%}{-15\%}; f_c = 50 \text{ Гц};$$

$$\text{напряжение АБ} - (U_{\text{АБвх}} = 96 \text{ В}); \Delta U_{\text{вых}} = \pm 3\% U_{\text{вых}};$$

$$I_{\text{нагр min}} = 0,1 \text{ А}; I_{\text{нагр max}} = 3 \text{ А}; U_{\text{вых}} = \sim 127 \text{ В};$$

$$f_{\text{вых}} = 50 \text{ Гц}; K_H = 3\%.$$

Примечание: из исходных электрических характеристик, содержащихся в приложении Б, выбираются только необходимые для схемы силовой цепи, спроектированной по признакам приложения А.

При наличии избыточных данных в приложении Б для конкретного варианта по приложению А ненужные характеристики не используются. Например, если в техническом задании выходное напряжение переменное

(синусоидальное), то для него не нужна такая характеристика, как коэффициент пульсаций, а при постоянном выходном напряжении не нужны признаки, характеризующие переменное напряжение:

- частота выходного напряжения ($f_{\text{вых}}$);
- коэффициент несинусоидальности (K_n).

При питании устройства от источника напряжения постоянного тока АБ не используются характеристики питающей сети переменного тока $\sim U_c$; ΔU_c . Параметры входного напряжения у таких преобразователей определяется типом АБ (источником постоянного напряжения).

Таблица 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

Окончание таблицы 1.1

Строки	Столбцы											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
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

В таблице 1.2 приведены примерные названия тем курсовых проектов на основе анализа силовой цепи преобразователя.

Таблица 1.2 – Примерные названия темы проекта

№	Название темы проекта
1	Источник питания на основе НПП
2	Преобразователь постоянного напряжения
3	Источник питания на основе одноконтурной прямоходовой ячейки
4	Преобразователь постоянного напряжения на основе одноконтурной прямоходовой ячейки
5	Источник питания на основе одноконтурной обратходовой 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 обратходовой ячейки

Окончание таблицы 1.2

№	Название темы проекта
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 (СГЭП) «Off-line»
20	СГЭП на основе нулевого инвертора
21	Агрегат бесперебойного питания (АБП) «On-line»
22	Агрегат бесперебойного питания (АБП) 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 по исходным данным приложения А необходимо:

а) разработать функциональную электрическую схему силовой цепи преобразователя, включая и устройство сопряжения (усилитель мощности), согласующий уровень выходного сигнала схемы управления с управляющим входом силовой цепи;

б) по функциональной схеме дать краткое описание работы преобразователя;

в) разработать принципиальные электрические схемы узлов силовой цепи преобразователя, обосновывая выбор конкретной реализации узла, если последняя не задана жестко техническим заданием, включая при необходимости усилители мощности;

г) провести расчет основных электрических параметров элементов силовых цепей разрабатываемого объекта с учетом исходных данных из приложения Б, включая усилители мощности (расчет электрических параметров проводится таким образом, чтобы значения токов и напряжений в непосредственно связанных по функциональной схеме узлах не противоречили друг другу);

д) по результатам расчетов основных электрических характеристик осуществить выбор элементов силовой цепи, включая усилители мощности. При выборе зарубежных элементов должны быть приведены:

- их отечественные аналоги (при наличии);
- основные паспортные характеристики элементов;

е) по результатам выбора составить перечень элементов в соответствии со стандартами ЕСКД;

ж) провести расчет статической точности поддержания выходной величины напряжения или тока (в зависимости от варианта) замкнутой системы в заданных пределах при наличии возмущающих воздействий (отклонения входного напряжения и тока нагрузки от номинальных значений).

Примечание: при проектировании системы гарантированного электропитания СГЭП схема управления и другие дополнительные блоки по согласованию с преподавателем могут быть выполнены на функциональном или структурном уровне.

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 задаться приближительными 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 элементов принципиальной схемы, коэффициентов пульсаций и других необходимых параметров с целью их выбора для последующего формирования перечня элементов. Определение указанных величин можно проводить при использовании схем замещения, математических моделей, а также имитационных моделей в любой из программных сред моделирования силовых преобразователей (LT-Spice, MATLAB и другие).

По результатам уточненного расчета произвести выбор всех элементов силовой части, а при необходимости (по согласованию с преподавателем) и схемы управления, с учетом использования современной элементной базы с указанием ссылок на конкретные источники информации.

Функциональная электрическая схема устройства представляет собой набор функциональных узлов (частей) и связей между этими узлами.

Функциональные узлы 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 электрических параметров 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 результатов, полученных при проектировании.

1.8 Список использованных источников

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, по возможности с указанием конкретных страниц, включенные по тексту пояснительной записки.

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

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

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

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

1.10 Требования к тексту расчетно-пояснительной записки

Расчетно-пояснительная записка должна быть выполнена в соответствии с требованиями ГОСТ 2.105–95, ГОСТ 1.5–2001, ГОСТ 7.32–2001, с применением компьютера: междустрочный интервал – полуторный; шрифт: **Times New Roman**, кегль **14**, цвет – черный.

Пояснительная записка должна быть выполнена по формам с основными надписями, установленными ГОСТ 2.106 (пункт 10.1), ГОСТ 2.104–

2006. В рамке формы 9 размещается первый (заглавный) лист, а в рамках формы 9а в соответствии с ГОСТ 2.104–2006 – второй и последующие листы записки.

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.

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

В тексте пояснительной записки не допускается использовать математический знак минус (–) перед отрицательными значениями величин. Вместо математического знака (–) следует писать слово «минус».

Перед обозначением параметра дают его пояснение, например: «температура окружающей среды – T ». 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 формулы 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, разделенных точкой. Над правым верхним углом таблицы помещают надпись «Таблица» с указанием номера таблицы.

Все иллюстрации именуются рисунками и должны быть 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. При необходимости указываются также номера страниц.

Каждое приложение начинают с новой страницы с указанием в верхней части страницы симметрично тексту полужирным шрифтом увеличенного размера слова «**Приложение**».

1.11 Требования к оформлению графической части проекта

Графический материал может выполняться [23, 32] автоматизированным методом – с применением графических и печатающих устройств. Цвет изображений – черный на белом фоне.

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

Оформление электрических схем должно соответствовать требованиям стандартов ЕСКД. Пример выполнения схемы электрической принципиальной и перечня элементов приведен в приложении Я.

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

- название факультета – ФДО;
- двухбуквенную аббревиатуру (курсовой проект – КП);

- шестизначную десятичную характеристику разрабатываемого изделия, присвоенную по **Классификатору ЕСКД**, который можно найти в Интернете;
- порядковый номер, состоящий из трех цифр, – номер варианта задания;
- вид документа (пояснительная записка – ПЗ).

Например, **ФДО КП.461233.001 ПЗ**.

2 ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Основные положения проектирования рассматриваются на конкретном примере.

Техническое задание на курсовой проект

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

а) основные:

- 1) напряжение питающей сети – $\sim 220 \frac{+10\%}{-15\%}$ В;
- 2) частота питающей сети – **50 Гц**;
- 3) выходное напряжение – $\sim 220 \pm 5\%$ В;
- 4) номинальное значение тока нагрузки – **3 А**;
- 5) частота выходного напряжения – **50 Гц**;
- 6) коэффициент гармоник выходного напряжения – **2%**;
- 7) максимальная длительность аварийных режимов сети – **10 мин**;
- 8) минимальные интервалы между аварийными режимами – **5 час**;
- 9) тип используемых аккумуляторов – **FG** (кислотные);

б) дополнительные:

- 1) обеспечить гальваническую развязку нагрузки от сети;
- 2) обеспечить защиту силовой цепи СГЭП от перегрузки на уровне $1,2I_{Н \text{ нагр}}$;
- 3) нагрузка активно-индуктивная ($\cos \varphi = \cos 30^\circ$).

Существенные отклонения параметров напряжения питающей сети от допустимых по влиянию на работу потребителей подразделяются на две группы:

- влекущие потерю информации;
- приводящие к выходу из строя оборудования.

Основными задачами СГЭП являются 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 рисунке 2.1 приведен вариант функциональной схемы СГЭП с постоянно работающим инвертором.

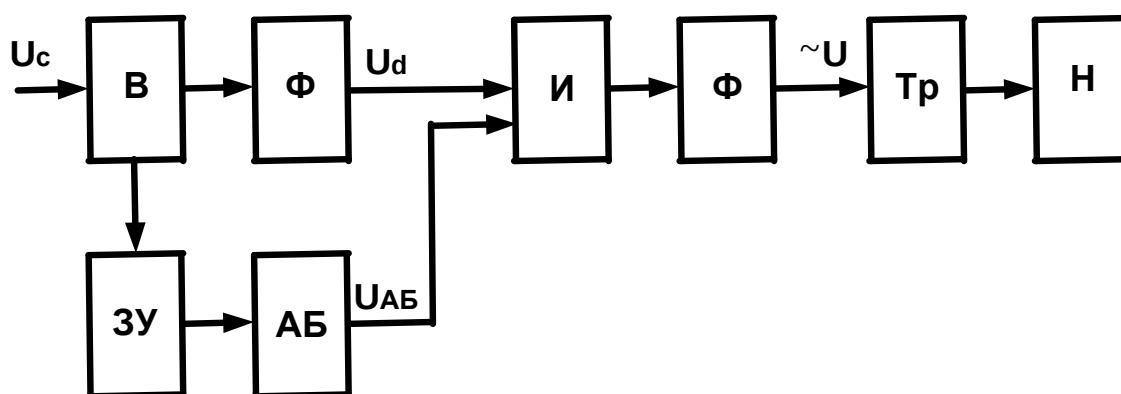


Рисунок 2.1 – Функциональная схема силовой части СГЭП (on-line)

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 (АБ).

Основной ее недостаток – более низкий коэффициент полезного действия по сравнению с off-line-системой, что приводит к повышенным расходам при эксплуатации, так как силовой инвертор работает в постоянном режиме.

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.

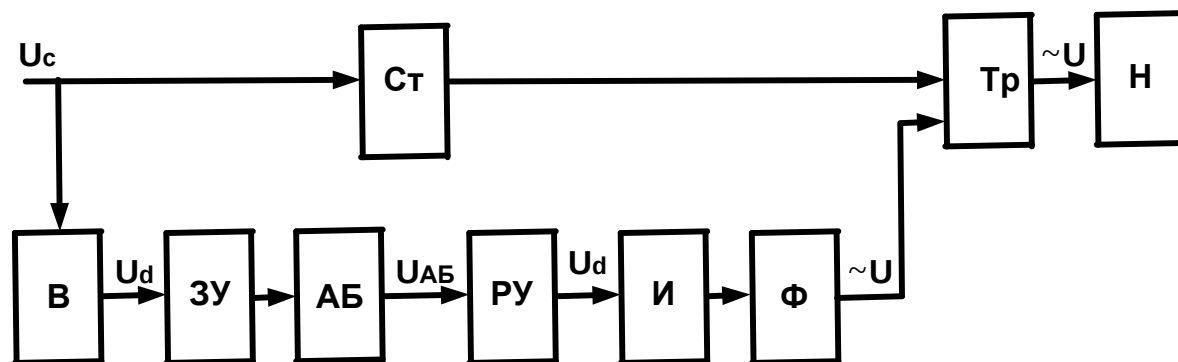


Рисунок 2.2 – Функциональная схема силовой части СГЭП (off-line)

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 на резервный источник питания, 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 для обслуживающего персонала.

С учетом анализа дополнительных требований (обеспечить гальваническую развязку нагрузки от сети) выбирается система on-line, структурная схема которой приведена на рисунке 2.3, так как наличие трансформатора на выходе силового инвертора удовлетворяет условию технического задания.

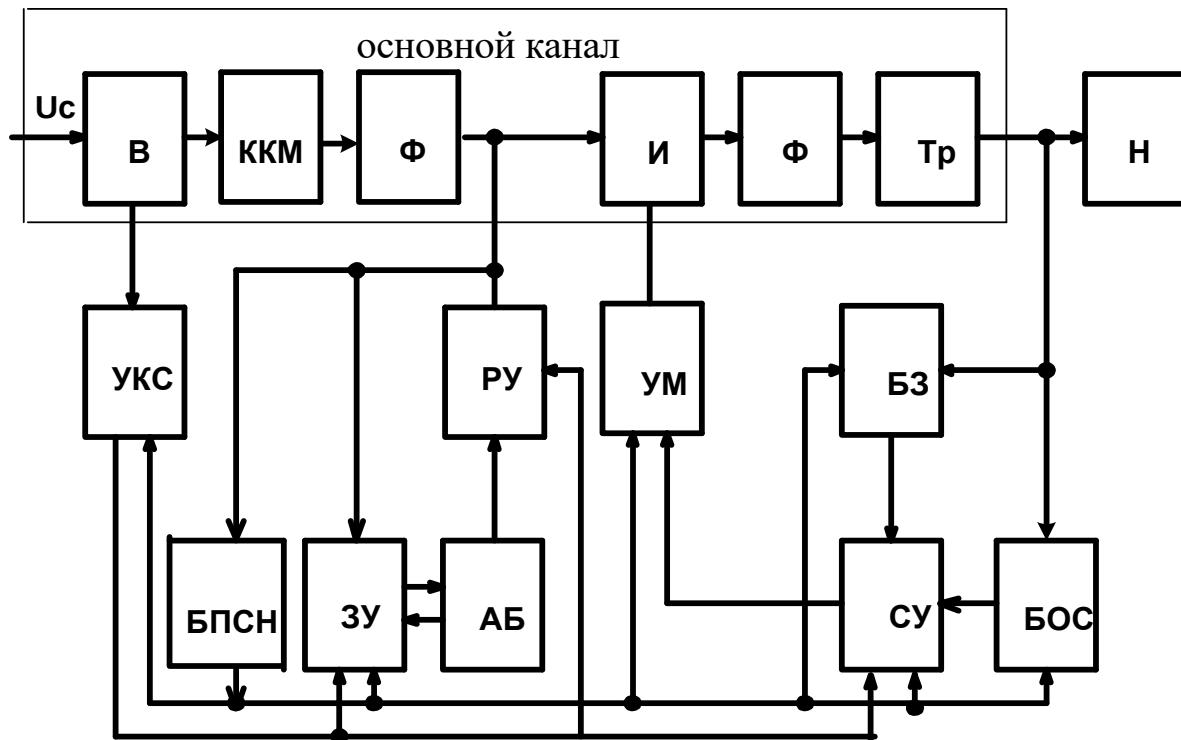


Рисунок 2.3 – Структурная схема СГЭП (on-line)

Структурная схема СГЭП (рис. 2.3) содержит:

В – входной сетевой выпрямитель;

ККМ – корректор коэффициента мощности;

Ф – низкочастотный сглаживающий фильтр;

И – инвертор (регулирующий орган);

Тр – силовой трансформатор;

Н – блок нагрузок;

УКС – устройство контроля напряжения 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 выпрямитель (В) в зависимости от питающей сети может быть одно- или трехфазным, неуправляемым, а для расширения функциональных возможностей (изменения уровня выпрямленного напряжения) – управляемым.

2.1.2 Корректор коэффициента мощности предназначен для принудительного формирования синусоидальной формы потребляемого из сети тока, находящегося в фазе с сетевым напряжением, обеспечивая входной коэффициент мощности, практически равный единице.

2.1.3 Сглаживающий фильтр (Ф) выполняет функции фильтрации (уменьшения) переменной составляющей выпрямленного напряжения до уровня, который требуется по условиям эксплуатации для регулирующего органа, питающегося от входного выпрямителя, ограничения пускового зарядного тока конденсатора емкостного 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 коэффициента 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.

2.1.4 Задача инвертора (И) заключается в преобразовании входного постоянного напряжения в переменное, прямоугольное или ступенчато-синусоидальное с одновременным регулированием его среднего значения. Одним из вариантов реализации этих задач может быть совместное использование регулятора постоянного напряжения на базе непосредственного преобразователя напряжения (НПН), обеспечивающего стабилизацию постоянного напряжения с последующим включением 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 согласующий 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.

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

2.1.6 Аккумуляторная батарея (АБ) [5], реализованная как цепь последовательно соединенных элементов для получения необходимого уровня напряжения химических источников тока, предназначена для питания регулирующего органа (РО) (в нашем случае силового инвертора) при отклонениях напряжения основой питающей сети переменного тока за допустимые

пределы либо полном ее отсутствии. Основным классификационным признаком наиболее распространенных 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, характеризующими АБ, являются емкость, измеряемая в ампер-часах, и напряжение. Следует различать напряжение разомкнутой цепи, разрядное и номинальное. Наиболее важным является разрядное напряжение начальное и конечное. Разряд батареи связан с опасностью переплюсовки отдельных элементов аккумулятора в батарее и, соответственно, чем больше соединено последовательно элементов, тем ниже надежность АБ. Числом последовательно соединенных аккумуляторов набирают 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.

Существуют 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 проектирования СГЭП такими, чтобы обеспечить потребителя электроэнергией на время выхода напряжения основного источника за допустимые пределы при заданном токе нагрузки.

2.1.7 Зарядное устройство (ЗУ) предназначено для восполнения энергии АБ при ее многократном использовании. Схемотехника практической реализации ЗУ довольно разнообразна:

- от простейших – неуправляемый выпрямитель с согласующим трансформатором на входе;
- до сложных – схемы с поэлементным контролем и зарядом АБ, наличием индикации и т. д.

При преимуществе в простоте реализации первый вариант имеет массу недостатков. Основной недостаток – отсутствие контроля текущего состояния АБ.

Для повышения долговечности аккумуляторных батарей при высокой надежности их в эксплуатации ЗУ должно иметь возможность работать в двух режимах:

- режим заряда со стабилизацией зарядного тока;
- режим «подзаряда» при стабилизации напряжения на АБ, используемый для компенсации потерь емкости за счет саморазряда АБ.

Многоуровневые зарядные устройства позволяют реализовать многоступенчатый (несколько уровней стабилизации тока) заряд аккумулятора.

2.1.8 На разрядное устройство (РУ) возложена задача согласования уровня напряжения АБ с уровнем напряжения питания РО СГЭП от входного выпрямителя. Высокие значения КПД в ЗУ и РУ достигаются реализацией последних на основе непосредственных преобразователей постоянного напряжения, использующих импульсные методы регулирования. Непосредственные преобразователи имеют предпочтение в тех случаях, когда входное и выходное напряжения РУ сопоставимы (не более чем $(2\div 3)$ –

кратное отличие). Если напряжения отличаются во много раз, то эффективнее использовать многократные преобразователи. В них последовательно осуществляются инвертирование, трансформация, выпрямление, что приводит к увеличению потерь и снижению КПД. При работе РО основного канала в широком диапазоне изменения питающего напряжения и поддержании выходного напряжения с заданной точностью на разрядное устройство необязательно возлагать задачу стабилизации выходного напряжения. Разрядное устройство можно заменить отсекающим диодом, если на входе СГЭП установлен согласующий трансформатор, обеспечивающий соизмеримость выпрямленного напряжения вторичной обмотки с напряжением АБ. Это позволяет обеспечить практически мгновенное переключение нагрузки на питание от АБ при снижении напряжения основного источника ниже допустимого уровня.

2.1.9 Блок питания собственных нужд (БПСН) предназначен для обеспечения всех узлов и устройств системы напряжениями требуемых уровней соответствующего качества. Традиционное построение источников питания на основе низкочастотных трансформаторов с несколькими каналами 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: выходы каналов у таких источников не имеют между собой гальванической развязки. Эти недостатки удастся устранить 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.

2.1.10 Схема управления (СУ) обеспечивает работоспособность СГЭП во всех режимах, и по принципу действия может быть реализована на основе аналоговых дискретных или цифровых элементов, в которых функциональные узлы могут быть выполнены на базе логических элементов или цифровых интегральных микросхем высокого уровня. 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.

2.1.11 Сопряжение управляющих входов ключей силового инвертора с выходами схемы управления требует установки усилителей мощности (УМ), 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.

2.1.12 Поддержание одного или нескольких выходных параметров системы с заданной точностью при воздействии возмущающих факторов достигается использованием отрицательных обратных связей (БОС) 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 (опорным), 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.

2.1.13 На блок защиты (БЗ) возлагается задача контроля и ограничения токов и напряжений полупроводниковых и других элементов системы на уровне, не превышающем допустимые техническими условиями эксплуатации. Использование традиционных средств защиты от аварийных перегрузок (плавких предохранителей, токовых реле теплового или электро-механического действия) не обеспечивает защиту полупроводниковых элементов ввиду недостаточного быстродействия при высоких скоростях развития опасных процессов (сверхтоков и перенапряжений). Поэтому блоки 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.

2.1.14 Устройство контроля напряжения (УКС) предназначено для слежения за уровнем напряжения питающей сети и передачи 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 УКС зависит от типа СГЭП.

2.2 Описание работы СГЭП по структурной схеме

Работу системы гарантированного электропитания следует рассматривать в двух режимах:

- в первом режиме отклонения напряжения питающей сети не превышают допустимых пределов. Регулирующий орган (инвертор) в этом случае 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 требуемого уровня и качества. Переменное высокочастотное 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, обеспечивающего режим работы замкнутой системы, поддерживающей значение выходного напряжения с заданной 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 токов 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 и на силовой вход инвертора

подается выходное напряжение 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 выпрямителя. Зарядное устройство при этом находится в состоянии контроля напряжения АБ.

Время переходного процесса из одного режима в другой определяется быстродействием блока обратной связи. В п. 2.3.1 рассматривается схема обратной связи с однополупериодным запаздыванием.

2.3 Расчет основных блоков СГЭП

Предварительный расчет блоков и узлов силовых цепей преобразователя на этапе эскизного проектирования проводится с целью определения основных электрических параметров (токов, напряжений, мощности потерь) всех элементов, составляющих принципиальную электрическую схему преобразователя. Расчеты проводятся на основе анализа функций, выполняемых тем или иным блоком или узлом, после выбора конкретной схемы их реализации, с учетом неизвестных характеристик, например, КПД. Последовательность расчета блоков может быть выбрана произвольно, важно при этом соблюдать взаимосвязь блоков между собой (согласование уровней токов и напряжений, непосредственно связанных между собой блоков). Если основным требованиям технического задания удовлетворяет несколько из рассматриваемых вариантов систем, то при проектировании СГЭП необходимо учитывать дополнительные требования. К ним относятся, как правило, массогабаритные показатели, время переключения с основного на резервный источник питания, наличие сервисных устройств (диагностика состояния, световая и звуковая индикация, гальваническая развязка нагрузки с питающей сетью).

2.3.1 Расчет входного сетевого выпрямителя и фильтра

Однофазная питающая сеть переменного тока и бестрансформаторный вход СГЭП предусматривают мостовую схему неуправляемого выпрямителя [2, 4, 7, 12, 13, 17, 22, 26], приведенную на рисунке 2.4.

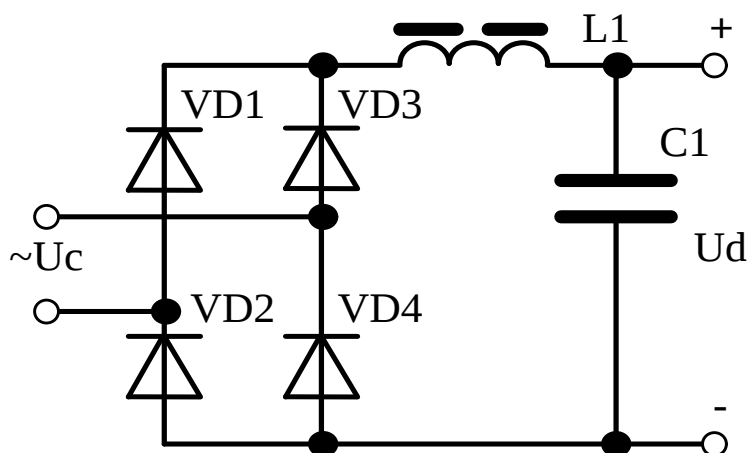


Рисунок 2.4 – Входной выпрямитель с LC-фильтром

Так как сеть переменного тока является не единственным источником питания в СГЭП, а силовой инвертор питается и от аккумуляторной батареи с изменяющимся напряжением, не имеет смысла выпрямитель проектировать управляемым. Задача регулирования и стабилизации выходного напряжения возлагается на инвертор.

Исходными данными для расчета входного выпрямителя служат по условиям ТЗ характеристики питающей сети и мощность нагрузки, приведенная к выходу выпрямителя с учетом примерных КПД последующих блоков.

Определяется минимальное и максимальное напряжения сети:

$$U_{\text{cmin}} = (1 - 0,15)U_c = 0,85 \times 220 = 187 \text{ В};$$

$$U_{\text{cmax}} = (1 + 0,1)U_c = 1,1 \times 220 = 242 \text{ В}.$$

Для расчета электрических параметров диодов выпрямителя и элементов фильтра необходимо определить потребляемую инвертором мощность через характеристики нагрузки U_n ; I_n , используя примерные КПД блоков, последовательно включенных в силовую цепь основного канала (рис. 2.3).

$$P_n = \frac{U_n I_n}{\eta_n \eta_{\phi 2} \eta_{tr}} = \frac{220 \times 3}{0,96 \times 0,98 \times 0,96} = 730 \text{ ВА},$$

где P_n – мощность, потребляемая инвертором;

$U_n = (220\text{В})$ – напряжение нагрузки;

$I_n = (3\text{А})$ – ток нагрузки;

η_n – КПД инвертора (практический опыт и анализ технической литературы показывают, что КПД колеблется в пределах $0,9 \div 0,98$ для высоковольтных инверторов), принимается равным $0,96$;

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

η_{tr} – КПД трансформаторов средней мощности ($\eta_{tr} = 0,99 \div 0,94$), принимается $\eta_{tr} = 0,96$.

В общем виде выходное напряжение выпрямителя определяется выражением [9, 22, 26]:

$$U_d = \frac{U_c}{1,11} - \Delta U_n,$$

где $\Delta U_n = 2\Delta U_{vD} + \Delta U_x + \Delta U_R$ – суммарные потери, определяемые пороговым падением напряжения на диодах $2\Delta U_{vD}$, потерями на коммутацию (индуктивное падение напряжения) $\Delta U_x = \frac{I_d x_s}{\pi}$, зависящими от величины вы-

ходного тока выпрямителя и индуктивности рассеяния питающей сети, и падением напряжения на активных сопротивлениях элементов выпрямителя, включая фильтр $\Delta U_R = I_d (2r_{vD} + r_{dp} + r_{tr})$.

Пороговым падением напряжения на диодах высоковольтного выпрямителя, не превышающим ($1\div 2$) вольт, можно пренебречь.

Так как вход выпрямителя бестрансформаторный, а индуктивность рассеяния питающей сети мала, то коммутационные потери выпрямителя можно не учитывать, потери на активных сопротивлениях выпрямителя также незначительны, величину выпрямленного напряжения следует считать по соотношениям идеального выпрямителя синусоидального напряжения. Минимальное выпрямленное напряжение без учета потерь определится соотношением:

$$U_{dmin} = \frac{U_{cmin}}{1,11} = \frac{0,85U_{сном}}{1,11} = \frac{0,85 \times 220}{1,11} = 170 \text{ В.}$$

Максимальное значение напряжения на выходе фильтра (в режиме холостого хода конденсатор фильтра заряжен до амплитуды наибольшего входного сетевого напряжения) определится по выражению:

$$U_{dmax} = \sqrt{2}U_{сmax} = 1,41 \times 242 = 341 \text{ В.}$$

Наибольшее выпрямленное напряжение (СГЭП под нагрузкой) определится выражением:

$$U_{dнаиб} = \frac{U_{сmax}}{1,11} = \frac{242}{1,11} \approx 220 \text{ В.}$$

Наибольшее среднее значение тока, потребляемого инвертором, определяется при минимальном выпрямленном напряжении питающей сети:

$$I_{dнаиб} = \frac{P_n}{U_{dmin}} = \frac{730}{170} \approx 4,2 \text{ А.}$$

Среднее значение тока диодов входного выпрямителя:

$$I_{VDcp} = \frac{I_n}{2} = \frac{4,2}{2} = 2,1 \text{ А.}$$

Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диодам выпрямителя, определяется амплитудным значением наибольшего напряжения сети:

$$U_{VDобр.мах} = \sqrt{2} \times U_{смах} = 1,41 \times 242 = 341 \text{ В.}$$

Двух основных параметров (тока и напряжения) достаточно для выбора диодов. Выбираются низкочастотные диоды **2Д245А** с параметрами (приложение Т): $U_{VDобр.мах} = 400 \text{ В}$; $I_{VDср} = 10 \text{ А}$; $I_{VDимп} = 100 \text{ А}$; $f_{мах} = 200 \text{ кГц}$.

Так как жестких требований к качеству напряжения на выходе фильтра со стороны инвертора не предъявляется и величина пульсаций в выходном напряжении зачастую определяется допустимой амплитудой переменной составляющей напряжения конденсаторов фильтра, задается значение коэффициента пульсаций $K'_н = 0,05$, удовлетворяющее большинству электролитических конденсаторов, используемых для фильтрации выпрямленного сетевого напряжения. Учитывая, что коэффициент пульсаций на выходе однофазного мостового выпрямителя $K_н = 0,67$ [22], определяется коэффициент сглаживания фильтра соотношением:

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

Коэффициент сглаживания $K_{сгл} = 13,4$ вполне обеспечивается однозвенным LC-фильтром.

Расчет электрических параметров элементов однозвенного LC-фильтра проводится по известным методикам [22, 26]:

а) определяется произведение $L_\Phi C_\Phi$:

$$L_\Phi C_\Phi = \frac{K_{сгл} + 1}{m_n^2 \omega_c^2} = \frac{13,4 + 1}{2^2 \times 314^2} = 3,65 \times 10^{-5} \text{ ГнФ},$$

где m_n – число пульсаций в выпрямленном напряжении на периоде сетевого напряжения;

$\omega_c = 2\pi f_c$ – круговая частота напряжения сети;

б) из условия непрерывности тока в дросселе, обеспечивающего наиболее оптимальное соотношение параметров дросселя L_Φ и конденсатора C_Φ , находится его критическая индуктивность:

$$L_{кр} = \frac{2U_{дн\text{аиб}}}{(m_n^2 - 1)m_n \times \omega_c \times I_{дн\text{аим}}},$$

где $I_{дн\text{аим}} = \frac{P_n}{U_{дн\text{аиб}}} = \frac{730}{220} \approx 3,32 \text{ А}$ – ток, потребляемый от выпрямителя при наибольшем напряжении сети.

$$L_{кр} = \frac{2 \times 220}{(2^2 - 1)2 \times 314 \times 3,32} = 0,07 \text{ Гн.}$$

Требуемая индуктивность достигается соединением в параллель двух двухобмоточных дросселей Д273-0,16-2,2 (приложение К), обеспечивая общую индуктивность больше $L_\Phi > L_{кр}$. Обмотки каждого дросселя также соединяются параллельно. Индуктивность фильтра составит $L_\Phi = 0,08 \text{ Гн}$, а допустимый ток подмагничивания **4,4 А**.

Далее после выбора дросселя определяется величина требуемой емкости конденсатора:

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

Устанавливается двадцать один конденсатор **К50-29-22 мкФ – 350 В** (приложение Ж), соединенный параллельно, с суммарной емкостью **462 мкФ**.

Фильтр проверяется на отсутствие резонансных явлений, при этом должно быть соблюдено условие:

$$L_\Phi C_\Phi \geq \frac{4}{m_n^2 \omega_c^2};$$

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

$37 \times 10^{-6} > 1 \times 10^{-6}$ – резонанс отсутствует.

На практике в устройствах малой и средней мощности во избежание использования моточных изделий на выходе выпрямителей устанавливают емкостные фильтры. В этом случае выпрямитель работает на нагрузку, начинающуюся с емкости. При включении СГЭП по диодам выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку, протекает ничем не ограниченный ток [22].

Для ограничения тока заряда конденсатора в пусковом режиме на уровне, не превышающем допустимый ток диодов выпрямителя $I_{VD\text{ доп}}$, в схему выпрямителя включают дополнительное сопротивление $R1$ (рис. 2.5).

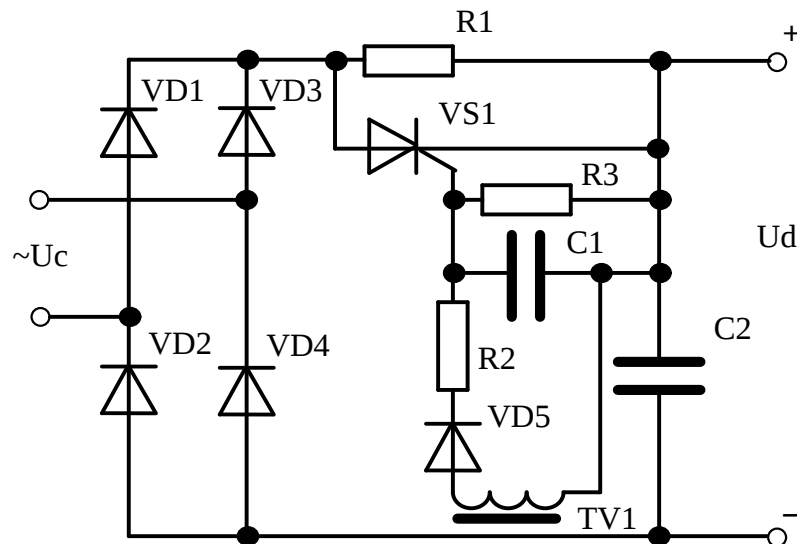


Рисунок 2.5 – Входной выпрямитель с емкостным фильтром и схемой ограничения пускового тока

Сопротивление резистора R_1 определяется из условия ограничения пускового зарядного тока конденсатора C_1 на уровне допустимого тока диодов выпрямителя:

$$R_1 = \frac{U_{\text{дн.н.б.}}}{I_{VD\text{ доп}}} = \frac{U_{C\text{ max}}}{1,11 \times I_{VD\text{ доп}}} = \frac{242}{1,11 \times 5} \approx 47 \text{ Ом},$$

где $I_{VD\text{ доп}} = 5 \text{ А}$ – допустимый ток диодов 2Д245А выпрямителя;

$U_{\text{дн.наиб.}} = 242 \text{ В}$ – наибольшее выпрямленное входное напряжение (СГЭП под нагрузкой).

Однако установка резистора R_1 приводит к дополнительным потерям. Для расчета мощности резистора R_1 следует определить время задержки включения тиристора (рис. 2.5), шунтирующего этот резистор. Тиристор, включающийся с задержкой времени, равной $(3 \div 5)\tau = 5R_1C_2$, напряжением дополнительной обмотки силового трансформатора, позволяет повысить КПД системы.

Величина емкости конденсатора C_2 рассчитывается по выражению:

$$C_2 = \frac{K'_{\text{сгл}} (R'_n + R_1)}{m_n \omega_c R'_n R_1} = \frac{K'_{\text{сгл}} \left(\frac{U_{\text{дн.наиб.}}}{I_n} + R_1 \right)}{m_n \omega_c \frac{U_{\text{дн.наиб.}}}{I_n} R_1} = \frac{13,4 \left(\frac{220}{4,2} + 47 \right)}{2 \times 314 \times \frac{220}{4,2} \times 47} \approx 860 \text{ мкФ},$$

где $K'_{\text{сгл}} = \frac{K_n}{K'_n} = \frac{0,67}{0,05} \approx 13,4$ – коэффициент сглаживания R_1C_2 фильтра (следует учесть, что $K'_n = 0,05$ выбран из условия допустимых пульсаций напряжения на конденсаторе C_2 на частоте выпрямленного сетевого напряжения, составляющих 5% от номинального напряжения, что удовлетворяет большинству электролитических конденсаторов);

$$R'_n = \frac{U_{\text{дн.наиб.}}}{I_n} = \frac{220}{4,2} \approx 52 \text{ Ом} – \text{сопротивление нагрузки, приведенное}$$

к выходу выпрямителя при наибольшем выпрямленном напряжении в рабочем режиме СГЭП;

R_1 – сопротивление, ограничивающее ток диодов выпрямителя на уровне допустимого.

Выбирается конденсатор **K50-29** с параметрами $C = 22 \text{ мкФ}$; $U_C = 350 \text{ В}$, допускающий 5%-ные пульсации напряжения (приложение Ж).

Устанавливается сорок параллельно соединенных конденсаторов общей емкостью **880 мкФ** (при LC-фильтре – двадцать один конденсатор).

Энергия, выделяемая на резисторе **R₁**, определится выражением:

$$G_{R_1} = \frac{1}{2} \times \frac{CU_{dmax}^2}{2} = \frac{1}{2} \times \frac{880 \times 10^{-6} \times 220^2}{2} \approx 10 \text{ Дж}$$

$$\text{при мощности } P_{R_1} = \frac{Q_{R_1}}{t} = \frac{Q_{R_1}}{5\tau} = \frac{10}{0,2} \approx 50 \text{ Вт},$$

где $t = 5R_1C_2 = 5 \times 47 \times 880 \times 10^{-6} \approx 0,2 \text{ с}$ – время протекания потребляемого тока через резистор **R₁** до шунтирования его тиристором.

Выбирается резистор **ПЭВ-50** с сопротивлением **47 Ом** (приложение Г).

Для шунтирования резистора **R₁** выбирается тиристор **2У220Д** с параметрами **I_{ср} = 6 А; U_{пост} = 600 В**.

Упрощение схемы пуска СГЭП возможно при использовании вместо шунтируемого тиристором резистора **R₁** (рис. 2.5) термистора **MF72-20D15** с характеристиками:

R₂₅ = 20 ± 10% Ом – номинальное сопротивление термистора при температуре **25°C**;

I_{макс} = 4 А – допустимое значение тока термистора (однократное кратковременное превышение допустимого тока в режиме пуска не приводит к аварийной ситуации);

R_{Iмакс} = 0,288 мОм – расчетное значение сопротивления термистора, при протекании через него тока **I_{макс}**.

2.3.2 Корректор коэффициента мощности

Актуальной задачей силовой электроники является решение проблемы электромагнитной совместимости потребителей с питающей сетью переменного тока.

Бестрансформаторным источникам (ИВЭП) с входным выпрямителем и емкостным фильтром присущи такие недостатки, как низкий коэффициент мощности (0,5–0,7) и высокий уровень высших гармоник потребляемого из сети тока (более 30%) [15]. Это определяется формой потребляемого из сети тока (рис. 2.6). Соответствующие диоды входного выпрямителя открыты лишь на интервале времени, когда мгновенное значение напряжения сети U_c превышает напряжение на конденсаторе фильтра U_d . Низкое значение коэффициента мощности приводит к генерированию помех в питающую сеть. Источники вторичного питания (ИВЭП) должны иметь $\cos \varphi \geq 0,97$.

