

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
образования
«Тольяттинский государственный университет»

Институт машиностроения

(наименование института полностью)

Кафедра

«Промышленная электроника»

(наименование)

11.03.04 Электроника и нанoeлектроника

(код и наименование направления подготовки)

Электроника и робототехника

(направленность (профиль))

**ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА
(БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА)**

на тему Сетевой блок питания постоянного напряжения

Обучающийся

С.И. Кандинов

(Инициалы Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель

к.т.н, доцент М.В. Позднов

(ученая степень (при наличии), ученое звание (при наличии), Инициалы Фамилия)

Тольятти 2024

Аннотация

Объем 78 с., 50 рисунков, 10 таблиц, 35 формул, 21 источник.

Сетевой блок питания постоянного напряжения.

Цель работы – разработка сетевого блока питания постоянного напряжения, удовлетворяющего техническому заданию.

Задачи работы заключались в разработке схемы блока питания, сочетающего в себе невысокую стоимость, хорошие технические и эксплуатационные характеристики.

Работа состоит из трех глав, в ходе которых решались поставленные задачи. В первой главе рассматривались существующие решения и принимались критерии для разработки устройства.

Во второй главе рассматривались существующие структурные схемы источников питания и соответствующие топологии. Впоследствии была разработана принципиальная схема устройства и выбраны компоненты. Схема была промоделирована при помощи современных компьютерных средств, в результате чего были оценены итоговые характеристики устройства. Так же был реализован приблизительный расчет стоимости схемы.

В третьей главе была рассмотрена технология разработки печатных плат, в частности вопросы разработки плат для импульсных блоков питания. С учетом технологии была спроектирована и трассирована плата устройства.

Результатом выполнения бакалаврской работы является универсальный сетевой блок питания, удовлетворяющий требованиям технического задания.

Содержание

Введение.....	4
1 Постановка задачи.....	6
1.1 Поиск и анализ технических параметров аналогичных устройств.....	6
1.2 Критерии для разработки	12
1.3 Разработка структурной схемы.....	13
2 Конструкторское проектирование устройства.....	17
2.1 Разработка электрической принципиальной схемы	17
2.2 Выбор элементов устройства	21
2.3 Моделирование устройства.....	55
2.4 Примерный расчет стоимости схемы.....	64
3 Технологический раздел.....	66
3.1 Технология разработки печатной платы.....	66
3.2 Разработка печатной платы.....	69
Заключение	74
Список используемой литературы и используемых источников.....	75

Введение

Невозможно представить себе электронного устройства без внутреннего либо внешнего источника питания. Без источника питания такое устройство не имеет смысла, оно не способно выполнять поставленные задачи, а по сему должно иметь в своем составе блок, обеспечивающий конструкцию энергией.

При этом блок питания (БП) по праву можно считать самым важным, при этом самым недооцененным элементом любого электронного устройства, так как пользователи считают, что все блоки питания одинаковые и не влияют на выполнение функций устройством в целом. Но статистика говорит об обратном, некачественный БП способен не только нарушить стабильную работу устройства, но и вовсе вывести его из строя, а большинство ремонтов электронного оборудования связано именно с неисправностями блоков либо цепей питания.

Так же неправы пользователи и в том, что все БП одинаковы. В настоящее время существует несколько принципиально разных подходов к питанию устройства, получивших широкое распространение, и имеющих огромное число топологий и принципиальных схем для их реализации, обеспечивающих питание как миниатюрных переносных устройств, по типу часов, так и крупных промышленных станков и агрегатов, мощность которых исчисляется киловаттами. Питание электронных устройств является целой индустриальной ветвью, которая стремительно развивается. Этому же способствует широкий спрос потребителей, рост производства электроники и повышение потребляемой мощности.

Отдельно необходимо выделить, всем известные, сетевые блоки питания, они же сетевые адаптеры или АС-DC преобразователи. Являясь по сути вторичными источниками электроэнергии, они преобразуют переменное напряжение электросети в постоянное напряжение нужной величины. Это важно, так как лишь малое количество электрических приборов способно

питаться непосредственно от высокого переменного напряжения первичной сети, большинству же необходимо напряжение постоянное.

Современные сетевые адаптеры, зачастую являются стабилизированными импульсными блоками питания, управляемыми микроэлектроникой. Данная парадигма имеет множество существенных преимуществ по сравнению, с уже ставшей классикой, трансформаторной схемой линейного блока питания. Импульсные БП имеют намного более высокий КПД, достигающий 96% у хороших образцов, что так же положительно сказывается на тепловыделении, по сравнению с линейными БП той же мощности, более широкий диапазон входных напряжений и отсутствие чувствительности к качеству входного напряжения, они имеют намного меньший размер и вес, не имеют громоздких трансформаторов, что положительно сказывается на стоимости и эксплуатационных качествах, как самого блока, так и устройства в целом. Однако данные блоки являются более сложными и имеют проблемы с электромагнитной совместимостью (ЭМС) и величиной пульсаций выходного напряжения, из-за работы транзистора в ключевом режиме, лежащим в основе принципа работы импульсных БП.

Но прогресс не стоит на месте, развиваются электронные компоненты, входящие в состав таких БП, развивается схемотехника и разрабатываются новые методы снижения негативных эффектов работы БП, либо обнаруженные недостатки совсем устраняются, что делает импульсные БП по-прежнему очень перспективной технологией.

Целью же данной работы является проектирование сетевого блока питания постоянного напряжения с входным сетевым напряжением $220\text{В} \pm 10\%$ и частотой 50 Гц, регулируемым выходным напряжением 12...24 В и выходным максимальным током равным 1 А.

1 Постановка задачи

1.1 Поиск и анализ технических параметров аналогичных устройств

В настоящий момент на рынке представлено большое число сетевых блоков питания, предназначенных для различных видов устройств. Рассмотрим те из них, которые удовлетворяют, либо близки к техническим параметрам, разрабатываемого нами БП.

Сетевой блок питания MEANWELL GS06E-3P1J представлен на рисунке 1, а его характеристики в таблице 1.



Рисунок 1 – Сетевой адаптер MEANWELL GS06E-3P1J

Таблица 1 – Характеристики сетевого адаптера MEANWELL GS06E-3P1J

Входное напряжение	90 - 264 В, переменное 47-63 Гц
Выходное напряжение	12 В, постоянное, нерегулируемое
Выходной ток	0.5 А
Мощность	6 Вт
Пульсации и шум	100 мВ пик-пик
КПД	76 %
Потребляемый максимальный переменный ток	0.2 А
Комплекс защит	От короткого замыкания, перегрузки, перенапряжения
Электрическая прочность изоляции	3 кВ переменного напряжения
Тип разъема	P1J
Особенности	Низкое энергопотребление на холостом ходу, равное 0.75 Вт

Данный блок питания относится к серии GS компании MEANWELL, крупного производителя источников питания. Относится к классу стабилизированных импульсных источников питания. Представляет собой пластиковый корпус со штепсельной вилкой и разъемом 5.5*11 мм. Может быть использован для питания различных устройств, которым необходимо напряжении 12В и ток до 0.5 А. Данный БП соответствует стандартам EISA 2007, EN60950-1 и стандарту EMC EN61000-4-2,3,4,5,6,11 criteria A [1].

Сетевой блок питания NAVIGATOR ND-E12-IP20-12V представлен на рисунке 2, а его характеристики представлены в таблице 2.



Рисунок 2 – Блок питания NAVIGATOR ND-E12-IP20-12V

Таблица 2 – Характеристики блока питания NAVIGATOR ND-E12-IP20-12V

Входное напряжение	100-240 В, переменное 50-60 Гц
Выходное напряжение	12 В, постоянное, нерегулируемое
Выходной ток	1 А
Выходная мощность	12 Вт
КПД	85 %
Комплекс защит	От короткого замыкания, перегрузки

Данный сетевой блок питания компании NAVIGATOR предназначен для питания светодиодных лент. Относится к классу импульсных источников питания со стабилизацией по напряжению. Представляет собой пластиковый корпус с штепсельной вилкой, имеет выключатель и разъем для быстрого и

простого подключения лент. Блок питания сертифицирован согласно действующим техническим регламентам таможенного союза [2].

Сетевой блок питания ROBITON PC1000 представлен на рисунке 3, а его характеристики в таблице 3.



Рисунок 3 – Сетевой блок питания PC1000

Таблица 3 – Характеристики сетевого блока ROBITON PC1000

Входное напряжение	230 В, переменное, 50 Гц
Выходное напряжение	1,5, 3, 4,5, 6, 7,5, 9, 12 В, постоянное, нестабилизированное
Выходная сила тока, номинальная	1000 мА
Входная мощность	23,5 Вт
Номинальная мощность	12 ВА
Комплекс защит	Защита от перегрева

Данный сетевой блок питания компании ROBITON относится к универсальным.

Серия РС относится к нестабилизированным источникам питания, из документации следует, что схема блока состоит из трансформатора и выпрямителя, то есть выходное напряжение зависит от нагрузки. Представляет из себя пластиковый корпус с вилкой, имеет большой набор выходных разъемов и возможность дискретного регулирования напряжения, что значительно расширяет область применения данного блока питания [3].

Сетевой блок питания ROBITON SN1000 представлен на рисунке 4, а его характеристики в таблице 4.



Рисунок 4 – Сетевой адаптер ROBITON SN1000

Таблица 4 – Характеристики сетевого адаптера ROBITON SN1000

Входное напряжение	230 В, переменное, 50 Гц
Выходное напряжение	1.5, 3, 4.5, 6, 7.5, 9, 12 В, постоянное, стабилизированное
Выходной ток, номинальный	1000 мА
Входная мощность	21 Вт
Выходная мощность	12 ВА
Комплекс защит	От короткого замыкания, перегрева, перегрузки

Сетевой блок питания SN1000 компании ROBITON относит серию SN к стабилизированным блокам питания, то есть выходное напряжение не зависит от нагрузки. Согласно документации, схема блока состоит из трансформатора, выпрямителя и стабилизатора. Данный блок питания является универсальным, с дискретным изменением значения выходного напряжения и возможностью изменения полярности разъемов, состоящих в наборе [4].

Сетевой блок питания MEANWELL GS18A12-P1J представлен на рисунке 5, а его характеристики в таблице 5.



Рисунок 5 - Сетевой настольный блок питания MEANWELL GS18A12-P1J

Таблица 5 – Характеристики сетевого настольного блока питания MEANWELL GS18A12-P1J

Входное напряжение	94 – 264 В, переменное, 47 – 63 Гц
Выходное напряжение	12 В, постоянное, стабилизированное
Входной переменный ток	0.5 А
Выходной постоянный ток	1.5 А
Выходная мощность	18 Вт
Потребляемая мощность без нагрузки	<0.5 Вт
КПД	81%
Пульсации и шум	80 мВ пик-пик
Комплекс защит	От короткого замыкания, перегрузки, перенапряжения

Данный сетевой блок питания компании MEANWELL относится к серии импульсных настольных блоков питания, универсального назначения. Представляет собой прямоугольный пластиковый корпус, отличающийся от большинства привычных сетевых источников питания тем, что не имеет встроенной штепсельной вилки. Для питания от сети используется разъемный силовой кабель, что позволяет более удобно располагать и использовать блок питания, особенно в стесненных пространствах. Так же подобная конфигурация корпуса дает возможность выбрать наилучшую компоновку БП, что благоприятно сказывается на температурном режиме работы источника питания и, как следствие, на его долговечности и надежности [5].

1.2 Критерии для разработки

На основании рассмотренных примеров и технического задания можно сформулировать требования для разработки устройства.

Питание БП должно осуществляться от сети переменного напряжения номиналом $220\text{В} \pm 10\%$ и частотой 50 Гц. Выходное напряжение БП должно иметь возможность изменяться в пределах от 12 до 24 В, а также должен обеспечиваться выходной ток равный 1 А.

При разработке необходимо обеспечить легкие режимы работы устройства, электромагнитную совместимость (ЭМС) и защиту от внешних и внутренних негативных факторов, безопасность для пользователя и ремонтпригодность изделия.

По аналогии с представленными на рынке устройствами, приветствуется наличие в БП защитных механизмов таких как защита от короткого замыкания (КЗ), перенапряжения и перегрузки и т.д. Устройство должно быть мобильным и простым в использовании.

1.3 Разработка структурной схемы

В данный момент времени наиболее актуальной и перспективной является технология импульсных источников питания (ИИП). Данные источники питания имеют ряд существенных достоинств по сравнению с уже ставшей классической трансформаторной линейной схемой построения блоков питания. К преимуществам можно отнести:

- Более высокий КПД, превышающий 95%
- Меньший размер и вес БП
- Меньшая стоимость
- Меньшее тепловыделение

Однако имеются и недостатки, такие как:

- Сложность
- Уровень шумов, соответственно, наличие проблем связанных с ЭМС

Так же в пользу ИИП говорит то, что подавляющее число БП являются импульсными, особенно в областях низких и средних мощностей. ИИП используются повсеместно, отдавая линейным БП лишь сферы электроники, в которых принципиально отсутствие помех, например, приборостроении или профессиональной звуковой аппаратуре, при этом с развитием техники наблюдается вытеснение трансформаторных БП и из этих отраслей.

Рассмотрим обе структурные схемы и принципы, лежащие в их основе.

Структурная схема линейного блока питания (ЛБП) имеет вид, представленный на рисунке 6:



Рисунок 6 – Структурная схема ЛБП

Сетевое напряжение поступает на трансформатор Tr , посредством которого осуществляется понижение входного низкочастотного сетевого напряжения частотой до нужного значения.

Пониженное напряжение поступает на вход полупроводникового выпрямителя B , который может быть реализован по различным схемам, например мостовой. Напряжение принимает пульсирующий вид определенной полярности.

Для большинства устройств неприемлемо использование пульсирующего напряжения, поэтому оно проходит через фильтр Φ , как правило, на основе конденсатора большой емкости. Выходное напряжение становится более линейным, амплитуда пульсаций снижается.

Но полученное напряжение сильно зависит по величине от входного сетевого напряжения и вслед за ним может меняться в широких пределах, а также снижается при увеличении нагрузки, что недопустимо. В дело вступает стабилизатор $Ст$, который стабилизирует на определенном уровне, необходимом для потребителя.

После прохождения всех элементов схемы, сетевое переменное напряжение преобразуется в постоянное напряжение требуемой величины и готово к использованию [6].

Структурная схема ИИП имеет вид, представленный на рисунке 7.

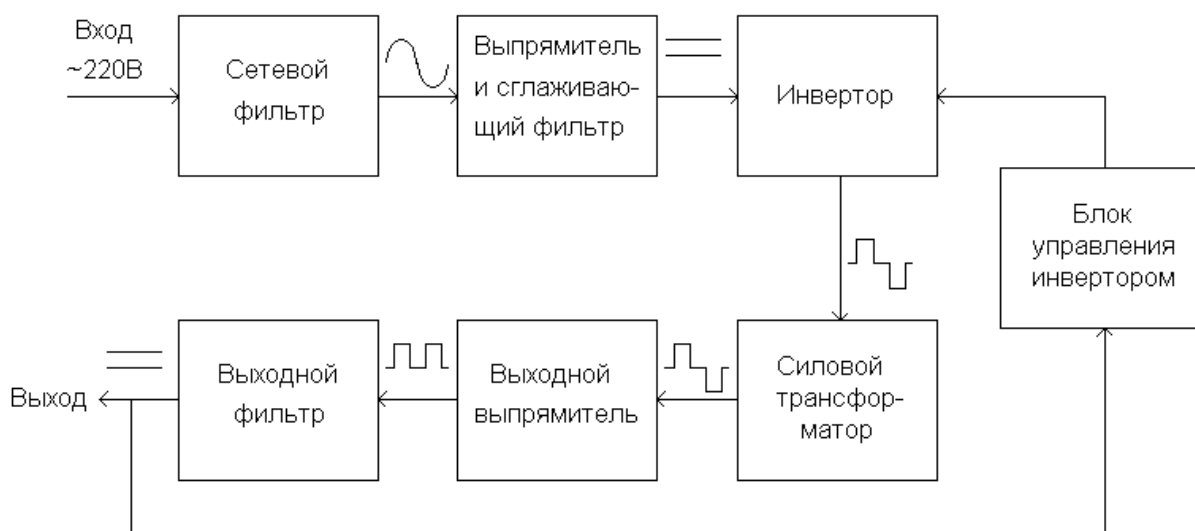


Рисунок 7 – Структурная схема ИИП

Сетевое входное переменное напряжение попадает на сетевой фильтр, который призван защитить внешние сети от импульсных помех, возникающих при работе блока питания.

Отфильтрованное напряжение приходит на полупроводниковый выпрямитель и сглаживающий фильтр, на выходе которого формируется выпрямленное сетевое не пониженное напряжение.

Выпрямленное напряжение проходит через инвертор, который формирует импульсное переменное напряжение высокой частоты, используя для этого полупроводниковые ключи. Инвертором управляет контроллер.

Инвертор обстреливает импульсами силовой импульсный трансформатор, который понижает входное импульсное напряжение до нужного напряжения.

Полученное напряжение проходит через выходной выпрямитель, который вновь выпрямляет напряжение и отправляет его на выходной фильтр.

Стабилизация напряжения происходит путем внедрения обратной связи с выхода БП. Блок управления инвертором, отслеживая выходное напряжение по средством обратной связи, изменяет ширину импульсов ШИМ, тем самым прокачивая различное количество энергии через высокочастотный трансформатор и корректируя величину выходного напряжения.

Основное отличие заключается в повышении частоты напряжения, поступающего на трансформатор. Осуществляется это благодаря введению в схему инвертора (контроллера), который путем попеременного включения/отключения полупроводниковых ключей меняет полярность подключения первичной обмотки трансформатора, попутно меняется и форма напряжения, приходящего на трансформатор, с синусоидальной в ЛБП на прямоугольную (импульсную) в ИИП. Это позволяет значительно снизить размеры и стоимость трансформатора – самого большого и дорогого узла БП, более эффективно использовать накопительные элементы схемы и реализовать дополнительные режимы работы ИИП [7].

ИИП может содержать дополнительные блоки, улучшающие его эксплуатационные характеристики, например, модуль коррекции коэффициента мощности или дополнительные развязывающие трансформаторы. Однако, так как техническое задание не предъявляет особых требований за основу примем базовую структурную схему ИИП, представленную на рисунке 7.

