

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет)»

Политехнический институт

Факультет механико-технологический
Кафедра техники и технологии

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ
Заведующий кафедрой, к.т.н.,
доцент
_____ А.В. Прохоров
_____ 2018 г.

Вторичный источник питания для бортового вычислительного
комплекса летательного аппарата

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА
К ВЫПУСКНОЙ КВАЛИФИКАЦИОННОЙ РАБОТЕ
ЮУрГУ– 090301.2018.127. ПЗ ВКР

Руководитель работы,
гл. специалист
_____ Ю.П. Злоказов
_____ 2018 г.

Автор работы –
студент группы ДО-532
_____ Е.Б. Черепанов
_____ 2018 г.

Нормоконтролер, старший
преподаватель
_____ Д.П. Химичева
_____ 2018 г.

Челябинск 2018

АННОТАЦИЯ

Черепанов, Е.Б. Вторичный источник питания для бортового вычислительного комплекса летательного аппарата. – Челябинск: ЮУрГУ, ДО-532; 2018. – 76 с. 8 илл., 2 табл., библиогр. список – 41 наим., 1 прил., презентация на 10 слайдах.

В выпускной квалификационной работе разработана конструкция вторичного источника питания для бортового вычислительного комплекса летательного аппарата.

Проблема объекта – отсутствие источника с требуемыми параметрами.

Цель работы – разработка источника с требуемыми параметрами.

Результатом работы является конструкция источника, предполагающая дальнейшую реализацию.

Новизна работы обосновывается уникальностью предъявляемых к разработке специальных требований, установленных для ряда изделий, выпускающихся РФЯЦ-ВНИИТФ.

					090301.2018.127 ПЗ			
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата				
Разраб.		Черепанов Е.Б.			<i>Вторичный источник питания для бортового вычислительного комплекса летательного аппарата</i>	Лит.	Лист	Листов
Провер.		Злоказов Ю.П.				Д	2	76
Реценз.						ЮУрГУ кафедра техники и технологии		
Н. Контр.		Химичева Д.П.						
Утверд.		Прохоров А.В.						

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ	
1.1 Структуры вторичных источников питания.....	6
1.2 Преобразователи в инверторных ВИП.....	8
1.3 Электротехнические системы летательных аппаратов.....	12
2 СРАВНЕНИЕ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ И ПЕРЕДОВЫХ ЗАРУБЕЖНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И РЕШЕНИЙ.....	15
3 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВТОРИЧНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ	
3.1 Перечень требований к разрабатываемому источнику.....	21
3.2 Анализ требований к разрабатываемому источнику.....	22
3.3 Структурная схема ВИП.....	29
3.4 Расчет схемы электрической принципиальной	
3.4.1 Расчёт стабилизатора СН1 и $\Phi_{\text{вых1}}$	31
3.4.2 Расчёт элементов стабилизатора СН2.....	34
3.4.3 Расчёт элементов преобразователя, стабилизатора напряжения и ограничителя пускового тока.....	43
3.4.4 Расчёт элементов преобразователя ПР, импульсного стабилизатора напряжения ИСН и ограничителя пускового тока ОПТ.....	47
3.4.5 Расчёт схемы защиты от перенапряжений и диодной развязки.....	57
3.4.6 Расчёт элементов, обеспечивающих прочность входных и выходных цепей ВИП к разрядам статического электричества.....	65
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	68
ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ.....	70
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	72
ПРИЛОЖЕНИЯ	
ПРИЛОЖЕНИЕ А Схема электрическая принципиальная.....	76

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Современный летательный аппарат представляет собой комплекс технических средств, функционально связанных между собой в процессе выполнения поставленных перед ним задач. Успешное выполнение каждым ЛА своих задач зависит от летно-технических данных, качества его оборудования и от степени подготовки экипажа к работе в сложной системе.

Развитие авиации и непрерывное увеличение объемов разнообразной по своему характеру и структуре информации потребовало для ее обработки применения на борту ЛА универсальной вычислительной техники. В связи с постоянным усложнением задач, решаемых ЛА, в качестве средства обработки информации используют управляющие системы цифровых вычислительных машин, скомплексированные между собой и составляющие, например, или многомашинные комплексы, или мультипроцессорные вычислительные системы. Применение на борту центральной вычислительной машины и систем машин позволяет получить высокую эффективность использования ЛА [1].

Неотъемлемой частью перечисленной аппаратуры являются источники вторичного электропитания (далее – ИВЭП), обеспечивающие ее электрической энергией требуемого вида и качества [2].

Целью выпускной квалификационной работы является разработка ИВЭП одного из узлов бортовой вычислительной системы, предназначенной для работы на некоторых ЛА.

Задачи выпускной квалификационной работы:

- изучить опыт отечественных и зарубежных разработчиков ИВЭП;
- изучить принципы проектирования и реализации ИВЭП;
- описать процесс проектирования и реализации ИВЭП;
- выбрать оптимальное схемное решение, подходящее для реализации в рамках заданных параметров;

- разработать блок-схему источника;
- разработать электрическую принципиальную схему источника.

Объектом выпускной квалификационной работы: является источник вторичного электропитания и его разработка.

Предметом выпускной квалификационной работы является схема электрическая принципиальная вторичного источника электропитания, ее разработка и расчет. Схема электрическая принципиальная приведена в приложении А.

Практическая значимость выпускной квалификационной работы состоит в имеющейся производственной необходимости создания ИВЭП с требуемыми параметрами.

Структура выпускной квалификационной работы состоит из списка обозначений и сокращений, введения, трех разделов, заключения, библиографического списка и приложений. Раздел 1 посвящен теоретическому обоснованию темы исследования. В разделе 2 проводится сравнение отечественных и передовых зарубежных технологий и решений в области конструирования ИВЭП. В разделе 3 представлена разработка ИВЭП одного из узлов бортовой вычислительной системы, предназначенной для работы на некоторых ЛА.

Объем выпускной квалификационной работы составляет 76 страниц машинописного текста и содержит 8 иллюстраций, 2 таблицы, библиографический список из 41 наименования, одно приложение, презентацию на 10 слайдах.

1 ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

1.1 Структуры вторичных источников питания

Основными источниками электроэнергии в большинстве сфер деятельности человека являются централизованные системы электроснабжения со стандартными параметрами электроэнергии. В городских сетях России электроэнергия обычно поступает потребителю в виде системы трехфазных токов с линейным напряжением 380 В и частотой 50 Гц, качество которой определяется нормативными документами [3–11]. В отдельных случаях, например, в качестве автономных или резервных источников питания, используются различные виды источников и накопителей электроэнергии, в частности на постоянном токе.

С другой стороны, современные потребители: бытовые электроприборы, промышленные установки, системы управления техпроцессами – нуждаются в электроэнергии с параметрами и качеством, отличными от имеющихся в основных источниках.

Традиционно противоречия между имеющимися и требуемыми параметрами питания разрешались с использованием вторичных источников, выполненных по одной из обобщенных структурных схем, приведенных на рисунке 1 [2].

Согласно этим схемам, входное напряжение трансформируется, выпрямляется, фильтруется и, при необходимости, стабилизируется. Таких каналов может быть несколько в зависимости от различия в требованиях к параметрам и качеству напряжения. В отдельных случаях канал питания может быть образован от дополнительных обмоток трансформатора или отпаек его вторичной обмотки. Один такой канал может рассматриваться как вторичный источник питания – ВИП (или ИВЭП, УФВП). Все эти аббревиатуры широко представлены в различных контекстах у многих авторов соответствующей литературы, технически являясь синонимами [12].

									Лист
									6
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ				

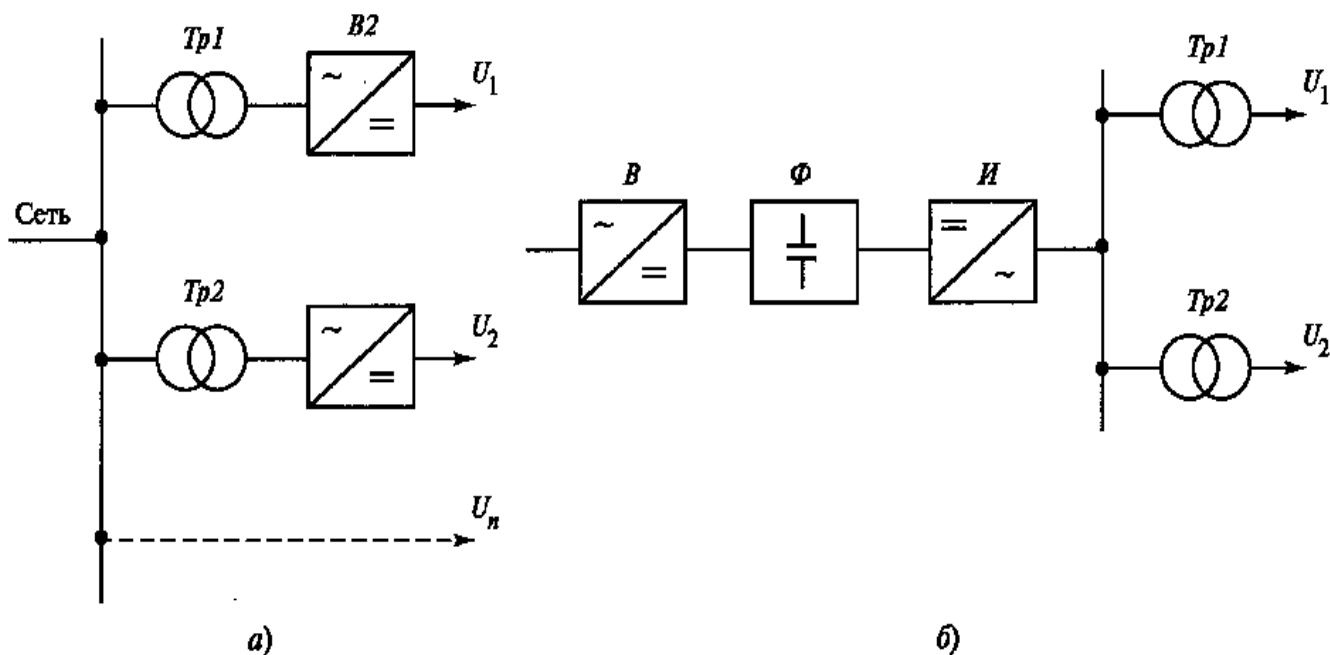


Рисунок 1 – Типовые структурные схемы вторичных источников питания:
 а) с входным трансформатором; б) с промежуточным звеном повышенной частоты

Однако термин «вторичный» является условным, хотя и принятым в системе стандартов. Очевидно, что в общем случае на выходе каждого канала может быть образовано несколько других каналов. Например, через промежуточный инвертор (преобразователь постоянного тока в переменный) или преобразователь постоянного тока в постоянный может быть образован источник питания с другими параметрами напряжения. Недостатками приведенной на рисунке 1, а структуры является наличие трансформатора низкой (сетевой) частоты. Известно, что удельные массогабаритные показатели трансформатора непосредственно зависят от частоты. Поэтому структура на рисунке 1, а соответствует ВИП с низкими удельными массогабаритными показателями. При низком значении частоты также утяжеляются фильтры пульсаций напряжения, ухудшается быстродействие регуляторов и т. п.

									Лист
									7
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ				

В настоящее время развитие электронных технологий привело к созданию элементной базы, позволяющей улучшить технико-экономические показатели ВИП в широком диапазоне мощностей. При этом революционное влияние на характеристики ВИП оказало создание высокочастотных электронных ключей и других элементов, с помощью которых стало возможным преобразовывать электроэнергию на частотах в диапазоне от нескольких десятков килогерц до десятков мегагерц в зависимости от коммутируемой мощности. Соответственно изменились базовые структуры ВИП и их элементов. Одной из основных стала бестрансформаторная структура (рисунок 1, б), в которой входное напряжение выпрямляется, а постоянный ток преобразуется инвертором в переменный ток повышенной частоты. При необходимости количество таких трансформаторов всегда может быть увеличено для создания дополнительного канала питания. Выходное напряжение повышенной частоты обычно выпрямляется и далее поступает на преобразователи постоянного тока в постоянный. Эти преобразователи выполняют функции преобразования напряжения общей шины постоянного тока в напряжение требуемой потребителем величины, а при необходимости – его стабилизации и дополнительной фильтрации.

Часто разработчики относят к ВИП преобразователь постоянного тока в постоянный, непосредственно питающий потребитель.

1.2 Преобразователи в инверторных ВИП

Инверторные ВИП работают в импульсных режимах за счет периодического переключения транзисторов с повышенной частотой. В преобразователе среднее значение выходного напряжения регулируется изменением относительной длительности включенного состояния ключа, управление которым осуществляется системой управления с широтно-импульсной или частотно-импульсной модуляцией.

									Лист
									8
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ				

Принцип действия повышающего преобразователя основан на периодическом накоплении энергии во входном реакторе (дросселе) при включенном ключе с последующей передачей ее в нагрузку и конденсатор выходного фильтра. С повышением относительной длительности включенного состояния ключа выходное напряжение растет. Увеличение этого напряжения в основном ограничено «паразитными» элементами схемы.

Понижающие преобразователи включают в себя описанные выше элементы, отличаясь включением ключа в разрыв цепи питания.

В инвертирующем преобразователе реактор, накапливающий энергию, включен параллельно силовым цепям после ключа. Такая топология позволяет регулировать в непрерывном режиме выходное напряжение от нуля до значения, ограниченного «паразитными» элементами схемы реактора. Отличительной особенностью схемы преобразователя этого вида является изменение полярности выходного напряжения на противоположную относительно полярности входного напряжения. Следует отметить, что переход рассмотренных видов преобразователей в режимы работы с прерывистым током реакторов приводит к существенному изменению их характеристик. При этом изменяются их внешние характеристики, зависимости выходного напряжения от относительной длительности ключей, уровень пульсаций и др.

При необходимости иметь гальваническую развязку электрических цепей источника и потребителя могут быть использованы схемы с трансформаторным выходом. Для однотактной схемы преобразователя в этом случае можно использовать разные преобразователи. Например, по принципу повышающего преобразователя может быть выполнен преобразователь с передачей энергии на интервале выключенного состояния ключа («обратноходовый» преобразователь). В этой схеме входная и выходная обмотки располагаются на общем магнитопроводе реактора с низкой магнитной проводимостью. Гальваническая развязка в этом случае реализуется наличием двух обмоток.

По принципу понижающего преобразователя может быть выполнен преобразователь с передачей энергии на интервале включенного состояния ключа («прямоходовой» преобразователь), что обеспечивается при подключении выходного LC-фильтра к вторичной обмотке трансформатора. При этом схема дополняется развязывающим диодом со стороны вторичной обмотки. Аналогичным образом могут быть выполнены полумостовые и мостовые схемы, а также схемы со средней точкой первичной обмотки трансформатора. Обычно на основе таких схем создаются преобразователи более высокой мощности по сравнению с однотактными [2].

Первые преобразователи создавались на основе биполярных транзисторов, работающих в частотном диапазоне, ограниченном несколькими десятками килогерц в зависимости от мощности. Соответственно ограничивались и удельные массогабаритные показатели таких ВИП обычно на уровне, не превышающем 300 Вт/дм^3 . Основными факторами, ограничивающими увеличение этого показателя, были не только низкие удельные массогабаритные показатели фильтров на этих частотах, но и значительные коммутационные потери мощности в транзисторах и их низкие частотные характеристики [13]. Попытки снизить эти потери введением RLC-цепей(снабберов), формирующих траекторию переключения транзистора, были недостаточно эффективными из-за их диссипативного характера. Иначе говоря, потери мощности из транзистора частично переходили в снабберы, но их элементы также создавали свои дополнительные потери. В результате применения полевых транзисторов, отличающихся от других приборов быстродействием, минимальной мощностью импульсов управления и расширенной областью безопасной работы, стало возможным создание нового поколения преобразователей с «мягкой» коммутацией ключей в моменты, когда коммутируемые токи или напряжения имеют значения, близкие к нулю.

Преобразователи нового поколения были названы квазирезонансными. Они подразделяются на преобразователи с коммутацией в нуле тока (далее –

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		10

1.3 Электротехнические системы летательных аппаратов

Электроэнергия применяется для электроснабжения практически всех жизненно важных подсистем ЛА. Ее мощность составляет от единиц ватт для беспилотных аппаратов до нескольких мегаватт в зависимости от типа ЛА и его назначения [2]. Более подробно рассмотрим электротехнические системы самолетов и вертолетов отечественного производства.