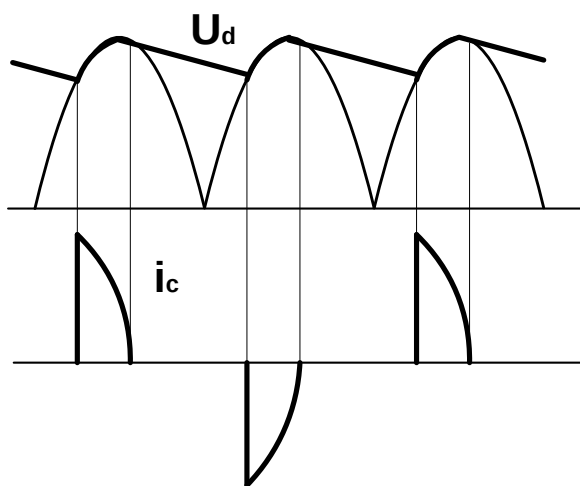


Рисунок 2.6 – Кривые выпрямленного напряжения и потребляемого тока выпрямителем с емкостным фильтром

Для повышения $\cos \varphi$ и решения задачи электромагнитной совместимости бестрансформаторных ИВЭП с питающей сетью необходимо формирование синусоидального потребляемого тока, совпадающего по фазе с питающим напряжением. Если не требуется рекуперация энергии из цепи постоянного тока, то схема выпрямителя с повышающим преобразователем постоянного напряжения на выходе для принудительного формирования синусоидального потребляемого тока однофазной сети реализует корректор

коэффициента мощности с постоянным гистерезисом [15], схема и временные диаграммы которого приведены на рисунке 2.7.

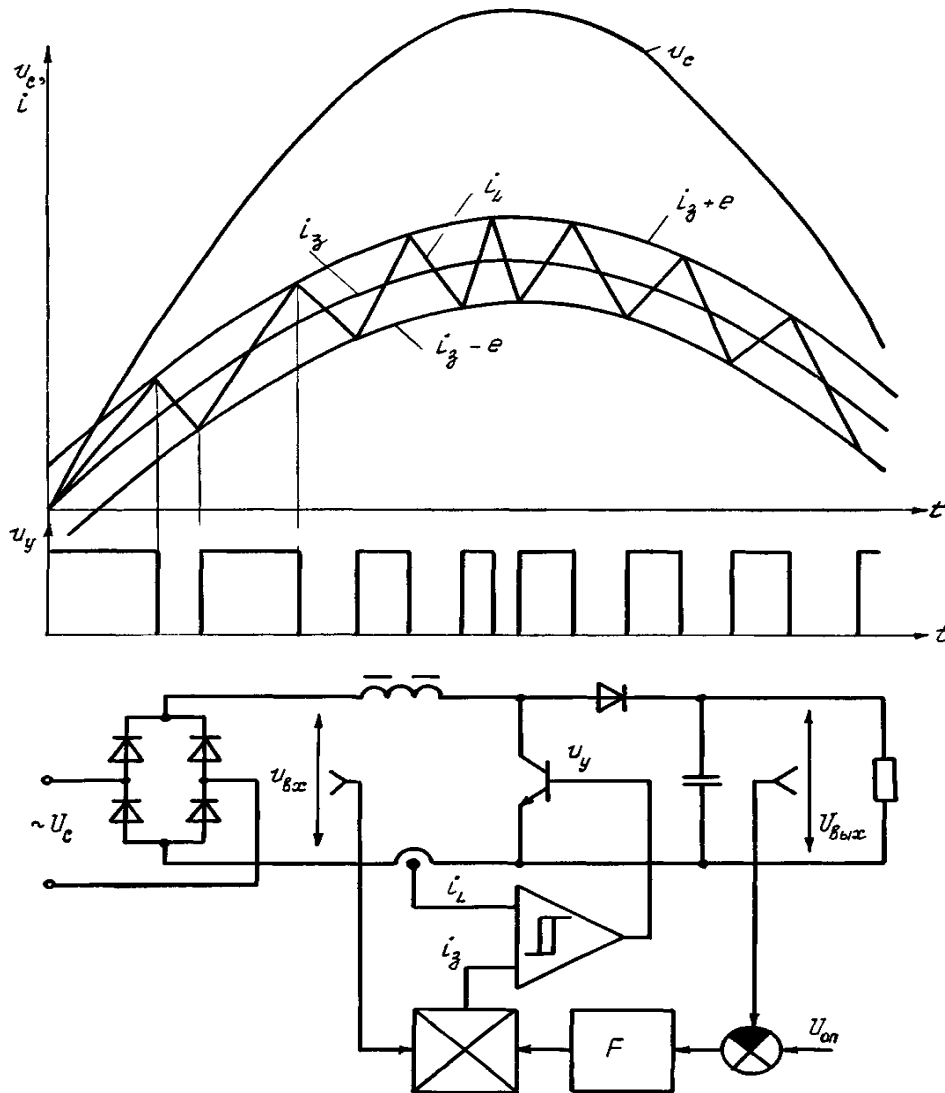


Рисунок 2.7 – Схема и временные диаграммы работы корректора коэффициента мощности с постоянным гистерезисом

При проводящем состоянии транзистора все выпрямленное напряжение диодного моста прикладывается к накопительному дросселю, при этом ток в нем нарастает (интервал импульса управления U_y на рис. 2.7). При выключении транзистора ток накопительного дросселя через разделительный диод заряжает накопительный конденсатор и питает цепь нагрузки. Модулируя соответствующим образом длительность проводящего состояния

транзистора с частотой, во много раз превышающей частоту питающего напряжения, можно сформировать практически синусоидальные полуволны тока в накопительном дросселе, синфазные с выпрямленным напряжением. Выпрямленный ток в такой однофазной схеме (при проводимости диодов выпрямителя по полпериода сети коммутационная функция моста – прямоугольное колебание) есть модуль входного тока. Тогда получается практически синусоидальный ток на входе выпрямителя, находящийся в фазе с напряжением сети. При этом выходное напряжение преобразователя $U_{\text{вых}}$ должно быть больше амплитуды выпрямленного напряжения на выходе диодного моста. Это необходимо для обеспечения управления спадом тока накопительного реактора на интервале выключения транзистора, когда к реактору прикладывается разность указанных напряжений в направлении, обратном, чем на интервале нарастания тока.

Повышающий преобразователь, используемый в качестве корректора коэффициента мощности, обладает следующими преимуществами:

- транзистор имеет соединение эмиттера с общим проводом, что упрощает реализацию схемы формирования сигналов управления;
- наличие дросселя в последовательной цепи обеспечивает непрерывность входного тока и облегчает задачу фильтрации высокочастотных составляющих;
- максимальное напряжение на транзисторе равно лишь выходному напряжению.

Недостатком схемы является невозможность активного ограничения перегрузки по току, так как в последовательной цепи отсутствует управляемый ключевой элемент.

Корректор коэффициента мощности, приведенный на рисунке 2.7, используется в устройствах, не требующих рекуперации энергии в питающую сеть из цепи постоянного тока.

При включении транзистора к дросселю прикладывается выпрямленное напряжение $U_{вх}$ и ток дросселя i_L нарастает. Этот ток сравнивается с задающим сигналом, который формируется из входного напряжения:

$$i_3 = K \times u_{вх}.$$

При $i_L = i_3 + e$, где e – ширина гистерезиса компаратора, транзистор выключается и ток дросселя начинает спадать. Спадание тока продолжается до уровня $i_L = i_3 - e$. В этот момент вновь включается транзистор, ток i_L начинает нарастать и т. д.

Таким образом, формируется ток через дроссель с огибающей в виде положительных синусоидальных полуволн, пропорциональных напряжению $u_{вх}$, а следовательно, на входе выпрямителя получается синусоидальный ток, совпадающий по фазе с напряжением сети. При этом выходное напряжение корректора коэффициента мощности должно быть больше амплитуды выпрямленного напряжения.

В рассмотренной схеме с постоянным гистерезисом частота коммутации транзистора переменна в пределах полуволн напряжения сети. Для неизменности частоты возможно применение компаратора с адаптивным гистерезисом.

Недостаток корректора коэффициента мощности – повышенное выходное напряжение, которое должно быть больше амплитуды выпрямленного сетевого напряжения, что приводит к необходимости использования высоковольтных элементов силовой цепи основного канала.

Расчет параметров элементов корректора коэффициента мощности, реализованного на основе преобразователя постоянного напряжения повышающего типа, аналогичен расчету, приведенному в п. 2.3.10 «Расчет разрядного устройства».

2.3.3 Однофазный активный выпрямитель напряжения

Недостатка корректора коэффициента мощности (повышенное выходное напряжение, которое должно быть больше амплитуды выпрямленного сетевого напряжения) лишена схема однофазного активного мостового выпрямителя (рис. 2.8), решающего задачу выпрямления напряжения питающей сети, задачу компенсации искажений потребляемого тока, и его фазового сдвига относительно напряжения сети.

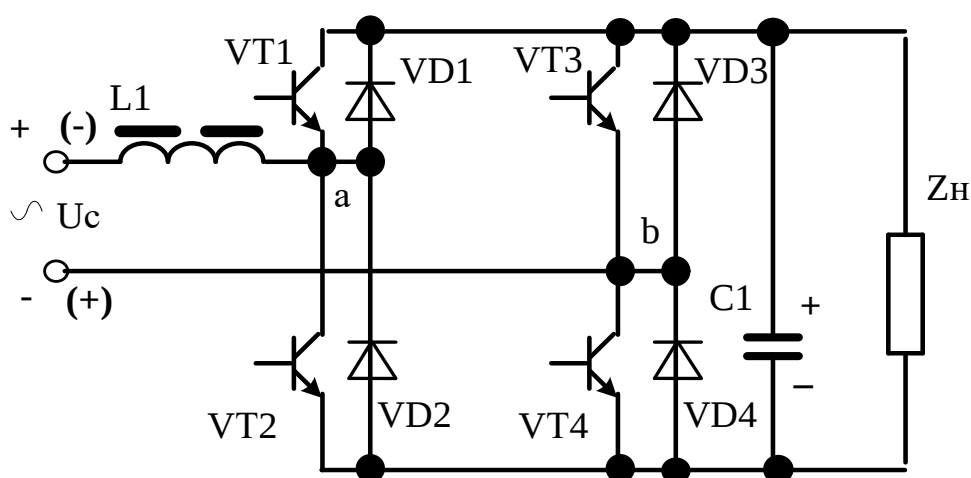


Рисунок 2.8 – Схема однофазного активного мостового выпрямителя

Силовая схема активного выпрямителя напряжения (АВН) полностью совпадает со схемой однофазного автономного инвертора напряжения (рис. 2.10) и представляет собой инверсное подключение схемы автономного инвертора напряжения относительно зажимов блока питания и нагрузки [36].

Характерные особенности, присущие активному выпрямителю:

- полностью управляемые ключи на основе встречно-параллельно включенных транзисторов и диодов, обладающие двухсторонней проводимостью тока при наличии включающих сигналов управления;
- буферный реактор **L1**, включенный в диагональ моста по переменному току;

– фильтрующий конденсатор **С1** на выходе выпрямителя, включенный параллельно нагрузке.

Эти особенности в сочетании с алгоритмом управления ключами методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) по синусоидальному закону обеспечивают работу преобразователя как в режиме выпрямителя, так и в режиме инвертора при неизменной полярности выходного напряжения, обеспечивая двухстороннюю передачу энергии от питающей сети к нагрузке и обратно. С помощью ШИМ реализуется режим принудительного формирования потребляемого из сети синусоидального тока, совпадающего по фазе с напряжением сети, и обеспечивается заданный уровень постоянного выходного напряжения.

Сигналы управления ключами АВН формируются путем сравнения двух синусоид, сдвинутых друг относительно друга на 180° , с пилообразным двухполярным опорным напряжением. Изменение фазы модулирующей синусоиды устройства управления относительно фазы напряжения сети позволяет реализовать ШИМ выходного напряжения U_{ab} (рис. 2.9) мостового инвертора по синусоидальному закону и регулировать фазу его импульсов в обоих режимах (передача энергии от питающей сети к нагрузке и обратно).

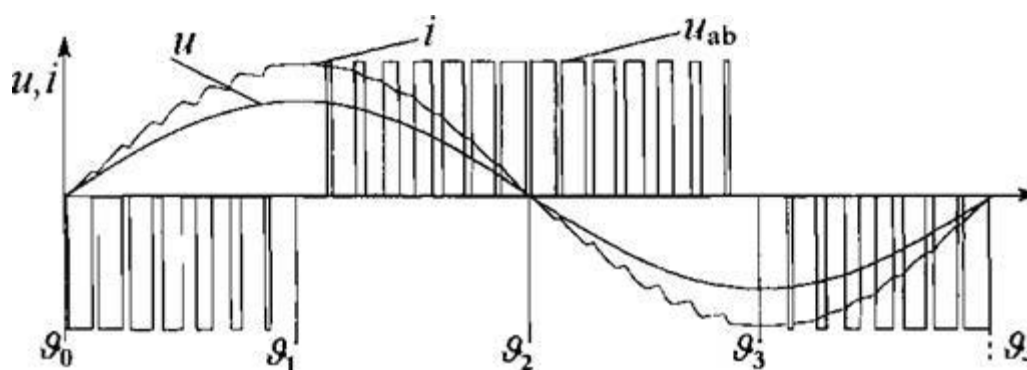


Рисунок 2.9 – Кривые потребляемого тока и сетевого напряжения

На рисунке 2.9 приведен случай, когда импульсы напряжения U_{ab} сдвинуты относительно фазы напряжения сети на 90° . На интервале времени $\vartheta_0 \div \vartheta_1$ при полярности напряжения сети без скобок при открытых ключах VT2, VT4 ток протекает по цепи $[(+U_c)-L1-VT2-VD4-(-U_c)]$. В напряжении U_{ab} формируется нулевая пауза, а источник замыкается на индуктивность L1, ток в которой нарастает. При включении VT3 диод VD4 запирается напряжением U_{c1} , формируется отрицательный импульс напряжения U_{ab} , а на индуктивности L1 развивается ЭДС самоиндукции обратной полярности, определяемая разностью $(U_{c1} - U_c)$. Ток в индуктивности L1 спадает, а емкость C1 подзаряжается. В момент времени ϑ_1 система управления изменяет алгоритм включения ключей. На интервале $\vartheta_1 - \vartheta_2$ формируется последовательность импульсов напряжения U_{ab} положительной полярности, а потребляемый ток имеет синусоидально спадающий характер.

При отрицательной полуволне сетевого напряжения на интервалах $(\vartheta_2 - \vartheta_3)$ и $(\vartheta_3 - \vartheta_4)$ процессы повторяются, т. е. происходит подзаряд конденсатора C1 при потреблении из сети синусоидального тока, синфазного с напряжением сети.

Высшие гармоники кривой входного тока фильтруются с помощью индуктивности буферных реакторов L1. При этом эффективность работы фильтра зависит от величины несущей частоты, с которой переключаются транзисторы. Реактивная мощность высокой частоты, преобразуемая в реактивную мощность более низкой частоты, увеличивается в число раз, равное отношению несущей частоты к сетевой частоте, и подавление высших гармоник, содержащихся в кривой потребляемого активным выпрямителем тока, осуществляется при меньшем значении индуктивности буферных реакторов. В настоящее время активные выпрямители большой мощности работают при значении несущей частоты до десятков кГц. Выбор несущей частоты определяется частотными характеристиками используемой элементной базы.

2.3.4 Расчет параметров активного выпрямителя напряжения

Исходные данные для расчета активного выпрямителя напряжения:

$$U_{cmin} = (1 - 0,15)U_c = 0,85 \times 220 = 187 \text{ В};$$

$$U_{cmax} = (1 + 0,1)U_c = 1,1 \times 220 = 242 \text{ В};$$

$U_d = 170 \text{ В}$ – стабилизированное выпрямленное напряжение;

$$I_{d\text{наиб}} = 4,2 \text{ А}.$$

Принятая в данном варианте частота квантования **10 кГц** (при реализации АВН на биполярных транзисторах).

Наибольшее действующее значение тока, потребляемого выпрямителем:

$$I_c = \frac{U_d I_d}{\eta_b U_{cmin}} = \frac{170 \times 4,2}{0,98 \times 187} \approx 3,9 \text{ А},$$

где η_b – КПД выпрямителя принимается равным 0,98.

Определяются параметры полупроводниковых элементов.

Максимальное напряжение на транзисторах и диодах выпрямителя:

$$U_{VTmax} = U_{VDmax} = U_d + K_{n(f_m)} U_d \approx 170 \text{ В},$$

где $K_{n(f_m)} U_d = \frac{50}{f_m} U_{m(50)} = \frac{50}{10000} 10 = 0,05 \text{ В}$ – допустимые пульсации

напряжения для конденсаторов **K50-29 22 мкФ (350 В)** на частоте **10 кГц**.

Максимальное значение тока транзисторов определяется амплитудой потребляемого тока:

$$I_{VTmax} = \sqrt{2} I_c = 1,41 \times 3,9 \approx 5,5 \text{ А}.$$

Среднее значение тока диодов:

$$I_{VDcp} = \frac{I_{d\text{наиб}}}{2} = \frac{3,9}{2} \approx 2 \text{ А}.$$

Индуктивность дросселя **L1** (буферного реактора) находится из выражения:

$$L_{\Phi} \geq \frac{(1-\gamma)R_n^!}{2f_m} = \frac{(1-0,5)40}{2 \times 10^4} = 10^{-3} \text{ Гн},$$

где γ – относительная длительность импульса изменяется в диапазоне $0 < \gamma < 1$ (см. рис. 2.9), принимается $\gamma = 0,5$.

Выбирается дроссель Д17-2 с характеристиками **2 мГн, 6,3 А**.

Для расчета емкости конденсатора фильтра необходимо задаться коэффициентом пульсаций выпрямленного напряжения. При частоте квантования **10 кГц** допустимая амплитуда пульсаций напряжения для используемых конденсаторов **К50-29 22 мкФ (350 В)**:

$$U_{f_{\text{мдоп}}} = U_{m(50)} \frac{50}{f_m} = \frac{10 \times 50}{10000} = 0,05 \text{ В}.$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения определится из выражения:

$$K_n^! = \frac{U_{f_{\text{мдоп}}}}{U_d} = \frac{0,05}{170} = 3 \times 10^{-4}.$$

Емкость конденсатора определяется по выражению:

$$C_{\Phi} = \frac{1-\gamma}{16L_{\Phi} f_m^2 K_n^!} = \frac{1-0,5}{16 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^8 \times 3 \times 10^{-4}} = 0,52 \times 10^{-3} \text{ Ф}.$$

Устанавливается фильтр из двадцати четырех параллельных конденсаторов **К50-29-22 мкФ (350 В)**.

2.3.5 Выбор и расчет схемы силового инвертора

Центральным узлом, определяющим выбор схемных решений других блоков силовой цепи СГЭП, является регулируемый инвертор [2, 3, 4, 6, 8, 13, 17, 19, 20, 25, 30, 32, 34]. В качестве ключей в автономных инверторах возможно использование транзисторов, одно- или двухоперационных тиристоров. При использовании однооперационных тиристоров схему дополняют элементами, обеспечивающими искусственную (принудительную) коммутацию тиристоров. Одним из главных элементов узла искусственной

коммутации является конденсатор. Кроме задачи запираания тиристоров конденсаторы участвуют и в формировании кривой синусоидального выходного напряжения инвертора. В связи с этим различают три группы инверторов: инверторы напряжения, инверторы тока, резонансные инверторы.

Основные отличительные признаки автономных инверторов

1а – для инвертора напряжения (рис. 2.10) [9, 15] в качестве источника питания необходим источник напряжения (выпрямитель с конденсаторным выходом для шунтирования источника питания по переменному току либо аккумуляторная батарея).

1б – для возврата реактивной энергии нагрузки в источник питания параллельно ключам устанавливаются обратные диоды.

1в – выходное напряжение такого инвертора имеет прямоугольную форму.

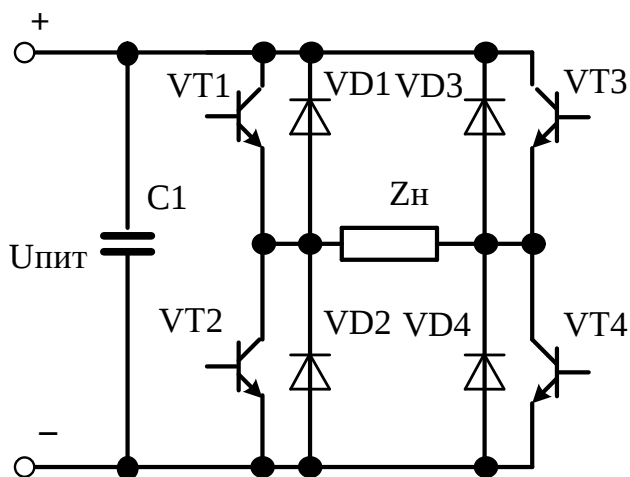


Рисунок 2.10 – Инвертор напряжения на биполярных транзисторах

2а – в автономном инверторе тока (рис. 2.11) [15] источник питания должен работать в режиме источника тока, что достигается путем включения в цепь источника напряжения последовательно большой индуктивности.

2б – параллельно нагрузке подключается конденсатор, формирующий кривую выходного напряжения и обеспечивающий принудительную коммутацию тиристоров. Кривая выходного напряжения состоит из участков экспонент заряда и разряда конденсатора и имеет форму, близкую к синусоиде.

2в – в транзисторных вариантах инверторов тока для защиты транзисторов от обратного напряжения последовательно с транзисторами включают диоды.

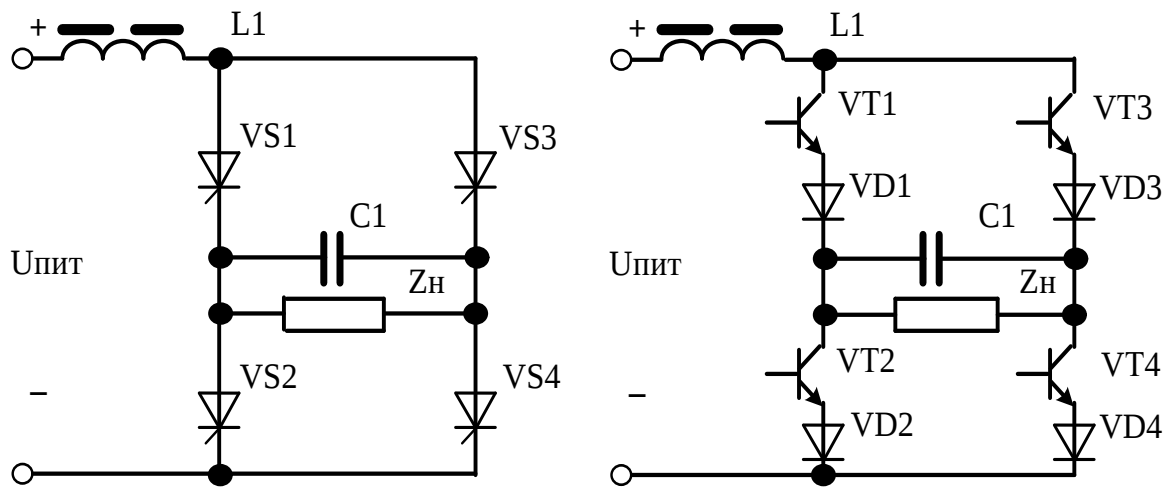


Рисунок 2.11 – Инверторы тока

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

3. В автономном резонансном инверторе (рис. 2.12) [15] конденсатор можно включать последовательно с нагрузкой либо параллельно последней. Колебательный процесс перезаряда конденсатора в цепи с источником питания и индуктивностью, специально введенной или имеющейся в нагрузке, формирует ток, приближающийся по форме к синусоиде.

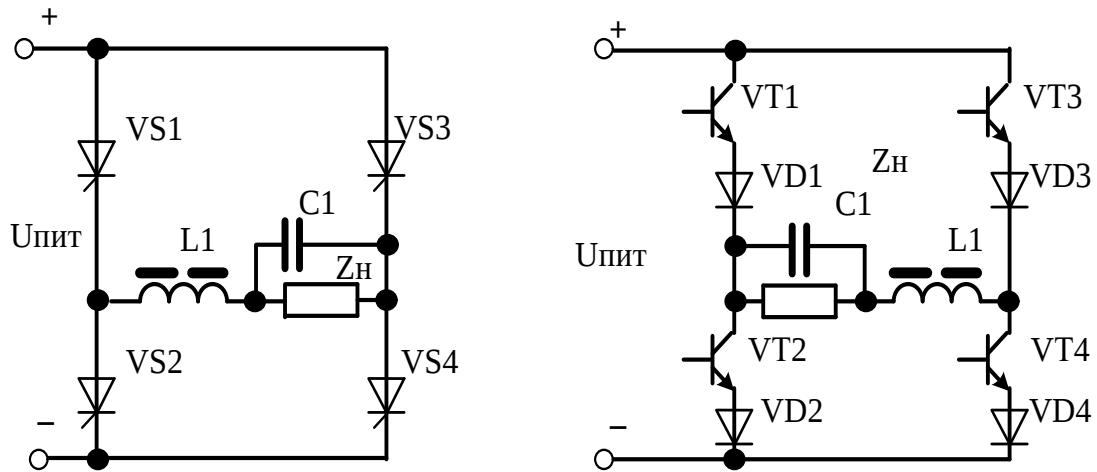


Рисунок 2.12 – Резонансные инверторы

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 их проектировании.

Для решения задачи формирования регулируемого напряжения могут быть использованы схемы автономных инверторов напряжения – нулевого, полумостового, инвертора с накопительными конденсаторами, мостового, реализующих однополярную ШИМ [14, 20, 30] по синусоидальному закону, которая имеет лучший спектральный состав, чем двуполярная с многократной модуляцией на полупериоде частоты выходного напряжения.

При реализации однополярной ШИМ схемами инверторов (нулевой, полумостовой, инвертором с накопительными конденсаторами) для создания нулевых пауз в выходном напряжении инвертора в режиме регулирования необходимо применять дополнительные ключи, закорачивающие (шунтирующие) выход инвертора при выключении основных ключей.

На рисунке 2.13 приведена схема нулевого регулируемого инвертора со сбросом энергии в источник питания GB1 либо емкостной фильтр выпрямителя [16].

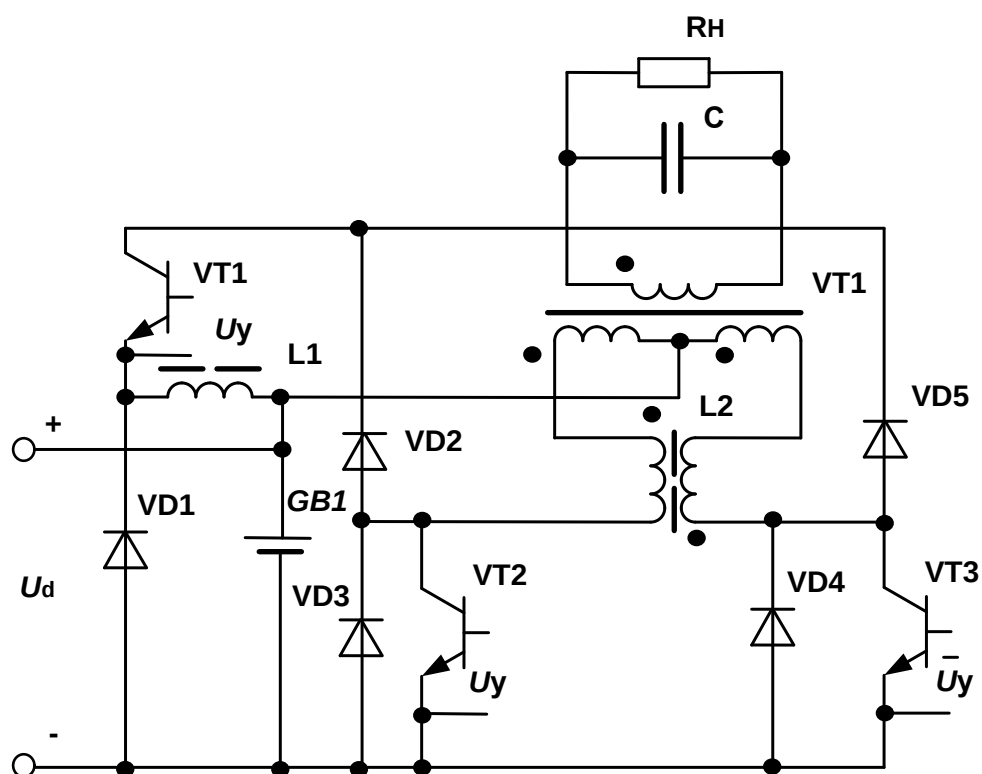


Рисунок 2.13 – Нулевой регулируемый инвертор со сбросом энергии в источник питания (АБ)

Из известных конфигураций автономных инверторов напряжения рассматривается мостовая (рис. 2.14).

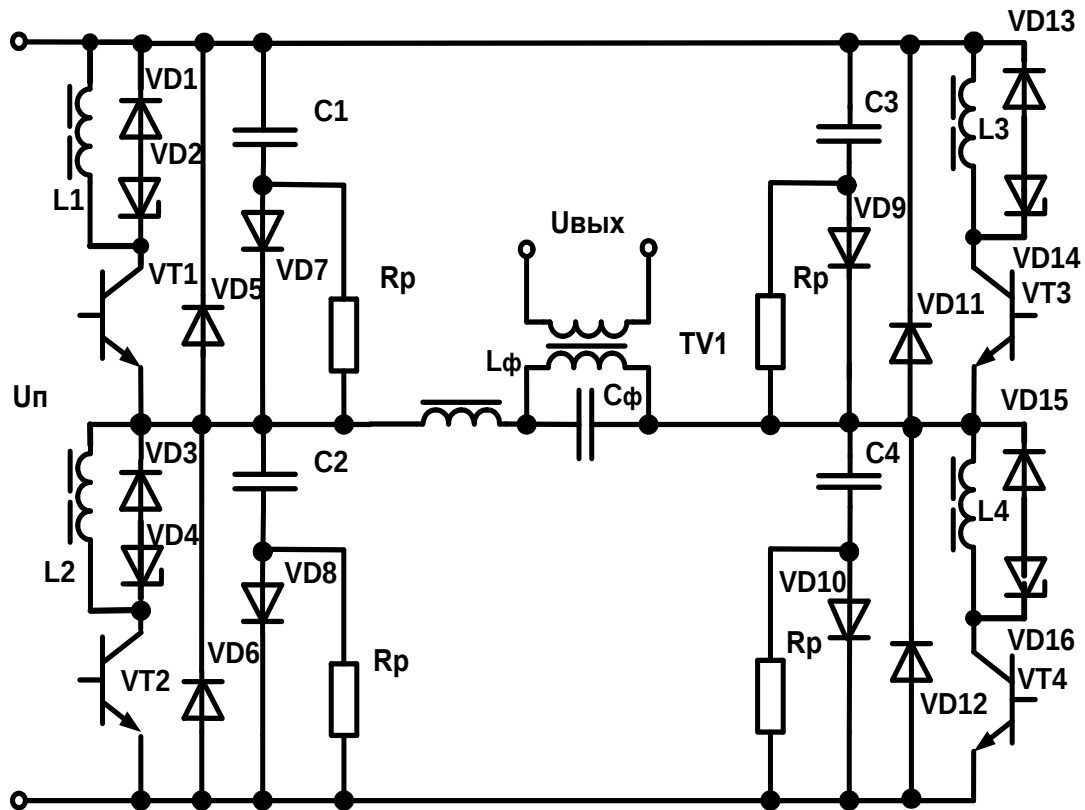


Рисунок 2.14 – Мостовой транзисторный инвертор с защитой ключей от перенапряжения и сверхтоков

В системе управления ключами инвертора используется эталонное синусоидальное или ступенчатое аппроксимирующее синусоиду напряжение. Эталонное напряжение сравнивается с пилообразным развертывающим напряжением, при этом формируется импульсная последовательность сигналов управления ключами инвертора. Благодаря этому длительность импульса выходного напряжения пропорциональна наибольшему значению эталонного напряжения на соответствующем интервале. Иллюстрирующие такой способ регулирования временные диаграммы приведены на рисунке 2.15. Ключи (K1, K2) одной из стоек инвертора переключаются с частотой питающей сети (в данном случае 50Гц), а ключи (K3, K4) другой

стойки – на повышенной частоте по сигналам управления с изменяемой по синусоидальному закону (рис. 2.15) длительностью.

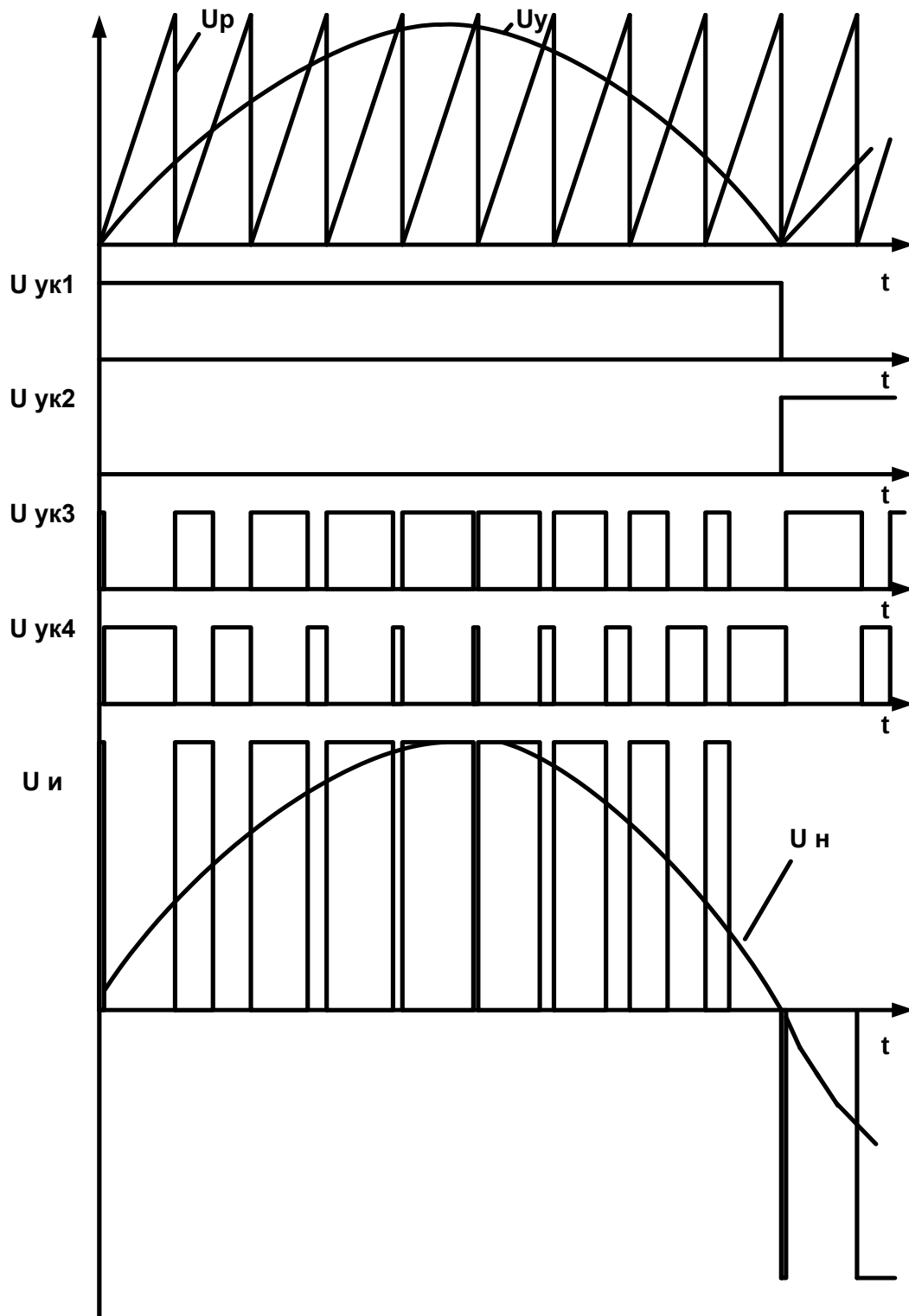


Рисунок 2.15 – Временные диаграммы работы ключей инвертора с синусоидальным выходным напряжением

К наиболее важным моментам расчетов инвертора на этапе эскизного проектирования следует отнести определение основных электрических параметров силового транзистора. На выбор в качестве ключей инвертора того или иного типа транзисторов влияют уровень входного напряжения, максимального тока нагрузки и частота работы инвертора. Использование биполярных транзисторов ограничивает диапазон частоты инвертирования на уровне **(10÷15) кГц** ростом динамических потерь. Принятая в данном варианте частота инвертирования **10 кГц** (обосновывается частотными характеристиками биполярных транзисторов, используемых в качестве ключей инвертора). Использование в качестве ключей инвертора полевых (**MOSFET**) или **IGBT**-транзисторов позволяет повысить частоту инвертирования до сотен килогерц.

Исходными данными для расчета транзисторного инвертора являются:

- максимальное входное напряжение – $U_{dmax} = 341\text{В}$;
- выходная мощность СГЭП – $U_n I_n = 220 \times 3\text{ ВА}$;
- характер нагрузки – **активно-индуктивный**.

В соответствии со схемой СГЭП (рис. 2.3) питание инвертора осуществляется от выпрямленной сети или от АБ через разрядное устройство. Условившись, что выходное напряжение РУ находится в диапазоне изменения выпрямленного сетевого напряжения, расчеты ведутся от параметров последнего.

(Расчеты параметров АБ приведены в п. 2.3.9, а РУ – в п. 2.3.10.)

Наибольшее напряжение, прикладываемое к закрытым транзисторам инвертора, приведенного на рисунке 2.14, определяется значением $U_{dmax} = 341\text{ В}$ наибольшего выпрямленного напряжения сети переменного тока в режиме холостого хода (при отключенной нагрузке).

При формировании инвертором с LC-фильтром на выходе напряжения синусоидальной формы через транзисторы протекает ток, амплитудное значение которого определяется выражением:

$$I_{VTmax} = \sqrt{2} \frac{U_n I_n}{\eta_{\phi 2} \eta_{tr} \frac{(U_{dmin} - 2\Delta U_{VT})}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{2} \times 220 \times 3}{0,96 \times 0,98 \times \frac{(170 - 2)}{\sqrt{2}}} \approx 8,4 \text{ A},$$

где предварительно принимается:

$\eta_{tr} = 0,96$ – КПД трансформатора средней мощности;

$\eta_{\phi 2} = 0,98$ – КПД выходного фильтра;

$\Delta U_{VT} = 1,0 \text{ В}$ – падение напряжения на открытых транзисторах инвертора (принятое предварительно).

Током намагничивания трансформатора можно пренебречь, т. к. он составляет единицы процентов от тока нагрузки, приведенного к первичной обмотке.