Выводы к разделу 1.

В представленном разделе были рассмотрены различные виды аналогов сетевых БП с параметрами, схожими с проектируемым блоком питания.

Можно выделить то, что большинство сетевых адаптеров представляют собой пластиковый корпус небольших размеров, со встроенной штепсельной вилкой. В том числе среди универсальных БП встречаются дискретно регулируемые блоки, что расширяет область их возможного применения.

подавляющее большинство блоков питания являются импульсными стабилизированными, допускают широкий диапазон входных напряжений и показывают хорошую стабильность выходного напряжения. Имеют относительно невысокий уровень пульсаций выходного напряжения, порядка 70 – 100 мВ и высокий КПД, не менее 70%. В связи с вышесказанным были сформулированы критерии разработки БП и рассмотрены структурные схемы ЛПБ и ИИП, в итоге предпочтение было отдано импульсной схеме блока питания, как более современной, эффективной и перспективной.

2 Конструкторское проектирование устройства

2.1 Разработка электрической принципиальной схемы

Существует большое количество топологий импульсных источников питания. Условно их можно разделить на две группы: без гальванической развязки и с гальванической развязкой.

Топологии, относящиеся к первой группе, зачастую применяются в конвертерах, а именно dc-dc преобразователях, к ней относятся понижающий, повышающий и понижающе-повышающий преобразователи.

Вторая группа имеет в своем составе трансформатор и зачастую представляет собой инвертор, то есть ac-dc преобразователь. Здесь можно выделить следующие топологии: обратногоходовая, прямоходовая, push-pull, полумост, полный мост. Причем обратногоходовая и прямоходовая топологии являются одноктактными, то есть полярность включения первичной обмотки трансформатора всегда одна и та же. Остальные топологии являются двухтактными, то есть при работе ключей, полярность подключения обмотки трансформатора постоянно меняется на противоположную [7].

Так же можно выделить резонансную топологию, которая может быть, как одноктактной, так и двухтактной, однако в данный момент она является достаточно редкой и сложной в проектировании.

Основные топологии, их типовые схемы, особенности и области применения представлены на рисунке 8.

Топология	Схема	Мощность, Вт	Область применения	Особенности
Обратноходовой (flyback)		до 300	Источники питания бытовой аппаратуры (TV, DVD и т. п.), мощные зарядные устройства и внешние блоки питания	Простота и низкая стоимость схемы
Прямоходовой (feed forward)		до 300	Источники питания бытовой аппаратуры (TV, DVD и т. п.), мощные зарядные устройства, внешние и встроенные блоки питания	Повышенная эффективность при низких выходных напряжениях, пониженный уровень помех
Резонансный (resonance)		до 300	Источники питания бытовой аппаратуры (TV, DVD и т. п.)	Высокая рабочая частота, малые габариты, простота фильтрации помех
Двухтактный (push-pull)		100–5000	Внешние и встраиваемые источники питания для бытовой, промышленной и автомобильной аппаратуры	Пониженный уровень помех
Полумостовой (half-bridge)		100–1000	Внешние и встраиваемые источники питания (например, компьютеры)	Малые габариты, пониженный уровень помех
Мостовой (full-bridge)		100–3000	Блоки бесперебойного питания, зарядные устройства	Повышенный КПД

Рисунок 8 – Топологии ИИП их особенности и области применения

Как правило, однотактные схемы рассчитаны на сравнительно небольшую мощность в диапазоне от 1 до 300 Вт. Двухтактные схемы позволяют достигать мощности в сотни и тысячи ватт. Это обусловлено более полным использованием трансформатора и ключевых элементов, применением более сложных систем управления. Но отсюда появляются и минусы, двухтактные

схемы намного сложнее и дороже, по сравнению с однотактными, которые встречаются повсеместно в БП малой и средней мощности.

Учитывая максимальную мощность проектируемого устройства, равную 24 Вт, стоит отдать предпочтение однотактным схемам.

В связи с этим необходимо рассмотреть достоинства и недостатки данных схем. К достоинствам обратноходовых БП можно отнести простоту конструкции, малое число компонентов и как следствие дешевизна. К недостаткам: сравнительно высокий уровень электромагнитных помех, при высоких мощностях сильно вырастают габариты трансформатора, так как он же является накопительным элементом схемы.

К достоинствам прямоходового преобразователя можно отнести меньший уровень пульсаций выходного напряжения, меньшие размеры трансформатора, так как накопительным элементом является дроссель, больший КПД. К недостаткам: большее количество элементов, в том числе и полупроводниковых, трансформатор требует дополнительной обмотки, требуется накопительный дроссель, который вырастает в размерах при больших мощностях БП.

По совокупности факторов более целесообразной является схема обратноходового источника питания, так как проектируем БП имеет низкую мощность, равную 24 Вт, не имеет специального назначения, являясь универсальным и следовательно не имеет повышенных требований к уровню пульсаций выходного напряжения и электромагнитных помех, а современные схемотехнические решения позволяют значительно нивелировать данные недостатки при значительной дешевизне готового изделия, что зачастую является основным критерием для широкого потребителя.

Рассмотрим работу устройства на примере типовой схемы, представленную на рисунке 9.

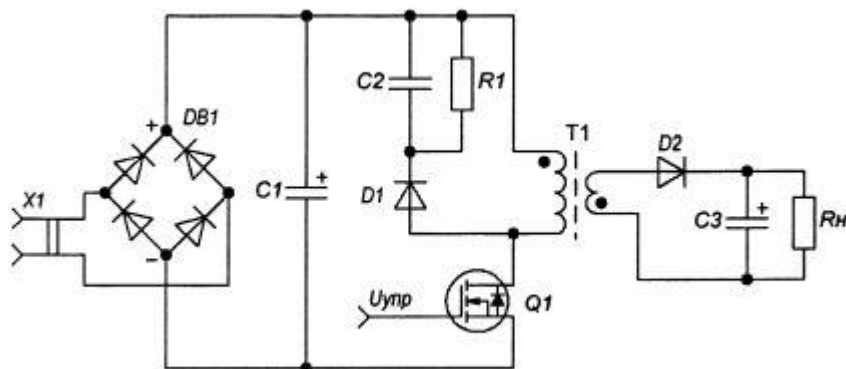


Рисунок 9 – Типовая схема обратноходового блока питания

Входное переменное напряжение сети выпрямляется диодным мостом DB1, пульсации выпрямленного напряжения сглаживаются входным конденсатором C1. При подаче напряжения на затвор полевого транзистора Q1 последний открывается и через первичную обмотку трансформатора T1 начинает протекать плавно нарастающий ток. Вторичная обмотка трансформатора T1 намотана противофазно и передачи энергии из первичной обмотки во вторичную не происходит, так как диод D2 смещен обратно. В это время ток в нагрузке поддерживает выходной конденсатор C3. В то же время происходит намагничивание сердечника трансформатора и накопление в нем энергии. После запираания ключа Q1 меняются на противоположные полярности обмоток трансформатора и накопленная энергия, через прямосмещенный диод D2 поступает в нагрузку, параллельно подзаряжая конденсатор C3. Так как во время запираания ключа на первичной обмотке так же происходит всплеск напряжения обратной полярности, способного повредить полевой транзистор Q1, в схеме присутствует RCD-снаббер на элементах R1, C2, D1. При запираании ключа Q1, диод D1 открывается и обратное напряжение трансформатора T1 заряжает конденсатор C2. Когда транзистор Q1 снова открывается, диод D1 запирается и конденсатор C2 разряжается через резистор R1, тем самым рассеивая накопленную конденсатором C2 энергию [8].

Так как обратноходовая топология склонна к пульсациям выходного напряжения и генерации электромагнитных помех, необходимо дополнить схему

входным сетевым фильтром и эффективным выходным фильтром. Данное решение положительно скажется на стабильности работы самого БП, а также позволит снизить количество и величину электромагнитных помех, отдаваемых в сеть.

Для стабилизации и возможности регулирования выходного напряжения необходимо использовать контроллеры управления ключевым транзистором, охваченные обратной связью по напряжению, а также предусмотреть систему ограничения выходного тока на величине 1 А. Дополнительным плюсом будет наличие в контроллере различных систем защиты БП, с соответствующими электрическими цепями, либо реализация защит другими схемными методами.

2.2 Выбор элементов устройства

За основу подбора и расчета компонентов преобразователя возьмем методику Марти Брауна, представленную в книге «Источники питания. Конструирование и расчет», как наиболее полную, однако будем руководствоваться и иными источниками.

Выбор элементов обратноходового преобразователя стоит начать с микросхемы ШИМ-контроллера, так как она определяет множество параметров компонентов и устройства, в частности.

Несмотря на то, что в настоящее время имеется множество интегральных контроллеров, с встроенным ключом, наиболее рациональным будет применение отдельного ШИМ-контроллера и ключа, так как это повышает ремонтпригодность устройства. Одной из наиболее частых поломок ИИП является выход полупроводникового ключа из строя, при использовании интегральных схем это влечет за собой замену всей схемы, что достаточно дорого, хоть данное решение и требует меньшего количества внешней обвязки.

Среди бесчисленного множества микросхем контроллеров, уже много лет, стоит особняком семейство UCx84x. Они находят широкое применение в разнообразных схемах импульсных БП ввиду низкой стоимости и высокой

эффективности работы. Отличаются модели семейства различными рабочими температурами и максимальным коэффициентом заполнения D , что представлено на рисунке 10.

Первая цифра — температурный режим, °C				
UC184x	UC284x		UC384x	
-55 ..+125	-25...+85		0...+70	
Последняя цифра — пороги включения/выключения и максимальный коэффициент заполнения				
	UCx842	UCx844	UCx843	UCx845
Включение	16V		8.4V	
Отключение	10V		7.6V	
Кэфф. заполнения	≤100 %	≤50 %	≤100 %	≤50 %

Рисунок 10 – Расшифровка маркировки контроллеров UCx84x

Для проектируемого БП выберем контроллер UC3844 от компании Motorola, так как он является наиболее простым и дешевым вариантом, удовлетворяющим наши потребности.

К ее особенностям можно отнести токовый режим работы и максимальную частоту преобразования равную 500 кГц, регулировка «мертвого времени», поцикловое прерывание ШИМ-сигнала, высокотокковый выходной каскад, который позволяет управлять MOSFET транзистором без драйвера, малые токи запуска и управления [9].

Данная микросхема может быть представлена в корпусах DIP-8 и SO-14. Распиновка и описание выводов представлены на рисунке 11 ниже.

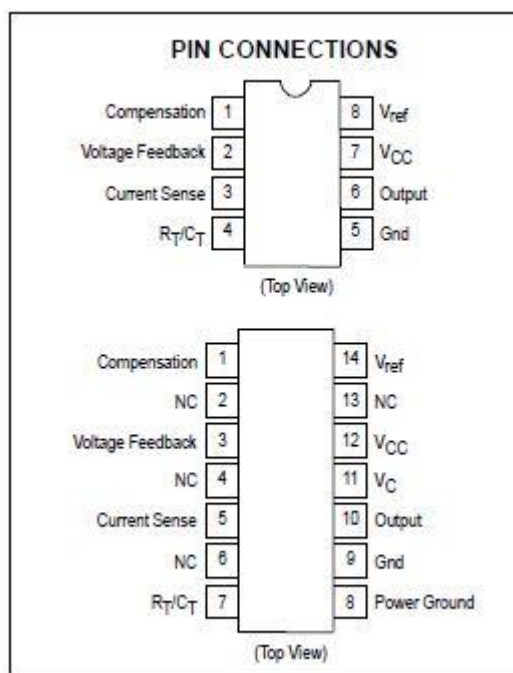


Рисунок 11 – Расположение выводов микросхемы UC3844

1 Compensation – Вывод усилителя ошибок

2 Voltage Feedback – Вывод обратной связи по напряжению

3 Current Sense – Вывод обратной связи по току

4 R_T/C_T – Вывод задания частоты преобразования

5 Gnd – Вывод схемной «земли»

6 Output – Выход микросхемы

7 V_{CC} – Вывод питания микросхемы

8 V_{ref} – Вывод опорного напряжения. Питает частото задающие цепи

Корпус SO-14 имеет отдельные питания микросхемы и выходного каскада.

Внутреннее устройство микросхемы представлено на рисунке 12 ниже.

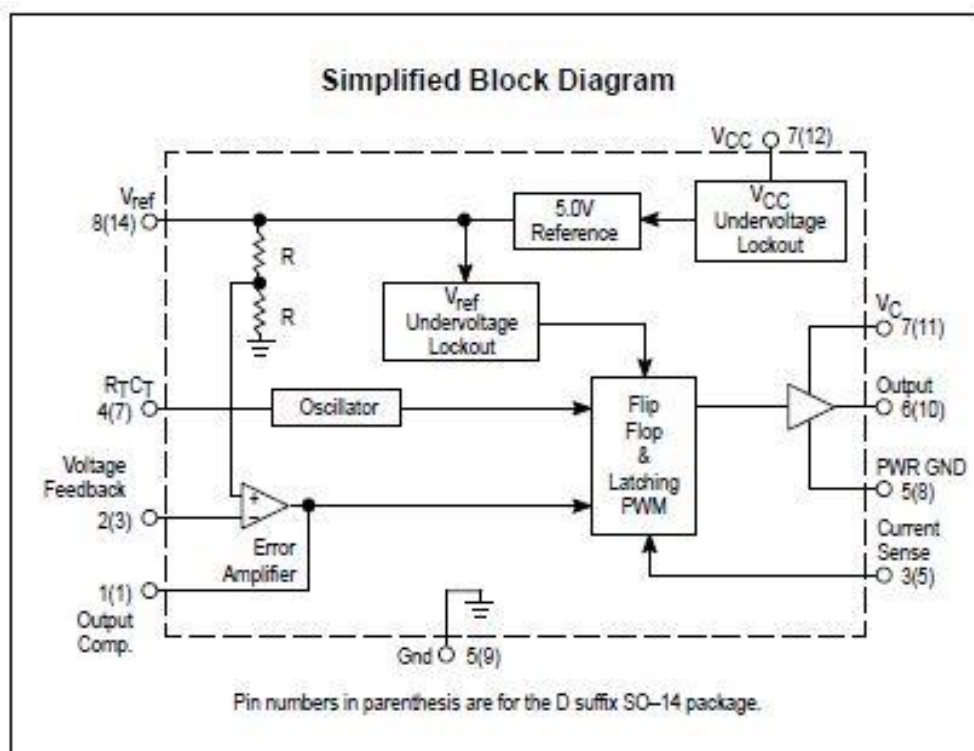


Рисунок 12 – Блок-диаграмма микросхемы UC3844

Характеристики микросхемы представлены в таблице 5.

Таблица 5 – Характеристики микросхемы UC3844

Название	Размерность	Значение
Максимальный потребляемый ток	мА	30
Максимальный выходной ток	А	1
Энергия зарядки конденсатора	мкДж	5
Мощность рассеивания	Вт	1.25
Выходное напряжение	В	5
Максимальный коэффициент заполнения	%	50

Классическая схема обратноходового преобразователя на микросхеме UC3844 имеет вид, представленный на рисунке 13:

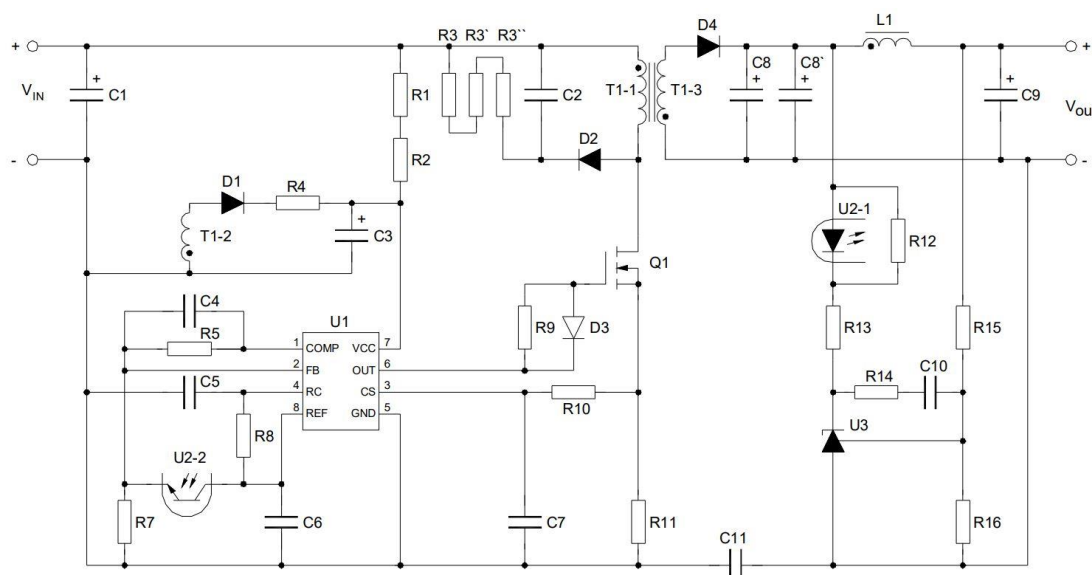


Рисунок 13 – Классическая схема обратноходового БП на UC3844

Возьмем схему на рисунке 13 за основу, однако итоговая схема будет иметь отличия, которые будут отражены позже.

Начнем с частотозадающих элементов C5 и R8. Частота преобразования выбирается подбором конденсатора C5 и резистора R8. Конденсатор C5 заряжается опорным напряжением от вывода Ref через резистор R8, затем быстро разряжается через внутренние схемы контроллера фиксированным током, равным 8.3 мА, при разряде конденсатора силовой ключ БП закрыт. Соответственно перебирая величины данных элементов, можно не только задавать частоту преобразования, но и программировать максимальное значение рабочего времени. Важно учитывать, что для микросхемы UC3844 реальная частота должна быть вдвое выше желаемой, так как для получения максимального заполнения в 50% используется каждый второй такт [8].

Для нас желаемой частотой является 100 кГц, соответственно частота RC цепи должна быть 200 кГц.