Первоначально на летательных аппаратах использовалась электроэнергия постоянного тока. Увеличение мощности и числа потребителей, расширение их функций потребовали перехода основных систем электроснабжения на переменный ток, что позволило:

- перейти на бесщеточные электромашины переменного тока;
- обеспечить гальваническую развязку цепей различных подсистем;
- обеспечить простое согласование напряжений трансформаторами;
- осуществить переход на электроснабжение потребителей постоянного тока посредством простых и надежных выпрямителей.

Одним из основных критериев эффективности системы электроснабжения ЛА являются удельные показатели ее массы. Для существенного снижения массы системы повышают частоту и напряжение, а также улучшают мультиплексное исполнение системы электрических сетей. Напряжение повышенной частоты может создаваться промежуточными звеньями преобразования электроэнергии. Принцип мультиплексных систем основан на передаче по одному каналу сигналов управления малой мощности исполнительным органам потребителей.

Перспективными являются системы с высокоскоростным генератором переменного тока, установленном на валу турбины. Генератор имеет напряжение 200...300 В и выполняет функции основного источника системы электроснабжения ЛА. Напряжение выпрямляется и подается на преобразователь частоты (далее – ПЧ), обеспечивающий получение напряжения стабильной

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		12

частоты при изменении скорости вращения турбины. Для этой цели могут использоваться ПЧ со схемой непосредственной связи, если частота генератора значительно выше входной частоты преобразователя. Упрощенный вариант структурной схемы такой системы приведен на рисунке 2 [2].

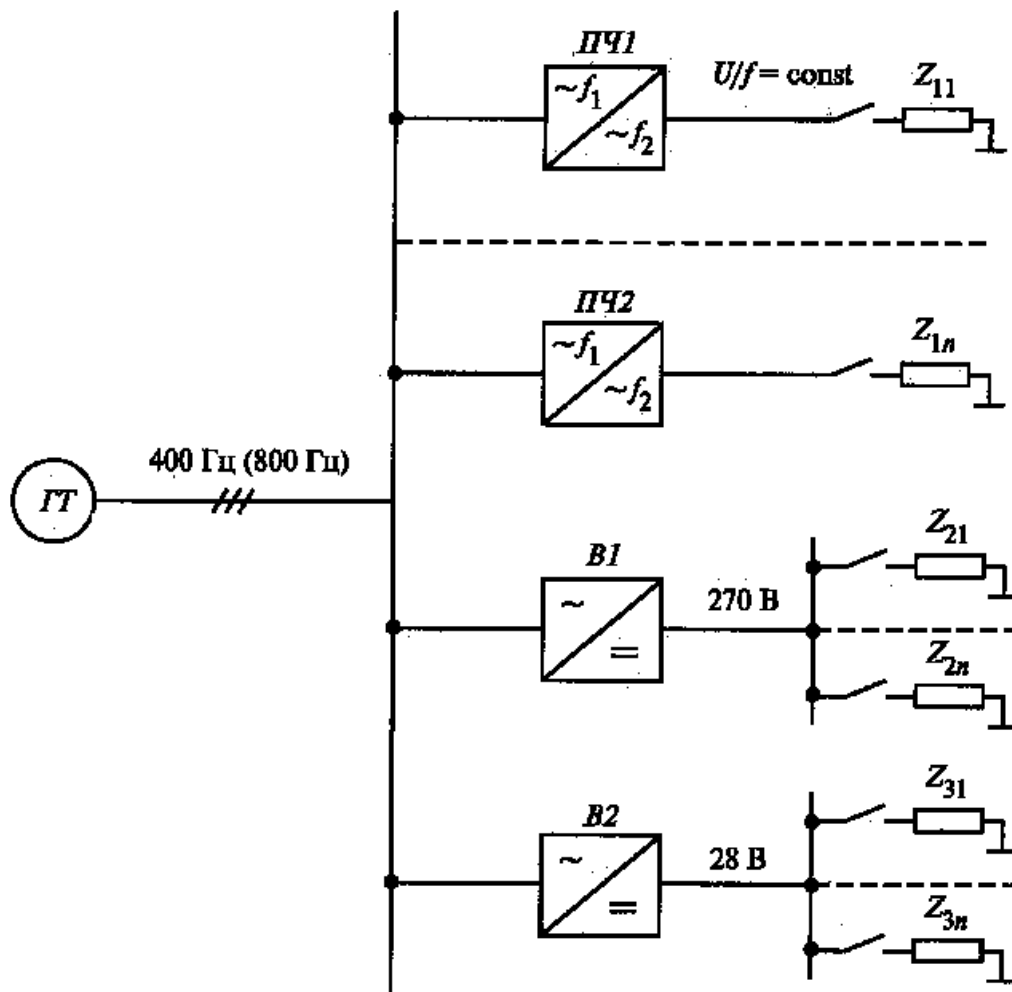


Рисунок 2 – Структурная схема системы электроснабжения самолета

На рисунке 2 ГТ – генератор турбины; ПЧ1, ПЧ2 – преобразователи частоты; В1, В2 – выпрямители.

Выходное напряжение выпрямителей и переменное напряжение стабильной частоты может поступать как непосредственно потребителям, так и на различные преобразователи, обеспечивающие согласование напряжений с

различными подсистемами. Например, напряжение постоянного тока 270 В может быть преобразовано в напряжение 27 В или переменное напряжение для управления электроприводом.

Системы электроснабжения самолетов и вертолетов изготавливаются в соответствии со стандартом, устанавливающим общие требования к бортовому электрооборудованию и нормы качества электроэнергии на входных выводах оборудования.

Стандарт разделяет по назначению бортовые электроприемники на три категории:

– Первая. Приемники, необходимые для завершения полета и безопасной посадки.

– Вторая. Приемники, используемые для безопасного продолжения полета, выполнения задания и посадки.

– Третья. Приемники, выход которых из строя не влияет на безопасность полета.

Стандартом установлено питание электроприемников первой категории постоянным током напряжением 27 В.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		14

2 СРАВНЕНИЕ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ И ПЕРЕДОВЫХ ЗАРУБЕЖНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И РЕШЕНИЙ

Инверторные источники вторичного электропитания по назначению можно разделить на три группы. К первой можно отнести ИВЭП, для которых характерными признаками являются низкий уровень выходного напряжения (2...50 В) и широкая их номенклатура по току нагрузки (1...200 А).

Учитывая возросшие требования по надежности функционирования различных систем радиоэлектронной аппаратуры (далее – РЭА), в настоящее время одним из важнейших показателей ИВЭП данной группы служит показатель его надежности при заданном ресурсе работы. Отказ источника электропитания, как правило, сопровождается невыполнением поставленных задач или простоем аппаратуры. Надежность функционирования ИВЭП прежде всего определяется коэффициентом запаса по допустимому уровню напряжения и тока для силовых элементов схемы (транзисторов, диодов, конденсаторов). Кроме того, необходимым условием функционирования ИВЭП является решение ряда специфических задач схемотехники: обеспечение симметричных режимов работы высокочастотных трансформаторов, предотвращение протекания сквозных токов в двухтактных инверторах, организация плавного запуска (плавного заряда конденсаторов выходных фильтров), ограничение зарядного тока конденсаторов входного фильтра [12].

Другим весьма важным показателем ИВЭП служит его удельная мощность для стационарной РЭА (Вт/дм³) и Вт/кг для РЭА подвижных объектов с первичной бортовой сетью 400 Гц (летательные аппараты).

В таблице 1 в качестве примера приведены показатели ИВЭП для отечественных и зарубежных разработок. Важным показателем ИВЭП является его коэффициент полезного действия (далее – КПД). Повышение КПД снижает количество выделяемого тепла в источнике, позволяет уменьшить массу и

средств, удовлетворяющих требованиям ЭМС. К задачам по обеспечению ЭМС между ИВЭП и РЭА можно отнести: исследование физических процессов, лежащих в основе образования электромагнитных помех; разработку методик измерения электромагнитных помех; разработку методов и средств их подавления до нормируемого уровня.

Возникновение помех в инверторных ИВЭП обусловлено (в интервалах коммутации транзисторов и диодов) наличием высокочастотных колебательных контуров, образованных основными конденсаторами и дросселями устройств, а также паразитными параметрами: емкостями обмоток высокочастотных трансформаторов и дросселей; индуктивностями рассеяния трансформаторов; межэлектродными емкостями транзисторов; индуктивностями обкладок и выводов конденсаторов; индуктивностями и емкостями монтажа.

Электромагнитная совместимость может быть обеспечена за счет схемных решений – например, для импульсных стабилизаторов напряжения и выпрямителей – многофазностью режима их работы, симметрированием режима работы двухтактных инверторов, применением симметричного фильтра или выполнением вторичной обмотки в виде двух секций, пространственно разнесенных одна от другой на магнитопроводе трансформатора. Другим направлением обеспечения ЭМС является применение средств пассивной фильтрации помех, например, шунтированием диодов выпрямителя вторичной обмотки трансформатора демпфирующими RC-цепочками или введением помехоподавляющих фильтров с полосой частот $0,15 \dots 10^4$ МГц, затуханием $40 \dots 60$ дБ и допустимым падением напряжения на фильтре не более 2 % от номинального уровня.

Методы пассивного электростатического экранирования и рационального монтажа преследуют цели снижения паразитных емкостных связей в электромагнитных элементах блоков и в конструкции ИВЭП. Значительный интерес представляет применение проводников и элементов конструкций с изоляцией из помехопоглощающих материалов с частотно-зависимыми

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		17

диэлектрическими магнитными свойствами. Для улучшения ЭМС применяют низкочастотное и высокочастотное заземление ИВЭП, питаемой ими РЭА, а также заземление экранов и кабелей.

Проведение перечисленных выше мероприятий по обеспечению электромагнитной совместимости источников электропитания и РЭА позволяет на порядок снизить уровень помех, что обеспечивает нормальное функционирование систем РЭА. Суммарная нестабильность выходного напряжения ИВЭП данной группы характеризуется нежесткими требованиями и, как правило, имеет уровень $\pm (2...3) \% U_H$, а пульсации выходного напряжения составляют $\pm 1 \% U_H$.

Характерным требованием для ИВЭП устройств вычислительной техники является возможность ступенчатого или плавного изменения выходного напряжения источника питания на $\pm (5...10) \%$ с целью профилактического контроля.

Ко второй группе инверторных ИВЭП можно отнести источники электропитания современной научной, технологической и лабораторной аппаратуры. Характерными требованиями для оптико-электронной, медицинской и технологической аппаратуры является получение от ИВЭП напряжения, уровень которого изменяется плавно или дискретно в широком диапазоне ($10^1...10^4$ В) со стабилизацией каждого уровня; для ряда систем связи одним из основных требований служит высокая степень гарантии поступления электрической энергии требуемого качества, что ставит задачу создания высоконадежных ИВЭП.

ИВЭП с выходом на постоянном токе данной группы могут быть выполнены для решения следующих задач: стабилизации напряжения при широком диапазоне изменения его уровня; стабилизации напряжения при широкодиапазонном изменении тока нагрузки; регулирования в широком диапазоне тока нагрузки при стабилизированном уровне напряжения; стабилизации тока нагрузки; обеспечения высокой надежности получения электрической энергии. Эти задачи должны быть выполнены при условии, что

ИВЭП обладают высокими динамическими характеристиками, а также высокими энергетическими и удельными показателями по массе и объему.

К третьей группе инверторных ИВЭП с выходом на постоянном токе относятся источники электропитания с высоким уровнем стабилизированного напряжения (1...50 кВ), и характеризуются они рядом специфических задач для получения высокого напряжения.

Основные сравнительные параметры ИВЭП приведены на рисунке 3.

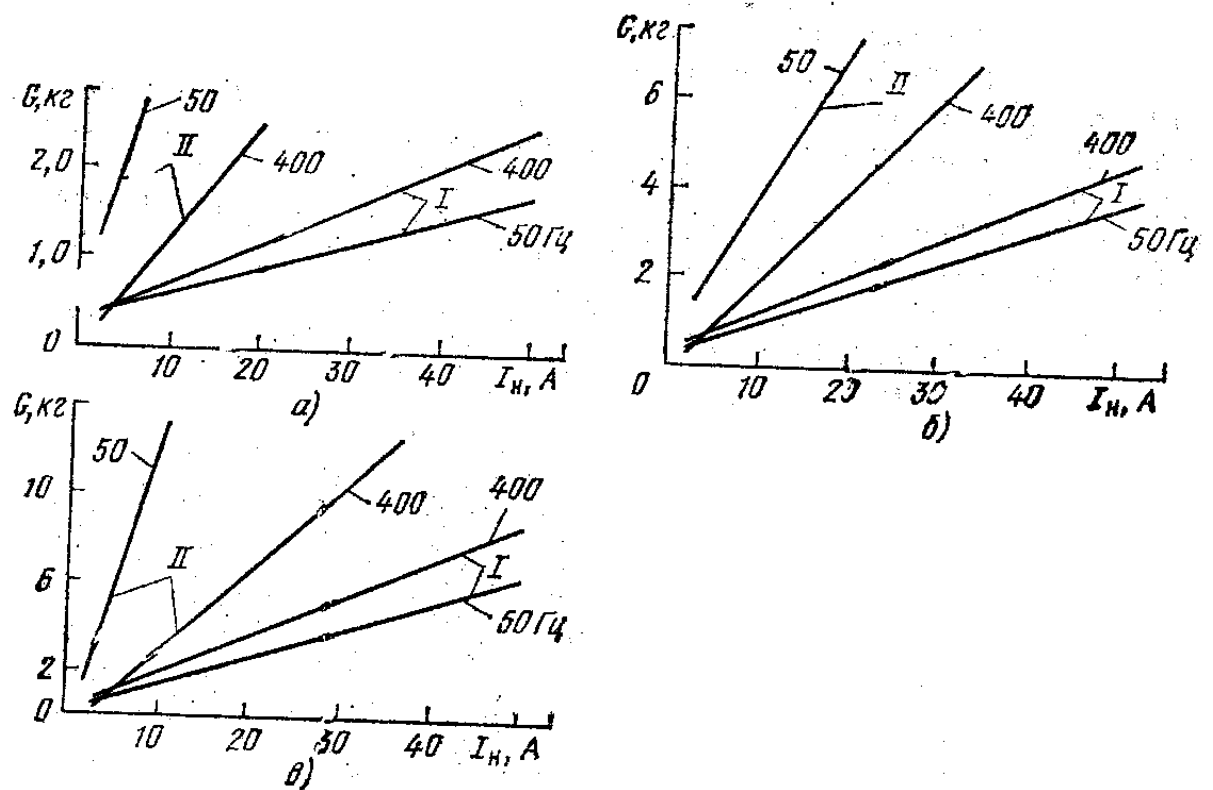


Рисунок 3 – Основные сравнительные параметры ИВЭП

Для оценки на рисунке 3 [12] приведены зависимости массы элементов силовой части без учета конструкции ИВЭП от тока нагрузки при выходных напряжениях 5 В (рисунок 3, а), 12 В (рисунок 3, б) и 27 В (рисунок 3, в) для ИВЭП при работе мостового регулирующего инвертора на частоте 20 кГц

(структура I) и при подключении источника к промышленной однофазной сети 220 В, 50 Гц и трехфазной сети 200 В, 400 Гц, а также для ИВЭП с входным трансформатором и импульсным стабилизатором (структура II) при тех же входных и выходных параметрах.

Из рисунка 3 видно, что масса инверторного ИВЭП при подключении его к сети 400 Гц выше, чем при подключении к сети 50 Гц из-за существенного уменьшения номинальной емкости сглаживающего входного фильтра с увеличением частоты. Кроме того, эффективно применение, начиная с 20...25 Вт для низких выходных напряжений (5; 12 В) и 35...45 Вт для напряжений 27 В и выше.

Таким образом, имеются все основания полагать, что усилиями разработчиков силовых полупроводниковых приборов и специализированных мощных ИС, разработчиков высокочастотных транзисторных преобразователей, конструкторов и технологов в обозримой перспективе удастся существенно улучшить массогабаритные характеристики средств вторичного электропитания мобильной РЭА при одновременном обеспечении их высокой надежности и экономичности.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		20

3 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВТОРИЧНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

3.1 Перечень требований к разрабатываемому источнику

Основными требованиями, определяющими структурное построение ВИП, являются:

- требования к качеству выходных напряжений (стабильность, уровень пульсаций);
- потребляемые и выходные мощности;
- количество выходных напряжений;
- необходимость в гальванической развязке;
- габаритно-массовые характеристики (ГМХ) и КПД.