По основным характеристикам (току и напряжению) для реализации ключей выбираются биполярные транзисторы **2Т847Б** с параметрами (приложение Р):

$U_{кэ} = 650 \text{ В}; I_k = 15 \text{ А}; \beta_{min} = 8; U_{БЭ} = 1,5 \text{ В}; \Delta U_{кэ} = 1 \text{ В};$

$t_{вкл} = 1 \text{ мкс}; t_{выкл} = 1,5 \text{ мкс}; I_{к0} = 1,5 \text{ мА}.$

Обратные диоды инвертора, работающего на активно-индуктивную нагрузку, обеспечивают возврат реактивной энергии в конденсатор входного фильтра и закорачивание (шунтирование) выхода инвертора для формирования нулевых пауз при широтно-импульсном регулировании выходного напряжения. Максимальное напряжение, прикладываемое к диодам, определяется наибольшим значением выпрямленного сетевого напряжения $U_{VDобр. max} = 341 \text{ В}$, а ток, протекающий по ним, не превышает тока транзисторов.

Выбираются высокочастотные диоды **2Д2990А**, имеющие следующие характеристики (приложение Т):

$U_{обр} = 600 \text{ В}; I_n = 20 \text{ А}; \Delta U_{VD} = 1,2 \text{ В}; f_{max} = 200 \text{ кГц}; t_{восст} = 0,15 \text{ мкс}.$

Инвертор, выполненный на биполярных транзисторах с управлением сигналами типа меандр, при работе на активно-индуктивную нагрузку

имеет большие динамические (коммутационные) потери из-за сквозного тока в стойках инвертора вследствие того, что при выключении транзисторные ключи, работающие в режиме глубокого насыщения, обеспечивающего минимум статических потерь, остаются открытыми на время рассасывания неосновных носителей в области базы, в то время как противотактные ключи открываются [15] (см. рис. 2.16).

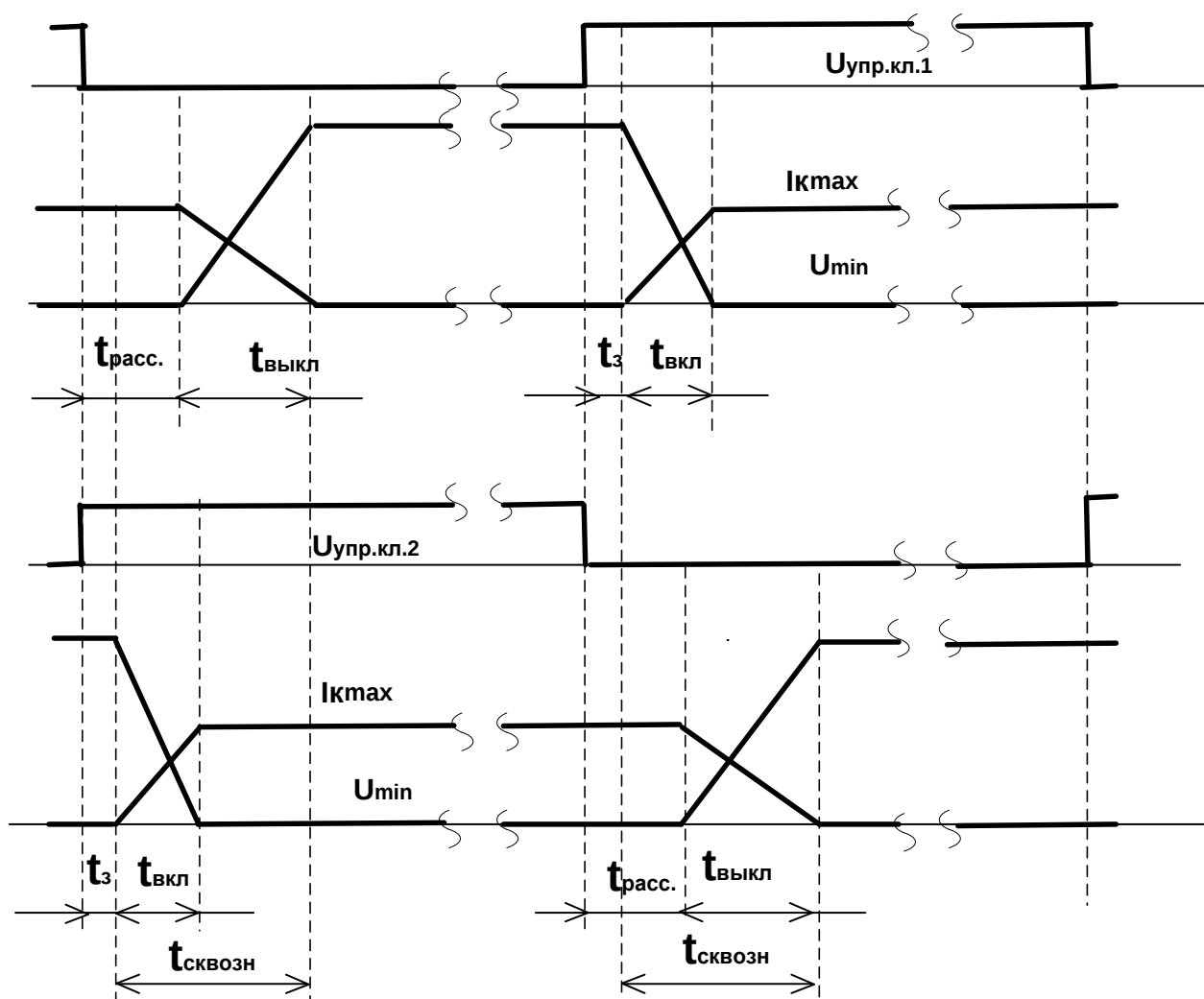


Рисунок 2.16 – Временные зависимости тока и напряжения ключей стойки инвертора, работающего на индуктивную нагрузку

Для обеспечения нормального теплового режима работы инвертора необходимо определить мощность потерь в ключах (транзисторах и обратных

диодах). Суммарные потери в ключах инвертора при широтно-импульсной модуляции выходного напряжения по синусоидальному закону складываются из статических и динамических потерь в коллекторных цепях транзисторов и обратных диодах.

Статические потери на ключах инвертора, выполненного на биполярных транзисторах, складываются из мощности потерь при открытом и закрытом состояниях транзистора и определяются по выражению [34]:

$$P_{VTст} = I_{VTcp}^2 \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\mu \cos \varphi}{8} \right)^2 r_{VTдиф} + \Delta U_{VT} I_{VTcp} \mathbf{B} =$$

$$= (5,36)^2 \left(\frac{1}{6,28} + \frac{1 \times \cos 30^\circ}{8} \right)^2 0,4 + 1,0 \times 5,36 \times 0,46 \approx 3,2 \text{ Вт},$$

где $I_{VTcp} = \frac{I_{VTmax}}{1,1 \cdot \sqrt{2}} = \frac{8,4}{1,1 \cdot 1,41} = 5,36 \text{ А}$ – усредненное значение тока

ключа (транзистора) на полупериоде низкой частоты;

$\Delta U_{VT} = 1,0 \text{ В}$ – прямое падение напряжения на транзисторе **2Т847Б** по вольт-амперной характеристике;

$\mathbf{B} = 0,46$ – 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 из условий ТЗ;

$r_{VTдиф} = 0,4 \text{ Ом}$ – дифференциальное сопротивление транзистора **2Т847Б** по вольт-амперной характеристике.

Потери в транзисторах, находящихся в закрытом состоянии, значительно меньше и ими можно пренебречь.

Мощность динамических потерь в транзисторах инвертора без формирования коммутационных пауз в управлении достигает значительных величин, и при линейной аппроксимации траектории переключения (рис. 2.16) определяется выражением [34]:

$$P_{VTдин} = 2 \frac{U_{дн\text{анб}} I_{VTcp} t_{сквоз.}}{2T_M} = \frac{2 \times 220 \times 5,36 \times 1,5 \times 10^{-6}}{2 \times 10^{-4}} \approx 18 \text{ Вт},$$

где $U_{дн\text{анб}} = \frac{U_{сmax}}{1,11} = \frac{1,1U_c}{1,11} = \frac{1,1 \times 220}{1,11} = 220 \text{ В}$ – наибольшее напряжение на входе инвертора под нагрузкой;

$t_{сквоз.} = t_{расс.} + t_{выкл}$ – время переключения стойки инвертора;

$T_M = \frac{1}{f_m} = \frac{1}{10^4} = 10^{-4} \text{ с}$ – период частоты преобразования (модуляции).

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

$$\begin{aligned} P_{VDст} &= I_{VD}^2 \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\mu \cos \varphi}{8} \right)^2 r_{VDдиф} + \Delta U_{VD} I_{VD} a = \\ &= (5,36)^2 \left(\frac{1}{6,28} + \frac{1 \times \cos 30^\circ}{8} \right)^2 0,3 + 1,2 \times 5,36 \times 0,19 \approx 1,8 \text{ Вт}, \end{aligned}$$

где I_{VD} – среднее значение тока диода на полупериоде частоты сети;

$\Delta U_{VD} = 1,2 \text{ В}$ – прямое падение напряжения на диоде (с учетом вольт-амперной 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 (определяется вольт-амперной характеристикой).

Динамические потери в диодах определяются выражением [34]:

$$P_{VDдин} = \frac{1}{4} U_{дн\text{анб}} Q_{VD} f_m = 0,25 \times 220 \times 10^{-6} \times 10^4 \approx 0,6 \text{ Вт},$$

где Q_{VD} – заряд восстановления диода, принимается равным 10^{-6} Кл (ТУ на диоды 2Д2990А).

Суммарные потери в ключе ВЧ-стойки:

$$P_{кл} = P_{VTст} + P_{VTдин} + P_{VDст} + P_{VDдин} = 3,2 + 18 + 1,8 + 0,6 = 23,6 \text{ Вт.}$$

КПД инвертора, выполненного на биполярных транзисторах, определяется выражением:

$$\eta_{и} = \frac{P_{и} - 2P_{пот.вч.кл.} - 2P_{пот.нч.кл.}}{P_{и}} = \frac{730 - 2 \times 23,6 - 2 \times 5}{730} \approx 0,92.$$

Коммутация индуктивного тока нагрузки ключами инвертора вызывает неконтролируемое увеличение напряжения на его ключах, поэтому для их защиты от перенапряжений и уменьшения динамических потерь параллельно транзисторам устанавливаются защитные LCD-цепи. Использование LCD-цепей, приведенных на рисунке 2.14, для формирования траектории переключения ключей (рис. 2.17) позволяет значительно уменьшить потери в транзисторах и повысить надежность инвертора [33].

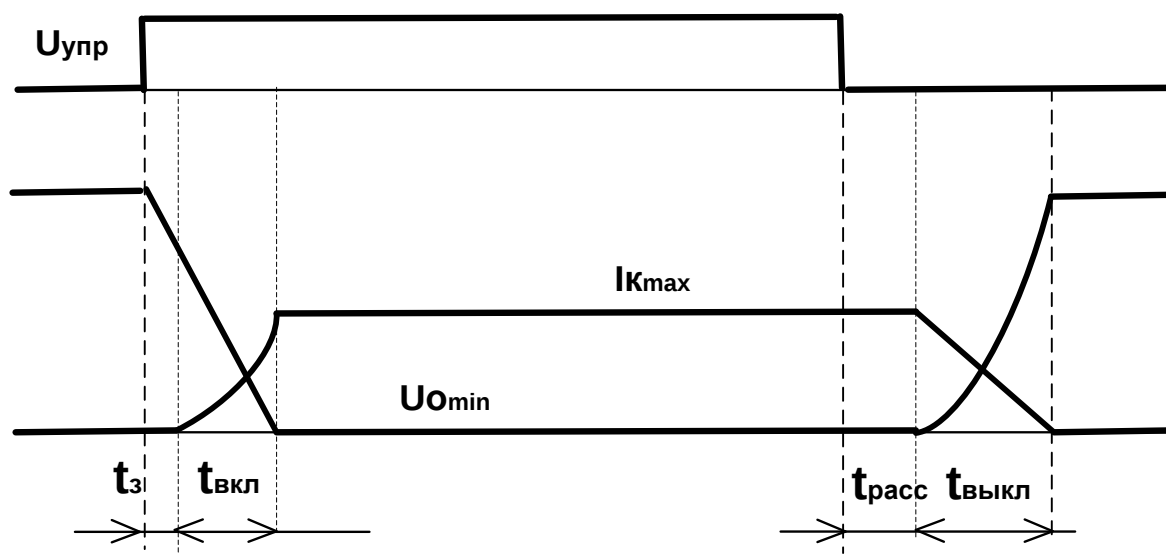


Рисунок 2.17 – Временные зависимости токов и напряжений ключа инвертора с LCD-цепью

Уменьшение динамических потерь в транзисторе при включении достигается ограничением скорости нарастания тока путем установки в коллекторную цепь последовательно индуктивности, шунтированной обратным диодом и мощным стабилитроном, ускоряющим процесс вывода энергии из индуктивности.

Минимум динамических потерь в транзисторе за время включения достигается при выполнении условия [33]:

$$L = \frac{U_{\text{дн.об}}}{I_n} t_{\text{вкл}} \frac{2}{9} = \frac{220}{5,36} \times 1 \times 10^{-6} \times \frac{2}{9} \approx 9,4 \text{ мкГн}.$$

По результатам расчета выбираются:

- дроссель Д17-1 с параметрами (приложение К): $L = 20 \text{ мкГн}$;
 $I_n = 25 \text{ А}$; $f_{\text{гр}} = 100 \text{ кГц}$; $R = 0,015 \text{ Ом}$;
- диод 2Д245А с параметрами (приложение Т): $U_{\text{обр}} = 400 \text{ В}$;
 $I_n = 10 \text{ А}$; $f_{\text{гр}} = 200 \text{ кГц}$;
- стабилитрон Д815А с параметрами (приложение У): $U_{\text{ст}} = 5,6 \text{ В}$;
 $I_{\text{ст max}} = 1,4 \text{ А}$; $P = 5 \text{ Вт}$.

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

$$P_{\text{стаб}} = \frac{LI_n^2}{2} f_m = \frac{20 \times 10^{-6} \times 5,36^2}{2} \times 10^4 \approx 2 \text{ Вт}.$$

Суммарные потери в транзисторе и LCD-цепи зависят от величины емкости конденсатора. При отношении времени заряда конденсатора до напряжения источника питания ко времени выключения транзистора, равном $\frac{2}{3}$, наблюдается минимум динамических потерь, и величина емкости конденсатора определяется соотношением [33]:

$$C = \frac{2I_n t_{\text{выкл}}}{9U_{\text{дн.об}}} = \frac{2 \times 5,36 \times 1,5 \times 10^{-6}}{9 \times 220} \approx 8 \times 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Выбирается конденсатор (приложение Ж) **K78-2** с емкостью $C = 8,2 \text{ нФ}$ и напряжением $U_{\text{Сном}} = 1000 \text{ В}$.

Параметры диода, включенного последовательно с конденсатором, считаются из условий максимального импульсного зарядного тока конденсатора, равного коллекторному току транзистора, и обратного напряжения, прикладываемого к диоду, определяемого максимальным напряжением источника питания. Выбирается диод **2Д230Б** (приложение Т), имеющий характеристики:

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

Сопротивление зарядного резистора, как правило, включенного последовательно с конденсатором **LCD**-цепи, рассчитывается из условия ограничения зарядного тока конденсаторов **LCD**-цепей на уровне максимально допустимого импульсного коллекторного тока транзисторов при коммутации ключей стойки инвертора, работающего на повышенной частоте в режиме холостого хода при максимальном напряжении питающей сети. Однако в данной схеме этот ток ограничивается индуктивностями, установленными последовательно с транзисторами, на уровне тока нагрузки, следовательно, и зарядный резистор в **LCD**-цепи не нужен. Разряд конденсатора защитной **LCD**-цепи осуществляется на интервале $\gamma = \frac{t_{\text{имп}}}{T_{\text{м}}}$ открытого транзистора. Выходное напряжение инвертора регулируется изменением относительной длительности открытого состояния ключей высокочастотной стойки по синусоидальному закону в пределах от нуля до единицы ($0 \leq \gamma < 1$).

При изменении относительной длительности в пределах $0 \leq \gamma \leq 0,5$ времени для разряда конденсатора может быть недостаточно, но протекающий по ключу ток при $\cos\phi = 0,87$ (т. е. при $\cos\phi$, близком к единице), меньше чем $0,5I_{\text{нmax}}$, и перенапряжение на транзисторе в этом случае невелико (не более выпрямленного напряжения питающей сети) и определяется по выражению:

$$\Delta U_{VT} = \frac{2 \times 0,5 \times I_{VTmax} \times t_{выкл}}{9C} = \frac{2 \times 0,5 \times 8,4 \times 1,5 \times 10^{-6}}{9 \times 8,2 \times 10^{-9}} \approx 170 \text{ В}.$$

Напряжение на конденсаторе **LCD**-цепи не превышает напряжения источника питания.

Сопротивление разрядного резистора ограничивает ток разряда конденсатора **LCD**-цепи на уровне, не превышающем допустимый ток ключа, при этом должно выполняться условие:

$$R_p = \frac{t_{разр}}{(3 \div 5)C} = \frac{0,5 \times 10^{-4}}{5 \times 8,2 \times 10^{-9}} \approx 1,2 \text{ кОм},$$

где $t_{разр}$ – время разряда конденсатора, принято равным полупериоду частоты инвертирования.

Расчетная мощность разрядного резистора определяется из условия, что энергия конденсатора выделится на этом сопротивлении:

$$P_p = \frac{CU_{дн\text{аиб}}^2}{2T_m} = \frac{8,2 \times 10^{-9} \times 220^2}{2 \times 10^{-4}} \approx 2,0 \text{ Вт}.$$

Выбирается резистор **ОМЛТ-2 – 1,5 кОм** (приложение Г).

Динамические потери в транзисторах с цепями формирования траектории рабочей точки находятся из выражения [33]:

$$P_{VTдин} = \frac{U_{дн\text{аиб}} I_{VT} (t_{вкл} + t_{выкл})}{T_m} \left(1 - \frac{4K}{3} + \frac{K^2}{2} \right) =$$

$$= \frac{220 \times 5,36 \times (10^{-6} + 1,5 \times 10^{-6})}{100 \times 10^{-6}} \left(1 - \frac{4 \times 2}{3 \times 3} + \frac{2 \times 2}{2 \times 3 \times 3} \right) \approx 9,6 \text{ ВА},$$

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

Динамическими потерями в ключах низкочастотной стойки можно пренебречь, так как они несоизмеримо малы по сравнению с потерями

в ключах, работающих на повышенной частоте. Мощность потерь в цепи управления транзисторов незначительна, и ею можно пренебречь.

Суммарные потери в ключе ВЧ-стойки с формированием траектории переключения:

$$\begin{aligned} P_{\text{кл}} &= P_{V_{T\text{ст}}} + P_{V_{T\text{дин}}} + P_{V_{D\text{ст}}} + P_{V_{D\text{дин}}} + P_p + P_{\text{стаб}} = \\ &= 3,2 + 9,6 + 1,8 + 0,6 + 2 + 2 = 19,2 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

Использование в ключах инвертора **LCD**-цепей для формирования траектории переключения, приведенной на рисунке 2.17, снижает динамические потери в транзисторах, что приводит к повышению надежности устройства в целом.

Для унификации все четыре транзистора инвертора устанавливаются на радиаторы (чтобы не разделять стойки инвертора на низкочастотные и высокочастотные с целью их взаимозаменяемости).

КПД инвертора, выполненного на ключах на основе биполярных транзисторов с защитными **LCD**-цепями, определяется выражением:

$$\eta_{\text{и}} = \frac{P_{\text{и}} - 2P_{\text{пот.вч.кл.}} - 2P_{\text{пот.нч.кл.}}}{P_{\text{и}}} = \frac{730 - 2 \times 19,2 - 2 \times 5}{730} \approx 0,93,$$

где $P_{\text{пот.вч.кл.}}$ – суммарные потери в ключе высокочастотной стойки инвертора;

$P_{\text{пот.нч.кл.}} = P_{V_{T\text{ст}}} + P_{V_{D\text{ст}}}$ – суммарные потери в ключе низкочастотной стойки инвертора.

Таким образом, использование в инверторе **LCD**-цепей позволяет повысить КПД инвертора.

Повысить КПД мостового инвертора на биполярных транзисторах (рис. 2.18) позволяет введение коммутационных пауз в стойках (уменьшение времени открытого состояния ключей инвертора на время выключения транзисторов) с целью исключения сквозных токов в стойках инвертора, снижает динамические потери, однако при этом уменьшается диапазон регулирования.

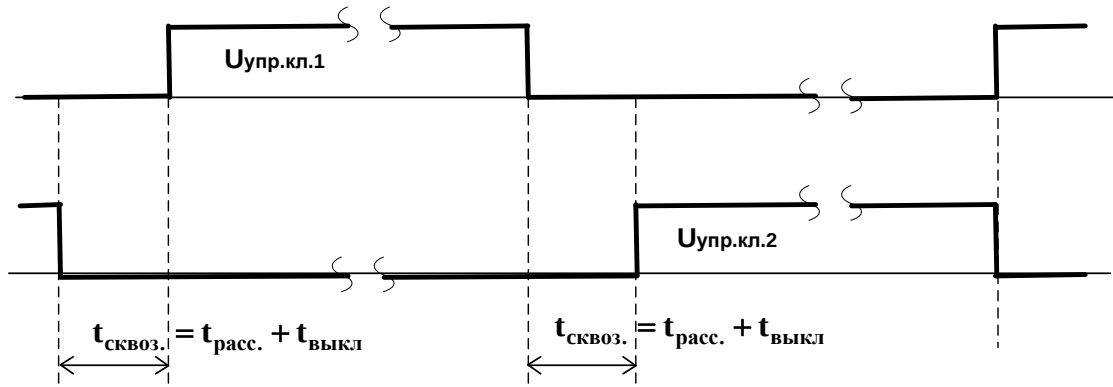


Рисунок 2.18 – Сигналы управления ключами высокочастотной стойки инвертора с формированием коммутационных пауз

Для сравнения приведен расчет потерь в инверторе, реализованном на полевых (**MOSFET**) транзисторах типа **IRFB17N50L** с характеристиками (приложение Р), позволяющим повысить частоту инвертирования до сотен килогерц (примем частоту инвертирования $f_m^1 = 50 \text{ кГц}$, $T_m^1 = \frac{1}{f_m^1} = \frac{1}{50 \times 10^3} = 2 \times 10^{-5} \text{ с}$):

$$U_{DSS \max} = 500 \text{ В}; I_{D \max} = 17 \text{ А}; R_{DS} = 0,28 \text{ Ом}; U_{GS \max} = \pm 30 \text{ В};$$

$$t_{r(\text{on})} = 20 \text{ нс}; t_{d(\text{on})} = 55 \text{ нс}; t_{r(\text{off})} = 45 \text{ нс}; t_{d(\text{off})} = 45 \text{ нс}; C_{iss} = 3000 \text{ пФ}.$$

Статические потери в (**MOSFET**) транзисторе определяются выражением [34]:

$$P_{VTст(MOSFET)} = I_{VTcp}^2 R_{cn} \gamma = 5,36^2 \times 0,28 \times 0,5 \approx 4,0 \text{ Вт},$$

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 [34]:

$$\begin{aligned} P_{VTдин(MOSFET)} &= \frac{U_{дн\text{аиб}} I_{сн\text{max}} t_{вкл}}{2T_m^1} + \frac{U_{дн\text{аиб}} I_{сн\text{max}} t_{выкл}}{2T_m^1} = \\ &= \frac{220 \times 5,36 \times 100 \times 10^{-9}}{2 \times 2 \times 10^{-5}} + \frac{220 \times 5,36 \times 100 \times 10^{-9}}{2 \times 2 \times 10^{-5}} \approx 6,0 \text{ Вт}, \end{aligned}$$

где $t_{\text{вкл}} = t_{\text{выкл}} = 100 \times 10^{-9}$ – время переключения силового транзистора (определяется временем перезаряда емкости $C_{\text{зи}}$, но не менее чем $t_{d(\text{on})} = 55 \text{ нс}$ и $t_{d(\text{off})} = 45 \text{ нс}$).

Статические потери в обратных диодах ключей аналогичны потерям в диодах ключей на биполярных транзисторах.

Динамические потери в диодах определяются выражением [34]:

$$P_{\text{VDдин}} = \frac{1}{4} U_{\text{дн.наб}} Q_{\text{VD}} f_m = 0,25 \times 220 \times 10^{-6} \times 50 \times 10^3 \approx 2,8 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери в ключе ВЧ-стойки:

$$P_{\text{кл}} = P_{\text{VTст}} + P_{\text{VTдин}} + P_{\text{VDст}} + P_{\text{VDдин}} = 4,0 + 6,0 + 1,8 + 2,8 = 14,6 \text{ Вт.}$$

КПД инвертора, выполненного на полевых (MOSFET) транзисторах, определяется выражением:

$$\eta_{\text{и}} = \frac{P_{\text{и}} - 2P_{\text{пот.ВЧ.кл.}} - 2P_{\text{пот.НЧ.кл.}}}{P_{\text{и}}} = \frac{730 - 2 \times 14,6 - 2 \times 5,8}{730} \approx 0,94.$$

Максимальный ток затвора, который должен обеспечить выходной каскад усилителя мощности при включении транзистора (MOSFET) типа IRFB17N50L, определяется выражением [8]:

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

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

Расчет потерь в инверторе на (IGBT) транзисторах типа IRG4BC30U с характеристиками:

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

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

$$C_{\text{ies}} = 1100 \text{ пФ.}$$

Частота для инвертора, реализованного на IGBT транзисторах, принимается равной $f_{\text{м}}^1 = 50 \text{ кГц. } T_{\text{м}}^1 = \frac{1}{f_{\text{м}}^1} = \frac{1}{50 \times 10^3} = 2 \times 10^{-5} \text{ с.}$

Статические потери в инверторе на (IGBT) транзисторах определяются аналогично инвертору на биполярных транзисторах [34]:

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

$$= (5,36)^2 \left(\frac{1}{6,28} + \frac{1 \times \cos 30^\circ}{8} \right)^2 0,4 + 1,0 \times 5,36 \times 0,46 \approx 3,2 \text{ Вт.}$$

Динамические потери определяются выражением [29]:

$$P_{VTдин(IGBT)} = \frac{U_{дннб} I_{сн max} t_{вкл}}{2T_M} + \frac{U_{дннб} I_{сн max} t_{выкл}}{2T_M} =$$

$$= \frac{220 \times 5,36 \times 200 \times 10^{-9}}{2 \times 2 \times 10^{-5}} + \frac{220 \times 5,36 \times 200 \times 10^{-9}}{2 \times 2 \times 10^{-5}} \approx 12,0 \text{ Вт,}$$

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

Статические потери в обратных диодах ключей аналогичны потерям в диодах ключей на биполярных транзисторах.

Динамические потери в диодах определяются выражением [34]:

$$P_{VDдин} = \frac{1}{4} U_{дннб} Q_{VD} f_m = 0,25 \times 220 \times 10^{-6} \times 50 \times 10^3 \approx 2,8 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери в ключе ВЧ-стойки:

$$P_{кл} = P_{VTст} + P_{VTдин} + P_{VDст} + P_{VDдин} = 3,2 + 12,0 + 1,8 + 2,8 = 19,8 \text{ Вт.}$$

КПД инвертора на IGBT-транзисторах определяется выражением:

$$\eta_n = \frac{P_n - 2P_{пот.вч.кл.} - 2P_{пот.нч.кл.}}{P_n} = \frac{730 - 2 \times 19,8 - 2 \times 5}{730} \approx 0,93.$$

Максимальный ток затвора, который должен обеспечить выходной каскад усилителя мощности при включении IGBT-транзистора типа IRG4BC30U, определяется выражением [8]:

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

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

Из результатов приведенных выше расчетов следует, что наиболее целесообразно выполнить инверторы на полевых (**MOSFET**) или **IGBT**-транзисторах, имеющие меньшие потери даже при более высокой частоте инвертирования (повышение частоты положительно скажется на проектировании выходного фильтра), чем на биполярных транзисторах, а следовательно, выше и КПД.

Использование транзисторного модуля **IM512-L6x** (рис. 2.19) (с характеристиками силовой цепи $U_{си} = 600 \text{ В}$; $I_C = 10 \text{ А}$; $R_{си. max} = 0,33 \text{ Ом}$, цепи управления «0» – $0,9 \text{ В}$; «1» – $2,1 \text{ В}$) в качестве силового инвертора позволяет осуществлять управление ключами непосредственно от схемы управления и отказаться от промежуточных трансформаторных усилителей мощности.

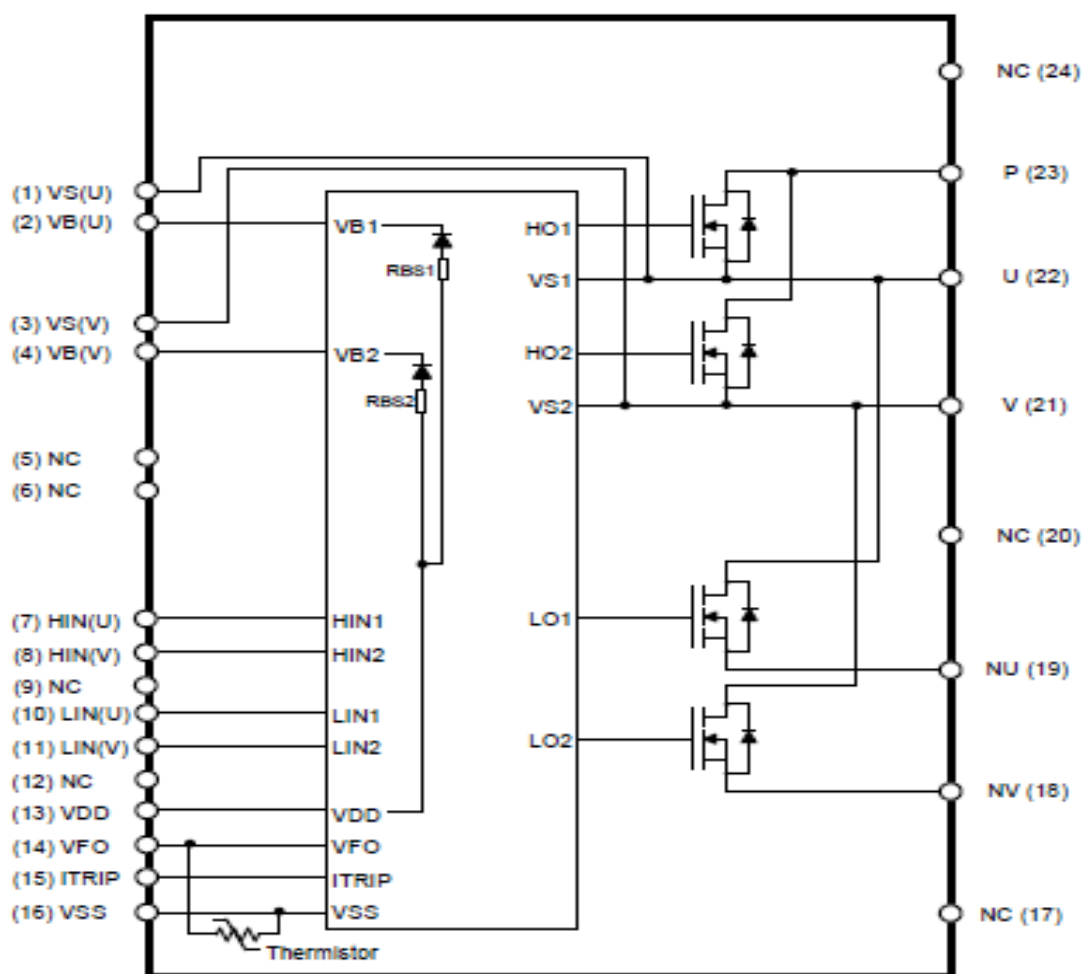


Рисунок 2.19 – Схема транзисторного инверторного модуля IM512-L6x

2.3.6 Расчет выходного фильтра

Выходное напряжение инвертора, изменяемое по синусоидальному закону, при широтно-импульсном регулировании содержит высокочастотные гармоники и не удовлетворяет по качеству требованиям ТЗ. Для обеспечения требуемого коэффициента гармоник ($K_r = 5\%$) выходного напряжения необходима установка сглаживающего фильтра. Расчет параметров фильтра ведется по следующей методике [20]:

– определяется частота ближайшей искажающей гармоники [20]:

$$f_{\min} = (2i - 3) f_c = (2 \times 500 - 3) 50 = 49850 \text{ Гц},$$

где $i = \frac{q}{2} = \frac{10^3}{2} = 500$ – число импульсов на полупериоде выходного напряжения;

$$q = \frac{f_m}{f_c} = \frac{50 \times 10^3}{50} = 10^3 \text{ – кратность квантования;}$$

$f_m = 50 \text{ кГц}$ – частота квантования;

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

– из выражения [20] $K_r [\%] = \frac{20}{\omega_*^2 (2i - 3) - 1}$ по заданному коэффи-

циенту гармоник выходного напряжения ($K_r = 2\%$) находится относительная частота выходного фильтра:

$$\omega_* = \sqrt{\frac{\frac{20}{K_r [\%]} + 1}{(2i - 3)^2}} = \sqrt{\frac{\frac{20}{2} + 1}{(2 \times 500 - 3)^2}} = 0,0033,$$

а из выражения $\omega_* = \frac{\omega_c}{\omega_0} = \frac{2\pi f_c}{2\pi f_0}$ – резонансная (собственная) частота фильтра:

$$f_0 = \frac{f_c}{\omega_*} = \frac{50}{0,0033} \approx 15 \times 10^3 \text{ Гц}.$$

По выражению $\omega_* = \omega_c \times \sqrt{L_\phi C_\phi}$ определяется

$$L_\phi C_\phi = \left(\frac{\omega_*}{\omega_c} \right)^2 = \left(\frac{0,33 \times 10^{-2}}{314} \right)^2 = 110 \times 10^{-12} \text{ ГнФ.}$$

Емкость конденсатора фильтра должна удовлетворять условию $\frac{1}{2\pi f_{\min} C_\phi} \leq \frac{R_{\text{экв}}}{5}$, при котором емкостное сопротивление конденсатора фильтра на частоте первой гармоники пульсаций $f_{\min} = 49850 \text{ Гц}$ должно быть много меньше, чем сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора $R_{\text{экв}}$, определяемое выражением:

$$R_{\text{экв}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{116}{6} \approx 19 \text{ Ом,}$$

где $U_1 = \frac{0,98(U_{\text{дн.н.м}} - 2\Delta U_{\text{кл}})}{\sqrt{2}} = \frac{0,98 \times (170 - 2)}{1,41} \approx 116 \text{ В}$ – действующее значение

стабилизированного напряжения первичной обмотки силового трансформатора;

0,98 – коэффициент, учитывающий падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора;

$$I_1 = \frac{P_{\text{н}}}{\eta_{\text{ТР}} \eta_{\phi 2} U_1} = \frac{660}{0,96 \times 0,98 \times 116} \approx 6 \text{ А}$$
 – действующее значение тока

первичной обмотки силового трансформатора.

Емкость фильтрующего конденсатора должна быть не менее

$$C_\phi \geq \frac{5}{2\pi f_{\min} R_{\text{экв}}} = \frac{5}{2 \times 3,14 \times 49850 \times 19} \approx 0,84 \times 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Выбирается конденсатор (приложение Ж) **K73-16-1,0 мкФ – 250 В.**

Находится индуктивность дросселя выходного фильтра:

$$L_\phi = \frac{LC}{C_\phi} = \frac{110 \times 10^{-12}}{10^{-6}} \approx 0,11 \times 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Определяется резонансная частота фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\Phi C_\Phi}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \sqrt{0,11 \times 10^{-3} \times 1,0 \times 10^{-6}}} \approx 15165 \text{ Гц},$$

что удовлетворяет требованию:

$$L_\Phi C_\Phi \geq \frac{4}{m_n^2 (2\pi f_{\min})^2}; \quad 0,11 \times 10^{-9} > 0,0408 \times 10^{-9}.$$

2.3.7 Расчет конструктивных параметров дресселя переменного тока выходного фильтра

Исходные данные:

$L_\Phi = 0,11 \times 10^{-3} \text{ Гн}$ – индуктивность дросселя выходного фильтра;

$I_{1\max(50)} = \sqrt{2} \frac{116}{19} = 8,6 \text{ А}$ – амплитуда тока дросселя 50-герцевой ча-

стоты;

$$U_1 = 116 \text{ В};$$

$$f_c = 50 \text{ Гц};$$

$$f_m = 50 \text{ кГц};$$

$$\omega_{\min} = (2i - 3)2\pi f_c = (2 \times 500 - 3) \times 2 \times 3,14 \times 50 \approx 313 \times 10^3.$$

Напряжение основной гармоники (50 Гц) на дросселе определяется выражением:

$$U_{L\max(50)} = I_{\max(50)} \omega_c L = 8,6 \times 313 \times 0,11 \times 10^{-3} \approx 0,3 \text{ В}.$$

Среднее значение напряжения основной (50 Гц) частоты:

$$U_{Lcp} = U_{L\max(50)} \frac{2}{\pi} = \frac{0,3 \times 2}{3,14} \approx 0,19 \text{ В}.$$

Сердечник (магнитопровод) дросселя будет перемагничиваться от значения индукции ($-B_m$) соответствующего току ($-8,6 \text{ А}$) до ($+B_m$), соответствующего току ($+8,6 \text{ А}$).

Первая искажающая гармоника тока, перемангничивающего сердечник дросселя с частотой $f_{\min} = 49850$ Гц, определяется выражением:

$$I_{L\max(\text{вч})} = \frac{0,2 \times \sqrt{2} U_1}{\omega_{\min} L_{\phi}} = \frac{\sqrt{2} \times 116}{313 \times 10^3 \times 0,11 \times 10^{-3}} = 0,95 \text{ А}.$$

Максимальный ток, определяющий энергоемкость дросселя, равен сумме амплитудных значений токов сетевой частоты и частоты искажающей гармоники:

$$I_{L\Sigma} = I_{L\max(50)} + I_{L\max(\text{вч})} = 8,6 + 0,95 = 9,55 \text{ А}.$$

Магнитная энергия дросселя составит:

$$Q_m = \frac{L I_{L\Sigma}^2}{2} = \frac{0,11 \times 10^{-3} \times (9,55)^2}{2} \approx 5,0 \times 10^{-3} \text{ Дж}.$$

Сердечник дросселя перемангничивается с частотой квантования 50 кГц относительно рабочей точки, заданной током нагрузки на частоте 50 Гц (рис. 2.20). Такое перемангничивание при большой кратности частот $f_m = 50$ кГц и $f_c = 50$ Гц по физическому содержанию аналогично перемангничиванию дросселя с постоянной составляющей тока.

