

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

Институт энергетики и электротехники
(институт)

Кафедра Промышленная электроника

11.04.04. Электроника и нанoeлектроника
(код и наименование направления подготовки, специальности)

Электронные приборы и устройства
(направленность (профиль))

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ
на тему «Источник питания для светодиодного модуля»

Студент

Гизатуллина Д.М.

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель

Медведев В.А.

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель программы д.т.н., профессор В.В. Ивагин

(ученая степень, звание, И. О.Ф.)

(личная подпись)

Допустить к защите

Заведующий кафедрой

«Промышленная электроника» к.т.н., доцент А.А. Шевцов

(ученая степень, звание, И.О.Ф.)

(личная подпись)

« _____ » 2018 г.

Тольятти 2018

Список сокращений

ДНТ.....	Датчик нулевого тока
ККМ.....	Корректор коэффициента мощности
КПД.....	Коэффициент полезного действия
ПГ.....	Пилообразный генератор
ТГ.....	Тактовый генератор
ШИМ.....	Широтно–импульсная модуляция

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
1 Аналитический обзор литературы и состояния исследуемой области.....	7
1.1 Обзор схем источников питания для светодиодного модуля	7
1.2 Обзор методов повышения коэффициента мощности	15
1.3 Обзор методов повышения КПД	26
2 Математическое моделирование	28
2.1 Постановка задач исследования	28
2.2 Выбор схемы светодиодного источника питания.....	29
2.3 Теоретический анализ исследуемых процессов и предварительный расчет схемы	29
2.4 Разработка математической модели.....	37
2.5 Исследование математической модели.....	40
2.6 Анализ результатов исследования.....	56
3 Проектирование светодиодного источника питания.....	59
3.1 Выбор элементов схемы источника питания	59
3.2 Тепловой расчет полупроводниковых элементов в повышающем преобразователе.....	63
3.3 Разработка схемы системы управления	65
Заключение.....	70
Список используемой литературы	71

Введение

В наше время известно большое количество различных осветительных приборов. Наиболее важными характеристиками осветительного прибора являются интенсивность и яркость, или качество света. Светильник должен излучать свет, создающий комфортные условия для работы и отдыха людей, не портящий глаза, не искажающий цвета окружающих предметов, т.е. у него должны быть высокие световой поток и коэффициент цветопередачи. Таким требованиям удовлетворяют светодиодные источники света. Они обладают высокой эффективностью, возможностью получения широкого спектра цветов, высоким коэффициентом цветопередачи, экологически безопасны, а также имеют долгий срок службы.

Для обеспечения долгого срока службы, высокой надежности и стабильности характеристик светильника необходимо использовать светодиодный источник питания, преобразующий переменное напряжение сети в постоянное.

На сегодняшний день известно большое количество различных схем светодиодных источников питания. Одним из основных требований к таким схемам являются высокие энергетические показатели. К таким показателям относятся коэффициент полезного действия (КПД) и коэффициент мощности. КПД определяет процент потребляемой драйвером от сети энергии, которая идет на нагрузку. Коэффициент мощности показывает, насколько потребляемый ток искажен и смещен по фазе относительно сетевого напряжения. Он определяется как отношение активной мощности к полной и может принимать значения от нуля до единицы.

Целью данной работы является повышение энергетических показателей светодиодного источника питания. Для достижения данной цели необходимо выполнить следующие задачи:

1. анализ известных методов повышения эффективности источника питания;
2. выбор схемы силовой части устройства и алгоритма управления;
3. предварительная оценка параметров элементов схемы;
4. разработка математической модели и её исследование;

5. анализ полученных результатов исследования и корректировка параметров элементов;

6. выбор элементов и проектирование основных узлов схемы устройства

Вопрос повышения энергетических характеристик часто интересует производителей светодиодных источников питания. Существует немалое количество публикаций, посвященных повышению коэффициента мощности и КПД, но во многих из них содержится общее описание работы схемы и предельно упрощенные расчетные соотношения, что является недостаточным для разработки светодиодного источника [1-2]. Некоторые производители электроники выпускают руководства, содержащие методики расчета схем, улучшающих энергетические показатели устройств, но такие методики разработаны под конкретные микросхемы этих производителей [3-4].

Научная новизна.

1. Разработана математическая модель светодиодного источника питания, с помощью которой можно решить различные исследовательские задачи.