К разрабатываемому источнику питания помимо требований, установленных [14–16], специальных требований [17–19] предъявляются следующие:

- а) напряжение первого выхода $U_1 = (3,30 \pm 0,17)$ В;
- б) размах пульсаций первого выхода $U = 50$ мВ, не более;
- в) ток нагрузки первого выхода $I_1 = 2$ А;
- д) напряжение второго выхода $U_2 = (1,2 \pm 0,06)$ В;
- е) ток нагрузки второго выхода $I_2 = 1,2$ А;
- ж) размах пульсаций второго выхода $U = 50$ мВ, не более;
- к) напряжение третьего выхода $U_3 = (5,00 \pm 0,05)$ В;
- л) ток нагрузки третьего выхода $I_3 = 0,5$ А;
- м) размах пульсаций третьего выхода $U = 50$ мВ, не более;

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		21

н) питание ВИП обеспечивается от бортовой сети (далее – БС) летательного аппарата и от резервного канального источника тока (ИТ) по отдельным входам;

п) ВИП должен обеспечивать гальваническую развязку выходных цепей от БС и ИТ;

р) пусковой ток не должен превышать $I = 3,5$ А при длительности переходного процесса не более 0,5 с;

с) диапазон напряжений питания от БС $U = (21...33)$ В;

т) диапазон напряжений питания от ИТ $U = (18...31)$ В;

у) в соответствии с ГОСТ Р54073-2010 [17] при питании от БС ВИП должен быть прочным к воздействию напряжений $U = (8...70)$ В;

ф) ВИП не должен создавать помех по цепям питания, превышающих требования ГОСТ Р54073-2010.

3.2 Анализ требований к разрабатываемому источнику

Для выполнения требований по гальванической развязке цепей необходимо применить преобразователь напряжения, обеспечивающий необходимое количество выходных гальванически развязанных напряжений. Преобразователь может быть выполнен регулируемым и нерегулируемым. Следует отметить, что для выполнения требования 3.1, перечисления с) и т), необходима стабилизация выходных напряжений ВИП. Рассмотрим подробнее варианты преобразователей.

В случае применения регулируемого преобразователя его выходные напряжения не зависят от напряжения питания. Необходимо отметить, что для регулируемого преобразователя дополнительно необходимы цепи обратной связи, модулятор, генератор, усилитель ошибки, драйверы, запускающий стабилизатор. Основная часть указанных структурных блоков может входить в состав

									Лист
									22
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата					

090301.2018.127. ПЗ

микросхемы управления преобразователем, для которой необходимо организовать цепи питания.

В случае применения нерегулируемого преобразователя его выходные напряжения зависят от напряжения питания, поэтому в случае нерегулируемого преобразователя необходимо применить либо стабилизацию выходных напряжений, либо стабилизацию напряжения питания преобразователя. При стабилизации выходных напряжений преобразователя последний работает при изменяющихся режимах компонентов, зависящих от напряжения БС и ИТ, что негативно сказывается на характеристиках преобразователя. От указанного недостатка свободен преобразователь со стабилизацией напряжения питания.

На основании сказанного был выбран нерегулируемый инвертор со стабилизатором напряжения на его входе. Для дальнейшего анализа определим суммарную выходную мощность ВИП:

$$P_{\text{ВЫХ}}^{\text{ПП}} = U_1 \cdot I_1 + U_2 \cdot I_2 + U_3 \cdot I_3 \quad (1)$$

Подставив в формулу (1) значения, получим $P_{\text{ВЫХ}}^{\text{ПП}} = 10,54$ Вт.

Из полученного значения следует, что приоритетным при разработке преобразователя является его высокий КПД. Следовательно, выбирается нерегулируемый инвертор со стабилизатором напряжения на его входе.

Возможно построение нерегулируемого преобразователя с отдельным задающим генератором и по схеме с самовозбуждением, также называемым автогенераторным. В первом случае усложняется схемотехническое построение преобразователя, но сквозные токи можно полностью устранить. Во втором случае сквозные токи могут быть лишь ограничены на заданном уровне и КПД будет значительно ниже, чем у преобразователя с отдельным задающим генератором. Исходя из требований задания, выбирается вариант преобразователя с отдельным задающим генератором.

Наличие преобразователя приводит к необходимости применения входного фильтра для уменьшения уровня помех, создаваемых преобразователем по цепям питания преобразователя.

Так как в ВИП применяется преобразователь, то в его цепях питания необходим входной фильтр, уменьшающий пульсации, создающиеся при работе преобразователя, а на выходах преобразователя необходимы выходные фильтры, уменьшающие пульсации выпрямленных напряжений преобразователя.

Для уменьшения ГМХ преобразователя для полученной выходной мощности частота преобразования должна находиться в пределах 40...150 кГц, причём с точки зрения минимальных ГМХ при высоком КПД оптимальной частотой преобразования является $f = 100$ кГц.

Опыт предыдущих разработок показывает, что для выбранной частоты выходные напряжения преобразователя будут иметь отклонения относительно требований исходных данных в части выходных напряжений из-за округления чисел витков трансформатора при малых числах витков обмоток и дробных коэффициентах трансформации.

Для устранения отклонений необходимо либо значительно увеличить количество витков всех обмоток относительно расчётных значений, либо применить стабилизаторы в выходных цепях преобразователя, для которых требования исходных данных не выполняются при использовании трансформатора с малыми количествами витков обмоток. Применение первого варианта может привести к выбору магнитопровода с большими ГМХ для обеспечения размещаемости обмоток. В случае применения второго варианта ухудшается КПД ВИП, но ГМХ увеличиваются незначительно. Так как для питания преобразователя используется стабилизированное напряжение, то в качестве стабилизаторов в выходных цепях могут быть использованы линейные стабилизаторы с малым проходным напряжением, обеспечивающие также уменьшение ГМХ выходных фильтров. На основании сказанного применение

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		24

линейных стабилизаторов с малым проходным напряжением является предпочтительным.

Проведём анализ для определения выходов преобразователя, требующих установки линейных стабилизаторов с малым проходным напряжением. Для напряжения U_3 третьего выхода ВИП не требуется высокая точность, поэтому применение линейного стабилизатора с малым проходным напряжением не требуется. Этот выход может быть использован без установки линейного стабилизатора, а напряжение данного выхода устанавливается на этапе настройки ВИП. Для такого выхода необходима малая нестабильность по току нагрузки. Третий выход ВИП с напряжением U_3 отвечает данному требованию, поэтому установка линейного стабилизатора в цепях данного выхода не требуется.

Так как настройка ВИП выполняется по напряжению U_3 , а отношения выходных напряжений U_1 и U_2 к напряжению U_3 является иррациональным числом, а количество витков обмоток предполагается малым для обеспечения оптимальных ГМХ ВИП, то возможно отклонение напряжений первого и второго выходов преобразователя относительно требований исходных данных к напряжениям U_1 и U_2 . На основании изложенного требуется установка линейных стабилизаторов в цепях первого и второго выходов преобразователя.

Потребителями напряжения U_1 являются два блока, входящих в вычислитель. Для уменьшения потерь в ВИП, связанных с потерями в стабилизаторе напряжения, следует разделить цепи питания блоков вычислителя, применив для каждого отдельный стабилизатор напряжения с разделением выходных цепей. При таком подходе проходное напряжения стабилизатора будет значительно меньше, следовательно, потери будут меньше, чем в случае применения единственного стабилизатора для обоих потребителей.

Стабилизатор напряжения, обеспечивающий выходное напряжение U_2 , возможно выполнить на дискретных элементах, либо применить интегральный стабилизатор напряжения. Анализ номенклатуры интегральных стабилизаторов показал, что серийно изготавливаемые стабилизаторы не отвечают требованиям

									Лист
									25
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ				

исходных данных в части точности выходного напряжения. Отсюда следует вывод о необходимости проектирования стабилизатора напряжения на дискретных элементах.

Линейные стабилизаторы бывают параметрическими и компенсационными. Первые не отслеживают изменения выходного напряжения стабилизатора при изменении тока нагрузки и внешних условий, поэтому применение компенсационных стабилизаторов является предпочтительным.

Компенсационные стабилизаторы напряжения представляют собой систему автоматического регулирования и состоят из регулирующего элемента (далее – РЭ), усилителя и схемы сравнения, включающую в себя источник опорного напряжения (далее – ИОН) и делитель. Компенсационные стабилизаторы бывают последовательного и параллельного типа, при этом у первых КПД выше, и поэтому вариант применения последовательного компенсационного стабилизатора предпочтителен.

В качестве РЭ следует применить МДП-транзисторы, так как мощность управления РЭ такого типа минимально возможная по сравнению с РЭ других типов. Из многообразия вариантов построения ИОН был выбран вариант на основе прецизионного стабилитрона, так как к блоку ВИП не предъявляются высокие требования по стабильности выходных напряжений и данный вариант наиболее прост в построении. Усилитель на биполярном транзисторе является предпочтительным, так как при одинаковой схемотехнической сложности по сравнению с усилителем на полевом транзисторе он не требует дополнительной настройки, связанной с разбросом либо напряжения отсечки полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом, либо порогового напряжения затвор-исток МДП-транзисторов.

С учётом требований исходных данных к напряжению U_2 , предпочтительным является применение интегрального ИОН. Усилитель можно выполнить на биполярном или полевом транзисторе. Первый вариант является предпочтительным, так как при одинаковой схемотехнической сложности он не

требует дополнительной настройки, связанной с разбросом напряжения отсечки полевых транзисторов.

На основании изложенного к стабилизатору напряжения предъявляются следующие требования:

- стабилизатор должен быть выполнен на основе МДП-транзистора;
- тип стабилизатора – компенсационный;
- выходной ток стабилизатора $I = 1,2 \text{ A}$;
- выходное напряжение стабилизатора $U = (1,20 \pm 0,06) \text{ В}$;
- проходное напряжение стабилизатора должно быть минимально возможным;
- максимальное входное напряжение стабилизатора $U = 5 \text{ В}$, не менее;
- ток управления регулирующим элементом минимально возможный;
- ГМХ минимально возможные.

В случае применения МДП-транзистора в качестве РЭ последний представляет собой истоковый повторитель, выходное напряжение которого равно напряжению на затворе за вычетом напряжения затвор-исток в рабочей точке транзистора. Напряжение затвор-исток в рабочей точке транзистора зависит от порогового напряжения затвор-исток, и для большинства МДП-транзисторов составляет 1,5...4 В. Для выполнения требования к стабилизатору напряжения в части обеспечения минимального проходного напряжения на затвор транзистора РЭ необходимо подавать напряжение выше входного напряжения стабилизатора как минимум на уровень порогового напряжения затвор-исток МДП-транзистора.

Для обеспечения напряжения управления РЭ следует применить умножитель напряжения, вход которого подключен к невыпрямленному напряжению преобразователя, так как в противном случае от преобразователя требуется дополнительное постоянное напряжение, что является нецелесообразным по причине большого количества выходных напряжений ВИП.

									Лист
									27
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ				

Каждый стабилизатор напряжения, обеспечивающий выходное напряжение U_1 , должен питаться от отдельного выпрямителя, входящего в состав преобразователя ПР, что позволит уменьшить потери в выпрямителях. Следует отметить, что предварительный анализ вклада в потери преобразователя показал, что доля потерь в выпрямителях составляет до трети общих потерь преобразователя. На основании изложенного и с учётом выходной мощности ВИП, следует принимать все возможные меры по снижению данного вида потерь при условии сохранения оптимальных ГМХ ВИП. Следовательно, для обеспечения выходного напряжения U_1 в ВИП целесообразно применить отдельные стабилизаторы напряжения, обеспечивающие напряжением U_1 обоих потребителей. Питание стабилизаторов организуется от отдельных выпрямителей, а на выходе каждого стабилизатора применяется выходной фильтр.

Так как при питании как от БС, так и от ИТ ВИП должен обеспечивать все выходные напряжения, то цепи «Общий» БС и ИТ можно объединить, а питание подавать на узлы ВИП через диодную развязку.

Для выполнения требования по допустимому пусковому току в составе ВИП необходим ограничитель пускового тока.

Стабилизацию напряжения можно обеспечить при помощи как импульсных, так и линейных стабилизаторов. Импульсные стабилизаторы имеют высокий КПД, но при этом они являются источниками импульсных помех и сложнее схемотехнически по сравнению с линейными стабилизаторами. Линейные стабилизаторы являются фильтрами помех, но имеют низкий КПД. С учётом вычисленной выходной мощности ВИП, определяющим фактором при выборе типа стабилизатора является КПД. Следовательно, для питания преобразователя выбирается импульсный стабилизатор.

Наличие импульсного стабилизатора приводит к необходимости применения входного фильтра по цепям питания ВИП для уменьшения уровня помех, создаваемых стабилизатором.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		28

В итоге анализа в состав ВИП включены следующие структурные блоки:

- диодные развязки БС и ИТ;
- ограничитель пускового тока ВИП;
- схема защиты от перенапряжений при питании ВИП от БС;
- входной фильтр импульсного стабилизатора;
- стабилизатор напряжения высокочастотного преобразователя;
- входной фильтр преобразователя;
- преобразователь;
- входные и выходные фильтры преобразователя;
- стабилизатор напряжения U_1 ;
- стабилизатор напряжения U_2 ;
- выходные фильтры стабилизаторов напряжений.

3.3 Структурная схема ВИП

На основании анализа разработана и приведена на рисунке 4 структурная схема.

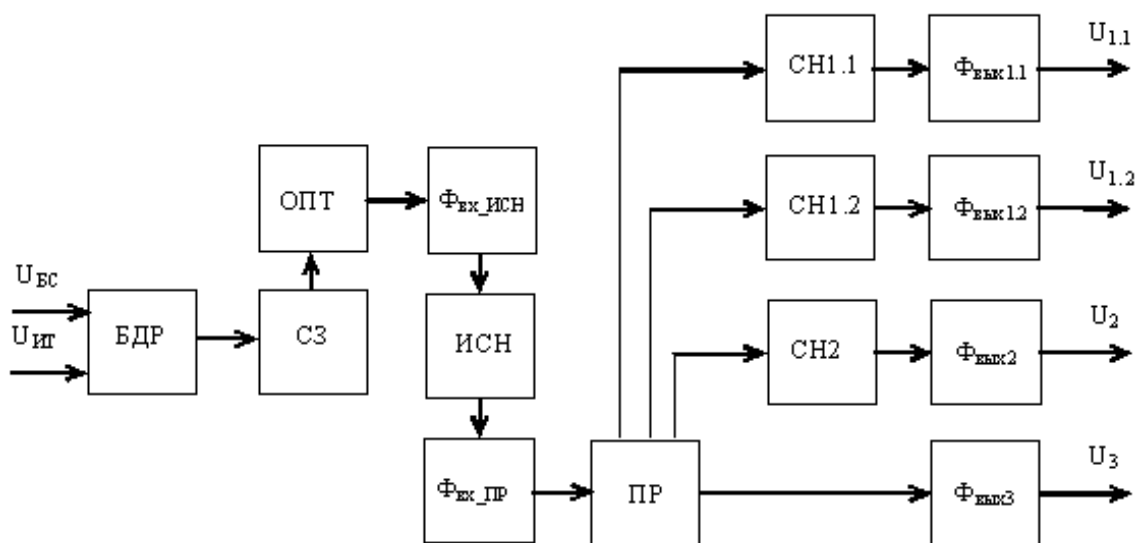


Рисунок 4 – Блок-схема ВИП

БДР – блок диодной развязки;
 ИСН – импульсный стабилизатор напряжения;
 ОПТ – ограничитель пускового тока;
 ПР – преобразователь;
 СЗ – схема защиты от перенапряжений;
 СН1.1, СН1.2, СН2 – стабилизаторы напряжения;
 $\Phi_{\text{вх_ИСН}}$ – входной фильтр ИСН;
 $\Phi_{\text{вх_ПР}}$ – входной фильтр ПР;
 $\Phi_{\text{вых1.1}}$ - $\Phi_{\text{вых3}}$ – выходные фильтры.

3.4 Расчет схемы электрической принципиальной

3.4.1 Расчёт стабилизатора СН1 и $\Phi_{\text{вых1}}$.

На основании анализа исходных данных к стабилизаторам напряжения СН1.1 и СН1.2 предъявляются следующие требования:

- выходной ток стабилизатора $I_{\text{СН1.1}} = I_{\text{СН1.2}} = 1 \text{ A}$;
- выходное напряжение стабилизаторов $U_{\text{ВЫХ}}^{\text{СН1.1}} = U_{\text{ВЫХ}}^{\text{СН1.2}} = (3,30 \pm 0,17) \text{ В}$;
- проходное напряжение стабилизаторов минимально возможное;
- максимальное входное напряжение стабилизаторов $U = 5 \text{ В}$, не менее;
- ГМХ минимально возможные.