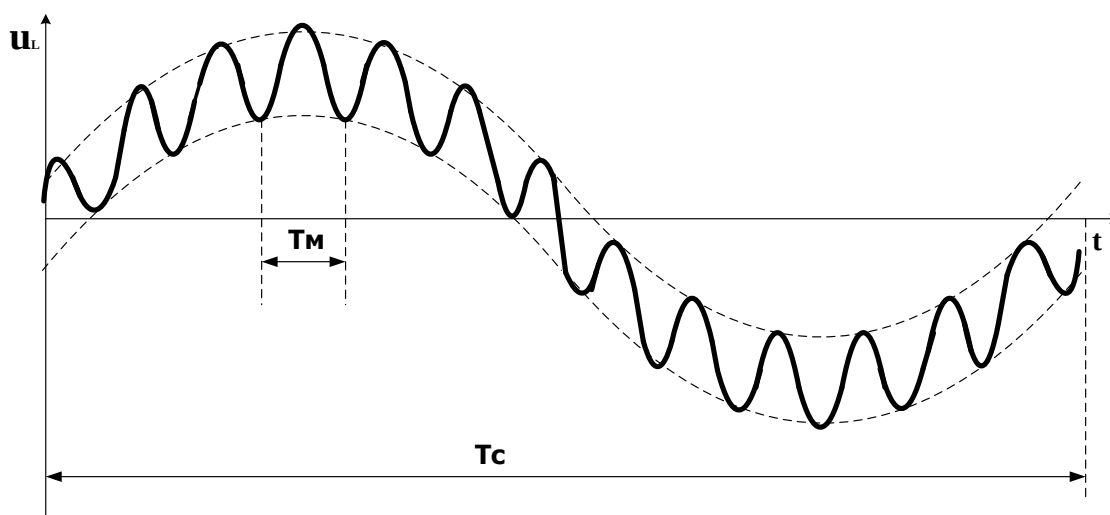


Рисунок 2.20 – Кривая напряжения дросселя выходного фильтра с учетом низшей искажающей гармоники

Для выбора типоразмера магнитопровода определяется произведение площади окна $S_{ок}$ магнитопровода на площадь поперечного сечения $S_{ст}$ магнитопровода по формуле [35]:

$$S_{ок} \times S_{ст} = \left(\frac{2Q_L}{\kappa_{\phi} \kappa_{ок} B_m \kappa_j} \right)^{\frac{1}{1-y}} = \left(\frac{2 \times 5 \times 10^{-3} \times 10^4}{1,11 \times 0,4 \times 0,2 \times 590} \right)^{\frac{1}{1-0,12}} \approx 2,1 \text{ см}^4,$$

где $\kappa_{\phi} = 1,11$ – коэффициент формы тока;

$\kappa_{ок} = 0,4$ – коэффициент заполнения окна магнитопровода;

$\kappa_j = 590 \frac{\text{А}}{\text{см}^3}$ (для $\Delta T = 50^\circ \text{C}$) – коэффициент, зависящий от перегрева;

$B_m = 0,2 \text{ Тл}$ – максимальное значение индукции;

$y = 0,12$ – показатель степени, значение которого зависит от конфигурации сердечника, материала сердечника и от соотношения потерь в обмотке и в магнитопроводе дросселя.

Выполняется сердечник из 2 колец МРР125 ($35,8 \times 22,4 \times 10,5$) с $S_{ст} = 0,7 \text{ см}^2$; $S_{ок} = 3,9 \text{ см}^2$; $S_{ст} \times S_{ок} = 2,73 \text{ см}^4$.

Число витков обмотки дросселя находится из выражения:

$$W = \frac{L_{др} I_{max}}{S_{ст} \Delta B} = \frac{0,11 \times 10^{-3} \times 9,55}{0,7 \times 0,4 \times 10^{-4}} \approx 38 \text{ витков},$$

где $\Delta B = 2B_{max}$.

Обмотка дросселя при плотности тока $4 \frac{\text{А}}{\text{см}^2}$ выполняется проводом, диаметр которого рассчитывается по выражению:

$$d_{пр} = \sqrt{\frac{4I_{Lmax}}{\sqrt{2\pi i}}} = \sqrt{\frac{4 \times 9,55}{1,41 \times 3,14 \times 4}} \approx 1,47 \text{ мм}.$$

Выбирается провод ПЭВ-2 диаметром с изоляцией 1,61 мм.

Обмотка дросселя укладывается в один слой.

2.3.8 Расчет силового трансформатора

Силовой трансформатор согласует стабилизированное с заданной точностью (5%) напряжение инвертора с требуемым по условиям ТЗ уровнем напряжения нагрузки. Для расчета основных конструктивных параметров трансформатора [3, 26] (число витков обмоток, сечение проводов и типоразмер сердечника) определяются эффективные значения напряжений и токов обмоток.

Исходные данные для расчета трансформатора:

$U_1 = 116 \text{ В}$ – напряжение на первичной обмотке силового трансформатора;

$U_2 = U_H = 220 \text{ В}$ – выходное напряжение (задано условиями ТЗ);

$I_2 = 3 \text{ А}$ – ток нагрузки (задан условиями ТЗ);

$I_1 = 6 \text{ А}$ – ток первичной обмотки;

$U_3 = 5 \text{ В}$ – напряжение на обмотке управления тиристором входного выпрямителя;

$I_3 = 0,2 \text{ А}$ – ток обмотки управления тиристором.

Коэффициент трансформации находится по соотношению:

$$K_{\text{тр}} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{116}{220} \approx 0,53.$$

По известной габаритной мощности трансформатора выбирается сердечник трансформатора, а по токам и напряжениям обмоток определяется число витков и сечение проводов обмоток.

Для выбора сердечника рассчитывается произведение $S_0 S_c$.

$$S_0 S_c = \frac{10^2 P_{\Gamma}}{2 f_{\text{вых}} k_c k_{\phi} \sigma B_m \delta} = \frac{660 \times 10^2}{2 \times 50 \times 0,9 \times 1,11 \times 0,25 \times 1,7 \times 4} = 390 \text{ см}^4,$$

где S_0 – площадь окна сердечника магнитопровода [см^2];

S_c – поперечное сечение сердечника [см^2];

$$P_{\Gamma} = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2} = 660 \text{ ВА} - \text{габаритная мощность трансформатора}$$

(мощностью, снимаемой с обмотки **W3** управления тиристором в схеме входного выпрямителя (рис. 2.5), пренебречь);

$k_{\Phi} = 1,11$ – коэффициент формы напряжения (для синусоидального сигнала);

k_c – коэффициент заполнения сердечника сталью (для низкочастотных трансформаторов, выполненных на сердечниках из электротехнических сталей Э310 (3411) ÷ Э360 (3423) в пределах – **0,65 ÷ 0,93** (приложение М), принимается $k = 0,9$, 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 $3 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}$ до $5 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}$, принимается $\delta = 4 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}$;

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

B_m – индукция в магнитопроводе (зависит от материала сердечника, частоты и режима работы трансформатора). Для низкочастотных трансформаторов на сердечниках из электротехнических сталей (Э310 ÷ Э360) индукция выбирается в пределах (**1,6 ÷ 1,88 Тл**), принимается $B_m = 1,7 \text{ Тл}$.

Выбирается сердечник (приложение Л) Э350 из стандартного ряда магнитопроводов ШЛ 40×40, имеющий $S_0 S_c = 640 \text{ см}^2$, $S_c K_c = 13,2 \text{ см}$.

Число витков на один вольт ЭДС в обмотках трансформатора:

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

Число витков в обмотках трансформатора:

$$W_1 = U_{1\text{max}} W_0 = 116 \times 2 = 232 \text{ витка}; W_2 = 220 \times 2 = 440 \text{ витков};$$

$$W_3 = 5 \times 2 = 10 \text{ витков}.$$

Диаметры проводов обмоток (приложение Л):

$$d_1 = \sqrt{\frac{4I_1}{\pi\delta}} = \sqrt{\frac{4 \times 6}{3,14 \times 4}} = 1,38 \text{ мм}, \text{ выбирается провод ПЭВ-2 с диамет-}$$

ром провода с изоляцией 1,46 мм.

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

ром 1,05 мм.

Для обмотки W_3 выбирается провод ПЭВ-2 диаметром 0,21 мм.

2.3.9 Расчет параметров аккумуляторной батареи

Выбор типа аккумуляторной батареи (АБ) и ее емкости зависит от времени выхода напряжения сети переменного тока за допустимые пределы или ее полного отсутствия и регламентируется техническими условиями эксплуатации АБ. В каждом конкретном случае он обусловлен следующими критериями: вес, стоимость, надежность и т. д. Не рекомендуется полностью использовать энергетический ресурс большинства АБ (полный разряд аккумулятора). Так, кислотные, оловянно-свинцовые аккумуляторы в герметичном исполнении не требуют обслуживания, однако имеют малую 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 при эксплуатации требуют периодического обслуживания [5].

Для обеспечения работоспособности СГЭП в резервном режиме (питание от АБ), при отсутствии напряжения сети переменного тока, необходимо обеспечить на входе силового инвертора напряжение не меньшее напряжения выпрямленной сети (в рассматриваемом случае как минимум **170 В**). Однако использование высоковольтных АБ не выгодно:

– вследствие значительного увеличения массогабаритных показателей СГЭП;

– снижения надежности СГЭП из-за неравномерности восстанавливаемой поэлементной емкости большого числа последовательно соединенных секций АБ при их многократном заряде-разряде;

– необходимости поэлементного контроля состояния АБ.

Для согласования уровней напряжения низковольтных АБ и требуемого напряжения на входе инвертора между ними включают дополнительное звено (разрядное устройство), чаще всего реализованное на основе непосредственного преобразователя постоянного напряжения повышающего типа. Реальные регулировочные характеристики НПН повышающего типа зависят от относительного сопротивления активных потерь. Максимумы отношения выходного напряжения НПН к входному находятся в пределах

$$\frac{U_{dmin}}{U_{AB}} = 1,5 \div 4 \text{ (см. рис. 2.15).}$$

Выбор конкретного значения этого отношения зависит от допустимого диапазона изменения напряжения АБ в соответствии с их разрядными характеристиками и минимально необходимого напряжения на входе инвертора. Задавшись отношением входного напряжения инвертора, определяемого минимальным выпрямленным, к напряжению аккумулятора $\frac{U_{dmin}}{U_{AB}} = 2,2$ по характеристикам НПН (рис. 2.15), учиты-

вающим относительное сопротивление активных потерь, определяется минимально необходимое напряжение АБ:

$$U_{ABmin} = \frac{U_{dmin}}{2,2} = \frac{170}{2,2} \approx 77 \text{ В.}$$

Это соотношение $\left(\frac{U_{dmin}}{U_{AB}} = 2,2 \right)$ вполне реализуемо для НПН повыша-

ющего типа, что будет подтверждено в п. 2.3.10

По известному минимальному напряжению аккумуляторной батареи и потребляемой инвертором мощности находится максимальное значение тока разряда АБ:

$$I_{\text{АБmax}} = \frac{P_{\text{н}}}{\eta_{\text{py}} U_{\text{АБmin}}} = \frac{730}{0,85 \times 77} \approx 11,2 \text{ А},$$

где $\eta_{\text{ппн}}$ – коэффициент полезного действия разрядного устройства на основе НПН повышающего типа в $(0,8 \div 0,9)$, принимается $\eta = 0,85$.

Из-за внутреннего сопротивления батареи напряжение на ее выходе падает тем быстрее, чем больше величина разрядного тока. Для кислотных аккумуляторов с гибкими проводными выводами максимальная величина разрядного тока численно не должна превышать трехкратной емкости батареи (см. ТУ на кислотные АБ типа FG). По разрядным характеристикам кислотных АБ [5] выбирается ток разряда $I_{\text{АБ}} = 2C$ при $t_{\text{разр}} = 10$ мин.

Если принять конечное минимальное напряжение на отдельной секции АБ $U_{\text{АБmin}}^* = 10,8 \text{ В}$ (ниже этого напряжения разряжать 12-вольтовые кислотные АБ не рекомендуется), то количество секций определится по выражению:

$$n = \frac{U_{\text{АБmin}}}{U_{\text{АБmin}}^*} = \frac{77}{10,8} \approx 7,1.$$

Принимается целочисленное значение с округлением в большую сторону. $n = 8$ секций кислотных АБ типа FG.

Минимальное напряжение на разряженной аккумуляторной батарее составит

$$U_{\text{АБmin}} = U_{\text{АБmin}}^* n = 10,8 \times 8 = 86,4 \text{ В}.$$

Уточненный максимальный ток разряда АБ:

$$I_{\text{АБmax}} = \frac{P_{\text{н}}}{\eta_{\text{py}} U_{\text{min}}^* n} = \frac{730}{0,85 \times 10,8 \times 8} \approx 10 \text{ А}.$$

При разрядном токе $I_{\text{АБmax}} = 2C = 10 \text{ А}$ выбирается аккумуляторная батарея FG 20721 с номинальным напряжением 12 В и емкостью $C_{\text{н}} = 6,5 \text{ АЧ}$ (приложение Ю). 8 секций АБ соединяются последовательно. В базисе

$I_p = 2C_{\text{ном}}$ емкости АБ (FG 20721) хватит на **13 минут** при требуемых по условиям ТЗ **10 минутах**.

См. приложение Ю «Аккумуляторы кислотные и щелочные».

2.3.10 Расчет разрядного устройства

Разрядное устройство (РУ) включается в работу при полном отсутствии напряжения сети переменного тока либо при его выходе за допустимые пределы $\frac{+10\%}{-15\%}$.

Исходные данные для расчета параметров элементов силовой цепи РУ:

$U_{\text{АБ}} = (86,4 \div 96) \text{ В}$ – входное напряжение РУ (минимальное значение взято из характеристик кислотных АБ);

$U_{\text{РУmin}} \geq U_{\text{dmin}} = 170 \text{ В}$ – требуемое выходное напряжение РУ не менее минимального выпрямленного сетевого;

$k_u = 0,05$ – коэффициент пульсаций напряжения на входе силового инвертора (равен коэффициенту пульсаций выпрямленного сетевого напряжения);

f_m – частота работы РУ, равная 50 кГц (синхронная с частотой инвертора);

$I_u = 4,2 \text{ А}$ – ток, потребляемый инвертором от РУ.

По результатам анализа исходных данных для реализации разрядного устройства выбирается схема непосредственного преобразователя постоянного напряжения повышающего типа [16, 19, 34] (рис. 2.21).

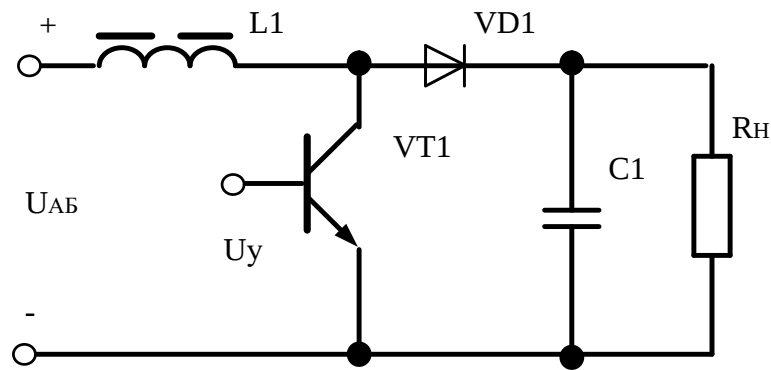


Рисунок 2.21 – Разрядное устройство на основе НПН повышающего типа

Работа преобразователя (НПН повышающего типа) рассматривается при идеализации параметров элементов силовой цепи. На рисунке 2.22 приведены временные диаграммы токов и напряжений элементов схемы НПН повышающего типа.

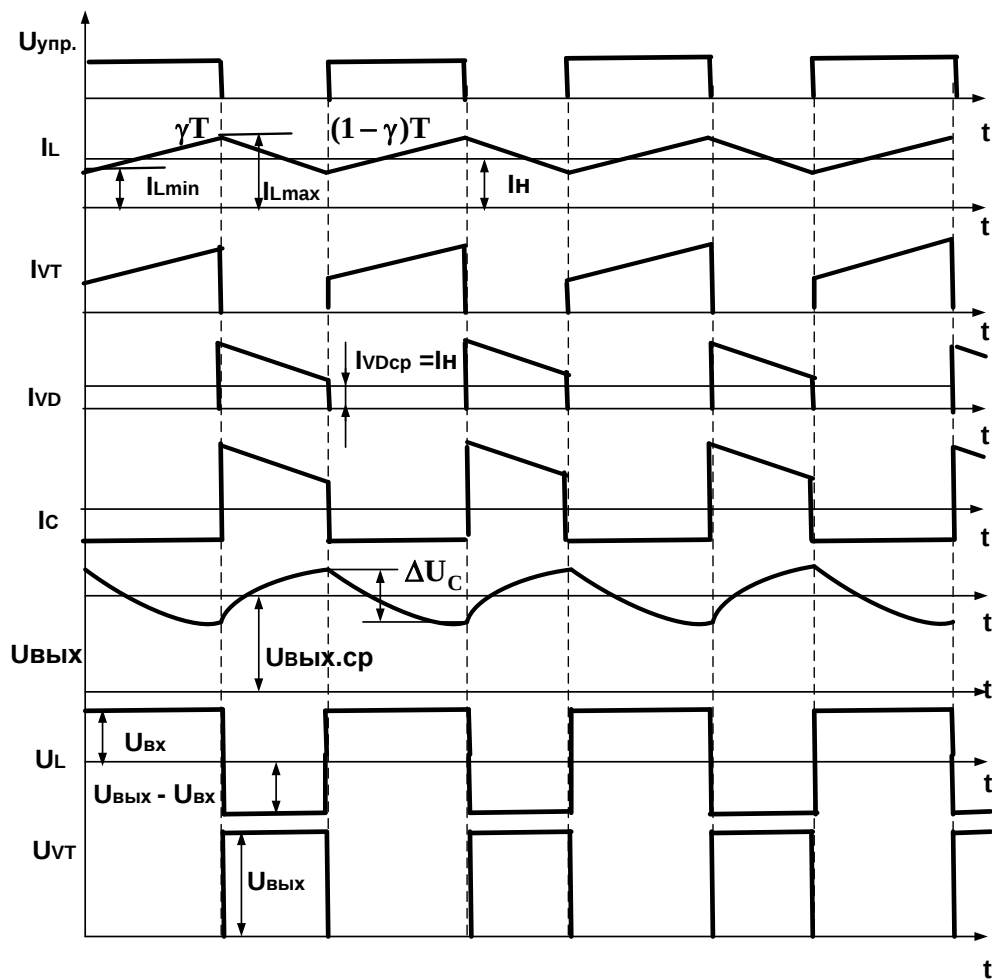


Рисунок 2.22 – Временные диаграммы работы РУ, выполненного на основе НПН повышающего типа

В установившемся режиме работы НПН на интервале открытого управляющим сигналом U_y транзистора через дроссель $L1$ протекает нарастающий ток. Диод $VD1$ в это время закрыт напряжением конденсатора $C1$. Напряжение на дросселе $L1$ определяется напряжением АБ, а ток в нем изменяется от I_{Lmin} до I_{Lmax} на величину $2\Delta I_L$ по выражению:

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

Для исключения режима короткого замыкания источника питания (АБ) в рассматриваемой схеме не допускается состояние постоянно открытого транзистора. Относительная длительность открытого состояния транзистора может изменяться в пределах ($0 \leq \gamma < 1$).

На интервале $(1 - \gamma)$ закрытого транзистора энергия, накопленная в дросселе, через открывшийся диод $VD1$ передается в конденсатор $C1$, заряжая его, и питает нагрузку (силовой инвертор). При этом ток в дросселе спадает по линейному закону, а к нему приложена разность напряжений АБ и конденсатора $C1$. Из равенства положительных и отрицательных вольт-секунд напряжения на дросселе

$$U_{AB} \gamma = (U_{вых} - U_{AB}) (1 - \gamma)$$

выводится зависимость выходного напряжения от относительной длительности открытого состояния транзистора γ (регулирующая характеристика идеального НПН повышающего типа).

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

По известному входному напряжению, изменяющемуся в пределах от $U_{AB} = 96 \text{ В}$ до $U_{ABmin} = 86,4 \text{ В}$, и минимально необходимому выходному (согласованному с напряжением сетевого выпрямителя) $U_{dmin} = 170 \text{ В}$ определяется диапазон регулирования относительной длительности открытого состояния транзистора.

$$\gamma_{\min} = 1 - \frac{U_{\text{АБmax}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = 1 - \frac{96}{170} \approx 0,44; \quad \gamma_{\max} = 1 - \frac{U_{\text{АБmin}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = 1 - \frac{86,4}{170} \approx 0,51.$$

В силу того что стабилизацию выходного напряжения СГЭП обеспечивает инвертор основного канала, разрядное устройство на основе НПН может быть выполнено с жестко заданным $\gamma = 0,5$.

Емкость конденсатора, обеспечивающая необходимый уровень пульсаций в напряжении питания инвертора, не превышающих пульсации фильтра входного выпрямителя, рассчитывается по соотношению:

$$C = \frac{P_{\text{н}} \gamma}{2U_{\text{dmin}}^2 K_{\text{н}} f_{\text{м}}} = \frac{730 \times 0,5}{2 \times 170^2 \times 0,05 \times 5 \times 10^4} \approx 2,53 \times 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Этому условию с избытком удовлетворяет конденсатор фильтра входного выпрямителя с емкостью $C = 450 \times 10^{-6} \text{ Ф}$ (общий для выпрямителя и РУ).

Величина пульсаций выходного напряжения НПН не зависит от индуктивности дросселя при выполнении условия $I_{\text{Lmin}} > I_{\text{н}}$. Для удовлетворения этому условию значение индуктивности рассчитывается из соотношения [15]:

$$L > \frac{(U_{\text{днаим}} - U_{\text{АБmin}})(1 - \gamma)^2 U_{\text{днаим}}}{P_{\text{н}} \gamma f_{\text{м}}},$$

$$L > \frac{(170 - 86,4)(1 - 0,5)^2 170}{730 \times 0,5 \times 5 \times 10^4} \approx 0,2 \times 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Постоянная составляющая тока дросселя (ток подмагничивания) определяется выражением:

$$I_{\text{Lcp}} = \frac{I_{\text{н}}}{1 - \gamma} = \frac{4,2}{1 - 0,5} = 8,4 \text{ А}.$$

Переменная составляющая тока дросселя:

$$\Delta I_{\text{L}} = \frac{U_{\text{dmin}}(1 - \gamma)}{L f_{\text{м}}} = \frac{170(1 - 0,5)}{0,2 \times 10^{-3} \times 50 \times 10^3} \approx 8,5 \text{ А}.$$

Энергоемкость дросселя:

$$Q_L = \frac{L_{др} \left(I_{Lcp} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2}{2} = \frac{0,2 \times 10^{-3} \times \left(8,4 + \frac{8,5}{2} \right)^2}{2} \approx 0,016 \text{ Дж.}$$

Эффективное (среднеквадратичное) значение тока дросселя:

$$I_L = \sqrt{I_{Lcp}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} = \sqrt{8,4^2 + \frac{8,5^2}{12}} = \frac{4,2}{1-0,51} \approx 8,7 \text{ А.}$$

В связи со сложностью выбора промышленно выпускаемых дросселей, удовлетворяющих требуемым параметрам ($L_{др} = 0,2 \times 10^{-3} \text{ Гн}$; $I_L = 8,7 \text{ А}$; $f_m = 50 \times 10^3 \text{ Гц}$; $U_{вых} \approx 100 \text{ В}$), приводится его конструктивный расчет.

Определяется произведение площади окна сердечника на площадь поперечного сечения сердечника $S_{ок} S_{ст}$ позволяющее определиться с выбором сердечника [35]:

$$S_{ок} \times S_{ст} = \left(\frac{2Q_L}{\kappa_\phi \kappa_{ок} B_m \kappa_j} \right)^{\frac{1}{1-y}} = \left(\frac{2 \times 0,016 \times 10^4}{1,0 \times 0,4 \times 0,1 \times 590} \right)^{\frac{1}{1-0,12}} \approx 19,3 \text{ см}^4,$$

где $\kappa_\phi = 1,0$ – коэффициент формы тока;

$\kappa_{ок} = 0,4$ – коэффициент заполнения окна магнитопровода;

$\kappa_j = 590 \frac{\text{А}}{\text{см}^3}$ (для $\Delta T = 50^\circ \text{С}$) – коэффициент, зависящий от перегрева;

$B_m = 0,1 \text{ Тс}$ – максимальное значение индукции;

$y = 0,12$ – показатель степени, значение которого зависит от конфигурации сердечника, материала сердечника и от соотношения потерь в обмотке и в магнитопроводе дросселя.

Выполняется сердечник из 2 колец МРР125 ($57,2 \times 26,4 \times 15,2$) с $S_{ст} = 4,68 \text{ см}^2$, $S_{ок} = 5,47 \text{ см}^2$.

$S_{ок} \times S_{ст} \approx 25,6 \text{ см}^4$ – превышает требуемые $19,3 \text{ см}^4$.

Число витков обмотки дросселя определяется по формуле:

$$W = \frac{L_{др} I_{max}}{S_{ст} B_{max}} = \frac{0,2 \times 10^{-3} \times 12,5}{4,68 \times 0,1 \times 10^{-4}} \approx 40 \text{ ВИТКОВ.}$$

Обмотка дросселя при плотности тока $4 \frac{A}{cm^2}$ выполняется проводом:

$$d_{пр} = \sqrt{\frac{4I_{Lmax}}{\pi i}} = \sqrt{\frac{4 \times 12,5}{3,14 \times 4}} \approx 2,0 \text{ мм.}$$

Выбирается провод ПЭВ-2 диаметром 2,07 мм с изоляцией.

Обмотка дросселя укладывается в один слой.

Определяется сопротивление обмотки дросселя:

$$R_{др} = r_m \frac{l_{обм}}{S_{обм}} = \frac{2,6 \times 17 \times 10^{-9}}{2,98 \times 10^{-6}} \approx 1,48 \times 10^{-2} \text{ Ом,}$$

где $r_m = 17 \times 10^{-9} \text{ Омм}$; $S_{обм} = 2,987 \text{ мм}^2$;

$l_{обм} = w(2b + D - d) = 40(2 \times 15,2 + 57,2 - 26,4) \approx 2,50 \text{ м}$ – длина обмотки;

$D = 57,2 \text{ мм}$ – внешний диаметр кольца сердечника;

$d = 26,4 \text{ мм}$ – внутренний диаметр кольца сердечника;

$b = 30,4 \text{ мм}$ – высота сердечника из двух колец.

Принимаем длину обмотки с учетом выводов $l_{обм} = 2,6 \text{ м}$.

Выражение регулировочной характеристики $U_{вых} = \frac{U_{вх}}{1 - \gamma}$ справедливо для идеального НПН повышающего типа.

В реальных схемах НПН повышающего типа при учете активного сопротивления обмотки дросселя регулировочная характеристика принимает вид:

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{(1 - \rho)(1 - \gamma)}{\rho + (1 - \rho)(1 - \gamma)^2},$$

где $\rho = \frac{R_{др}}{R_H + R_{др}} = \frac{0,0148}{40 + 0,0148} \approx 0,0004$ – относительное сопротивление ак-

тивных потерь;

$R_{др} = 0,0148 \text{ Ом}$ – активное сопротивление обмотки дросселя;

$R_H = \frac{U_{dmin}}{I_{Hнаиб}} = \frac{170}{4,2} \approx 40 \text{ Ом}$ – приведенное к выходу РУ сопротивление

нагрузки при минимально необходимом напряжении на входе инвертора.

При напряжении на входе инвертора $U_{вых} = U_{днаим} = 170 \text{ В}$ и известном диапазоне изменения напряжения нагруженной аккумуляторной батареи $U_{AB} = (96 \div 86,4) \text{ В}$ уточняются значения относительной длительности открытого состояния транзистора γ_{min} и γ_{max} .

На рисунке 2.23 приведены регулировочные характеристики, учитывающие относительное сопротивление активных потерь, по которым можно определить соотношение $\frac{U_{вых}}{U_{AB}}$, зависящее от ρ и диапазона изменения γ .

По регулировочным характеристикам НПН повышающего типа (см. рис. 2.23) видно, что возможно повысить напряжение AB более чем в 2 раза при требуемых значениях $\frac{U_{днаим}}{U_{AB}} = \frac{170}{96} \approx 1,8$ и $\frac{U_{днаим}}{U_{ABmin}} = \frac{170}{86,4} \leq 2$

в диапазоне изменения γ в пределах от $\gamma \geq 0,5$ и до $\gamma \approx 0,95$ при $\rho \leq 0,01$.

Выходное напряжение НПН изменяется в пределах:

– при $U_{ABmin} = 86,4 \text{ В}$ $U_{НПНвыхmin} = 86,4 \times 2,2 \approx 190 \text{ В}$,

– при $U_{ABmax} = 96 \text{ В}$ $U_{НПНвыхmax} = 96 \times 2,2 \approx 211 \text{ В}$.

Этот диапазон изменения выходного напряжения НПН согласуется с диапазоном изменения выходного напряжения сетевого выпрямителя $U_{dmin} = 170 \text{ В}$, $U_{днаиб} = 220 \text{ В}$.

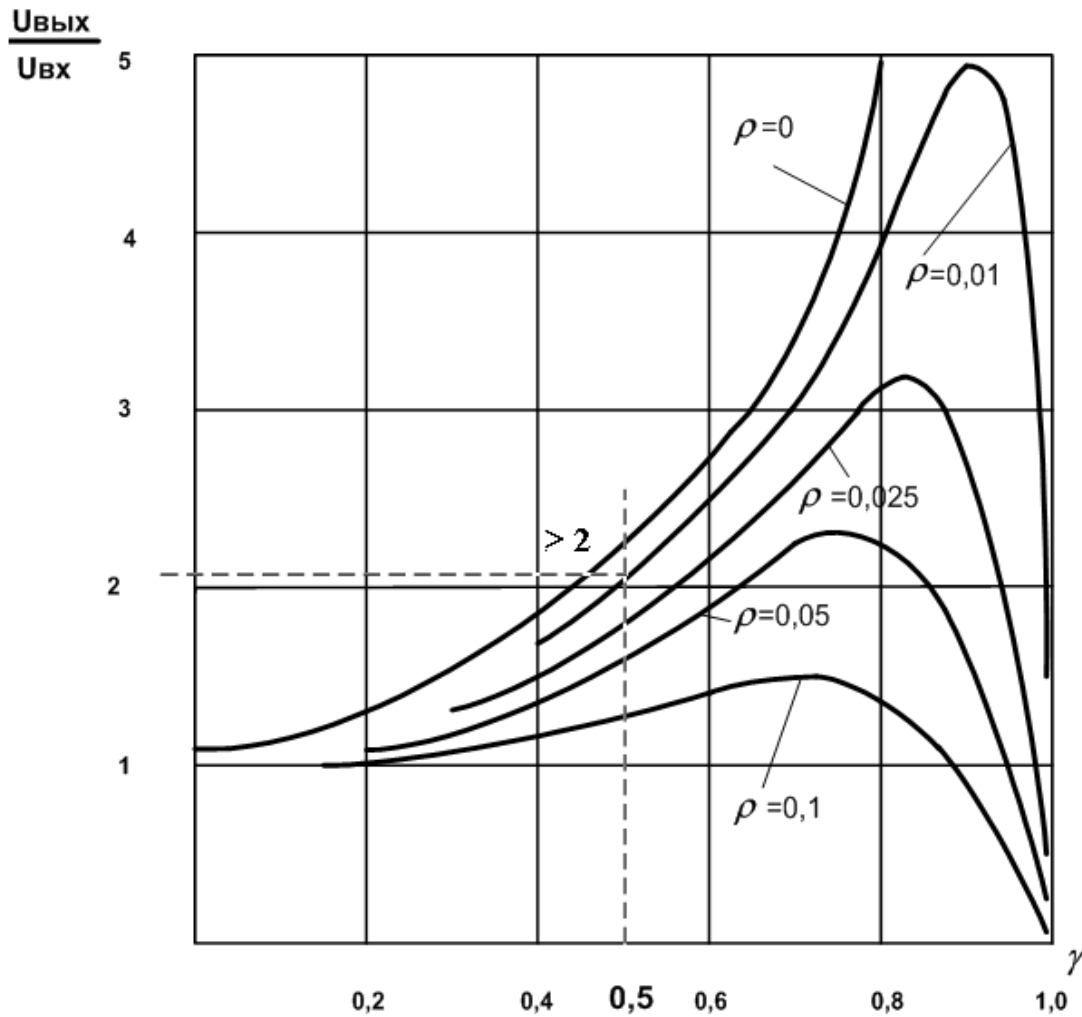


Рисунок 2.23 – Регулировочные характеристики НПН повышающего типа

Среднее значение тока, протекающего через диод, равно току, потребляемому силовым инвертором $I_{VD} = 4,2 \text{ А}$. Обратное напряжение, прикладываемое к диоду, не превышает максимального значения напряжения на входе инвертора $U_{VDобр} = 341 \text{ В}$.

Этим условиям удовлетворяет диод **2D245A** с параметрами (приложение Т):

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

Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору, определяется выходным напряжением НПН $U_{VTmax} = 211 \text{ В}$.

Амплитуда коллекторного тока транзистора в схеме (рис. 2.21) равна максимальному значению тока дросселя и определяется выражением [16, 19]:

$$I_{VTmax} = I_n + \frac{U_{AB} \gamma T_m}{2L} = 4,2 + \frac{96 \times 0,5 \times 10^{-4}}{2 \times 10^{-3}} = 6,6 \text{ А}.$$

Выбирается статический индукционный транзистор (СИТ) **2П938А** с параметрами (приложение Р):

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

(в отличие от полевых транзисторов для СИТ в технических условиях задается коэффициент передачи по току β).

Статические потери на транзисторе определяются выражением:

$$P_{ст} = I_{сmax}^2 R_{си} \gamma = (6,6)^2 \times 0,07 \times 0,5 \approx 1,5 \text{ Вт}.$$

Для уменьшения динамических потерь используется **LCD**-цепь, приведенная на рисунке 2.24.

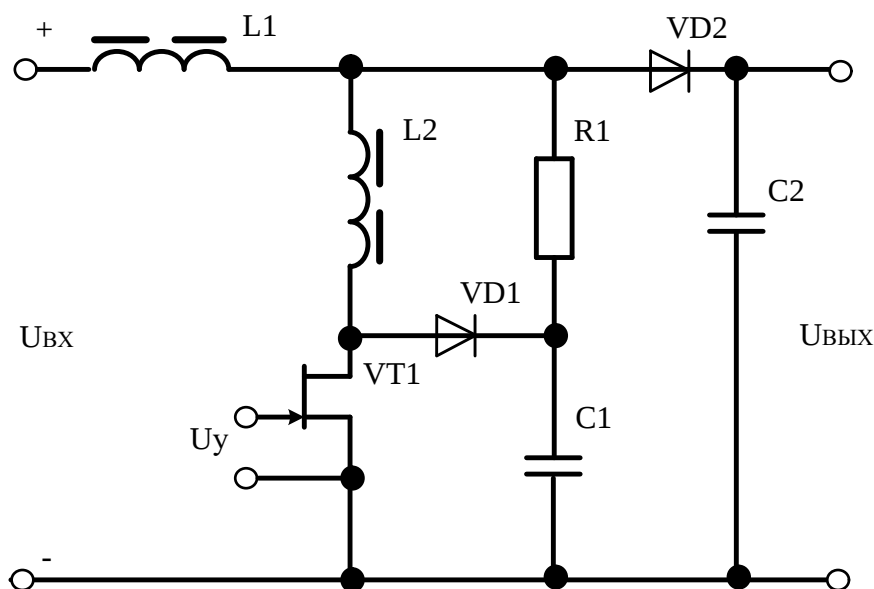


Рисунок 2.24 – НПН повышающего типа с уменьшением динамических потерь

Индуктивность **L2**, защищающая транзистор от сквозного тока при режиме непрерывного тока дросселя **L1**, рассчитывается из условий ограничения тока на уровне импульсного значения 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 вступать в работу в случае выхода за пределы заданного диапазона напряжения питающей сети переменного тока, запуск разрядного устройства осуществляется сигналом $U_{синхр}$ с блока контроля напряжения питающей сети переменного тока.

Принципиальная электрическая схема разрядного устройства на базе НПН повышающего типа со схемой управления приведена на рисунке 2.25.

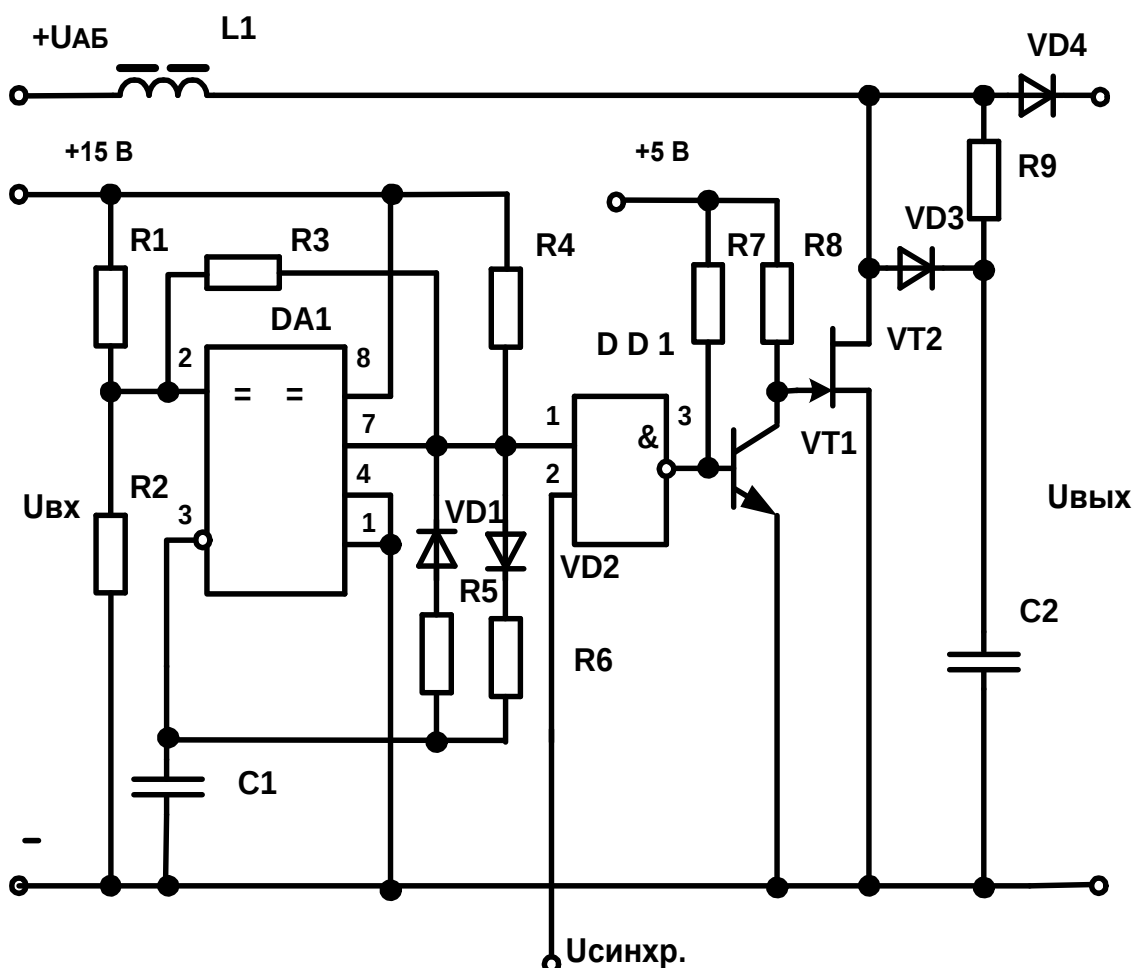


Рисунок 2.25 – Принципиальная электрическая схема разрядного устройства

Высокочастотный генератор, выполненный на микросхеме **DA1** (в схеме **СТЭП** генератор синхронизирован с ВЧ-генератором схемы управления силовым инвертором), вырабатывает импульсы с частотой **50 кГц**, определяемой выражением:

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

Соотношение сопротивлений **R₅** и **R₆** определяет относительную длительность импульса γ :

$$\gamma = 0,5 = \frac{R_6}{(R_5 + R_6)}.$$

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

$$I_{VT1} = \frac{I_{снVT2}}{\beta_{min}} = \frac{6,6}{20} = 0,33 \text{ А}.$$

Выбирается транзистор **2Т630А** с параметрами:

$$I_{кЭ} = 1 \text{ А}; U_{кЭ} = 90 \text{ В}; h_{21\text{шт}} = 40; \Delta U_{кЭ\text{нас}} = 0,3 \text{ В}.$$

Сопротивление резистора **R8** определяется из выражения:

$$R_8 = \frac{U_{шт} - \Delta U_{кЭVT1}}{I_{VT1}} = \frac{5 - 1,5}{0,33} \approx 10 \text{ Ом}.$$

Мощность, рассеиваемая резистором:

$$P_{R8} = I_{VT1}^2 R_8 \gamma = 0,34^2 \times 10 \times 0,5 \approx 0,6 \text{ Вт}.$$

Выбирается резистор **С2-33Н-1-10 Ом ± 10%** (приложение Г).

