ГОУ ВПО

ДВГУПС

Кафедра ”ЭТЭЭМ”

КУРСОВОЙ ПРОЕКТ

На тему: ”Расчет импульсного источника вторичного электропитания”.

КП. 61352. 000. 648.

Выполнил: Щербин Р.В.

Проверил: Сайфутдинов Р.Х.

Хабаровск 2009

**Содержание**

[Введение](#_Toc245455125)

[1. Теоретические сведения](#_Toc245455126)

[1.1 Обобщенная структурная схема "безтрансформаторного" ИВЭП](#_Toc245455127)

[1.2 Функциональная схема практического "безтрансформаторного" ИВЭП](#_Toc245455128)

[1.3 Сетевой выпрямитель с фильтрами](#_Toc245455129)

[1.4 Силовой каскад ОПНО](#_Toc245455130)

[1.5 Работа магнитопровода силового трансформатора](#_Toc245455131)

[1.6 Работа схемы сравнения](#_Toc245455132)

[1.7 Схема управления силовым транзистором](#_Toc245455133)

[2. Расчет "безтрансформаторного" ИВЭП.](#_Toc245455134) [Исходные данные](#_Toc245455135)

[2.1 Определение максимального и минимального значений постоянного напряжения питания силового каскада](#_Toc245455136)

[2.2 Выбор типа диодов VDc1…VDc4 сетевого выпрямителя](#_Toc245455137)

[2.3 Определение емкости сглаживающего конденсатора сетевого](#_Toc245455138) [выпрямителя конденсатора Снч:](#_Toc245455139)

[2.4 Определение максимальной скважности  управляющих](#_Toc245455140) [импульсов ](#_Toc245455141)

[2.5 Расчёт силового трансформатора TV](#_Toc245455142)

[2.6 Выбор выпрямительного диода VDв](#_Toc245455143)

[2.7 Определение параметров элементов схем управления](#_Toc245455144)

[2.8 Определение параметров элементов демпфирующей](#_Toc245455145) [цепи силового каскада](#_Toc245455146)

[2.9 Определение КПД источника вторичного питания](#_Toc245455147)

[Заключение](#_Toc245455148)

[Список используемой литературы](#_Toc245455149)

**Введение**

Источник вторичного электропитания (ИВЭП) является обязательным функциональным узлом практически любой электронной аппаратуры. Как электротехническое устройство он обеспечивает постоянными питающими напряжениями от единиц до десятков-сотен вольт транзисторные устройства и интегральные схемы.

До настоящего времени большая часть источников электропитания представляет собой громоздкие электротехнические устройства, осуществляющие силовое преобразование энергии напряжения на относительно низкой частоте – 50 Гц, а регулирование или стабилизация выходного напряжения производится линейными методами. Это обстоятельство приводит к большой материалоемкости и низкой эффективности ИВЭП.

В настоящее время в современной электронной аппаратуре практически отсутствуют подобные низкоэффективные источники электропитания. Произошел переход на высокочастотные импульсные методы преобразования энергии переменного и постоянного напряжений, что позволило снизить расход электротехнической меди в несколько десятков раз и принципиально исключить использование трансформаторной стали. Удельная выходная мощность современных ИВЭП составляет (200…500) Вт/кг, а КПД достигает (70…90)% в широком диапазоне изменения первичного напряжения. В данном курсовом проекте предлагается рассчитать источник вторичного электропитания (ИВЭП) с выходным напряжением , максимальным током нагрузки  и КПД не менее 0,72, с диапазоном изменения действующего значения первичного напряжения, при котором ИВЭП сохраняет номинальные параметры , а также с другими исходными данными для расчёта импульсного источника электропитания согласно заданию преподавателя.

**1. Теоретические сведения**

**1.1 Обобщенная структурная схема "безтрансформаторного" ИВЭП**

Под "безтрансформаторным" понимается ИВЭП, первичным у которого является переменное напряжение низкой частоты, а выходными (напряжениями нагрузки) являются постоянные напряжения, требующиеся для питания электронной аппаратуры.

Обобщенная структурная схема "безтрансформаторного" ИВЭП приведена на рис. 1.



Рис. 1. Обобщенная структурная схема "безтрансформаторного" ИВЭП.

Здесь обозначения соответствуют: - действующее значение переменного напряжения, выражаемого функцией , где  -максимальное значение функции, , Сет.В- сетевой выпрямитель с выходным напряжением ; Сгл.Ф- низкочастотный сглаживающий фильтр; ИПН - импульсный преобразователь постоянного напряжения, на вход которого подается постоянное напряжение . Выходные постоянные напряжения ИПН: , поступают в приборы-потребители (электронные приборы - нагрузка для ИВЭП).

В курсовом проекте принято, что первичным для ИВЭП является переменное напряжение  и частоты . Однако это не исключает правомерности изложенных положений и применимости приведенных уравнений для любых других значений напряжения .

Величины выходных напряжений ИВЭП определяются выбранной для электронных приборов элементной базой.

Функции структурных узлов Сет.В и Сгл.Ф заключаются в выпрямлении переменного напряжения сети  и его последующем сглаживании фильтром, который практически во всех случаях является емкостным. Импульсный преобразователь ИПН предназначен для выполнения двух функций.

Первая из них заключается в электрической изоляции выходных напряжений от  от первичного . Она обеспечивает выполнение требований техники безопасности и помехоустойчивости функционирования электронной аппаратуры. Эту функцию может реализовать только индуктивный трансформатор.