Частота преобразования рассчитывается по формуле (1):

$$f = \frac{1,72}{C5 \cdot R8} \quad (1)$$

Обратимся к графику из технической документации на рисунке 14:

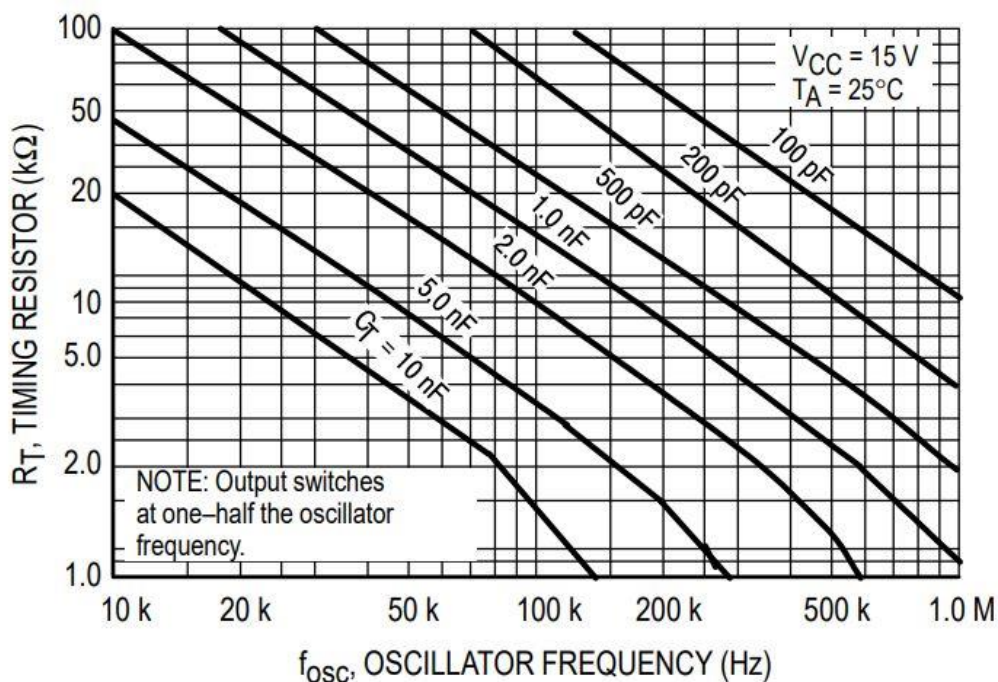


Рисунок 14 – Определение частоты преобразования

Согласно спецификации на микросхему зададимся типовым значением емкости 1нФ и рассчитаем величину сопротивления R8, выражая сопротивление из формулы (1):

$$R8 = \frac{1.72}{200 \text{ кГц} \cdot 0,001 \text{ мкФ}} = 8,6 \text{ кОм}$$

Однако такого сопротивления нет в стандартном ряду. Примем $R8 = 8.66$ кОм. В качестве конденсатора выбираем SMD-конденсатор GRM31B5C2J102JW01L, в качестве резистора выбираем SMD-резистор 0603WAD8661T5E.

При таком сочетании элементов номинальная частота преобразования составит 99,3 кГц. Период T при этом составит 10 мкс.

Для дальнейшего вычисления временных параметров преобразователя необходимо задаться коэффициентом заполнения D. Сразу стоит заметить, что максимальный D обеспечиваемый микросхемой UC3844 является 50%, что сильно снижает вероятность насыщения сердечника. В ходе работы преобразователя коэффициент заполнения постоянно меняется, стабилизируя выходное напряжение. Самым нагруженным режимом преобразователя

является работа при пониженном входном напряжении и максимальной выходной мощности. Данный режим требует максимального D , так как трансформатор должен запасти большее количество энергии при меньшем приложенном напряжении, на это требуется больше времени. Напротив, при низкой нагрузке и/или повышенном входном напряжении для запасаения необходимого количества энергии требуется меньше времени, следовательно, D будет уменьшаться.

Вновь обратимся к графикам из технической документации на рисунке 15:

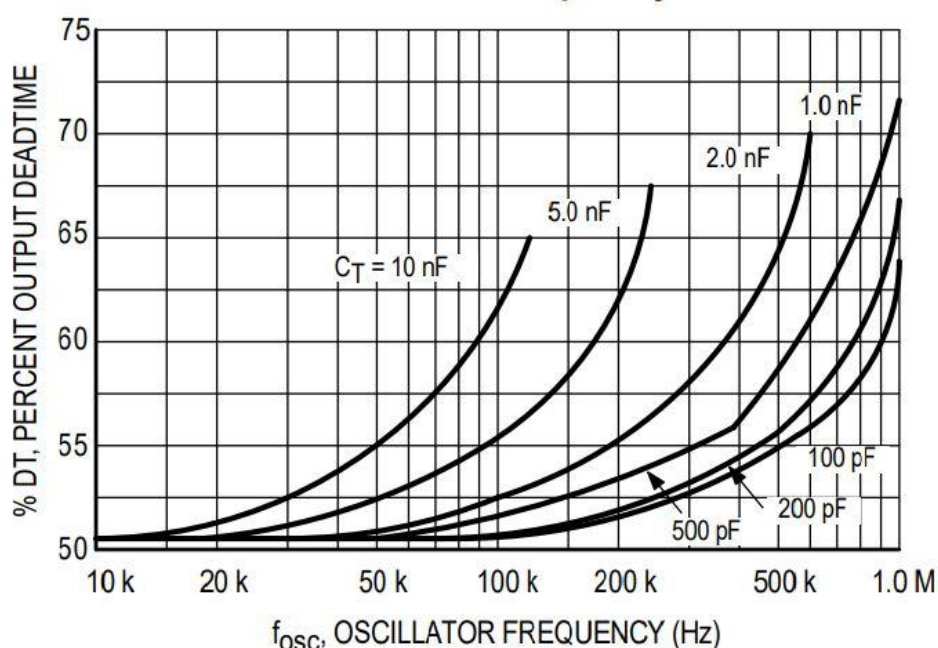


Рисунок 15 – Определение максимальной величины «мертвого времени»

Согласно спецификации на микросхему, при частоте генератора 200кГц и емкости частото задающего конденсатора 1 нФ, максимальный D равен 45%. Это позволит еще снизить вероятность подмагничивания и насыщения сердечника, а также повысить стабильность работы преобразователя.

Время включенного состояния ключа рассчитывается по формуле (2), а время выключенного состояния по формуле (3):

$$t_{on} = T * D , \quad (2)$$

$$t_{off} = T - t_{on} . \quad (3)$$

Таким образом время включения

$$T_{on}=4.5 \text{ мкс},$$

$$T_{off}=5.5 \text{ мкс}.$$

Теперь можно выбрать емкость входного конденсатора С1. Эмпирически полученной рекомендацией множества специалистов в области импульсной техники, для сетей 220В, является 2 мкФ на каждый Ватт выходной мощности БП. Таким образом при максимальной мощности БП равной 24 Вт ёмкость входного конденсатора должна быть не менее 48 мкФ [10]. Используем два параллельно соединенных электролитических алюминиевых конденсатора емкостью 33 мкФ с рабочим напряжением 400В, например, JRB2G330M05001300200000В.

Теперь приступим к расчету трансформатора Т1.

Последовательность расчета трансформатора для обратноходового преобразователя можно представить следующей последовательностью:

1. Определение выходных напряжений и токов.
2. Определение выходного напряжения, с учетом падения напряжения на выходном выпрямителе.
3. Определение выходной мощности трансформатора.
4. Определение выходной мощности трансформатора с учетом целевого КПД.
5. Определение частоты преобразования.
6. Определение максимальных и минимальных входных напряжений.
7. Определение желаемого коэффициента заполнения D.
8. Определение количества энергии, передаваемой во вторичную обмотку за один такт.
9. Определение индуктивности и тока первичной обмотки.

10. Выбор сердечника трансформатора и необходимого зазора, вычисление количества витков первичной обмотки.

11. Вычисление количества витков вторичной обмотки.

Согласно техническим требованиям, максимальное выходное напряжение U_{OUT_MAX} составляет 24 В, а выходной ток I_{OUT} равен 1 А.

Падение напряжения U_{VD_OUT} на выходном выпрямительном кремниевом диоде составляет порядка 0.7 В, на диоде Шоттки – 0.3 В. С запасом примем напряжение равное 1 В, т.к. наиболее распространенные мощные кремниевые диоды имеют такое падение напряжения.

Таким образом суммарное выходное напряжение трансформатора U_{T_OUT} должно быть 25 В.

Выходная мощность P_{OUT_MAX} по (4) составит:

$$P_{OUT_MAX} = U_{OUT_MAX} * I_{OUT} . \quad (4)$$

$$P_{OUT_MAX} = 25 * 1 = 25 \text{ Вт}$$

Наиболее часто встречаемый КПД обратноходовых преобразователей лежит в диапазоне 75-85%. Примем КПД η равным 80%, или 0,8.

Рассчитаем максимальную входную мощность P_{IN_MAX} по (5):

$$P_{IN_MAX} = \frac{P_{OUT_MAX}}{\eta} . \quad (5)$$

$$P_{IN_MAX} = \frac{25}{0.8} = 31.25 \text{ Вт}$$

Частота преобразования f была вычислена ранее и равна 99.3 кГц.

Проектируемый БП питается от сети напряжением $U_{IN} = 220 \text{ В} \pm 10\%$, соответственно амплитуда максимального напряжения вычисляется по формуле (6), а минимального по (7):

$$U_{IN_MAX} = 1.1 * \sqrt{2} * U_{IN} , \quad (6)$$

$$U_{IN_MIN} = 0.9 * \sqrt{2} * U_{IN} , \quad (7)$$

тогда

$$U_{IN_MAX} = 1.1 * \sqrt{2} * 220 = 342 \text{ В}$$

$$U_{IN_MIN} = 0.9 * \sqrt{2} * 220 = 280 \text{ В}$$

Коэффициент заполнения D был выбран ранее и составляет 45% или 0.45.

На данном этапе по формуле (8) можно вычислить обратное напряжение U_{INV} на силовом ключе.

$$U_{INV} = U_{IN_MAX} + U_{IN_MIN} \frac{D}{1-D}. \quad (8)$$

$$U_{INV} = 342 + 280 \frac{0.45}{1-0.45} = 571 \text{ В}$$

И этого можно сделать вывод, что силовой ключ должен иметь обратное напряжение не менее 600 В.

Энергию $A_{ТАСТ}$, которую необходимо передать от первичной обмотки во вторичную за один такт можно рассчитать по формуле (9):

$$A_{ТАСТ} = \frac{P_{IN_MAX}}{f}. \quad (9)$$

$$A_{ТАСТ} = \frac{31,25}{99,3 \cdot 10^3} = 0,315 \text{ мДж}$$

Наиболее нагруженным режимом работы преобразователя является работа на максимальную мощность при минимальном входном напряжении, так как это приводит к росту потребляемого от сети тока.

Рассчитаем необходимую индуктивность первичной обмотки L_1 и максимальный ее ток I_{1_MAX} по формулам (10) и (11):

$$L_1 = \frac{U_{IN_MIN}^2 \cdot D^2}{2 \cdot A_{ТАСТ} \cdot f^2}, \quad (10)$$

$$I_{1_MAX} = \frac{U_{IN_MIN} \cdot D}{L_{1_MIN} \cdot f}. \quad (11)$$

$$L_1 = \frac{280^2 \cdot 0,45^2}{2 \cdot 0,315 \cdot 10^{-3} \cdot (99,3 \cdot 10^3)^2} = 2,55 \text{ мГн}$$

$$I_{1_MAX} = \frac{280 \cdot 0,45}{2,55 \cdot 10^{-3} \cdot 99,3 \cdot 10^3} = 0,498 \text{ А}$$

По мнению специалистов в области импульсной преобразовательной техники для частот в диапазоне 100-400 кГц, одним из наилучших выбором является ферриты N87 от Epcos, 3F3 от Ferroxcube, “R” от Magnetics, PC-44 от TDK и им подобные [8].

Для нашего трансформатора будем использовать сердечник типа ETD34/17/11 из феррита N87 с зазором компании TDK, представленный на

рисунке 16. Для данного сердечника существует пять вариантов зазоров 2.5, 1, 0.5, 0.2, 0.1 мм с индукцией A_L на виток 80, 153, 251, 482, 720 нГн соответственно. Примем зазор в сердечнике равный 0.5 мм [11].

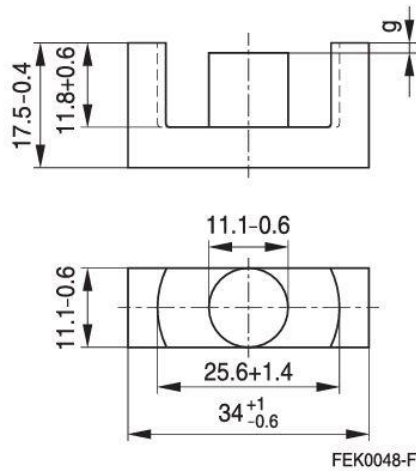


Рисунок 16 – Сердечник ETD34/17/11. Размеры.

Рассчитаем количество витков первичной обмотки $N1$, по формуле (12):

$$N1 = \sqrt{\frac{L_{PRI}}{A_L}}. \quad (12)$$

$$N1 = \sqrt{\frac{2.55 * 10^{-3}}{251 * 10^{-9}}} \approx 100 \text{ витков}$$

Индукция насыщения для данного материала сердечника составляет порядка 0.5 Тл. Вычислим размах индукции ΔB по формуле (13):

$$\Delta B = \frac{U_{IN_MIN} * t_{on}}{A_E * N1}, \quad (13)$$

где A_E – минимальная площадь сердечника, равная для ETD-34/17/11 97.1 мм^2 .

$$\Delta B = \frac{280 * 4.5 * 10^{-6}}{97.1 * 10^{-6} * 100} = 0.13 \text{ Тл}$$

Что является приемлемым значением.

Теперь рассчитаем количество витков вторичной обмотки $N2$ по формуле (14):

$$N2 = \frac{U_{OUT} * N1 * (1-D)}{U_{IN_MIN} * D}. \quad (14)$$

$$N_2 = \frac{25 \cdot 100 \cdot (1 - 0.45)}{280 \cdot 0.45} = 10 \text{ витков}$$

Вычислим индуктивность вторичной обмотки L_2 по формуле (15):

$$L_2 = A_L \cdot N_2^2 . \quad (15)$$

$$L_2 = 251 \cdot 10^{-9} \cdot 10^2 = 25.1 \text{ мкГн}$$

Для вычисления максимального тока вторичной обмотки I_{2_MAX} необходимо вычислить коэффициент трансформации K . Определим его по формуле (16):

$$K = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} . \quad (16)$$

$$K = \sqrt{\frac{2.55 \cdot 10^{-3}}{25.1 \cdot 10^{-6}}} = 10.08$$

Теперь исходя из известного максимального тока первичной обмотки I_{1_MAX} и коэффициента трансформации K , вычислим максимальный ток вторичной обмотки I_{2_MAX} по (17):

$$I_{2_MAX} = I_{1_MAX} \cdot K . \quad (17)$$

$$I_{2_MAX} = 0.498 \cdot 10.08 = 5.02 \text{ A}$$

Зная максимальные значения токов обмоток трансформатора, можно вычислить диаметр провода по формуле (18):

$$Diam = 1.13 \sqrt{\frac{I}{j}} , \quad (18)$$

где I – ток обмотки, j – плотность тока.

Плотность тока j выбирается согласно справочной информации, представленной на рисунке 17.

Конструкция трансформатора	Плотность тока (а/мм ²) при мощности трансформатора (Вт)				
	5-10	10-50	50-150	150-300	300-1000
Однокаркасная	3,0-4,0	2,5-3,0	2,0-2,5	1,7-2,0	1,4-1,7
Двухкаркасная	3,5-4,0	2,7-3,5	2,4-2,7	2,0-2,5	1,7-2,3
Кольцевая	4,5-5,0	4,0-4,5	3,5-4,5	3,0-3,5	2,5-3,0

Рисунок 17 – Определение плотности тока от мощности трансформатора.

Принимаем значение плотности тока равной 2.5 А/мм², тогда по (18):

$$Diam1 = 1.13 \sqrt{\frac{0,498}{2,5}} = 0,5 \text{ мм}$$

$$Diam2 = 1.13 \sqrt{\frac{5,02}{2,5}} = 1,6 \text{ мм}$$

Для первичной обмотки можно взять провод 24AWG диаметром 0,58 мм.

Для вторичной обмотки можно взять провод 14AWG диаметром 1.75 мм.

Питание ШИМ-контроллера осуществляется с дополнительной обмотки трансформатора и может осуществляться напряжением до 30В, так как имеет внутренние схемы ограничения. Однако для стабильной работы устройство, после включения напряжение питания не должно падать менее 10 В. Остановимся на целевом значении напряжения $V_{BIAS} = 12 \text{ В}$. Вычислим количество витков из соотношения напряжений вторичной и дополнительной обмоток по (19):

$$N_{BIAS} = \frac{(V_{BIAS} + V_{D_{BIAS}}) * N_2}{V_{OUT} + V_D}, \quad (19)$$

где $V_{D_{BIAS}}$ – падение напряжения на диоде обмотки питания.

Найдем количество витков при минимальном выходном напряжении.

$$N_{BIAS} = \frac{(12 + 0,6) * 10}{12 + 1} = 10 \text{ Витков}$$

При максимальном выходном напряжении, напряжение питания контроллера составит 24В, что является допустимой величиной.

Согласно технической документации, максимальный ток, потребляемый микросхемой, не превышает 17 мА. Тогда по формуле (18):

$$Diam_{bias} = 1.13 \sqrt{\frac{0,017}{2,5}} = 0,093 \text{ мм}$$

Таким образом, для намотки вспомогательной обмотки можно использовать кабель 27AWG диаметром 0.361 мм.

Сердечник ETD34/17/11 для намотки предоставляет окно размерами 7.25мм*11.8 мм. Таким образом для намотки первичной обмотки потребуется 5 слоев намотки, которые займут в окне 2.5 мм, для намотки вторичной обмотки в два слоя потребуется еще 3,2 мм, для намотки вспомогательной обмотки

потребуется один слой шириной 0,361 мм. Таким образом будет использовано 6,061 мм ширины окна сердечника. Заполняемость окна магнитопровода продемонстрирована на рисунке 18.