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

В связи со сложностями технического обслуживания высоковольтных аккумуляторов (**96 В**) на практике в системах гарантированного питания зачастую используют **АБ** с напряжением **12 В**. Реализация разрядного устройства на основе НПП повышающего типа с отношением не менее

$\frac{U_{Ивх}}{U_{АБmin} \div U_{АБном}} = \frac{170}{(10,8 \div 12)} \geq 14$ в таком случае невозможна, и **РУ** выполняется на основе инвертора с повышающим трансформатором и выпрямителем на выходе.

2.3.11 Расчет зарядного устройства

Длительность срока службы аккумуляторных батарей зависит от выполнения технических условий эксплуатации аккумулятора. Режим работы АБ в системе гарантированного электропитания циклический, следовательно, после каждого цикла разряда аккумулятора требуется цикл заряда для восстановления его номинальной емкости.

Заряжать аккумуляторную батарею можно:

- от источника стабильного напряжения, при таком способе заряда напряжение на АБ возрастает, а ток заряда уменьшается, что не позволяет контролировать величину сообщенной АБ емкости (см. приложение Ю);
- от стабилизированного источника тока с контролем сообщенной аккумулятору емкости.

Наиболее целесообразно осуществлять заряд АБ [5] в две ступени.

На первой ступени заряда АБ (до уровня **(96 ÷ 98)** % номинальной емкости АБ) рекомендуется заряжать аккумулятор неизменным (стабильным) по значению током, зависящим от интервалов времени работы СГЭП от сети переменного тока. Технические условия эксплуатации кислотных АБ рекомендуют заряжать аккумулятор током **10-часового** разряда. Режим заряда АБ стабильным током позволяет точно контролировать степень заряженности батареи, измеряемой в ампер-часах. Разрешается ускоренный заряд большим током (форсированный заряд).

На второй ступени заряд АБ производится током, превышающим саморазряд АБ. Исходные данные для расчета параметров элементов зарядного устройства (ЗУ):

- АБ типа **FG 20721** с напряжением **12 В** (соединяется 8 последовательных секций);
- $C_{ABном} = 6,5 \text{ Ачас}$ – номинальная емкость АБ;
- $U_{dнaиm} = 170 \text{ В}$ – минимальное входное напряжение ЗУ;
- $U_{dнaиb} = 220 \text{ В}$ – наибольшее входное напряжение ЗУ;
- $U_{зуmin} = U_{ABmin} = 86,4 \text{ В}$ – минимальное напряжение выхода ЗУ (не допускается разряд аккумулятора FG до напряжения ниже $0,85 U_{ном}$);

f_m – частота работы РУ, равная 50 кГц.

Максимальное выходное напряжение зарядного устройства для заряда АБ определяется по выражению [16]:

$$U_{зувых} = (2,7)mn,$$

где **(2,7) В** – максимальное напряжение на одном элементе кислотной АБ по зарядной характеристике (см. приложение Ю);

m = 6 – количество элементов в секции;

n = 8 – количество секций в батарее.

$U_{зувых.мах} = 2,7 \times 6 \times 8 \approx 130 \text{ В}$ – максимальное выходное напряжение зарядного устройства.

По результатам анализа исходных данных ($U_{вх} = 170 \text{ В} \div 220 \text{ В}$; $U_{вых} = 86,4 \text{ В} \div 130 \text{ В}$) ЗУ реализовано на основе непосредственного преобразователя постоянного напряжения непосредственного преобразователя понижающего типа [6, 16, 19, 28]. Принципиальная электрическая схема силовой части ЗУ приведена на рисунке 2.26. Регулирование выходного напряжения в НПП осуществляется за счет изменения относительной длительности открытого состояния силового транзистора.

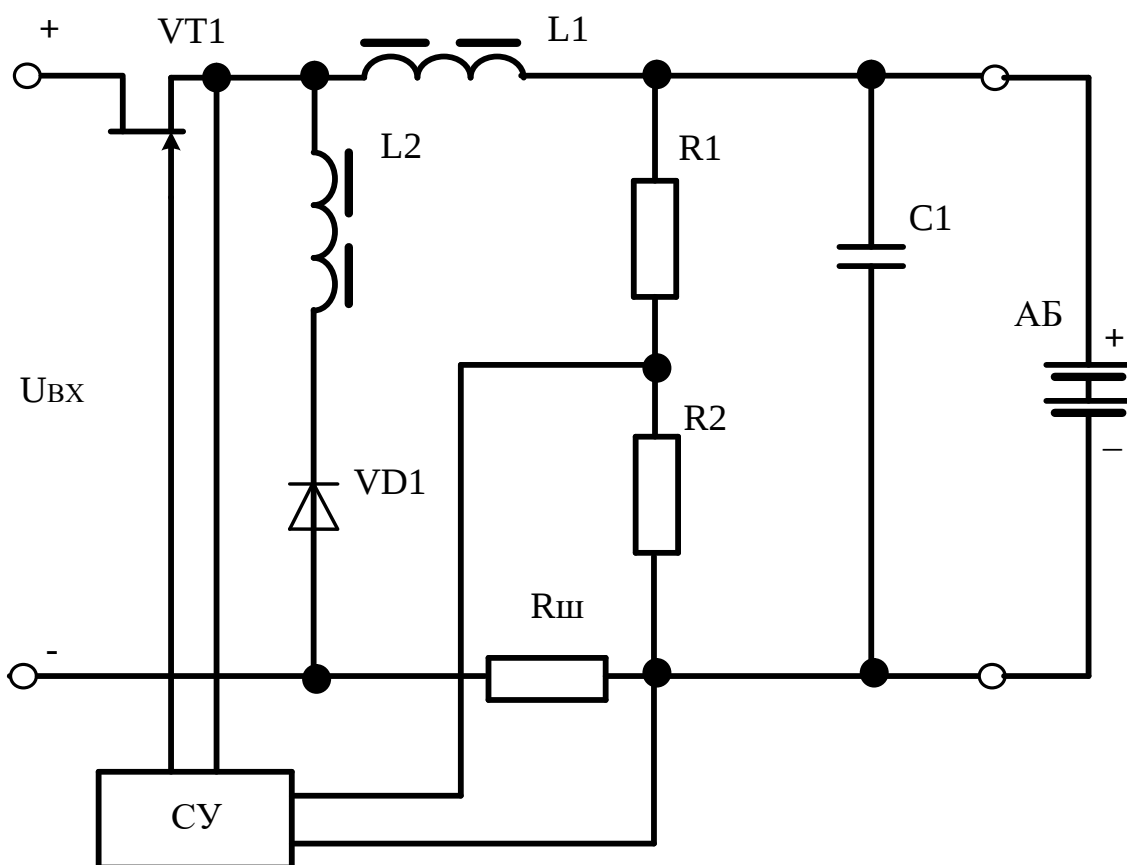


Рисунок 2.26 – Схема силовой части зарядного устройства АБ

Источником питания для ЗУ служит выпрямленное напряжение основного канала СГЭП. Заряд аккумуляторной батареи осуществляется только при условии, что напряжение питающей сети находится в допустимом диапазоне $U_c = U_{\text{ном}}^{+10}_{-15} \%$.

Для выбора величины зарядного тока 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÷2) раза в сутки. Следовательно, для восстановления номинальной емкости $C_{\text{АБном}} = 6,5$ ампер-часов аккумуляторной батареи предоставляется не менее **10 часов**. Чтобы иметь высокую готовность СГЭП работы от АБ рекомендуют заряд АБ осуществлять в два этапа.

На первом этапе заряд АБ осуществляется стабильным током, численно равным $0,2C_{ABном}$ (принимается $I_{зар} = 0,2 \times 6,5 = 1,3 \text{ А}$). При таком режиме заряда аккумулятору можно сообщить основную часть энергии, в пределах **95%**. Это обеспечит своевременное восстановление номинальной емкости АБ и не приведет к большой перегрузке входного выпрямителя СГЭП, следовательно, не потребует перерасчета его параметров.

Заряд аккумулятора на втором этапе происходит при стабильном напряжении. Такой режим называют режимом подзаряда АБ, его используют для компенсации потерь емкости аккумулятора, вызванной током саморазряда.

На рисунке 2.27 приведены диаграммы токов и напряжений, поясняющие работу зарядного устройства.

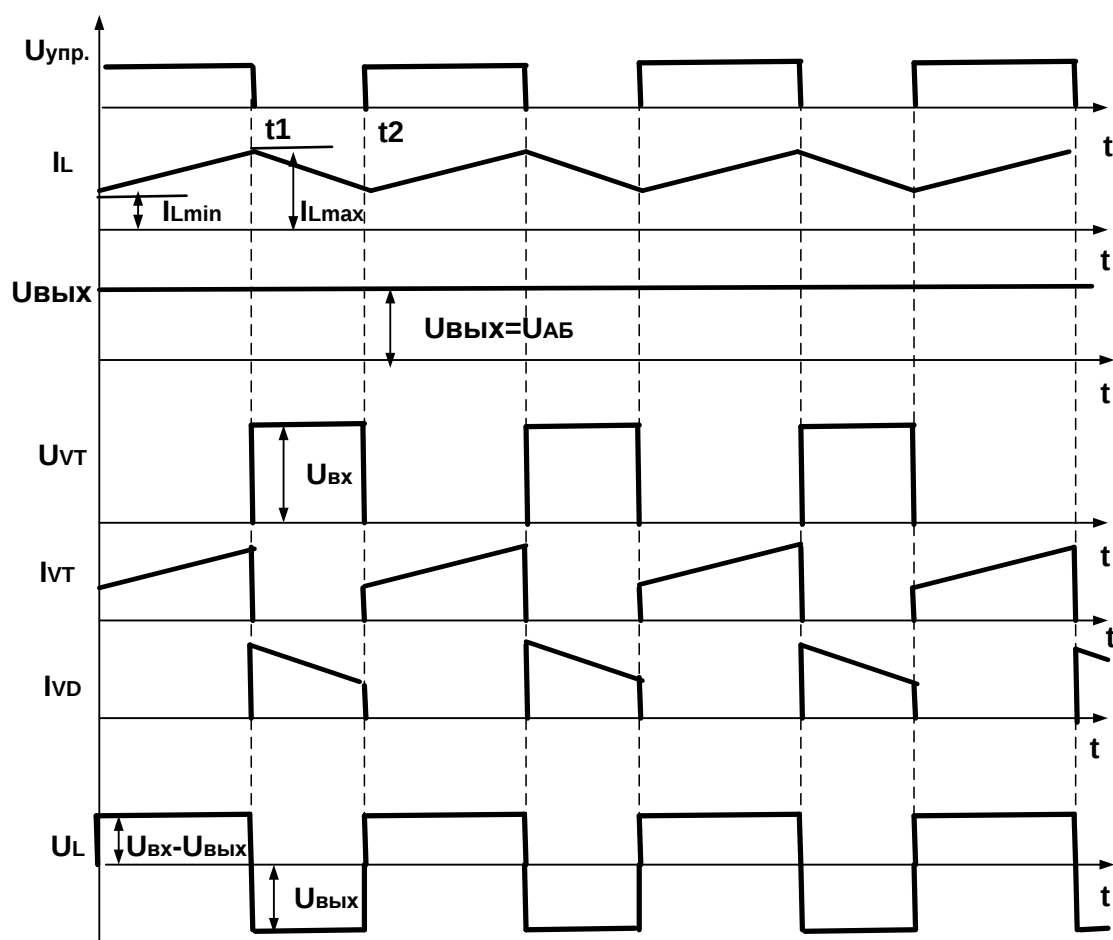


Рисунок 2.27 – Временные диаграммы, характеризующие работу силовой цепи ЗУ на основе НПН понижающего типа

На интервале времени t_1 транзистор **VT1** открыт и под воздействием разности входного напряжения и напряжения АБ ток дросселя **L1** нарастает по линейному закону:

$$I_{L1} = I_{L1min} + \frac{(U_{вх} - U_{АБ})t}{L},$$

где I_{Lmin} – ток, протекающий через дроссель **L1** в момент включения транзистора (рассматривается режим непрерывного тока дросселя).

В момент времени t_1 (рис. 2.27) транзистор **VT1** выключается, открывается диод **VD1**, и на дросселе **L1** наводится напряжение обратной полярности, равное напряжению $U_{АБ}$, а через диод **VD1** протекает спадающий по линейному закону ток дросселя I_{L1} :

$$I_{L1} = I_{L1max} - \frac{U_{АБ}t}{L},$$

где I_{Lmax} – значение тока в момент выключения транзистора.

Непрерывность зарядного тока АБ на интервале выключенного транзистора обеспечивается энергией дросселя **L1**.

В момент времени t_2 транзистор снова включается, и процессы повторяются. Для расчета параметров элементов силовой цепи зарядного устройства и их выбора по выражению регулировочной характеристики НПН понижающего типа необходимо определить диапазон изменения относительной длительности открытого состояния транзистора.

$$\gamma_{min} = \frac{U_{АБmin}}{U_{днab}} = \frac{86,4}{220} \approx 0,4;$$

$$\gamma_{max} = \frac{U_{ЗУвыхmax}}{U_{днaим}} = \frac{130}{170} \approx 0,76,$$

где $U_{ЗУвыхmax} = U_{АБнаиб.} = 1,35U_{АБном} = 130 \text{ В}$ – требуемое выходное напряжение ЗУ, определяемое зарядной характеристикой кислотных АБ (приложение Ю).

Для выбора величины индуктивности дросселя **L1** кроме величины $\gamma_{\min}$ необходимо определиться с амплитудой пульсаций зарядного тока. Величина пульсаций зарядного тока выбирается произвольной (допустим, $\Delta I_{L1} = 0,1 I_{L1}$), так как аккумулятор не предъявляет особых требований к его форме.

Определяется величина индуктивности **L1** по выражению [16]:

$$L1 = \frac{U_{\text{дн.аб}} \gamma (1 - \gamma)}{2 f_m \Delta I_L} = \frac{220 \times 0,5 (1 - 0,5)}{2 \times 5 \times 10^4 \times 0,1 \times 1,3} \approx 4 \times 10^{-3} \text{ Гн}.$$

При относительной длительности γ , изменяющейся в пределах от $\gamma_{\min} = 0,4$ до $\gamma_{\max} = 0,76$, индуктивность считается на максимум произведения $\gamma(1 - \gamma)$, т. е. при $\gamma = 0,5$.

Соединяются последовательно четыре двухобмоточных дросселя Д13-19 ($L_{\text{обм}} = 1,25 \text{ мГн}$; $I_{\text{п}} = 2 \text{ А}$; $U_{\text{обм}} = 135 \text{ В}$; $R_{\text{обм}} = 0,9 \text{ Ом}$ при параллельном соединении обмоток), обеспечивая индуктивность **5 мГн** и ток **2А** (приложение К).

Максимальное напряжение, прикладываемое к транзистору, определяется выпрямленным напряжением $U_{VT\max} = U_{d\max} = 341 \text{ В}$.

Ток, протекающий через транзистор, равен максимальному току дросселя **L1** ($I_{VT\max} = 1,1 I_{L\max} = 1,43 \text{ А}$).

Выбирается транзистор **2П946А** с параметрами (приложение Р): $U_{\text{си}} = 300 \text{ В}$; $I_{\text{с}} = 15 \text{ А}$; $R_{\text{си}} = 0,15 \text{ Ом}$; $t_{\text{вкл}} = t_{\text{выкл}} = 0,55 \text{ мкс}$ (этот транзистор выбран с целью уменьшения номенклатуры используемых комплектующих).

Статические потери в транзисторе:

$$P_{\text{ст}} = (I_{\text{зар.мах}} \gamma_{\max})^2 R_{\text{си}} = (1,3 \times 0,76)^2 \times 0,15 = 0,14 \text{ Вт},$$

где $I_{VT\max} = 1,0 I_{\text{с}}$ – максимальный ток заряда АБ.

Динамические потери в транзисторе при линейной аппроксимации временной зависимости тока и напряжения в режиме переключения определяются по выражению [16]:

$$P_{\text{дин}} = \frac{U_{\text{дн.об}} I_{\text{зар.мах}} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) f_M}{6} =$$

$$= \frac{220 \times 1,3 \times (0,55 + 0,55) \times 10^{-6} \times 5 \times 10^4}{6} \approx 2,62 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери мощности на транзисторе:

$P_{\Sigma} = P_{\text{ст}} + P_{\text{дин}} \approx 2,8 \text{ Вт}$ – требуют установки транзистора на радиатор.

Среднее значение тока, протекающего по диоду, равно:

$$I_{\text{VD ср}} = I_3(1 - \gamma_{\text{min}}) = 1,3(1 - 0,4) = 0,78 \text{ А.}$$

Выбирается диод **2Д245А** с параметрами (приложение Т).

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

Для ограничения сквозного тока при включении транзистора за время восстановления запирающих свойств диода устанавливают балластный (ограничительный) дроссель **L2**, индуктивность которого определяется выражением:

$$L2 = \frac{U_{\text{вх мах}} t_{\text{выкл}}}{I_c} = \frac{220 \times 0,55 \times 10^{-6}}{15} = 7,5 \times 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Выбирается дроссель **Д13-5** с параметрами (приложение К):

$$L = 0,0125 \text{ мГн; } I_n = 4 \text{ А; } R_{\text{обм}} = 0,03 \text{ Ом; } f = 100 \text{ кГц.}$$

В схеме НПН понижающего типа необходимо обеспечить гальваническую развязку силовой цепи от управления (формирователя ШИМ-сигнала). Кроме того, необходимо согласование по мощности выходного сигнала СУ и сигнала управления силовым ключом. Эти задачи решает усилитель мощности, реализованный на основе одноконтурной ячейки с прямым включением выпрямительного диода, схема которого приведена на рисунке 2.28.

сравнивается напряжение сигнала ошибки по току, поступающее с выхода усилителя **DA2** через усилитель рассогласования ошибки **DA3** на его инвертирующий вход с пилообразным напряжением (можно использовать развертывающее напряжение схемы управления силовым инвертором). Широтно-импульсный сигнал с выхода компаратора подается на вход силового транзистора **VT1** через трансформаторный усилитель мощности (УМ). При этом обеспечивается режим стабилизации зарядного тока АБ. По мере заряда АБ напряжение на батарее возрастает до максимального (см. зарядные характеристики АБ) и включается в работу обратная связь по напряжению (открывается диод **VD4**, запирается **VD5**), зарядное устройство переходит в режим стабилизации выходного напряжения (компенсация токов саморазряда АБ). Задающее напряжение (при ООС по напряжению) ограничивает длительность импульса на входе усилителя мощности на уровне $\gamma_{\max} \leq 0,76$.

Сердечник трансформатора УМ, работающего в одноконтурном режиме [15], перемагничивается по частному несимметричному циклу. Надежное размагничивание сердечника трансформатора УМ (ток намагничивания спадает до нуля) обеспечивается при выполнении условия:

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

определяющего отношение витков первичной обмотки и обмотки размагничивания:

$$\frac{W_1}{W_2} \geq 3,17,$$

где W_1 – число витков первичной обмотки трансформатора;

W_2 – число витков обмотки размагничивания.

К закрытому транзистору **VT2** прикладывается напряжение, определяемое выражением:

$$U_{\text{VTдоп}} \geq \frac{U_{\text{пит}}}{K_3} \left(1 + \frac{W_1}{W_2} \right) = \frac{15}{0,7} (1 + 3,17) \approx 90 \text{ В},$$

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

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

Максимальный коллекторный ток транзистора находится по выражению:

$$I_{VT2} = \frac{I_{\text{сmax}} U_{Wy}}{U_{W1} \beta_{VT1}} = \frac{1,43 \times 5}{15 \times 20} \approx 0,025 \text{ А},$$

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

По рассчитанным параметрам выбирается транзистор **2Т630В** с характеристиками (приложение Р):

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

Базовый ток транзистора VT2 определяется выражением:

$$I_{БVT2} = \frac{I_{VT2} K_{\text{нас}}}{\beta_{VT2\text{min}}} = \frac{0,025 \times 1,1}{40} \approx 700 \text{ мкА},$$

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

Сопротивление резистора в базовой цепи транзистора VT2:

$$R_3 = \frac{U_{\text{п}} - \Delta U_{БЭ}}{I_{БVT2}} = \frac{15 - 1}{0,7 \times 10^{-3}} = 20 \text{ кОм},$$

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

Выбирается резистор **С2-13-0,25 20 кОм** (приложение Г).

Система стабилизации выходных параметров зарядного устройства (тока или напряжения) характеризуется неизменностью задающего воздействия. Задача такой системы – поддержание с заданной точностью выходной величины (тока или напряжения) при наличии возмущающих воздействий. В зарядном устройстве таковыми являются входное (питающее) напряжение и выходной ток (ток заряда АБ). Для обеспечения статической

точности поддержания зарядного тока или выходного напряжения ЗУ в режимах стабилизации соответствующих величин необходимо синтезировать структурную схему ЗУ как систему 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.

Структурная схема ЗУ как системы автоматического управления [30] в замкнутом состоянии с обратными связями по току и напряжению приведена на рисунке 2.29.

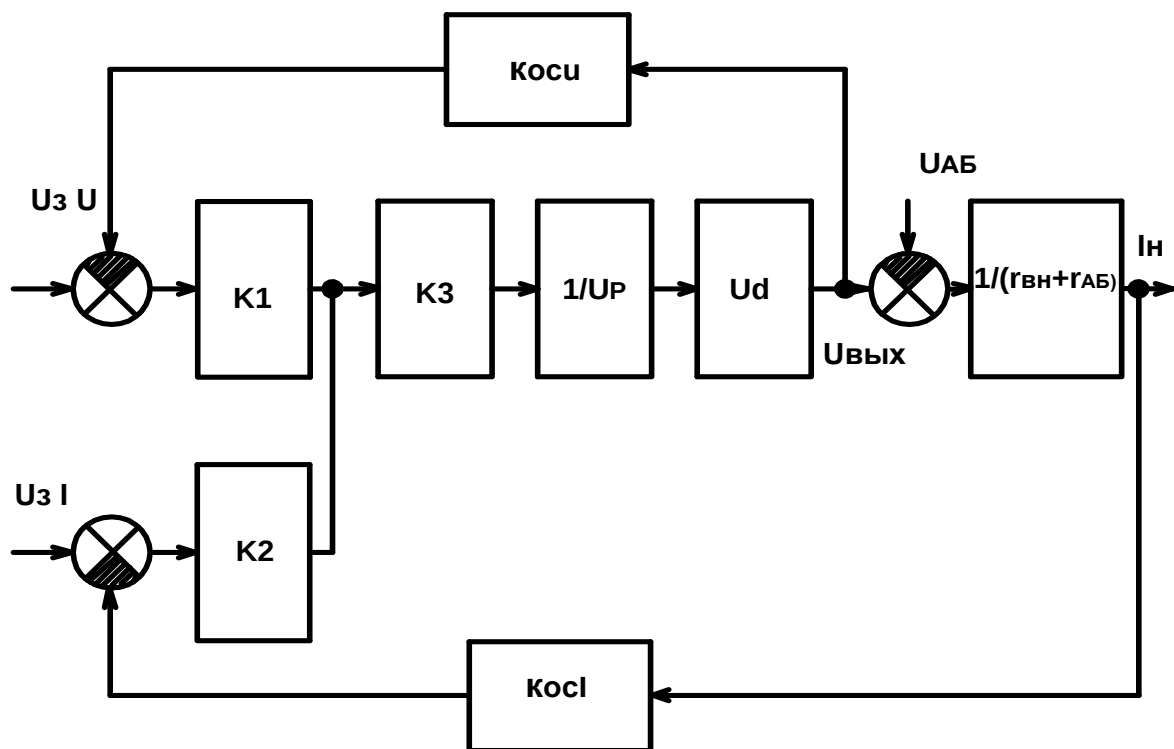


Рисунок 2.29 – Структурная схема ЗУ

Усилители $K1$, $K2$, $K3$ нужны для совместной реализации заданной точности в работе ЗУ как замкнутой (двухконтурной) системы по току и напряжению при одновременном обеспечении ее устойчивости.

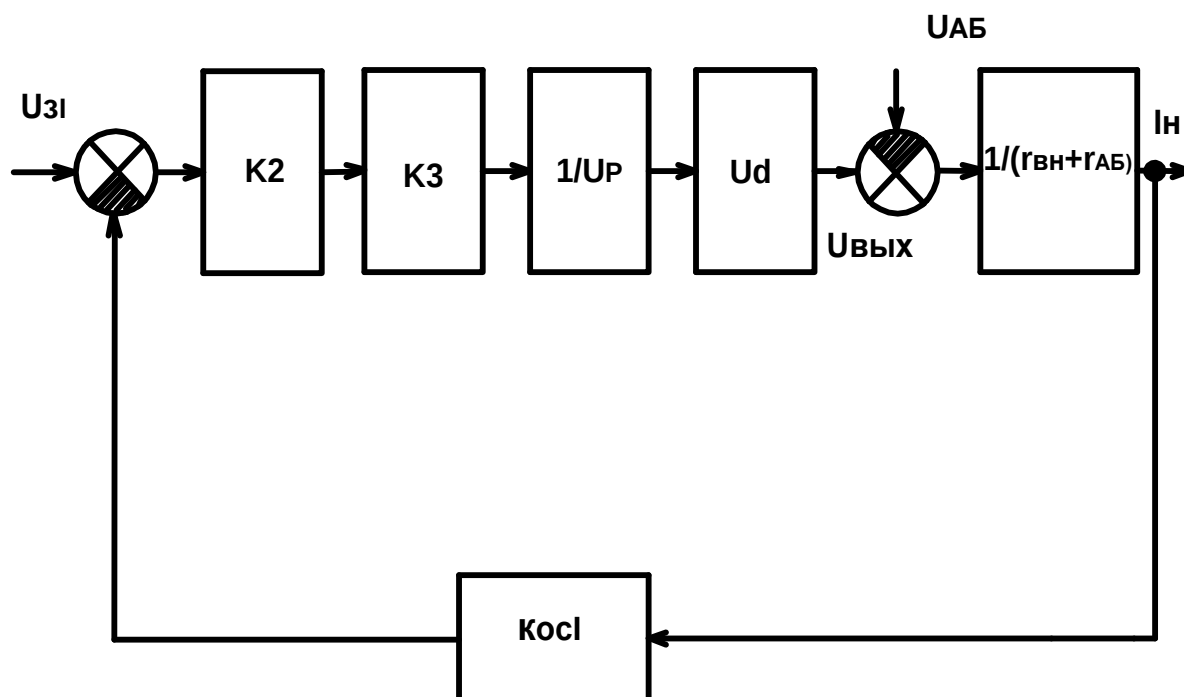


Рисунок 2.30 – Структурная схема ЗУ с обратной связью по току

Статический режим работы зарядного устройства при замыкании обратной связи (ОС) по току (рис. 2.30) описывается выражением:

$$I_3 = \frac{U_{зи} K_2 K_3 \frac{1}{U_p} U_d \frac{1}{r_{вн}}}{1 + K_2 K_3 \frac{1}{U_p} U_d \frac{1}{r_{вн}} K_{ocl}} - \frac{\frac{1}{r_{вн}} U_{АБ}}{1 + K_2 K_3 \frac{1}{U_p} U_d \frac{1}{r_{вн}} K_{ocl}},$$

где $U_{зи} = 2,5 \text{ В}$ – опорное напряжение задатчика по току, принятое из соображений, что при $U_p = 5 \text{ В}$ (амплитуда развертывающего напряжения) необходимо обеспечить $\gamma \leq 0,76$;

K_2 ; K_3 – коэффициенты усиления усилителей **DA2**, **DA3**;

U_d – напряжение питания зарядного устройства, изменяется в пределах от **170** до **220 В** (выпрямленное сетевое напряжение);

$U_{АБ}$ – напряжение аккумуляторной батареи ($U_{АБmin} = 86,4 \text{ В}$, $U_{АБ} = 96 \text{ В}$) (приложение Ю):

$$K_{ocl} \approx 6,$$

где $r_{AB} \approx 2 \text{ Ом}$ – 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.

Амплитуды пульсаций зарядного тока при разряженной и заряженной АБ будут различными, и наибольшая амплитуда будет наблюдаться при U_{ABmin} , поэтому расчет ведется на минимальное напряжение АБ.

При заданном уровне пульсаций зарядного тока задача сводится к нахождению **K2K3** (коэффициентов усиления сигнала ошибки), необходимых для обеспечения заданной точности. Решая приведенное выше выражение относительно **K1K3**, находится их произведение **K1K3 = 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 рисунке 2.31.

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

$$U_{\text{вых}} = U_{3U} = \frac{K_1 K_3 \frac{1}{U_p} U_d}{1 + K_1 K_3 \frac{1}{U_p} U_d K_{ocU}} - I_3 \frac{r_{др} + r_{си}}{1 + K_1 K_3 \frac{1}{U_p} U_d K_{ocU}},$$

где **K3** – коэффициент передачи усилителя **DA3**;

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

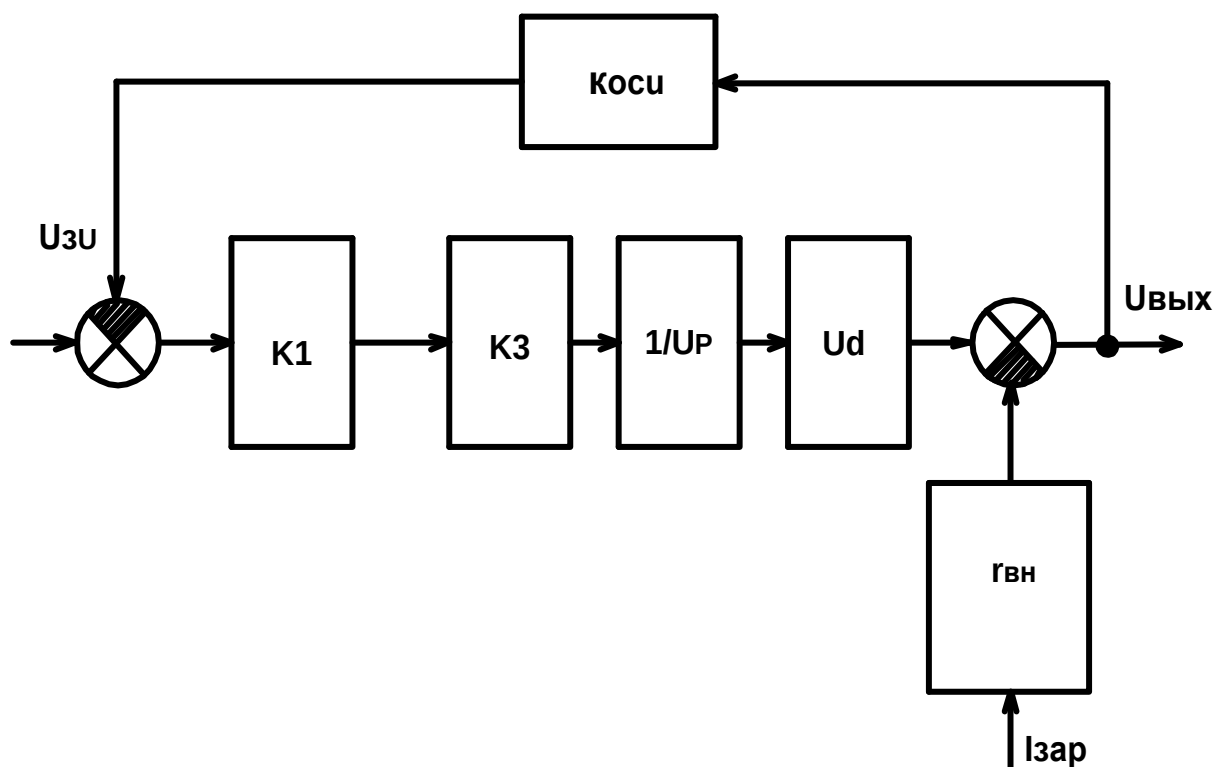


Рисунок 2.31 – Структурная схема ЗУ с обратной связью по напряжению

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:

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

Задается нестабильность выходного напряжения в пределах $(3 \div 5)\%$, т. е. отклонением выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}} \approx 4 \text{ В}$, и разрешается выражение относительно $K_1 K_3$, находится $K_1 K_3 \approx 10$.

Задавшись $K_3 = 2$, определяются $K_1 = 5$ и $K_2 = 1,5$.

2.3.12 Расчет усилителей мощности

Сопряжение цепей управления транзисторными ключами мостового инвертора с низковольтными логическими выходами схемы управления требует гальванической развязки и согласования управляющих сигналов по уровню напряжения и мощности.

Гальваническая развязка в усилителях мощности может быть обеспечена применением оптоэлектронных приборов, основное достоинство которых – технологичность, но при этом имеется ряд недостатков:

- низкий коэффициент (в пределах 0,01) передачи сигнала;
- необходимость в дополнительных источниках для питания выходных каскадов;
- малый уровень мощности выходного сигнала.

Развязка может быть обеспечена использованием трансформаторных схем УМ, которым присущи свои недостатки:

- наличие моточных изделий;
- для управления ключами высокочастотной (50 Гц) стойки инвертора трансформаторы должны быть спроектированы на низкую частоту (частоту сети), а работают на частоте преобразования, т. е. повышенной частоте (10 кГц), что приводит к затруднениям в формировании фронтов управляющих импульсов.

Один из вариантов УМ с опторазвязкой, удовлетворяющих этим требованиям, приведен на рисунке 2.32.

Исходные данные для расчета параметров УМ:

$$- (I_{\text{Бтр.и}} \geq \frac{I_{\text{Ктр.и}}}{\beta_{\text{мин}}} = \frac{8,4}{8} = 1,05 \text{ А}) - \text{ток базы транзисторов инвертора}$$

определяется характеристиками **2Т847Б**;

- для данного усилителя мощности требуется два источника питания с напряжением $U_{\text{пит1}} = U_{\text{пит2}} \leq 5 \text{ В}$.

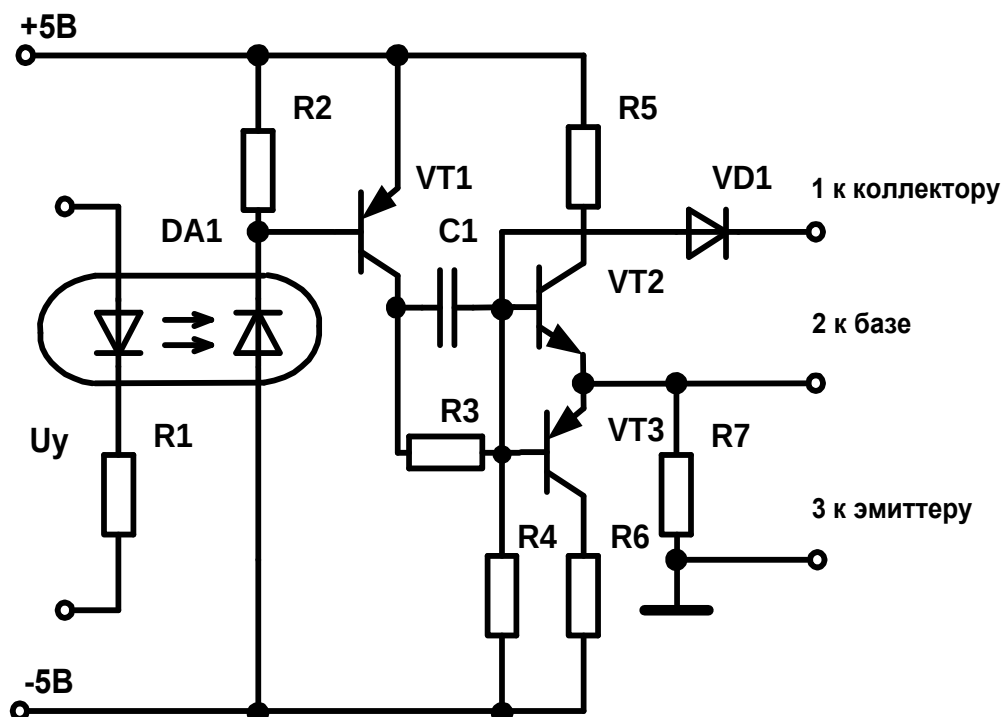


Рисунок 2.32 – Усилитель мощности с оптоэлектронной развязкой

Такой усилитель обеспечивает быстрое выключение транзистора, позволяя держать транзистор инвертора открытым с заданной степенью насыщения, т. е. обладает хорошими динамическими свойствами.

Открывается транзистор инвертора по сигналу U_y током, протекающим по цепи: плюс источника $U_{пит1}$, резистор $R5$, транзистор $VT2$, базо-эмиттерный переход транзистора, общая точка (земля) источников питания данного усилителя мощности.