2. Посредством математического моделирования проанализировано влияние различных параметров схемы на характеристики устройства.

Практическая ценность.

1. Разработанная схема коррекции коэффициента мощности позволяет минимизировать искажение формы кривой потребляемого тока и фазовый сдвиг между входным напряжением и током.

2. Предложенный алгоритм расчета и математическая модель могут быть использованы разработчиками для проектирования устройств с высоким коэффициентом мощности.

Диссертационная работа состоит из трёх глав. В первой главе выполнен общий обзор схем питания для светодиодных источников света, подробно рассмотрены основные требования, предъявляемые к данным устройствам, а также изучены известные методы улучшения энергетических показателей светодиодных источников питания.

Во второй главе произведен выбор силовой части схемы источника питания и алгоритма управления этой силовой частью, подробно рассмотрены процессы, происходящие в выбранной схеме, а также произведена предварительная оценка параметров элементов схемы. В данной главе описана разработка математической модели и выполнено её моделирование в программной среде MATLAB, в результате которого были получены зависимости коэффициента мощности и КПД от различных параметров схемы. После анализа результатов моделирования значения параметров были скорректированы для получения наилучших энергетических показателей.

В третьей главе произведено проектирование источника питания для светодиодов, которое включило в себя подбор и разработку таких элементов и узлов схемы, как силовой ключ, система управления, выпрямитель, дроссель, выходной конденсатор.

1 Аналитический обзор литературы и состояния исследуемой области

1.1 Обзор схем источников питания для светодиодного модуля

Для обеспечения долгого срока службы, а также высокой стабильности характеристик и надежности светильника, светодиоды необходимо питать постоянным током определенного значения. От величины электрического тока, протекающего через осветительные приборы, и его пульсаций зависит яркость свечения и комфортность освещения. На рисунке 1 представлена зависимость светового потока от тока, протекаемого через светоизлучающий диод [5, с.15]. Из этого рисунка видно, что с увеличением тока возрастает относительный световой поток. Любое колебание электрического тока вызовет пульсацию светового потока. Согласно СП 52.13330.2011 в помещении коэффициент пульсаций светового потока не должен быть более 10%-20% [6]. Протекание через полупроводниковый прибор тока, значение которого превышает его максимально допустимое значение, приведет к его повреждению.

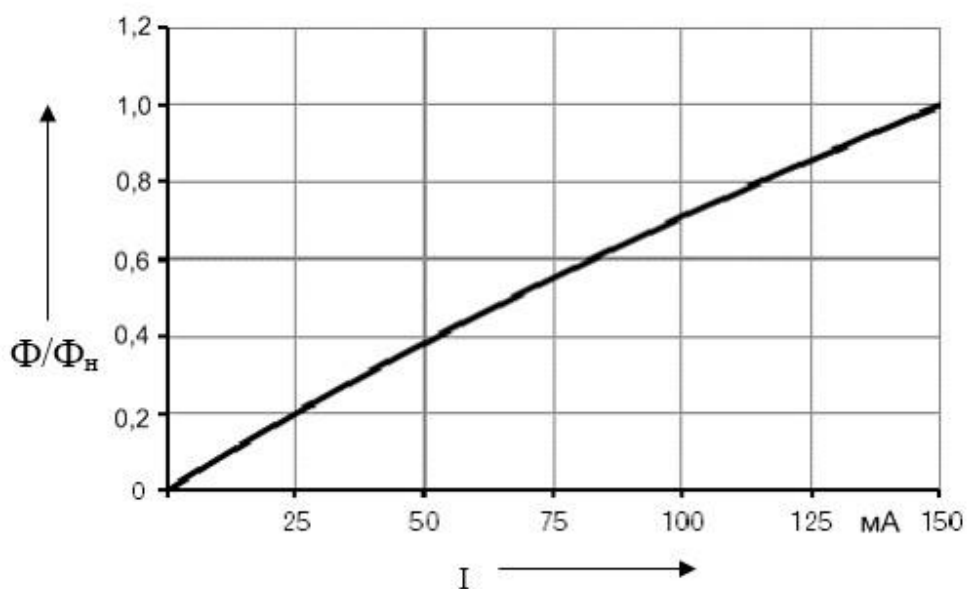


Рисунок 1 – График зависимости относительного светового потока от прямого тока светодиода Samsung LM281A

Прямой ток светодиода можно регулировать двумя способами. Первый способ заключается в том, чтобы по вольтамперной характеристике светодиода [7, с.5] (рисунок 2) определить значение напряжения, которое нужно подать на светодиод для того, чтобы через него проходил требуемый прямой ток. Обычно это достигается путем применения источника напряжения и резистора, как показано на рисунке 3.