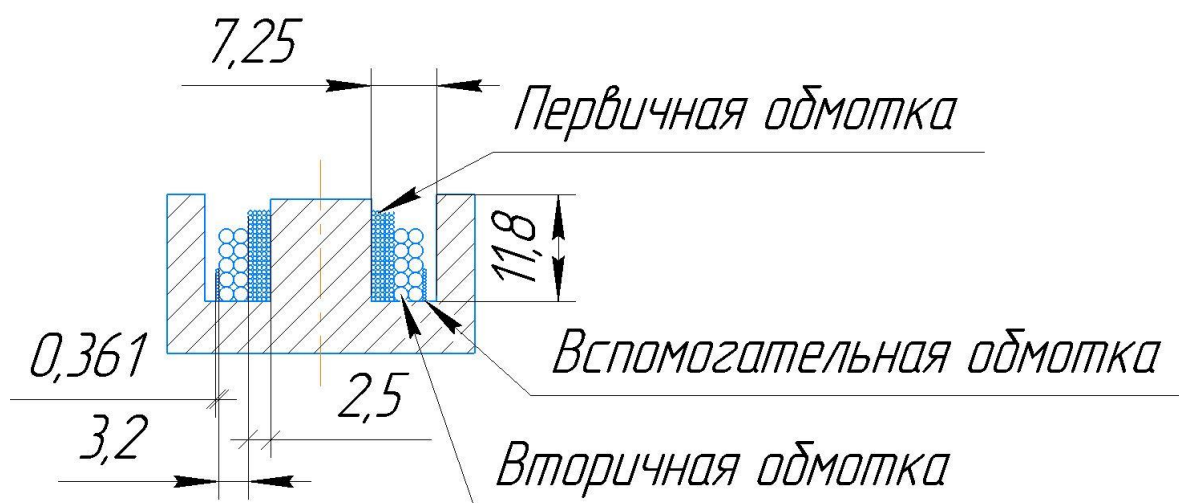


Рисунок 18 – Заполняемость окна сердечника.

Трансформатор Т1 насыщается энергией через ключевой полупроводниковый транзистор Q1. Транзистор должен выдерживать обратное напряжение не менее 600В, иметь низкое сопротивление открытого канала и выдерживать максимальный ток первичной обмотки, равный 0,498 А.

Этим условиям полностью удовлетворяет полевой MOSFET транзистор BUZ80А в корпусе ТО-220 [12]. Его характеристики сведены в таблице 6.

Таблица 6 – Характеристики транзистора BUZ80А

Название	Размерность	Величина
Напряжение сток-исток	В	800
Напряжение затвор-исток	В	20
Ток стока	А	3.8
Сопротивление открытого канала	Ом	2.5
Ток стока импульсный	А	15
Пороговое напряжение затвора	В	3
Заряд затвора	нКл	55
Входная емкость	пФ	1100
Время переключения	нс	150

С выхода микросхемы управляющий сигнал поступает на затвор транзистора через резистор R9. Данный резистор должен ограничивать ток заряда входной ёмкости транзистора, так как в начальный момент времени она представляет собой короткое замыкание. Ток не должен превышать максимального выходного для микросхемы ШИМ-контроллера, равного 1 А. При этом данный резистор не должен слишком сильно замедлять открытие/закрытие транзистора. Для более быстрого закрытия транзистора частой практикой является шунтирование резистора быстрым диодом D3.

Зная заряд затвора Q_g и время переключения t_r определим затворный ток I_{GATE} по (20):

$$I_{GATE} = \frac{Q_g}{t_r}. \quad (20)$$

$$I_{GATE} = \frac{55 * 10^{-9}}{150 * 10^{-9}} = 36 \text{ мА}$$

Определим номинал резистора по (21):

$$R_{R9} = \frac{(V_{UOUT} - V_{gs(th)})}{I_{GATE}}, \quad (21)$$

где V_{UOUT} – минимальное выходное напряжение микросхемы, $V_{GS(TH)}$ – пороговое напряжение транзистора.

$$R_{R9} = \frac{(12 - 4)}{36 * 10^{-3}} = 222 \text{ Ом}$$

Данного сопротивления нет в стандартном ряду и наиболее близким будет сопротивление 196 Ом.

Однако производитель транзистора рекомендует использовать в цепи затвора один лишь только резистор, номиналом 50 Ом, поэтому будем использовать резистор 51 Ом 0.5 Вт, а именно CF-50 (C1-4).

Оценим мощность, рассеиваемую на полевом транзисторе. Сопротивление открытого канала транзистора равно $R_{ds_on}=2.5$ Ом. Статические потери рассчитаем по значению среднеквадратичного тока. Для тока пилообразной формы среднеквадратичный ток рассчитывается по (22):

$$I_{RMS} = I_{MAX} * \sqrt{\frac{D}{3}}. \quad (22)$$

$$I_{RMS_1} = 0.498 * \sqrt{\frac{0.45}{3}} = 0.192 \text{ A}$$

Тогда статическая мощность равна:

$$P_{Q_STAT} = R_{DS_ON} * I_{RMS_1}^2. \quad (23)$$

$$P_{Q_STAT} = 2.5 * 0.192^2 = 0.092 \text{ Вт}$$

В режиме прерывистых токов динамические потери обусловлены выключением транзистора. Рассчитаем максимальные динамические потери при максимальном входном напряжении по формуле (24):

$$P_{Q_DYN} = \frac{V_{IN_MAX} * I_{1_MAX} * t_{off} * f}{2}. \quad (24)$$

Время выключения транзистора t_{off} равно 150 нс.

$$P_{Q_DYN} = \frac{342 * 0,498 * 150 * 10^{-9} * 99,3 * 10^3}{2} = 1,26 \text{ Вт}$$

Полные потери P_{Q_full} равны сумме статических и динамических потерь, а именно 1.352 Вт.

Для отведения данного количества теплоты необходим радиатор. Проведем его расчет необходимого теплового сопротивления радиатора R_{r-a} по формуле (25):

$$R_{r-a} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{j-c} - R_{c-r}, \quad (25)$$

где T_j – температура кристалла, T_a – температура окружающей среды, R_{j-c} – тепловое сопротивление корпус-радиатор, R_{c-r} – тепловое сопротивление кристалл-корпус.

$$R_{r-a} = \frac{125 - 25}{1,352} - 1,25 - 0,5 = 72 \text{ С/Вт}$$

Таким образом, применяемый радиатор должен иметь тепловое сопротивление не более 61 С/Вт. Например, HS 107-30 с тепловым сопротивлением 11 С/Вт. При данном тепловом сопротивлении, и температуре окружающей среды 25 град. Цельсия, нагрев транзистора не превысит 40 град. Цельсия.

В качестве датчика тока используется низкоомный резистор R11. Его величина должна гарантировать стабильную работу при номинальной нагрузке. Порогом срабатывания ограничения импульса по току в микросхеме UC3844 является 1 В на выводе CS. Таким образом рассчитаем сопротивление резистора R11 как отношение напряжения на выводе CS к максимальному току первичной обмотки трансформатора T1.

$$R_{11} = 2,01 \text{ Ом}$$

Наиболее близким стандартным является значение 2 Ом.

Пиковая мощность рассеивания составит 0,49 Вт. Таким образом примем мощность резистора 1 Вт. Выберем углеродистый резистор CF-100 (C1-4).

Для защиты выхода CS обратной связи по току, часто используют RC-цепь, образованную на элементах R10, C7. При этом задаются τ длительностью выброса помехи в диапазоне от 100 до 150 нс. Типовое значение резистора R10 лежит в интервале от 300 до 1000 Ом, а емкость конденсатора рассчитывают по формуле (26):

$$C_7 = \frac{\tau}{R_{10}}. \quad (26)$$

Примем номинал резистора 510 Ом, а время выброса 150 нс. Используем полуваттный резистор CF-50 (C1-4).

$$C_7 = \frac{150 \cdot 10^{-9}}{510} = 294 \text{ пФ}$$

Примем стандартное значение 300 пФ. Используем керамический конденсатор 0805N331J500B1V.

При первоначальном запуске БП, конденсатор C3 начнет заряжаться через резисторы R1 и R2. При этом должен быть обеспечен ток запуска микросхемы I_{START} равный 0.5 мА и напряжение должно подняться до V_{START} равному 17.5 В.

Рассчитаем суммарное сопротивление резисторов по (27):

$$(R1 + R2) = \frac{V_{IN(MIN)} - V_{START}}{I_{START}}. \quad (27)$$

$$(R1 + R2) = \frac{280-17.5}{0.5 \cdot 10^{-3}} = 525 \text{ кОм}$$

Примем $R1=R2=240 \text{ кОм}$.

При этом суммарная максимальная мощность составит 0,22 Вт. Примем мощность каждого резистора 0.25 Вт. Применим углеродистые резисторы CF-25 (C1-4).

После первоначального запуска, контроллер начинает питаться от конденсатора С3, заряжаемого с дополнительной обмотки трансформатора Т1 через диод D1 и резистор R4.

Типовым значением ёмкости, по документации на ШИМ-контроллер, конденсатора С3 является 100 мкФ, например, электролитический алюминиевый конденсатор JRB1E101M02500630110000В. Сопротивление R4 – 68 Ом, используем углеродистый резистор CF-25(C1-4) мощностью 0.25 Вт. Диод D1 является диодом Шоттки 1N5817.

Очень важным элементом защиты силового транзистора от перенапряжения, обусловленного выбросами напряжения при запираии ключа, являются RCD-снабберы. Так же снабберы позволяют повысить эффективность преобразователя и минимизировать электромагнитные помехи, что делает их неотъемлимой частью современных ИИП [13]. Классический снаббер ограничения напряжения образован элементами R3, C2, D2. При запираии транзистора Q1 диод D2 смещается прямо и начинается зарядка конденсатора C2. При прямом ходе диод D2 вновь запирается, а энергия выброса, запасенная в конденсаторе C2 рассеивается на сопротивлении резистора R3 [14].

Для определения номинала резистора R3 можно использовать формулу (28), задаваясь величиной рассеиваемой мощности в размере 2% от выходной:

$$R3 = \frac{U_{IN(MAX)}^2}{0.02P_{OUT}}, \quad (28)$$

где $U_{IN(MAX)}$ – максимальное входное напряжение, P_{OUT} – выходная мощность

$$R3 = \frac{342^2}{0.02 * 31,25} = 187 \text{ кОм}$$

Примем R3 равным 200 кОм из стандартного ряда. Подойдет металлопленочный резистор PR01000102003JR500 с мощностью 1 Вт.

Ёмкость конденсатора C2 можно найти по формуле (29):

$$C2 = \frac{1}{R3 * f}, \quad (29)$$

где f – частота преобразования.

$$C2 = \frac{1}{200 * 10^3 * 99.3 * 10^3} = 50.3 \text{ пФ}$$

Примем ёмкость конденсатора C2 равной 56 пФ из стандартного ряда. При этом необходимо учитывать, что напряжение пробоя конденсатора должно быть не менее $2U_{IN(MAX)}$, то есть не менее 685 В. Используем пленочный конденсатор K15-5, 56пФ, 2кВ.

Диод D2 должен быть быстродействующим, то есть иметь минимальное время обратного восстановления и быть рассчитанным на обратное напряжение не менее $1.5U_{IN(MAX)}$, то есть не менее 513 В. Возьмем так же 1N4937 с максимальным обратным напряжением 600 В.

Напряжение вторичной обмотки трансформатора необходимо выпрямить. Этой цели служит выходной диод D4. В маломощных БП как правило данный диод является диодом Шоттки, либо обычным мощным кремниевым, который должен выдерживать обратное напряжение, вычисляемое по формуле (30):

$$V_{D4} = \frac{V_{IN}}{K} + V_{OUT}. \quad (30)$$

$$V_{D4} = \frac{310}{10,08} + 24 = 55 \text{ В}$$

Пиковый ток через диод D4 будет равен току вторичной обмотки, а именно 5,02 А. Среднеквадратичный ток при D=45% будет равен 3,36А. При прямом падении напряжения на диоде равному 0.5 В, мощность рассеивания составит 1,68 Вт. Этим условиям удовлетворяет диод Шоттки SB560.

Хорошим решением подавления помех является выходной конденсатора C8, расположенный после выходного диода. Для ИИП небольшой мощности типовым значением является 200-400 мкФ. При этом конденсатор должен быть рассчитан на напряжение большее, чем обратное напряжение на выходном диоде. Для пропускания большого импульсного тока желательно, чтобы конденсатор имел низкое эквивалентное последовательное сопротивление.

Используем два параллельно соединённых электролитических конденсатора емкостью 330 мкФ 100 В JRB2A331M07501600250000B.

Для формирования обратной связи и регулирования выходного напряжения путем изменения импульсов ШИМ-контроллера, часто используется микросхема TL431, которая является программируемым стабилизатором напряжения. Ее характеристики представлены в таблице 7.

Таблица 7 – Характеристики микросхемы TL431

Название	Размерность	Значение
Катодное напряжение	В	37
Непрерывный ток катода	мА	-100...150
Опорное напряжение	В	2,5
Опорный ток	мкА	3

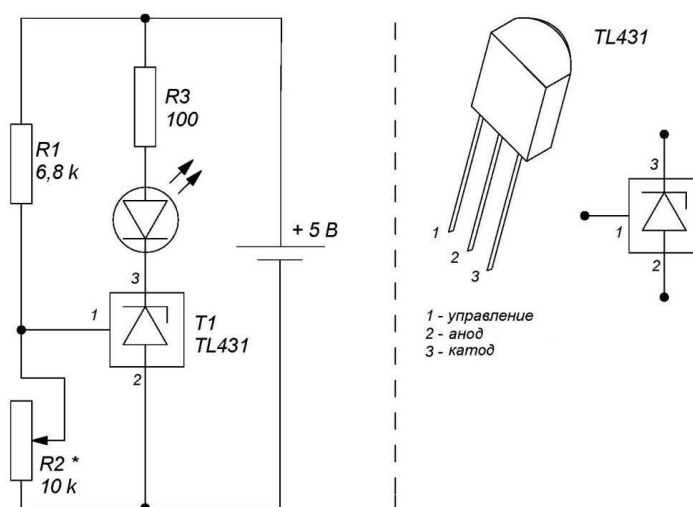


Рисунок 19 – Типовая схема включения TL431

Рассмотрим принцип работы микросхемы на примере рисунка 19.

Данная микросхема имеет 3 вывода: анод, катод и управление (ref). Анод и катод присоединяются к линиям питания. При превышении опорного напряжения на выводе ref более 2.5В, микросхема переходит в проводящее состояние и от анода к катоду может протекать ток, при этом диод засветится. Задание напряжения открытия происходит путем подбора резисторного делителя R1, R2. Делитель может быть построен на постоянных резисторах. Если один из резисторов является переменным, то появляется возможность настраивать напряжения открытия микросхемы.

В блоках питания данная микросхема используется в паре с оптроном включенным последовательно, что позволяет развязать «горячую» и «холодную» части БП. При отпирании микросхемы TL431, засвечивается диод оптопары в «холодной» части БП, что приводит к открытию транзистора в «горячей» части, тем самым вывод обратной связи ШИМ-контроллера подтягивается к земле, в случае использования вывода СОМР микросхемы, либо по средствам делителя напряжения V_{ref} микросхемы ШИМ-контроллера, появляется напряжение более 2.5 В на выводе V_{fb} , что служит сигналом к регулированию ШИМ-сигнала, а именно закрытию силового транзистора. При изменении нагрузки или коэффициента деления резисторного делителя происходит стабилизация и регулирования выходного напряжения.

Так как нам необходима регулировка напряжения, используем делитель с переменным делителем, при этом используем один постоянный резистор R1 в верхнем плече делителя, а в нижнем плече сочетание постоянного R2 и переменного R3 резисторов. Это нужно для ограничения тока, протекающего через делитель, при нулевом сопротивлении переменного резистора.

Максимальное напряжение стабилизации можно рассчитать по формуле (31):

$$V_{max} = V_{ref} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right). \quad (31)$$

Минимальное напряжение по (32):

$$V_{min} = V_{ref} \left(1 + \frac{R1}{R2+R3}\right). \quad (32)$$

При сочетании резисторов R1 – 28.7 кОм, R2 – 3.3 кОм и переменного резистора R3 – 5 кОм получим диапазон регулирования от 11.1 В до 24.2 В, что покрывает необходимый нам диапазон. Резистор R1 выбираем Н828К7ВУА мощностью 0.25 Вт, резистор R2 выбираем CF-25 (1С-4) мощностью 0.25 Вт, переменный резистор 16К1-А5К.

В качестве оптрона выберем РС817. Данная модель пользуется широкой популярностью благодаря своей низкой цене и хорошей эффективности. Цоколевка и схема подключения изображены на рисунках 20 и 21. Характеристики представлены в таблице 8.