Вторая функция ИПН заключается в необходимости стабилизации напряжений  при изменениях первичного напряжения , мощности нагрузок и воздействии различного рода эксплуатационных дестабилизирующих факторов. Поэтому в качестве ИПН используются преобразователи с регулированием выходных напряжений при помощи схем управления, использующих широтно-импульсную, частотно-импульсную или другой вид модуляции.

**1.2 Функциональная схема практического "безтрансформаторного" ИВЭП**

Функциональная схема "безтрансформаторного" ИВЭП с использованием ОПНО приведена на рис. 2.



Рис.2. Функциональная схема ИВЭП.

Здесь обозначения функциональных узлов соответствуют: ФВФ — блок высокочастотных и низкочастотных фильтров и сетевой выпрямитель; TV -силовой трансформатор; S - силовой ключ, включаемый и выключаемый схемой управления СУ (сигнал ) и осуществляющий коммутацию постоянного напряжения  в цепи первичной обмотки  трансформатораTV; УГР - устройство гальванической развязки, выполняющее функции электрической изоляции аналогового сигнала управления; СС - схема сравнения, осуществляющая сравнение выходного напряжения ОПНО с внутренним опорным напряжением СС и вырабатывающая на этой основе аналоговый сигнал для передачи на УГР. Напряжение вторичной обмотки  трансформатора TV выпрямляется диодом VDB, и через фильтр Cф1, Сф2, Lф поступает на выход ИВЭП - UH (в нагрузку). Параллельно первичной обмотке  включена демпфирующая цепь, осуществляющая снижение амплитуды импульсов перенапряжения на ключе S, возникающих при его размыкании.

**1.3 Сетевой выпрямитель с фильтрами**

На рис. 3. приведена схема сетевого выпрямителя ФВФ с фильтрующими элементами.



Рис.3. Схема сетевого выпрямителя ФВФ.

Мостовой выпрямитель напряжения сети  выполнен на диодах . На его выходе включен емкостной фильтр, в качестве которого используется конденсатор , сглаживающий низкочастотные пульсации выпрямленного напряжения. Резистор  является нелинейным сопротивлением, ограничивающим пусковой ток заряда конденсатора  при первоначальном подключении ИВЭП к сети . Необходимость введения этого резистора в схему ИВЭП вызвана тем, что емкость конденсатора  велика (составляет десятки-сотни микрофарад), и его заряд, например, в момент времени, когда мгновенное значение синусоиды сетевого напряжения равно максимальному значению  обусловит появление импульса тока большой амплитуды. Практически, если не принимать специальных мер, амплитуда может значительно превышать установившееся значение тока, потребляемого ИВЭП от сети, достигая величин в десятки, иногда сотни, ампер. Сопротивление нелинейного резистора  в холодном состоянии (в момент включения ИВЭП) максимально. По мере заряда конденсатора  резистор разогревается, его сопротивление уменьшается и после полного заряда  сопротивление  практически не влияет на энергетические характеристики ИВЭП.

Кроме низкочастотного фильтра () в схеме выпрямителя, рис. 3, имеются высокочастотные фильтры. Во входной цепи установлен фильтр, состоящий из двухобмоточного дросселя  и конденсаторов . Дроссель и конденсатор Свч3 ослабляют синфазные ВЧ помехи, которые существуют между питающими проводниками ИВЭП, а конденсаторы и  снижают уровень дифференциальных ВЧ помех, которые возникают и распространяются между корпусом прибора и питающими проводниками. Для ВЧ помех проводник Общ.ВЧ является эквипотенциальным для всех высокочастотных напряжений, возникающих в ИВЭП или приходящих извне от сети. В общем случае этот проводник рекомендуется соединять, если это возможно, с соответствующим качественным внешним заземлением.

Как известно, нагрузочная характеристика выпрямителя с емкостным фильтром имеет падающий вид, т.е. с увеличением тока нагрузки напряжение  уменьшается, а с уменьшением тока нагрузки – увеличивается. Максимальное значение напряжения, которое имеет место при холостом ходе выпрямителя, определяется:



Т.е. Епмакс больше, чем действующее значение напряжения сети ЕС.Д.

Выпрямители с емкостным фильтром обладают и недостатками: 1) падающий характер нагрузочной характеристики является недостатком выпрямителя, так как появляется дополнительная составляющая нестабильности напряжения на входе импульсного преобразователя; 2) существенно несинусоидальной и импульсной форме тока, потребляемой им от сети переменного напряжения. Причем, чем больше емкость конденсатора , то есть чем выше качество сглаживания напряжения (меньше величина пульсаций ), тем меньше длительность импульсов потребляемого тока и больше их амплитуда.

Средний ток, протекающий через каждый из диодов выпрямительного моста VDc1,…,VDc4, находится:



Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диодам сетевого выпрямителя VDc1,…,VDc4, равно Епмакс, т.о. 

Емкость конденсатора сглаживающего низкочастотного фильтра:



Наличие в ИВЭП пускового тока требует, чтобы в выбранных диодах нормированная величина максимально допустимого импульсного тока превышала среднее значение в 5...20 раз. В справочных данных для выпрямительных диодов этот параметр приводится как одноразовый импульс прямого тока.

При выборе элементов рассматриваемых электронных схем следует учитывать, что для надежной работы ИВЭП требуется применение коэффициента запаса по средним и импульсным электрическим параметрам .

**1.4 Силовой каскад ОПНО**

Принципиальная схема силового каскада ОПНО "бестрансформаторного" ИВЭП приведена на рис. 4.