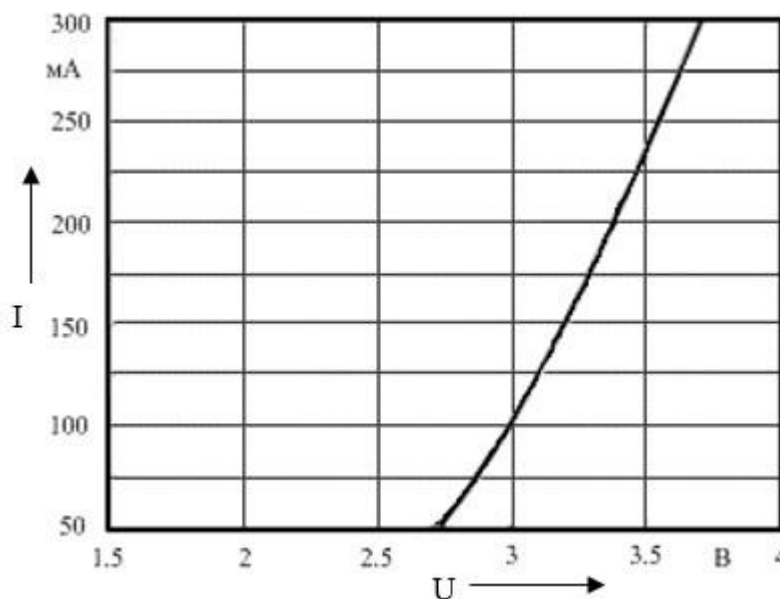


Рисунок 2 – Вольтамперная характеристика светодиода NationStar FM P3528

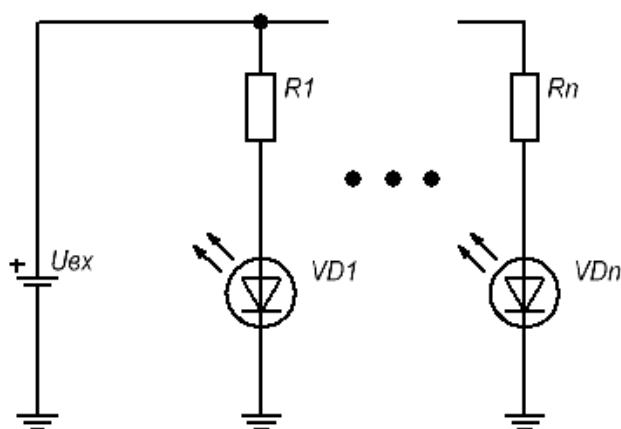


Рисунок 3 – Источник напряжения с резистором

Однако данный метод имеет существенный недостаток. Любые малые изменения прямого падения напряжения на светоизлучающем диоде приведут к значительному изменению тока. Поскольку напряжение и ток связаны нелинейной

зависимостью, то при напряжении 3 В через светодиод протекает ток примерно 105 мА, как видно из рисунка 2. Если напряжение изменится до значения 3.25 В, которое находится в пределах заданного допуска с учетом температуры и производственных факторов, то ток поднимется до 165 мА. Изменение прямого падения напряжения на 8% приведет к 57%-ному изменению тока.

Второй, более предпочтительный способ регулирования светодиодного тока заключается в управлении светодиодами с помощью источника стабилизированного тока. Такой источник устраняет изменения тока при изменении прямого напряжения, что приводит к стабилизации яркости светоизлучающих диодов.

Светодиодные источники питания можно классифицировать по способу преобразования энергии на линейные и импульсные. Линейный источник представляют собой специализированную микросхему, которая обеспечивает стабилизированный ток на выходе, величина которого не зависит от напряжения на ней [8, с.32]. Данные устройства отличаются простотой, малыми габаритами и низкой стоимостью. Но несмотря на это, такие источники не нашли широкого применения в осветительных системах из-за достаточно низкой эффективности. Они в основном используются только для питания ярких светодиодов, например, в экранах, табло, для подсветки различных приборов [9].

