

Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ»

Учебное пособие для курсового проектирования

по курсу «Функциональные системы ЭУ и ДУ»

**ОЦЕНОЧНЫЙ РАСЧЕТ СТАБИЛИЗАТОРОВ И
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭРД**

Харьков 2016

УДК 629.78.064.52

ББК 39.62

Г93

Наведено основні концепції проектування вторинних джерел живлення та систем енергопостачання електроракетних двигунів космічних літальних апаратів. Проаналізовано підходи до початкового розрахунку основних типів вторинних перетворювачів електроживлення, особливостей початкового вибору елементів силової електроніки та схемотехнічного проектування. Охарактеризовано основні типи структур каналів електроживлення та їх класифікацію. Надано довідки з елементної бази вторинних джерел живлення.

Для студентів, які навчаються за спеціальністю «Ракетні двигуни та енергетичні установки», а також що спеціалізуються з дисциплін, які належать до галузі бортової енергетики.

Рецензенты:

Губин, С. В.

Г93 Оценочный расчет стабилизаторов и преобразователей для электропитания ЭРД / С. В Губин/ – Методическое пособие для студентов, обучающихся по специальности «Двигатели и энергетические установки летательных аппаратов». Губин С. В., – Х. : Нац. аэрокосм. ун-т им. Н. Е. Жуковского «Харьк. авиац. ин-т», 2015. – 47 с.

Приведены основные концепции проектирования вторичных источников питания систем энергообеспечения электроракетных двигателей космических летательных аппаратов. Проанализированы подходы к начальному расчету основных типов вторичных преобразователей электропитания, особенностей первоначального выбора элементов силовой электроники и схемотехнического проектирования. Охарактеризованы основные типы структур каналов электропитания и их классификация. Приведены справки по элементной базе вторичных источников питания.

Для студентов, обучающихся по направлению «Ракетные двигатели и энергетические установки», а также специализирующихся по дисциплинам, относящимся к области бортовой энергетики.

Ил. 29. Табл. 9. Библиогр.: 6 назв.

УДК 629.78.064.52

ББК 31.2

© Губин С. В., 2015

© Национальный аэрокосмический
университет им. Н. Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт», 2015

Содержание

Перечень условных обозначений, сокращений, единиц и терминов	4
Введение	5
1. Организация электропитания ЭРД	6
1.1. Классификация вторичных преобразователей для питания ЭРД.	7
1.2. Требования к каналам питания ЭРД.	8
1.3. Элементная база ВИП.	10
2. Схемотехнические основы организации КЭП на основе ВИП.	13
2.1. Классификация ВИП.	14
2.2. Ключевые схемы силовых преобразователей	15
2.2.1. Другие варианты схемотехники	18
2.2.2. Последние достижения в построения ВИП.	21
2.3. Организация преобразователей для различных типов ЭРД.	25
3. Расчет и выбор основных элементов модуля электропитания ЭРД	33
3.1. Импульсный стабилизатор тока (ИСТ)	33
3.2. Импульсный стабилизатор напряжения (ИСН).	36
3.3. Однотактный преобразователь напряжения (ОПН).	37
3.4. Двухтактный преобразователь напряжения (ДПН)	40
Литература	43
Приложение	44

Перечень условных обозначений, сокращений, единиц и терминов

η – коэффициент полезного действия;
 ΔI – допуск тока, А;
 ΔU – допуск напряжения, В;
 C – емкость, Ф
 f_n – частота преобразования; Гц).
 I – ток, А
 k – коэффициент трансформации
 L – индуктивности, Гн
 P – мощность электрическая, Вт;
 $S_{\text{мо}}$ – произведение площадей поперечного сечения сердечника магнитопровода
 $S_{\text{м}}$ и площади окна сердечника $S_{\text{о}}$, см⁴
 U – напряжение, В;
 W – число витков
 γ – коэффициент заполнения импульса (за период)
АЗС – автомат защиты сети
ВИП – вторичный источник электропитания
ИОН – источник опорного напряжения
ИПД – импульсный плазменный двигатель
КА (КЛА) – космический летательный аппарат
КСУ – коммутационно силовое устройство
КЭП – канал электропитания
ПИД – плазменно-ионный двигатель
ПИЭ – первичный источник энергии
ПЭ – поджигной электрод
СПД – стационарный плазменный двигатель
СПУ – система питания и управления
СУ – система управления
СХПРТ – система хранения и подачи рабочего тела
СЭП – система электропитания
СЭС – система электроснабжения
ТХД – торцевой холловский двигатель
ШИМ – широтно-импульсная модуляция
ЭДД – электродуговой ракетный двигатель
ЭНД – электронагревный ракетный двигатель
ЭРД – электрический ракетный двигатель
ЭРДУ – электроракетная двигательная установка

Введение

В космических летательных (КА) различные узлы электрических ракетных двигателей (ЭРД), бортовые компьютеры, средства связи, управления, автоматики и телемеханики получают электрическую энергию от системы электроснабжения (СЭС) постоянного тока. Потребляемая ими мощность лежит, как правило, в пределах от нескольких ватт до единиц киловатт.

Требуемые напряжение и ток различных приборов может сильно отличаться от выдаваемых параметров СЭС. Поэтому неотъемлемой частью перечисленной аппаратуры являются вторичные источники электропитания (ВИП) обеспечивающие их электрической энергией требуемого вида и качества.

Организация КЭП требует значительных усилий специалистов разного направления. Прежде всего, разработчиков ЭРД, которые определяют номинальные значения электрических параметров питания электродов двигателя, вспомогательных потребителей, контроллеров системы управления, устанавливая допуски и ограничения. Эти данные поступают непосредственно к разработчикам ВИП, а затем к конструкторам силовой электроники, где синтезируется система электроснабжения. Сложность согласования электрических, электромагнитных, тепловых, ресурсных параметров в процессе стыковки узлов ЭРД усугубляется сложностью понимания разработчиком ЭРД проблем качественного электропитания и техническими возможностями современной силовой электроники. Таким образом, начальные установки, выданные разработчиком ЭРД требуют и дополнительных знаний в особенностях построения ВИП и КЭП на их основе непосредственно для конкретных типов двигателей.

В этой работе рассмотрены каналы электропитания ЭРД на основе ВИП, требования предъявляемые к ним, проведен анализ ВИП и изложены основные принципы их построения. Также проведены примеры расчета ВИП и выбора ее основных элементов.

Оценка параметров ВИП позволит на начальном этапе сформулировать предельные характеристики технического задания, формируемого разработчиком ЭРД для специалистов силовой электроники и вести диалог на одном языке в понимании проблем вторичного электропитания сложного автономного объекта – космического аппарата.

1. Организация электропитания ЭРД.

Основу системы электропитания ЭРД составляют вторичные источники электропитания. СЭП обеспечивает по заданной программе, от системы управления (СУ) ЭРД, электропитанием все цепи комплексов ЭРД, а источники вторичного электропитания могут быть выделены как самостоятельные приборы или отдельные цепи комплексов ЭРД.

Системы и источники электропитания содержат функциональные узлы, которые в зависимости от назначения выполняют функции выпрямления, стабилизации, защиты, коммутации, сигнализации, усиления и др.

В зависимости от качества выходного напряжения ВИП разделяются на стабилизирующие и нестабилизирующие. Стабилизирующие ВИП обеспечивают постоянство выходного напряжения на заданном уровне при воздействии влияющих величин (изменении входного напряжения, выходного тока, температуры окружающей среды и др.) и имеют в своем составе стабилизатор напряжения — функциональный узел, осуществляющий стабилизацию выходного напряжения. В нестабилизирующих ВИП отсутствует функциональный узел стабилизации напряжения.

По режиму работы, стабилизирующие ВИП разделяются на регулируемые и нерегулируемые. Регулируемый ВИП — это такой источник, выходное напряжение которого может быть изменено в процессе работы. Нерегулируемые ИЭП имеют постоянный, фиксированный уровень выходного напряжения с установочным допуском, нормирующим разность между номинальным и фактическим значениями выходного напряжения.

Воздействие выходного напряжения ВИП на ЭРД может происходить непрерывно на определенном (заранее установленном) уровне; при этом значение выходного напряжения не изменяется в процессе полезной работы ЭРД. Такой режим работы регулируемых и нерегулируемых ВИП называют режимом работы с постоянным выходным напряжением.

С точки зрения схемотехнических принципов построения ВИП можно разделить источники по значению выходного напряжения на следующие группы:

1. Низковольтные ВИП, уровень выходных напряжений которые не превышает 350 В;
2. Источники электропитания с повышенным уровнем выходного напряжения (свыше 250 В до 1000 В);
3. Источники электропитания с высоким уровнем выходного напряжения (свыше 1000 В).

Выходные мощности ВИП находятся в диапазоне от нескольких единиц ватт до сотен киловатт, что определяют подход к методам их проектирования и конструирования.

1.1. Классификация вторичных преобразователей для питания ЭРД.

К ВИП относятся преобразователи вида и качества электроэнергии, предназначенные для согласования выходных параметров первичного источника (или бортовой сети) с цепями ЭРД. ВИП выполняет одновременно ряд дополнительных функций управления и регулирования. В данной главе рассмотрены структуры ВИП, применяемые в ЭРДУ, их основные звенья и элементы, функциональные возможности, достоинства и недостатки. Кратко рассмотрены физические основы работы и математические модели наиболее применяемых приборов в виде, удобном для представления в ЭВМ при оптимальном проектировании.

На рис. 1.1 показана примерная структура ВИП для двух основных типов первичных источников энергии (ПИЭ), отличающиеся на выходе родом тока бортовой сети (переменный или постоянный). Как правило, бортовые сети переменного тока имеются на КЛА, у которых ПИЭ содержит турбогенераторную установку. Все остальные типы ПИЭ бортовые сети распределения энергии на постоянном токе. Это различие влияет и на структуру соответствующего ВИП.

ВИП сетей переменного тока. На входе каждого ВИП необходим аккумулятор (иногда совместный функционально с регулятором напряжения сети), предназначенный для включения и выключения трансформаторов, питающих узлы и системы ЭРД. На вторичной стороне трансформаторов подключаются выпрямители с фильтрами для питания нагрузок по постоянному току (цепи анодов, экранов ЭРД) или для питания инверторов в случаях, когда частота сети f_c не равна частоте переменного тока f_n , необходимого нагрузке. Нагрузки по переменному току, допускающие работу на частоте сети f_c , а также при запуске одновременного включения систем (например, цепи нагрева ИД и СПД раньше цепей анодов) подключаются через свой регулятор (коммутатор) непосредственно к бортовой сети.

ВИП для сетей постоянного тока. Структура таких ВИП отличается от рассмотренной выше, в первую очередь наличием инверторов, позволяющих согласовать напряжения, необходимые узлам ЭРД с напряжениями бортовой сети. В остальном их структура практически соответствует структуре ВИП переменного тока. При равенстве напряжения, необходимого нагрузке (U_n), и напряжения бортовой сети (U_c), нагрузка подключается через свой коммутатор (регулятор) непосредственно к сети.

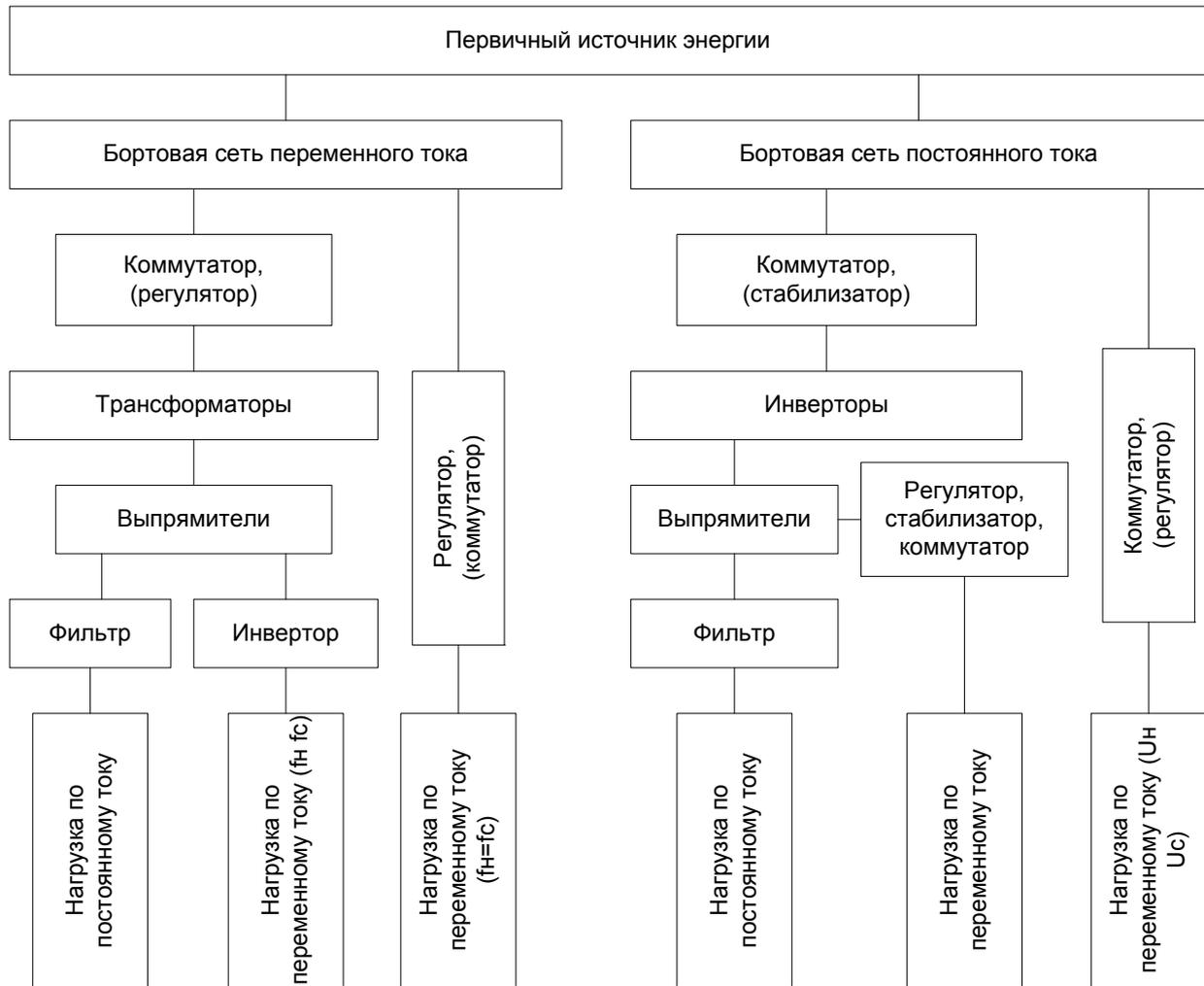


Рисунок 1.1 Классификация и структура ВИП

1.2. Требования к каналам питания ЭРД

Источники электропитания ЭРД характеризуются следующими основными показателями качества:

- значением, нестабильностью и пульсацией выходного напряжения;
- значением и характером изменения выходного тока;
- наличием защиты при аварийных режимах работы;
- коэффициентом полезного действия;
- показателями надежности работы;
- габаритами и массой.

Эти характеристики в существенной мере определяются как параметрами СЭС, так и распределением энергии по номиналам напряжений, потребляемым токам, коммутационным процессам, что в свою очередь характеризуется как канал электропитания (КЭП).

Для конкретных видов нагрузки отдельные показатели имеют различное значение по степени важности, но для любого источника важнейшим показателем

является надежность работы. Она оценивается интенсивностью отказов и/или вероятностью безотказной работы за время эксплуатации. Наиболее эффективным путями повышения надежности ВИП являются запас электрической прочности изоляции и высокая нагрузочная способность элементов схемы в экстремальных условиях эксплуатации.