Таблица 8 – Характеристики РС817

Наименование	Размерность	Величина
Максимальный постоянный ток диода	мА	50
Максимальный пиковый ток диода	А	1
Максимальное обратное напряжение диода	В	6
Прямое падение напряжения диода	В	1.2
Рассеиваемая мощность диода	мВт	70
Максимальное напряжение коллектор-эмиттер	В	80
Максимальный ток коллектора	мА	50
Рассеиваемая мощность коллектора	мВт	150
Напряжение изоляции	кВ	5

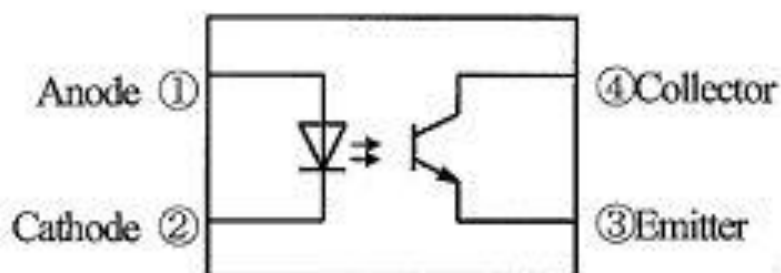


Рисунок 20 – Расположение выводов оптопары

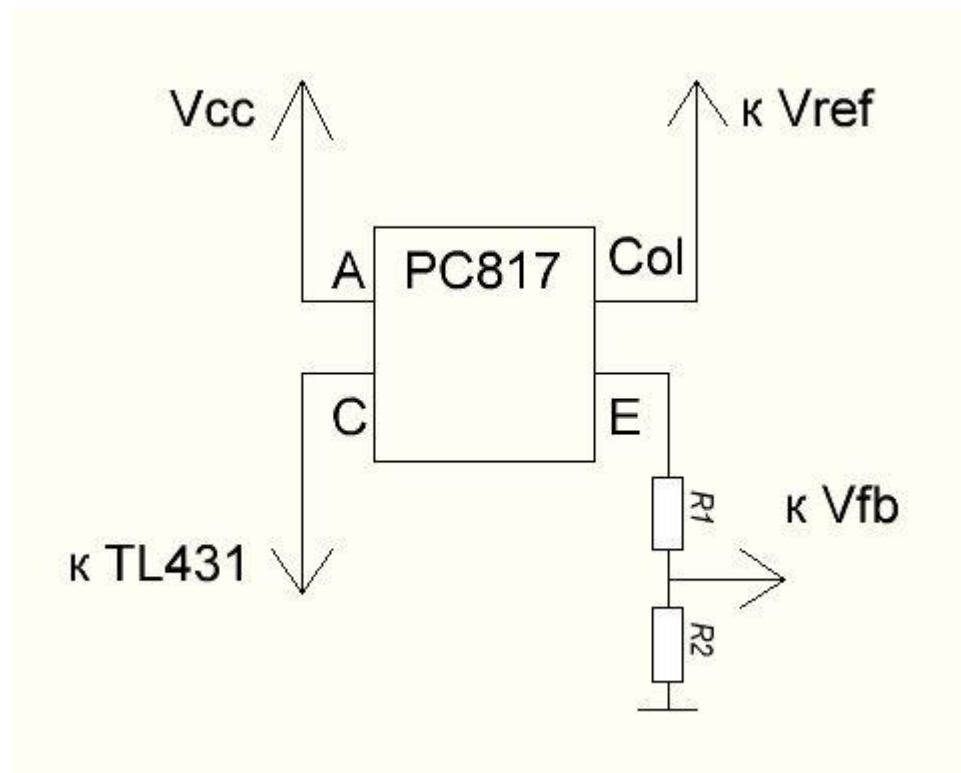


Рисунок 21 – Схема подключения PC817

Анод оптрона подключается к плюсу питания вторичной обмотки трансформатора, катод через микросхему TL431 подключается к вторичной земле. Коллектор подсоединяется к выводу Vref микросхемы ШИМ-контроллера, на котором присутствуют 5 В. Эмиттер через резистивный делитель подключен к земле. Выход делителя подключен к выводу Vfb ШИМ-контроллера.

Примем номинал верхнего резистора 4.87 кОм, SMD-резистор RC0603FR-074K87L, а номинал нижнего – 5.11 кОм, а именно SMD-резистор RTC035K11FLF. Это позволит гарантированно получить больше 2.5 В на выводе Vfb при открытии транзистора оптопары.

Одним из важнейших требований, предъявляемых к современным блокам питания является отсутствие электромагнитных помех, передающихся в сеть. Для этого устройства оснащаются фильтрами электромагнитных помех (ЭМП), устанавливаемыми на входе устройства. Данный фильтр позволяет гасить

помехи, возникающие при работе преобразователя, направленные в сеть, а также не пропускать помехи, распространяющиеся по проводам сети, в устройство [15].

Основными помехами в сети являются синфазные, приложенные между питающими проводами и «землёй», и дифференциальные, приложенные между двумя питающими проводами.

Для борьбы с дифференциальными помехами применяются X-конденсаторы, подключаемые между питающими проводами. Данные конденсаторы выдерживают высоковольтные всплески напряжения, а также не должны загораться и поддерживать горение. Конденсаторы X бывают нескольких классов:

- X1 предназначены для трехфазных линий и гарантированно выдерживают импульсные перенапряжения до 4 кВ;
- X2 предназначены для однофазных линий номинальным напряжением до 250 В и выдерживают импульсные перенапряжения до 2.5 кВ;
- X3 рассчитаны на перенапряжение до 1.5 кВ, но не тестируются.

Таким образом в бытовой и компьютерной технике находят наибольшее применение X2 конденсаторы, представленный на рисунке 22.



Рисунок 22 – Внешний вид X-конденсатора

Для борьбы с синфазными помехами применяются Y-конденсаторы, подключаемые между проводами и «землёй». Данный вид конденсаторов отличается тем, что при пробое, гарантированно уходят в обрыв, а не замыкаются, что делает их наиболее безопасными для пользователя. Y-конденсаторы. Конденсаторы Y бывают нескольких классов:

- Y1 рассчитанные на номинальное напряжение от 250 В и импульсное перенапряжение до 8 кВ;
- Y2 рассчитанные на номинальное напряжение 250 В и импульсное перенапряжение до 5 кВ;
- Y3 рассчитанные на номинальное напряжение до 250 В, импульсное перенапряжение не тестируется;
- Y4 рассчитанные на номинальное напряжение до 150 В и импульсное перенапряжение до 2.5 кВ.

В бытовой и компьютерной технике в основном применяются Y2 конденсаторы, представленный на рисунке 23.



Рисунок 23 – Внешний вид Y-конденсатора

Допускается замена X-конденсаторов Y-конденсаторами, так как к последним предъявляются более жесткие требования, но не наоборот. Об этом символизируют буквы «XY» на корпусе конденсатора, с обозначением классов, отражающих рабочие и максимальные напряжения.

Так же достаточно эффективным решением является использование помехоподавляющего двухобмоточного дросселя, пример которого представлен на рисунке 24. Причем от направления намотки обмоток дросселя зависит тип целевой помехи, против которой дроссель наиболее эффективен. При одинаковом направлении намотки, дроссель имеет большее сопротивление для синфазных помех, при противоположной намотке - для дифференциальных. В настоящее время существуют гибридные помехоподавляющие дроссели, которые эффективны против обоих видов помех.

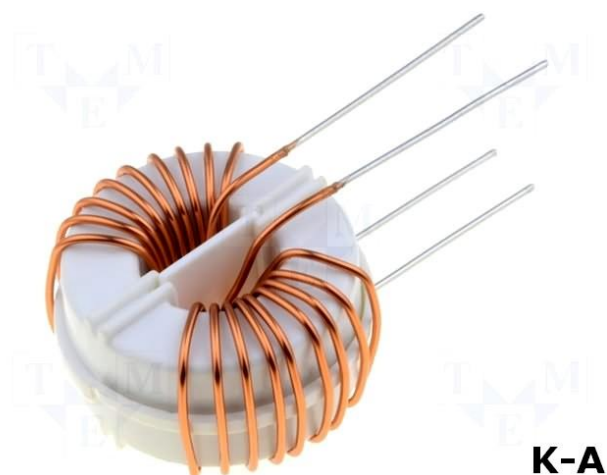


Рисунок 24 – Внешний вид помехоподавляющего дросселя

На основе дросселей существуют и другие схемные решения подавления сетевых помех.

Помехи, создаваемые преобразователем, могут распространяться по средствам паразитной емкости трансформатора, для борьбы с которыми между схемными землями различных частей преобразователя, включают Y-конденсатор, который замыкает цепь для прохождения тока помехи.

Однако это не дает полностью гальванически развязать высоковольтную и низковольтную части устройства, и в случае пробоя конденсатора, существует вероятность поражения пользователя высоким сетевым напряжением.

В качестве защиты от перенапряжений часто используются варисторы. Варистор – это полупроводниковое устройство, сопротивление которого, зависит от приложенного напряжения, который представлен на рисунке 25. Как правило при напряжении выше расчетного, варистор снижает свое сопротивление и будучи включенным параллельно нагрузке, шунтирует ее, ограничивая напряжение на нагрузке.



Рисунок 25 - Внешний вид варистора

Так же широко распространённой практикой является последовательное включение плавкого предохранителя в провода питающей сети перед варистором. При срабатывании варистора, ток через него резко возрастает, что приводит к выгоранию предохранителя. Таким образом реализуется защита устройства от перенапряжения.

Общая схема входного фильтра и защиты от перенапряжения имеет вид, представленный на рисунке 26:

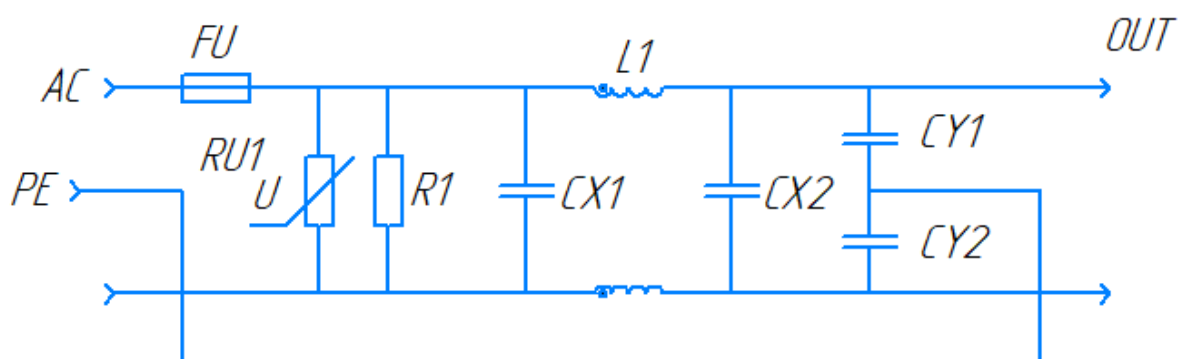


Рисунок 26 – Общий вид схемы фильтра

Сетевое напряжение поступает на вход фильтра через плавкий предохранитель FU, за ним параллельно нагрузке установлен варистор RU1 на случай возникновения перенапряжений, далее для борьбы с дифференциальными помехами, поступающими из БП, установлен X-конденсатор CX1, после него расположен двухобмоточный синфазный дроссель L1, подавляющий синфазные помехи, так как превалирующее число помех, генерируемых ИБП, являются синфазными, после чего напряжение поступает на X-конденсатор CX2, подавляющий дифференциальные помехи из сети, затем расположены два Y-конденсатора CY1 и CY2 параллельно нагрузке, для борьбы с синфазными помехами и, наконец, качественное отфильтрованное напряжение поступает на выход сетевого фильтра. Резистор R1 предназначен для разрядки конденсаторов после отключения БП от сети, так как на конденсаторах фильтра может долгое время сохраняться сетевое напряжение, что не безопасно. Сопротивление резисторов, подобных R1, как правило исчисляется сотнями кОм.

Выберем элементы сетевого фильтра.

Так как выходная мощность преобразователя не превышает 24 Вт, ток потребляемый от сети будет составлять порядка 496 мА. Поэтому выбираем выводной предохранитель с двухкратным запасом по току, равному 1 А, H520PT.

В качестве варистора выбираем элемент с номинальным напряжением срабатывания 275 В, а именно V72207-S 271-K101.

Сопротивление резистора R1 принимаем равным 510 кОм, так как его сопротивление должно быть достаточным, чтобы не шунтировать БП и нагрузку, при этом иметь малое время разряда конденсаторов и не рассеивать большую мощность. Выбираем углеродистый CF-25 (C1-4).

В качестве CX1 и CX2 выбираем конденсаторы X2 типа, B32921C3473K.

В качестве CY1 и CY2 выбираем конденсаторы Y2 типа, B32021-A3472-K.

В качестве помехоподавляющего дросселя L1 выбираем сдвоенный синфазный дроссель с номинальным током 1.5А, PLA10AS2221R5R2B.

За сетевым фильтром следуют выпрямитель и сглаживающий конденсатор.

Выпрямители могут быть построены по однополупериодной схеме, при которой выпрямляется только одна половина сетевой синусоиды, либо двухполупериодной, при которой преобразуется обе половины синусоиды.

Однополупериодная схема характеризуется простотой, так как строится лишь на одном диоде, и высоким уровнем пульсаций выходного напряжения, так как между полупериодами синусоиды находятся полупериоды бездействия. Двухполупериодная схема, зачастую строится по мостовой схеме из четырех диодов. При этом используются оба полупериода сетевой синусоиды и значительно снижается уровень пульсаций напряжения после моста, так как нет промежутков времени бездействия. Однако мостовая схема более дорогая, так как используется четыре диода вместо одного, при этом возрастает падение напряжения на выпрямителе, так как сетевое напряжение в каждом полупериоде проходит через два диода мостового выпрямителя.

Наиболее рациональным будет использовать мостовой двухполупериодный выпрямитель, представленный на рисунке 27. В настоящее время данный выпрямитель может быть реализован не четырьмя отдельными диодами, а одной микросхемой, при этом характеристики входящих в мост диодов наиболее близки друг другу, что положительно сказывается на характеристиках БП, а общий корпус удобнее при проектировании печатной платы. При этом диодный мост должен выдерживать обратное напряжение по величине больше амплитудного сетевого, а также иметь запас по максимальному значению рабочего тока. Данному требованию удовлетворяют практически все диодные мосты, построенные на одной микросхеме, так как они специально проектируются для выпрямления сетевого напряжения. Выбираем диодный мост DB297 с номинальным током 2А и обратным напряжением 1000В.

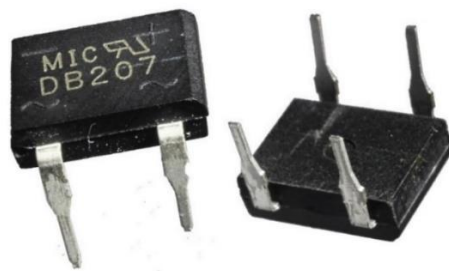


Рисунок 27 – Внешний вид диодного моста

В качестве сглаживающего конденсатора наиболее часто используются полярные электролитические конденсаторы, представленный на рисунке 28. Они имеют большую емкость при относительно небольших размерах, что играет ключевую роль для сглаживающих либо накопительных конденсаторов. По прочим параметрам электролитические конденсаторы уступают другим типам конденсаторов.



Рисунок 28 – Внешний вид электролитического конденсатора

При подборе сглаживающего конденсатора необходимо учитывать его максимальное рабочее напряжение. После диодного моста, конденсатор будет заряжаться до амплитудного значения сетевого напряжения, которое в $\sqrt{2}$ раз больше действующего, и для сети 220В, составляет порядка 310В.

Соответственно максимальное рабочее напряжение конденсатора должно быть больше этого значения. Несоблюдение данного требования может повлечь пробой конденсатора, и скорый выход из строя блока питания, и даже его необратимые повреждения.

Емкость и модель сглаживающего конденсатора была определена ранее.

При регулировании напряжения, кручением переменного резистора, меняется коэффициент заполнения D , как следствие, изменяется выходное напряжение преобразователя. Для контроля пользователем величины выходного напряжения применим цифровой вольтметр, например, LF-3600-S-V1, представленный на рисунках 29 и 30. Данный модуль прост в использовании и подключении. Имеет всего два провода, подключаемых к плюсу и минусу питания.



Рисунок 29 – Модуль LF-3600-S-V1. Вид спереди.

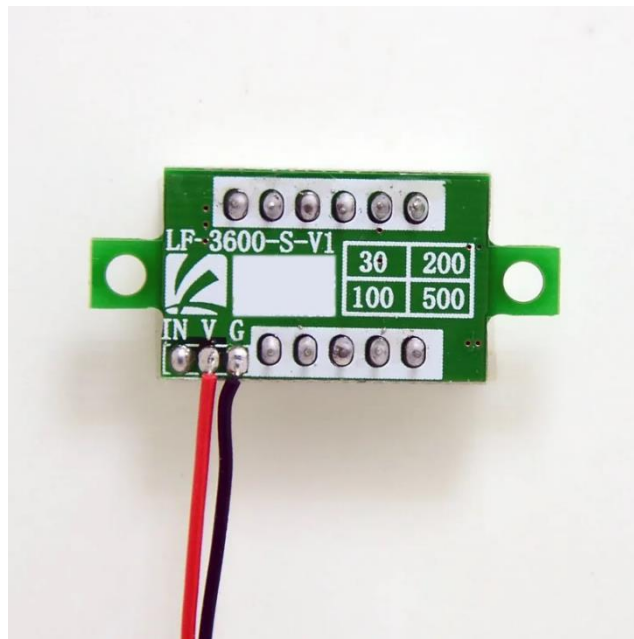


Рисунок 30 – Модуль LF-3600-S-V1. Вид сзади.

Таким образом были выбраны и рассчитаны все элементы схемы. Её итоговый вид отражен на рисунке 31.

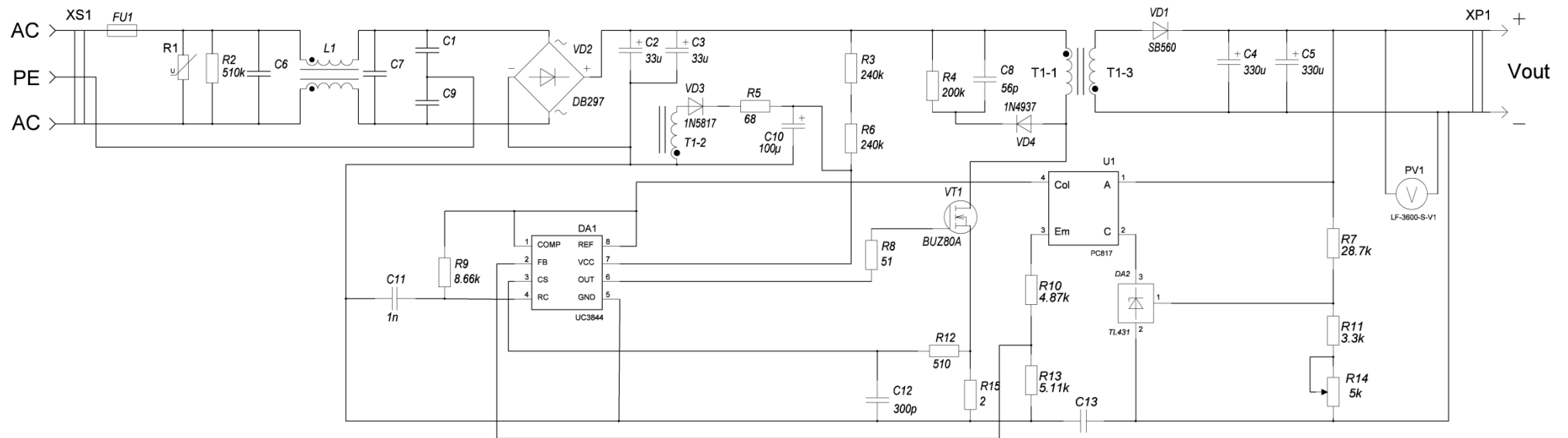


Рисунок 31 – Итоговая схема ИИП.