Большее распространение в осветительных приборах получили импульсные схемы питания. Импульсные схемы могут быть выполнены с гальванической развязкой и без неё. К гальванически изолированным относят обратноходовые и полумостовые резонансные преобразователи. Первые применяются в устройствах невысокой мощности, вторые – в устройствах, работающих на мощностях более 100 Вт [10]. Гальванически неизолированные преобразователи в зависимости от соотношения выходного напряжения ко входному бывают понижающими, повышающими, повышающе-понижающими, обратноходовыми, полумостовыми.

Импульсный источник питания преобразует электрический переменный ток сети в постоянный определенного, требуемого для нормальной работы диодов, значения. Простой импульсный источник питания, с помощью которого можно

получить постоянное напряжение от переменной сети, включает в себя мостовой выпрямитель и емкостной накопительный конденсатор (рисунок 4).

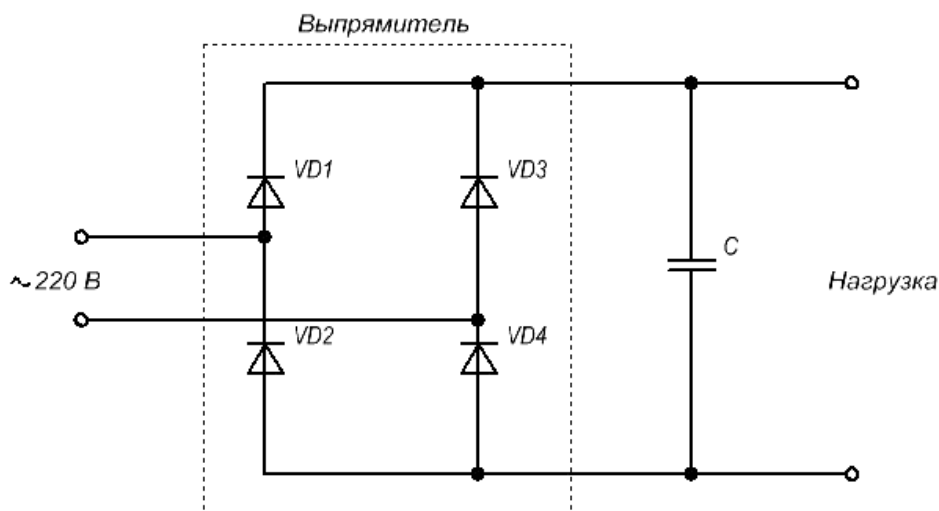


Рисунок 4 – Простой импульсный преобразователь

Такой источник питания потребляет энергию от сети только в те моменты времени, когда сетевое напряжение имеет значения, близкие к максимальному (рисунок 5) [3, с.6]. В остальное время источник не потребляет мощность из сети, а нагрузка получает энергию от выходного накопительного конденсатора. В результате потребляемый электрический ток имеет несинусоидальную форму с высоким содержанием гармоник, что приводит к возникновению дополнительных помех, «загрязнению» сети, увеличению энергопотребления и потерь энергии в электросетях. Такие устройства генерируют гармонические и нелинейные искажения потребляемого тока, что оказывает отрицательное влияние на проводку электрической сети и подключенные к ней электрические приборы, из-за чего возникает проблема их электромагнитной совместимости. У этих устройств низкий коэффициент мощности. Его значение обычно составляет от 0,5 до 0,7 [11, с. 267].