С учётом требований ГОСТ РВ 20.39.304 к стабилизатору в качестве СН1.1 и СН1.2 применим интегральный трёхвыводной стабилизатор типа 1303ЕН3.3П АЕЯР.431420.638ТУ [19], [20] имеющий следующие параметры:

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		30

- выходное напряжение $U = (3,3 \pm 0,1)$ В при токе нагрузки 1 А;
- максимальное входное напряжение $U = 16$ В;
- максимальный выходной ток $I = 5$ А;
- минимальное проходное напряжение $U = 0,5$ В при $I = 1$ А в диапазоне температур $(-60 \dots 125)$ °С;
- допустимая рассеиваемая мощность без установки микросхемы на теплоотвод $P = 1$ Вт.

Входные напряжения стабилизаторов напряжения СН1.1 и СН1.2 определяются по формуле:

$$U_{\text{вх}}^{\text{СН1.1}} = U_{\text{вх}}^{\text{СН1.2}} = U_1 + U_{\text{прох_мин}}^{\text{СН1.1}}, \quad (2)$$

где $U_{\text{прох_мин}}^{\text{СН1.1}}$ – минимальное проходное напряжение стабилизатора СН1.1, В.

$$U_{\text{прох_мин}}^{\text{СН1.1}} = 0,5 \text{ В.}$$

Подставив в формулу (2) значения, получим $U_{\text{вх}}^{\text{СН1.1}} = 3,8$ В.

Мощности, рассеиваемые стабилизаторами напряжения СН1.1 и СН1.2, определяются по формуле:

$$P_{\text{СН1.1}} = P_{\text{СН1.2}} = \frac{I_1 \cdot U_{\text{прох_мин}}^{\text{СН1.1}}}{2} \quad (3)$$

Подставив в формулу (3) исходные данные, получим значение, не превышающее допустимой мощности для выбранного типа стабилизатора.

Питание на стабилизаторы СН1.1 и СН1.2 подаётся от выпрямителей первого выхода преобразователя ПР, к последним предъявляются следующие требования:

- прямой ток $I = 0,5I_1$, не менее;
- падение напряжения на p-n-переходе минимально возможное;
- обратное напряжение $U = 2 U_{\text{вх}}^{\text{CH1.1}}$, не менее;
- ГМХ минимально возможные.

Выбираем в качестве диодов выпрямителя первого выхода преобразователя диодную сборку 2Д222ВС аА0.339.327ТУ [21], имеющую следующие параметры:

- падение напряжения на p-n-переходе $U_{\text{пр}} = 0,35$ В при токе 1 А;
- падение напряжения на p-n-переходе $U_{\text{пр}} = 0,3$ В при токе 0,5 А;
- падение напряжения на p-n-переходе $U_{\text{пр}} = 0,25$ В при токе 0,3 А;
- допустимый прямой ток $I = 3$ А;
- допустимое обратное напряжение $U = 40$ В.

Мощность, рассеиваемая диодами выпрямителей первого выхода преобразователя ПР:

$$P_{\text{выпр1.1}}^{\text{вых1_ПР}} = P_{\text{выпр1.2}}^{\text{вых1_ПР}} = U_{\text{пр_выпр1.1}}^{\text{вых1_ПР}} \cdot \frac{I_1}{2} \quad (4)$$

Подставив в формулу (4) значения, получим $P_{\text{выпр1}}^{\text{вых1_ПР}} = P_{\text{выпр2}}^{\text{вых1_ПР}} = 0,35$ Вт.

ЭДС обмоток преобразователя ПР, к которым подключены выпрямители первого выхода преобразователя, определяются по формуле:

$$E_{\text{вых1.1}}^{\text{ПР}} = E_{\text{вых1.2}}^{\text{ПР}} = U_{\text{пр_выпр1.1}}^{\text{вых1_ПР}} + U_{\text{вх}}^{\text{CH1.1}} \quad (5)$$

Подставив в формулу (5) значения, получим $E_{\text{вх_выпр}}^{\text{вх1.1_ПР}} = 0,35 + 3,8 = 4,15 \text{ В}$.

Ёмкость конденсатора C_1 на входах стабилизаторов СН1.1 и СН1.2 определяется формуле из [22] с учётом установочного коэффициента и разделения тока I_1 на токи, протекающие через СН1.1 и СН1.2:

$$C_1^{\text{СН1.1}} = C_1^{\text{СН1.2}} = \frac{3 \cdot I_1 \cdot K_{\text{уст}}^{\text{К53-72}}}{8 \cdot \Delta U_{\text{пульс_вх}}^{\text{СН1.1}} \cdot f_{\text{пр}}}, \quad (6)$$

где $K_{\text{уст}}^{\text{К53-72}}$ – установочный коэффициент, учитывающий отклонения ёмкости;

$K_{\text{уст}}^{\text{К53-72}} = 1,736$ для конденсаторов типа К53-72;

$\Delta U_{\text{пульс_вх}}^{\text{СН1}}$ – размах пульсаций на конденсаторе C_1 входного фильтра, В.

Данный тип конденсаторов выбран из-за малого эквивалентного последовательного сопротивления (далее – ЭПС), высокой удельной ёмкости и малых ГМХ. Для сокращения номенклатуры электрорадиоизделий (далее – ЭРИ) используем конденсаторы типа К53-72 и в остальных функциональных узлах ВИП при необходимости применения конденсаторов с большой удельной ёмкостью.

С учётом выбранного типа конденсаторов $\Delta U_{\text{пульс_вх}}^{\text{СН1}} = 0,2 \text{ В}$ на $\Phi_{\text{вх}}$ и подставив в формулу (6) значения, получим $C_1^{\text{СН1.1}} = C_1^{\text{СН1.2}} = 65,10 \text{ мкФ}$. Конденсатор должен быть выбран с предельным напряжением не менее 3,8 В. Выбираем для $\Phi_{\text{вх}}$ конденсатор типа К53-72"Е"-6,3 В-470 мкФ $\pm 10 \%$ АЖЯР.673546.008ТУ [23].

Ёмкость C_2 на выходах стабилизаторов СН1.1 и СН1.2 определяем с учётом установочного коэффициента и разделения СН1 на СН1.1 и СН1.2:

$$C_2^{\text{СН1.1}} = C_2^{\text{СН1.2}} = \frac{3 \cdot I_1 \cdot K_{\text{уст}}^{\text{К53-72}}}{8 \cdot \Delta U_{\text{пульс_вых}}^{\text{СН1}} \cdot f_{\text{пр}}}, \quad (7)$$

где $K_{уст}^{K53-72}$ – установочный коэффициент, учитывающий отклонения ёмкости,

$K_{уст}^{K53-72} = 1,736$ для конденсаторов типа K53-72;

$\Delta U_{пульс_вых}^{CH1}$ – размах пульсаций напряжения U_1 . $\Delta U_{пульс_вых}^{CH1} = 0,05$ В.

Подставив в формулу (7) значения, получим $C_2 = 260,4$ мкФ. Конденсатор должен быть выбран с предельным напряжением не менее 3,3 В. Выбираем в качестве C_2 конденсатор типа K53-72"E"-6,3 В-470 мкФ ± 10 % АЖЯР.673546.008ТУ [23].

3.4.2 Расчёт элементов стабилизатора CH2

На рисунке 5 приведена схема стабилизатора CH2.

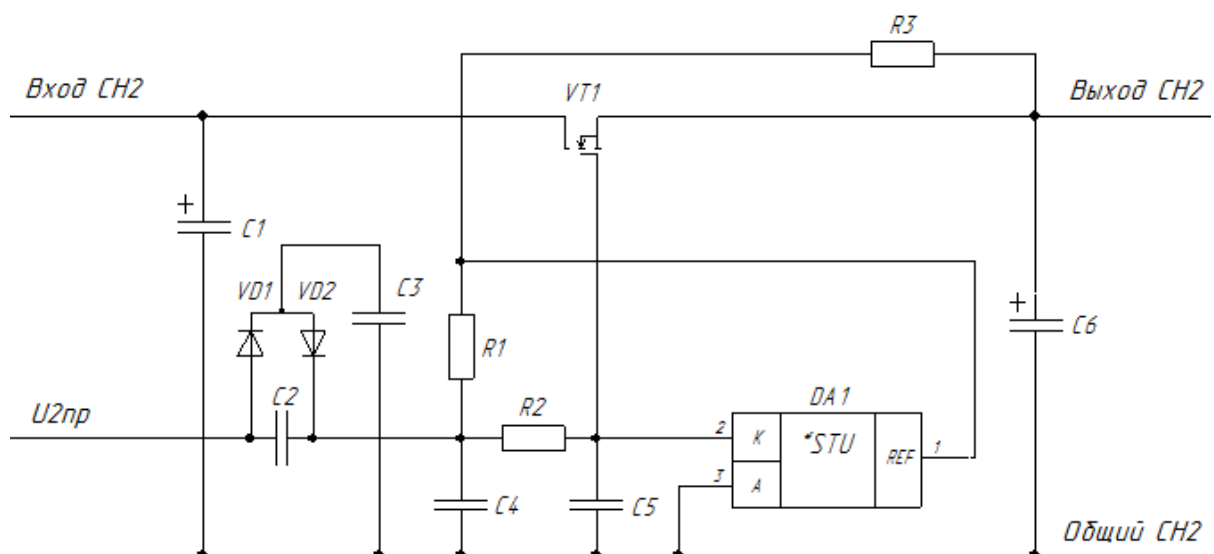


Рисунок 5 – Схема стабилизатора CH2

Конденсатор C_1 сглаживает пульсации на входе стабилизатора напряжения CH2, появляющиеся при работе преобразователя ПР (см. рисунок 5). На конденсаторах C_2 , C_3 и диодах $VD1$, $VD2$ выполнен удвоитель напряжения $U_{2пр}$,

поступающего с трансформатора преобразователя ПР. На транзисторе VT1 выполнен РЭ, а на микросхеме DA1, резисторах R₁...R₃ выполнен ИОН. Микросхема DA1 также выполняет функции усилителя. Конденсаторы C₄, C₅ сглаживают пульсации на входе микросхемы DA1. Конденсатор C₆ выполняет функцию Φ_{вых2}.

Выполним расчёт элементов CH2. В соответствии с формулой, приведенной в [24], без учёта модуляции канала, ток стока МДП-транзистора VT1 определяется как:

$$I_C^{VT1} = I_{зар}^{OPT1} = I_{C_макс}^{VT1} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}^{VT1}}{U_{зи_пор}^{VT1}} \right)^2, \quad (8)$$

где $U_{зи}^{VT1}$ – напряжение затвор-исток транзистора VT1, В;

$U_{зи_пор}^{VT1}$ – пороговое напряжение затвор-исток транзистора VT1, В;

$I_{C_макс}^{VT1}$ – максимально допустимый ток стока транзистора VT1, А.

Выразив из формулы (8) $U_{зи}^{VT1}$, по второму закону Кирхгофа для цепи затвор-выход CH2 определим напряжение на затворе транзистора VT1 при минимальном и максимальном пороговом напряжении затвор-исток транзистора:

$$U_{з_макс}^{VT1} = U_{вых}^{CH2} + U_{зи_пор_макс}^{VT1} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{I_2}{I_{C_макс}^{VT1}}} \right) \quad (9)$$

$$U_{з_мин}^{VT1} = U_{вых}^{CH2} + U_{зи_пор_мин}^{VT1} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{I_2}{I_{C_макс}^{VT1}}} \right), \quad (10)$$

где $U_{зи_пор_мин}^{VT1}$ и $U_{зи_пор_макс}^{VT1}$ – минимальное и максимальное пороговое напряжение затвор-исток транзистора VT1, В.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		35

К транзистору VT1 предъявляются следующие требования:

- допустимое напряжение сток-исток не менее U_2 ;
- максимальный ток стока не менее I_2 ;
- управление транзистором должно осуществляться логическим уровнем;
- минимально возможные ГМХ.

Выбираем в качестве VT1 транзистор типа 2П7163А1 АЕЯР.432140.548ТУ [25], имеющий следующие параметры:

- максимальный ток стока $I = 30$ А;
- пороговое напряжение затвор-исток $U = 1,5 \dots 2,5$ В;
- максимально допустимое напряжение сток-исток $U = 100$ В;
- предельно допустимое напряжение затвор-исток $U = 20$ В;
- допустимая постоянная рассеиваемая мощность без радиатора $P = 0,3$ Вт.

Подставив в формулы (9) и (10) значения параметров, получим напряжения на затворе для минимального и максимального пороговых напряжений затвор-исток транзистора VT1:

$$U_{3_макс}^{VT1} = 1,2 + 2,5 \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{1,2}{30}} \right) = 4,2 \text{ В};$$

$$U_{3_мин}^{VT1} = 1,2 + 1,5 \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{1,2}{30}} \right) = 3,0 \text{ В}.$$

Зададим минимальное падение напряжения $U_{мин}^{R_2} = 0,5$ В на балластном резисторе R_2 , ограничивающим входной ток микросхемы DA1. Минимальный ток стабилизации микросхем ИОН составляет порядка 1 мА. Зададим входной ток

микросхемы DA1 $I_{\text{ВХ}}^{\text{DA1}} = 1,5 \text{ мА}$. Сопротивление резистора R_2 определяется из условия:

$$R_2 \leq \frac{U_{\text{МИН}}^{R_2}}{I_{\text{ВХ}}^{\text{DA1}}} \quad (11)$$

Подставив в формулу (11) значения, получим:

$$R_2 = \frac{0,5}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 333 \text{ Ом.}$$

Выбираем по ряду E24 номинал 300 Ом.

Рассеиваемая резистором R_2 мощность определяется по формуле:

$$P_{R_2} = \frac{(U_{\text{МИН}}^{R_2})^2}{R_2} \quad (12)$$

Подставив в формулу (12) значения, получим $P_{R_2} = \frac{0,5^2}{300} = 0,76 \text{ мВт}$.

Выбираем резистор типа P1-12-0,062-300 Ом $\pm 5 \%$ –М ШКАБ.434110.002ТУ [26].

К диодам VD1, VD2 предъявляются следующие требования:

- прямой ток должен быть не менее $I_{\text{ВХ}}^{\text{DA1}}$;
- обратное напряжение диодов выпрямителя В1 должно быть не менее удвоенного напряжения $U_{3_\text{макс}}^{\text{VT1}}$;
- диоды должны иметь минимально возможные ГМХ.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		37

Выбираем в качестве VD1, VD2 (см. рисунок 5) набор диодов типа 2Д707АС9 аА0.339.583ТУ [27], заменяющий оба диода и имеющий следующие параметры:

- падение напряжения на прямо смещённом р-п-переходе $U_{пр} = 0,65$ В при токе $I = 0,01$ А;
- допустимый прямой ток $I = 0,1$ А;
- допустимое обратное напряжение $U = 70$ В.

Напряжение на входе удвоителя напряжения, равное ЭДС обмоток второго выхода преобразователя ПР, определяется по формуле:

$$U_{2пр} = E_{вых2}^{ПР} = \frac{2 \cdot U_{пр}^{VD1.1} + U_{3_макс}^{VT1} + U_{мин}^{R_2}}{2} \quad (13)$$

Подставив в формулу (13) значения, получим $U_{2пр} = 3,0$ В.

Напряжение на входе стабилизатора СН2 определяется по формуле:

$$U_{вх}^{CH2} = U_{2пр} - U_{пр_выпр}^{вых2_ПР}, \quad (14)$$

где $U_{пр_выпр}^{вых2_ПР}$ – падение напряжения на р-п-переходах диодов выпрямителя второго выхода преобразователя ПР.

К диодам выпрямителя второго выхода преобразователя ПР предъявляются следующие требования:

- прямой ток не менее I_2 ;
- падение напряжения на прямо смещённом р-п-переходе минимально возможное;
- обратное напряжение не менее удвоенного $U_{2пр}$;
- ГМХ минимально возможные.

Выбираем в качестве диодов выпрямителя второго выхода преобразователя ПР диодную сборку 2Д222ВС аА0.339.327ТУ.

Подставив в формулу (14) значения, получим $U_{\text{вх}}^{\text{CH2}} = 3 - 0,35 = 2,65 \text{ В}$.