Наработка до отказа современных ВИП должна составлять не менее 10000 ч, что достижимо при максимально возможном применении силовой микроэлектроники, интегральных микросхем и микросборок. Нарботка до отказа отдельных составных частей (функциональных узлов) ВИП составляет не менее $6 \cdot 10^4 \dots 1 \cdot 10^6$ ч.

Значение пульсации выходного напряжения ВИП определяет возможность его электромагнитной совместимости с питаемой аппаратурой. В большинстве случаев допустима пульсация 0,1...0,2% от уровня выходного напряжения. При электропитании передающих устройств могут предъявляться требования к пульсациям порядка 10^{-5} % от уровня выходного напряжения в заданном диапазоне частот.

Наличие высокого напряжения является предпосылкой для увеличения токов утечки, которые в маломощных устройствах под воздействием влияющих величин могут быть сравнимы с выходным током, что приведет к изменению выходного напряжения. Поэтому нестабильность выходного напряжения должна обеспечиваться также конструктивно-технологическими мерами.

Коэффициент полезного действия источника электропитания высокого напряжения во многом определяется выходным током. В источниках с большими выходными токами КПД определяет мощность тепловых потерь, поэтому КПД должен задаваться с учетом этой мощности и возможности ее отвода от источника при заданных условиях охлаждения и конструктивного исполнения. При выходной мощности до 1 кВт КПД ВИП не должен быть ниже 85...90%.

К ВИП предъявляется также требование устойчивости к воздействию проникающей радиации. Наиболее критичным параметром в этом случае является сопротивление изоляции. При плотности потока нейтронов $10^{11} \text{ см}^{-2} \cdot \text{с}^{-1}$ и мощности дозы γ -излучения 10^3 Р/с сопротивление изоляции устройств может снижаться на несколько порядков. Кроме того, следует учитывать изменения, происходящие в полупроводниковых структурах, конденсаторах, моточных изделиях и др.

Наряду с требованиями к входным и выходным параметрам предъявляются также требования к конструктивно-технологическому исполнению. Конструкция ВИП должна обеспечивать тепловой режим, высокие уровни технологичности, унификации и др. В некоторых случаях может быть выдвинуто требование удобства обслуживания, безопасность работы обслуживающего персонала и ремонтпригодности, особенно при стендовой обработке. К конструктивно-технологическим требованиям относятся также уровень миниатюризации.

1.3. Элементная база ВИП.

Удельные показатели по массе, объему и стоимости ВИП в значительной степени зависят от характеристик применяемых в них элементов: конденсаторов сглаживающих фильтров, диодов устройств выпрямления, транзисторов, инверторов и импульсных стабилизаторов напряжения, трансформаторов и дросселей. От состояния элементной базы ВИП во многом зависит его схемное решение.

На рис. 1.2 показана обобщенная функциональная схема ВИП рассчитанного на выходную мощность 10 – 300 Вт исходя из комплектации ее элементами с указанием примерного объема, занимаемого функциональным узлом в общем объеме ВИП. На схеме обозначено: СФ — помехоподавляющий сетевой фильтр; ВН – выпрямитель низкочастотный; ФН – сглаживающий фильтр низкочастотный; И – инвертор; УУ – устройство управления; Т – трансформатор; ВВ – выпрямитель; ФВ – фильтр.

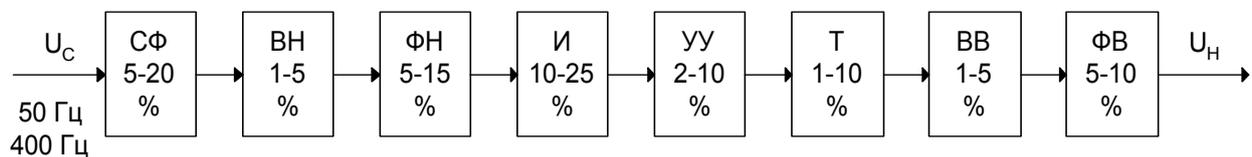


Рисунок 1.2 Обобщенная функциональная схема ВИП.

В зависимости от пропускаемого спектра частот помехоподавляющие фильтры СФ делятся на низкочастотные, высокочастотные, полосовые и режекторные. Например, в источниках электропитания устройств вычислительной техники применяют широкополосные фильтры низких частот. Если диапазон частот узкий и требуется большое затухание электромагнитных помех, применяют режекторные фильтры.

Выпрямительные диоды для низкочастотных устройств выпрямления характеризуются следующими основными параметрами: постоянным обратным напряжением U_{OBR} , средним прямым током $I_{ПР}$, импульсным прямым током $I_{И.ПР}$, по значению которого обеспечивается режим заряда конденсатора фильтра, а также массой и объемом (типом корпуса).

Высокочастотные выходные выпрямители в зависимости от уровня напряжения на нагрузке можно разделить на низковольтные (2–30 В) и высоковольтные (30–500 В), что определяет применение соответствующих диодов. Для мощных низковольтных высокочастотных диодов важным параметром служит время восстановления обратного сопротивления диода $t_{B.OC}$, которое определяет длительность режима «сквозных» токов в схеме выпрямления. Это увеличивает коммутационные потери не только в диодах выпрямителя, но и в транзисторах инвертора. При этом элементы источника оказываются в режиме короткого замыкания, что создает условия для коммутационных выбросов на фронтах переключения, ведущих к отказу источника. Время $t_{B.OC}$ должно быть в 3–4 раза меньше времени выключения транзистора и соответствовать для современных высокочастотных выпрямительных диодов $t_{B.OC} = 0.3–0,5$ мкс.

Вторым важным параметром диода низковольтных выпрямителей является

прямое падение напряжения $U_{\text{ПР}}$, от значения которого зависит КПД выпрямителя. Сравнительно меньшее значение $U_{\text{ПР}}$ получается у диодов со структурой металл – полупроводник (диоды с барьером Шотки). У данного типа диодов $U_{\text{ПР}}$ составляет 0,4–0,6 В при токах 100 А, а время восстановления не более 0,1 мкс. Недостатками диода являются большой обратный ток (74 мА для диода 2Д219) и малое допустимое обратное напряжение (20–40 В), что приводит к низкому коэффициенту запаса диодов по обратному напряжению, а значит, снижает надежность источника.

Параллельное включение высокочастотных диодов требует включения последовательно с каждым диодом выравнивающего резистора или индуктивности, что ведет к ухудшению частотных свойств диодов и к снижению КПД выпрямителя.

В качестве сглаживающего фильтра для СВ могут использоваться электролитические конденсаторы. Параметры конденсаторов для фильтров в значительной степени зависят рабочей частоты и температуры окружающей среды. Например, конденсатор типа К50-29 имеет номинальную емкость 22 мкФ и при работе на частоте 100 Гц при температуре + 20°С его емкость уменьшается незначительно (21 мкФ), но уже при частоте 800 Гц она будет составлять 5 мкФ. Если же температура уменьшится до -50° С, то емкость будет соответственно 12 мкФ на частоте 100 Гц и 0,5 мкФ на частоте 800 Гц.

В качестве ключей в импульсных стабилизаторах напряжения и в инверторах для ВИП нашли применение мощные транзисторы. Оптимальный режим эксплуатации мощного транзистора гарантируется током базы, достаточным для перевода транзистора из состояния отсечки в состояние насыщения с малыми динамическими потерями. Если базовый ток недостаточен для насыщения транзистора, то это приводит к его работе в активной области и, следовательно, к большим потерям мощности. Если открывающий ток базы значительно больше тока, достаточного для насыщения транзистора, то при его закрытии намного увеличивается время выключения, что приводит к увеличению потерь и возможности появления сквозных токов и несимметричных режимов в двухтактных конвертерах.

Правильный выбор типа транзистора и режима его работы при значительных коммутируемых мощностях определяет, как правило, основные показатели ВИП, такие как надежность, КПД, объем и массу.

Трансформаторы и дроссели во многом определяют массу и объем импульсных стабилизаторов напряжения и инверторов. К трансформаторам инверторов, работающих на частотах до 50 кГц, предъявляют жесткие требования по индуктивности рассеяния обмоток при условии обеспечения хорошего потокосцепления, а также по конструкции с высокой прочностью изоляции. Расчеты показывают, что масса и объем трансформаторов для инверторов уменьшаются примерно в 2 раза в диапазоне 1–5 кГц. Такой же эффект достигается повышением частоты от 5 до 20 кГц, а при дальнейшем увеличении частоты работы инвертора массообъемный показатель изменяется незначительно.

В качестве материала магнитопровода трансформаторов и дросселей оправданно применение пермаллоя на частотах преобразования 10–12 кГц, а при более высоких частотах – магнитомягкого феррита марки М2000НМ,

обладающего высокостабильной, относительно температуры, индукцией насыщения при малых потерях на частоте преобразования. Недостатком пермаллоя является зависимость его параметров от механических воздействий; другим маркам материала свойственна хрупкость, что вызывает определенные сложности при изготовлении крупногабаритных трансформаторов и дросселей для преобразования больших мощностей.

В настоящее время в трансформаторах и дросселях инверторов находят применение кольцевые (терроидальные) магнитопроводы из феррита, пресс-пермаллоя и альсифера, а также ферритовые Ш-образные и броневые типа Б магнитопроводы. При выполнении трансформаторов и дросселей на кольцевых магнитопроводах обеспечивается наибольшая магнитная проницаемость, уменьшаются помехи, так как магнитное поле заключено в пространстве, ограниченном обмоткой. При одинаковых ампер-витках индукция в кольцевых магнитопроводах больше, чем в броневых, что позволяет уменьшить массу и размеры трансформатора.

В трансформаторах и дросселях на кольцевом магнитопроводе создаются хорошие условия охлаждения обмоток, поскольку витки распределены по кольцу. Однако кольцевая конструкция магнитопровода не позволяет вводить воздушный зазор, необходимый в некоторых случаях для исключения постоянной составляющей. Кроме того, стоимость намотки кольцевого магнитопровода значительно выше стоимости намотки других видов магнитопроводов.

В трансформаторах находят широкое применение Ш-образные ферритовые магнитопроводы, наиболее технологичные для процесса намотки обмоток и характеризующиеся высоким коэффициентом их заполнения. Для того чтобы снизить влияние подмагничивающего поля, в магнитную цепь вводят зазор, который образуется за счет уменьшения высоты среднего стержня одной из двух деталей магнитопровода. Введение в магнитную цепь зазора приводит к уменьшению проницаемости, но при этом трансформатор может работать в более широком диапазоне частот.

Броневого ферритовый магнитопровод типа Б собирают из двух одинаковых частей (чашек), между которыми находится пластмассовый каркас с обмоткой. Так как каркас с обмотками закрыт магнитопроводом, то автоматически обеспечивается экранирование, благодаря чему поток рассеяния вне обмотки весьма мал, чем и достигается высокая степень магнитной совместимости элементов схемы. Броневого форма дает возможность располагать экран (если он все же требуется) непосредственно на магнитопроводе без заметного увеличения потерь. Кроме того, броневого магнитопровод создает механическую защиту обмоток и обеспечивает технологичность их намотки. Недостатком магнитопровода броневого типа является ухудшение условий охлаждения обмоток.

В качестве дросселей для ВИП можно использовать выпускаемые промышленностью малогабаритные дроссели типа Д, работающие на частотах до 50 кГц с уменьшением индуктивности на 30 % сравнению с индуктивностью, указанной в технических условиях.

2. Схемотехнические основы организации КЭП на основе ВИП.

На сегодняшний день имеются три типа импульсных электронных устройств, использующихся в качестве ВИП: преобразователь - переменный ток/постоянный ток (AC-DC конвертер), преобразователь - постоянный ток/постоянный ток (DC-DC конвертер) и преобразователь - постоянный ток/переменный ток (инвертор). Каждый имеет свои определенные области применения.

Источники питания за годы своего развития прошли путь от больших стоек, использующих электровакуумные лампы и опасные высокие напряжения, к сегодняшним компактным твердотельным блокам питания выдающие более низкие и относительно безопасные напряжения постоянного тока. Технология преобразователей питания вылилась не только в получение компактных твердотельных устройств, но в основном продвинулась от использования линейных источников питания к современным импульсным источникам питания, которые не только меньше и легче, но также намного эффективнее.

Линейные источники питания с бортовым трансформатором питания 400/1000 Гц, совместно с выпрямителем, фильтром и линейным стабилизатором. Эти, широко используемые источники, имеют КПД 40...55% (см. табл. 2.1).

Таблица 2.1. Сравнение импульсных и линейных источников тока.

Параметр	Линейные	Импульсные
Нестабильность по входному напряжению	0,02...0,05 %	0,05...0,1 %
Нестабильность по току нагрузки	0,02...0,1 %	0,1...1,0 %
Выходные пульсации	0,5...2 мВ (ms)	20...100 мВ(p-p)
Диапазон входных напряжений	±10 %	±20 %
КПД	40...55 %	80...98 %
Средняя удельная мощность	30 Вт/дм ³	140 Вт/дм ³
Время восстановления	50 мкс	300 мкс
Время удержания	2 мс	32 мс

Импульсные источники питания непосредственно выпрямляют и фильтруют напряжение сети переменного тока без использования первичного трансформатора. Полученный в результате этого постоянный ток фильтруется и коммутируется мощным ключом, а затем преобразуется высокочастотным трансформатором, и наконец, выпрямляется и фильтруется снова. Из-за высокой частоты переключения, которая в современных устройствах составляет от 20 кГц до 1 МГц, трансформатор и конденсаторы фильтров имеют меньшие размеры чем их низкочастотные эквиваленты. Импульсные источники питания имеют КПД – 80...98%.

2.1. Классификация ВИП

На рисунке 2.1 приведена условная классификация импульсных вторичных источников питания (ВИП).

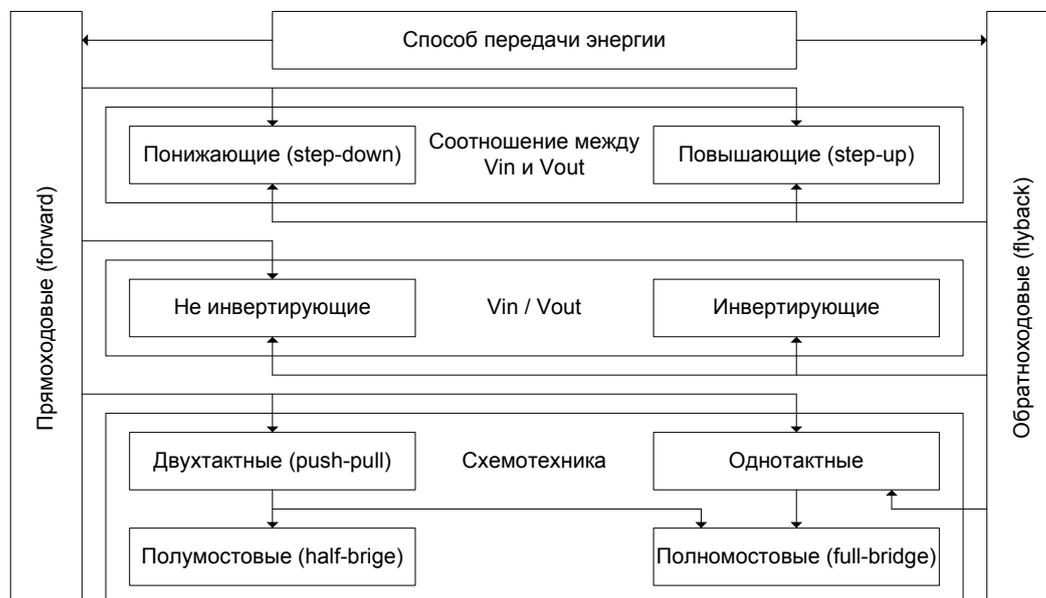


Рисунок 2.1 Условная классификация ВИП

Преобразователи переменный ток - постоянный ток (AC-DC конвертеры). Однокристальные AC-DC конвертеры применяются обычно в недорогих системах, работающих от сети переменного тока, потребляющие небольшой ток (до 100 мА) и не предъявляющих высоких требований к качеству питающего напряжения. Основным недостатком таких устройств – это отсутствие гальванической развязки выходного напряжения от напряжения сети. Как правило AC-DC конвертеры обеспечивают одно, максимум два выходных напряжения от напряжения сети, что иногда затрудняет их использование в источниках питания. В последнее время появились приборы, обеспечивающие выходной ток до нескольких ампер, что позволяет значительно расширить область их применения.