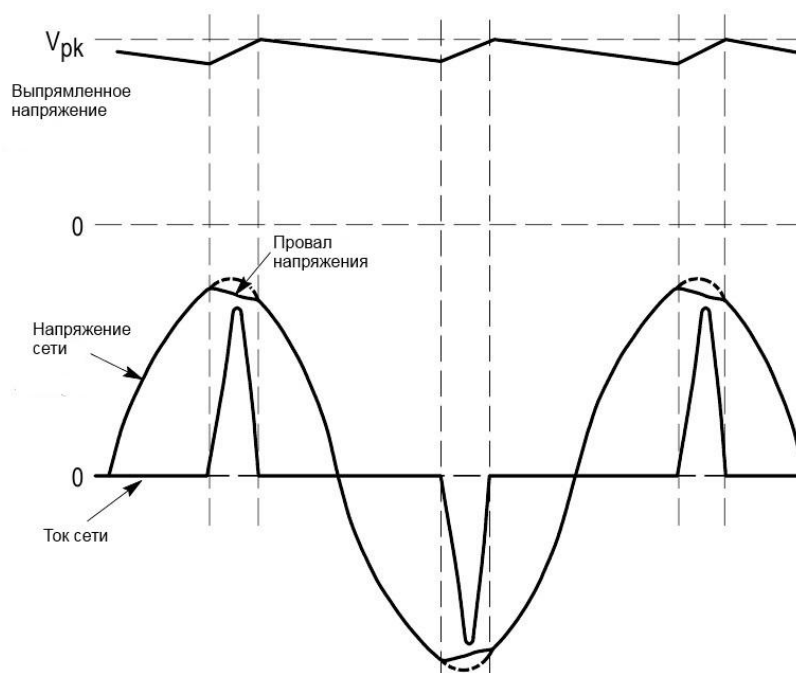


Рисунок 5 – Формы сетевого тока и напряжения, а также выпрямленного напряжения простого преобразователя

Коэффициент мощности используется для оценки эффективности передачи электрической энергии от сетевого источника в нагрузку [12]. Он определяется как отношение активной мощности $P_{вх}$ к полной $S_{вх}$ и может принимать значения от нуля до единицы.

Коэффициент мощности λ можно найти по следующей формуле:

$$\lambda = \frac{P_{вх}}{S_{вх}}. \quad (1)$$

Коэффициент мощности принимает единичное значение, когда активная мощность совпадает с полной. Обычно, значение единицы характерно для чисто активной нагрузки, в остальных случаях коэффициент мощности меньше единицы. Превышение полной мощности над активной возможно из-за активно-реактивного характера нагрузки, либо из-за её нелинейности. Другими словами, значение коэффициента мощности зависит от гармонических и нелинейных искажений, которые создает импульсный источник в сети. Чем выше эти искажения, тем меньше значение коэффициента мощности.

Нелинейные искажения являются причиной отклонения формы потребляемого тока от формы сетевого напряжения и характеризуются

коэффициентом искажения. Коэффициент искажения тока определяется отношением действующего значения первой гармоники тока к действующему значению входного тока.

Гармонические искажения представляют собой сдвиг фаз между потребляемым током и сетевым напряжением. Причиной сдвига фаз или отставания тока (напряжения) от напряжения (тока) является электрическая нагрузка, работающая с магнитным полем. В течение некоторого времени электрический ток и напряжение имеют противоположные знаки. А это приводит к тому, что возникает отрицательная энергия, которая возвращается обратно в сеть. Когда и ток, и напряжение будут снова иметь значение одной полярности, произойдет расход такого же количества энергии на создание магнитного поля. Эти колебания энергии электромагнитного поля в цепях переменного тока являются реактивной мощностью [13, с. 4]. Такая мощность не совершает полезной работы, но тем не менее она потребляется от источника, тем самым увеличивая полную мощность потребления, расход электрической энергии.

Для повышения коэффициента мощности простого импульсного источника питания необходимо ввести в него специальное устройство, называемое корректором коэффициента мощности (ККМ). Данное устройство позволит приблизить фазу и форму потребляемого тока к фазе и форме сетевого напряжения. Необходимость в данном устройстве регламентируется требованиями по электромагнитной совместимости. Согласно ГОСТ 30804.3.2-2013 для светового оборудования с активной потребляемой мощностью более 25 Вт, гармонические составляющие потребляемого электрического тока не могут быть больше значений, указанных в таблице 1 [14, с. 11].

Таблица 1 – Нормы гармонических составляющих тока

Порядок гармонической составляющей n	Максимально допустимое значение гармонической составляющей тока, процент от основной гармонической составляющей потребляемого тока
2	2
3	$30 \cdot \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (только для нечетных гармонических составляющих)	3
* Коэффициент мощности цепи	

Таким образом, импульсные источники питания можно ещё классифицировать по наличию и виду коррекции коэффициента мощности. По виду коррекции импульсные источники бывают с активным и пассивным ККМ. Источники с активным ККМ могут состоять из одного или нескольких преобразователей.