Перечень используемых элементов:

Транзисторы:

VT1 = BUZ80A

Конденсаторы:

C1 = B32021-A3472-K

C2 = JRB2G330M05001300200000B

C3 = JRB2G330M05001300200000B

C4 = JRB2A331M07501600250000B

C5 = JRB2A331M07501600250000B

C6 = B32921C3473K

C7 = B32921C3473K

C8 = K15-5, 56 пФ, 2 кВ

C9 = B32021-A3472-K

C10 = JRB1E101M02500630110000B

C11 = GRM31B5C2J102JW01

C12 = 0805N331J500B1B

C13 = B32021-A3472-K

Индуктивности:

L1 = PLA10AS2221R5R2B

Резисторы:

R1 = B72207-S 271-K101.

R2 = CF-50 (C1-4), 510кОм, 0.5 Вт, 5%

R3 = CF-25 (C1-4), 240 кОм, 0.25 Вт, 5%

R4 = PR01000102003JR500, 200 кОм, 1 Вт, 5%

R5 = CF-25 (C1-4), 68 Ом, 0.25 Вт, 5%

R6 = CF-25 (C1-4), 240 кОм, 0.25 Вт, 5%

R7 = H828K7BYA , 28.7 кОм, 0.25 Вт, 0.1 %

R8 = CF-50 (C1-4), 51 Ом, 0.5 Вт, 5%

R9 = 0603WAD8661T5E, 8.66 кОм, 0.5%

R10 = RC0603FR-074K87L , 4.87 кОм, 1%

R11 = CF-25 (1C-4), 3.3 кОм, 0.25 Вт, 5%

R12 = CF-50 (C1-4), 510 Ом, 0.5 Вт, 5%

R13 = RTC035K11FLF, 5.11 кОм, 1%

R14 = 16K1-A5K, 5 кОм, 10%

R15 = CF-100 (C1-4), 2 Ом, 1 Вт, 5%

Предохранители:

FU1 = H520PT

Микросхемы:

DA1 = UC3844

DA2 = TL431

U1 = PC817

Трансформаторы:

T1 = Сердечник - ETD34/17/11, зазор – 0.5 мм, Первичная обмотка – 100 витков,
вторичная обмотка – 10 витков, дополнительная обмотка – 8 витков.

Диоды и диодные мосты:

VD1 = SB560

VD2 = DB297

VD3 = 1N5817

VD4 = 1N4937

Вольтметры:

PV1 = LF-3600-S-V1

Разъемы:

XP1 = B2P-VH

XS1 = B3P-VH

2.3 Моделирование устройства

В настоящее время существует большое количество систем автоматизированного проектирования, сокращенно САПР, разработанных с целью ускорения и упрощения проектирования новых электронных устройств.

Данные системы, например Microcap или Multisim, позволяют построить схему устройства, с нужными параметрами, а также компонентами, так как имеют в своем составе большие библиотеки электронных компонентов. После этого провести расчет, узнать напряжения и токи в характерных точках, провести тепловой расчет, временной и многое другое.

Такое многообразие полезных функций делает современные САПР мощнейшим инструментом в руках инженеров-электронщиков и интересующихся радиолюбителей, так как позволяют отладить схему, не прибегая к ее воплощению «в железе». Это значительно сокращает финансовые затраты на разработку.

Для моделирования схемы спроектированного БП и оценки его параметров используем программу Multisim. Однако здесь мы сталкиваемся с трудностями, которые заключаются в том, что Multisim и другие бесплатные САПР не имеют в своих библиотеках необходимого нам ШИМ-контроллера UC3844. Поэтому при построении схемы прибегнем к упрощениям схемы, а именно исключим из нее контроллер и его цепи, заменив его генератором прямоугольных импульсов с необходимой частотой. Так же заместим входной сетевой фильтр и диодный мост источником питания с постоянным номинальным напряжением, коэффициент сцепления трансформатора примем равным единице, так как определение величины индуктивности рассеяния требует измерения параметров реального трансформатора.

Так же ввиду особенностей применяемого ПО, при моделировании будем использовать балластный резистор, расходующий часть мощности БП, для обеспечения расчетного КПД устройства с расчетной выходной мощностью. При этом корректируется входное напряжение, на величину падения на резисторе.

Промоделируем спроектированный БП при максимальных нагрузках с минимальным входным напряжением и различными выходными напряжениями.

Сразу же вычислим периоды заряда t_i и разряда t_l сердечника трансформатора при заданных значениях индуктивностей.

$$t_i = \frac{1}{U_{in_min}} * \sqrt{\frac{2 * P_{OUT} * L_1}{f * \eta}}. \quad (33)$$

$$t_l = \sqrt{\frac{2 * P_{OUT} * L_2}{f * U_{out}^2}}. \quad (34)$$

Таким образом для выходной мощности, равной 24 Вт, при выходном напряжении 24 В и токе 1 А, время заряда t_i равняется 4.5 мкс, время разряда t_l равняется 4.9 мкс.

При выходной мощности 12 Вт, выходном напряжении 12 В и токе 1 А, время заряда t_i равняется 3.2 мкс, а разряда t_l – 6.8 мкс, что не превышает времени периода, равному 10 мкс.

Из представленных выше расчетов можно заключить то, что и при максимальном, и при минимальном выходном напряжении, должен присутствовать режим разрывных токов, либо режим близкий к граничному, то есть ток вторичной обмотки должен падать до нуля.

Упрощенная схема моделирования будет иметь вид, представленный на рисунке 32:

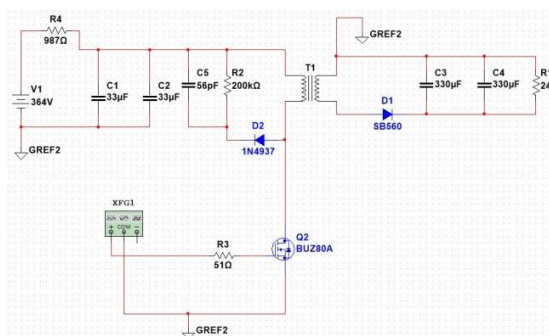


Рисунок 32 – Упрощенная схема моделирования

Снимем ряд графиков, а именно понаблюдаем выходное напряжение и выходной ток преобразователя, токи стока, первичной и вторичной обмотки трансформатора в установившемся режиме при максимальном и минимальном выходных напряжениях. Выставим максимальный коэффициент заполнения 45%. Полученные графики представлены на рисунках 33-39 ниже:

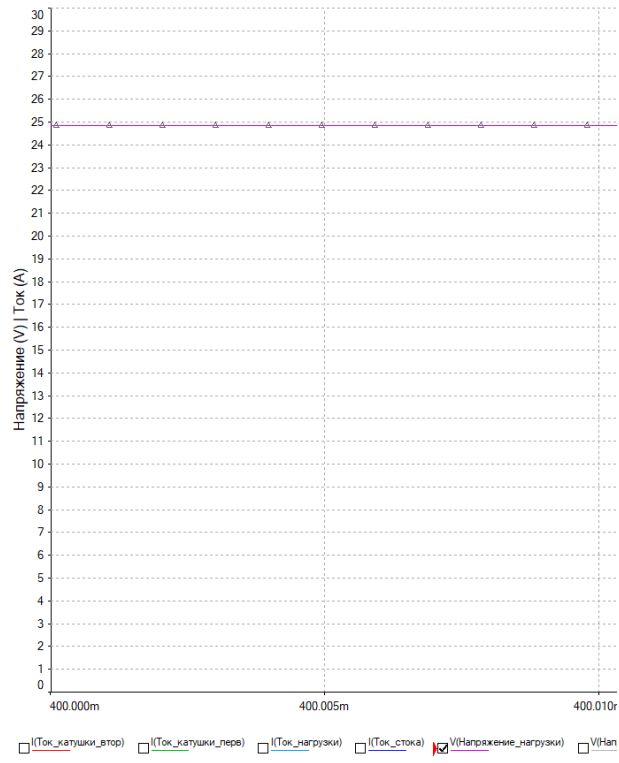


Рисунок 33 – Выходное напряжение

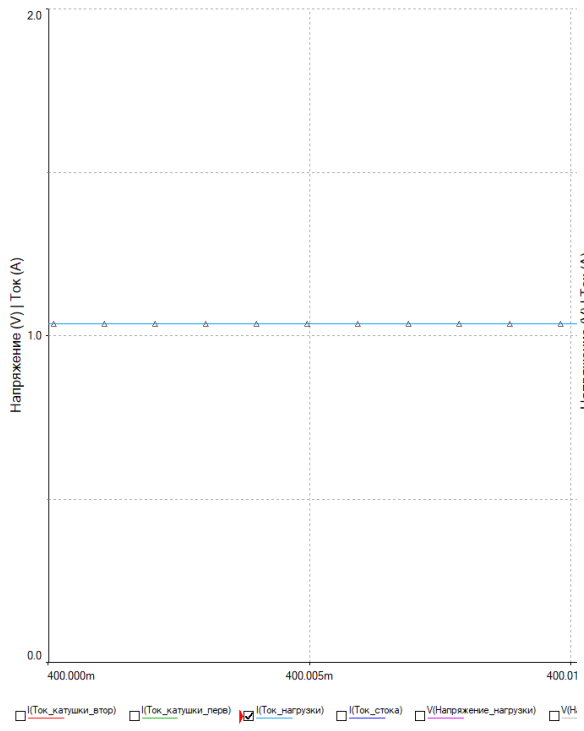


Рисунок 34 – Выходной ток

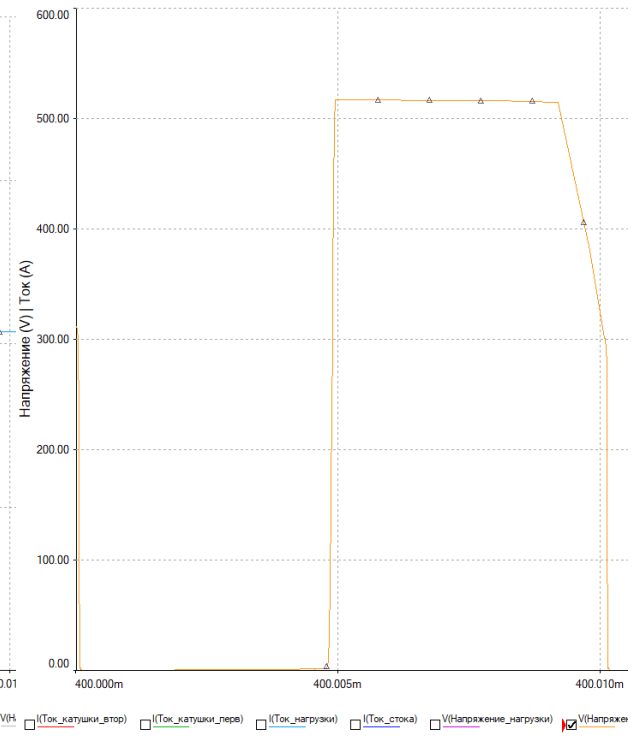


Рисунок 35 – Напряжение стока

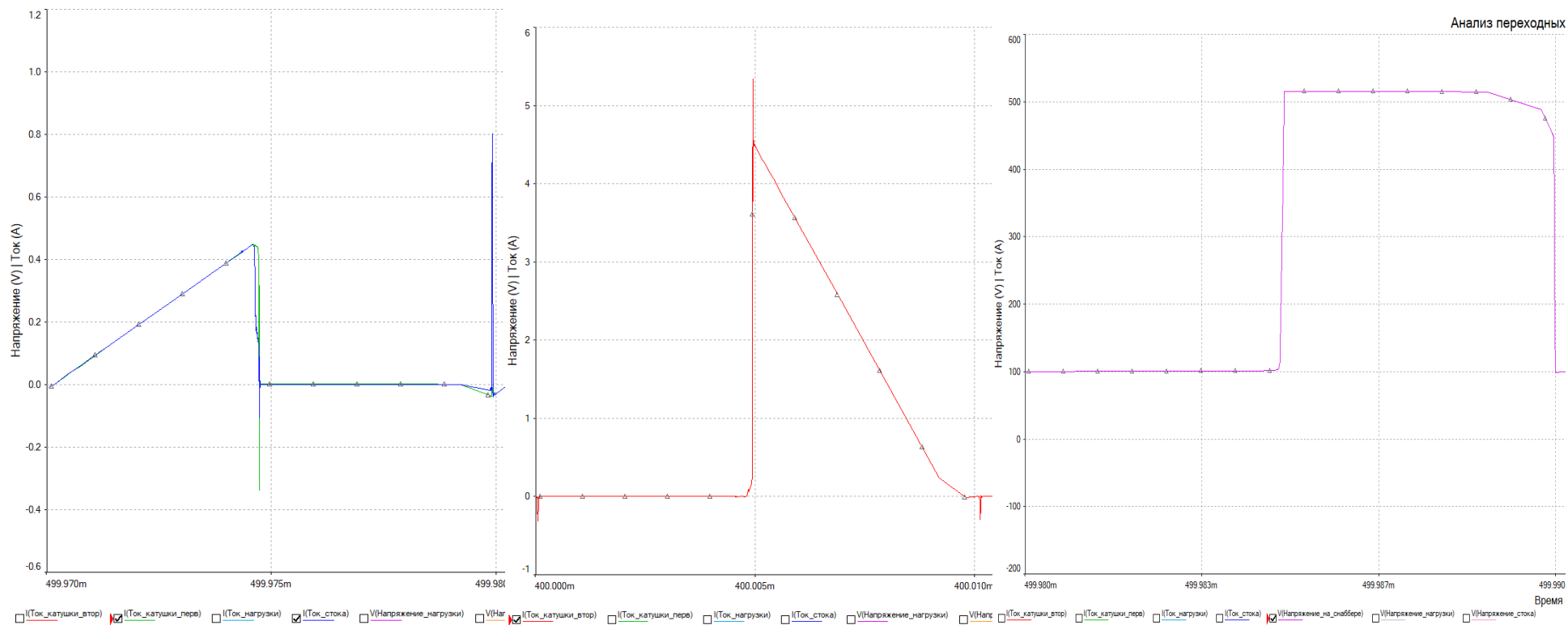


Рисунок 36 – Ток обмотки и ток стока

Рисунок 37 – Ток вторичной обмотки

Рисунок 39 – Напряжение снаббера

Исходя из представленных графиков видно, что выходное напряжение и ток при наихудших условиях работы преобразователя, соответствуют требуемым значениям, учитывая идеальность схемы моделирования. Напряжение стока соответствует ожидаемым 520В при отсутствии индуктивности рассеяния. При этом остается значительный запас напряжения пробоя силового транзистора.

Ток первичной обмотки нарастает линейно, эту же форму графика повторяет ток стока, за исключением броска тока малой длительности, который обусловлен процессами в цепи снаббера, а именно восстановлением диода снаббера и заряда/разряда паразитных емкостей. Пик тока невелик и не способен навредить ключевому элементу.

Ток вторичной обмотки соответствует прерывистому режиму работы преобразователя и линейно спадает до нуля, что символизирует полную отдачу накопленной энергии в нагрузку.

Теперь зададимся коэффициентом заполнения равным 32%, для получения ожидаемых 12В выходного напряжения и снимем аналогичные графики. Ввиду изменения выходной мощности преобразователя изменятся значения элементов необходимых для моделирования. Вид преобразованной схемы изображен на рисунке 40. Графики полученных зависимостей представлены на рисунках 41 – 46.

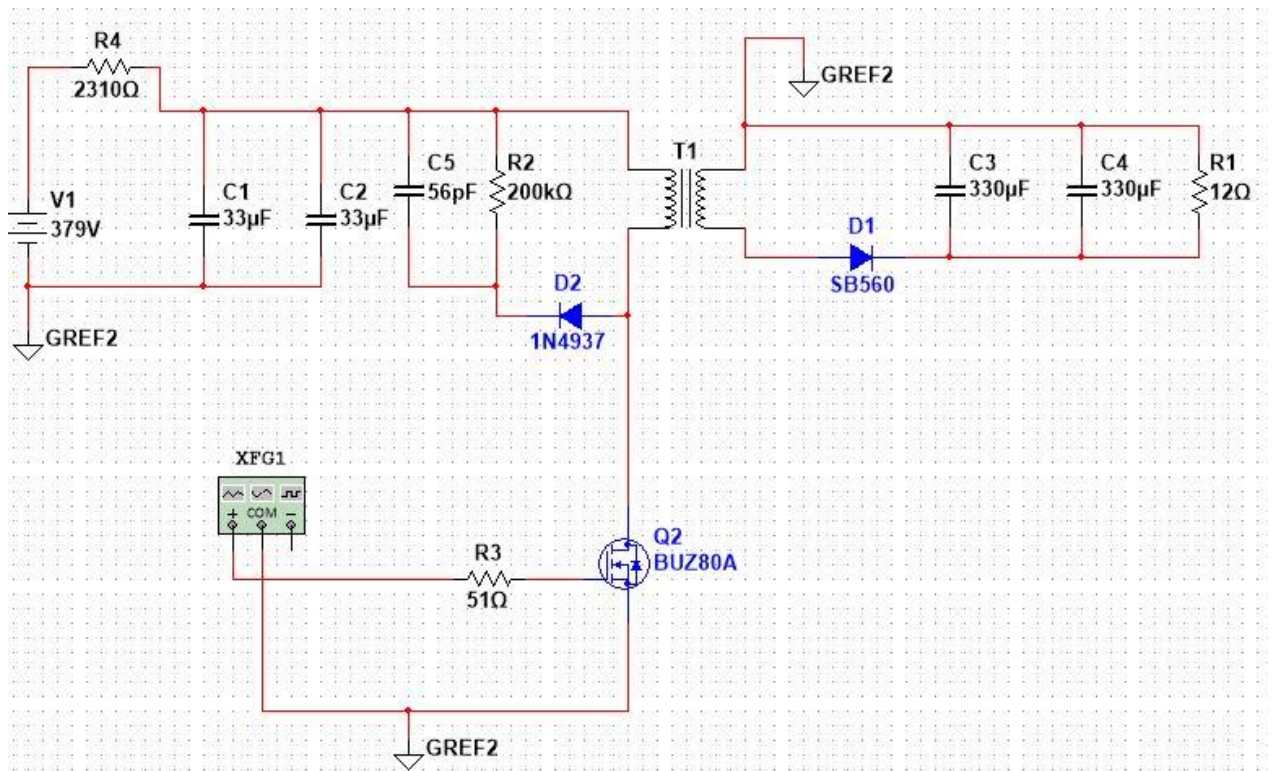


Рисунок 40 – Схема моделирования. Выходное напряжение 12 В.