Преобразователи постоянный ток – постоянный ток (DC-DC конвертеры). DC-DC конвертеры используют принцип действия импульсных источников питания, но применяются для того, чтобы преобразовать одно напряжение постоянного тока в другое, обычно хорошо стабилизированное. Эти устройства используются там, где электронное оборудование должно питаться от батареи или другого автономного источника постоянного тока.

2.2. Ключевые схемы силовых преобразователей

Обратноходовой преобразователь. Основная схема, по которой выполнены многие импульсные источники питания, - это обратноходовой преобразователь, показанный на рис. 2.2. Эта схема преобразовывает постоянное напряжение одного номинала в постоянное напряжение другого номинала, регулируя выходной ток посредством либо широтно-импульсной модуляции (ШИМ), показанной на рис. 2.3, либо частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). Модуляция импульса это метод управления, основанный на изменении длительности включенного состояния ключа к выключенному при постоянной частоте. В обратноходовом преобразователе точность включенного состояния ключа больше чем выключенного состояния для того, чтобы большее количество энергии было запасено в трансформаторе и передано в сеть.

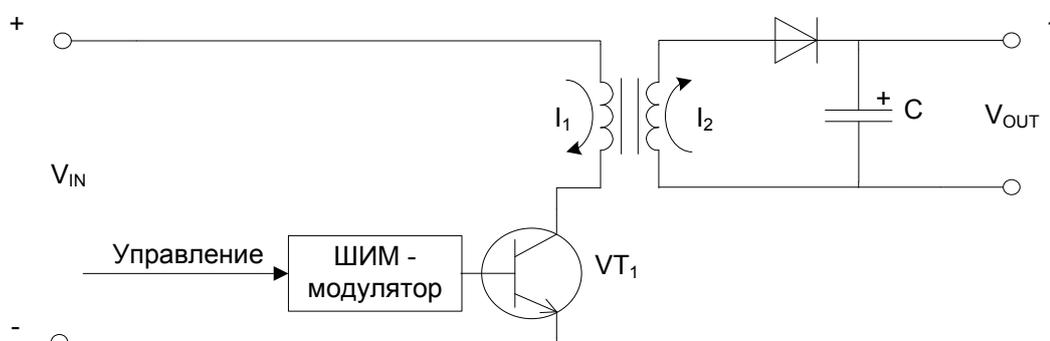


Рисунок 2.2. Типовая схема обратноходового преобразователя.

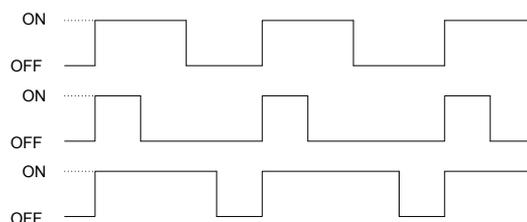


Рисунок 2.3. Иллюстрация процесса ШИМ – модуляции.

Обратноходовой преобразователь работает следующим образом. Ключевой транзистор VT_1 , управляется с ШИМ-модулятора. Когда VT_1 открыт, ток в первичной обмотке трансформатора линейно увеличивается. Этот трансформатор по сути является дросселем с вторичной обмоткой, который в отличие от к трансформатора, накапливает существенную энергию.

Когда транзистор VT_1 закрывается, магнитный поток в сердечнике трансформатора начинает уменьшаться что вызывает ток I_2 , текущий в цепи вторичной обмотке.

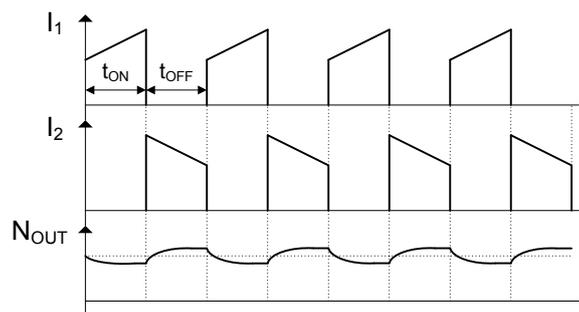


Рисунок 2.4. Формы сигналов для обратноходового преобразователя.

Ток I_2 заряжает конденсатор C и также течет в нагрузку. На рис. 2.4. показаны импульсы токов I_1 и I_2 во время включенного и выключенного состояния ключевого транзистора. Ток I_1 течет во время включенного состояния, а ток I_2 и поддерживает постоянное напряжение на конденсаторе C .

Если выходная нагрузка увеличивается, необходимо только увеличить длительность включенного состояния транзистора VT_1 , во время которого ток I_1 достигнет более высокого значения, что создаст в результате более высокий ток I_2 во вторичной обмотке во время выключенного состояния. И, наоборот, при уменьшении нагрузки, ток I_2 уменьшает свое значение.

Если выходное напряжение сравнить с опорным напряжением, и полученной разностью управлять ШИМ-модулятором, получается замкнутая петля обратной связи, а схема постоянно сохраняет постоянное значение выходного напряжения.

Идеальная схема обратноходового преобразователя не имеет потерь, так как в любое время переключаящий элемент имеет или нулевое напряжение или нулевой ток. На практике, однако, имеются некоторые потери на переключение и проводимости в транзисторе VT_1 и также потери в трансформаторе, диоде и конденсаторах. Но эти потери не велики по сравнению со схемой линейного преобразователя.

Обратноходовой преобразователь напряжения с обратной связью. Более полная схема обратноходового преобразователя с обратной связью, основанная на примере типового решения, показана на рисунке 2.5.

На этой схеме показана петля обратной связи, по которой сигнал от выхода подается назад на ключевой транзистор. Эта петля обратной связи должна иметь развязку для того, чтобы диодная линия постоянного тока на выходе была гальванически разделена с цепями входного тока, что обычно выполняется с помощью сигнального трансформатора или оптронной диодной или транзисторной пары.

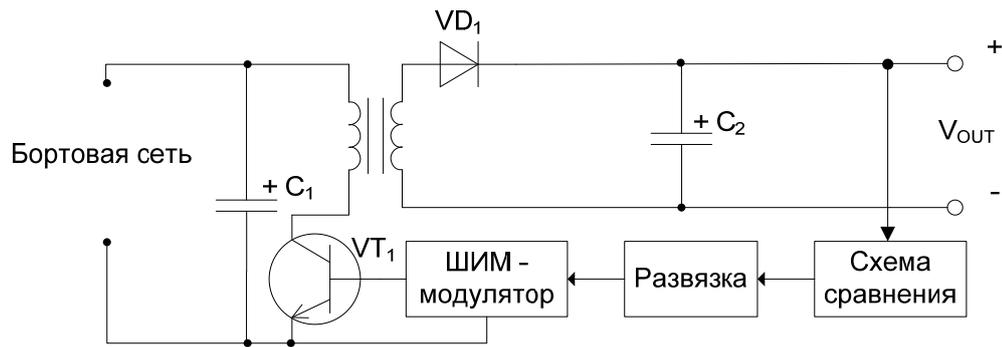


Рисунок 2.5. Обратногоходовой преобразователь напряжения сети

Прямоходовой преобразователь. Другая популярная конфигурация импульсного источника питания известна как схема прямоходового преобразователя и показана на рис. 2.6. Схема напоминает обратногоходовую, но имеются фундаментальные различия. Прямоходовой преобразователь накапливает энергию не в трансформаторе, а в выходной катушке индуктивности (дросселе). Точки, обозначающие начало обмоток на трансформаторе, показывают, что когда ключевой транзистор открыт, во вторичной обмотке появляется напряжение, и ток течет через диод VD_1 в катушку индуктивности. У этой схемы большая продолжительность включенного состояния ключа относительно выключенного состояния, более высокое среднее напряжение во вторичной обмотке и более высокий выходной ток нагрузки.

Когда транзистор VT_1 , закрывается, ток в катушке индуктивности не может измениться мгновенно и продолжает течь через диод VD_2 . Таким образом, в отличие от обратногоходовой схемы, ток от элемента сохраняющего энергию течет во время обеих половин цикла переключения. Поэтому прямоходовой конвертер имеет более низкое напряжение выходных пульсации, чем обратногоходовая схема при тех же самых выходных параметрах.

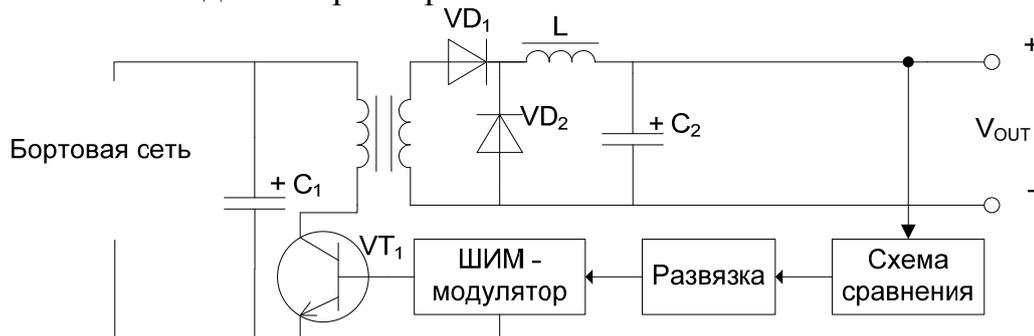


Рисунок 2.6. Прямоходовой преобразователь напряжения сети.

Импульсный преобразователь с несколькими выходами. Большинство импульсных источников питания имеют больше одного выхода. Например, для большинства источников питания цифровых схем в дополнение к выходному напряжению +5 В могут иметься выходы на напряжения +12, -12, +24 и -5 В. Эти

выходы используются в системах для питания всевозможных устройств типа формирователей сигналов для гибких и жестких дисков, принтеров, видеотерминалов, интерфейсов типа RS-232 и различных аналоговых схем. На рисунке 2.7 показан обратноходовой преобразователь с несколькими выходами. Напряжение обратной связи снимается с выхода +5 В и подается на ШИМ-модулятор, таким образом стабилизируя всю схему. Это означает, что вспомогательные выходы не стабилизируются в той же мере, как главный выход +5 В. На вспомогательные выходы устанавливают линейные стабилизаторы, как показано на рис. 2.7, чтобы обеспечить лучшую стабилизацию. Стандартные импульсные источники питания обычно имеют до пяти различных выходов.

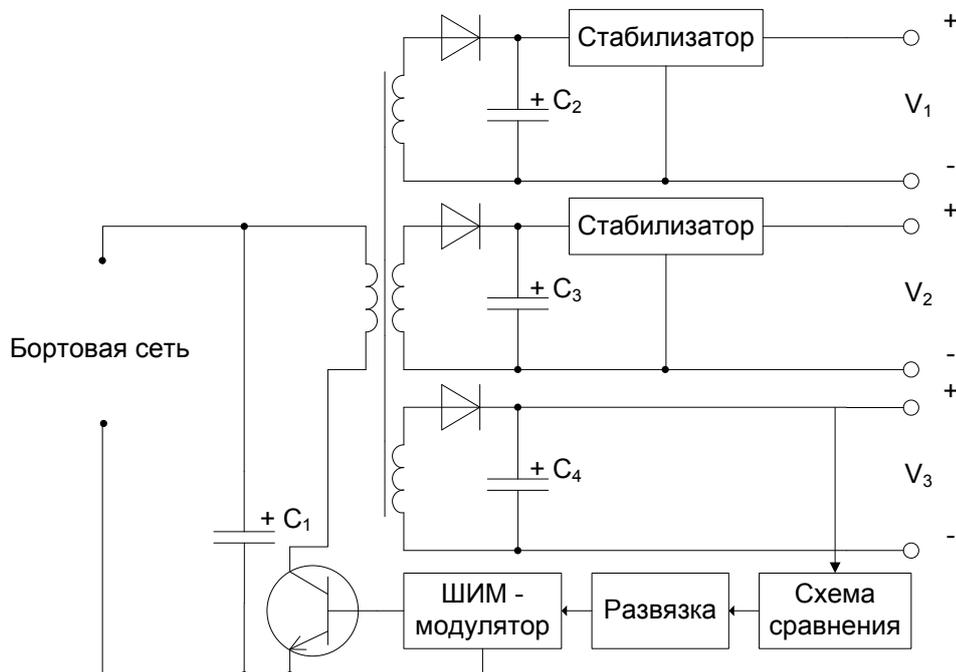


Рисунок 2.7. Обратноходовой преобразователь с несколькими выходами.

2.2.1. Другие варианты схемотехники

Имеется ряд схемотехнических решений для импульсных источников питания, показанных в упрощенной форме на рис. 2.8...2.12. Для простоты на них не показаны выпрямитель и сглаживающий фильтр.

Понижающий стабилизатор. Первая схема – это так называемый понижающий стабилизатор или стабилизатор понижающего типа. Понижающий стабилизатор работает подобно прямоходовому преобразователю за исключением того, что в нем не используется трансформатор и не имеется гальванической развязки входа и выхода схемы. Входное напряжение постоянного тока преобразуется в более низкое значение с помощью ключа управляемого ШИМ-модулятором. Эта схема часто выступает в качестве

высокоэффективного стабилизатора с тремя выводами.

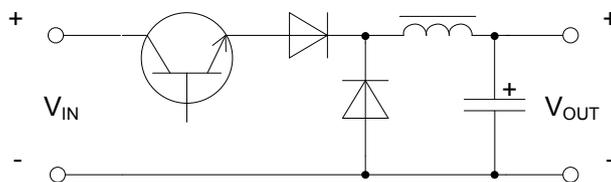


Рисунок 2.8. Схема понижающего стабилизатора.

Повышающий стабилизатор. Схема повышающего стабилизатора, показанная на Рис. 2.9, работает подобно схеме понижающего стабилизатора за исключением того, что выходное напряжение выше, чем входное. Фактически выходное напряжение равно входному напряжению плюс напряжение, определяемое переключением транзистора.

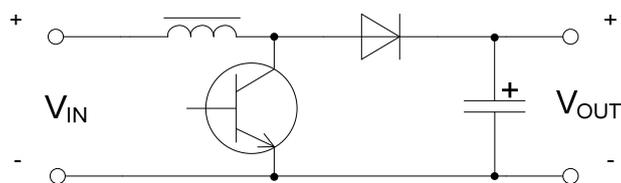


Рисунок 2.9 Схема повышающего стабилизатора.

Двухтактный прямоходовой преобразователь. На Рис. 2.10 показан двухтактный преобразователь, который является разновидностью прямоходового преобразователя за исключением того, что оба ключа включены в цепь первичной обмотки трансформатора.