Допустимый коллекторный ток $VT2$ должен быть не менее тока базы силового транзистора. Максимальное допустимое напряжение U_{VT2} должно быть не меньше напряжения **10 В**. Выбирается транзистор **2Т630А** с параметрами (приложение Р):

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

$$\Delta U_{БЭ \text{ нас}} = 1,1 \text{ В}.$$

Сопротивление резистора **R5**:

$$R_5 = \frac{U_{пит1} - \Delta U_{VT2} - \Delta U_{БЭтр.и}}{I_{Бтр.и}} = \frac{5 - 0,3 - 1,5}{1,05} = 3,0 \text{ Ом},$$

где $U_{пит1} = +5\text{В}$;

$\Delta U_{БЭтр.и} = 1,5 \text{ В}$ – падение напряжения на базо-эмиттерном переходе транзистора инвертора;

$I_{Бтр.и} = 1,05\text{А}$ – требуемый базовый ток транзистора инвертора.

Выбирается резистор (приложение Г) **C2-33H – 3,0 Ом±10%**.

Мощность, рассеиваемая резистором **R5**:

$$P_{R5} = I_{Бтр.и}^2 \gamma R_5 = 1,05^2 \times 0,5 \times 3,0 \approx 1,5 \text{ Вт},$$

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

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

Выбирается сопротивление **C2-13-0,5 – 10 Ом±10%** (приложение В).

При выключении силового транзистора к его базо-эмиттерному переходу прикладывается не превышающее допустимый уровень запирающее напряжение отрицательного источника ($-U_{п}$) за вычетом прямого падения напряжения $\Delta U_{ЭК}$ открытого транзистора VT3, т. е. должно соблюдаться условие:

$$U_{пит2} - \Delta U_{VT3} - I_{Бтр.и} R_6 \leq U_{ЭБдоп} = 5 \text{ В.} \text{ — для } 2\text{T847Б.}$$

Импульсный ток, протекающий по коллекторной цепи транзистора **VT3**, выбирается по базовому току силового транзистора инвертора:

$$I_{VT3max} = I_{Бтр.и} = 1,05 \text{ А.}$$

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

Сопротивление резистора R_6 находится из выражения:

$$R_6 = \frac{U_{\text{пит}2} - \Delta U_{VT3}}{I_{VT3\text{max}}} = \frac{5 - 0,6}{1,05} = 4,2 \text{ Ом.}$$

Выбирается сопротивление **C2-33H – 4,2Ом ±10%**.

Включение диода **VD1** в схему УМ позволяет поддерживать транзистор инвертора в открытом состоянии с заданной степенью насыщения для уменьшения времени выключения. При выключенном транзисторе напряжение на его коллекторе велико, следовательно, заперт диод **VD1**, и к нему приложено напряжение, определяемое максимальным входным напряжением инвертора **341В**. Выбирается диод **2Д204А** с параметрами (приложение Т):

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

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

$$I_{VT1} = I_{BVT2} = \frac{I_{VT2} K_{\text{нас}}}{\beta_{\text{min}}} = \frac{1,05 \times 1,1}{40} \approx 0,03 \text{ А.}$$

Сопротивление резистора **R4**:

$$R_4 = \frac{(U_{\text{пит}2} - \Delta U_{\text{ЭБнасVT3}}) \beta_{\text{min VT3}}}{I_{VT3\text{max}} K_{\text{нас}}} = \frac{(5 - 1,3)25}{1,05 \times 1,1} \approx 80 \text{ Ом.}$$

Выбирается сопротивление **C2-13-0,5-78 Ом ±10%** (приложение Д).

Гальваническую развязку схемы управления обеспечивает оптопара диод-диод **3ОД-121** с параметрами [8]:

$$U_{\text{вх}} = 1,7 \text{ В; } K_{\text{пер}} = 1,0\%; U_{\text{вх обр}} = 5 \text{ В; } U_{\text{вых обр}} = 20 \text{ В;}$$

$$I_{\text{вх}} = 10 \text{ мА; } U_{\text{изол}} = 500 \text{ В.}$$

Для согласования выходного тока оптопары с требуемым током базы транзистора **VT2** необходим усилительный каскад с коэффициентом усиления:

$$\beta_{\text{min}} \geq \frac{I_{BVT2} K_{\text{нас}}}{I_{\text{вх}} K_{\text{пер}}} = \frac{0,03 \times 1,1}{10^{-2} \times 10^{-2}} \approx 330.$$

Для этого выбирается транзистор **КТ973Б** с параметрами [8]:

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

$\Delta U_{БЭ \text{ нас}} = 2,5 \text{ В}.$

Сопротивление резистора **R3**:

$$R_3 = \frac{U_{\text{пит1}} - \Delta U_{VT1} - \Delta U_{БЭVT2} - \Delta U_{БЭтр.и}}{I_{VT1}} = \frac{5 - 1,5 - 1,1 - 1,5}{0,03} = 30 \text{ Ом}.$$

Выбирается резистор **C2-13-05-30 Ом ±10%** (приложение Г).

Резистор **R2**, шунтирующий базо-эмиттерный переход транзистора **КТ973Б**, выбирается **C2-13-05-1 кОм ±10%**. Для ускорения переходных процессов, возникающих при переключении силового транзистора, используют форсирующую емкость, шунтирующую резистор **R3**. Емкость обычно составляет примерно сотни или тысячи пикофард.

Выбирается в качестве **C1** конденсатор **КМ-5-Н30 – 1500 пФ** (приложение Ж).

Для усилителей мощности четырех силовых ключей инвертора необходимо иметь четыре гальванически развязанных источника (+5 В) по 1 А каждый и четыре источника (–5 В) по 1 А каждый.

Такие усилители мощности обеспечивают гальваническую развязку цепи управления от силовой, хорошую динамику, но при этом требуется многоканальный источник питания, что является большим недостатком. Целесообразнее для этих целей использовать интегральные драйверы, питающиеся от низковольтного источника и обеспечивающие управление **IGBT** и **МОП**-транзисторными стойками инвертора с одновременной защитой СУ от высокого напряжения. Для управления (**IGBT**) ключами стойки силового инвертора с напряжением питания $U_{dmax} = 341 \text{ В}$ выбирается драйвер **IR2110S** (рис. 2.33) с характеристиками:

$U_{out} = (10 \div 20) \text{ В}; U_{offset} = 500 \text{ В}, I_{0+} = 2 \text{ А}, I_{0-} = 2 \text{ А},$

$t_{on/off} = 94/120 \text{ нс}.$

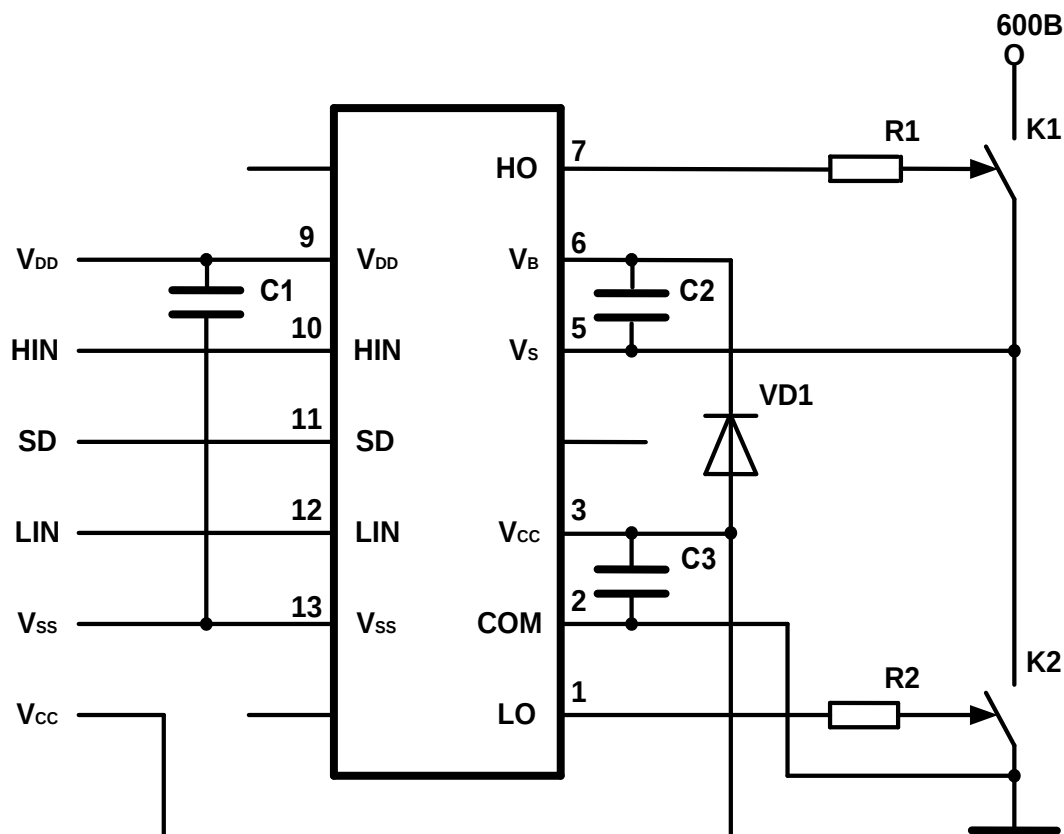


Рисунок 2.33 – Схема подключения драйвера IR2112

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

2.3.13 Схема управления СГЭП

Функциональная схема управления силовым инвертором представлена на рисунке 2.34, 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;

формируется на выходе «сумматора», на прямой вход которого подается опорное синусоидальное напряжение частоты питающей сети 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 на информационный вход 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;
- с использованием комбинации аналоговых и цифровых микросхем;
- на базе микропроцессоров.

Схема управления электрическая принципиальная в цифровом виде приведена на рисунке 2.35. 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.

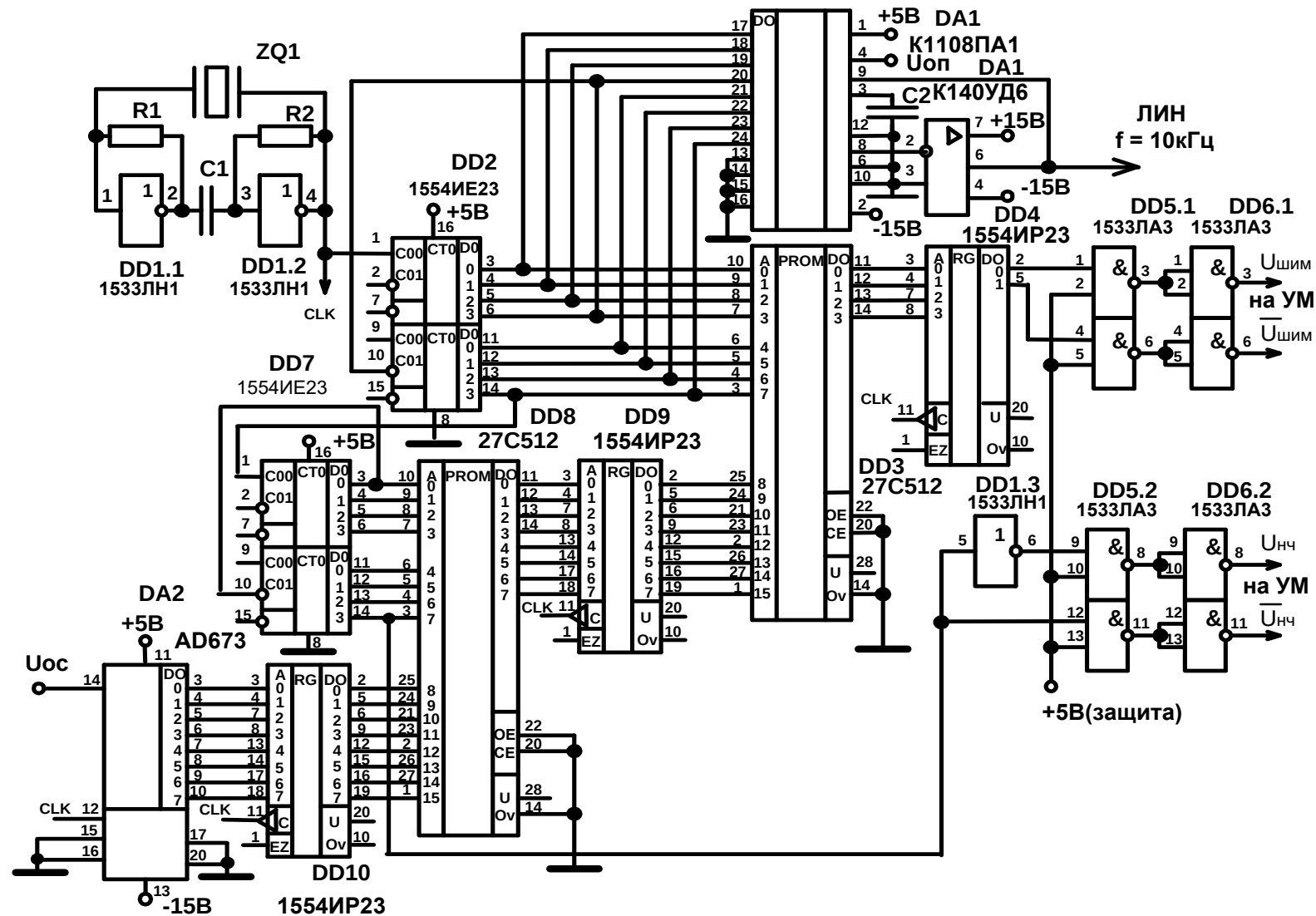


Рисунок 2.35 – Цифровая схема управления

Счетчик **DD7** формирует код, пропорциональный фазе требуемого синусоидального сетевого 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_{нч}» и «НЕ-U_{нч}» 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 систему управления, подробно рассматриваемые 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. Данные получены из характеристик элементов схемы.

Вопросы формирования опорных напряжений для цифро-аналоговых и аналогово-цифровых преобразователей в данной работе не рассматриваются.

2.3.14 Блок обратной связи

Задача блока обратной связи при выбранной схеме управления заключается в преобразовании выходного переменного сетевого напряжения частоты **50 Гц** в постоянное, согласованное со схемой управления по уровню напряжение. Для этого выходное напряжение инвертора понижается до приемлемого уровня (с помощью дополнительной обмотки на силовом трансформаторе), затем выпрямляется, и выделяется его среднее значение. Принципиальная электрическая схема блока обратной связи приведена на рисунке 2.36.

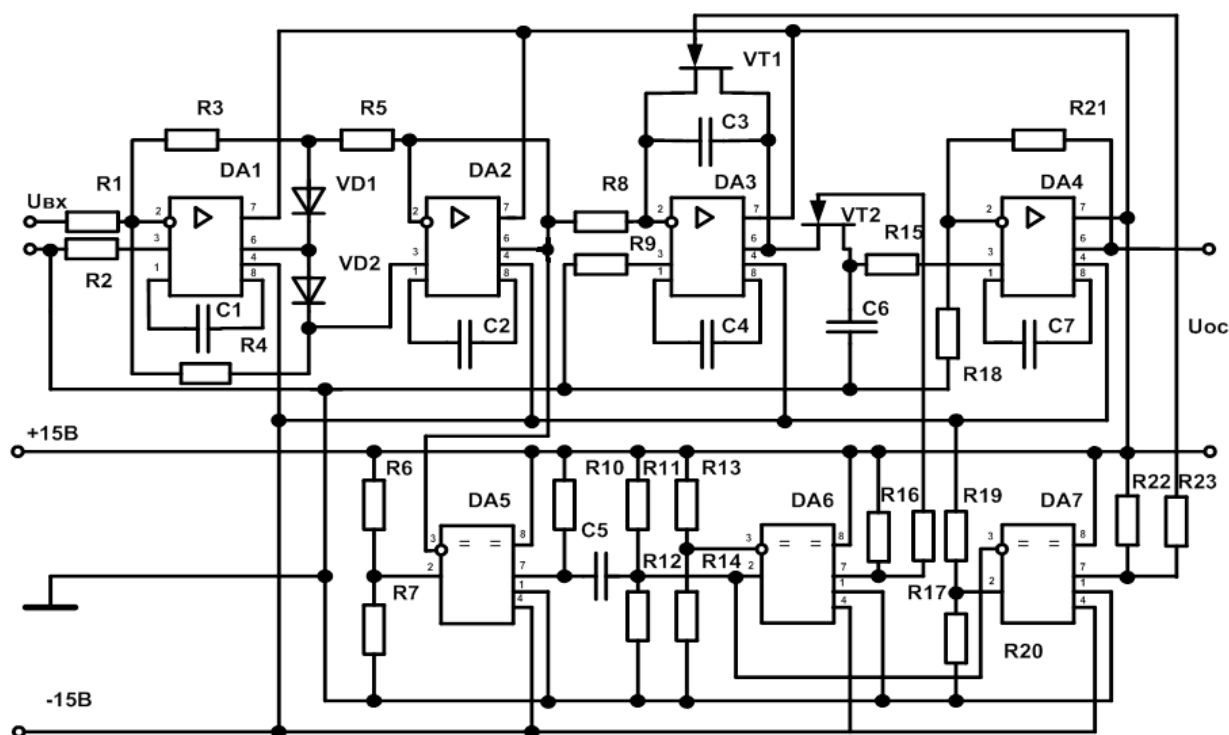


Рисунок 2.36 – Схема блока обратной связи

Выходное напряжение СГЭП с дополнительной обмотки трансформатора поступает на вход прецизионного выпрямителя с целью повышения чувствительности ($U_{oc} = 2 \div 3$) В, выполненного на операционных усилителях **DA1**, **DA2** и диодах **VD1**, **VD2**, включенных в цепь обратной связи усилителя **DA1** и далее через повторитель **DA2** на вход интегратора. 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 на схему управления. После передачи информации в ячейку памяти напряжение интегратора 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. Такая схема обратной связи обладает однополупериодным запаздыванием.

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

На рисунке 2.37 приведены диаграммы напряжений, поясняющие работу блока обратной связи.

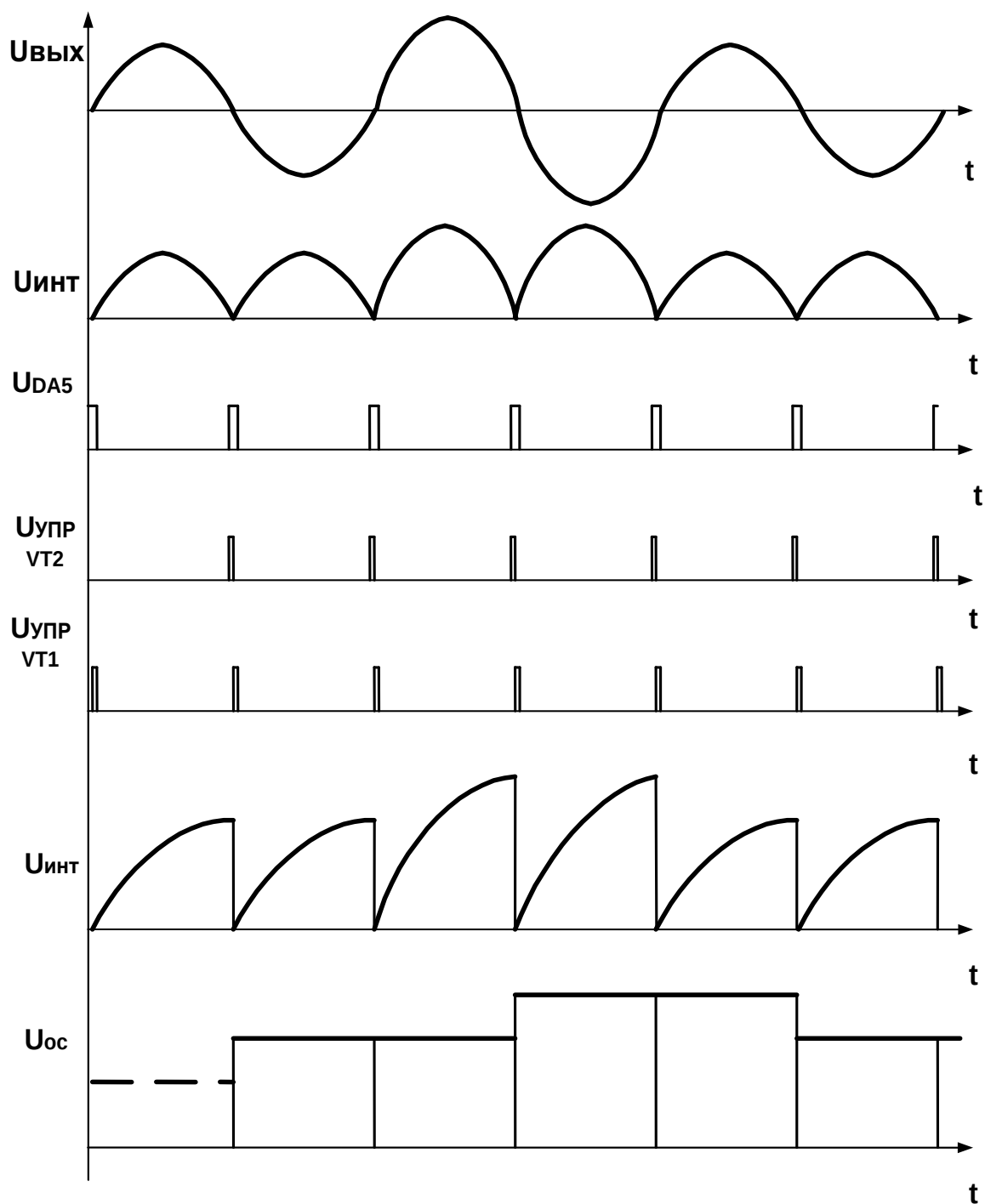


Рисунок 2.37 – Временные диаграммы, поясняющие работу схемы БОС

2.3.15 Блок защиты

Увеличение срока службы СГЭП может быть достигнуто:

- снижением коэффициента загрузки элементов силовых цепей;
- использованием элементной базы повышенной надежности;

- «горячим» резервированием основных узлов;
- защитой элементов силовых узлов от перегрузки по току.

Защита основных силовых узлов СГЭП от перегрузки по току на уровне может быть выполнена установкой плавких предохранителей. Время срабатывания такой защиты, как правило, составляет десятки миллисекунд, и при быстроразвивающихся аварийных процессах такая защита неэффективна.

Более высоким быстродействием обладает электронная защита снятием управления ключей (выключением) инвертора, при превышении допустимого уровня тока в силовой цепи. Для этого в цепи силового канала устанавливается датчик тока, который может быть выполнен на основе токовых шунтов, трансформаторов тока или других элементов. В данном случае используется трансформатор тока, обеспечивающий одновременно контроль тока и гальваническую развязку силовой цепи переменного тока высокого напряжения с низковольтной схемой управления. Схема блока защиты приведена на рисунке 2.38.

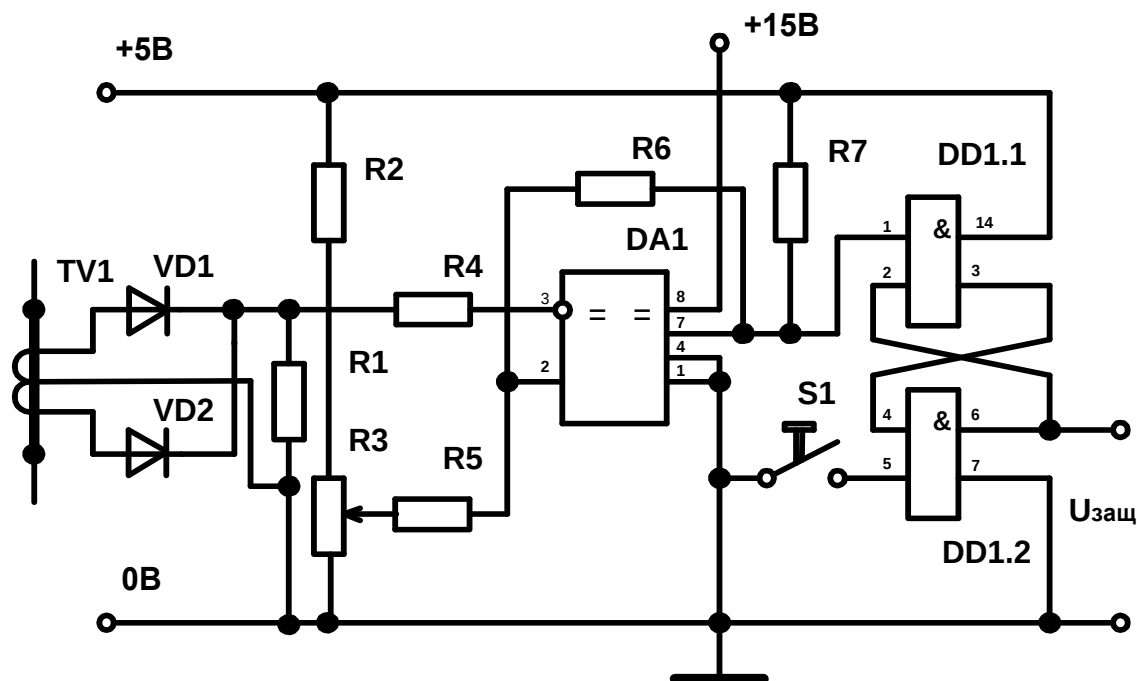


Рисунок 2.38 – Блок защиты

Нажатием кнопки **S1** осуществляется запуск СГЭП. На вход **5** микросхемы **DD1** поступает сигнал логического нуля, соответственно, на выходе **6** формируется сигнал логической единицы, передаваемый на вход «+5В (защита)» схемы управления (рис. 2.35) и разрешающий подачу сигналов управления на входы силового инвертора. Если ток нагрузки не превышает допустимых пределов $1,2I_{ном}$ и напряжение на инвертирующем входе **3** компаратора **DA1** меньше, чем на неинвертирующем входе **2**, то на выходе **7** компаратора **DA1** поддерживается сигнал логической единицы. При увеличении тока нагрузки выше $1,2I_{ном}$ на выходе **7** компаратора формируется логический нуль и RS-триггер, реализованный на элементах **2И-НЕ** микросхемы **DD1**, выдает на выходе сигнал логического нуля, запрещающий подачу импульсов управления на входы силового инвертора. Повторный пуск осуществляется путем нажатия кнопки **S1** после устранения причины, вызвавшей несанкционированное увеличение тока нагрузки. Расчет трансформатора, выполняющего роль датчика тока, производится по известным методикам.

Ток, потребляемый данной схемой защиты от источника питания собственных нужд по цепям +5 В и +15 В, не превышает 10 мА.

2.3.16 Устройство контроля напряжения питающей сети

Схема контроля напряжения питающей сети переменного тока, приведенная на рисунке 2.39, осуществляет измерение среднего значения сетевого напряжения за полупериод частоты контролируемого входного напряжения, и при выходе его за пределы допустимого диапазона выдает сигнал на включение в работу разрядного устройства, питающегося от аккумуляторной батареи. Уровни опорных напряжений нижнего и верхнего пределов задаются делителями **R22**, **R23** и **R26**, **R27**. Данная схема контроля обладает полупериодным запаздыванием, в течение которого происходит измерение среднего значения сетевого напряжения с помощью интегратора со срывом

с последующей передачей информации в схему управления. При обнулении напряжения на полпериода сетевой частоты 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 и СГЭП переходит на питание от АБ.

Ток, потребляемый схемой контроля от источника питания собственных нужд по цепям ± 15 В, не превышает **100 мА**, а по цепи **+5 В – 10 мА**.

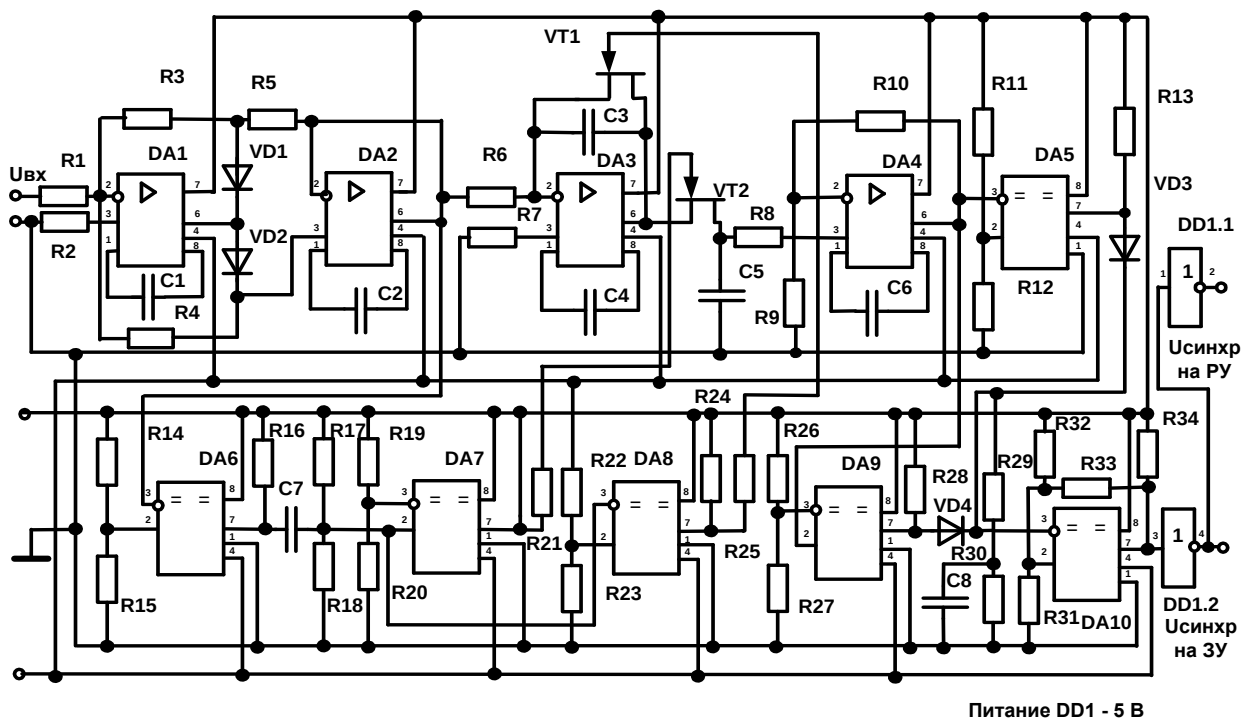


Рисунок 2.39 – Устройство контроля напряжения питающей сети

2.3.17 Блок питания собственных нужд

Задача блока питания собственных нужд – 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 разрядного устройства, питающегося от резервного источника (АБ). Анализ принципиальных схем всех блоков СГЭП позволяет определить количество выходных каналов, уровни и качество напряжения и потребляемого каждым каналом тока. Основные электрические характеристики блока питания приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Электрические характеристики блока питания

Параметры	Значения параметров					
Количество каналов	4	4	1	1	1	1
Выходное напряжение, В	+5	–5	+15	–15	+5	+15
Отклонения напряжения, %	±5	±5	±5	±5	±5	–
Ток нагрузки канала, А	1	1	0,8	0,5	2,5	0,01
Пульсации напряжения, %	Определяются типом используемых конденсаторов					

Учитывая, что рабочий диапазон выпрямленного напряжения питающей сети переменного тока изменяется в пределах от 170 до 220 В и выходное напряжение разрядного устройства не выходит за рамки этих пределов, а потребляемая мощность всех каналов не превышает **75 Вт** (табл. 2.1), целесообразно проектировать блок питания на основе однофазного преобразователя напряжения [4, 19, 21, 25]. Это позволяет уменьшить количество элементов силовой цепи источника питания и упростить его схему управления. Для

уменьшения напряжения на силовом транзисторе используется схема одноканальной прямоходовой инверторной ячейки, выполненной на двух транзисторах. Передача энергии в нагрузку в таких схемах осуществляется на этапе включенного (открытого) состояния транзисторов. Относительная длительность времени открытого состояния транзисторов в такой схеме не превышает $\gamma_{\max} \leq 0,5$. Принципиальная электрическая схема многоканального источника питания приведена на рисунке 2.40.

Широтно-импульсное регулирование обеспечивается схемой управления, выполненной на микросхеме **TL494**, содержащей два усилителя ошибки, внутренний регулируемый высокочастотный (ВЧ) генератор, (DTC) управляемый компаратор временной задержки, импульсно управляемый переключатель, источник опорного напряжения $5\text{В} \pm 5\%$, узел контроля напряжения выходной цепи. Усилители сигнала ошибки выдают синфазное напряжение в диапазоне – **(0.3 ÷ 2) В**. Компаратор задержки имеет фиксированное смещение, что дает 5%-ную временную задержку. Внутренний генератор может быть синхронизирован со схемой управления силового инвертора. Независимые выходные каскады **TL494** дают возможность подключать нагрузку по схеме с общим эмиттером либо по схеме эмиттерного повторителя. Для стабилизации выходных напряжений схема блока питания снабжена отрицательной обратной связью по напряжению (дополнительная обмотка силового трансформатора **TV2**). Согласование уровней выходных сигналов **TL494** с управляющими входами транзисторов обеспечивает трансформаторный усилитель мощности.

Исходные данные для расчета ИПСН:

- $U_{\text{dmin}} = 170 \text{ В}$; $U_{\text{dmax}} = 220 \text{ В}$ – минимальное и максимальное входное напряжение источника питания;
- выходные характеристики ИПСН приведены в таблице 2.1;
- $\Sigma P_{\text{к}} \approx 75 \text{ Вт}$ – общая мощность всех каналов ИПСН.

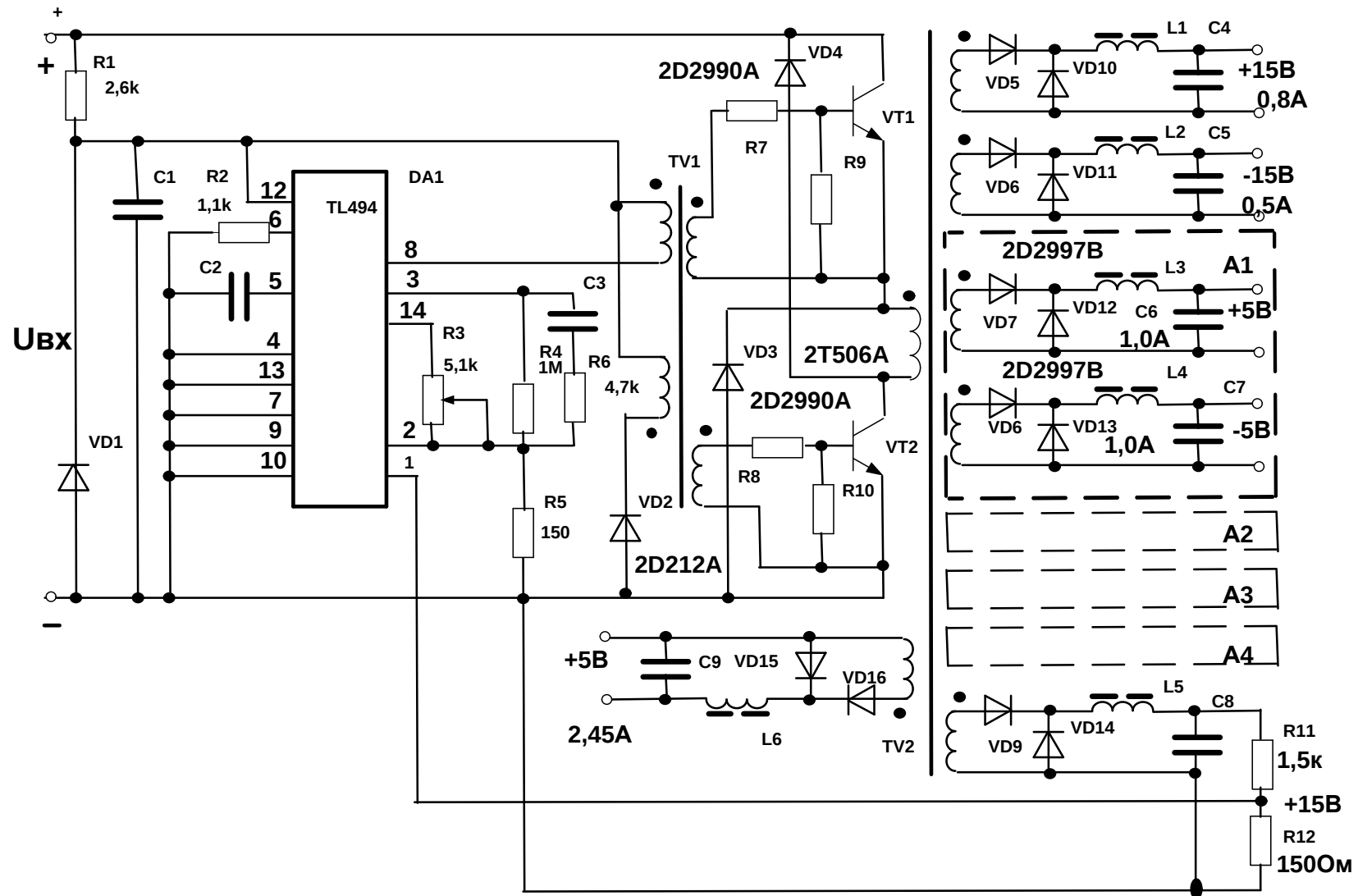


Рисунок 2.40 – Блок питания собственных нужд (БПСН)

Для канала **+15 В** минимально необходимое напряжение вторичной обмотки трансформатора источника питания рассчитывается по выражению:

$$U_{W(+15)\min} = \frac{U_{\text{вых}(+15)} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{\text{VD}}}{\gamma_{\max}} = \frac{15 + 1}{0,5} = 32 \text{ В},$$

где $\Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{\text{VD}} \approx 1 \text{ В}$ – принято падение напряжения на диоде и дросселе.

Минимальная относительная длительность $\gamma_{\min}$ определяется из условия равенства вольт-секунд напряжения на обмотках трансформатора $U_{\text{днаим}} \gamma_{\max} = U_{\text{днانب}} \gamma_{\min}$:

$$\gamma_{\min} = \gamma_{\max} \frac{U_{\text{днаим}}}{U_{\text{днانب}}} = 0,5 \frac{170}{220} \approx 0,38.$$

Индуктивность дросселя находится из выражения:

$$L_{(+15)} \geq \frac{(1 - \gamma_{\min}) R_{(+15)}}{2f_{\text{м}}} = \frac{(1 - 0,38)20}{2 \times 10^4} = 0,62 \times 10^{-3} \text{ Гн},$$

где $R_{(+15)} = \frac{U_{(+15)}}{I_{\text{н}}} = \frac{15}{0,8} \approx 20 \text{ Ом}$ – эквивалентное сопротивление нагрузки канала **+15 В**.

Ток дросселя равен току нагрузки $I_L = I_{\text{н}} = 0,8 \text{ А}$.