Рис. 4. Схема силового каскада ОПНО "безтрансформаторного" ИВЭП.

Здесь функции силового ключа S (см. схему рис. 2.) выполняет МДП-транзистор . Полевой транзистор с изолированным затвором индуцированным каналом n-типа. Временные диаграммы его работы показаны на рис.5.



Рис. 5. Временные диаграммы работы силового каскада.

Режим работы силового каскада по заданию - режим прерывистых токов (ПТ), характеризуется наличием нулевого значения тока в индуктивности  на определенных интервалах времени функционирования преобразователя, что показано на временных диаграммах рис. 5.

Как видно из временных диаграмм , на рис. 5, в режиме ПТ разряд индуктивности  вторичной обмотки  трансформатора TV происходит за время

 (1.1)

На интервале времени  ток обмотки  равен нулю. Это определяет сущность термина “прерывистый” ток, означающий прерывание тока индуктивности намагничивания  трансформатора TV на протяжении определенных интервалов времени работы Т силового каскада, т. е. наличие тока вторичной обмотки трансформатора, а следовательно, и диода VDв , равно нулю.

В режиме ПТ для этапа времени  накопления тока в индуктивности  первичной обмотки  справедлива схема рис.6.



Рис.6. Схема силового каскада на этапе накопления тока в индуктивности.

Функция изменения тока, протекающего через индуктивность :

 (1.2)

Процессы разряда индуктивности определяются схемой рис.7.



Рис. 7. Схема силового каскада на этапе разряда индуктивности в нагрузку.

Условие выполнения режима ПТ имеет следующий вид:

 (1.3)

Существенным отличием режима ПТ является принципиальное отсутствие в силовом каскаде коммутационных импульсов тока  и . Это определяет увеличение надежности работы ИВЭП и повышение КПД и позволяет применять более высокие частоты преобразования  по сравнению с режимом работы силового каскада в режиме НТ, однако, требует увеличения емкости конденсаторов и .

Рассмотрим работу демпфирующей цепи (ДЦ на схеме рис. 2). Она состоит из резистора , конденсатора и диода , которые показаны на схеме рис. 4. Необходимость введения этой цепи обусловлена следующими характерными процессами работы силового каскада.

Трансформатор TV обладает индуктивностью рассеяния Ls обмоток. Перед выключением транзистора VTS (в конце интервала времени ) ток его стока был равен . Этот же ток протекал и через индуктивность Ls. Упрощенная эквивалентная схема интервала времени запирания VTS, то есть размыкания ключа S приведена на рис. 8.



Рис.8. Эквивалентная схема силового каскада на этапе демпфирования импульса напряжения сток-исток.

Здесь полярность напряжения на индуктивности LS, указанная без скобок и соответствующая показанному направлению увеличивающегося тока стока, соответствует открытому (предыдущему) состоянию ключа S (транзистора VTS). После размыкания ключа S увеличение тока стока прекращается и в соответствии с законом самоиндукции полярность напряжения на индуктивности LS меняется на обратную, что показано на схеме рис. 8 знаками в скобках. Если в схеме отсутствует демпфирующая цепь, то в момент времени запирания транзистора на ключе образуется импульс напряжения, амплитуда которого в идеальном случае будет равна бесконечности.

После смены полярности напряжения на индуктивности LS открывается диод VDД и накопленная в ней энергия поглощается конденсатором СД, обеспечивая снижение амплитуды импульса напряжения  на переходе сток-исток транзистора VTS. В зависимости от величины емкости и напряжения , которое существовало на конденсаторе СД до момента времени размыкания ключа S, амплитуда импульса будет различной. Очевидно, что чем больше емкость СД и меньше напряжение , тем меньше будет амплитуда импульса напряжения . С точки зрения повышения надежности работы преобразователя требуется снижение амплитуды этого импульса, однако, это требует определенных энергетических затрат, что снижает КПД ИВЭП.

По окончании процесса разряда индуктивности Ls диод VDД запирается, так как напряжение на обмотке  становится равным . После этого напряжение сток-исток VTS принимает значение

 (1.4)

Так как в последующем напряжение на конденсаторе СД меньше, чем на обмотке , то он разряжается на резистор RД. Для наиболее эффективной работы демпфирующей цепи величина сопротивления RД должна быть такой, чтобы к концу интервала времени  обеспечивался разряд конденсатора СД до напряжения 

**1.5 Работа магнитопровода силового трансформатора**

Трансформатор силового каскада является специфическим индуктивным элементом, характерные особенности работы которого определяются выбранным типом импульсного преобразователя - ОПНО.

С точки зрения трансформации напряжений и токов из первичной обмотки  во вторичную  трансформатор TV схемы рис. 4 представляется классическим трансформатором, к которому применимы рассматриваемые в курсе ТОЭ формулы приведения.

В классическом трансформаторе тока или напряжения, включая импульсный, индуктивность намагничивания  является паразитной и для повышения энергетической эффективности трансформатора она должна быть максимальной, так как при этом уменьшается бесполезный ток холостого хода.

Магнитопровод трансформатора силового каскада ОПНО работает в режиме однополярного намагничивания, как и импульсный трансформатор. Одновременно с этим, индуктивность его намагничивания должна быть не максимально возможной, а иметь строго определенную величину. Это обусловлено тем, что на этапе включенного состояния транзистора VTS амплитуда импульса тока стока  определяет процессы переноса энергии из первичного источника  в нагрузку и определяет уровень напряжения .