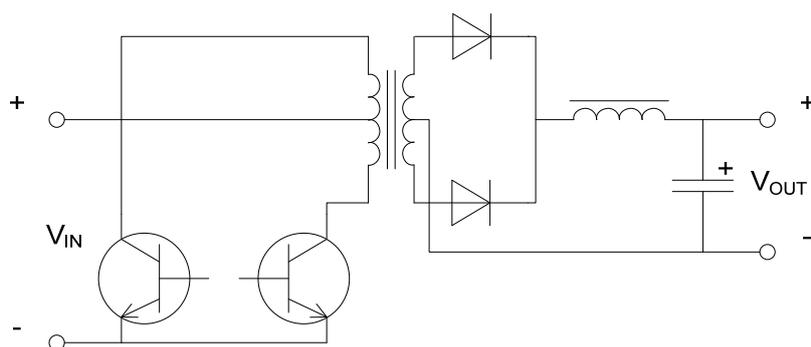


Рисунок 2.10. Схема двухтактного прямоходового преобразователя.

Полномостовой и полумостовой преобразователь. На Рис. 2.11 и 2.12 показаны еще две разновидности прямоходового преобразователя называемые соответственно полномостовым и полумостовым преобразователями. Единственное отличие от предыдущей схемы — способ, которым возбуждается

первичная обмотка трансформатора.

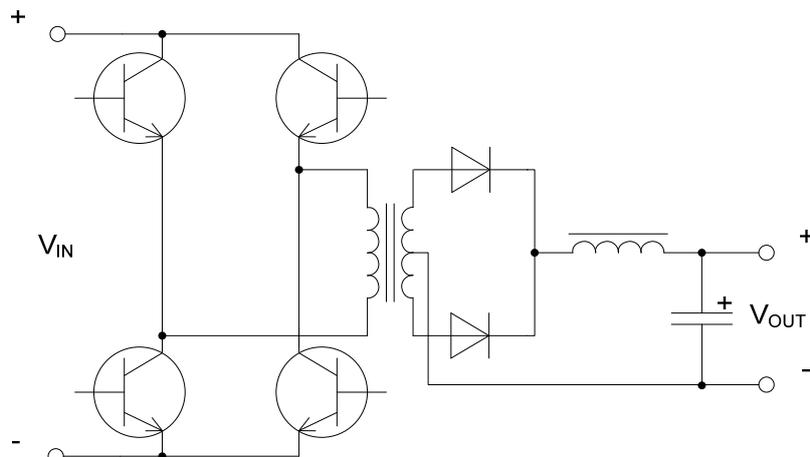


Рисунок 2.11. Схема полномостового преобразователя.

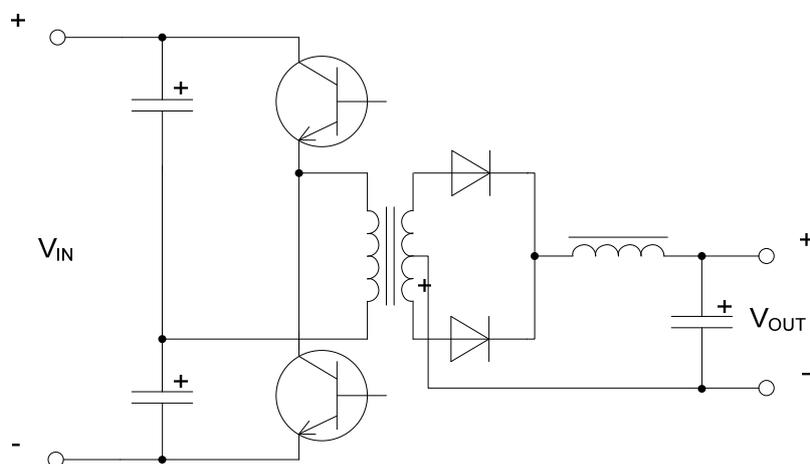


Рисунок 2.12. Схема полумостового преобразователя.

Локальная шина питания. Использование DC-DC конвертеров для распределения местного питания показано на Рис. 2.13. Здесь источник питания системы работает на стабилизированную шину питания напряжением 5 В, которая обычно подводится к ряду отдельных плат. Каждая плата системы, кроме питания логических схем, требует +12 В (DC), +15В (DC) или других напряжений для питания операционных усилителей, АЦП, ЦАП, индикаторов и других схем. Поэтому каждая плата системы может иметь один или больше DC-DC конвертеров, использующих напряжение пяти вольтовой шины питания как входное и производящие другие напряжения, необходимые для конкретных устройств.

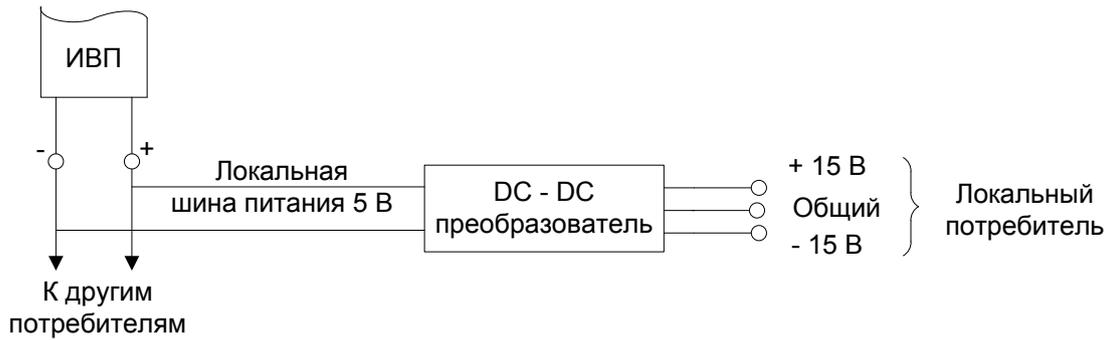


Рисунок 2.13. Подключение потребителей к локальной шине питания.

Трехвыводные импульсные стабилизаторы. Популярный тип DC-DC конвертера – это импульсный стабилизатор, показанный на Рис. 2.14. Это трехвыводная, не изолированная схема, которая преобразовывает входное высокое напряжение постоянного тока в более низкое, причем, как правило, имеет широкий диапазон входного напряжения. Эта схема имеет конфигурацию понижающего стабилизатора, описанного выше, и работает с выходной мощностью до 300 Вт.

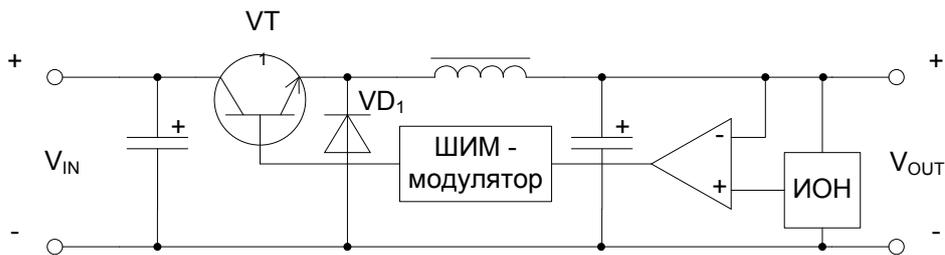


Рисунок 2.14. Трехвыводной импульсный стабилизатор.

Выходное напряжение сравнивается с опорным напряжением, полученная разность усиливается и возбуждает ШИМ-модулятор, который в свою очередь управляет ключевым транзистором. Энергия, запасенная в дросселе, определяется отношением времени, когда ключ открыт, ко времени, когда он закрыт. Ток течет через дроссель во время обеих половин цикла переключения или через транзистор VT1, или через диод VD1.

2.2.2. Последние достижения в построения ВИП.

Одной из главных тенденций развития источников питания является увеличение удельной мощности (выходная мощность единицы объема источника питания). Удельная мощность источников питания, выполненных на линейных компонентах, достигает 30 Вт/дм³. К середине 1980-х годов с помощью использования импульсных технологий это значение удалось поднять до 180 Вт/дм³, а удельная мощность недавних изделий достигает 2000-х годов 1000 Вт/дм³. Удельная мощность изделий, выполненных по новейшим технологиям,

достигает более 2300 Вт/дм³. Эти впечатляющие достижения были достигнуты при помощи комбинации различных методов:

- повышение частоты переключения, что позволяет уменьшить размеры элементов, сохраняющих энергию, типа катушек индуктивности и конденсаторов. Размеры трансформаторов и фильтров также уменьшаются с увеличением частоты переключения.

- использование технологии поверхностного монтажа и современных материалов подложек типа толстых пленок, керамических гибридных материалов и IMS (изолированных металлических подложек). Компоненты, предназначенные для технологии поверхностного монтажа, значительно меньше по размерам, чем их варианты для монтажа в отверстия; использование новых типов подложек решает проблемы отвода тепла от источников высокой температуры.

- улучшение качества компонентов, например, использование конденсаторов, имеющих лучшие значения удельной емкости, использование в качестве ключей полевых транзисторов вместо биполярных и использование новейших ферритовых материалов, подходящих для работы на высоких частотах.

- использование более высоких частот переключения предполагает некоторые проблемы. Они связаны с паразитными элементами схемы и другими явлениями, которые становятся более заметными при увеличении частоты переключения. Некоторые из них, перечислены ниже.

Потери при переключении. В импульсном источнике питания главный ключевой элемент — мощный полевой транзистор, который рассеивает некоторое количество энергии, переходя каждый раз из открытого состояния к закрытому и наоборот. Эти потери увеличиваются с увеличением частоты.

Потери за счет индуктивности рассеивания. Энергия из первичной обмотки трансформатора никогда не может быть передана без потерь во вторичную обмотку. Это показано на Рис. 2.15, в виде индуктивности рассеивания L_1 , включенной последовательно с идеальным трансформатором. Когда транзистор закрыт, энергия, представляет собой ток этой индуктивности, должна быть рассеяна обычно в специальной схеме подавителя, как показано на рисунке. Эта энергия нагревает резистор схемы подавителя и тратится впустую. Эти потери также увеличиваются с увеличением частоты переключения. Диод, показанный включенным параллельно с мощным полевым транзистором, является паразитным диодом этого транзистора.

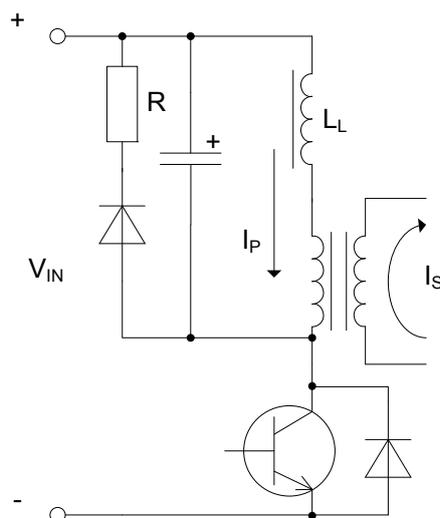


Рисунок 2.15. Схема, иллюстрирующая потери за счет индуктивности рассеивания.

Потери за счет емкости ключа. Параллельно с транзистором на Рис.2.15 изображен конденсатор, представляющий паразитную емкость. Когда транзистор закрыт, эта емкость заряжена и содержит энергию. Когда транзистор открыт, эта энергия рассеивается на сопротивлении открытого ключа. Эти потери тоже увеличиваются с увеличением частоты.

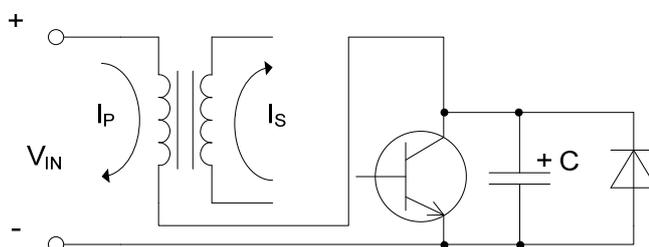


Рис.2.17. Схема, иллюстрирующая потери за счёт ёмкости ключа.

Резонансные преобразователи. Один из путей, с помощью которого можно избежать увеличения некоторых потерь, связанных с переключением на более высоких частотах, состоит в том, чтобы использовать один из вариантов схемотехники так называемого резонансного преобразователя. Использование резонансной схемы, состоящей из конденсатора и индуктивности, делает напряжение на ключе или ток через ключ равными нулю прежде, чем ключ перейдет в состояние ОТКРЫТО или ЗАКРЫТО. Это устраняет большинство потерь переключения и может устранять потери обусловленные емкостью ключа или потерями индуктивности рассеивания, описанные ранее. Упрощенное схемное решение резонансного конвертера, работающего при нулевом токе переключения, показано на Рис.2. 17.

Эта схема является измененной версией прямоходового преобразователя, где простой транзисторный ключ, заменен резонансным ключом, состоящим из компонентов VT1, VD1, LR и CR. Заметьте, что индуктивность рассеивания

трансформатора может образовывать или часть или всю резонансную индуктивность.

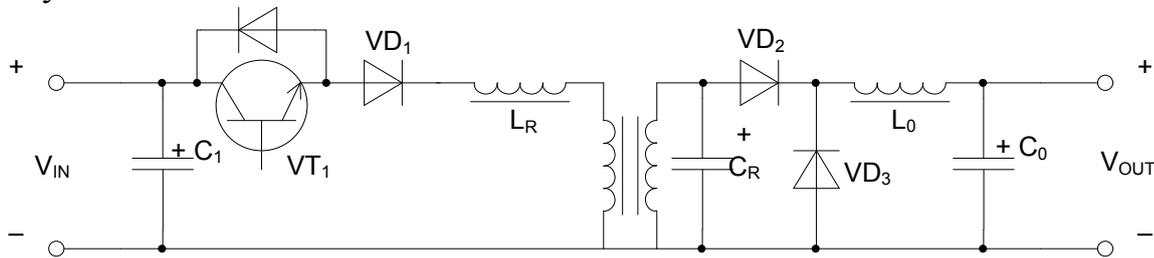


Рисунок 2.17. Схема для иллюстрации работы резонансного преобразователя.

Первоначально транзистор закрыт. Выходной ток течет через диод VD_3 и выходной дроссель L_0 в нагрузку. Энергия черпается от магнитного поля в дросселе L_0 . В некоторый момент времени, определяемый схемой управления, ключ VT_1 открывается. Ток в индуктивности L_R начинает увеличиваться и, так как этот ток вызывает ток во вторичной обмотке трансформатора, ток через диод VD_3 начинает сокращаться, а через диод VD_2 увеличиваться. Когда ток в дросселе L_0 будет полностью определяться током через диод VD_2 , напряжение на вторичной обмотке трансформатора начинает повышаться. Это повышение и последующее понижение происходят по синусоидальному закону, потому что L_R и C_R образуют резонансную схему. В это время ток в индуктивности L_R увеличивается до максимального значения и уменьшается до нуля, также по синусоидальному закону. В тот момент, когда ключ VT_1 закрывается, диод VD_1 предотвращает обратный ток через VT_1 , который был бы иначе вызван продолжающимся резонансным процессом в L_R и C_R .

Когда ток в L_R становится равным нулю, выходной ток течет через дроссель L_0 , диод VD_2 и емкость C_R . Емкость C_R быстро разряжается и тогда выходной ток снова начинает протекать через VD_3 и L_0 . На этом один резонансный цикл заканчивается и с открывания ключа VT_1 начинается следующий цикл. Так как транзистор открывается при токе равном нулю, потери на переключение снижаются. В связи с тем, что передача тока от диода VD_2 к VD_3 и наоборот замедлена присутствием индуктивности L_R и емкости C_R , снижение потерь переключения также наблюдается и в этих компонентах.

Однако, так как время от момента включения до момента выключения транзистора определяется собственной частотой резонансной схемы, выходное напряжение может управляться только изменением времени нахождения транзистора в выключенном состоянии и, следовательно, изменением частоты переключения схемы.

Наличие синусоидальных токов в системе означает увеличение пиковых значений токов, которые будут увеличивать потери проводимости, относительно схемы эквивалентного источника питания с прямоугольными колебаниями.