Мощность, рассеиваемая диодами выпрямителя второго выхода преобразователя ПР, определяется по формуле:

$$P_{\text{выпр}}^{\text{вых2-ПР}} = U_{\text{пр-выпр}}^{\text{вых2-ПР}} \cdot I_2 \quad (15)$$

Подставив в формулу (15) значения, получим $P_{\text{выпр}}^{\text{вых2-ПР}} = 0,35 \cdot 1,2 = 0,42 \text{ Вт}$.

Мощность, рассеиваемая транзистором VT1 (см. рисунок 5рисунок) стабилизатора CH2, определяется по формуле:

$$P_{\text{VT2}} = (U_{\text{вх}}^{\text{CH2}} - U_2) \cdot I_2 \quad (16)$$

Подставив в формулу (16) значения, получим: $P_{\text{выпр}}^{\text{вых2-ПР}} = (2,65 - 1,2) \cdot 1,2 = 1,74 \text{ Вт}$. Таким образом, для транзистора требуется теплоотвод.

Напряжение на резисторе R_1 определяется по формуле:

$$U_{R_1} = U_{3_\text{макс}}^{\text{VT1}} + U_{\text{мин}}^{\text{R2}} - U_{\text{оп}}^{\text{DA1}}, \quad (17)$$

где $U_{\text{оп}}^{\text{DA1}}$ – напряжение на управляющем входе REF микросхемы DA1, соответствующее опорному напряжению.

К микросхеме DA1 предъявляются следующие требования:

- допустимый ток стабилизации $I = 1,5 \text{ мА}$, не менее;
- минимальный ток стабилизации $I = 1 \text{ мА}$, не более;
- допустимое напряжение катод-анод не менее $U_{3_\text{макс}}^{\text{VT1}}$;
- опорное напряжение минимально возможное;
- ГМХ минимально возможные.

Выбираем в качестве DA1 микросхему типа 1230EP1T АЕЯР.431420.462ТУ [28], имеющую следующие параметры:

- допустимый ток стабилизации $I = 100$ мА;
- минимальный ток стабилизации $I = 0,7$ мА;
- входной ток по входу опорного напряжения $I = 4$ мкА;
- опорное напряжение $U = (2,5 \pm 0,03)$ В;
- максимальное напряжение стабилизации $U = 36$ В;
- допустимая рассеиваемая мощность $P = 0,8$ Вт.

Подставив в формулу (17) значения, получим $U_{R_1} = 4,2 + 0,5 - 2,5 = 2,2$ В.

Рассеиваемая микросхемой DA1 мощность определяется по формуле:

$$P_{DA1} = \frac{U_{\text{мин}}^{R_2}}{R_2} \cdot U_{3_\text{макс}}^{VT1} \quad (18)$$

Подставив в формулу (18) значения, получим $P_{DA1} = \frac{0,5}{300} \cdot 4,2 = 7$ мВт.

Напряжение на резисторе R_3 определяется по формуле:

$$U_{R_3} = U_{\text{оп}}^{DA1} - U_2 \quad (19)$$

Подставив в формулу (19) значения, получим $U_{R_3} = 2,5 - 1,2 = 1,3$ В.

Ток, протекающий через резистор R_3 , должен отвечать условию:

$$I_{R_3} \gg I_{\text{REF}}^{DA1}, \quad (20)$$

где I_{REF}^{DA1} – ток управления микросхемы DA1 в цепи вывода REF, мкА;

$$I_{\text{REF}}^{DA1} = 4 \text{ мкА}.$$

Для выполнения условия по формуле (20) зададим ток, протекающий через резистор R_3 $I_{R_3} = 1,3$ мА.

Сопротивление резистора R_3 определяется по формуле:

$$R_3 = \frac{U_{R_3}}{I_{R_3}} \quad (21)$$

Подставив в формулу (21) значения, получим $R_3 = \frac{1,3}{1,3 \cdot 10^{-3}} = 1$ кОм.

Значение сопротивления резистора R_3 соответствует рядам E24...E192.

Рассеиваемая резистором R_3 мощность определяется по формуле:

$$P_{R_3} = \frac{(U_{R_3})^2}{R_3} \quad (22)$$

Подставив в формулу (22) значения, получим $P_{R_3} = \frac{1,3^2}{1000} = 1,69$ мВт.

Выбираем в качестве R_3 резистор типа P1-16-0,062-1 кОм $\pm 0,5$ % –Д АЛЯР.434110.002ТУ [29].

Ток, протекающий через резистор R_1 , определяется по формуле:

$$I_{R_1} = I_{R_3} + I_{REF}^{DA1} \quad (23)$$

Подставив в формулу (23) значения, получим $I_{R_1} = 1,3 \cdot 10^{-3} + 4 \cdot 10^{-6} = 1,304$ мА.

Сопротивление резистора R_1 определяется по формуле:

$$R_1 = \frac{U_{R_1}}{I_{R_1}} \quad (24)$$

Подставив в формулу (24) значения, получим $R_1 = \frac{2,2}{1,304 \cdot 10^{-3}} = 1,69$ кОм.

Полученное значение соответствует ряду E192. Рассеиваемая резистором R_1 мощность определяется по формуле:

$$P_{R_1} = \frac{(U_{R_1})^2}{R_1} \quad (25)$$

Подставив в формулу (25) значения, получим $P_{R_1} = \frac{2,2^2}{1690} = 2,86$ мВт.

Выбираем резистор C2-29B-0,062-1,69 кОм $\pm 0,5$ % -1,0-A ОЖ0.467.099ТУ [30].

К фильтрующим конденсаторам C_1 и C_6 предъявляются следующие требования:

- допустимое напряжение не менее $U_{\text{ВХ}}^{\text{CH2}}$;
- ЭПС минимально возможное;
- ГМХ минимально возможные.

Следует отметить, что линейные стабилизаторы напряжения выполняют функции активных фильтров с высоким коэффициентом ослабления переменных составляющих напряжения. Для сокращения номенклатуры ЭРИ в качестве C_1 , C_6 выбираем конденсаторы типа К53-72 с рабочим напряжением 6,3 В. По опыту разработки подобных стабилизаторов, на их выходах достаточно конденсатора ёмкостью 100 мкФ при токе нагрузки 1 А.

На рабочее напряжение 6,3 В у конденсаторов типа К53-72 имеются два номинала – 470 и 680 мкФ. Выбираем с запасом номинал конденсатора C_6 равным 680 мкФ, тогда в качестве C_6 используем конденсатор типа К53-72 "Е"-6,3 В-680 мкФ ± 10 % АЖЯР.673546.008ТУ. Применим такой же тип в качестве конденсатора C_1 .

Конденсатор C_4 сглаживает пульсации, поступающие на вход REF интегральной микросхемы DA1, которые появляются на выходе умножителя напряжения в схеме преобразователя, построенного на диодах VD1, VD2, а также конденсаторах C_2 , C_3 (см. рисунок 5).

Для высокой стабильности СН2 зададим размах пульсаций напряжения на конденсаторе C_4 (см. рисунок 5) $\Delta U_{\text{пульс}}^{C_4} = 0,15 \text{ В}$.

Ёмкость конденсатора C_4 определяется формуле:

$$C_4 = \frac{3 \cdot \left(I_{R_1} + \frac{U_{\text{мин}}^{R_2}}{R_2} \right) \cdot K_{\text{уст}}^{C_4}}{4 \cdot \Delta U_{\text{пульс}}^{C_4} \cdot f_{\text{пр}}}, \quad (26)$$

где $K_{\text{уст}}^{C_4}$ – установочный коэффициент, учитывающий отклонения ёмкости.

Предварительная оценка без учёта $K_{\text{уст}}^{C_4}$ показала, что ёмкость конденсатора C_4 составляет доли мкФ, поэтому в качестве C_4 выбираем конденсатор типа К10-17в группы Н20 по ТКЕ для уменьшения ГМХ стабилизатора напряжения СН2 с $K_{\text{уст}} = 1,736$.

Подставив в формулу (26) значения, получим $C_4 = 0,26 \text{ мкФ}$. Конденсатор должен быть выбран с предельным напряжением не менее $U_{3_\text{макс}}^{VT1}$. Выбираем в качестве C_4 конденсатор типа К10-17в-Н20-0,33 мкФ $\pm 10\%$ -5-N ОЖ0.460.107ТУ [31] с допустимым напряжением 50 В. Ёмкость конденсаторов C_2 и C_3 должна быть одинаковой. Конденсатор C_5 уменьшает пульсации напряжения на затворе транзистора VT1, поступающие с выхода умножителя напряжения. Для сокращения номенклатуры ЭРИ применим такой же тип в качестве C_2, C_3, C_5 .

3.4.3 Расчёт элементов преобразователя, стабилизатора напряжения и ограничителя пускового тока

В состав выбранного типа преобразователя должны входить:

- задающий генератор;
- драйвер силовых ключей;

- силовые ключи;
- трансформатор;
- выпрямители.

По способу построения преобразователи бывают одноктактные и двухтактные. Недостатком одноктактных преобразователей является необходимость применения демпфирующих цепочек, уменьшающих выбросы напряжения при коммутации ключа и имеющих значительные ГМХ [32], кроме того, магнитопровод трансформатора также имеет большие ГМХ в сравнении с двухтактными преобразователями [33].

Как отмечено в анализе исходных данных, определяющим фактором при выборе типа преобразователя является КПД, а КПД одноктактных преобразователей ниже, чем у двухтактных. Следовательно, преобразователь должен быть двухтактным.

На предприятии была разработана и производится микросхема А1, выполненная в виде микроузла и предназначенная для построения источников вторичного электропитания.

Микросхема содержит:

- задающий генератор;
- драйвер силовых ключей полумостового преобразователя;
- силовые ключи двухтактного полумостового преобразователя.

Как видно, в А1 входит большинство элементов, необходимых для построения преобразователя. Преобразователь ПР на дискретных элементах будет иметь значительно большие ГМХ, чем при использовании микросхемы А1. Для построения импульсного стабилизатора напряжения (ИСН) необходимы:

- схема запуска, обеспечивающая питание схемы управления и драйвера от момента подачи напряжения питания до выхода стабилизатора на режим;

- задающий генератор;
- схема управления ключом импульсного стабилизатора;
- цепи обратной связи по току и напряжению для обеспечения сигналов обратной связи для схемы управления ключом импульсного стабилизатора;
- драйвер ключа импульсного стабилизатора;
- дроссель;
- развязывающий диод, разделяющий цепи питания и нагрузки на этапах передачи энергии дросселя в нагрузку импульсного стабилизатора.

В состав микросхемы А1 также входят:

- элементы ограничителя пускового тока;
- схема запуска;
- схема управления ключом повышающего импульсного стабилизатора;
- цепи обратной связи по току и напряжению;
- драйвер ключа повышающего импульсного стабилизатора;
- развязывающий диод.

Как видно из состава микросхемы А1, она также обеспечивает построение ограничителя пускового тока и ИСН. Ее применение позволяет уменьшить ГМХ ИСН и ПР по сравнению с выполнением данных блоков на дискретных элементах и микросхемах управления, так как в нее входит большинство элементов, требуемых для указанных блоков.

Кроме того, сокращается время, затрачиваемое на проектирование ИСН и ПР, так как большинство их элементов рассчитано при проектировании микросхемы А1, также упрощается разработка топологии плат ВИП.

Схема преобразователя ПР на основе микросхемы А1 приведена на рисунке 6.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		45

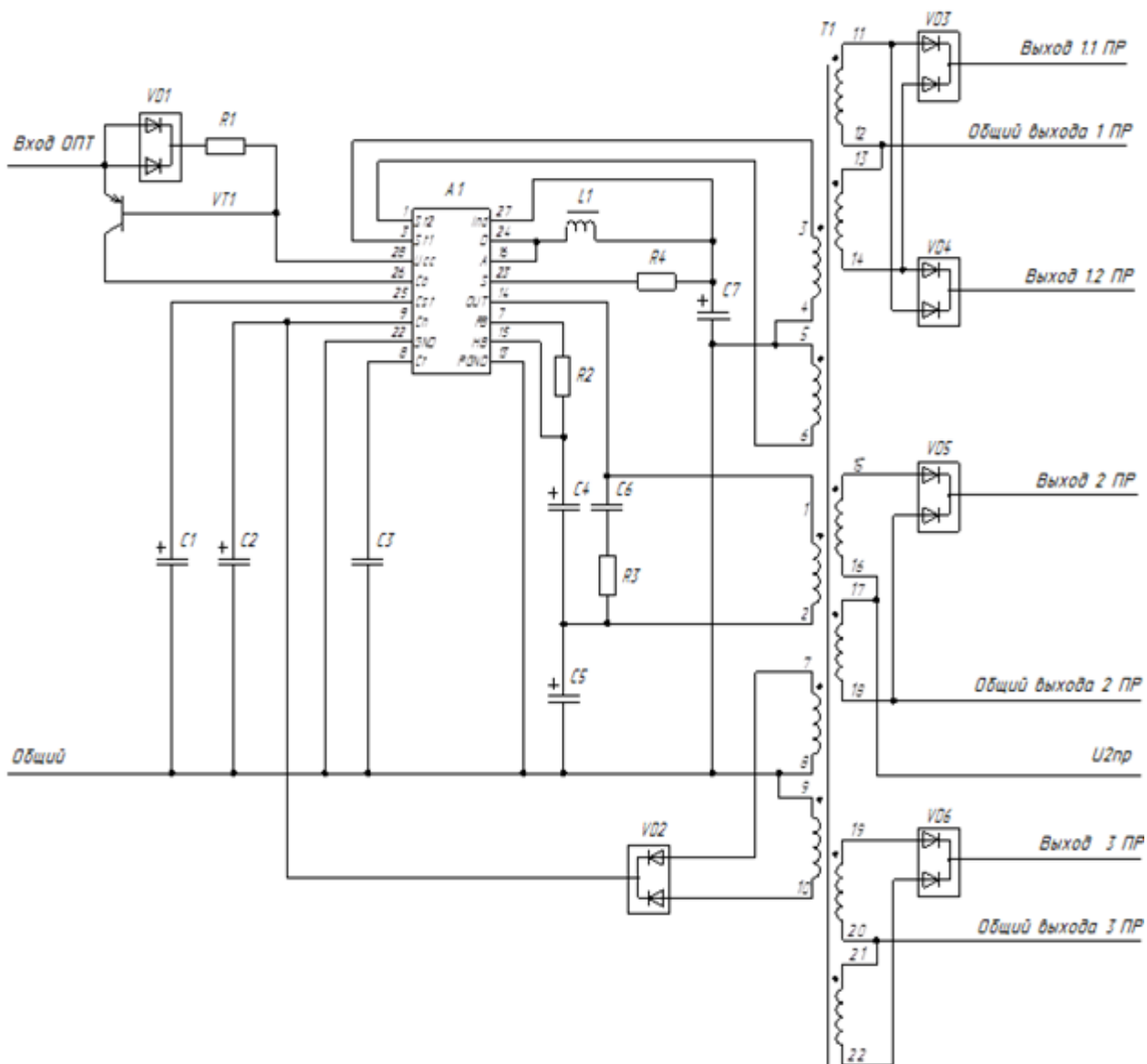


Рисунок 6 – Схема ограничителя пускового тока ОПТ, импульсного стабилизатора напряжения ИСН и преобразователя ПР на основе микросхемы А1

Конденсаторы C_1 , C_2 фильтруют пульсации во внутренних цепях питания микросхемы А1, возникающие при работе преобразователя ПР. Конденсатор C_3 частотозадающий.

Токоизмерительный резистор R_1 и транзистор VT1 необходимы для построения ограничителя пускового тока ОПТ, остальные элементы которого находятся в составе А1.

Дроссель L_1 , токоизмерительный резистор R_4 и резистор делителя обратной связи R_3 совместно с А1 необходимы для построения ИСН.

Развязывающий диод VD1 предназначен для исключения протекания тока через резистор R_1 при срабатывании схемы защиты от перенапряжений СЗ.

Конденсаторы C_4 , C_5 , трансформатор Т1, выпрямители на сборках VD2...VD6 совместно с А1 необходимы для построения преобразователя ПР.

Демпфирующая цепочка, состоящая из конденсатора C_6 и резистора R_3 , уменьшает выбросы напряжения в первичной обмотке трансформатора Т1 (выводы 1, 2, см. рисунок 6), возникающие при переключении транзисторов полумоста, входящих в А1.

Дополнительные обмотки трансформатора Т1 (выводы 3...6 и 7...10, см. рисунок 6), выпрямитель на диодной сборке VD1 необходимы для питания внутренних узлов А1 в установившемся режиме, что позволяет облегчить режим работы внутренних узлов А1.

Трансформатор Т1 обеспечивает набор ЭДС для получения выходных напряжений ВИП и гальваническую развязку выходных цепей от цепей БС и ИТ.