На рис. 9 приведена график кривой намагничивания

.

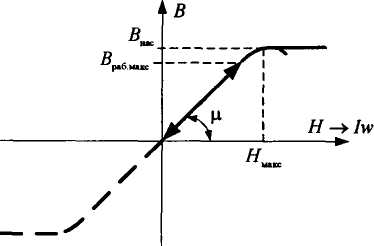


Рис. 9. График кривой намагничивания магнитопровода.

Как следует из временных диаграмм рис. 5 и приведенных уравнений, для требуемого функционирования силового каскада ОПНО все изменения токов обмоток  и  трансформатора должны иметь линейный характер, что обеспечивается при  и . В общем виде индуктивность любой из обмоток трансформатора может быть выражена обобщенной функцией

 (1.5)

где - коэффициент, определяемый геометрическими размерами сердечника магнитопровода;  - магнитная проницаемость материала сердечника, геометрическая интерпретация величины которой показана на графике рис. 9.

При изменении тока, протекающего через индуктивность, рабочая точка перемещается по кривой намагничивания, рис. 9, в направлениях, показанных стрелками. Так как трансформатор TV работает в режиме однополярного намагничивания, то рабочей областью функции  является первый квадрант графика рис. 9. Для выполнения условия неизменности индуктивности L необходимо, чтобы рабочая точка при изменении магнитного поля Н, которое соответствует подмагничивающим ампервиткам , не выходила бы за пределы линейного участка функции . Это соответствует показанной на графике величине индукции . Только в этом случае обеспечивается равенство . Одновременно с этим график рис. 9 показывает, что если ампервитки , то действующая индукция будет равна Внас (индукции насыщения сердечника), обусловливая значение , а это, в соответствии определяет значение .

Изложенное определяет необходимость применения в трансформаторе силового каскада ОПНО специальных магнитопроводов и выбора определенных режимов работы, которые существенно отличаются от традиционных, используемых при проектировании классических трансформаторов тока или напряжения. По существу процессов трансформатор силового каскада ОПНО является многообмоточным сглаживающим дросселем. Поэтому в таких трансформаторах используются сердечники с воздушным зазором или специальные магнитодиэлектрики с малой магнитной проницаемостью: .

**1.6 Работа схемы сравнения**

Как видно из схемы рис. 4, напряжение вторичной обмотки , выпрямленное диодом  через сглаживающий фильтр  поступает в нагрузку . Одновременно с этим напряжение с конденсатора поступает на вход аналоговой схемы сравнения . Функционально она представляет собой операционный усилитель, на один из входов которого поступает опорное напряжение, а на другой напряжение с выхода делителя напряжения . К выходу  подключен светодиод первой части оптоэлектронной пары "светодиод-фототранзистор" микросхемы  устройства гальванической развязки. Работа схемы сравнения с оптоэлектронной парой заключается в том, что при изменении выходного напряжения ИВЭП изменяется яркость свечения светодиода, что приводит к изменению светового потока, передаваемого на последующие функциональные узлы ИВЭП.

При отсутствии выходного напряжения  в момент первоначально пуска ИВЭП яркость свечения светодиода равна нулю, а при последующем увеличении  яркость свечения увеличивается. Аналогичные изменения яркости свечения происходят и при дальнейших изменениях  при воздействии различных дестабилизирующих факторов: изменении напряжения сети, тока нагрузки , температуры окружающей среды и др. Стрелками показано направление светового потока светодиода.

Таким образом, при всех изменениях выходного напряжения ИВЭП изменяется уровень сигнала обратной связи (в данном случае светового потока), передаваемый в схему управления силовым транзистором VTS. В соответствии с этим соответствующим образом изменяются временные параметры импульсов  или Т, чем реализуется свойство стабилизации напряжения .

В схеме силового каскада рис. 4, кроме рассмотренных элементов, имеется обмотка , которая служит для обеспечения постоянным напряжением (через диод  микросхемы схемы управления в установившемся режиме работы ИВЭП. Далее рассмотрим функциональное взаимодействие элементов силового каскада со схемой управления силовым транзистором.

## **1.7 Схема управления силовым транзистором**

Схема управления силовым транзистором с применением специализированной ИМС, приведена на рис. 10. Схема содержит следующие элементы с указанием их соответствующего функционального назначения специализированной ИМС  типа КР1033ЕУ15А (вывод 7 ИМС) осуществляется от стабилитрона . Существует два режима электропитания ИМС.

Первый режим используется для первоначального пуска ИВЭП. При наличии напряжения  ток через стабилитрон  задается резистором . В установившемся режиме ток в  через резистор  поступает от обмотки  трансформатора TV схемы силового каскада (см. схему рис. 4, напряжение ). Сглаживание высокочастотных и низкочастотных пульсаций напряжения питания  осуществляется конденсаторами  и , первый из которых является керамическим, а второй - электролитическим. Общим для входных и выходных сигналов, а также для питания  является вывод 5 .



Рис. 11. Схема управления силовым транзистором.

Выходом , является вывод 6 ИМС, импульсное напряжение которого через резистор  поступает на затвор транзистора VTS схемы рис. 4 (сигнал ).