2.3. Организация преобразователей для различных типов ЭРД.

Электронагревный ракетный двигатель. В электронагревных ракетных двигателях (ЭНД) энергия передается рабочему веществу косвенным путем с помощью нагревательного элемента, питаемого постоянным или переменным током.

Несмотря на то, что ЭНД обладают наименьшим из всего семейства ЭРД удельным импульсом (5000...20000 м/с), необычная простота схемы питания и конструкция собственно двигателя, а также самая низкая из всех ЭРД цена тяги ставят ЭНД в ряде задач стабилизации и коррекции КЛА на первое место.

Преимущества ЭНД, позволяющие снизить энергетические затраты на единицу тяги, раскрываются при использовании в качестве рабочих тел веществ, разлагающихся при нагреве с дополнительным выделением энергии (например, гидразин N_2H_4).

На рис. 2.18 приведена структурная схема системы преобразования и управления для одного канала коррекции ЭНД.

Здесь первичный источник через автомат защиты сети (АЗС) питает коммутирующие и стабилизирующие устройства (КСУ) ЭНД.

Установка АЗС вызвана рядом причин:

- необходимость обесточить силовые цепи с ЭРД в режимах длительных пауз в работе;
- защита сети в случаях, когда кроме ЭРД от ВИП питаются и другие потребители энергии.

Обычно в качестве АЗС применяют контактное устройство с импульсным дистанционным управлением и тепловой и электромагнитной защитой от перегрузок. Такие аппараты, как правило, допускают ограниченное число включений и выключения цепей, связанных с разрывом тока. Поэтому последовательно АЗС располагают соответственно КСУ, выполненные на бесконтактных элементах, для которых число включений практически не ограничено. Для первичного источника с выходом на постоянном токе такими элементами могут служить транзисторы и тиристоры, а в системах с ВИП на переменном токе наиболее эффективно применение магнитных коммутирующих устройств на основе дросселей насыщения и магнитных усилителей.

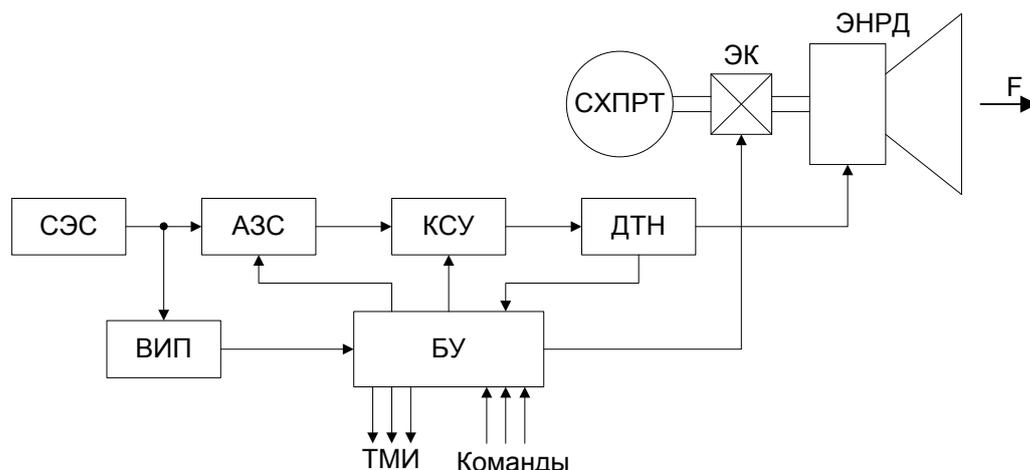


Рисунок 2.18. Схема системы преобразования и управления термоэлектрическим электронагревным двигателем.

Датчик тока (и/или напряжения) ДТН служит в качестве измерительного органа в системе стабилизации режима ЭНД, а также для передачи в канал телеметрии (ТМИ) информации об отработке команды на включение ЭНД, об уровне потребляемой им мощности, о температуре в критических точках установки и т. п.

Блок управления (БУ) содержит устройства, осуществляющие отработку команд управления, регулирования и стабилизации режимов ЭНД; системы, выполняющие анализ состояния ЭРДУ и обеспечивающие ввод резервных узлов. В БУ входят также узлы управления СХПРТ с электроклапаном (ЭК), и блоки обработки телеметрических данных.

Рассмотренная структурная схема системы питания и управления (СПУ) незначительно изменяется в зависимости от назначения ЭНД и его мощности, однако ее элементы претерпевают существенные качественные изменения, когда изменяется мощность двигателя, ресурс, надежность и условия теплообмена.

Дуговые электроракетные двигатели. Электродуговые ракетные двигатели (ЭДД) отличаются от ЭНД в первую очередь физическими процессами, происходящими при передаче энергии рабочему веществу - его нагрев производится непосредственно дугой горящей в рабочем веществе. Это обстоятельство позволяет увеличить температуру рабочего тела и, следовательно, мощность и удельный импульс отдельного ЭДД.

На рис. 2.19 приведена принципиальная схема системы преобразования и управления ЭДД мощностью 30 кВт.

Первичный источник, например солнечной термодинамической СЭС с генератором переменного тока (ГПТ), питает соединенные в треугольник первичные обмотки трансформатора (Тр) при частоте 1000 Гц. Для стабилизации режимов ПИ в системе управления предусмотрены регуляторы выходного

напряжения генератора (РН) и частоты (РЧ).

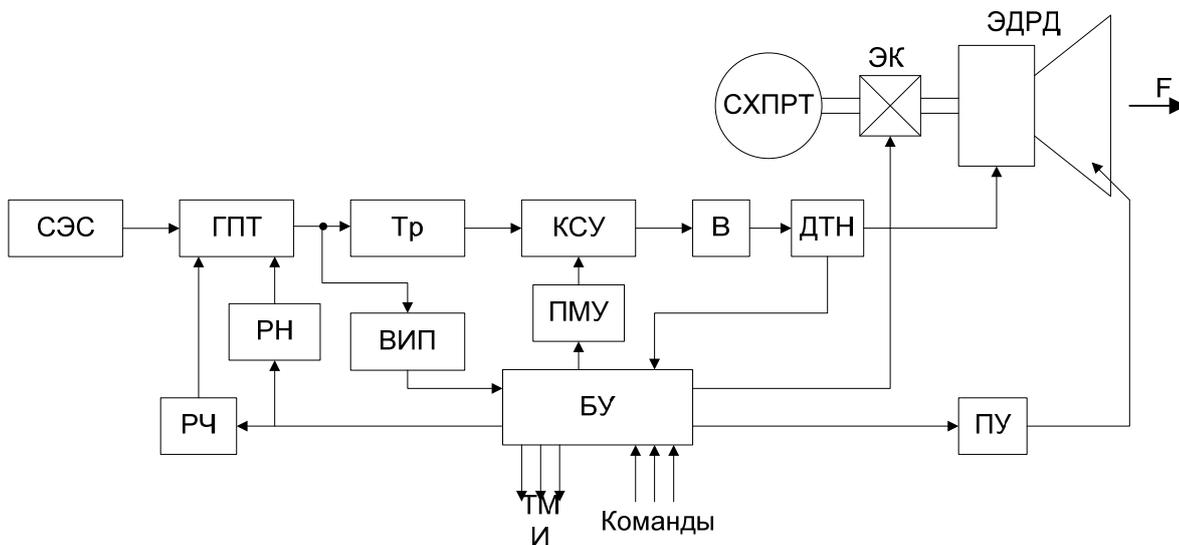


Рисунок 2.19. Схема системы преобразования и управления электродуговым двигателем.

К вторичным обмоткам трансформатора через коммутирующее и стабилизирующее устройство (КСУ) и полупроводниковый выпрямитель (В) подключен дуговой двигатель (ЭДД). В качестве КСУ здесь применен трехфазный дроссель насыщения, управление которым осуществляется промежуточным магнитным усилителем (ПМУ).

Для запуска ЭДД служит специальное поджигающее устройство (ПУ), осуществляющее иницирующий пробой в дуговом промежутке.

Блок управления (БУ) выполняет операции обработки пусковых команд, управляет ПМУ и ПУ, стабилизирует режимы генератора переменного тока (ГПТ), а также осуществляет обработку телеметрической информации (ТМИ).

Импульсные плазменные двигатели. Принцип действия импульсных плазменных двигателей (ИПД) основан на взаимодействии магнитного поля с током разряда емкостного или индуктивного накопителя энергии.

Отличительные особенности и определенные преимуществами ИПД послужили причинами широких исследований этого типа двигателя разработчиками космических систем различного назначения

Практически мгновенная готовность к включению, незначительная инерционность, широкие пределы регулирования тяги и точность дозировки импульса, линейный характер тяговой характеристики большой ресурс и незначительная мощность источника питания – далеко не полный перечень достоинств ИПД. Импульсный режим работы ИПД позволяет за промежуток времени 10^{-6} – 10^{-4} с затратить на ускорение рабочего тела энергию порядка $(0,5-10) \cdot 10^3$ Дж без возникновения опасных напряжений в элементах и узлах

ИПД. На рис. 2.20 схематически изображены ИПД с СПУ.

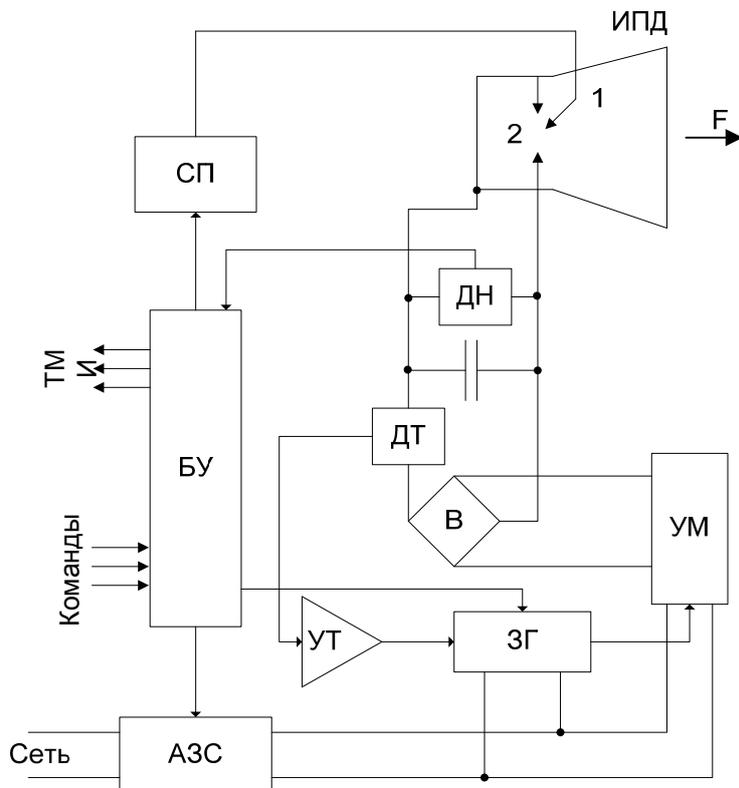


Рисунок 2.20 Система преобразования и управления импульсным плазменным двигателем.

По команде из БУ включается автомат АЭС, который подает питание в СПУ и начинают работать задающий генератор преобразователя (ЗГ) и управляемый им усилитель мощности переменного тока (УМ). Конденсатор С заряжается до напряжения U_C через выпрямитель (В).

По команде из блока управления (или бортовой ЭВМ) срабатывает схема поджига (СП), создающая слаботочный разряд в игнaitере 1, инициирующий основной разряд конденсатора С между электродами 2.

Известно, что если не принять специальных мер, то в лучшем случае энергия, выделяющаяся в активных элементах зарядного устройства (проводниках, выпрямителях), теоретически равна энергии, запасаемой в конденсаторе, и, следовательно, КПД заряда не может превышать 50% независимо от величины сопротивления в цепи заряда.

Самым эффективным способом увеличения КПД заряда является управление выходным напряжением зарядного устройства по определенному закону в течение всего времени заряда τ_3 . Такое управление может быть реализовано, например, по схеме, приведенной на рис. 2.20. Датчик зарядного тока (ДТ) через усилитель постоянного тока (УТ) так воздействует на ЗГ, осуществляя широтно-импульсную модуляцию выходного напряжения, что в

течение τ_3 соблюдается условие постоянства зарядного тока $i_3 \approx \text{const}$. При достижении напряжения заряда конденсатора U_C заданной величины, по сигналу датчика напряжения (ДН) БУ отключает ЗГ.

Плазменно-ионные двигатели. В плазменно-ионном, или электростатическом, двигателе (ПИД) на частицы рабочего вещества, обладающие электрическим зарядом, воздействуют кулоновские силы электростатического поля. Ускоренные этими силами частицы могут быть атомарными или молекулярными ионами, заряженными коллоидными частицами или даже пылинками и каплями.

Ускорение заряженной частицы до больших скоростей в ПИД и, следовательно, получение больших значений удельных импульсов ЭРДУ в основном определяется ускоряющим напряжением и не связано с созданием высоких температур в камере двигателя.

Для ПИД разработанных типов могут быть реализованы скорости в диапазоне $(30 < v < 200) \cdot 10^3$ м/с, что соответствует удельному импульсу $3 \cdot 10^4 < I_{\text{ДВ}} < 20 \cdot 10^4$ м/с.

Для подавляющего большинства исследованных ПИД оптимальное напряжение на ускоряющих электродах находится в диапазоне $800 < E_L < 10000$ В. Это обстоятельство обуславливает ряд жестких требований к СПУ, связанных с электрической прочностью изоляции трансформаторов, выпрямителей, фильтров и кабелей для этого класса ЭРД не только для силовых, но и для всех вспомогательных цепей, находящихся под высоким потенциалом.

На рис. 2.21 показана структурная схема системы питания и управления плазменно-ионного двигателя. Рабочее вещество из системы хранения и подачи (СХПРТ) подается в газоразрядную камеру (ГРК), откуда после ионизации при разряде между катодом (К) и анодом (А) попадает в промежуток между экраном (Э) и ускоряющим электродом (У) и, ускоряясь, покидает ПИД, создавая тягу.

Рассмотрим более подробно систему питания и управления ПИД. Основными задачами СПУ являются: обеспечение функций питания и управления ПИД, минимизация конструкции источника, рационализация или оптимизация способов регулирования режимов ПИД, соблюдение необходимых тепловых режимов, заданная надежность.