Выход $U_{2пр}$ предназначен для обеспечения двуполярного напряжения для работы умножителя напряжения из состава СН2 (см. рисунок 6).

3.4.4 Расчёт элементов преобразователя ПР, импульсного стабилизатора напряжения ИСН и ограничителя пускового тока ОПТ

К развязывающему диоду VD1 предъявляются следующие требования:

- прямой ток должен быть не менее тока потребления ВИП;
- падение напряжения на р-п-переходе минимально возможное;
- обратное напряжение $U = 70$ В, не менее;
- ГМХ минимально возможные.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		47

Выбираем в качестве диодов выпрямителя третьего выхода преобразователя диодную сборку 2ДШ201АС9 АЕЯР.432120.694ТУ [34], имеющую следующие параметры:

- падение напряжения $U_{пр} = 0,4$ В на р-п-переходе при токе $I = 3$ А;
- допустимый прямой ток $I = 17,5$ А;
- допустимое обратное напряжение $U = 150$ В.

К диодам сборки VD6 выпрямителя третьего выхода преобразователя ПР предъявляются следующие требования:

- прямой ток на р-п переходе не менее I_3 ;
- падение напряжения на р-п переходе минимально возможное;
- обратное напряжение не менее U_3 ;
- ГМХ минимально возможные.

Выбираем в качестве диодов выпрямителя третьего выхода преобразователя ПР диодную сборку 2Д222ВС аА0.339.327ТУ.

При расчёте СН1.1, СН1.2 и СН2 были вычислены ЭДС обмоток трансформатора преобразователя ПР для первого и второго выходов. Определим ЭДС обмоток трансформатора преобразователя ПР для третьего выхода:

$$E_{вых3}^{ПР} = U_{пр_выпр}^{вых3_ПР} + U_3 \quad (27)$$

Подставив в формулу (27) значения, получим $E_{вых3}^{ПР} = 0,3 + 5 = 5,30$ В.

В [24] приведена методика расчёта дросселя L_1 ИСН и трансформатора Т1 преобразователя ПР (см. рисунок 5). На основании анализа возможных режимов

ЭРИ, входящих в импульсный стабилизатор напряжения ИСН и преобразователь ПР, зададим напряжение питания преобразователя ПР $U_{\text{пит}}^{\text{ПР}} = 34 \text{ В}$.

Исходные данные для расчёта трансформатора Т1 преобразователя ПР:

- напряжение питания преобразователя ПР $U_{\text{пит}}^{\text{ПР}} = 34 \text{ В}$;
- ЭДС обмоток трансформатора Т1 $E_{3-4} = E_{5-6} = 12 \text{ В}$, обеспечивающих питание внутренних цепей микросхемы А1 в установившемся режиме;
- ток по цепям обмоток трансформатора Т1 $I_{3-4} = I_{5-6} = 30 \text{ мА}$, обеспечивающих питание внутренних цепей блока микросхемы А1 в установившемся режиме;
- ЭДС обмоток трансформатора Т1 $U_{7-8} = U_{9-10} = 5 \text{ В}$, обеспечивающих питание внутренних цепей микросхемы А1 в установившемся режиме;
- ток потребления по цепям обмоток трансформатора Т1 $I_{7-8} = I_{9-10} = 20 \text{ мА}$, обеспечивающих питание внутренних цепей микросхемы А1 в установившемся режиме;
- ЭДС обмоток трансформатора Т1 $E_{\text{вых1.1}}^{\text{ПР}} = 4,15 \text{ В}$, необходимых для обеспечения питания стабилизаторов напряжения СН1.1 и СН1.2;
- суммарный ток по цепям обмоток трансформатора Т1 $I_{11-12} = I_{13-14} = 2 \text{ А}$, необходимых для питания стабилизаторов напряжения СН1.1 и СН1.2;
- ЭДС обмоток трансформатора Т1 $E_{\text{вых2}}^{\text{ПР}} = 3 \text{ В}$, необходимых для обеспечения питания стабилизатора напряжения СН2;
- ток потребления по цепям обмоток трансформатора Т1 $I_{15-16} = I_{17-18} = 1,2 \text{ А}$, необходим для обеспечения питания стабилизатора напряжения СН2;
- ЭДС обмоток трансформатора Т1 $U_{19-20} = U_{21-22} = U_{\text{вх_выпр}}^{\text{Вых3_ПР}} = 5,30 \text{ В}$, необходима для обеспечения выходного напряжения U_3 ;
- ток потребления по цепям обмоток с выводами 19...22 трансформатора Т1 $I_{19-20} = I_{21-22} = 0,5 \text{ А}$, необходим для обеспечения выходного напряжения U_3 .

						090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			49

В соответствии с методикой [24] был выбран магнитопровод для Т1, обеспечивающий размещаемость обмоток – 2000НМ1-5 К28х16х9 Ж0.707.053ТУ [35]. Моточные данные трансформатора Т1, определённые по методике из [24], приведены в таблице 2. Для выполнения обмоток трансформатора Т1 выбираем провод ПЭТВ-2 ТУ 16-502.003-82, ОСТ В 16.0.800.764-80 [36].

Таблица 2 – Моточные данные трансформатора Т1

Обмотка (номера выводов)	Количество проводов	Диаметр провода, мм	Число витков
I (1, 2)	3	0,4	18
II (3, 4), III (5, 6)	1	0,1	16
IV (7, 8), V (9, 10)	1	0,1	8
VI (11, 12), VII (13, 14)	2	0,4	6
VIII (15, 16), IX (17, 18)	2	0,4	4
X (19, 20), XI (21, 22)	1	0,2	7

Схемотехническое построение микросхемы А1 таково, что частота работы повышающего импульсного стабилизатора напряжения ИСН равна удвоенной частоте преобразователя ПР для уменьшения спектра частот помех, создаваемых при работе импульсного стабилизатора напряжения ИСН и преобразователя ПР. В соответствии с методикой [24] при рабочей частоте преобразователя $f_{пр} = 100$ кГц индуктивность дросселя L_1 должна быть не менее 18 мкГн. Для сокращения количества моточных изделий применим дроссель типа Д13-2 В АГ0.475.007ТУ, обмотки которого индуктивностью 80 мкГн должны быть соединены параллельно и синфазно для получения эквивалентной индуктивности 20 мкГн.

Конденсатор C_1 должен быть с допустимым напряжением не менее U_3 , конденсатор C_2 с допустимым напряжением не менее U_3 , конденсаторы C_5, C_6 с допустимым напряжением не менее $U_{пит}^{ПР} / 2$.

Для C_1 и C_2 применим конденсаторы с допустимым напряжением 16 В и 6,3 В соответственно, а для C_5 , C_6 применим конденсаторы с допустимым напряжением 25 В.

С учётом установочного коэффициента ёмкость конденсатора C_1 (см. рисунок 6) определяется формуле:

$$C_1 = \frac{3 \cdot I_{3-4} \cdot K_{уст}^{K53-72}}{4 \cdot \Delta U_{пульс}^{C_1} \cdot f_{пр}}, \quad (28)$$

где $\Delta U_{пульс}^{C_1}$ – размах пульсаций на конденсаторе C_1 , В.

Задавшись размахом пульсаций $\Delta U_{пульс}^{C_1} = 0,05$ В на конденсаторе C_1 и подставив в формулу (28) значения, получим $C_1 = \frac{3 \cdot 0,03 \cdot 1,736}{4 \cdot 0,1 \cdot 100 \cdot 10^3} = 7,81$ мкФ.

Выбираем конденсатор типа К53-72"Е"-16 В-150 мкФ ± 10 % АЖЯР.673546.008ТУ.

Ёмкость конденсатора C_2 с учётом установочного коэффициента определяется формуле:

$$C_2 = \frac{3 \cdot I_{5-6} \cdot K_{уст}^{K53-72}}{4 \cdot \Delta U_{пульс}^{C_2} \cdot f_{пр}}, \quad (29)$$

где $\Delta U_{пульс}^{C_2}$ – размах пульсаций на конденсаторе C_2 , В.

Задавшись размахом пульсаций $\Delta U_{пульс}^{C_2} = 0,05$ В на конденсаторе C_2 и подставив в (29) значения, получим $C_2 = \frac{3 \cdot 0,02 \cdot 1,736}{4 \cdot 0,05 \cdot 100 \cdot 10^3} = 5,21$ мкФ.

Выбираем C_2 – К53-72"Е"-6,3 В-470 мкФ ± 10 % АЖЯР.673546.008ТУ.

									Лист
									51
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ				

По диаграммам из [37], с задающим генератором такой же схемотехники, что применена в микросхеме А1, был определён номинал конденсатора C_3 , равный 910 пФ.

Применим К10-17В-50 В-МПО-910 пФ 5 % -3-N ОЖ0.460.107ТУ в качестве конденсатора C_3 .

Ёмкость конденсаторов C_4 , C_5 с учётом установочного коэффициента определяется из условия:

$$C_4 = C_5 \geq \frac{3 \cdot \frac{P_{\text{вых}}^{\text{ПР}}}{U_{\text{пит}}^{\text{ПР}}} \cdot K_{\text{уст}}^{K53-7}}{2 \cdot \Delta U_{\text{пульс}}^{C_4} \cdot f_{\text{пр}}} \quad (30)$$

где $\Delta U_{\text{пульс}}^{C_4}$ – размах пульсаций на конденсаторах C_4 , C_5 , В.

Задавшись размахом пульсаций $\Delta U_{\text{пульс}}^{C_4} = 0,2$ В на конденсаторах C_4 , C_5 и подставив в формулу (30) значения, получим: $C_4 = C_5 \geq \frac{3 \cdot \frac{16,84}{34} \cdot 1,736}{2 \cdot 0,2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 64,49$ мкФ.

Для обеспечения данного условия выбираем в качестве C_5 , C_6 по два параллельно соединённых конденсатора типа К53-72"Е"-25 В-47 мкФ ± 10 %.

Конденсатор C_7 выбирается с допустимым напряжением не менее 33 В. Ёмкость C_7 с учётом установочного коэффициента определяется из условия:

$$C_7 \geq \frac{3 \cdot \frac{P_{\text{вых}}^{\text{ПР}}}{U_{\text{пит}}^{\text{ПР}}} \cdot K_{\text{уст}}^{C_7}}{4 \cdot \Delta U_{\text{пульс}}^{C_7} \cdot f_{\text{пр}}}, \quad (31)$$

где $K_{\text{уст}}^{C_7}$ – установочный коэффициент для конденсатора C_7 ;

$\Delta U_{\text{пульс}}^{C_7}$ – размах пульсаций на конденсаторе C_7 , В.

Задавшись размахом пульсаций $\Delta U_{\text{пульс}}^{C_7} = 0,3$ В на конденсаторе C_7 и выбрав тип конденсатора К53-25 с допустимым напряжением 40 В, установочным коэффициентом $K_{\text{уст}}^{C_7} = 1,953$, подставив в (31) значения, получим $C_7 \geq 24,18$ мкФ.

Для обеспечения данного условия выбираем в качестве C_7 три параллельно соединённых конденсатора К53-25-40 В-10 мкФ ± 20 % ОЖ0.464.189ТУ, [38].

Параметры демпферной цепочки C_6 , R_3 определяются по результатам испытаний преобразователя, так как характеристики выбросов напряжения зависят от конструкции трансформатора, трассировки проводников печатной платы для цепей, которые подключены к первичной обмотке трансформатора, что затрудняет расчёт данной цепочки. По опыту отработки макета для исследования микросхемы А1, сопротивление резистора R_3 должно быть не более 30 Ом. Зададим сопротивлением резистора $R_3 = 24$ Ома.

Импульсная мощность резистора R_3 при переходных процессах заряда и разряда конденсатора C_6 определяется по формуле:

$$P_{R_3} \approx \frac{(U_{\text{пит}}^{\text{ИП}})^2}{4 \cdot R_3} \quad (32)$$

Подставив в формулу (32) значения, получим: $P_{R_3} \approx \frac{34^2}{4 \cdot 24} = 12,04$ Вт. С учётом допустимого коэффициента перегрузки для резисторов Р1-12, выбираем в качестве R_3 резистор типа Р1-12-0,25-24 Ом ± 5 % -М ШКАБ.434110.002ТУ.

По опыту отработки макета для исследования микросхемы А1 ёмкость конденсатора C_6 должна быть не более 1000 пФ. Выбираем в качестве C_6 конденсатор типа К10-17В МП0-2200 пФ ± 5 % -3-Н.

К транзистору VT1, необходимому для построения ОПТ, предъявляются следующие требования:

– допустимое напряжение коллектор-эмиттер не менее 70 В;

									Лист
									53
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ				

- ток коллектора не менее 10 мА;
- ГМХ минимально возможные.

Выбираем в качестве VT1 транзистор типа 2Т664А91 АЕЯР.432140.561ТУ [39], имеющий следующие параметры:

- максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ_макс} = 100$ В;
- коэффициент усиления в схеме с общим эмиттером $h_{21э}$ 15...250 во всех условиях применения;
- падение напряжения на открытом переходе база-эмиттер $U_{бэ_мин} = 0,65$ В;
- максимально допустимый ток коллектора $I_k = 1$ А, не более;
- напряжение насыщения коллектор-эмиттер $U_{кэ_нас} = 0,3$ В.

В состав микросхемы А1 входит резистивный делитель, выход которого соединён со входом управления проходным транзистором ограничителя пускового тока ОПТ и выводом С₀ А1. Сопротивление верхнего плеча делителя составляет $R_{1_дел_А1} = 360$ кОм, нижнего $R_{2_дел_А1} = 430$ кОм. Транзистор VT1, входящий в состав ограничителя пускового тока, шунтирует резистор верхнего плеча делителя А1 при протекании тока, равном току ограничения. При напряжении $U_{макс}^{BC}$ ток коллектора транзистора VT1 определяется по формуле:

$$I_k^{VT1} = \frac{U_{макс}^{BC} - U_{кэ_нас}^{VT1}}{R_{2_дел_А1}} \quad (33)$$

Подставив в формулу (33) значения, получим $I_k^{VT1} = \frac{33 - 0,3}{430 \cdot 10^3} = 76,05$ мкА.

Импульсная мощность, рассеиваемая транзистором VT1 при переходных процессах выхода ВИП на режим, определяется по формуле:

$$P_{и}^{VT1} = U_{кэ_нас}^{VT1} \cdot I_k^{VT1} \quad (34)$$

									Лист
									54
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ				

Подставив в формулу (34) значения, получим $P_{и}^{VT1} = 0,3 \cdot 76,05 \cdot 10^{-6} = 22,8$ мкВт, что не превышает допустимой импульсной мощности для транзистора VT1.

Импульсная мощность, рассеиваемая диодной сборкой VD1 при переходных процессах выхода ВИП на режим, определяется по формуле:

$$P_{и}^{VD1} = U_{пр}^{VD1} \cdot I_{защ}^{ОПГ} \quad (35)$$

Подставив в формулу (35) значения, получим $P_{и}^{VD1} = 0,4 \cdot 1,2 = 0,48$ Вт, что не превышает допустимой рассеиваемой мощности диодной сборки VD1.

Сопротивление токоизмерительного резистора R_1 определяется, как:

$$R_1 = \frac{U_{бэ_мин}^{VT1} - U_{пр}^{VD1}}{I_{защ}^{ОПГ}} \quad (36)$$

Подставив в формулу (36) значения, получим $R_1 = \frac{0,65 - 0,4}{1,2} = 0,21$ Ом.

Выбираем по ряду E24 ближайший номинал 0,2 Ом.

Рассеиваемая резистором R_1 мощность определяется по формуле:

$$P_{R_1} = \frac{(U_{бэ_мин}^{VT1})^2}{R_1} \quad (37)$$

Подставив в формулу (37) значения, получим $P_{R_1} = \frac{(0,65 - 0,4)^2}{0,2} = 0,313$ Вт.

Выбираем резистор типа P1-12-0,5-0,2 Ом \pm 5 % -М ШКАБ.434110.002ТУ.

Сопротивление резистора R_2 определяется по формуле:

$$R_2 = R_{6A1} \cdot \left(\frac{U_{пит}^{ПР}}{U_{оп}^{A1}} - 1 \right) \quad (38)$$

						090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			55

В формуле (38) R_{6A1} – сопротивление резистора цепи делителя напряжения из состава микросхемы A1, $R_{6A1} = 7,5$ кОм; $U_{оп}^{A1}$ – напряжение опорного источника из A1, $U_{оп}^{A1} = 2,5$ В.