Отличительной особенностью схемы ОПНО является использование МДП-транзистора VDS в качестве датчика тока. Эта часть схемы управления (схема защиты) работает следующим образом. Когда на выводе 6  появляется высокий уровень напряжения, транзистор VTS открыт. Падение напряжения на нем определяется как произведение сопротивления сток-исток в открытом состоянии  и тока первичной обмотки  трансформатора. Напряжение в точке соединения резисторов и  равно сумме падений напряжения на резисторе  и диоде . С выхода делителя напряжения  это напряжение поступает на вывод 3 , функциональное назначение которого заключается к контроле тока силового транзистора. Если принять, что падение напряжения на диоде  при протекании через него различных токов не изменяется, то можно полагать, что напряжение на выводе 3 линейно зависит от тока первичной обмотки  трансформатора. Если напряжение на этом выводе ИМС превысит заданное значение, то действие импульса  напряжения  прекращается ранее, чем это задается схемой управления, чем реализуется защита силового транзистора от превышения тока стока. Если при последующем включении силового транзистора ток стока опять превысит заданное значение, то процессы повторяются.

Задание требуемого порога срабатывания защиты от перегрузки выполняется соответствующим выбором сопротивлений резисторов  и . Конденсатор ,является интегрирующим и предназначен для исключения ложного срабатывания схемы защиты от внешних и внутренних высокочастотных импульсов помехи.

Известно, что падение напряжения на диоде с р-п переходом зависит от температуры, что относится и к диоду . С увеличением температуры падение напряжения на нем уменьшается. Это снижает порог срабатывания схемы защиты, так как в этом случае сопротивление  МДП-транзистора увеличивается, что вызывает увеличение напряжение на выводе 3 . Таким образом, уменьшение надежности работы силового транзистора при повышенной температуре компенсируется снижением порога срабатывания схемы защиты.

В случае полного короткого замыкания в нагрузке напряжения на обмотках трансформатора TV резко уменьшаются, в том числе и на обмотке (схема рис. 4). Это вызывает снижение напряжения на стабилитроне  и на выводе 7 питания  ниже уровня её отключения. ИМС переходит в ждущий режим работы. После этого напряжение на стабилитроне начнет увеличиваться за счет заряда конденсатора  от источника питания  через резистор . Происходит повторное первоначальное включение ИВЭП и, если замыкание в нагрузке не снято, то процессы повторяются. Таким образом, при наличии значительной перегрузки преобразователя происходит периодический пуск ИВЭП и питание  для установившегося режима работы обеспечивается напряжением обмотки , трансформатора TV (схема рис. 4). Такой способ защиты от перегрузки позволяет значительно снизить мощность, рассеиваемую силовым транзистором и выпрямительным диодом.

Для питания внутренних и некоторых внешних элементов в  существует стабильный источник опорного напряжения , который выведен на вывод 8 ИМС. Фильтрация его от высокочастотных помех осуществляется конденсатором .Установка частоты преобразования ОПНО  производится выбором параметров последовательной цепи , средняя точка которой подключена к выводу 4 . Питание этой цепи осуществляется от стабильного источника , что позволяет улучшить устойчивость системы автоматического регулирования (САР) и повысить стабильность напряжения .

Между выводами 1 и 2  включен резистор , при помощи которого можно изменять коэффициент усиления САР, изменяя тем самым динамические и статические характеристики "безтрансформаторного" ИВЭП.

Вторая половина оптопары , устройства гальванической развязки содержит фототранзистор, сопротивление которого изменяется при изменении яркости светового потока, поступающего от светодиода первой половины этой оптопары (см. рис. 4). Конденсатор , включенный между базой и коллектором фототранзистора, служит для исключения влияния высокочастотных импульсов помехи на работу схемы управления. Резисторы  и образуют делитель напряжения, выходное напряжение которого подключено к выводу 2 . Этот вывод является входом схемы сравнения ИМС, которая управляет работой внутренней схемы, осуществляющей преобразование аналогового сигнала в импульсную последовательность . Питание фототранзистора оптопары  осуществляется от источника напряжения  через резистор .

**2. Расчет "безтрансформаторного" ИВЭП**

**Исходные данные:**

1. Максимальное напряжение сети переменного напряжения (действующее значение): Ес max = 410 В;
2. Минимальное напряжение сети переменного напряжения (действующее значение): Ес min = 375 В;
3. Выходное напряжение ИВЭП: UH = 48 В;
4. Максимальный выходной ток нагрузки ИВЭП: Iн макс = 0,5 А; максимальная выходная мощность: Рн = 24 Вт;
5. Пульсации напряжения на конденсаторе Cнч сглаживающего фильтра сетевого выпрямителя: ΔЕП = 52 В;
6. КПД ИВЭП не менее:  = 0,6;
7. Режим работы силового каскада: с превышением тока (с ПТ)
8. Частота преобразования импульсного преобразователя постоянного напряжения: fпр = 42 кГц;
9. Максимальная температура окружающей среды: Токр = 38 ˚С
10. Индуктивность рассеяния обмоток силового трансформатора:

Ls = 2,4 мкГн;

1. Амплитуда увеличения импульса напряжения силового транзистора преобразователя за счет индуктивности рассеяния обмоток силового трансформатора TV: ΔUси = 21 В.

**Порядок расчета** **импульсного источника электропитания**

**2.1 Определение максимального и минимального значений постоянного напряжения питания силового каскада**

Определяем максимальное  и минимальное  значение постоянного напряжения питания силового каскада, В:

 (2.1)

, (2.2)

где - падение напряжения на диоде сетевого выпрямителя, где принято, что .