Реализуемые показатели СПУ обеспечивают параметры:

– энергетический КПД	92%
– масса на единицу мощности, кг/кВт	3,6
– надежность (при ресурсе 10000 ч)	0,96

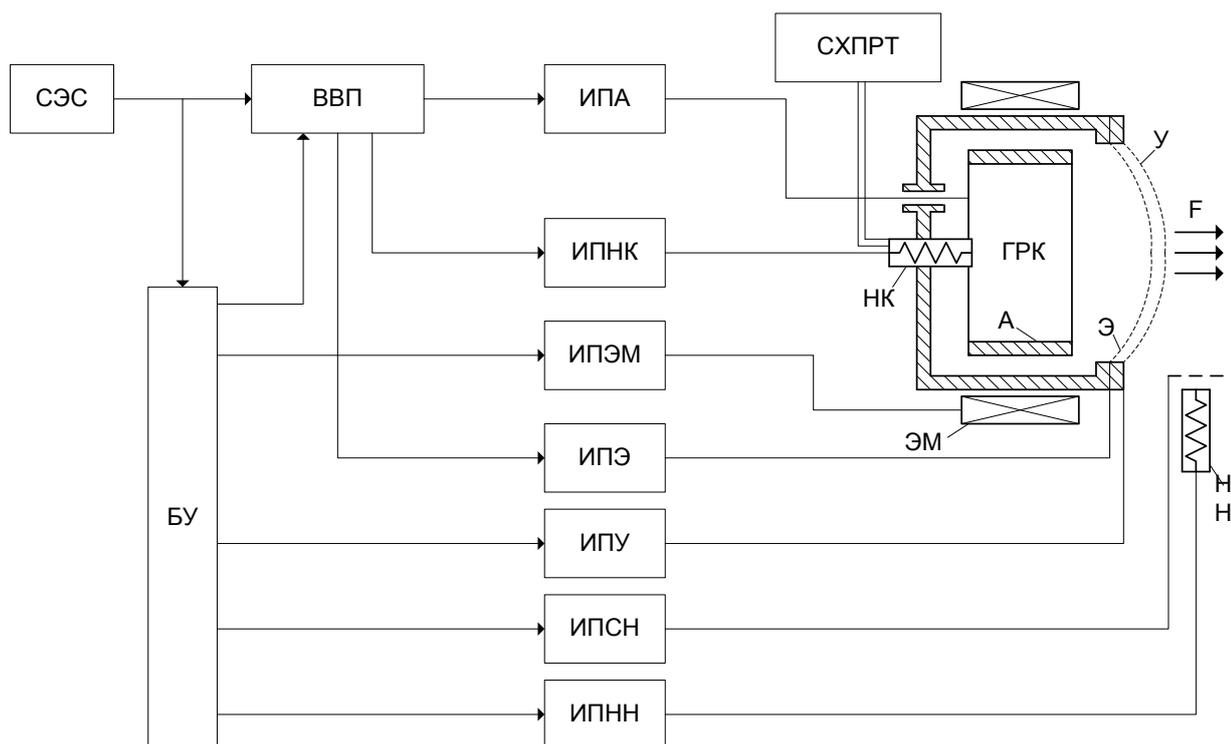


Рисунок 2.21. Структурная схема системы питания и управления плазменно-ионного двигателя

Вырабатываемые СПУ напряжения создают инверторы и конверторы, работающие на разных частотах. Выходное напряжение СЭС меняется в зависимости от нагрузки, поэтому для питания нагрузок, требующих стабилизации напряжения, применяется высоковольтный преобразователь (ВВП). По соображениям надежности каждый узел ЭРД мощностью 100-300 Вт питает отдельный источник. Для обеспечения больших мощностей, например для питания ускоряющих электродов ионной оптики, последовательно соединяются несколько ячеек преобразователей (источник питания ускоряющего электрода (ИПУ)).

Источник ИПЭМ служит для питания электромагнита газоразрядной камеры (ГРК) ПИД. Управление электромагнитом осуществляется сигналом от блока управления (БУ). Управляющий сигнал, поступающий от БУ, может изменять выходной ток от нуля до максимального значения ступенями или плавно в зависимости от требуемых характеристик первичного или повторного запуска ЭРД.

Источник ИПНК питает накальный катод двигателя. ИПЭ – источник питания экранного электрода ионно-оптической системы (ИОС). ИПУ – источник питания ускоряющего электрода ИОС. Для питания анода газоразрядной камеры предназначен источник ИПА. Питание нагрева катода нейтрализатора ПИД осуществляется от источника ИПНН, а его регулятор системы накала питается от источника ИПСН. Блок управления (БУ) обеспечивает централизованное управление взаимосвязанными источниками питания ПИД на всех этапах его работы – на пусковом и стационарном режиме, в аварийных ситуациях и при

останове.

Аналоговая часть БУ содержит операционные и измерительные усилители на интегральных схемах, и обеспечивают охват ПИД тремя основными контурами управления и регулирования.

– первый - управление тягой ПИД осуществляется изменением расхода рабочего тела.

– второй контур управляет мощностью цепи разряда ионного источника. Функциональная связь между током разряда и ионным током пучка осуществляется генератором аналоговых функций, изменяющим эталонного напряжения в регуляторе первого контура по закону, определенному при тарировочных комплексных испытаниях ПИД.

– третий контур управляет током нагревателя нейтрализатора, обеспечивая равенство ионного тока пучка и электронного тока нагревателя.

БУ содержит также системы переработки телеметрических команд и передачи телеметрической информации, устройства выдержек временных интервалов, логические системы защиты и анализа отказов в источниках, вырабатывающие сигналы ввода резервных модулей.

Стационарный плазменный двигатель (СПД). СПД по характеру протекающих в нем физических процессов относится к классу плазменных двигателей с замкнутым дрейфом электронов и протяженной зоной ускорения, этот тип двигателей называют холловским.

Как видно из представленной на рис. 2.22 схемы, коаксиальная магнитная система 1 с катушками намагничивания 2 создает радиальное квазиравномерное магнитное поле на участке полюсных наконечников 3. Кольцевая нейтраллизатор диэлектрическая камера 4 расположена между полюсами магнитной системы. Анод 8, являющийся одновременно газораспределителем, размещен в глубине камеры. Катод – нейтраллизатор 6 расположен у среза камеры и содержит стартовый нагреватель 5. Источник питания, содержащий транзисторный преобразователь напряжения (П), подключается через резервированный инвертор стартового нагревателя катода (СН) и схему поджига (СП), соответственно к электродам 5, 8 и поджигному элементу через дроссель 7. Направления магнитного поля H и электрического E показаны стрелками.

Относительная простота систем ЭРДУ с СПД, их высокая надежность, низкие значения цены тяги $\gamma < 2$ кВт/мН при небольших анодных напряжениях ($U_p < 300$ В), также достаточно высокие реализуемые мощности (0,5—5 кВт) выдвигают СПД, несмотря на относительно низкие значения удельного импульса $(1—2) \cdot 10^4$ м/с, в первые ряды перспективных ЭРД самого широкого применения, в особенности при суммарном импульсе, превышающем 50 кН·с.

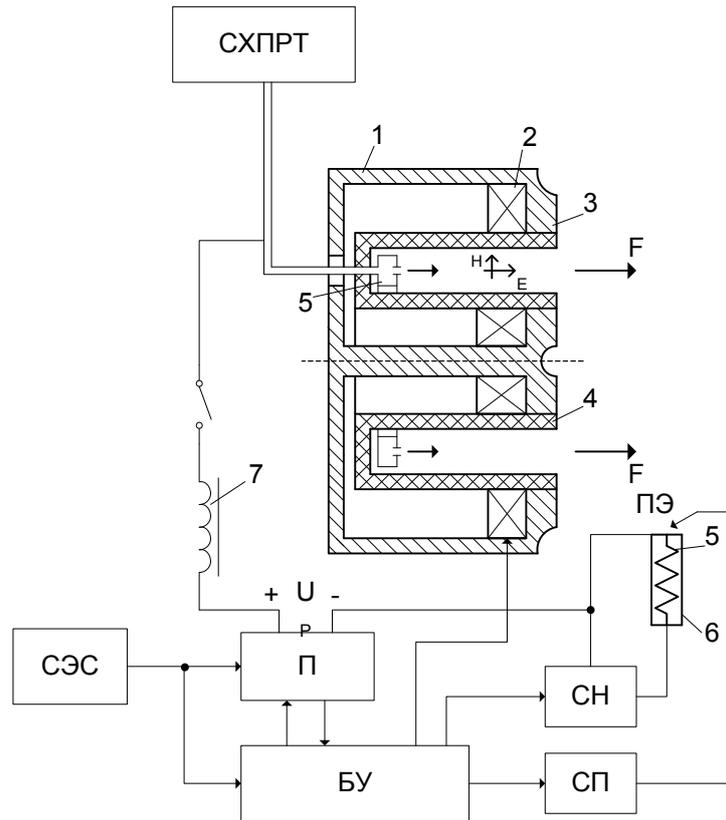


Рисунок 2.22. Схема питания и управления стационарным плазменным двигателем.

Торцевой холловский двигатель (ТХД). Схема еще одной разновидности холловских двигателей – магнито-плазменного или торцевого приведена на рис. 2.23. В отличие от СПД, направление газоразрядного тока совпадает с силовыми линиями магнитного поля. Вследствие этого из-за высокой проводимости плазмы электрическое поле в ней сравнительно невелико и, следовательно, ТХД, как правило, требуют низких, <100 В, напряжений источников питания при больших (100–2000А) токах. По этой же причине в ТХД отпадает необходимость в применении отдельного катода – компенсатора: его роль автоматически выполняет центральный катод двигателя 1, работающий в режиме термоэлектронной эмиссии.

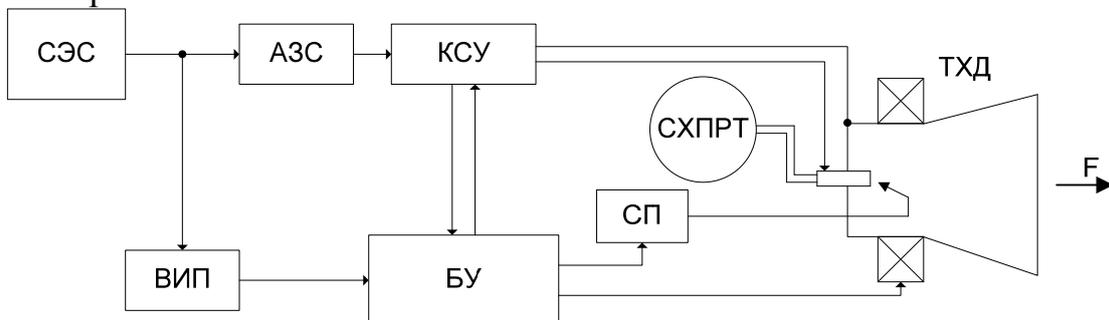


Рисунок 2.23. Схема питания и управления торцевым холловским двигателем

Ориентировочно ТХД целесообразно использовать в диапазон мощностей от 1 до 100кВт.

3. Расчет и выбор основных элементов модуля электропитания ЭРД

Оценочный расчет и выбор основных элементов модуля электропитания ЭРД позволяет определить возможные массовые и габаритные показатели и охарактеризовать тепловыделение ВИП.

В задании рассматриваются следующие варианты модулей:

- импульсный стабилизатор тока;
- импульсный стабилизатор напряжения;
- одноконтный преобразователь напряжения;
- двухконтный мостовой преобразователь напряжения;

Основные процедуры решения следующие:

- задаться исходными данными и константами по ранее определенным параметрам ЭРД;
- провести оценочный расчет импульсных характеристик;
- провести выбор силовых элементов;
- провести расчет и выбор дросселя или трансформатора;
- оценить удельные параметры системы электропитания ЭРД.

3.1. Импульсный стабилизатор тока (ИСТ).

ИСТ рис. 3.1 может быть применен для поддержания требуемого уровня тока или диапазона изменения тока на нагрузке (накал катодов разрядной камеры ЭРД, магнитная катушка, зарядное устройство и т. п.) с заданным допуском на точность стабилизации. ИСТ применим в случае если необходимый уровень напряжения на нагрузке ниже напряжения бортовой сети СЭС КА.

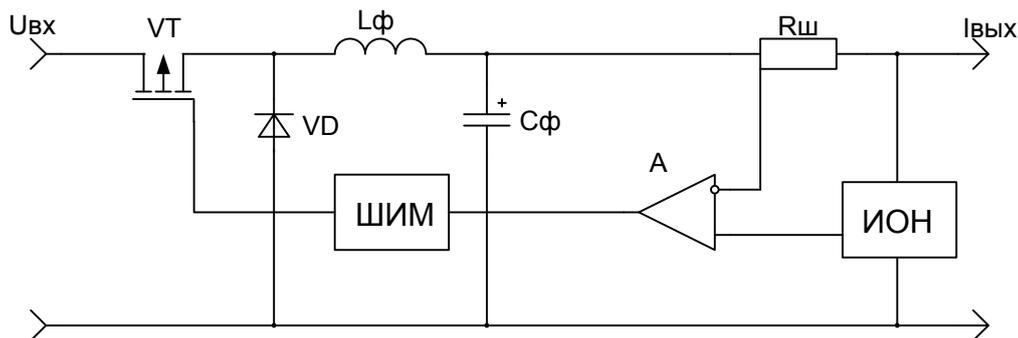


Рисунок 3.1. Импульсный стабилизатор тока.

Исходные данные:

- напряжение бортовой сети СЭС и его допуск или диапазон $U_{сэс} \pm \Delta U$ (28 ± 1.5)В или (24...35)В;
- мощность нагрузки P_n (из расчетов рабочих параметров ЭРД);

– ток нагрузки и его допуск $I_{н\pm\Delta I}$ (из расчетов рабочих параметров ЭРД режим стабилизации ΔI принять 1...2 %) или диапазон тока нагрузки $I_{нmin}$, $I_{нmax}$ в случае регулируемого стабилизатора тока;

– начальное значение коэффициента полезного действия ИСТ η (принять 0.85...0.9);

– частота преобразования $f_{п}$ (принять 100...200 кГц).

Расчет.

1. Определить коэффициент заполнения импульсов ШИМ регулятора: минимальный

$$\gamma_{\min} = \frac{I_{н\min}}{I_{н\max} + I_{н\min}} \quad 3.1$$

номинальный

$$\gamma_{\text{НОМ}} = \frac{I_{н}}{I_{н\max} + I_{н\min}} \quad 3.2$$

максимальный

$$\gamma_{\max} = \frac{I_{н\max}}{I_{н\max} + I_{н\min}} \quad 3.3$$

где $I_{н\max}=I_{н}+\Delta I$; $I_{н\min}=I_{н}-\Delta I$; или для диапазона тока нагрузки $I_{н}=(I_{н\min}+I_{н\max})/2$

2. Определить минимальное значение индуктивности дросселя из условия неразрывности тока в цепи нагрузки:

$$L_{\min} = \frac{U_{\text{сэс}} \cdot \gamma_{\text{НОМ}} \cdot (1 - \gamma_{\text{НОМ}})}{2 \cdot I_{н\min} \cdot f_{п}} \quad 3.4$$

3. Определить значение максимального тока коллектора (стока) силового транзистора:

$$I_{к\max} = \frac{P_{н} \cdot (1 - \gamma_{\text{НОМ}})}{\eta \cdot U_{\text{сэс}} \cdot \gamma_{\min}} + \frac{U_{\text{сэс}} \cdot \gamma_{\min}}{2 \cdot L \cdot f_{п}} \quad 3.5$$

где $L=(1.1...1.3) \cdot L_{\min}$.

4. Определить максимальное значение напряжения на силовом транзисторе из условия его отсечки:

$$U_{VT\max} = \frac{U_{\text{сэс}}}{1 - \gamma_{\max}} \quad 3.6$$

5. По рассчитанным параметрам тока, напряжения и мощности нагрузки выбирать транзистор из справочников (или из таблицы 1). В случае, если рассчитанные значения превышают параметры реальных транзисторов, необходимо применить два или более каскадов стабилизаторов тока, работающих

параллельно.

6. Определить значение обратного напряжения защитного и разрядного диодов:

$$U_{VD} = \frac{U_{сэс}}{1 - \gamma_{\max}} \quad 3.7$$

7. Из справочников (или из таблицы 2п) выбрать диоды по параметрам обратного напряжения и прямому току который равен $I_{\text{кmax}}$. В случае, если нет диода с требуемыми параметрами можно применить их параллельно последовательное включение.

8. Определить значение емкости фильтрующего конденсатора:

$$C = \frac{\sqrt{2} \cdot \sin(\gamma_{\text{ном}} \cdot \pi)}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_{\Pi} \cdot (1 - \gamma_{\max}) \cdot U_{\text{н}}} \cdot \left(I_{\text{н}} + \frac{U_{сэс}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\Pi} \cdot L_{\min}} \right) \quad 3.8$$

где $U_{\text{н}} = P_{\text{н}} / I_{\text{н}}$.