Подставив в формулу (38) значения, получим $R_2 = 7500 \cdot \left(\frac{34}{2,5} - 1 \right) = 94,5$ кОм.

Выбираем по ряду E192 ближайший номинал 94,2 кОм.

Рассеиваемая резистором R_2 мощность определяется по формуле:

$$P_{R_2} = \frac{(U_{пит}^{ПП} - U_{оп}^{A1})^2}{R_2} \quad (39)$$

Подставив в формулу (39) значения, получим $P_{R_2} = \frac{(34 - 2,5)^2}{94200} = 10,53$ мВт.

Выбираем резистор С2-29В-0,062-94,2 кОм $\pm 0,5$ % -1,0-А ОЖ0.467.099ТУ.

Сопротивление резистора R_4 определяется по формуле:

$$R_4 = \frac{U_{сраб}^{A1}}{I_{защ}^{ИСН}}, \quad (40)$$

где $U_{сраб}^{A1}$ – напряжение узла срабатывания защиты импульсного стабилизатора напряжения ИСН из состава микросхемы A1, В, $U_{сраб}^{A1} = 1$ В;

$I_{защ}^{ИСН}$ – ток срабатывания защиты стабилизатора напряжения ИСН, А.

Задав ток срабатывания защиты импульсного стабилизатора напряжения ИСН $I_{защ}^{ИСН} = 3,5$ А и подставив в (40) значения, получим $R_4 = \frac{1}{3} = 0,29$ Ом. Выбираем по ряду E24 ближайший номинал 0,3 кОм.

Импульсная мощность резистора R_4 определяется по формуле:

$$P_{имп}^{R_4} = \frac{(U_{сраб}^{A1})^2}{R_4} \quad (41)$$

									Лист
									56
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ				

Подставив в формулу (41) значения, получим $P_{\text{имп}}^{R_4} = \frac{1^2}{0,3} = 3,33$ Вт. С учётом допустимого коэффициента импульсной перегрузки ($k = 20$) для резисторов P1-12 и имеющегося опыта, выбираем в качестве R_4 резистор P1-12-0,5-0,3 Ом $\pm 5\%$ -М ШКАБ.434110.002ТУ.

3.4.5 Расчёт схемы защиты от перенапряжений и диодной развязки

Схема защиты от перенапряжений (СЗ) должна отключать питание всех блоков вторичного источника питания при воздействии на его вход повышенных напряжений.

В состав микросхемы А1 входит проходной транзистор из состава ограничителя пускового тока ОПТ, управление которым возможно внешним сигналом в цепи вывода Со микросхемы А1.

Функцию отключения может выполнять упомянутый проходной транзистор из состава ограничителя пускового тока ОПТ при подаче на его управляющий вход соответствующего сигнала. Из назначения схемы защиты следует, что она должна срабатывать при некотором напряжении, находящемся за пределами рабочего диапазона напряжений питания ВИП.

Для выполнения данной функции в схеме защиты должно быть пороговое устройство, отслеживающее уровень входного напряжения и управляющее проходным транзистором из состава ограничителя пускового тока ОПТ микросхемы А1.

На рисунке 7 приведена схема защиты от перенапряжений СЗ и диодная развязка цепей питания ВИП.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		57

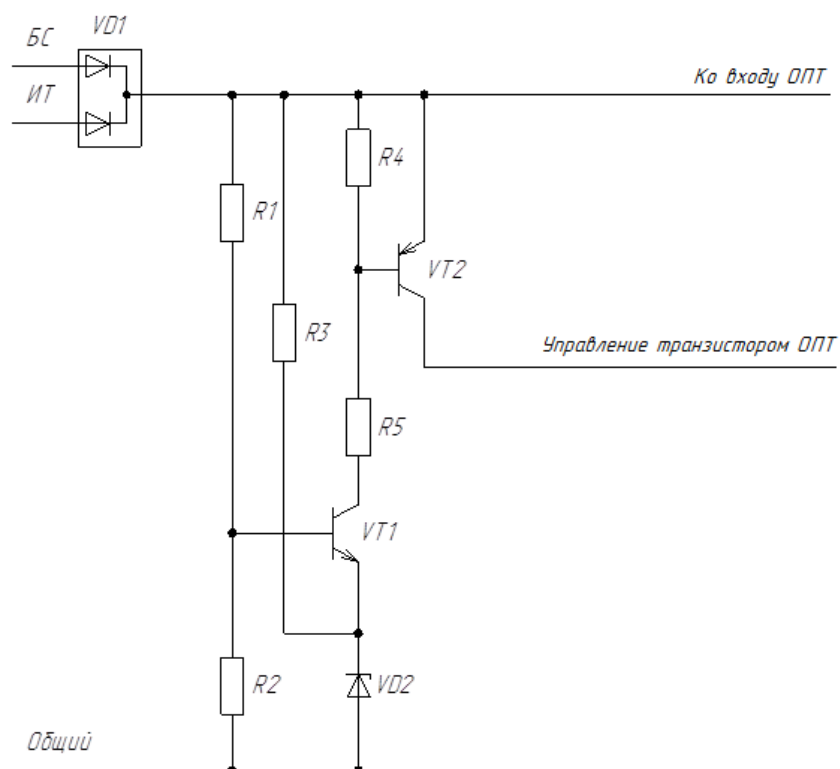


Рисунок 7 – Схема защиты от перенапряжений и диодная развязка цепей питания ВИП

На резисторах R_1 - R_3 , стабилитроне VD_2 и транзисторе VT_1 выполнена схема сравнения, при срабатывании которой ключ, выполненный на транзисторе VT_2 , резисторах R_4 , R_5 , открывается и запирает проходной транзистор из состава ОПТ микросхемы A_1 , за счёт чего снимается питание с остальных узлов ВИП. На диодной сборке VD_1 выполнена развязка цепей питания ВИП.

Выполним расчёт схемы защиты от перенапряжений C_3 .

Сопротивление резистора R_3 определяется по формуле:

$$R_3 = \frac{U_{\text{сраб}}^{C_3} - U_{\text{ст}}^{VD_2}}{I_{\text{ст_мин}}^{VD_2}}, \quad (42)$$

где $U_{\text{сраб}}^{C_3}$ – напряжение срабатывания схемы защиты от перенапряжений C_3 , В;

$U_{\text{ст}}^{VD_2}$ – напряжение стабилизации стабилитрона VD_2 , В;

$I_{ст_мин}^{VD2}$ – минимальный ток стабилизации стабилитрона VD2, А.

Выбираем в качестве VD2 стабилитрон типа 2С530А1 с напряжением стабилизации $U_{ст}^{VD2} = 30$ В и минимальным током стабилизации $I_{ст_мин}^{VD2} = 1$ мА.

Задавшись напряжением срабатывания схемы защиты от перенапряжений $U_{сраб}^{C3} = 36$ В и подставив в формулу (42) значения, получим $R_3 = \frac{36 - 30}{0,001} = 6$ кОм.

Выбираем по ряду E24 ближайший номинал 5,6 кОм.

Импульсная мощность резистора R_3 при воздействии напряжения по цепям питания БС при переходных процессах в ней $U_{перех}^{BC} = 70$ В определяется, как:

$$P_{имп}^{R_3} = \frac{(U_{перех}^{BC} - U_{ст}^{VD2})^2}{R_3} \quad (43)$$

Подставив в формулу (43) значения, получим $P_{имп}^{R_3} = \frac{(70 - 30)^2}{5600} = 0,29$ Вт. С учётом допустимого коэффициента перегрузки для резисторов P1-12 выбираем в качестве R_3 резистор типа P1-12-0,25-5,6 кОм $\pm 5\%$ -М ШКАБ.434110.002ТУ.

Ток, протекающий через R_3 при напряжении $U_{сраб}^{C3}$, определяется, как:

$$I_{R_3} = \frac{U_{сраб}^{C3} - U_{ст}^{VD2}}{R_3} \quad (44)$$

Подставив в формулу (44) значения, получим $I_{R_3} = \frac{36 - 30}{5600} = 1,07$ мА.

Транзистор VT2 схемы защиты от перенапряжений C3 (см. рисунок 7) шунтирует резистор верхнего плеча делителя микросхемы А1.

При напряжении $U_{\text{перех}}^{\text{BC}}$ ток коллектора транзистора VT2 определяется, как:

$$I_{\text{к}}^{\text{VT2}} = \frac{U_{\text{перех}}^{\text{BC}} - U_{\text{кэ_нас}}^{\text{VT2}}}{R_{2\text{дел_A1}}} \quad (45)$$

Подставив в формулу (45) значения, получим $I_{\text{к}}^{\text{VT2}} = \frac{70 - 0,3}{430 \cdot 10^3} = 0,16 \text{ мА}$.

К транзистору VT2 предъявляются следующие требования:

- допустимое напряжение коллектор-эмиттер $U_{\text{перех}}^{\text{BC}}$ не выше расчетного;
- максимальный ток коллектора не менее $I_{\text{к}}^{\text{VT2}}$;
- ГМХ минимально возможные.

Выбираем транзистор VT2 типа 2Т664А91 АЕЯР.432140.561ТУ.

Рассеиваемая транзистором VT2 мощность при переходных процессах в БС определяется по формуле:

$$P_{\text{И}}^{\text{VT2}} = U_{\text{кэ_нас}}^{\text{VT2}} \cdot I_{\text{к}}^{\text{VT2}} \quad (46)$$

Подставив в формулу (46) значения, получим $P_{\text{И}}^{\text{VT2}} = 0,3 \cdot 0,16 \cdot 10^{-3} = 48 \text{ мкВт}$. Полученное значение не превышает допустимой рассеиваемой мощности транзистора типа 2Т664А91.

Ток базы транзистора VT2 определяется по формуле:

$$I_{\text{б}}^{\text{VT2}} = \frac{I_{\text{к}}^{\text{VT2}}}{h_{21\text{э}}^{\text{VT2}}} \quad (47)$$

Подставив в формулу (47) значения получим: $I_{\text{б}}^{\text{VT2}} = \frac{0,16 \cdot 10^{-3}}{15} = 0,011 \text{ мА}$.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		60

Сопротивление резистора R_4 определяется из условия:

$$R_4 = \frac{U_{\text{бэ_мин}}^{\text{VT2}}}{I_{\text{кб0}}^{\text{VT2}}} \quad (48)$$

Подставив в формулу (48) значения, получим $R_4 = \frac{0,65}{3 \cdot 10^{-6}} = 216,7 \text{ кОм}$.

Выбираем номинал резистора R_4 1 кОм для обеспечения условия формулы (48).

Мощность, рассеиваемая резистором R_4 , определяется по формуле:

$$P_{R_4} = \frac{(U_{\text{бэ_мин}}^{\text{VT2}})^2}{R_4} \quad (49)$$

Подставив в формулу (49) значения, получим $P_{R_4} = \frac{0,65^2}{1000} = 0,42 \text{ мВт}$.

Выбираем резистор P1-12-0,062-1 кОм $\pm 5\%$ -М ШКАБ.434110.002ТУ.

Ток, протекающий через резистор R_4 , определяется по формуле:

$$I_{R_4} = \frac{U_{\text{бэ_мин}}^{\text{VT2}}}{R_4} \quad (50)$$

Подставив в формулу (50) значения, получим $I_{R_4} = \frac{0,65}{1000} = 0,65 \text{ мА}$.

Сопротивление резистора R_5 определяется по формуле:

$$R_5 = \frac{U_{\text{сраб}}^{\text{СЗ}} - U_{\text{бэ_ми}}^{\text{VT2}}}{I_{R_4} + I_6^{\text{VT2}}} \quad (51)$$

Подставив в формулу (51) значения, получим $R_5 = \frac{36 - 0,65}{0,65 \cdot 10^{-3} + 0,011 \cdot 10^{-3}} = 53,48 \text{ кОм}$. Выбираем по ряду E24 ближайший номинал 51 кОм.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		61

Мощность, рассеиваемая резистором R_5 , определяется по формуле:

$$P_{R_5} = \frac{(U_{сраб}^{C3} - U_{бэ_мин}^{VT2})}{R_5} \quad (52)$$

Подставив в формулу (52) значения, получим $P_{R_5} = \frac{(36 - 0,65)^2}{51 \cdot 10^3} = 24,5$ мВт.

Выбираем резистор типа P1-12-0,062-51 кОм $\pm 5\%$ -М ШКАБ.434110.002ТУ.

К транзистору VT1 предъявляются следующие требования:

- допустимое напряжение коллектор-эмиттер $U_{перех}^{BC}$ не выше расчетного;
- максимальный ток коллектора $I = I_{R_4} + I_6^{VT2}$, не менее;
- минимально возможные ГМХ.

Выбираем в качестве VT1 транзистор типа 2Т665А91 АЕЯР.432140.561ТУ.

Мощность, рассеиваемая транзистором VT1 при переходных процессах в БС, определяется по формуле:

$$P_{И}^{VT1} = U_{кэ_нас}^{VT1} \cdot (I_{R_4} + I_6^{VT2}) \quad (53)$$

Подставив в формулу (53) значения, получим $P_{И}^{VT1} = 0,198$ мВт. Полученное значение не превышает допустимой рассеиваемой мощности транзистора типа 2Т665А91.

Ток базы транзистора VT1 определяется по формуле:

$$I_6^{VT2} = \frac{I_{R_4} + I_6^{VT2}}{h_{21э}^{VT2}} \quad (54)$$

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		62

Подставив в формулу (54) значения, получим $I_6^{VT2} = \frac{0,65 \cdot 10^{-3} + 0,011 \cdot 10^{-3}}{15} = 0,651 \text{ мА}$.

Для делителя напряжения на R_1, R_2 должно выполняться условие:

$$I_{ДЕЛ} = I_{R_1} \gg I_6^{VT1} \quad (55)$$

Для выполнения условия формулы (55) зададим ток делителя $I_{ДЕЛ} = 2 \text{ мА}$.

Напряжение на резисторе R_1 определяется по формуле:

$$U_{R_1} = U_{сраб}^{C3} - U_{бэ_мин}^{VT2} - U_{ст}^{VD2}, \quad (56)$$

Подставив в формулу (56) значения получим $U_{R_1} = 36 - 0,65 - 30 = 5,35 \text{ В}$.

Сопротивление резистора R_1 определяется по формуле:

$$R_1 = \frac{U_{R_1}}{I_{ДЕЛ}} \quad (57)$$

Подставив в формулу (57) значения, получим $R_1 = \frac{5,35}{0,002} = 2,68 \text{ кОм}$.

Выбираем ближайший по ряду E192 номинал 2,67 кОм. Рассеиваемая резистором R_1 мощность и ток через резистор определяются по формулам:

$$P_{R_1} = \frac{U_{R_1}^2}{R_1} \quad (58)$$

$$I_{R_1} = \frac{U_{R_1}}{R_1} \quad (59)$$

Подставив значения, получим $P_{R_1} = \frac{5,35^2}{2670} = 10,72 \text{ мВт}$, $I_{R_1} = \frac{5,35}{2670} = 2,004 \text{ мА}$.

Выбираем резистор C2-29В-0,062-5,36 кОм $\pm 0,5 \%$ -1,0-А ОЖ0.467.099ТУ.

										Лист
										63
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ					

Напряжение на резисторе R_2 определяется по формуле:

$$U_{R_2} = U_{бэ_мин}^{VT1} + U_{ст}^{VD2} \quad (60)$$

Подставив в формулу (60) значения, получим $U_{R_2} = 0,65 + 30 = 30,65$ В.

Ток, протекающий через резистор R_2 при переходных процессах в БС, определяется по формуле:

$$I_{перех}^{R_2} = I_{R_1} - I_6^{VT1} \quad (61)$$

Подставив в формулу (61) значения получим $I_{перех}^{R_2} = 1,353$ мА.

Сопротивление резистора R_2 определяется по формуле:

$$R_2 = \frac{U_{R_2}}{I_{перех}^{R_2}} \quad (62)$$

Подставив в формулу (62) значения, получим $R_2 = \frac{30,65}{1,353 \cdot 10^{-3}} = 22,65$ кОм.

Выбираем по ряду E192 номинал 22,6 кОм.

Рассеиваемая резистором R_2 мощность определяется по формуле:

$$P_{R_2} = \frac{U_{R_2}^2}{R_2} \quad (63)$$

Подставив в формулу (63) значения, получим $P_{R_2} = \frac{30,65^2}{22600} = 41,57$ мВт.

Выбираем резистор С2-29В-0,062-22,6 кОм $\pm 0,5$ % -1,0-А ОС ОЖ0.467.099ТУ.