**2.2 Выбор типа диодов VDc1…VDc4 сетевого выпрямителя**

Максимальное обратное напряжение на диодах равно максимальному выпрямительному напряжению, В:

 (3.1)



Средний ток, протекающий через каждый из диодов, А:

 (3.2)



Диоды выбираются таким образом, чтобы для этих расчетных значений напряжений и токов выполнялся коэффициент запаса >0,7. Кроме того, необходимо учитывать наличие в сети возможных импульсных низкочастотных и высокочастотных перенапряжений, поэтому для сетевых выпрямителей желательно, чтобы допускаемые напряжения превышали расчетные в 2…3 раза по отношению к расчетным.

Воспользуемся справочными данными по некоторым типам выпрямительных и импульсных диодов, приведенными в приложении 2 {1}.

В нашем случае подходят диоды типа КД220Г, у которых максимально допустимое обратное напряжение , а ток .

## **2.3 Определение емкости сглаживающего конденсатора сетевого** **выпрямителя конденсатора Снч**

Рассчитаем емкость сглаживающего конденсатора сетевого выпрямителя конденсатора ,мкФ:

 (4.1)



Учитывая, что обычно емкость электролитических конденсаторов имеет технологический разброс 20%, из номинального ряда емкостей выбираем .

Максимальное напряжение на этом конденсаторе, В:

 (4.2)



Из номинального ряда напряжений выбираем конденсатор с максимально допустимым напряжением 800 В.

**2.4 Определение максимальной скважности  управляющих** **импульсов** 

Рассчитаем максимальную скважность **** управляющих импульсов ****:

**,** (5.1)

где , обычно при предварительном расчёте принимается, что , - падение напряжения на открытом транзисторе VTs.

Тогда найдем максимальную скважность:

****

**2.5 Расчёт силового трансформатора TV**

Максимальный ток первичной обмотки , А:

 (6.1)



Действующее значение тока обмотки , А:

 (6.2)



Коэффициент трансформации силового трансформатора:

**** (6.3)

****

Действующее значение тока вторичной обмотки  и диода VDв, А:

 (6.4)



Индуктивность первичной обмотки  трансформатора TV, мГн:

 (6.5)

Найдем индуктивность первичной обмотки:



Определяем число витков первичной обмотки . Из данных приложения 1 {1} предварительно выбираем магнитопровод . Для него средняя длина силовой линии , площадь поперечного сечения сердечника , магнитная проницаемость :

 (6.6)



Полученный результат следует округлить до ближайшего целого и желательно четного числа, поэтому .

Приращение магнитной индукции в сердечнике магнитопровода за время действия импульса тока первичной обмотки, Тл:

 (6.7)



Индукция насыщения материала сердечника МП140 равна . Она больше, чем рассчитанное приращение , поэтому можно сделать вывод о том, что типоразмер магнитопровода выбран верно. В противном случае нам бы требовалось выбирать магнитопровод с меньшей магнитной проницаемостью и пересчитывать число витков.

Определяем коэффициент трансформации обмотки  питания схемы управления по отношению к обмотке :

, (6.8)

где напряжение питания 



Определяем число витков обмоток трансформатора TV, витков:

 (6.9)



Выбираем .

 (6.10)



Выбираем .

Определяем диаметр проводов обмоток и потери мощности в обмотках трансформатора.

Для уменьшения индуктивности рассеяния  необходимо равномерное распределение обмоток по поверхности тороидального магнитопровода и расположение их друг над другом с минимальным расстоянием. Т.е. толщина изоляции между обмотками должна быть минимальной. В данном случае обмотку  наматывают первой и далее наматывают обмотку .

Диаметр провода с изоляцией определяем исходя из условия расположения обмотки  виток к витку по внутренней окружности сердечника в один слой, мм:

, (6.11)

где - внутренний диаметр выбранного сердечника магнитопровода, геометрические и электрические параметры тороидальных магнитопровода типа МП приведены в приложении 1 {1}.



Справочные данные по обмоточным проводам приведены в приложении 3 {1}, откуда выбираем провод ПЭТВ-2-0,55. Его диаметр без изоляции равен , сечение провода , а сопротивление 1м провода (погонное сопротивление)- .

Определяем плотность тока в проводе обмотки , А/мм2:

 (6.12)

,

что вполне удовлетворяет требуемым нормам: .

Длина провода первичной обмотки, мм:

 (6.13)

,

т.е. длина провода первичной обмотки .

Потери мощности в проводе обмотки , Вт:

 (6.14)



Потерями мощности можно пренебречь.

Диаметр провода без изоляции вторичной обмотки, мм:

 (6.15)



Из данных таблицы приложения 3 {1} выбираем провод ПЭТВ-0,62. Его диаметр без изоляции равен , поперечное сечение , а погонное сопротивление .

С учётом наличия на сердечнике обмотки  и межобмоточной изоляции длина провода вторичной обмотки :

 (6.16)

,

т.е. длина провода вторичной обмотки .

Потери мощности в проводе вторичной обмотки, Вт

 (6.17)



Т.к. ток, протекающий по обмотке , не превышает 10…20 миллиампер, т.е. весьма мал, то для нее из таблицы 3 приложения 3 {1} выбираем провод ПЭТВ-2-0,1 и расчёта потерь мощности не делаем.

На этапе расчета потери мощности считаются равными потерями в проводах обмоток, т.е. полные потери мощности в трансформаторе равны, Вт:

 (6.18)

Потери мощности в трансформаторе, Вт:



Действующее значение тока стока транзистора равно току первичной обмотки : . Максимум напряжения сток-исток транзистора будет иметь место непосредственно после его запирания, Вт:

, (7.1)

где -напряжение, вызванное накоплением тока в индуктивности рассеяния обмоток TV. На предварительном этапе расчета принимается: .