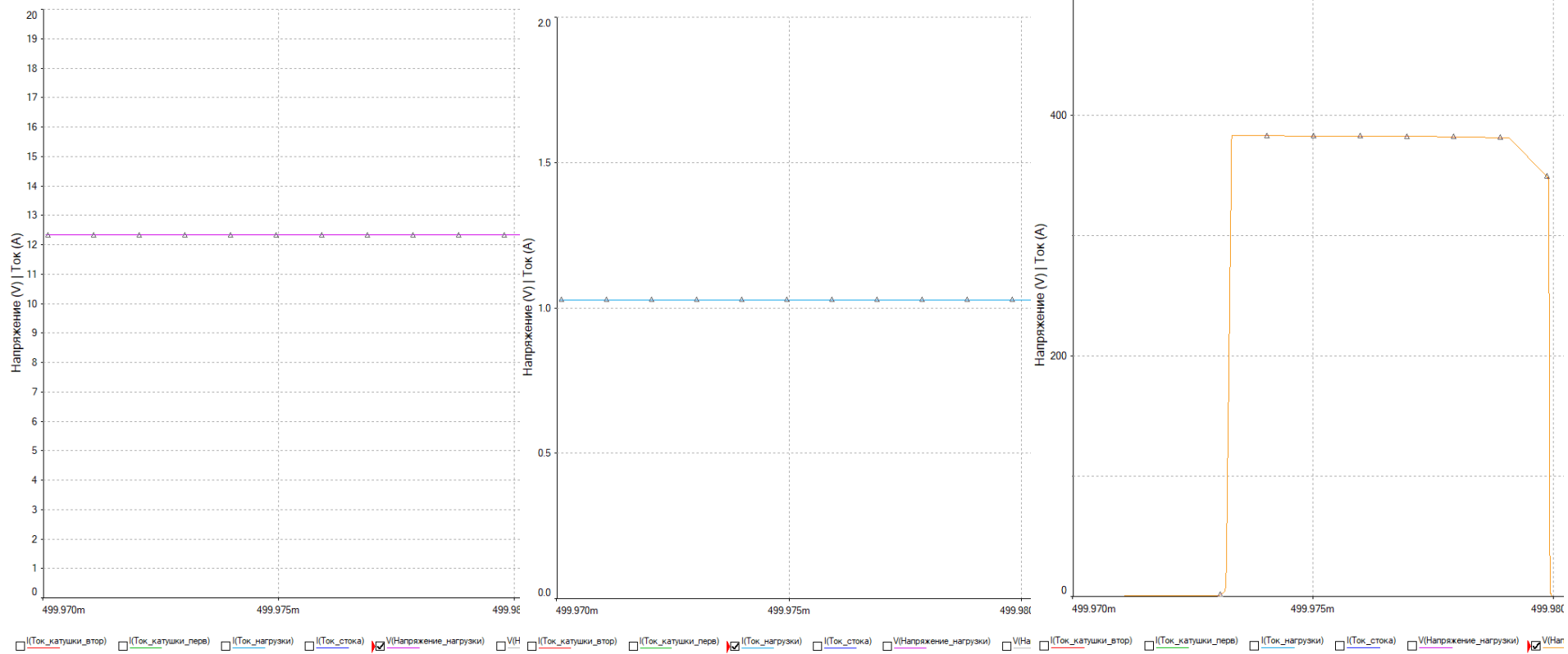


Рисунок 41 – Выходное напряжение

Рисунок 42 – Выходной ток

Рисунок 43 – Напряжение стока

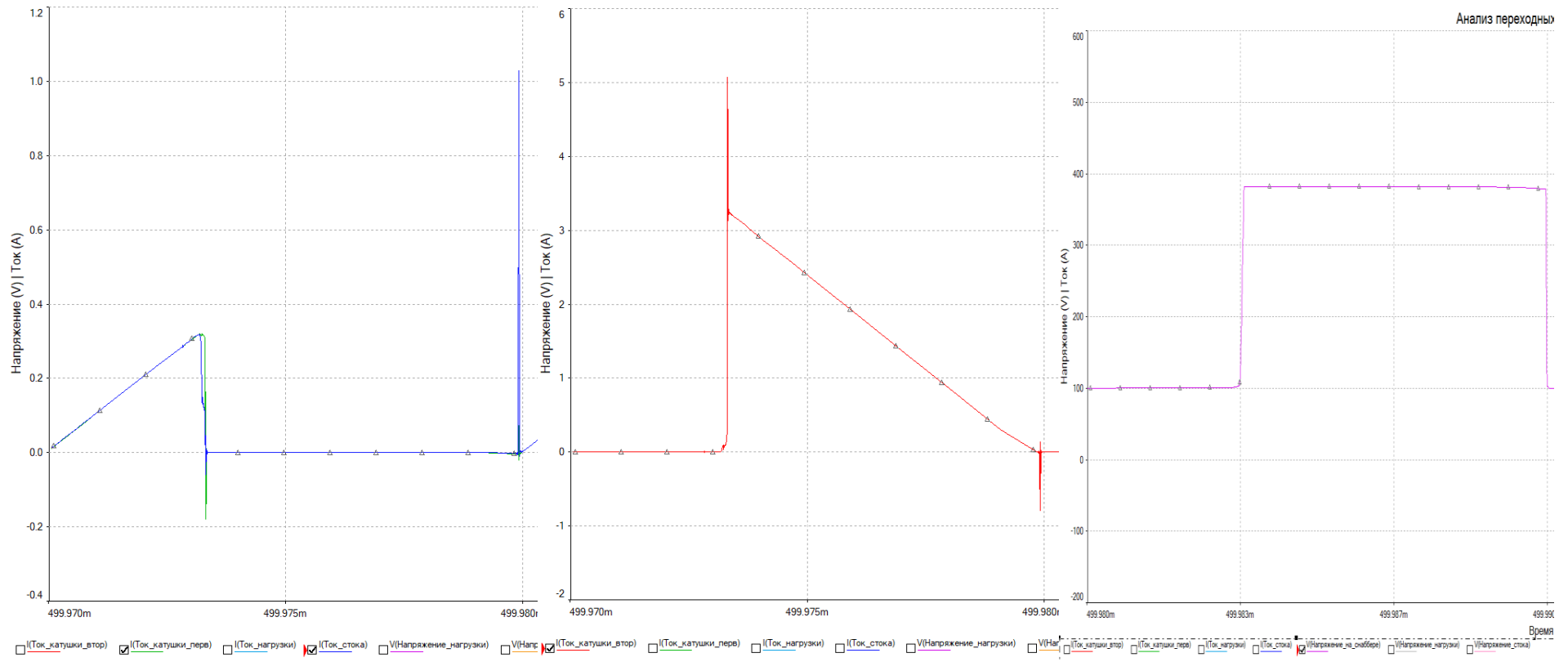


Рисунок 44 – Токи стока и катушки

Рисунок 45 – Ток вторичной обмотки

Рисунок 46 – Напряжение снаббера

По полученным графикам можно сказать, что выходные токи и напряжения соответствуют ожидаемым, а именно 12В и 1А. Напряжение стока практически соответствует ожидаемым 400В, и находится на уровне 390В, с учетом отсутствия индуктивности рассеяния.

Ток катушки и стока нарастают линейно. В токе стока так же присутствует скачок тока, так же обусловленный процессами в цепях снаббера, однако он имеет малую длительность и амплитуду и не способен повредить силовой транзистор. Время заряда ожидаемо уменьшилось, так как сократился коэффициент заполнения. Важно отметить, что устройство при этом имеет значительный запас регулирования по изменению D.

Так как напряжение, прикладываемое к вторичной стороне трансформатора, уменьшилось, должно увеличиться время разряда при том же выходном токе. Этот процесс виден на графике тока вторичной обмотки трансформатора. Процесс разряда теперь занимает больше половины времени периода, однако ток линейно спадает до нуля к моменту следующего цикла заряда, тем самым преобразователь находится в режиме разрывных токов, либо близок к граничному режиму, в соответствии с вычислениями.

2.4 Примерный расчет стоимости схемы

Для оценки стоимости схемы проведем калькуляцию розничных цен компонентов входящих в ее состав. Оценка производится на основе цен интернет-магазинов на май 2024 года. Сведем данные об наименовании и стоимости в таблицу 9.

Таблица 9 – Стоимость компонентов

Наименование	Цена, руб.	Наименование	Цена, руб.
BUZ80A	48	JRB2G330M05001300200000B	22
JRB2G330M05001300200000B	21	B32921C3473K	25
Продолжение таблицы 9			
K15-5, 56 пФ	5	B32921C3473K	25
0805N331J500B1B	3	B32021-A3472-K	13
GRM31B5C2J102JW01L	5	B32021-A3472-K	13
JRB2A331M07501600250000B	30	B32021-A3472-K	13
JRB2A331M07501600250000B	30	PLA10AS2221R5R2B	29
CF-50 (C1-4), 510кОм	9	CF-25 (C1-4), 68 Ом	7
CF-25 (C1-4), 240 кОм	7	PR01000102003JR500	7
CF-25 (C1-4), 240 кОм	7	CF-50 (C1-4), 51 Ом	9
CF-100 (C1-4), 2 Ом	9	RTC035K11FLF	1
CF-50 (C1-4), 510 Ом	9	H828K7BYA	100
0603WAD8661T5E	2	CF-25 (1C-4), 3.3 кОм	7
RC0603FR-074K87L	4	16K1-A5K	44
H520PT	18	ETD34/17/11	109
UC3844	27	DB297	7
TL431	6	1N5817	4
PC817	5	1N4937	5
SB560	6	B72207-S 271-K101	4
LF-3600-S-V1	115	Итого:	814

Таким образом при средней стоимости конкурентов порядка 1200 рублей, спроектированный БП при стоимости 814 рублей, дешевле на 33%. Однако стоит учитывать, что при расчете стоимости БП не учитывалась цена печатной платы, а также себестоимость монтажа компонентов, что сократит разницу в стоимости при подсчете.

Вывод по разделу 2.

В данном разделе была спроектирована конечная схема устройства, были рассчитаны и выбраны элементы схемы и их номиналы, и наконец, было выполнено моделирование в среде автоматизированного проектирования, в результате которого были оценены возможности разработанного устройства.

3 Технологический раздел

3.1 Технология разработки печатной платы

Согласно строгому определению, печатная плата (ПП) – это конструктивный элемент электрического устройства, который используется для установки и соединения электрических компонентов [16].

Однако дополняя данное понятие можно сказать, что печатная плата такой же электронный компонент схемы, так как она вносит в схему различные паразитные параметры, например, индуктивность или емкость и в состоянии повлиять на режим работы схемы. Поэтому плохо спроектированная печатная плата может послужить неочевидным источником шумов и помех, и с другой стороны, грамотно спроектированная плата практически не влияет на работу схемы, а даже наоборот улучшает показатели ЭМС устройства [17].

В настоящее время печатные платы используются повсеместно в схемах как любителей, так и крупных производителей электроники, практически полностью вытеснив навесной монтаж и этому существует множество причин, к основным можно отнести:

- Компактность
- Повышенная надежность
- Сокращение трудозатрат
- Возможность полной автоматизации пайки
- Однотипность и возможность многократного воспроизведения

Однако не редким бывает и соседство печатных плат, поверхностного и навесного монтажа, так как разработка устройства является поиском компромисса и лучшего решения в каждом конкретном случае [18].

Все ПП можно разделить на односторонние, двухсторонние и многослойные. В односторонних платах токоведущие дорожки расположены на одной стороне, в двухслойных на обеих сторонах платы. Многослойные платы имеют множество токопроводящих слоев, разделенных диэлектриком, и

зачастую имеют сложную структуру и используются в компактных схемах с большим количеством элементов.

Так же можно выделить гибкие ПП, которые имеют дорожки в гибком диэлектрике. Широко используются в робототехнике и изделиях с подвижными частями.

Так же существуют специальные типы плат, к которым предъявляются особые требования по какому-либо показателю, например, платы на металлической основе, используемые при повышенном тепловыделении.

Современные ПП изготавливаются из слоистых материалов, которые обозначаются индексами FR и G с цифрой-индексом. Данные сведены в таблицу 10.

Таблица 10 – Материалы печатных плат

Наименование	Компоненты и особенности
FR-1	Бумага, фенольная композиция. Высокий коэффициент гигроскопичности.
FR-2	Бумага, фенольная композиция. Невысокий коэффициент гигроскопичности.
FR-3	Бумага, эпоксидная композиция. Хорошие механические и электрические характеристики.
FR-4	Стеклоткань, эпоксидная композиция. Прекрасные механические и электрические свойства.
FR-5	Стеклоткань, эпоксидная композиция. Высокая прочность при повышенных температурах и отсутствие горения.
G10	Стеклоткань, эпоксидная композиция. Высокие изоляционные свойства, наиболее высокая прочность и низкий коэффициент гигроскопичности.
G11	Стеклоткань, эпоксидная композиция. Высокая прочность на изгиб при повышенных температурах, высокая химическая стойкость.

Зачастую простые схемы выполняются на односторонних платах с применением недорогих материалов FR-1 или FR-2 и часто имеют большое количество перемычек и очень восприимчивы к шумам и наводкам.

Двухсторонние ПП часто используют материалы группы не ниже FR-4. По сравнению с односторонними ПП схемы разводятся легче ввиду упрощения проведения пересекающихся трасс. Однако в чувствительных схемах, либо

схемах склонных к излучению помех не редко один слой является экранирующим и заземленным, а разводка сигнальной части схемы так же реализуется в одном слое.

Для реализации сложных схемотехнических решений используются многослойные ПП, которые значительно упрощают разводку платы с большим количеством компонентов. Так же многослойные платы позволяют рационально организовать шины питания, разделить сигнальные и силовые шины, а также, при правильном конструировании платы, получается достичь хорошего подавления электромагнитных и радиочастотных помех [19].

При конструировании печатных плат для импульсных силовых прибором, основное правило заключается в том, чтобы проводники, пропускающие через себя большие импульсные токи, были как можно короче и шире [20].

Также хорошей рекомендацией является заливка полигонов питания. Если используется двухслойная печатная плата, то неплохим решением будет залить земляной экранирующий слой. При этом положительная шина питания и сигнальные линии разводятся на одном слое, что усложняет разводку платы, однако данное решение позволяет снизить электромагнитные помехи, излучаемые силовыми проводниками.

При использовании специализированных САПР, в процессе расположения компонентов, следует стремиться к минимизации пересечений линий, символизирующих связи компонентов [21].

Толщина медного слоя для материала группы FR-4 может составлять 18, 35, 70, 105 мкм. При этом большие толщины положительно сказываются на прочности и теплоотдаче платы. Так же большие толщины позволяют уменьшить ширину токопроводящих дорожек. Примем значение 70 мкм.

Максимальная плотность тока внешней дорожки печатной платы по разным источникам составляет 90 А/мм², исходя из этого можно выбрать толщину силовых дорожек, через которые протекает наибольший ток схемы.

Таким образом по формуле (35) можно вычислить максимальный ток, протекающий через дорожку заданной ширины и толщины.

$$I_{dor_max} = J_{dor_max} * b_{dor} * h_{dor} , \quad (35)$$

где J_{dor_max} – максимальная плотность тока, b_{dor} – ширина дорожки, h_{dor} – толщина дорожки.

Таким образом для дорожки шириной 1 мм и толщиной 70 мкм максимальный ток составит 6,3 А.

Исходя из предыдущих расчетов токов, протекающих в ветвях схемы, примем для силовых дорожек вторичной стороны с максимальным протекаемым током 5А ширину дорожки равной 2 мм, для силовых дорожек первичной стороны, с максимальным протекаемым током 0.5 А принимаем ширину дорожки 1 мм, для сигнальных дорожек 0.3 мм.

Запас по ширине дорожки обусловлен технологическими факторами изготовления тонких дорожек, а так же целью снижения паразитной индуктивности проводников, которая снижается при увеличении ширины дорожки и растет при увеличении толщины дорожки.

3.2 Разработка печатной платы

Для разработки печатной платы будем использовать программу DipTrace. Данная программа имеет большую расширяемую библиотеку компонентов, встроенный редактор компонентов. Имеет возможность использовать 3D-модели электронных компонентов. А также автоматический компоновщик и трассировщик платы, работающий на основе схемы устройства. Данные функции значительно ускоряют процесс разработки платы.

Создадим схему устройства в программе. Построенная схема представлена на рисунке 47.