Импульсный источник с активной коррекцией может быть выполнен по схеме однокаскадного или многокаскадного преобразователя. У однокаскадных устройств одна микросхема принимает все обратные связи, а также информацию о форме входного напряжения, и формирует управляющий сигнал для ключевого транзистора. У таких источников есть существенный недостаток: изменения параметров нагрузки, входного напряжения, воздействия различных дестабилизирующих факторов оказывают влияние на коррекцию коэффициента мощности, тем самым коэффициент мощности понижается [15].

От такого недостатка избавлены двухкаскадные решения (рисунок 6). У таких устройств коррекция коэффициента мощности выполняется в отдельном блоке, который принимает только информацию о форме входного напряжения. Все остальные обратные связи принимает другой блок, который не оказывает влияние на

коэффициент мощности. Но стоит отметить, что такие решения более дорогие и энергетически неэффективные.

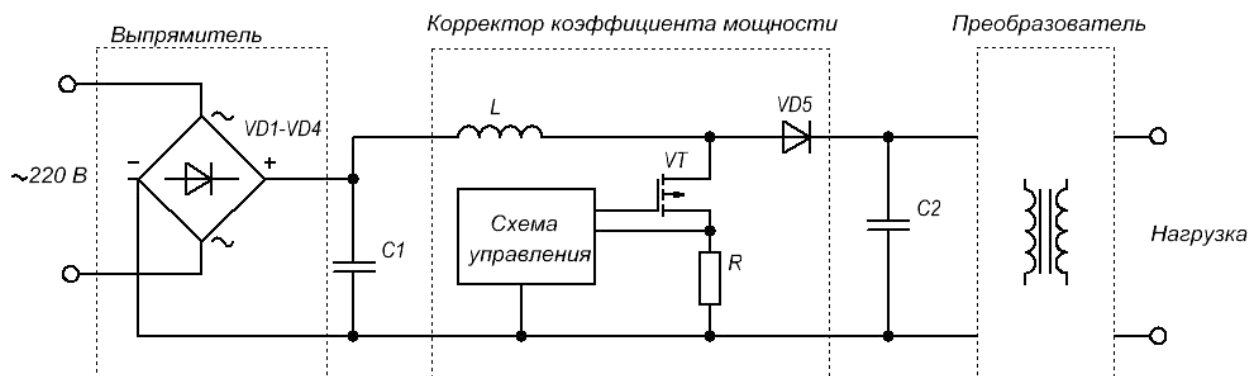


Рисунок 6 – Блок-схема двухкаскадного светодиодного источника питания

В некоторых публикациях [16] можно найти схемы, в которых функции каскада с ККМ и последующего преобразователя объединены в одном силовом ключе, как показано на рисунке 7.