Следует отметить, что область применения микросхемы А1 – источники питания с выходной мощностью 3...15 Вт. Выходная мощность ВИП в соответствии с формулой (1) $P = 10,54$ Вт. Большинство узлов микросхемы А1 допускают такой режим. Тем не менее, для облегчения режима работы проходного транзистора ограничителя пускового тока ОПТ следует установить параллельно ему МДП-транзистор с аналогичными параметрами. Тем самым за счет равномерного распределения нагрузок на транзисторы повышается степень

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		64

надежности данного узла. Выбираем транзистор типа 2П7165А1 АЕЯР.432140.548ТУ, отвечающий указанному условию.

3.4.6 Расчёт элементов, обеспечивающих прочность входных и выходных цепей ВИП к разрядам статического электричества

Основным источником разрядов статического электричества (РСЭ) является статическое электричество, накапливаемое персоналом (операторами), участвующим в процессе изготовления и эксплуатации прибора. Наиболее вероятно воздействие РСЭ от персонала в момент подключения прибора либо к штатной схеме летательного аппарата, либо к контрольно-технологической аппаратуре. В случае ВИП следует рассмотреть штыри вилок наружных соединителей как наиболее критичные к воздействию РСЭ элементы.

Физика воздействия РСЭ на компоненты схем и конструкции приборов заключается в действии напряжений и токов, многократно превышающих предельно-допустимые значения. Для уменьшения уровня воздействия существует множество практических схемотехнических решений, среди которых применяются:

- гальваническая развязка входных и внутренних цепей защищаемого от РСЭ узла;
- различные амплитудные ограничители типа разрядников, супрессорных диодов, стабилитронов, варисторов;
- временное шунтирование защищаемых цепей на период возможного воздействия РСЭ.

Для реализации первого метода требуется питание переменным током, что для разрабатываемого ВИП неприменимо.

Применение амплитудных ограничителей может привести к кратковременной работе узлов ВИП, на которые произошло воздействие РСЭ.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		65

Кроме того, ограничительные элементы должны быть рассчитаны на большие импульсные мощности, так как для ограничения напряжения защищаемых цепей необходимо рассеивать энергию РСЭ в виде тепла в этих элементах. Это означает, что применение данного метода защиты приведёт к значительному увеличению ГМХ ВИП, что является нецелесообразным.

Метод временного шунтирования защищаемых цепей в данном случае является наиболее предпочтительным. Для указанного метода наибольшей простотой и наименьшими ГМХ обладает схема с шунтирующим защищаемые цепи на время воздействия РСЭ конденсатором и подключенным к одному из его выводов резистором, второй вывод которого соединяется с корпусом прибора.

Рассмотрим входные цепи ВИП (см. рисунок 7), для которых реализован данный способ защиты. Схема узла защиты ВИП приведена на рисунке 8.

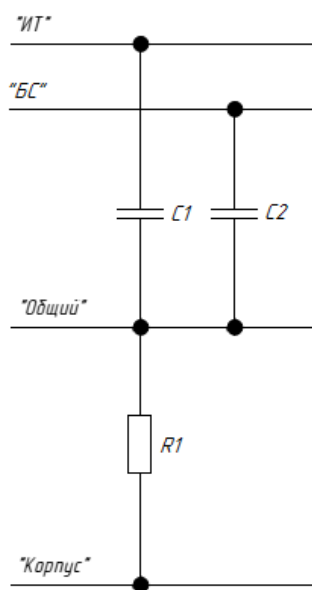


Рисунок 8 – Схема узла защиты от РСЭ цепей «ИТ» и «Общий» ВИП, подключенных к ИТ

Конденсаторы C_1 и C_2 в первоначальный момент обеспечивают замыкание цепей «БС» и «ИТ» с цепью «Общий» во время воздействия на защищаемые цепи разрядов статического электричества. В большинстве случаев напряжение РСЭ прикладывается между контактом, к которому прикоснулся персонал, и корпусом.

Основная доля напряжения при РСЭ прикладывается к резистору R_1 , обеспечивающему замкнутый контур для прохождения заряда от защищаемых цепей к корпусу прибора.

В соответствии с методикой, применяющейся на предприятии, имитацию воздействия РСЭ на цепь можно выполнить подключением конденсатора C_0 ёмкостью 250 пФ, заряженным до напряжения $U_0 = 25$ кВ через резистор R_0 сопротивлением 500 Ом.

Для снижения напряжения между выводами C_1 (см. рисунок 8) в установившемся режиме необходимо выполнение условия:

$$C_1 \gg C_0 \quad (64)$$

Для обеспечения условия формулы (64) выбираем в качестве C_1 (см. рисунок 8) конденсатор типа К10-47В-100 В-0,33 мкФ $\pm 20\%$ -Н30-Н ОЖ0.460.174ТУ [40].

Зададим ток разряда при воздействии разрядов статического электричества $I_{РСЭ} = 0,025$ А, который позволит использовать резистор R_1 с малой номинальной мощностью.

Сопротивление резистора R_1 при условии, что $R_1 \gg R_0$, определяется по формуле:

$$R_1 \approx \frac{U_0}{I_{РСЭ}} \quad (65)$$

Подставив в формулу (65) значения, получим $R_1 \approx \frac{25000}{0,025} = 1$ МОм.

Сопротивление резистора соответствует ряду E24. Выбираем в качестве R_1 резистор типа С2-33Н-0,125-1 МОм $\pm 5\%$ -А-Д-В ОЖ0.467.093ТУ [41].

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		67

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развитие авиационной техники потребовало быстрого решения сложных задач с высокой точностью, что вызвало необходимость совершенствования имеющихся и создания принципиально новых вычислительных средств, отвечающих современным требованиям.

В итоге в настоящее время в авиации используются не отдельные вычислительные устройства, а сложные вычислительные системы, состоящие из набора взаимосвязанных узлов, основой которых являются бортовые цифровые вычислительные комплексы.

Неотъемлемой частью вычислительной аппаратуры являются источники вторичного электропитания, обеспечивающие их узлы и блоки электрической энергией требуемого вида и качества. Требования, предъявляемые к источникам, разнообразны в широком спектре параметров и диктуются областью их применения.

В работе изучен опыт отечественных и зарубежных разработчиков ИВЭП последних десятилетий, изучены принципы проектирования и реализации ИВЭП, описан процесс проектирования и реализации ИВЭП.

Отличительной особенностью источника, спроектированного в данной работе, являются предъявляемые к нему требования – многоканальность, возможность работы в широком диапазоне мгновенно изменяющихся нагрузок, особые требования к стабильности выходных напряжений, обоснованные спецификой вычислительной аппаратуры. Помимо перечисленных, источник отвечает требованиям, предъявляемым к оборудованию для решения специальных задач.

Исходя из поставленных целей, в работе обоснован выбор способа реализации оптимального схемного решения, основанный на подробном анализе принципов функционирования источников вторичного питания, изготавливаемых современной промышленностью. Иными словами, из

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		68

десятков возможных вариантов конструкции выбран именно тот, что отвечает уникальности предъявляемых к источнику питания специальных требований, обоснованной спецификой применения некоторых летательных аппаратов.

Практическая значимость выпускной квалификационной работы определяется производственной необходимостью создания ИВЭП с требуемыми параметрами.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		69

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

В данной работе применены следующие обозначения и сокращения:

БДР – блок диодной развязки;

БС – бортовая сеть;

ВИП – вторичный источник питания;

ГМХ – габаритно-массовые характеристики;

ГОСТ – государственный отраслевой стандарт;

ИВЭП – источник вторичного электрического питания;

ИОН – источник опорного напряжения;

ИС – интегральная схема;

ИСН – импульсный стабилизатор напряжения;

ИТ – источник тока;

КНН – преобразователь с коммутацией в нуле напряжения;

КНТ – преобразователь с коммутацией в нуле тока;

КПД – коэффициент полезного действия;

ЛА – летательный аппарат;

МДП-транзистор – полевой транзистор структуры металл-диэлектрик-полупроводник;

МОП-транзистор – полевой транзистор структуры металл-оксид-полупроводник;

ОПТ – ограничитель пускового тока;

ОСТ – отраслевой стандарт;

ПР – преобразователь;

ПЧ – преобразователь частоты;

РСЭ – разряды статического электричества;

РЭ – регулирующий элемент;

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		70

РЭА – радиоэлектронная аппаратура;

РФЯЦ-ВНИИТФ – Российский Федеральный Ядерный Центр имени академика Е.И. Забабахина – всероссийский научно-исследовательский институт технической физики;

СЗ – схема защиты;

ТКЕ – температурный коэффициент емкости;

УФВП – устройство формирования вторичного электропитания;

ЭМС – электромагнитная совместимость;

ЭРИ – электрорадиоизделия;

ЭПС – эквивалентное последовательное сопротивление.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		71

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1 Матов, В.И. Бортовые цифровые вычислительные машины и системы: учебник для вузов / В.И. Матов, Ю.А. Белоусов, Е.П. Федосеев. – Москва: Высшая школа, 1988. – 216 с.

2 Розанов, Ю.К. Силовая электроника / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчинский, А.А. Кваснюк. – Москва: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

3 Межотраслевые правила по охране труда при эксплуатации электроустановок – 016 – 2001. РД. 153–34.0 – 03.150 – 04. – Москва: НЦ ЭНАС, 2001. – 144 с.

4 Правила технической эксплуатации электроустановок потребителей. – Москва: Энергоатомиздат, 1986. – 112 с.

5 РТМ 36.18.32.4-92. Указания по расчету электрических нагрузок. ВНИПИ «Тяжпромэлектропроект» / Инструктивные указания по проектированию электрических сетей. – Москва: Издательство стандартов, 1992. – С. 112–118.

6 Свенчанский, А.Д. Электротехнологические установки: учебник для вузов / под ред. А.Д. Свенчанского. – Москва: Энергоиздат, 1982. – 487 с.

7 Справочник по проектированию электрических сетей и электрооборудования / под ред. Ю.Г. Барыбина, Л.Е. Федорова. – Москва: Энергоатомиздат, 1991. – 464 с.

8 Справочник по проектированию электрических сетей / под ред. Д.Л. Файбисовича. – Москва: Издательство ЭНАС, 2005. – 320 с.

9 Справочник по электроснабжению и электрооборудованию: в 2 т. / под общей ред. А.А. Федорова. – Москва: Энергоатомиздат, 1987. – Т.2. – 551 с.

10 Шкаруба, М.В. Изоляция и перенапряжения в электрических системах: конспект лекций / М.В. Шкаруба. – Омск: Издательство ОмГТУ, 1995. – 63 с.

11 Электротехнический справочник: в 4т. Электротехнические изделия и устройства / под ред. профессора МЭИ В.Г. Герасимова. – М.: Издательство МЭИ, 2003. – Т. 1. – 551 с.

										Лист
										72
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ					

12 Бас, А.А. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом / А.А. Бас, В.П. Миловзоров, А.К. Мусолин. – Москва: Радио и связь, 1987. – 160 с.

13 Ромаш, Э.М. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю.И. Драбович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – Москва: Радио и связь, 1988. – 288 с.

14 Блок, В.М. Пособие к курсовому и дипломному проектированию для электроэнергетических специальностей вузов / В.М. Блок, Г.К. Обушев, Л.Б. Паперно. – Москва: Высшая школа, 1990. – 383 с.

15 Гурин, Н.А. Дипломное проектирование: учебное пособие / Н.А. Гурин, Г.И. Янукович. – Минск: Высшая школа, 1990. – 240 с.

16 Федоров, А.А. Учебное пособие для курсового и дипломного проектирования: учебное пособие для вузов / А.А. Федоров, Л.Е. Старкова. – Москва: Энергоатомиздат, 1987. – 386 с.

17 ГОСТ Р 54073–2010. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. – Москва: Стандартинформ, 2011. – 33 с.

18 ГОСТ РВ 20.39.304–2010 Микросхемы, предназначенные для применения в аппаратуре наземной и морской техники, в бортовой аппаратуре авиационной, ракетной и космической техники – классы 1-5. Москва: Стандартинформ, 2011. – 330 с.

19 АЕЯР.431420.638ТУ. Интегральный стабилизатор типа 1303ЕНЗ.3П. – Москва: КРЭТ, 2018. – 3 с.

20 ЭКБ 02-2017. Перечень электронной компонентной базы, разрешенной для применения при разработке, модернизации, производстве и эксплуатации вооружения, военной и специальной техники. Часть 2. Микросхемы интегральные. Книга 1. (Раздел 1, том 2). – Москва: Издательство министерства промышленности и торговли Российской Федерации, 2018. – 132 с.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		73

21 аА0.339.327ТУ. Каталог. Приборы полупроводниковые. Технические характеристики. Часть 1. – Москва: ЦКБ Дейтон, 2017. – 214 с.

22 Мэк, Р. Импульсные источники питания / Р. Мэк. – Москва: Додэка XXI, 2008. – 272 с.

23 АЖЯР.673546.008ТУ. Конденсаторы оксидно-полупроводниковые танталовые К53-72. Технические условия. – Сарапул: Элеконд, 2009. – 42 с.

24 Титце, У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк. – Москва: Додэка XXI, 2008. – 832 с.

25 АЕЯР.432140.548ТУ. Транзисторы 2П7162А1, 2П7162Б1, 2П7163А1, 2П7163Б1, 2П7164А1, 2П7164Б1, 2П7165А1, 2П7165Б1, 2П7169А1, 2П7169Б1, 2П7169В1, 2П7169Г1, 2П7162А91, 2П7162Б91, 2П7163А91, 2П7163Б91, 2П7164А91, 2П7164Б91, 2П7165А91, 2П7165Б91, 2П7169А91, 2П7169Б91, 2П7169В91, 2П7169Г91. Технические условия. – Москва: КРЭТ, 2018. – 237 с.

26 ШКАБ.434110.002ТУ. Резисторы постоянные непроволочные Р1-12. Технические условия. – Богородицк: Ресурс, 2017. – 40 с.

27 аА0.339.583ТУ. Приборы полупроводниковые. Наборы диодов типа 2Д707АС9. Технические условия. Часть 2. – Москва: ЦКБ Дейтон, 2017. – 202 с.

28 АЕЯР.431420.462ТУ. Микросхемы интегральные 1230ЕР1Т, 1230ЕР1У. Технические условия. – Москва: ЦКБ Дейтон, 2017. – 20 с.

29 АЛЯР.434110.002ТУ. Резисторы постоянные непроволочные Р1-16, Р1-16П. Технические условия. – Богородицк: Ресурс, 2017. – 40 с.

30 ОЖ0.467.099ТУ. Резисторы постоянные непроволочные С2-29В. Технические условия. – Богородицк: Ресурс, 2017. – 40 с.

31 ОЖ0.460.107ТУ. Конденсаторы керамические К10-17. Технические условия. – Санкт-Петербург: Кулон, 2017. – 48 с.

32 Розенблат, М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники / М.А. Розенблат. – Москва: Наука, 1974. – 768 с.

33 Моин, В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В.С. Моин. – Москва: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.

										Лист
										74
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	090301.2018.127. ПЗ					

34 АЕЯР.432120.694ТУ. Диоды 2ДШ201АС9. Технические условия. – Воронеж: ВЗПП-С, 2017. – 79 с.

35 ОСМ2000НМ1-5 ПЯ0.707.053ТУ Сердечники кольцевые из феррита марки ОСМ2000НМ1. – Санкт-Петербург: Магнетон, 2014. – 95 с.

36 ТУ 16-502.003-82. Провода медные круглого сечения с эмалевой изоляцией на основе полиэфиров. Технические условия. – Подольск: Экспокабель, 2017. – 23 с.

37 АЕНВ.431420.233ТУ. ШИМ-контроллер с обратной связью по току и напряжению. – Нижний Новгород: НИИИС, 2018. – 18 с.

38 ОЖ0.464.189ТУ. Конденсаторы оксидно-полупроводниковые К53-25. Технические условия. – Санкт-Петербург: Завод Мезон, 2017. – 44 с.

39 АЕЯР.432140.561ТУ. Транзисторы 2Т664А91, 2Т664Б91, 2Т665А91, 2Т665Б91. Технические условия. – Брянск: Кремний Эл, 2014. – 22 с.

40 ОЖ0.460.174ТУ. Конденсаторы керамические К10-47. Технические условия. – Санкт-Петербург: Кулон, 2017. – 48 с.

41 ОЖ0.467.093ТУ. Резисторы постоянные непроволочные С2-33, С2-33Н, С2-33АИ. Технические условия. – Нижний Новгород: Эркон, 2017. – 1 с.

					090301.2018.127. ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		75