На основании расчетов и в соответствии с приложением 4 {1} выбираем транзистор 2П803А.

Статические потери мощности в транзисторе составляют, Вт:

, (7.2)

где - сопротивление транзистора VTs в открытом состоянии;

 - максимальная температура перехода транзистора;

- максимальная температура окружающей среды, задана в задании.

Вычислим статические потери мощности в транзисторе, Вт:



Поскольку рассчитываемый преобразователь предназначен для работы в режиме ПТ, то коммутационными потерями мощности, вызванные наличием импульса тока  можно пренебречь.

Потери мощности при включении транзистора VTs зависят от времени спада тока стока , которое, в свою очередь, определяется временными и амплитудными параметрами сигнала , формируемого схемой управления. Практически для выбранной элементной базы можно принять, что .

Ориентировочно потери мощности при включении транзистора VTs определяются, Вт:

 (7.3)



Суммарная мощность, рассеиваемая транзистором VTs, Вт:

 (7.4)



**2.6 Выбор выпрямительного диода VDв**

Действующее значение тока диода равно току вторичной обмотки .

Обратное напряжение на диоде, В:

 (8.1)



Критерии выбора диода те же, что и для транзистора. Поскольку через диод протекает значительный ток, то его следует выбирать с большим запасом. Это позволит уменьшить размеры теплоотвода. Руководствуясь этим, выбираем диодную сборку КД636ВС, которая представляет собой два диода Шоттки с общим катодом. Она имеет: обратное напряжение  и максимальный прямой ток - . Время восстановления обратного сопротивления - . Падение напряжения на этой диодной сборке равно: .

Статические потери мощности на диоде VDв:

 (8.2)



Поскольку преобразователь работает в режиме ПТ, то коммутационными потерями мощности, вызванными наличием импульса тока  в режиме НТ, можно пренебречь.

Определим параметры элементов схемы управления на рис.11.

Рассчитаем сопротивление резистора запуска ИВЭП- .

Через этот резистор протекает ток заряда конденсатора  и ток запуска ИМС , равный 0,5 мА. Напряжение запуска ИМС составляет 16В. Предположим, что требуемый суммарный ток запуска  равен удвоенному току запуска 1,0мА, тогда схема будет надежно запускаться, если сопротивление резистора , кОм:

 (9.1)



Ближайшим из стандартного ряда является резистор сопротивлением 160кОм . Следовательно, .

Мощность, рассеиваемая этим резистором, составляет:

 (9.2)



**2.7 Определение параметров элементов схем управления**

Определяем параметры элементов цепи защиты силового транзистора VTs от перегрузки по току.

При определении параметров элементов цепи защиты по току целесообразнее руководствоваться типовым значением сопротивления, которое, как правило, лежит в пределах  от максимального. Напряжение на выводе 3 ИМС- , равно падению напряжения на сопротивлении резистора , при котором начинается ограничение длительности импульса , составляет 1В. Исходя из того, что амплитуда импульса тока, протекающего через резистор , должна находиться в пределах , выбираем его сопротивление равным 1,2кОм. Считая прямое падение напряжение на диоде VDt, равным 0,6В.

Найдем сопротивление резистора :

 (9.3)



Из номинального ряда сопротивлений выбираем: 

Меньшее значение сопротивления  рассчитаем исходя из того, что протекающий через него ток  не должен превышать 10мА при номинальном напряжении питания схемы управления и при минимальном падении напряжения на силовом транзисторе VTs и диоде VDt. Максимальное сопротивление резистора  выбираем таким, чтобы при напряжении на выводе 7 ИМС, близком к напряжению ее выключения  и при максимальном напряжении на открытом транзисторе VTs, диод VDt был открыт.

Следовательно:

 (9.4)

Подстановка численных значений дает:



и после вычислений получаем:



Из полученного диапазона и известного номинального ряда сопротивлений выбираем резистор . Рассчитаем сопротивление резистора  в цепи управляющих импульсов (в цепи затвора транзистора VTs). Если принять, что время переключения силового транзистора равно , то выходной ток ИМС , требующий для переключения VTs, находится:

, (9.5)

где - полный заряд емкости затвор-исток транзистора VTs. Для современных транзисторов величина  приводится, обычно, в справочных данных, принимаем .

Тогда ток, А:



Тогда сопротивление резистора  определяется:

 (9.6)



Выбираем .

Определяем параметры цепи, определяющей частоту преобразования силового каскада .

Согласно технической документации на ИМС типа КР1033ЕУ15А, если сопротивление , то для выбранной частоты требуется иметь следующую емкость конденсатора :

 (9.7)



Из номинального ряда емкостей конденсаторов выбираем .

Мощность, рассеиваемая ИМС :

 (9.8)



Собственные потери мощности ИМС:

, (9.9)

где - максимальный ток, потребляемый ИМС во включенном состоянии:

.

Тогда получаем, что:



Суммарные потери мощности, Вт:

 (9.10)



Эта величина меньше, чем нормативно допускаемая: .

Определяем параметры цепи обратной связи схемы сравнения по напряжению в схеме рис.

Внутреннее опорное напряжение ИМС схемы сравнения рис. - , равно . Оно формируется при помощи делителя напряжения . Если выбрать ток через делитель , то сопротивление  находится следующим образом:

 (9.11)



В соответствии с имеющимся рядом номинальных величин сопротивлений выбираем: .