9. Из справочников (для примера из таблицы 3п) выбрать конденсатор по значениям емкости (рассчитанная емкость в фарадах) и значению напряжения $U_{\text{н}}$. Если требуемый конденсатор отсутствует применить параллельное включение двух или более конденсаторов до достижения требуемой емкости и последовательное для достижения предельного напряжения пробоя.

10. Определить габаритную мощность сердечника дросселя из условия $P_{\text{габ}} \geq P_{\text{н}}$, для чего рассчитать значение произведения площадей поперечного сечения сердечника магнитопровода $S_{\text{м}}$ и площади окна сердечника $S_{\text{о}}$:

$$S_{\text{мо}} = S_{\text{м}} \cdot S_{\text{о}} = \frac{150 \cdot P_{\text{габ}}}{f \cdot B_{\text{м}} \cdot k_{\text{с}}} \quad 3.9$$

где $S_{\text{мо}}$ определено в см^4 ; коэффициент формы сердечника $k_{\text{с}} = 0,7$ для Ш-образных и броневых сердечников и $k_{\text{с}} = 0,35$ для торообразных сердечников; $B_{\text{м}}$ – максимальная индукция сердечника найти по справочникам (или из таблицы 4 приложения) по выбранной марке феррита (рекомендуется 1500НМ1, 2, 3).

По значению $S_{\text{мо}}$ выбрать из справочников (или из таблицы 5п) сердечник дросселя с большим значением $S_{\text{мо}}$ и определить значения сечения сердечника $S_{\text{м}}$ и сечения окна $S_{\text{о}}$.

11. Определить число витков дросселя:

$$W = \frac{L \cdot I_{\text{н}} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot S_{\text{м}}} \quad 3.10$$

По рассчитанному значению W числа витков принять ближайшее большее целое, даже в случае если число витков будет меньше единицы.

Определение магнитного зазора дросселя в этой работе является необязательным, поскольку для дросселей построенных на основе ферритовых

колец зазор определяется возможностями технологических разрезов.

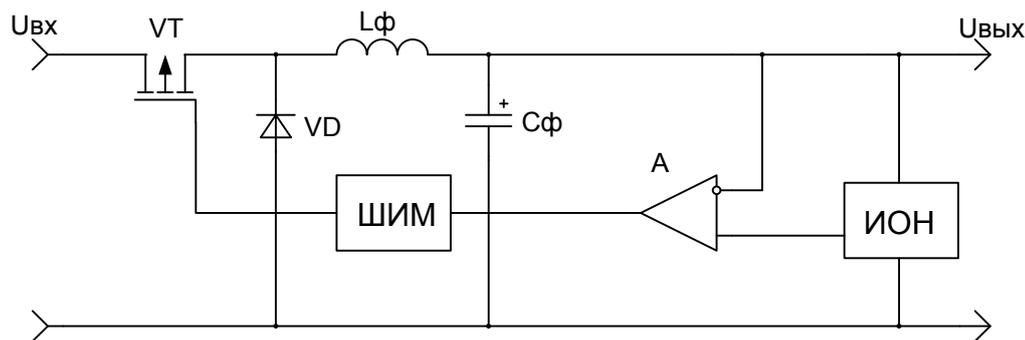
12. Внести результаты расчета в сводную таблицу 3.1.

Таблица 3.1. Сводные данные расчета стабилизатора тока (пример).

Транзистор	Тип IRFZ34	Ток 30 А	Напряжение 60 В
Диод	Тип КД213	Ток 10 А	Напряжение 100 В
Конденсатор	Тип К56-6	Емкость 50 μF	Напряжение 63 В
Дроссель	Тип 1500НМ	Размер К6.0×3.0×1.5	Число витков 1

3.2. Импульсный стабилизатор напряжения (ИСН).

ИСН рис. 3.2 может быть применен для поддержания требуемого уровня напряжения или диапазона изменения напряжения на нагрузке (питание блоков управления ЭРД, питание датчиков, питание исполнительных устройств и т.п.) с заданным допуском на точность стабилизации. ИСН применим в случае если необходимый уровень напряжения на нагрузке ниже напряжения бортовой сети СЭС КА.



Рис

унок 3.2. Импульсный стабилизатор напряжения.

Исходные данные:

- напряжение бортовой сети СЭС и его допуск или диапазон $U_{сэс} \pm \Delta U$ (28 ± 1.5)В или (24...35)В;
- мощность нагрузки P_n (из расчетов рабочих параметров устройств);
- напряжение нагрузки и его допуск $U_n \pm \Delta U$ (из расчетов рабочих параметров устройств режим стабилизации ΔU принять 0.1...0.5 %);
- начальное значение коэффициента полезного действия ИСН η (принять 0.85...0.9);
- частота преобразования f_p (принять 100...200 кГц).

Расчет.

1. Определить коэффициент заполнения импульсов ШИМ регулятора ИСН: минимальный

$$\gamma_{\min} = \frac{U_{n \max}}{U_{сэс \max} + U_{n \min}} \quad 3.11$$

номинальный

$$\gamma_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{сэс max}} + U_{\text{н}}} \quad 3.12$$

максимальный

$$\gamma_{\text{max}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{сэс min}} + U_{\text{н}}} \quad 3.13$$

где $U_{\text{нmax}}=U_{\text{н}}+\Delta U$; $U_{\text{нmin}}=U_{\text{н}}-\Delta U$, а для диапазона напряжения СЭС $U_{\text{сэс}}=(U_{\text{сэсmin}}+U_{\text{сэсmax}})/2$ и для предельных значений СЭС $U_{\text{сэсmin}}=U_{\text{сэс}}-\Delta U$; $U_{\text{сэсmax}}=U_{\text{сэс}}+\Delta U$

2. Дальнейшее решение проводится аналогично п.п. 2 – 12, а результаты представляются в итоговой таблице аналогично таблице 3.1.

3.3 Однотактный преобразователь напряжения (ОПН).

ОПН рис. 3.3 может быть применен для преобразования и поддержания требуемого уровня напряжения или диапазона изменения напряжения на нагрузке (питание блоков ЭРД, питание аппаратуры с повышенным напряжением, питание исполнительных устройств и т.п. с неизменной по времени нагрузкой) с заданным допуском на точность стабилизации. ОПН применим в случае если необходимый уровень напряжения на нагрузке выше напряжения бортовой сети СЭС КА, а мощность нагрузки не превышает 500 Вт.

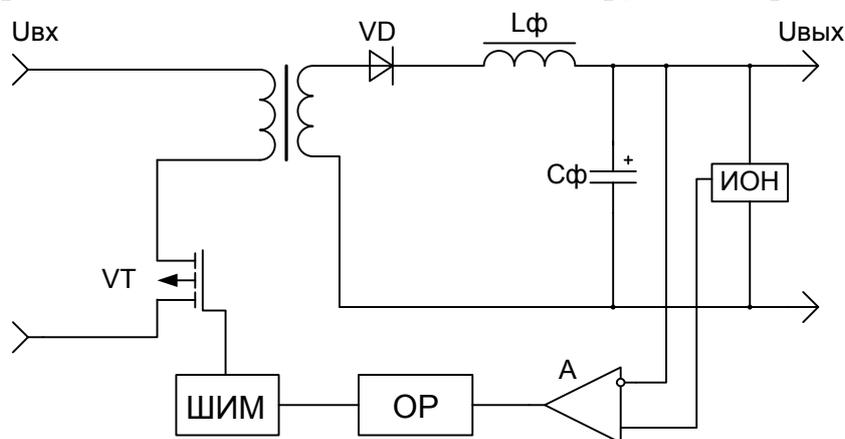


Рисунок 3.3. Однотактный преобразователь напряжения

Исходные данные:

- напряжение бортовой сети СЭС и его допуск или диапазон $U_{\text{сэс}}\pm\Delta U$ (28 ± 1.5)В или (24...35)В;
- мощность нагрузки $P_{\text{н}}$ (из расчетов рабочих параметров ЭРД);
- напряжение нагрузки и его допуск $U_{\text{н}}\pm\Delta U$ (из расчетов рабочих параметров устройств режим стабилизации ΔU принять 1...5 %);
- начальное значение коэффициента полезного действия ИСТ η (принять

0.85...0.9);

- коэффициент трансформации $k=U_H/U_{сэс}$ принимать в пределах 2...20
- частота преобразования f_H (принять 100...200 кГц).

Расчет.

1. Определить коэффициент заполнения импульсов ШИМ регулятора: минимальный

$$\gamma_{\min} = \frac{U_{H \max}}{k \cdot U_{сэс \max} + U_{H \min}} \quad 3.14$$

номинальный

$$\gamma_{\text{ном}} = \frac{U_H}{k \cdot U_{сэс \max} + U_H} \quad 3.15$$

максимальный

$$\gamma_{\max} = \frac{U_H}{k \cdot U_{сэс \min} + U_H} \quad 3.16$$

где $U_{H \max}=U_H+\Delta U$; $U_{H \min}=U_H-\Delta U$, а для диапазона напряжения СЭС $U_{сэс}=(U_{сэс \min}+U_{сэс \max})/2$ и для предельных значений СЭС $U_{сэс \min}=U_{сэс}-\Delta U$; $U_{сэс \max}=U_{сэс}+\Delta U$

2. Определить минимальное значение индуктивности первичной обмотки из условия неразрывности тока в цепи нагрузки:

$$L_{\min} = \frac{U_{сэс} \cdot \gamma_{\text{ном}} \cdot (1 - \gamma_{\text{ном}})}{2 \cdot I_{H \min} \cdot f_H \cdot k} \quad 3.17$$

3. Определить значение максимального тока коллектора (стока) силового транзистора:

$$I_{k \max} = \frac{P_H \cdot (1 - \gamma_{\text{ном}})}{\eta \cdot U_{сэс} \cdot \gamma_{\min}} + \frac{U_{сэс} \cdot \gamma_{\min}}{2 \cdot L \cdot f_H} \quad 3.18$$

где $L=(1.1 \dots 1.3) \cdot L_{\min}$.

4. Определить максимальное значение напряжения на силовом транзисторе из условия его отсечки:

$$U_{VT \max} = \frac{U_{сэс}}{1 - \gamma_{\max}} \quad 3.19$$

5. По рассчитанным параметрам тока, напряжения и мощности нагрузки выбирать транзистор из справочников (или из таблицы 1). В случае, если рассчитанные значения превышают параметры реальных транзисторов,

необходимо применить два или более каскадов стабилизаторов тока, работающих параллельно.

6. Определить значение обратного напряжения выпрямительного и разрядного диодов:

$$U_{VD} = \frac{U_{сэс}}{1 - \gamma_{\max}} \quad 3.20$$

7. Из справочников (или из таблицы 2) выбрать диоды по параметрам обратного напряжения и прямому току который равен I_{\max} . В случае, если нет диода с требуемыми параметрами можно применить их параллельно последовательное включение.

8. Определить значение емкости фильтрующего конденсатора:

$$C = \frac{\sqrt{2} \cdot \sin(\gamma_{\text{ном}} \cdot \pi)}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_{\Pi} \cdot (1 - \gamma_{\max}) \cdot U_{\text{H}}} \cdot \left(I_{\text{H}} + \frac{U_{\text{сэс}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\Pi} \cdot L_{\text{min}}} \right) \quad 3.21$$

где $U_{\text{H}} = P_{\text{H}} / I_{\text{H}}$.

9. Из справочников (или из таблицы 3) выбирать конденсатор по значениям емкости (рассчитанная емкость в фарадах) и значению напряжения U_{H} . Если требуемый конденсатор отсутствует применить параллельное включение двух или более конденсаторов до достижения требуемой емкости.

10. Определить габаритную мощность сердечника трансформатора, для чего рассчитать значение произведения площадей поперечного сечения сердечника магнитопровода S_{M} и площади окна сердечника S_{O} :

$$S_{\text{MO}} = S_{\text{M}} \cdot S_{\text{O}} = \frac{P_{\text{габ}}}{2 \cdot f \cdot B_{\text{m}} \cdot \eta \cdot J \cdot k_{\text{c}} \cdot k_{\text{M}} \cdot k_{\text{ф}} \cdot 10^{-2}} \quad 3.22$$

где S_{MO} определено в см^4 ; коэффициент формы сердечника $k_{\text{c}}=0,7$ для Ш-образных и броневого сердечников и $k_{\text{c}}=0,35$ для торообразных сердечников; $J=1,5+24/\sqrt{P_{\text{габ}}}$ – допустимая плотность тока в А/мм^2 ; B_{m} – максимальная индукция в Тл сердечника найти по справочникам (или из таблицы 4 приложения) по выбранной марке феррита (рекомендуется 1500НМ1, 2, 3); k_{M} – коэффициент заполнения медью окна сердечника $k_{\text{M}}=0,15$ для $P_{\text{габ}} > 15$ Вт и $k_{\text{M}}=0,1$ для $P_{\text{габ}} \leq 15$ Вт; $k_{\text{ф}}$ – коэффициент формы напряжения для прямоугольной $k_{\text{ф}}=1$, для синусоидальной $k_{\text{ф}}=1,11$.

11. По значению S_{MO} выбрать из справочников (или из таблицы 5п) сердечник трансформатора с большим значением S_{MO} и определить значения сечения сердечника S_{M} и сечения окна S_{O} .

12. Определить число витков первичной обмотки трансформатора:

$$W_1 = \frac{L \cdot I_{\text{H}} \cdot 10^4}{B_{\text{max}} \cdot S_{\text{M}}} \quad 3.23$$

13. По рассчитанному значению W числа витков принять ближайшее большее целое, даже в случае если число витков будет меньше единицы.

14. Определить число витков вторичной обмотки трансформатора:

$$W_2 = k \cdot W_1 \quad 3.24$$

15. Внести результаты расчета в сводную таблицу, для примера таблицу 3.2.

Таблица 3.2. Сводные данные расчета однотактного преобразователя напряжения (пример).

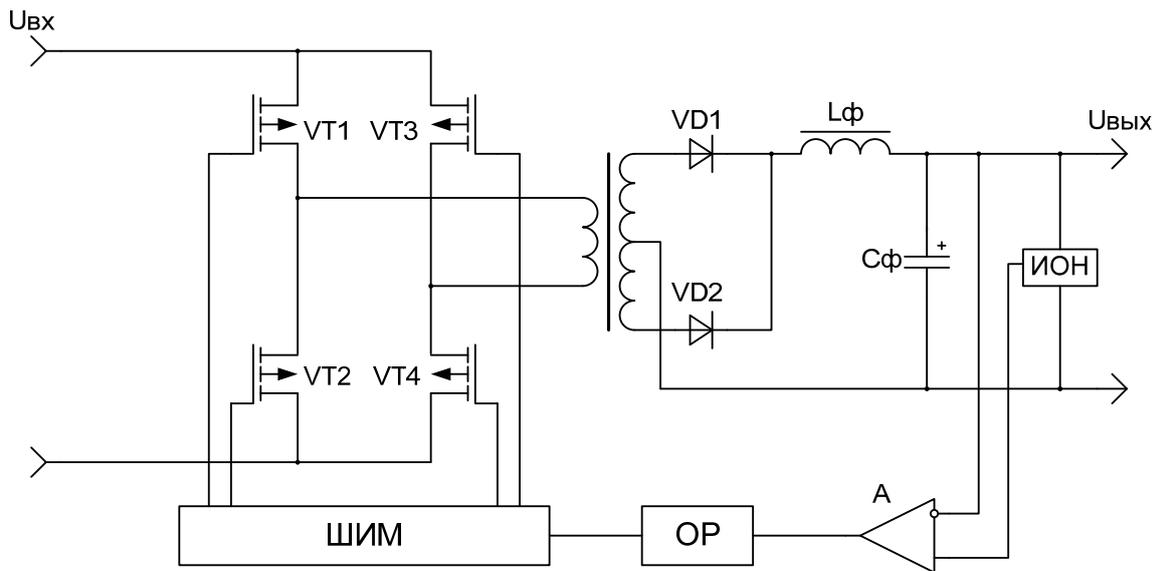
Транзистор	Тип IRFZ34	Ток 30 А	Напряжение 60 В
Диод	Тип КД213	Ток 10 А	Напряжение 100 В
Конденсатор	Тип К56-6	Емкость 100 μ F	Напряжение 300 В
Трансформатор	Тип 1500НМ	Размер К6.0×3.0×1.5	Число витков 2-10

3.4 Двухтактный преобразователь напряжения (ДПН).