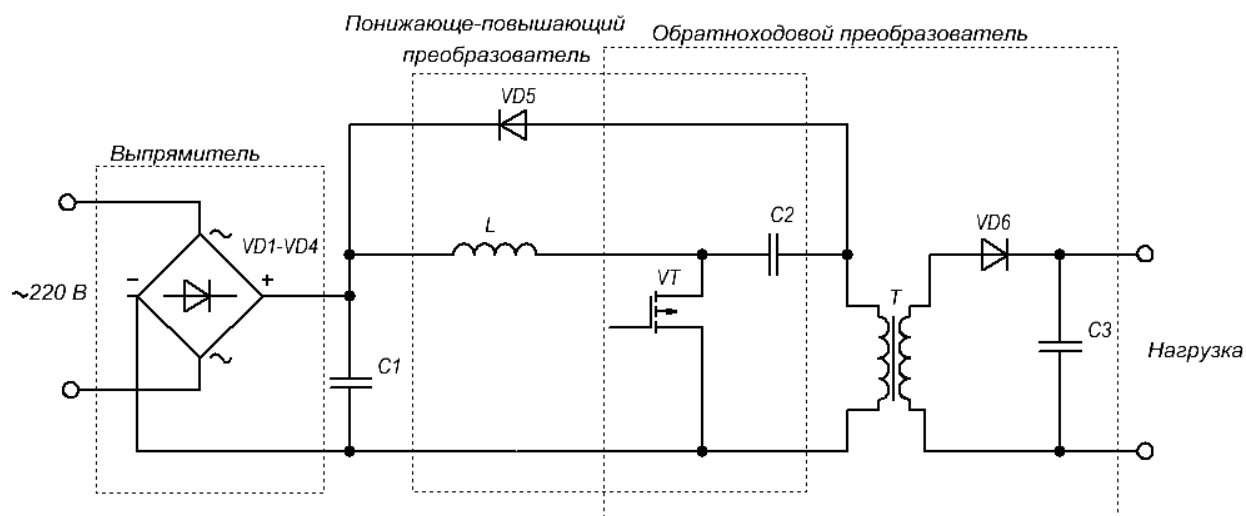


Рисунок 7 – Схема с двумя преобразователями и одним силовым ключом

Здесь понижающе-повышающий преобразователь работает в качестве корректора коэффициента мощности. Обратноходовой преобразователь работает в качестве регулятора постоянного тока для передачи энергии от конденсатора C3 в нагрузку. Этот преобразователь регулирует выходное напряжение и ток до заданных значений. Недостаток такой схемы заключается в наличии повышенных токов и

напряжений на основных силовых элементах схемы, а также в высоком значении пульсаций на выходе. В публикации [16] было проведено моделирование данной схемы в программной среде MATLAB, в результате которого коэффициент мощности составил 0,96.

При изучении каталогов известных производителей источников питания для светодиодных модулей, было выявлено, что современные источники обладают коэффициентом мощности в пределах 0,95-0,99 [20-23].

1.2 Обзор методов повышения коэффициента мощности

Как уже было сказано, коррекция коэффициента мощности импульсного источника может быть достигнута с использованием либо пассивной, либо активной схемы. Пассивные схемы, как правило, содержат комбинацию больших конденсаторов, катушки индуктивности и выпрямителей, которые работают на частоте переменного тока сети. В качестве примера на рисунке 8 представлена схема пассивной коррекции коэффициента мощности.

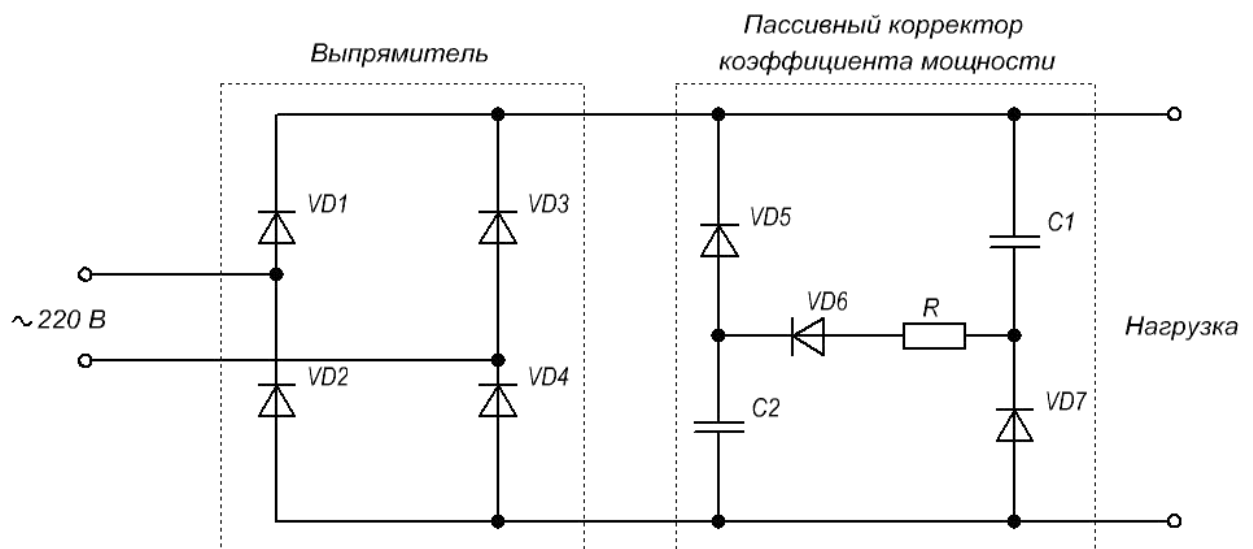


Рисунок 8 – Импульсный источник с пассивной ККМ

В данной схеме конденсаторы корректора заряжаются последовательно через полупроводниковый диод и резистор в каждой полувольтне выпрямленного сетевого