Для точной настройки уровня выходного напряжения  резистор  должен быть переменным или подборным.

Средняя величина этого сопротивления определяется:

 (9.12)



Следовательно, если этот резистор будет подборным или переменным, то с достаточным запасом можно принять: . Если оно будет подборным, то диапазон сопротивлений должен лежать в пределах () Ом.

## **2.8 Определение параметров элементов демпфирующей** **цепи силового каскада**

В соответствии с законом сохранения энергии магнитного поля можно определить, что , где - энергия, накопленная в индуктивности рассеивания обмоток силового трансформатора TV на этапе открытого состояния транзистора VTs, - энергия, которую должен “поглотить” демпфирующий конденсатор  после выключения VTs при заданной амплитуде увеличения импульса напряжения сток-исток: . Так как

, (10.1)

где , то емкость демпфирующего конденсатора определяется

 (10.2)



Выбираем емкость .

Сопротивление демпфирующего резистора  найдем исходя из того, что напряжение на конденсаторе  уменьшается на величину  за период , чтобы к следующему моменту времени выключения транзистора конденсатор смог “поглотить” следующий импульс тока, накопленный в индуктивности рассеяния. Закон изменения напряжения на  имеет вид:

 (10.3)

Откуда величина максимального сопротивления демпфирующей цепи определяется выражением

 (10.4)



Для обеспечения заведомо полного разряда демпфирующего конденсатора  во всех режимах работы преобразователя величину сопротивления резистора  выбираем в два раза меньше расчетной, то есть . Напряжение на резисторе  демпфирующей цепи:

 (10.5)



Мощность, рассеиваемая резистором :

 (10.6)



В соответствии с требуемым коэффициентом запаса выбираем резистор мощностью 1 Вт.

Через включенный диод VDд демпфирующей цепи протекает импульсный ток . Обратное напряжение равно максимальному напряжению сток-исток . Диод должен обладать повышенным быстродействием. Так как относительная длительность импульса тока, протекающие через него, мала, то можно выбрать диод с допускаемым средним током не более 2 А и с максимальным обратным напряжением 800 В. В соответствии со справочными данными приложения 2 {1} этими условиями удовлетворяет диод КД247Д.

**2.9 Определение КПД источника вторичного питания**

Найдем КПД источника электропитания:

 (11.1)



Достаточно точное определение пульсаций выходного напряжения  является сложным процессом и требует использования некоторых параметров сглаживающих конденсаторов **** и **,** которые не оговариваются справочными данными или иной нормативной документацией. В наиболее значительной степени это относится к режиму ПТ, который принят для рассчитываемого импульсного преобразователя.

Поэтому определение емкости этих конденсаторов может быть сделано из соображений: приближенно пульсации напряжения на выходе силового каскада преобразователя определяются как:

 (12.1)

Выходной фильтр силового каскада состоит из двух электролитических конденсаторов **** и **,** между которыми включен дроссель . Современные электролитические конденсаторы обладают внутренним эквивалентным сопротивлением  потерь (ЭПС), которое не позволяет получать достаточно малые величины напряжения . Для исключения негативного влияния ЭПС в схему выходного сглаживающего фильтра ОПНО практически всегда вводятся индуктивные элементы. Величина индуктивности , обычно, невелика и составляет несколько десятков микрогенри. Формула для определения  справедливо для случая, когда . Тогда приведенная емкость **** может быть представлена как сумма емкостей конденсаторов **** и **.** Для исключения негативного влияния ЭПС в схему введен дроссель . Поэтому наиболее целесообразным является определение некоторой условной емкости сглаживающих конденсаторов. Эта условная емкость должна быть использована в качестве конденсаторов **** и ****. Тогда для заданной нормы  пульсаций выходного напряжения ИВЭП емкости конденсаторов **** и **** находятся:

, (12.2)

где 



Исходя из соображений соответствующего запаса по емкости () выбираем конденсаторы .

**Заключение**

В данном курсовом проекте был рассчитан источник вторичного электропитания (ИВЭП) с выходным напряжением 48 В, максимальным током нагрузки 0,5 А и КПД 0,6, а также определили максимальное и минимальное значения постоянного напряжений силового каскада  и , типа КД220Г; определили емкость сглаживающего конденсатора сетевого выпрямителя конденсатора Снч**=**15 мкФ; определили максимальную скважность  управляющих импульсов , равная 0,19; рассчитали параметры силового трансформатора, выбрали магнитопровод сердечника трансформатора, выбрали марки проводов первичной и вторичной обмоток соответственно ПЭТВ-2-0,55 и ПЭТВ-2-0,62, рассчитали потери мощности в трансформаторе 0,315 Вт; выбрали транзистор 2П803А, определили суммарную мощность рассеивания 0,16 Вт; выбрали выпрямительный диод VDв марки КД247Д; определили параметры элементов схемы управления и демпфирующей цепи; определили емкость сглаживающихконденсаторов  и , которая соответственно равна 1800 мкФ.

**Список используемой литературы**

1. Б.С.Сергеев, А.Н.Чечулина, Н.Б.Курченкова “Расчёт импульсного источника вторичного электропитания”: Учебное пособие для курсового проектирования. Екатеринбург, 2002г.
2. В.А. Ломанович “Справочник по радиодеталям” - (Справочник и конденсаторы): Издательство ДОСААФ-Москва, 1966г.