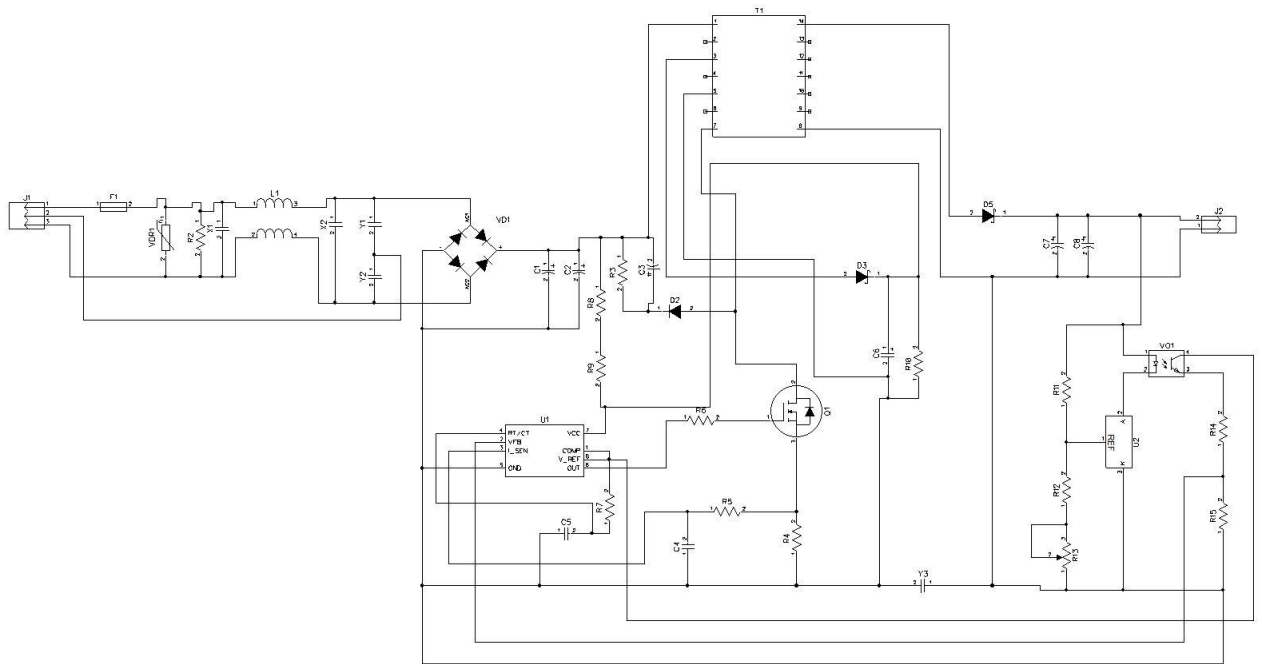


Рисунок 47 – Схема устройства в программе DipTrace

После построения схемы устройства, с использованием необходимых компонентов, или их аналогов тех же размеров, появляется возможность непосредственно разработки платы.

Разработка платы заключается в первоначальном расположении компонентов при помощи автокомпоновщика или вручную. Затем необходимо трассировать плату. Для этого можно воспользоваться автотрассировщиком, предварительно задав правила трассировки, либо вручную.

Расположим компоненты на плате вручную, стараясь минимизировать пересечения связей компонентов. Автокомпоновщик не будет использовать, так как он не учитывает специфику платы и результат будет неудовлетворительным. Итоговая компоновка представлена на рисунке 48.

Согласно ГОСТ 10317-79 размеры печатных плат в диапазоне до 100 мм должны быть кратны 2.5 мм, размеры до 350 мм должны быть кратны 5 мм, размеры более 350 мм – кратны 10 мм. Таким образом размеры платы составят 75*120 мм. Так же оснастим плату шестью крепежными отверстиями диаметрами 2 мм.

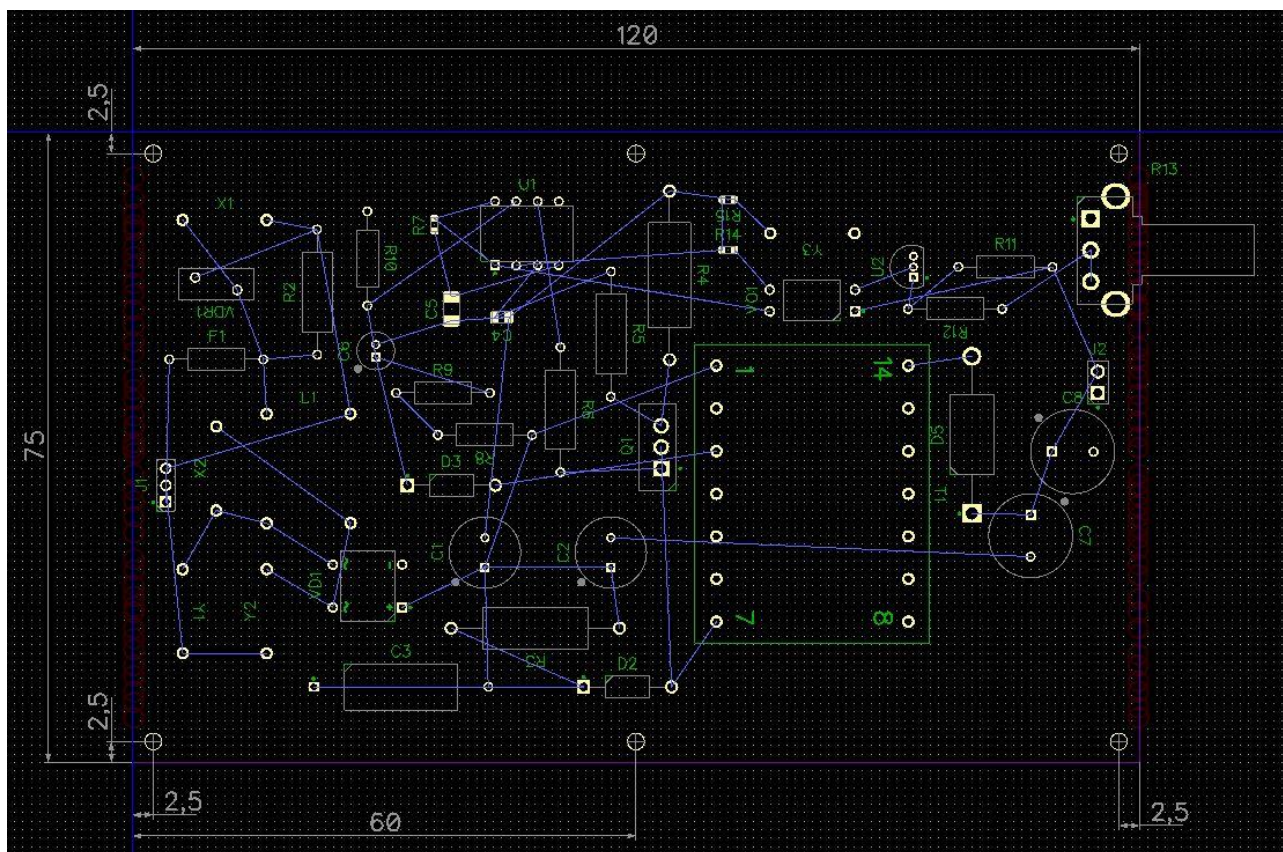


Рисунок 48 – Компоновка платы

Далее воспользуемся автотрассировщиком. Трассировщик не всегда может найти решения и их нужно будет найти вручную.

В качестве правила трассировки зададим ширину проводников равную 0.3 мм. Трассировку будем вести в верхнем слое, нижний слой отведем под экран.

Нижний слой разделим на два экрана с границей под трансформатором и каждую часть соединим со своей землей.

Результат автотрассировки несколько модифицируем, увеличив толщину нужных проводников и изменив их форму. Результат изображен на рисунке 49.

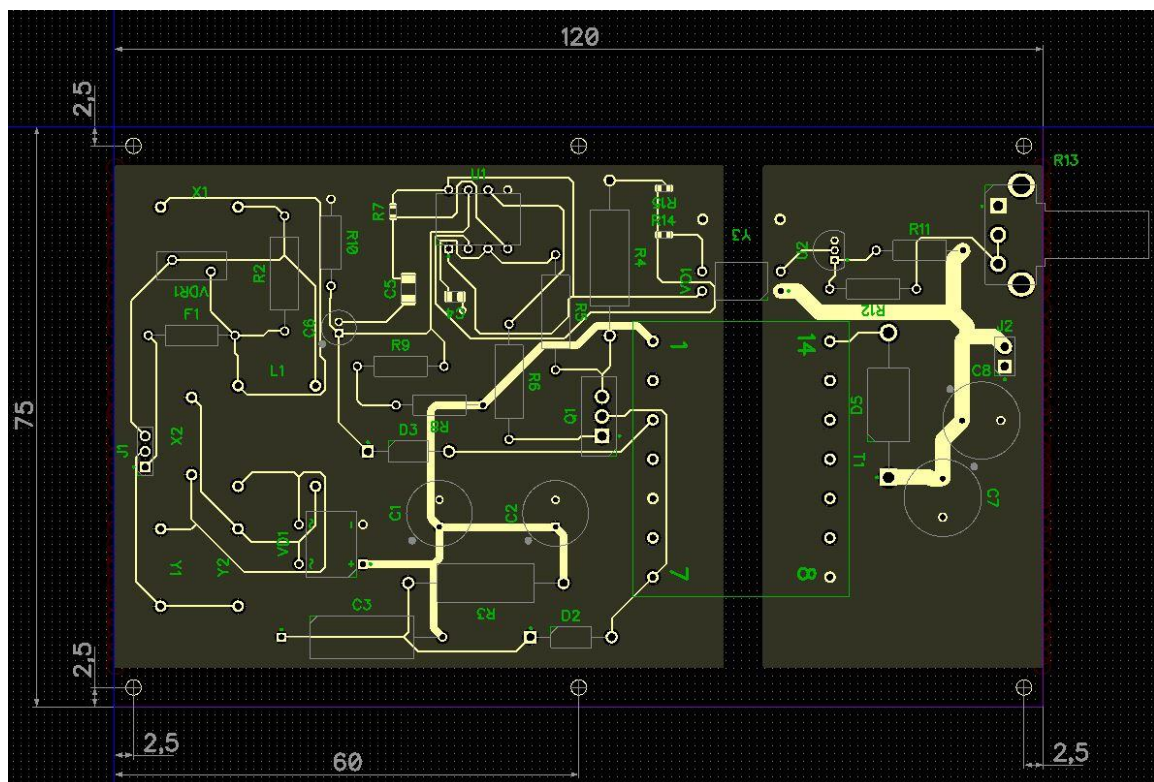


Рисунок 49 – Результат трассировки платы

На рисунке виден результат трассировки платы. Большие бледно-желтые области являются экранами на нижней стороне платы. Данное решение позволяет минимизировать количество проводников, так как отрицательные выводы элементов могут быть связаны с минусом в любой точке, благодаря использованию простого переходного отверстия. При использовании металлизированного отверстия можно получить минус в любой удобной точке, например, рядом с SMD элементами, которые не используют отверстия при монтаже.

После трассировки, программа DipTrace предоставляет возможность получения трехмерной модели платы, как с компонентами, так и без них. Трёхмерная модель платы представлена на рисунке 50.

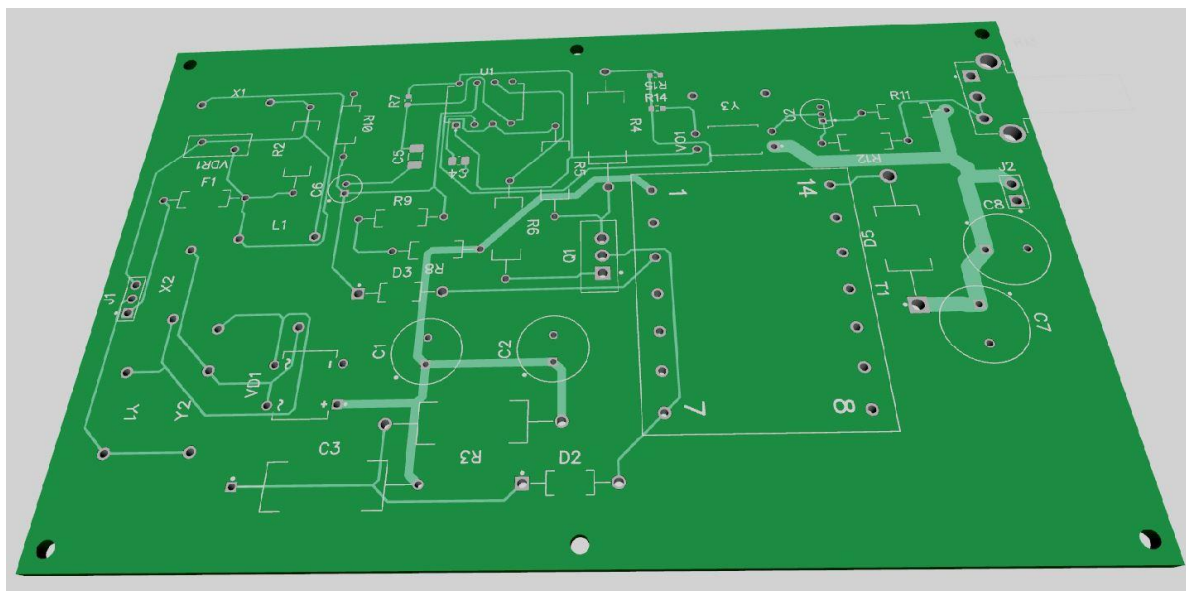


Рисунок 50 – 3D-модель платы устройства

Выводы по разделу 3.

В данном разделе была спроектирована печатная плата устройства на основе ее принципиальной схемы. Были выбраны основные параметры платы и ее проводников. В соответствии с принципами проектирования плат, в частности для импульсной силовой техники была выполнена компоновка и трассировка платы, удовлетворяющая требуемым параметрам.

Заключение

В процессе выполнения выпускной квалификационной работы были рассмотрены и проанализированы особенности и характеристики представленных в продаже сетевых блоков питания, удовлетворяющих техническим требованиям.

На основе полученных данных были сформулированы критерии, которые учитывались при разработке блока питания. Так же была выбрана и обоснована структурная схема устройства.

Затем была произведена разработка и описание электронной схемы устройства, осуществлён подбор элементной базы, с учетом критериев надежности, безопасности ремонтпригодности и низкой стоимости устройства. Был произведен экономический расчет стоимости компонентов, входящих в состав схемы. Тем самым была доказана экономическая обоснованность разработки источника питания. В завершение было проведено моделирование схемы с использованием современных программных продуктов. В ходе моделирования были рассмотрены различные режимы работы устройства, в том числе наихудшие условия его работы, проанализированы его выходные характеристики, тем самым была осуществлена проверка источника питания на соответствие техническому заданию.

Заключительным этапом работы являлась разработка печатной платы устройства с использованием современных программ автоматизированного проектирования, с учетом специфики разводки плат импульсных источников питания. Печатная плата спроектирована в двустороннем варианте с односторонней установкой электронных компонентов.

Таким образом, результатом выполнения выпускной квалификационной работы стал универсальный регулируемый сетевой блок питания, который может питать огромное количество электронных устройств различных областей техники, сочетающий в себе невысокую стоимость, хорошие технические характеристики и потребительские качества.

Список используемой литературы и используемых источников

1. gs06e-3p1j / [Электронный ресурс] // Чип и дип : [сайт]. — URL: <https://www.chipdip.ru/product/gs06e-3p1j> (дата обращения: 25.01.2024).
2. nd-e12-ip20-12v / [Электронный ресурс] // Чип и дип : [сайт]. — URL: <https://www.chipdip.ru/product/nd-e12-ip20-12v> (дата обращения: 25.01.2024).
3. robiton-pc1000 / [Электронный ресурс] // Чип и дип : [сайт]. — URL: <https://www.chipdip.ru/product/robiton-pc1000> (дата обращения: 25.01.2024).
4. robiton-sn1000s / [Электронный ресурс] // Чип и дип : [сайт]. — URL: <https://www.chipdip.ru/product/robiton-sn1000s> (дата обращения: 25.01.2024).
5. gs18a12-p1j / [Электронный ресурс] // Чип и дип : [сайт]. — URL: <https://www.chipdip.ru/product/gs18a12-p1j> (дата обращения: 25.01.2024).
6. Marty Brown Power Supply Cookbook [Текст] / Marty Brown — Second Edition. — Boston: Newnes, 2001 — 265 с.
7. Коростелин А.В. Импульсные источники питания. Элементная база, архитектура и ремонт. — М.: СОЛОН-Пресс, 2020. — 392 с.: ил.:
8. Макашов Д. Обратногоходовой преобразователь / Макашов Д. [Электронный ресурс] // : [сайт]. — URL: <https://zipstore.ru/wa-data/public/blog/download/flyback.pdf?ysclid=lvv89hyii0488816140> (дата обращения: 10.02.2024).
9. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. 2-е изд., испр. и доп. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. — 608 с.
10. Б.Ю. Семенов. Силовая электроника: от простого к сложному. — М.: СОЛОН-Пресс, 2005. — 416 с.: ил. (Серия «Библиотека инженера»)
11. ETD 34/17/11 / [Электронный ресурс] // TDK electronics : [сайт]. — URL: chrome-extension://efaidnbmnnnibpcajpcgclefindmkaj/https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/etd_34_17_11.pdf (дата обращения: 16.02.2024).
12. BUZ-80A / [Электронный ресурс] // Чип и Дип : [сайт]. — URL: <https://www.chipdip.ru/product1/8025421010> (дата обращения: 16.02.2024).

13. Пол Лэйси Проектирование снабберных схем [Текст] / Пол Лэйси // Электронный компоненты. — 2011. — № 3. — С. 122-125.
14. Пол Ли Выбор, проектирование и расчет схемы снаббера [Текст] / Пол Ли // Силовая электроника. — 2022. — № 2. — С. 8-11.
15. Стефан Кляйн Сетевой фильтр - последний барьер в импульсном источнике питания [Текст] / Стефан Кляйн // Электронный компоненты. — 2019. — № 9. — С. 76-80.
16. Печатная плата: виды, требования, размеры, методы изготовления / [Электронный ресурс] // Радиоэлемент : [сайт]. — URL: <https://www.radioelementy.ru/articles/pechatnaya-plata-vidy-trebovaniya-razmery-metody-izgotovleniya/?ysclid=lvwlkbcsm9262194264> (дата обращения: 20.03.2024).
17. Семен Тютюков Практические рекомендации по разработке печатных плат / Семен Тютюков [Электронный ресурс] // БТПИТ : [сайт]. — URL: chrome-extension://efaidnbmnnnibpcajpcgclefindmkaj/https://btpit36.ru/pluginfile.php/5733/mod_resource/content/2/samspcbguide_ce_1.1.pdf (дата обращения: 20.03.2024).
18. Аркадий Медведев Последовательность проектирования печатных плат [Текст] / Аркадий Медведев // Технологии в электронной промышленности. — 2011. — № 5. — С. 9-15.
19. Техника разводки печатных плат / [Электронный ресурс] // Schem.net : [сайт]. — URL: <https://schem.net/comp/comp40.php?ysclid=lvwlulvejx818524150> (дата обращения: 25.03.2024).
20. Золотое правило разводки печатных плат / [Электронный ресурс] // Радиолоцман : [сайт]. — URL: <https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=662305> (дата обращения: 26.03.2024).

21.Алексей Арбузов, Геннадий Бандура Проектирование импульсных источников питания [Текст] / Алексей Арбузов, Геннадий Бандура // Силовая электроника. — 2004. — № 2. — С. 78-85.