Выбирается дроссель Д13-17 ($L = 2,0 \text{ мГн}$; $I = 1,0 \text{ А}$; $r = 0,6 \text{ Ом}$).

Пульсации тока в дросселе:

$$\Delta I_L = \frac{U(1 - \gamma_{\min})}{L f_{\text{м}}} = \frac{15(1 - 0,38)}{2,0 \times 10^{-3} \times 10^4} = 0,48 \text{ А}.$$

Емкость конденсатора:

$$C_{(+15)} = \frac{(1 - \gamma_{\min})}{16 L f_{\text{м}}^2 \Delta U} = \frac{(1 - 0,38)}{16 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^8 \times 0,05} \approx 4,0 \text{ мкФ}.$$

Уровень пульсаций выходного напряжения определяется выражением:

$$U_{\text{фдоп}} = U_{50\text{доп}} \frac{50}{f},$$

где $U_{50\text{доп}}$ – допустимая пульсация на частоте 50 Гц.

Выбирается конденсатор **K50-29-10 мкФ-25 В** с допустимыми пульсациями на частоте 10 кГц:

$$U_{\text{фдоп}} = \frac{7,5 \times 50}{10^4} = 0,04 \text{ В},$$

где $\sim U_{50\text{доп}} = 0,3U_{\text{ном}} = 0,3 \times 25 = 7,5 \text{ В}$.

Средний ток выпрямительного диода:

$$I_{\text{VD5}} = I_{\text{н}} \gamma_{\text{max}} = 0,2 \times 0,5 \approx 0,1 \text{ А}.$$

Средний ток нулевого диода:

$$I_{\text{VD5}} = I_{\text{н}} (1 - \gamma_{\text{min}}) = 0,2 \times (1 - 0,38) \approx 0,12 \text{ А}.$$

Выбираются диоды 2D2999Б.

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора канала (+15В) равно току дросселя:

$$I_{\text{w}(+15)} = I_{\text{н}} \sqrt{\gamma_{\text{max}}} = 0,2 \sqrt{0,5} \approx 0,14 \text{ А}.$$

Для канала +5В минимально необходимое напряжение обмотки:

$$U_{\text{w}(+5)\text{min}} = \frac{U_{\text{вых}(+5)} + \Delta U_{\text{др}} + \Delta U_{\text{VD}}}{\gamma_{\text{max}}} = \frac{5 + 1}{0,5} = 12 \text{ В}.$$

Расчеты электрических параметров элементов остальных каналов аналогичны предыдущему и в данной работе не приводятся.

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора источника питания определяется по выражению:

$$\begin{aligned} I_{\text{w1}} &= \frac{4I_{(+15)}}{K_{\text{TP}(+15)}} + \frac{4I_{(-15)}}{K_{\text{TP}(-15)}} + \frac{4I_{(+5)}}{K_{\text{TP}(+5)}} + \frac{4I_{(-5)}}{K_{\text{TP}(-5)}} + \frac{I_{(+15^*)}}{K_{\text{TP}(+15^*)}} = \\ &= \frac{0,8}{5,3} + \frac{0,5}{5,3} + \frac{4}{14} + \frac{1}{14} + \frac{0,1}{5,3} = 0,62 \text{ А}, \end{aligned}$$

$$\text{где } K_{\text{TP}(+15)} = \frac{U_{\text{dmin}}}{U_{\text{w}(+15)\text{min}}} = \frac{170}{32} \approx 5,3; \quad K_{\text{TP}(+5)} = \frac{U_{\text{dmin}}}{U_{\text{w}(+5)\text{min}}} = \frac{170}{12} \approx 14.$$

Необходимые для проектирования трансформатора токи и напряжения всех обмоток:

- максимальное напряжение на первичной обмотке – **220 В**;
- действующее значение тока первичной обмотки – **0,62 А**;
- напряжение на обмотках каналов (15 В) – **32 В**;
- напряжение на обмотках каналов (5 В) – **12 В**.

Значения токов вторичных обмоток взять из таблицы 2.1.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рассматриваемом варианте системы гарантированного электропитания основное внимание уделено расчету 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. **Воронин, П. А.** Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П. А. Воронин. – М. : ИД «Додека-XXI», 2001. – 364 с.
8. **Воронин, А. И.** Трансформаторы и дроссели источников электропитания электронных устройств : учеб. пособие / А. И. Воронин, Г. А. Шадрин. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2010. – 183 с.
9. **Зиновьев, Г. С.** Основы силовой электроники : учеб. пособие. – 2-е изд., испр. и доп. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с. – (Сер. «Учебники НГТУ»).
10. **Единая система конструкторской документации** : справочное пособие / С. С. Борушек, А. А. Волков, М. М. Ефимов и др. – М. : Изд-во стандартов, 1989. – 352 с.

11. **Интегральные микросхемы.** Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М. : Додека, 1997. – 224 с.

12. **Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры :** справочник / под ред. Г. С. Найвельта. – М. : Радио и связь, 1985. – 575 с.

13. **Иванов-Цыганов, А. И.** Электропреобразовательные устройства РЭС : учебник для вузов / А. И. Иванов-Цыганов. – М. : Высшая школа, 1980. – 424 с.

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

15. **Кобзев, А. В.** Энергетическая электроника : учеб. пособие / А. В. Кобзев, Б. И. Коновалов, В. Д. Семенов. – Томск : Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2010 – 164 с.

16. **Коновалов, Б. И.** Электропитание ЭВМ : учеб. пособие / Б. И. Коновалов. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 177 с.

17. **Малогобаритные трансформаторы и дроссели :** справочник / И. Н. Сидоров, С. В. Скорняков, В. В. Христинин. – М. : Радио и связь, 1985. – 415 с.

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

19. **Мишуров, В. С.** Энергетическая электроника : учеб.-метод. пособие / В. С. Мишуров, В. Д. Семенов. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 221 с.

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

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

22. **Полупроводниковые выпрямители** / под ред. Ф. И. Ковалева, Г. П. Мостковой. – М. : Энергия, 1978. – 448 с.

23. **Работы выпускные квалификационные** : метод. указания по оформлению технической документации / сост. В. П. Родюков. – Томск : ТМЦ ДО, 2010. – 84 с.

24. **Резисторы** : справочник / под ред. И. И. Четверткова, В. М. Терехова. – М. : Радио и связь, 1987. – 352 с.

25. **Ромаш, Э. М.** Высоочастотные транзисторные преобразователи / Э. М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н. Н. Юрченко. – М. : Радио и связь, 1988. – 288 с.

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

27. **Семёнов, В. Д.** Основы преобразовательной техники : учеб. пособие / В. Д. Семёнов, В. С. Мишуров. – Томск : Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001. – 132 с.

28. **Сергеев, Б. С.** Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания : справочник / Б. С. Сергеев. – М. : Радио и связь, 1992. – 224 с.

29. **Сидоров, И. Н.** Малогабаритные магнитопроводы и сердечники : справочник / И. Н. Сидоров, В. В. Мукосеев, А. А. Христинин. – М. : Радио и связь, 1988. – 384 с.

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

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

32. **Транзисторные преобразователи напряжения: анализ и расчет** : учеб. пособие / А. И. Андриянов. – Брянск : БГТУ, 2010. – 255 с.

33. **Уильямс, Б.** Силовая электроника: приборы, применение, управление : справ. пособие / пер. с англ. Б. Уильямс. – М. : Энергоатомиздат, 1993. – 240 с.

34. **Электропитание устройств связи** / под ред. В. Е. Китаева. – М. : Радио и связь, 1988. – 280 с.

35. **Легостаев, Н. С.** Магнитные элементы электронных устройств : учеб.-метод. пособие / Н. С. Легостаев. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2019. – 146 с.

36. **Мартынов, А. А.** Силовая электроника. Ч. I. Выпрямители и регуляторы переменного напряжения : учеб. пособие. – СПб., 2011. – 177 с.: ил.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(обязательное)

Признаки построения силовой части проектируемого объекта

	Характер U _{ВХ}	Вход	Наличие трансфор- маторной развязки	Тип преоб- разователя	Передача энергии	Размагни- чивание трансфор- матора	Харак- тер U _{ВЫХ}	Тип СГЭП	Тип АБ	Характер нагрузки	Схема силового инвертора	Примечание								
№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12								
1	ПО- СТОЯН- НОЕ ОТ АБ		Нет	НПН			Посто- янное		НКГЦ	Активная		Допустима перегрузка на уровне 1,1 In								
2									FG											
3			Обмотка размаг-ния Без об- мотки																	
4				Прямо- ходовая																
5						Обратно- ходовая														
6				Двухтакт- ная ячейка																
7																				
8					Пере- менное															
9						НКГЦ							1– транзист. 2– транзист	Защита от КЗ нагрузки						
10				Нулевая	Перегрузка 1,2 In															
11	ПЕРЕМЕН- НОЕ	Бес- транс- фор- матор- ный	Есть	Однотакт- ная ячейка	Прямо- ходовая	Обмотка размаг-ния Без об- мотки	Посто- янное		FG	АБ	Стабильза- ция тока. Отключить по оконча- нии заряда АБ									
12												Обратно- ходовая								
13				Двухтакт- ная ячейка																
14																				
15						Нет														
16									НПН											
17																				
18					Активная								перегрузка 1,1 In							
19						ПЕР-НОЕ И ОТ АБ								Есть	Двухтакт. ячейка		Пере- менное	OFF- LINE	FG	Мостовая Нулевая
20																				

	Характер U _{ВХ}	Вход	Наличие трансфор- маторной развязки	Тип преоб- разователя	Передача энергии	Размагни- чивание трансфор- матора	Харак- тер U _{ВЫХ}	Тип СГЭП	Тип АБ	Характер нагрузки	Схема силового инвертора	Примечание
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
21	ПЕР-НОЕ И ОТ АБ	Транс- форма- тор- ный	Есть	Двухтакт- ная ячейка			Пере- менное	ON- LINE	НКГЦ	Активная	Нулевая	С интерв. ≥ 5 час
22											Мостовая	
23	ПО- СТОЯН- НОЕ ОТ АБ	Бес- транс- форма- тор- ный		Квази- двухтакт- ная ячейка	Прямо- ходовая	Обмотка размаг-ния	Посто- янное		FG			Перегрузка 1,2 In
24						Без об- мотки						
25	ПЕРЕМЕН- НОЕ					Обмотка размаг-ния						Защита от КЗ нагрузки
26						Без об- мотки						

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(обязательное)

Электрические характеристики проектируемого объекта

Наим. парам.	$\approx U_C$	ΔU_C	f сети	$=U_{AB\ BX}$	ΔU_{AB}	$=U_{ВЫХ}$	Точность выходн. парамет.	K_P	$I_{НАГР\ MIN}$	$I_{НАГР\ MAX}$	$P_{НАГР}$	$\approx U_{ВЫХ}$	f Вых	$K_H\ U_{ВЫХ}$
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; 2,4; 2,7; 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 сопротивлений	Рабочее напряжение, В
Непроволочные		
C2-13-0,25	1 Ом...1 МОм	250
C2-13-0,5	1 Ом...1 МОм	350
C2-13-1	10 кОм...1 МОм	500
C2-29-0,125	24 Ом...2 МОм	200
C2-29-0,25	24 Ом...3 МОм	250
C2-29-0,5	24 Ом...5,1 МОм	350
C2-33Н- (0,125-2) Вт	0,1 Ом...22 МОм	200
Проволочные		
C5-5-1	1 Ом...14 кОм	400
C5-5-2	2 Ом...30 кОм	400
C5-5-5	5,1 Ом...75 Ом	400
C5-5-8	10 Ом...100 кОм	400
C5-5-10	10 Ом...100 кОм	400
C5-16-2	0,1 Ом...2 Ом	300
C5-16-5	0,1 Ом...2 Ом	300
C5-16-8	0,39 Ом...10 Ом	300
C5-16-10	0,51 Ом...10 Ом	300
ПЭВ-3	3 Ом...510 Ом	600
ПЭВ-10	1,8 Ом...10 кОм	600
ПЭВ-25	10 Ом...24 кОм	600
ПЭВ-50	18 Ом...51 кОм	600

ПРИЛОЖЕНИЕ Д
(справочное)
Резисторы переменные

Резистор	Допустимая мощность рассеяния, Вт	Пределы сопротивления	Рабочее напряжение, В
СП5-1	1	100 Ом...10 кОм	300
СП5-2	1	100 Ом...47 кОм	300
СП5-3	1	100 Ом...47 кОм	300
ППЗ-40-47	3	10 Ом...20 кОм	400
ППБ-1	1	100 Ом...10 кОм	300
ППБ-2	2	100 Ом...10 кОм	400
ППБ-3	3	4,7 Ом...22 кОм	400
ППБ-15	15	2,2 Ом...47 кОм	500
ППБ-25	25	2,2 Ом...47 кОм	500
ППБ-50	50	2,2 Ом...47 кОм	500

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж
(справочное)
Конденсаторы

Конденсаторы керамические

Конденсатор	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, пФ	Группа по ТКЕ	Диапазон температур
КМ-4	250	27...510 (E24) (150...3600)	M47 M1500	-60...+125
	160	1500...47000 $\pm 30\%$ (E6)	H30	
КМ-5	160	27...680 (E24)	M47	-60...+125
	100	1500...68000 $\pm 30\%$ (E6)	H30	
	50	0,015...0,15 мкФ $\pm 90\%$ (E6)	H90	
КМ-6	50	120...3600 (E24)	M47	-60...+125
	25	0,022...2,2 мкФ $\pm 90\%$	H90	
К15-5	6300	68...2200 $\pm 20\%$ 470...4700 $\pm 70\%$	H20 H70	-40...+85
	3000	150...4700 $\pm 20\%$ 330...6800 $\pm 70\%$	H20 H70	-40...+85
	1600	220...6800 $\pm 30\%$ 470...10000 $\pm 30\%$	H30	

Конденсаторы К73-16
с металлизированными обкладками и пленочным
полиэтилентерфталатным диэлектриком, некропитанные

С, мкФ	Номинальное напряжение, В								
0,0047	—	—	—	—	—	—	—	1600	
0,0056	—	—	—	—	—	—	—		
0,0068	—	—	—	—	—	—	—		
0,0082	—	—	—	—	—	—	—		
0,010	—	—	—	—	—	630	1000		
0,012	—	—	—	—	—				
0,015	—	—	—	—	—				
0,018	—	—	—	—	—				
0,022	—	—	—	—	400				
0,027	—	—	—	—					
0,033	—	—	—	—					
0,039	—	—	—	—					
0,047	—	—	160	250					
0,056	—	—							
0,068	—	—							
0,082	—	—							
0,1	63	100			160	250	400	630	1000
0,12									
0,15									
0,18									
0,22									
0,27			—	—					
0,33			—	—					
0,39			—	—					
0,47			—	—					
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, а также 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, В	Ном. емкость, мкФ	Доп. $\sim U$ на $f = 50$ Гц	Ном. емкость, мкФ	Доп. $\sim U$ на $f = 50$ Гц
	К50-6		К50-15	
1	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 К50-29
алюминиевые оксидно-электролитические (полярные)

Ном. напряже- ние, В	Ном. емкость, мкФ	Доп. ~U на f = 50 Гц	Ном. емкость, мкФ	Доп. ~U на f = 50 Гц
	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
	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 К50-29 допустимые напряжения переменной составляющей пульсации на частотах до 1000 Гц включительно вычисляются по формуле $U_{\text{доп}} = U_{50\text{доп}} \sqrt{\frac{50}{f}}$, а при частотах свыше 1000 Гц по формуле $U_{\text{доп}} = U_{50\text{доп}} \frac{50}{f}$, где $U_{50\text{доп}}$ – допустимая пульсация на частоте 50 Гц.

Конденсаторы К53-16
оксидно-полупроводниковые (полярные)

Ном. напряже- ние, В	Ном. емкость, мкФ	Доп. ~U на f = 50 Гц	Ном. емкость, мкФ	Доп. ~U на f = 50 Гц
	К53-16		К50-15	
1	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

ПРИЛОЖЕНИЕ К

(справочное)

Дроссели

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

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

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

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

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

Дроссели на рабочие частоты до 100 кГц (1 МГц)

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

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

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 Л**(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

Диаметр провода без изоляции, мм	Расчетное сечение, мм ²	Максимальный диаметр, мм	
		ПЭВ-1	ПЭВ-2
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
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 М

(справочное)

Характеристики электротехнической стали

Магнитная индукция электротехнической листовой стали на частоте 50 Гц

Марки стали	Толщина листа, мм	Вм, Т		
		Нм, 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

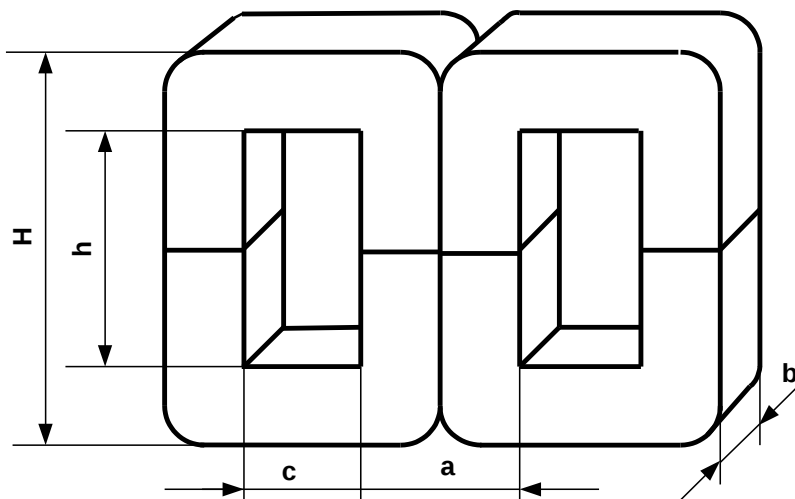
Марки стали	Толщина листа, мм	Вм, Т			
		Нм, А/м			
		40	60	400	2500
3421 (Э340)	0,15	0,5	0,8	1,3	1,7
	0,08	0,4	0,75	1,25	1,7
	0,05	0,4	0,75	1,25	1,7
3422 (Э350)	0,15	0,6	0,95	1,4	1,75
	0,08	0,55	0,9	1,35	1,75
	0,05	0,55	0,9	1,35	1,75
3423 (Э360)	0,15	0,8	1,1	1,55	1,82
	0,08	0,8	1,05	1,5	1,82
	0,05	0,8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

ПРИЛОЖЕНИЕ Н

(справочное)

Магнитопроводы из электротехнической стали

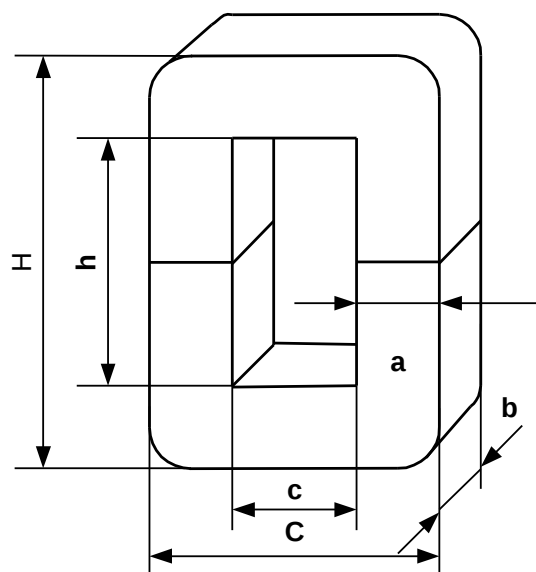
Конструкция магнитопровода броневого типа (ШЛ)



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 стержневого типа (ПЛ)

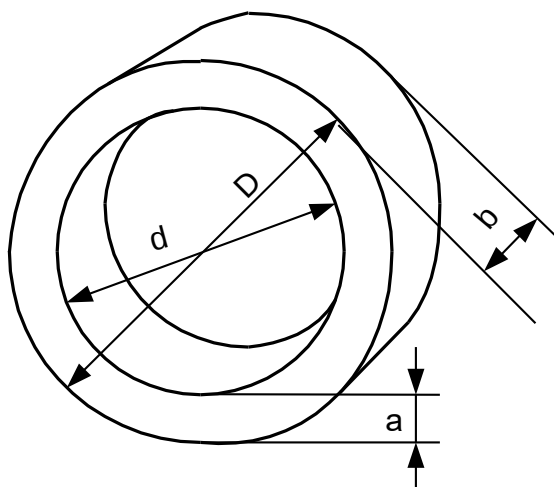


Магнитопроводы из электротехнической стали ПЛ

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

Типоразмер магнитопровода	Размеры, мм						ScSo, см ⁴	So, см ²
	a	b	h	c	C	H		
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
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 тороидального типа (ОЛ)



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

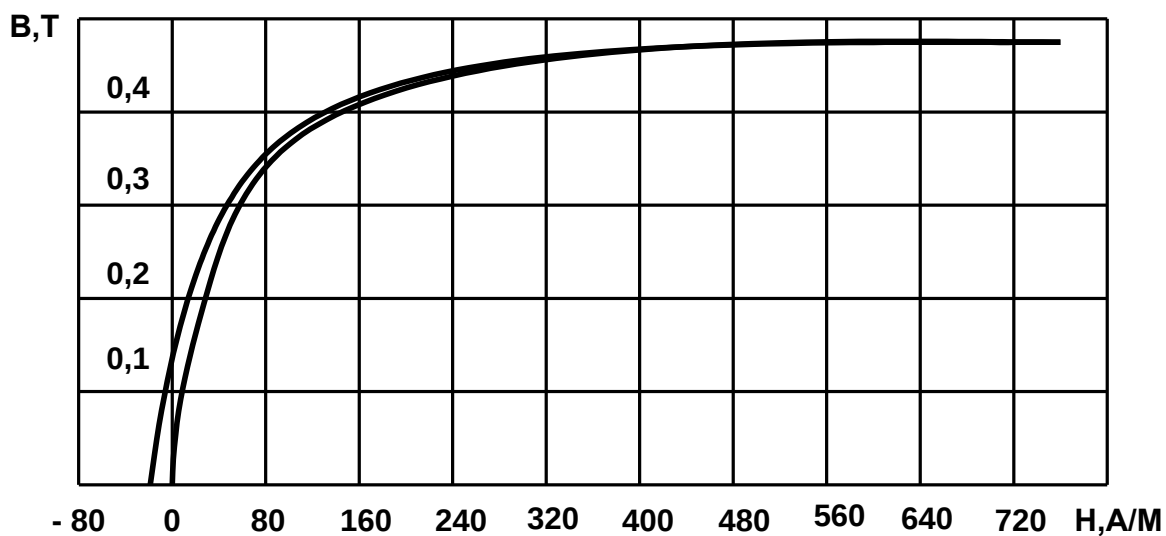
Типоразмер магнитопровода	Размеры, мм				ScSo, см ⁴	So, см ²
	a	b	d	D		
ОЛ 32/50-8	9	8	32	50	5,7	8
ОЛ 32/50-10	9	10	32	50	7,1	8
ОЛ 36/56-8	10	8	36	56	8,2	10,2
ОЛ 36/56-10	10	10	36	56	10,2	10,2
ОЛ 40/56-12,5	8	12,5	40	56	12,5	12,5
ОЛ 40/56-16	8	16	40	56	16	12,5
ОЛ 40/64-12,5	12	12,5	40	64	18	12,5
ОЛ 40/64-16	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

ПРИЛОЖЕНИЕ П

(справочное)

Магнитопроводы ферритовые

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



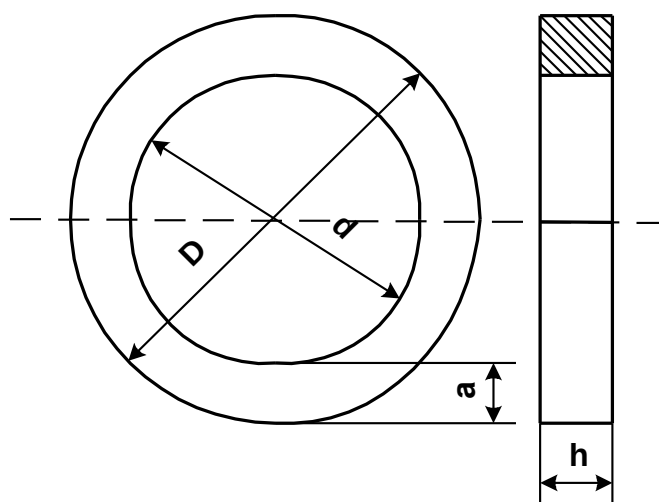
Магнитопроводы типа К

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

Конструкция магнитопровода тороидального типа (К)

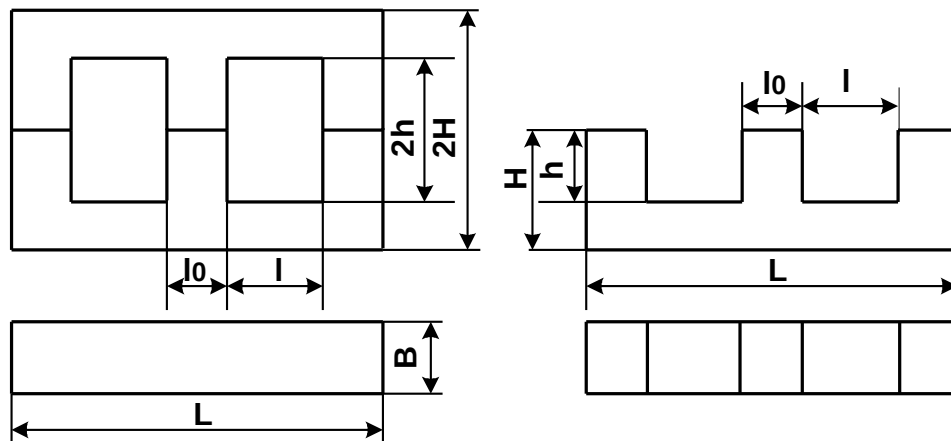


Ш-образные сердечники

Г Р У П П А	Марка феррита	Типоразмеры										
		Ш 2,5 × 2,5	Ш 3 × 3	Ш 4 × 4	Ш 5 × 5	Ш 6 × 6	Ш 7 × 7	Ш 8 × 8	Ш 10 × 10	Ш 12 × 15	Ш 16 × 20	Ш 20 × 28
I	1000НН	—	—	—	—	—	+	—	—	+	+	+
	2000НН	—	—	—	—	—	+	—	—	+	+	+
	1000НМ	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	2000НМ	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
II	2000НМ1	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
IV	3000НМ С	—	—	—	—	—	+	—	—	+	—	—
	2500НМС 1	—	—	—	—	—	+	—	—	—	—	—

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

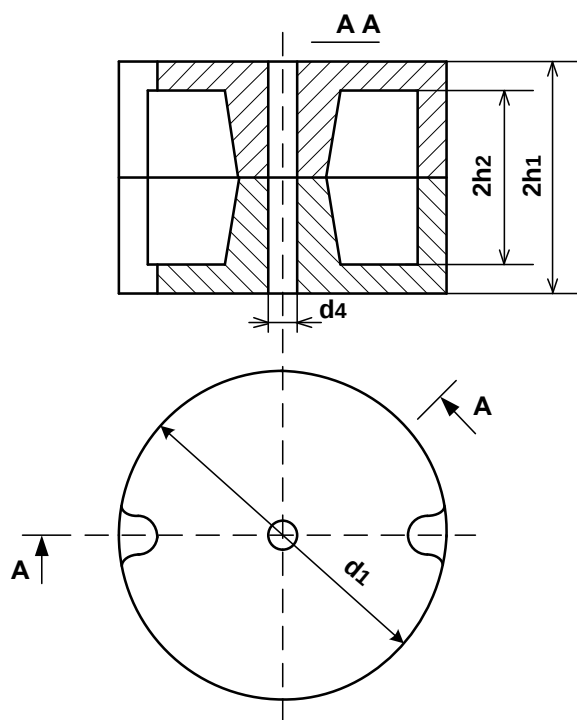
Г Р У П П А	Марка феррита	Типоразмеры									
		Б6	Б9	Б11	Б14	Б18	Б22	Б26	Б30	Б36	Б48
II	1500НМ3	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	2000НМ1	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
I	2000НМ	—	+	+	+	+	+	+	+	+	+
III	6000НМ1	—	+	+	+	+	+	+	+	—	—

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

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 Р

(справочное)

Транзисторы биполярные и полевые

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	—	—	—
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	—	2,5P *
2Т812А	700	10	—	5...30	2,5	—	1,3C *
КТ815Г	100	1,5	10	30	—	3	—
КТ817Г	80	3	25	15	—	3	—
2Т827А	100	20	—	min750	2	—	4,5P *
2Т828А	800	5	50	4	—	—	—
2Т841В	800	10	—	10	1,5	—	2,5P *
2Т847А	650	15	—	8...25	1,5	—	0,8C *
2Т847Б	650	15	—	8	1,5	—	3P *
2Т848А	400	15	—	20	2	—	—
2Т856А	950	10	—	10...30	1,5	—	2P *
2Т862А	250	15	—	10...100	2	—	1P *
2Т862В	350	10	—	12...50	1,5	—	2P *
2Т866А	160	20	—	15...100	1,5	—	0,1C *
2Т867А	300	25	—	12...100	1,2	—	1,3P *
2Т878А	800	25	—	12...50	1,5	—	2,5P *
2Т885Б	500	40	—	12	2,5	—	2P *
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	—

V^* — время включения, P^* — время рассасывания, C^* — время спада импульса, мкс, не более.

Параметры полевых транзисторов

Транзистор	Тип пр-ти	$U_{СИ\max}$, В	$I_{СИ\max}$, А	$R_{СИ}$, Ом	P , Вт	$C_{зи}$, пФ	$t_{выкл}$, мкс
2П701А	п	500	5...17	3,5	17,5	1200	—
2П701Б	п	400	5...17	2,8	17,5	1200	—
КП702А	п	300	8...16	1	17,5	950	—
2П703Б	п	150	25	0,9	60	1500	—
КП705А	п	1000	5,4	4,3	40	1700	—
КП705В	п	500	5,4	3,3	40	1700	—
2П706А	п	500	15	0,8	21	2500	—
2П706Б	п	400	15	0,5	21	2500	—
КП707Г	п	700	8	2,5	50	1600	—
КП707Д	п	500	12	1,5	50	1600	—
КП709А	п	600	4	2	35	650	—
2П802А	СИТ	500	2,5	3	8	2500	—
2П803А	п	1000	2,5	5	60	1100	—
2П804	п	60	4	0,45	2	150	—
КП805А	п	600	8	2,0	60	1300	—
КП809А	п	400	25	0,3	50	3000	—
КП809Д	п	800	10	1,8	50	3000	—
КП810А	СИТ	650	7	0,2	50	—	—
КП812А	п	60	35	0,03	50	—	—
П813А	п	200	22	0,12	60	2700	—
КП815А	п	400	20	0,3	40	5600	—
2П816А	п	800	20	1	40	2600	—
2П816В	п	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
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)

IGBT-транзисторы, модули

Параметры IGBT транзисторов

Транзистор	Тип пр-ти	$U_{\max}$ В	$I_{\max}$, А	$\Delta U_{\text{нас}}$, В	Р, Вт	f кГц
AUIRGR4045D, Autom Q101	п-канал с диодом	600	6	2	77	30
AUIRG4BC30U-S, Au- tom Q101	п-канал	600	23	1,95	100	60
IRGB4615DPBF	п-канал с диодом	600	15	2	99	-
IRG4BC30KPBF	п-канал	600	28	2,7	100	25

IGBT-модули

IGBT модуль	PS 22052	VS- CPV362 M4FPBF	PS51277-AP	PM25CL1A120	CM50 BU-24H
Структура модуля	3-фазный мост	3-фазный мост	2 транзистора и 2 диода	3-фазный мост	1-фазный мост
$U_{\max}$ (В)	600	600	600	1200	1200
$I_{\max}$ (А)	5	8,8	15	25	50
$\Delta U_{\text{нас}}$ (В)	2,7	1,66	2	—	2,9
f (кГц)	15	18	20	20	15
Р (Вт)	400	23	—	—	400
Драйвер	Встроенный	Внешний	Встроенный	Встроенный	Внешний

ПРИЛОЖЕНИЕ Т

(справочное)

Диоды

Параметры выпрямительных диодов

Диоды	$U_{OBRmax},$ В	$I_{ПР},$ А	$\Delta U_{ПР},$ В	$f_{ГР},$ кГц	$t_{ВОССТ},$ 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	$I_{ПР}$, А	$\Delta U_{ПР}$, 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	$\Delta U_{ПР}$, 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 У

(справочное)

Стабилитроны и стабисторы

Характеристики стабилитронов и стабисторов

Тип	U _{СТАБ} , В	I _{СТАБ max} , мА	I _{СТАБ min} , мА	Темп. коэфф. напр. стаб., %/°С
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
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 Ф

(справочное)

Тиристоры

Характеристики тиристоров

Тип	И _{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

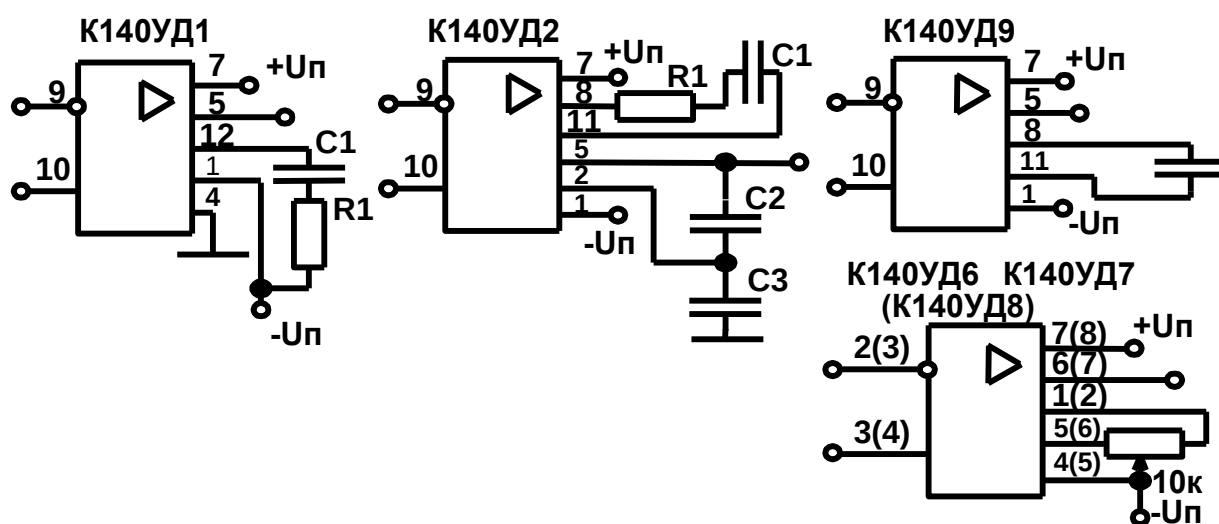
Характеристики силовых тиристоров

Тип	И _{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 X **(справочное)** **Микросхемы аналоговые**

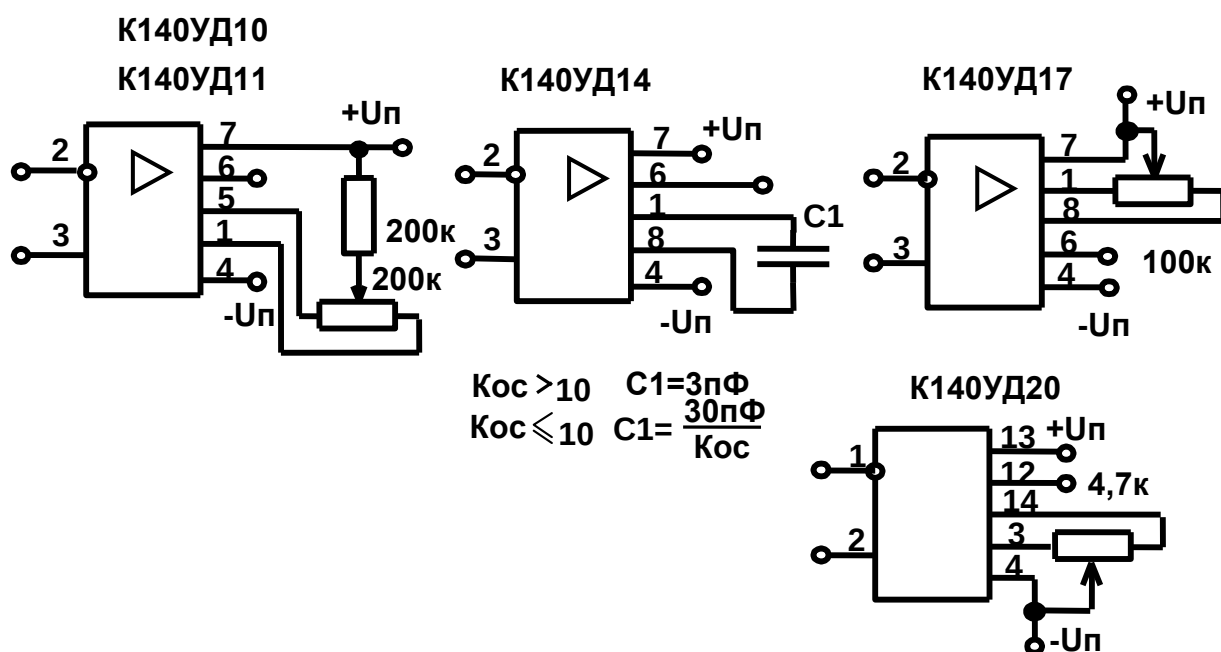
Характеристики операционных усилителей типа К140УД

Тип микросхемы	К140УД1 А/Б	К140УД2	К140УД5 А/Б	К140УД6	К140УД7	К140УД8	К140УД9
К, тыс.	0,9/2	30	1,5/2,5	50	50	30	30
$\pm U_{\text{пит}}$, В	6,3/12,6	9–18	6/13	5–20	5–20	15	9–18
$I_{\text{пот}}$, мА	6/12	8	10	3	3	5	8
$\pm e_{\text{см}}$, мВ	7	5	8/ 7	8	4	50	5
$I_{\text{вх}}$, нА	$5 \cdot 10^3$ $8 \cdot 10^3$	700	$1 \cdot 10^3$ $6 \cdot 10^3$	50	200	0,2	300
$\Delta I_{\text{вх}}$, нА	$1,5 \cdot 10^3$	200	300 1000	15	50	0,1	100
$\pm U_{\text{др}}$, В	1,5	4	3	30	20	6	4
$\pm U_{\text{сф}}$, В	3/6	6	6	11	15	10	7
f, МГц	3/8	1	5/10	1	0,8	1	1
$\pm U_{\text{вых}}$, В	2,8/5,7	10	5	12	11	10	10
$R_{\text{н}}$, кОм	5	1	5	1	2	2	1
Зарубежный аналог	μ А702	—	—	—	MC 1456	μ А741	μ А740