ДПН рис. 3.4 может быть применен для изменения и поддержания требуемого уровня напряжения или диапазона изменения напряжения на нагрузке (питание блоков ЭРД, питание аппаратуры с повышенным напряжением, питание исполнительных устройств и т.п.) с заданным допуском на точность стабилизации. ДПН применим в случае если необходимый уровень напряжения на нагрузке выше напряжения бортовой сети СЭС КА, а мощность нагрузки находится в пределах 500...2000 Вт на один каскад преобразования. Методика оценочного расчета приводится для мостовой схемы преобразования с одной первичной обмоткой трансформатора.

Исходные данные:

- напряжение бортовой сети СЭС и его допуск или диапазон $U_{сэс} \pm \Delta U$ (28 ± 1.5)В или (24...35)В;
- мощность нагрузки P_n (из расчетов рабочих параметров ЭРД);
- напряжение нагрузки и его допуск $U_n \pm \Delta U$ (из расчетов рабочих параметров устройств режим стабилизации ΔU принять 1...5 %);
- начальное значение коэффициента полезного действия ИСТ η (принять 0.85...0.9);
- коэффициент трансформации $k = U_n / U_{сэс}$ принимать в пределах 2...200
- частота преобразования f_p (принять 100...200 кГц).



Р

исунок 3.4 Двухтактный мостовой преобразователь напряжения

Расчет.

1. Определить минимальный коэффициент заполнения импульсов ШИМ регулятора ДПН:

$$\gamma_{\min} = \frac{U_{н \max}}{k \cdot U_{сэс \max}} \quad 3.25$$

где $U_{н \max} = U_n + \Delta U$, а значение предельного напряжения СЭС $U_{сэс \max} = U_{сэс} + \Delta U$;

2. Определить значение максимального тока коллектора (стока) силовых транзисторов:

$$I_{к \max} = \frac{P_n}{\eta \cdot U_{сэс} \cdot \gamma_{\min}^2} + \frac{I_n}{k} \quad 3.26$$

Максимальное значение напряжения на силовом транзисторе равно напряжению СЭС. По рассчитанным и принятым параметрам тока, напряжения и мощности нагрузки выбирать транзистор из справочников (или из таблицы 1п). В случае, если рассчитанные значения превышают параметры реальных транзисторов, необходимо применить два или более каскадов преобразователей напряжения, работающих параллельно.

3 Определить значение обратного напряжения выпрямительных диодов которое в первом приближении равно U_n . Из справочников (или из таблицы 2п) выбрать диоды по параметрам обратного напряжения и прямому току который равен $I_{н \max}$. В случае, если нет диода с требуемыми параметрами можно применить их параллельно последовательное включение.

4. Определить значение индуктивности дросселя фильтра из условия неразрывности тока в цепи нагрузки:

$$L_{\phi} \geq \frac{U_n \cdot (1 - \gamma_{\min})}{2 \cdot I_{н \min} \cdot f_{п}} \quad 3.27$$

5. Определить значение емкости фильтрующего конденсатора:

$$C = \frac{U_H \cdot (1 - \gamma_{\min})}{8 \cdot L \cdot U_{\text{сэс}} \cdot f_{\Pi}^2 \cdot (1 - \gamma_{\max})} \quad 3.28$$

6. Из справочников (или из таблицы 3) выбирать конденсатор по значениям емкости (рассчитанная емкость в фарадах) и значению напряжения U_H . Если требуемый конденсатор отсутствует применить параллельное включение двух или более конденсаторов до достижения требуемой емкости.

7. Определить габаритную мощность сердечника трансформатора, для чего рассчитать значение произведения площадей поперечного сечения сердечника магнитопровода S_m и площади окна сердечника S_o :

$$S_{mo} = S_m \cdot S_o = \frac{P_{\text{габ}}}{2 \cdot f \cdot \Delta B \cdot \eta \cdot J \cdot k_c \cdot k_m \cdot k_{\phi} \cdot 10^{-2}} \quad 3.29$$

где S_{mo} определено в см^4 ; коэффициент формы сердечника $k_c=0,7$ для Ш-образных и броневых сердечников и $k_c=0,35$ для торообразных сердечников; $J=1,5+24/\sqrt{P_{\text{габ}}}$ – допустимая плотность тока в А/мм^2 ; $\Delta B=B_{\max}-B_r$ – диапазон изменения индукции сердечника в Тл найти по справочникам (или из таблицы 4 приложения) по выбранной марке феррита (рекомендуется 1500НМ1, 2, 3); k_m – коэффициент заполнения медью окна сердечника $k_m=0,15$ для $P_{\text{габ}} > 15$ Вт и $k_m=0,1$ для $P_{\text{габ}} \leq 15$ Вт; k_{ϕ} – коэффициент формы напряжения для прямоугольной $k_{\phi}=1$, для синусоидальной $k_{\phi}=1,11$.

8. По значению S_{mo} выбрать из справочников (или из таблицы 5 приложения) сердечник трансформатора с большим значением S_{mo} и определить значения сечения сердечника S_m и сечения окна S_o .

9. Определить число витков первичной обмотки трансформатора:

$$W_1 = \frac{5000 \cdot U_{\text{сэс min}}}{\Delta B \cdot S_m \cdot f_{\Pi}} \quad 3.30$$

10. По рассчитанному значению W числа витков принять ближайшее большее целое, даже в случае если число витков будет меньше единицы.

11. Определить число витков вторичной обмотки трансформатора:

$$W_2 = k \cdot W_1 \quad 3.31$$

12. Внести результаты расчета в сводную таблицу, для примера табл. 3.3.

Таблица 3.3. Сводные данные расчета двухтактного преобразователя напряжения (пример).

Транзистор	Тип IRFZ34	Ток 30 А	Напряжение 60 В
Диод	Тип КД213	Ток 10 А	Напряжение 100 В
Конденсатор	Тип К56-6	Емкость 100 μF	Напряжение 300 В
Трансформатор	Тип 1500НМ	Размер К6.0×3.0×1.5	Число витков 2-10

Литература

1. Справочник по средствам автоматики/ Под ред. Назэ В.Э., Антиа И.В., М.: Энергоатомиздат 1983 504с.
2. Терещук Р.М., Терещук К.М., Седов С.А. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства. Справочник радиолюбителя. 3-е изд. Киев. Наук. думка 1987 800с.
3. Бас А.А., Миловзоров В.П., Мусолин А.К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. М.: Радио и связь, 1987 160с
4. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики. Учебник для вузов. 3-изд. Л.: Энергоатомиздат 1984 432с.
5. Конев Микроэлектронные...
6. Глибицкий М. М.

Приложение

Таблица 1п. Параметры силовых n-канальных МОП транзисторов (Motorola)

Тип n-канального полевого МОП транзистора	Напряжение сток-исток, В	Сопротивление канала, Ом	Максимальный ток стока, А
IRFZ14	60	0.20	10
IRFZ24		0.10	17
IRFZ34		0.050	30
IRFZ44		0.028	52
IRFZ48		0.018	72
IRFP064		0.009	138

Таблица 2п. Параметры выпрямительных высокочастотных диодов

Тип диода	Обратное напряжение U_{VD} , кВ постоянное; импульсное	Прямой постоянный ток, А	Прямой импульсный ток, А
КТ105	0.4; 0.8	0.3	15
КД209	0.4; 0.8	0.7	6
2Д215	0.4; 0.6	1	10
КЦ402	0.4; 0.6	1	15
2Д220	0.4; 1	3	60
2Д202	0.4; 0.6	5	30
2Д203	0.6; 1	10	50
2Д210	0.8; 1	10	50
2Д213	0.8; 1	10	50

Таблица 3п. Свойства промышленных ферритов

Марка	Начальная магнитная проницаемость μ_0	Максимальная магнитная проницаемость μ_{max}	Параметры петли гистерезиса			$f_{крМ}$ Гц
			B_{max} , Тл	B_r , Тл	H , А/м	
6000НМ	4800—8000	10000	0.355	0.136	6	0.003
4000НМ	3500—4800	7000	0.38	0.14	11	0.08
3000НМ	2700—3500	5200	0.37	0.10	10	0.15
2000НМ	1700—2500	3500	0.39	0.10	17	0.35
1500НМ	1200—1700	3000	—	—	—	0.5
1000НМ	800—1200	2000	0.35	0.11	28	0.7
2000НМ 1	1700—2500	3600	0.34	0.15	21	0.4
1500НМ1	1200—1700	3000	0.3	0.08	23	0.56
1500НМ2	1200—1700	3000	0.33	0.086	22	1.0
1500НМ3	1200—1800	3000	0.38	0.1	21	1.0
1000НМ3	800—1200	2000	0.26	0.08	20	2.0
2000НН	1800—2400	7000	0.26	0.06	9	0.2
1000НН	800—1200	3000	0.28	0.083	30	0.4

600НН	500—800	1600	0.32	0.17	40	1.2
400НН	350—500	800	0.29	0.087	68	2.0
200НН	130—250	300	0.19	0.086	96	3.0
160ВЧ	130—170	360	0.27	0.13	200	26.0

Таблица 4п. Параметры тороидальных сердечников

Тип сердечника	Средняя линия, мм	Сечение сердечника, мм ²	Сечение окна, мм ²	Произведение сечений, мм ⁴
К4.0×2.5×1.2	9.84	0.88	4.91	4.3208
К5.0×2.0×1.5	9.6	2.1	3.14	6.594
К6.0×3.0×1.5	12.04	1.47	7.07	10.3929
К7.0×4.0×1.5	16.41	2.19	12.57	27.5283
К7.0×4.0×2.0	16.41	2.92	12.57	36.7044
К10.0×6.0×2.0	24.07	3.91	28.27	110.5357
К10.0×6.0×3.0	24.07	5.87	28.27	165.9449
К10.0×6.0×4.5	24.07	8.81	28.27	249.0587
К12.0×5.0×5.5	23.57	18.07	19.63	354.7141
К12.0×8.0×3.0	30.57	5.92	50.27	297.5984
К16.0×8.0×6.0	34.84	23.06	50.27	1159.226
К16.0×10.0×4.5	39.37	13.25	78.54	1040.655
К17.5×8.2×5.0	36.75	22.17	52.81	1170.798
К20.6×10.5×5.0	43.55	24.02	78.54	1886.531
К20.0×12.0×6.0	48.14	23.48	113.09	2655.353
К28×16×9	65.64	52.61	201.05	10577.24
К31×18.5×7	74.41	42.79	268.8	11501.95
К32× 16×18	69.68	61.5	201.06	12365.19
К32× 16×12	69.68	92.25	201.06	18547.79
К32×20×6	78.75	35.34	314.15	11102.06
К32×20×9	78.75	53.02	314.15	16656.23
К38×24×7	94.04	48.15	452.38	21782.1
К40×25×7.5	98.64	55.23	490.87	27110.75
К40×25×11	98.64	81.11	490.87	39814.47
К45×28×8	110.47	66.74	615.75	41095.16
К45×28×12	110.47	97.83	615.75	60238.82

Таблица 5п. Параметры электролитических и оксидно-полупроводниковых конденсаторов

Тип	Номинальная емкость, мкФ	Допустимое отклонение емкости, ±%	Номинальное рабочее напряжение, В	Интервал рабочих температур, °С
К50-15	2.2-680	-20÷+50; -20÷+80	6.3-250	-60÷+125
К50-29	1-4700	-20÷+50	6.3-450	-60÷+85
К50-31	1-1000	-20÷+50	6.3-300	-40÷+70
К52-1Б	3.3-680	10; 20, 30; -20÷+50	6.3-100	-60÷+85
К52-9	1.5-470	10; 20; 30; -20÷+50	6.3-125	-60÷+125
К52-10	6.8-680	10; 20	6.3-50	-60÷+85
К53-4	0.47-100	10; 20, 30.	6-20	-60÷+85
К53-6А	4.7-100	-20÷+50	6-30	-60÷+125
К53-15	0.1-47	20, 30	3-30	-60÷+85
К53-16	0.01-15	20; 30	1.6-30	-60÷+85
К53-22	0.22-100	20, 30	3-25	-60÷+155
К53.25	0.68-150	20; 30	6.3-40	-60÷+125
К53-27	0.47-330	10; 20; 30	6.3-40	-60÷+85
К53-28	1-150	20; 30	6.3-40	-60÷+125
К53-30	0.1-15	20; 30	1.6-32	-60÷+85
Параметры бумажных, металлобумажных и пленочных конденсаторов				
К40У-9	470 пФ - 1 мкФ	10; 20	200-1000	-60÷+125
К42П-5	0.01-1 мкФ	10	35	-40÷+50
К71-4-	0.01-10 мкФ	2; 5; 10; 20	160; 250	-60÷+85
К71-5	0.01-1 мкФ	2; 5; 10	160	-60÷+85
К71-7	0.001 - 0.5 мкФ	0.5; 1; 2; 5	250	-60÷+85
К71-8	22 пФ - 0.1 мкФ	2; 5; 10; 20	63	-60÷+85
К72-9	0.01-2.2 мкФ	5; 10; 20	200; 300; 500	-60÷+200
К73П-3	0.05-1 мкФ	10; 20	160	-60÷+125
К73-16	0.1-22 мкФ	5; 10; 20	63-1600	-60÷+125
К73-22	0.01-0.047 мкФ	5; 10; 20	630	-60÷+125
К75-24	0.01 - 10 мкФ	5; 10; 20	400-1600	-60÷+125
К76-5	0.47-5.6 мкФ	5; 10; 20	25	-60÷+70
К77-1	0.001-22 мкФ	0.5; 1; 2; 5; 10; 20	63-400	-60÷+125

Для основных классов точности большинства групп конденсаторов существуют ряды номинальных емкостей: для I класса ($\pm 5\%$) - ряд E24; для II класса ($\pm 10\%$) - ряд E12; для III класса ($\pm 20\%$) — ряд E6 (цифра после -буквы обозначает количество градаций значений емкости, которое может быть умножено на 10^n , где n — целое положительное или отрицательное число).

Номинальные емкости электролитических конденсаторов выбирают из ряда 0.5; 1; 2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 500; 1000; 2000; 5000.

Номинальные емкости (от 0,1 мкФ и выше) конденсаторов с бумажным и пленочным диэлектриком имеют следующий ряд значений: 0.1; 0.25; 0.5; 1; 2; 4; 6; 8; 10; 20; 40; 60; 80; 100; 200; 400; 600; 800; 1000.

Навчальне видання
Губін Сергій Вікторович

Оценочный расчет стабилизаторов и преобразователей
для электропитания ЭРД
Навчальний посібник для курсового і дипломного проектування
(Російською мовою)

Редактор

Зв. план, 2015

Підписано до видання

Ум. друк. арк. __. Обл.-вид. арк. ____ Електронний ресурс

Видавець і виготовлювач
Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»
61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17
<http://www.khai.edu>
Видавничий центр «ХАІ»
61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи
до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів
видавничої продукції сер. ДК № 391 від 30.03.2001