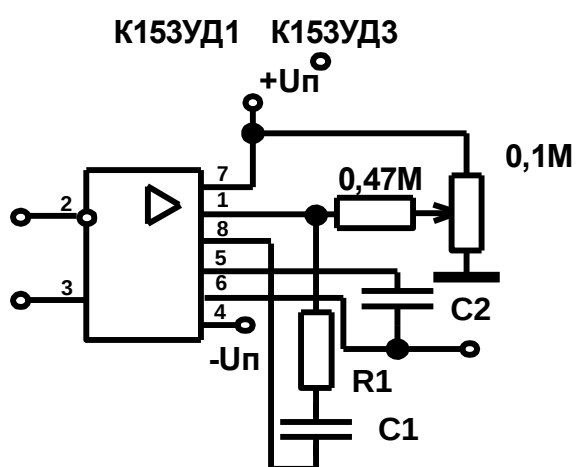
Кос	R, кОм	C, нФ	Кос	R1, Ом	C1, нФ	C2, нФ	C3, нФ
1	0,02	10	1	470	15	2,2	15
10	0,2	1	10	470	6,8	1	15
100	2	0,1	100	470	6,8	0,47	6,8

Тип микросхемы	K140 УД10	K140 УД11	K140 УД14	K140 УД17	K140 УД20
K, тыс.	50	30	50	150	50
$\pm U_{\text{пит}}$, В	5–18	5–18	5–20	5–18	5–20
$I_{\text{пот}}$, мА	10	8	1	5	3
$\pm e_{\text{см}}$, мВ	5	10	5	0,25	5
$I_{\text{вх}}$, нА	500	500	5	10	100
$\Delta I_{\text{вх}}$, нА	150	200	1	5	30
$\pm U_{\text{дф}}$, В	4	10	13	15	10
$\pm U_{\text{сф}}$, В	6	11	13	13	12
f, МГц	15	15	0,5	0,4	0,5
$\pm U_{\text{вых}}$, В	12	12	12	12	11
$R_{\text{н}}$, кОм	2	2	1	2	1
Зарубежный аналог	—	LM 318	LM 108	OP 07E	A 747

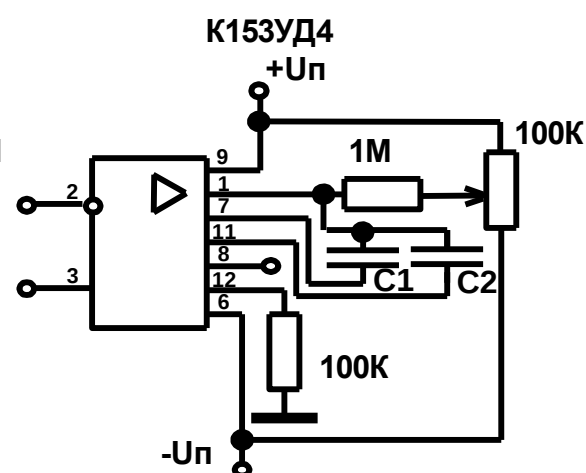


Характеристики операционных усилителей типа К153УД

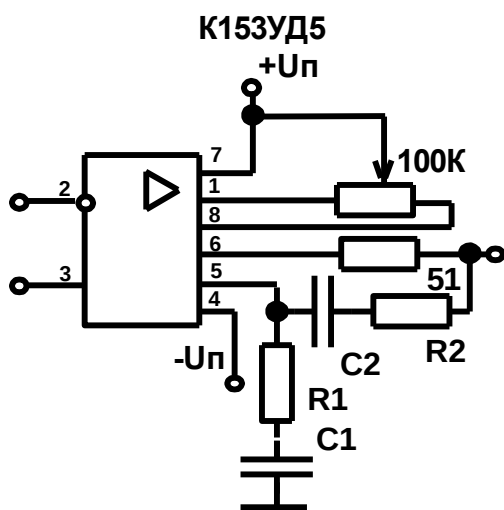
Тип микросхемы	К1453 УД1	К153 УД2	К153 УД3	К153 УД4	К153 УД5	К153 УД6	К154 УД1
К, тыс.	15	20	25	5	500	50	100
$\pm U_{пит}$, В	9–18	5–18	9–18	3–9	5–16	5–18	4–15
$I_{пот}$, мА	6	6	4	0,7	3,5	3	0,15
$\pm e_{см}$, мВ	7,5	7,5	2	5	2	2	5
$I_{вх}$, нА	1500	1500	200	400	1500	75	40
$\Delta I_{вх}$, нА	500	500	50	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_H , кОм	2	2	2	5	2	2	2
Зарубежный аналог	μA 709	LM 101	μA 709A	—	μA 725	LM 101A	HA 2700



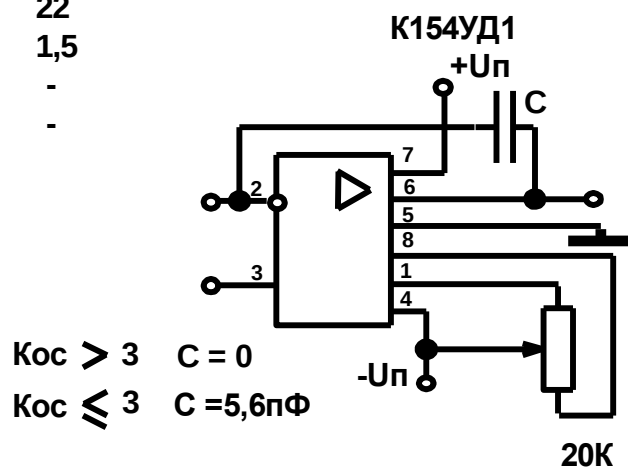
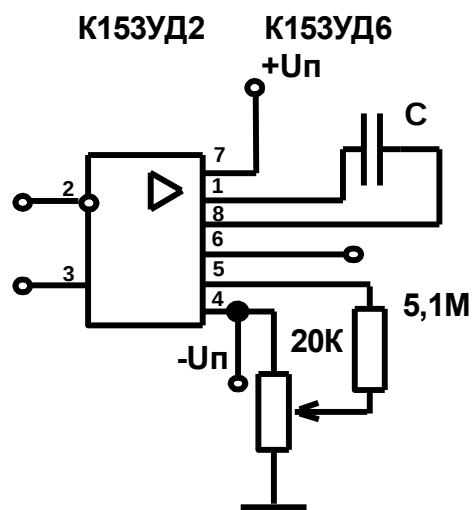
Кос	$R1$ кОм	$C1$ нФ	$C2$ пФ
1	1,5	5,1	200
10	1,5	0,51	20
100	1,5	0,11	3
1000	0	0	3



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



Кос	R1Ом	C1нФ	R2Ом	C2пФ
1	10	47	39	22
10	27	47	270	1,5
100	47	10	-	-
1000	470	1	-	-



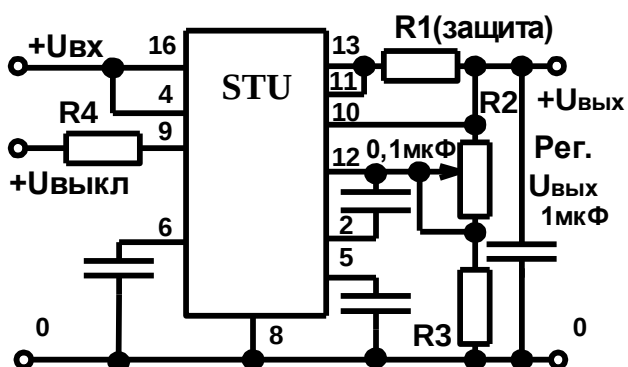
ПРИЛОЖЕНИЕ Ц

(справочное)

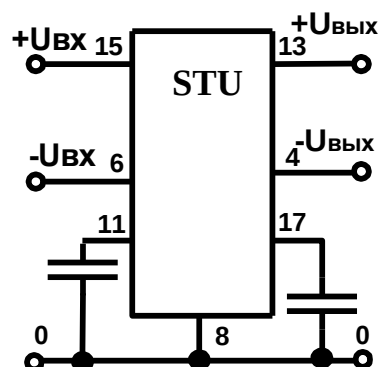
Стабилизаторы напряжения серии 142 ЕН

Тип микросхемы		К14 ЕН1	К142 ЕН2	К142 ЕН3	К142 ЕН4	К142 ЕН5	К142 ЕН6	К142 ЕН8	К142 ЕН9	К142 ЕН10	К142 Е11	К142 ЕН12	К142 ЕН15Е	К142 ЕН18Е
U _{вых} , В	А	3–12	12–30	3–30	3–30	5	±15	9	20	3–30	1,2–37	1,2-37	±15 ±0,5	1,2–26,5
	Б					6		12	24			–		
	В					5		15	27					
	Г					6		–	–					
I _{н max} , А		0,15	0,15	1	1	3	0,2	1,5	1,5	1,0	1,5	1,5	0,1	3
U _{вх max} , В		20	40	45	45	15	±30	35	40	–	–	40	30	30
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	–	–	–	–	–
K _{ст} , %/В		0,5	0,5	0,05	0,05	0,05	0,002	0,05	0,05	–	–	–	0,01	0,01
TKU _{вых} , %/К		0,05	0,05	0,01	0,01	0,02	0,02	0,02	0,02	–	–	–	–	–

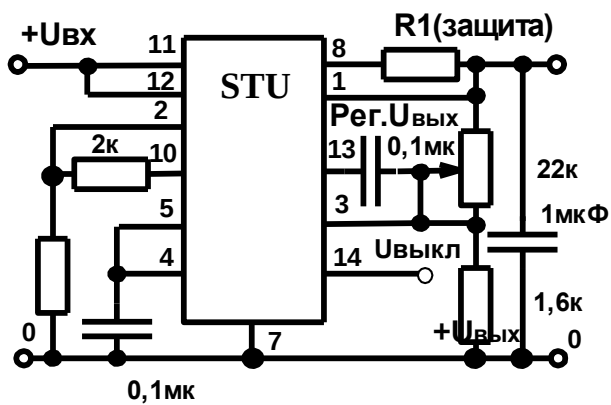
K142EH1 (EH2)



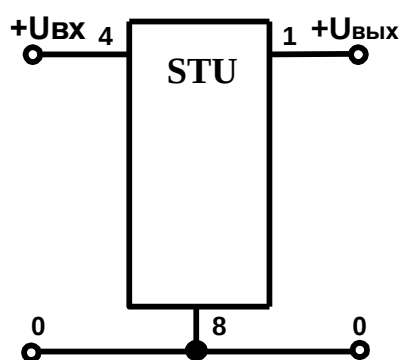
K142EH6



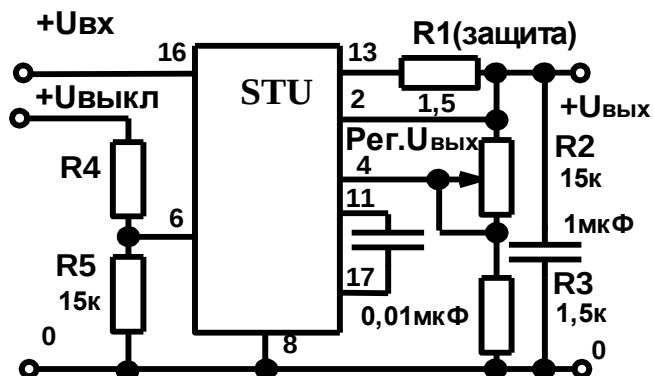
K142EH1 (EH2)



K142EH5 (EH8) (EH9)



K142EH3 (EH4)



ПРИЛОЖЕНИЕ Ш
(справочное)
Оптопары

Оптопары	А О Т 101 БС	А О У 115 Б	А О Т 127 Б	А О Т 128 А	А О Д 130 А	А О Т 147 А	А О Т 165 А
U _{вх.} , В	1,6	2	1,6	1,6	1,5	1,8	1,6
I _{вх.макс.} , мА	20	30	15	40	20	30	20
I _{вх.имп.макс.} , мА	50	60	85	100	100	100	100
U _{вх.обр.макс.} , В	1,5	2	1,5	0,5	3,5	2	–
Выходной каскад	БТ	ФД	Дар.	БТ	ФД	БТ	Дар.
Коэф. пер. тока CTR, %	–	–	–	–	1	5	20
I _{вых.макс.} , мА	10	100	70	8	–	1,5	20
U _{вых.ком.макс.} , В	15	–	30	50	30	30	60
Фронт t _{нр.} , мкс	10	10	10	5	100	3	40
Спад t _{сп.} , мкс	10	200	1000	5	100	3	10
U _{из.} , В	1500	1500	1500	1500	1500	800	3000
Кол. каналов	2	1	1	1	1	1	2

БТ – биполярный транзистор;

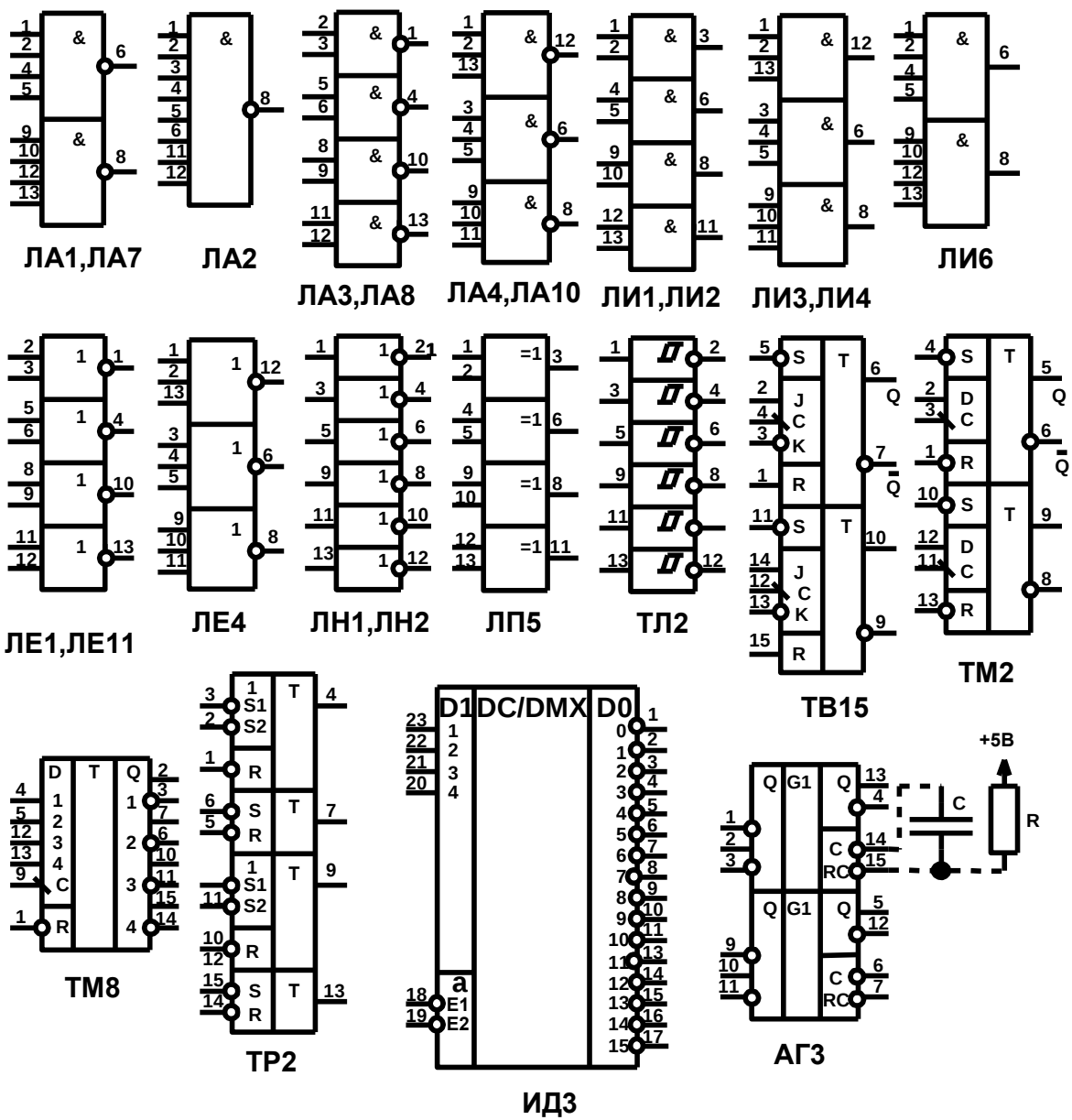
ФД – фотодиод;

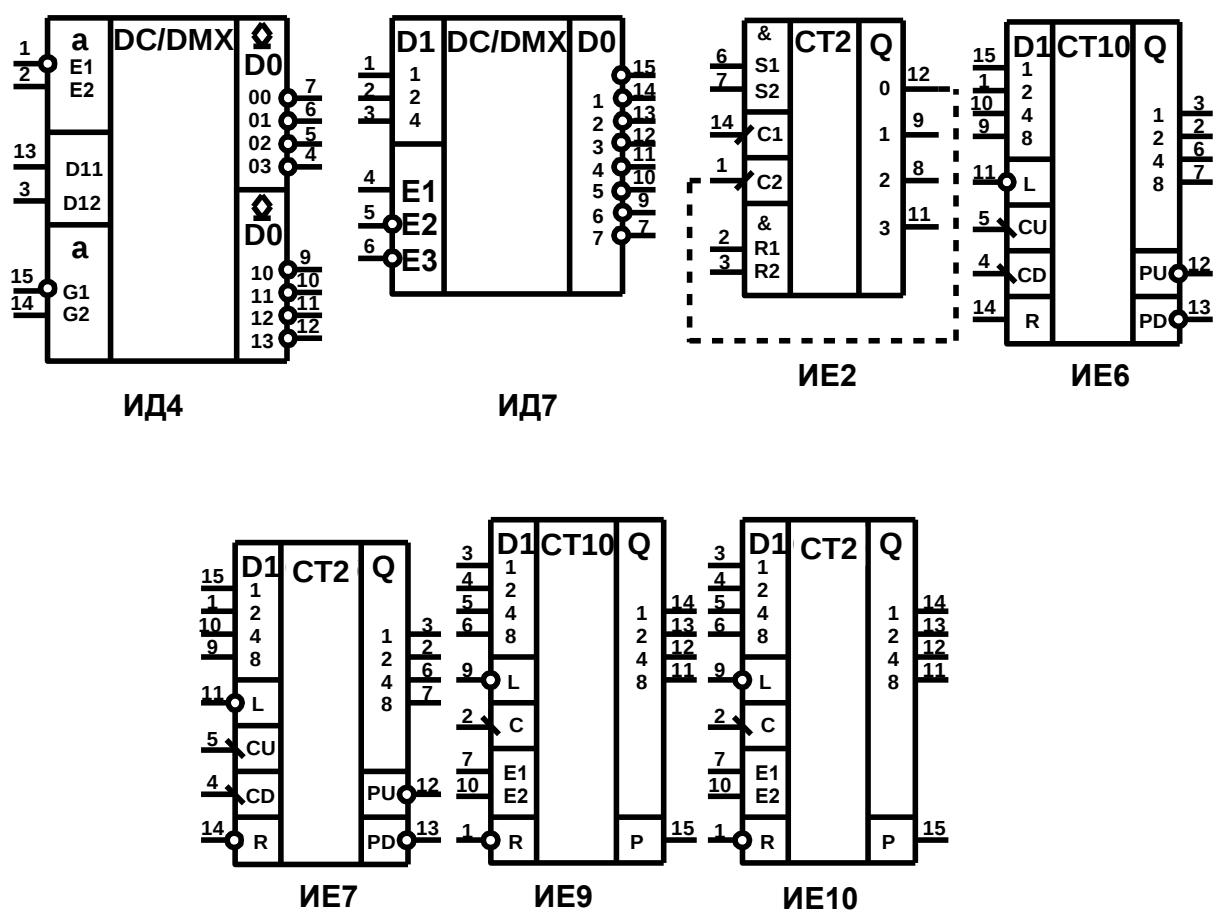
Дар. – Дарлингтон.

ПРИЛОЖЕНИЕ Э
(справочное)
Микросхемы цифровые

Характеристики микросхем серии 1533

Тип микросхемы	Функциональный состав	Ип, 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 (откр. 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 – исключаящее 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 перезапуск.	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, АГЗ, ИЕ6, ИЕ7, ИЕ9, ИЕ10, ИД4, ИД7, вывод 5-й микросхемы ИЕ2, вывод 24-й 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, АГЗ, ИЕ6, ИЕ7, ИЕ9, ИЕ10, ИД4, ИД7, вывод 10-й микросхемы ИЕ2, вывод 12-й микросхемы ИД3 подключить к шине питания «общий».

ПРИЛОЖЕНИЕ Ю

(справочное)

Аккумуляторы кислотные и щелочные

Характеристики свинцово-кислотных герметичных аккумуляторов

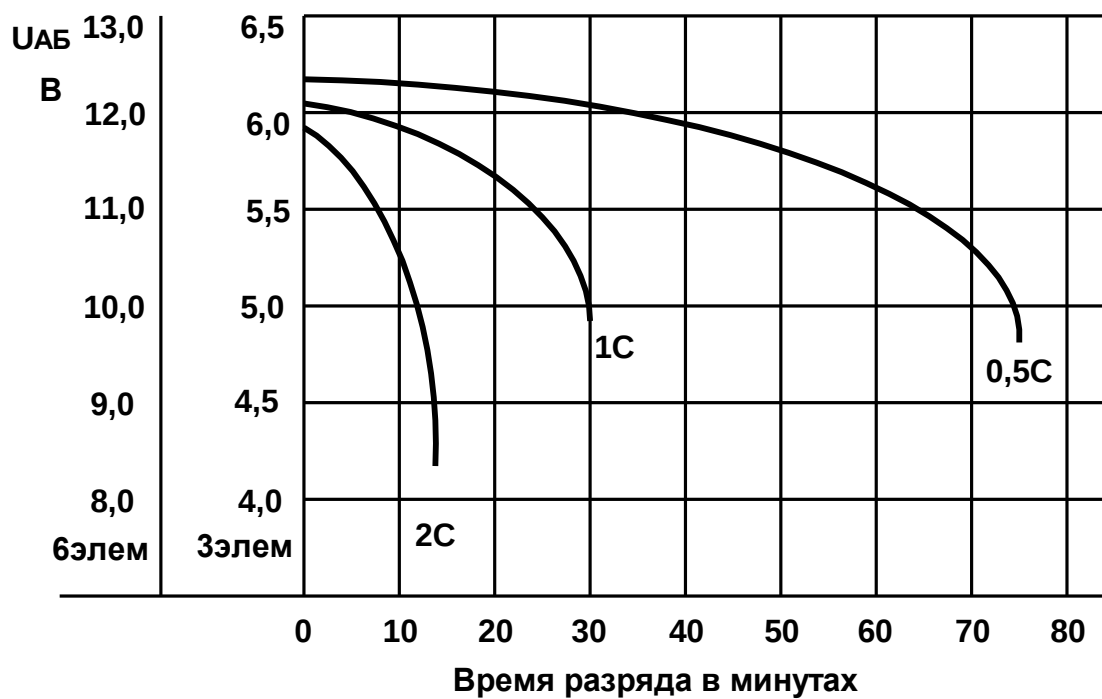
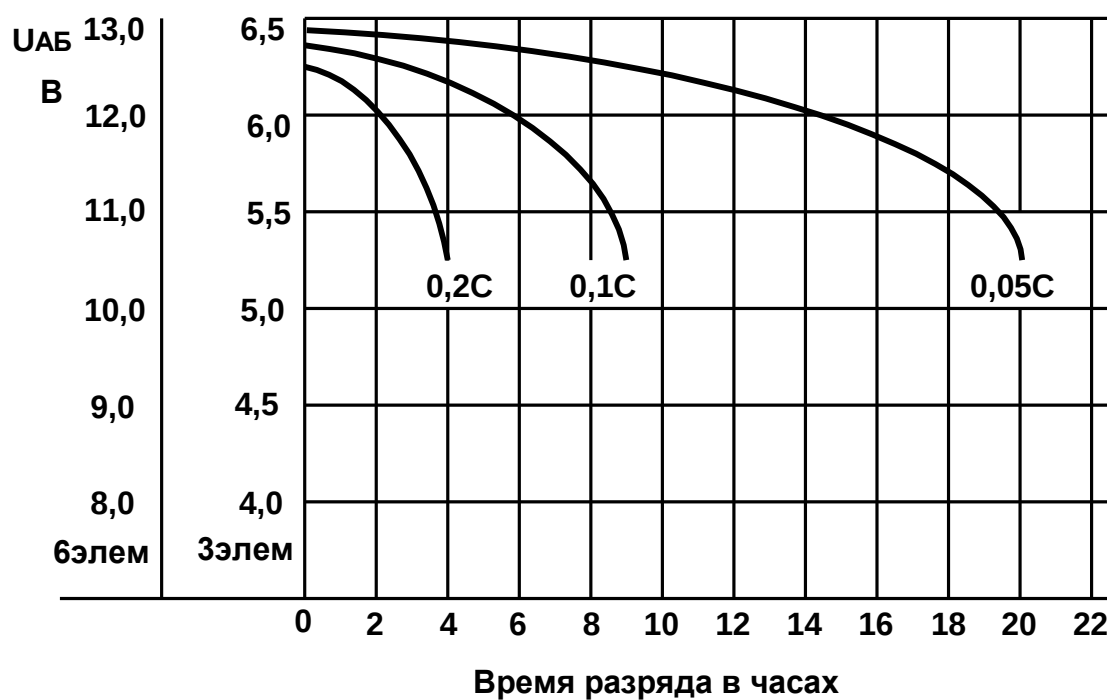
Тип аккумулятора	Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, АЧ	Вес, кг
FG10121	6	12	0,3
FG10301	6	1,2	0,69
FG10321	6	3,0	0,7
FG10401	6	3,2	0,82
FG10601	6	4	1,4
FG11001	6	6	2,1
FG11201	6	10	2,1
FG20121	12	12	0,58
FG20201	12	1,2	0,89
FG20271	12	2	1,1
FG20301	12	2,7	1,2
FG20401	12	3	1,6
FG20651	12	4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

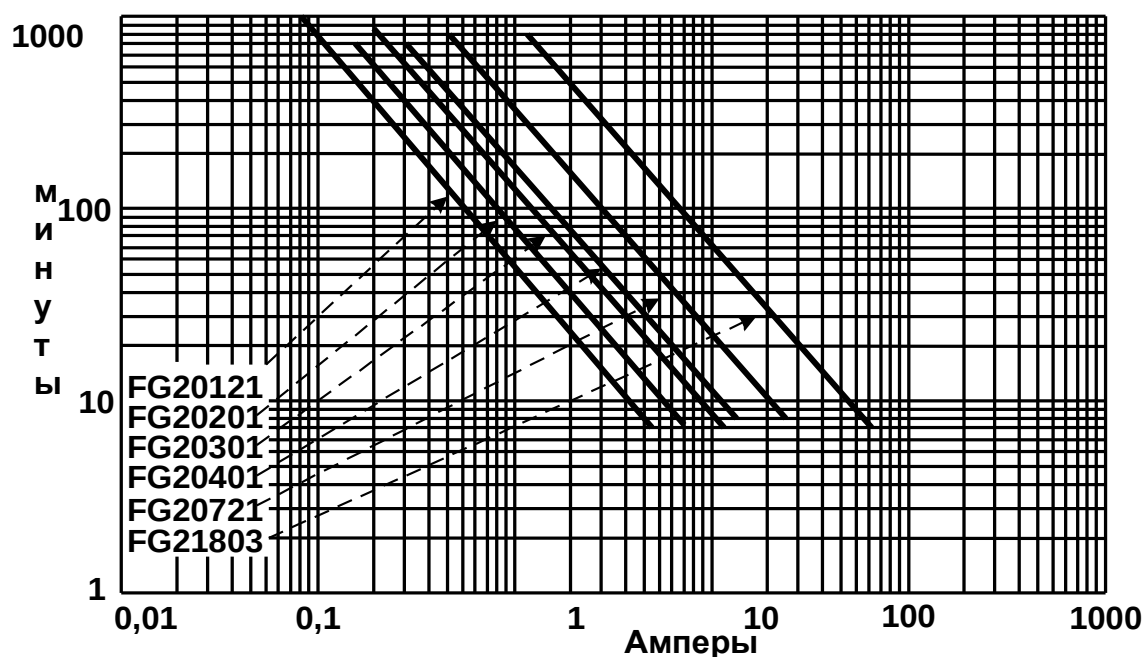
Не допускается разряд аккумулятора до напряжения ниже $0,85 U_{\text{ном}}$.

**Разрядные характеристики кислотных АБ типа FG
в долях от емкости аккумулятора**



Выбор аккумуляторной батареи

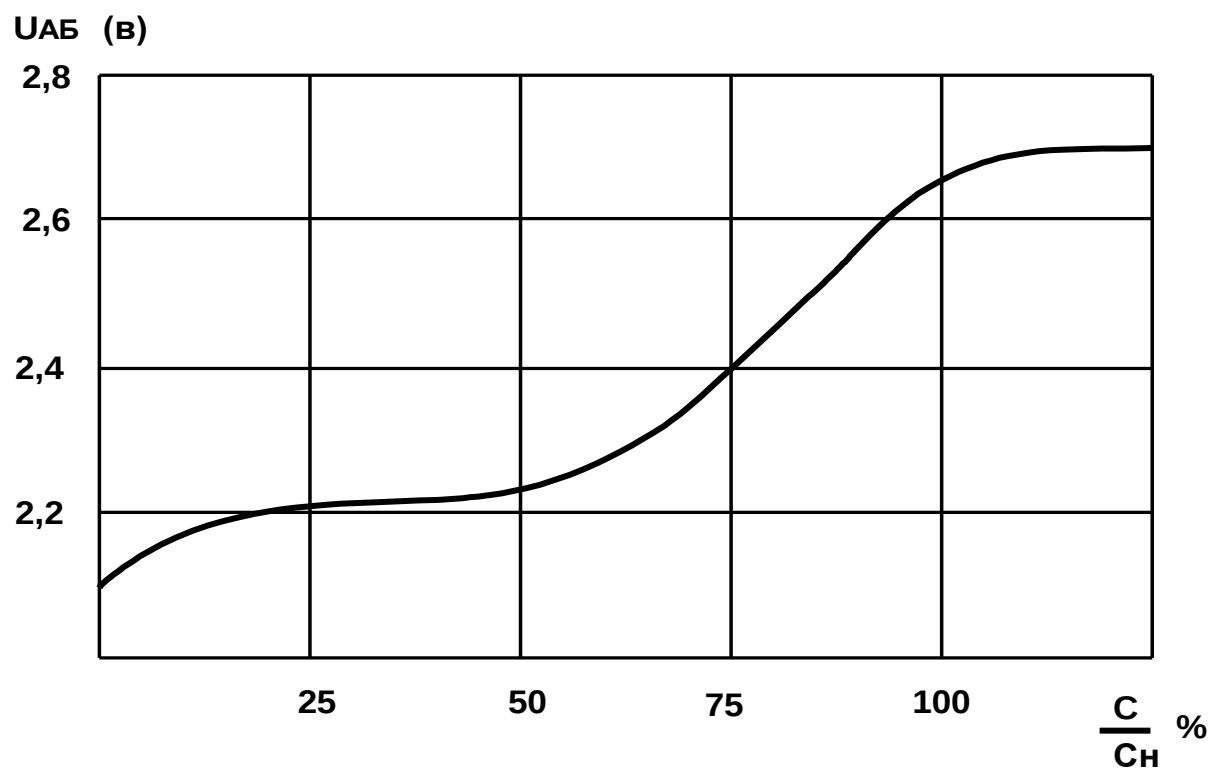
Выбрать на графике точку, соответствующую требуемым значениям разрядного тока и времени разряда. Любой тип батареи, соответствующий кривой, находящейся справа от выбранной вами точки, обеспечит необходимую емкость.



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, ч	24 или более	10 или более
Температурный коэффициент	-3 мВ/°С на элемент	-5 мВ/°С на элемент
Температура окр. среды, °С	0...+ 40°	

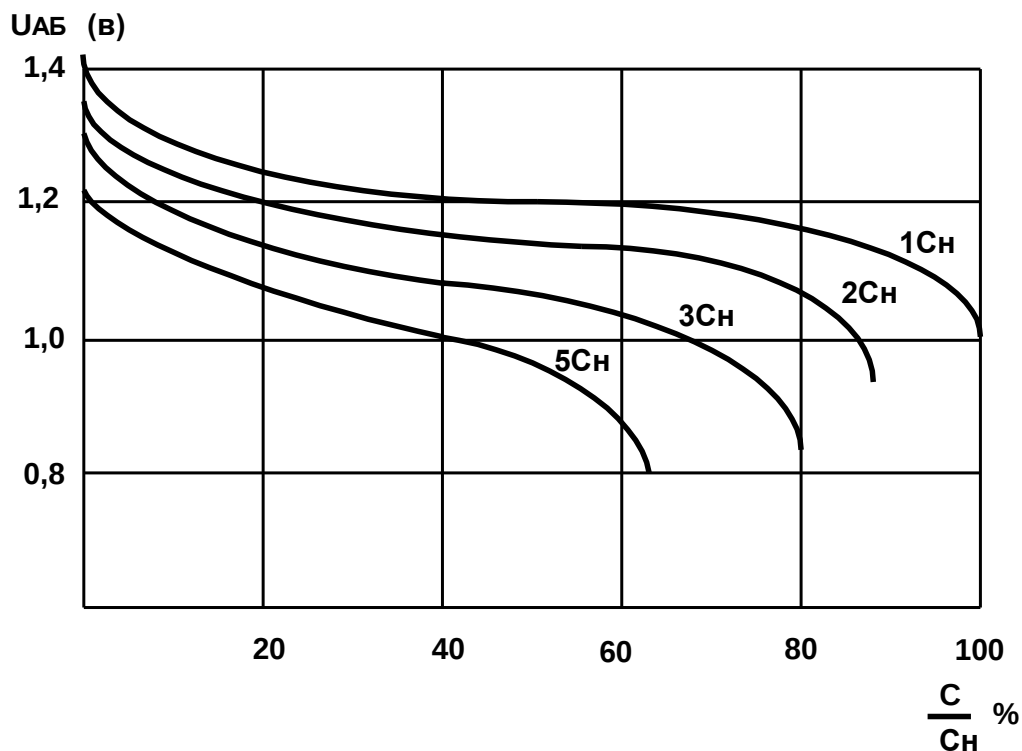
Зарядная характеристика кислотных АБ



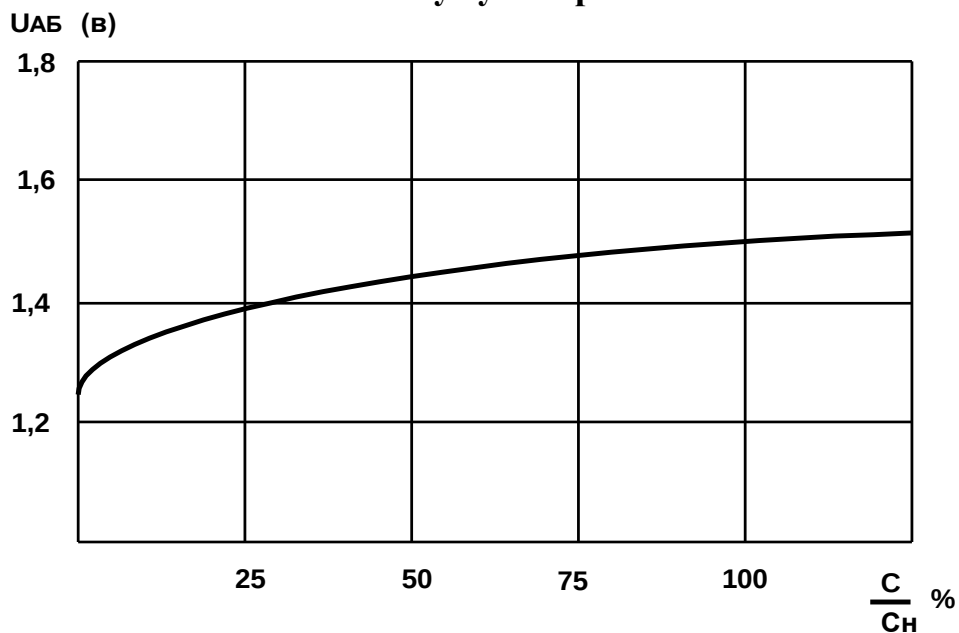
Характеристики никель-кадмиевых герметичных аккумуляторов

Тип аккумулятора	$U_{ном},$ В	$C_{ном},$ Ач	U_{min} при разряде, В	$U_{xx max},$ 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

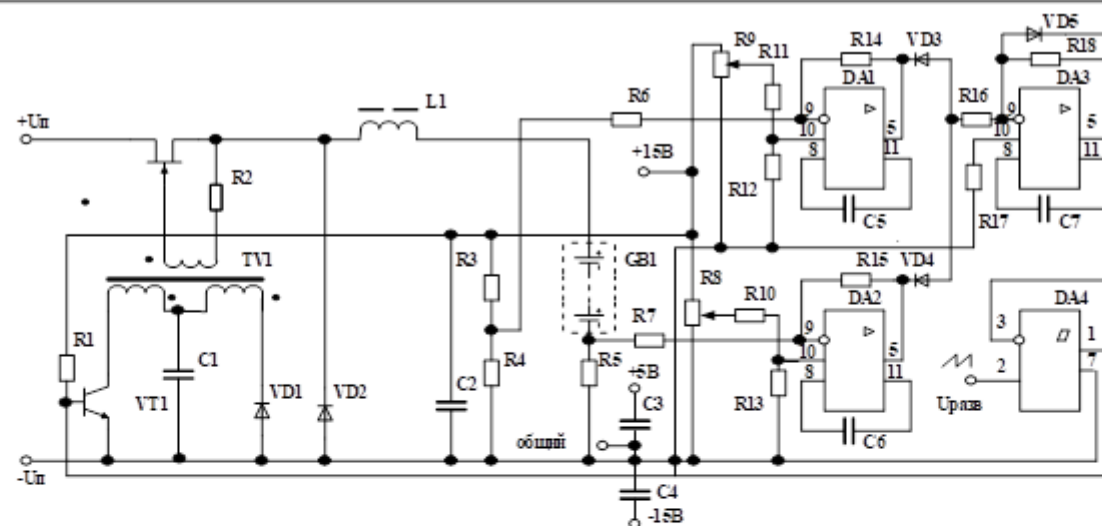


Перед проведением заряда аккумуляторы должны быть разряжены до конечного напряжения 1,0 В. Напряжение аккумуляторов при заряде не должно превышать 1,62 В.

ПРИЛОЖЕНИЕ Я

(обязательное)

Пример выполнения схемы электрической принципиальной
и перечня элементов



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

изм.	лист	№ докум.	подпись	дата	
разработ		Иванов			
проверил		Петров			
Н. контр.					
Утв.					

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

[illegible]