напряжения. Каждый конденсатор заряжается до значения, равного половине максимального сетевого напряжения минус суммарное падение напряжения на трех диодах. Назначение резистора заключается в снижении максимального значения зарядного тока конденсаторов. Так как каждый конденсатор корректирующей схемы заряжается до половины максимального сетевого напряжения, то они начинают питать нагрузку только после того, как напряжение на шине примет синусоидальную форму. В это время конденсаторы являются параллельными и питают нагрузку до тех пор, когда значение входного выпрямленного напряжения опять станет больше половины от максимального значения в следующей половине цикла. В интервале максимального значения входного переменного напряжения возникает дополнительный ток, необходимый для подзарядки электрический конденсаторов до максимального значения. Значение и длительность данного тока зависят от степени разрядки и величины резистора, находящегося в цепи заряда конденсаторов.

Пассивные схемы коррекции коэффициента мощности широко применяются в устройствах со значительной индуктивной составляющей: балластах люминесцентных ламп, электрических двигателях. Преимуществами таких схем с пассивной коррекцией их простота и дешевизна. С помощью пассивной корректирующей схемы можно добиться значения коэффициента мощности в районе 0,9. К недостаткам пассивных схем можно отнести большие габариты и массу, а также зависимость от параметров нагрузки [11, с.69-70].

Активные схемы представляют собой импульсный преобразователь, работающий на высокой частоте. Поскольку активные схемы работают на частоте, намного превышающей частоту сети, они меньше, легче по весу и более эффективные, чем пассивные схемы. Такие схемы позволяют достичь значение коэффициента мощности в пределах 0,97-0,99.

Топологией для активного корректора коэффициента мощности чаще всего является повышающий преобразователь. При соответствующем управлении данным преобразователем, почти любая сложная нагрузка может оказывать такое сопротивление сети, при котором форма потребляемого тока будет приближена к

форме входного напряжения, а фаза этого тока будет совпадать с фазой напряжения, что приведет к значительному снижению содержания гармонических составляющих тока и повышению коэффициента мощности. В настоящее время существуют различные способы управления силовым ключом преобразователя, и некоторые из них будут рассмотрены ниже.

Метод «граничного» управления реализует управление на границе между режимами непрерывных и прерывных токов. Функциональная схема метода «граничного» управления показана на рисунке 9.

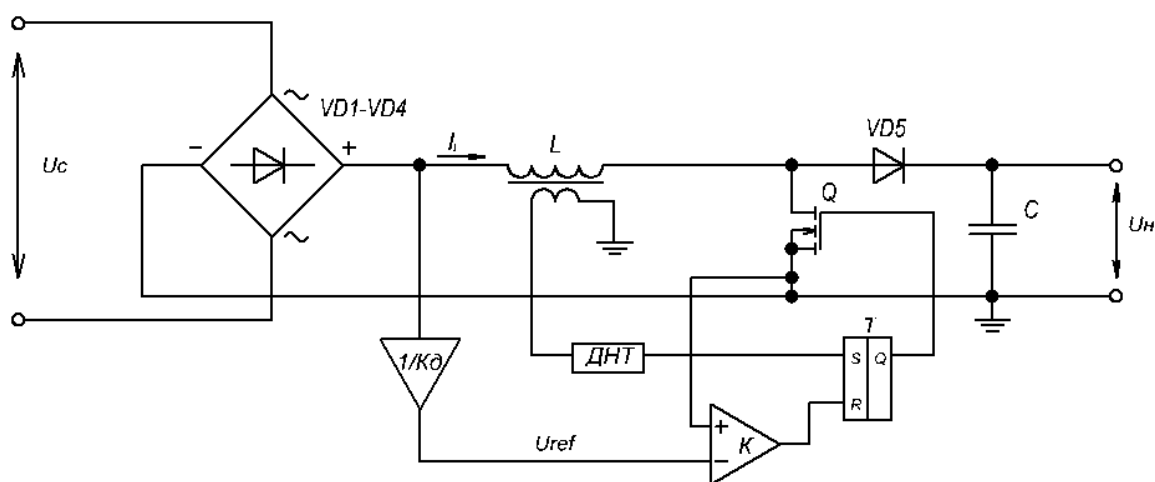


Рисунок 9 – Функциональная схема метода «граничного» управления

Здесь входное сетевое напряжение U_c подается на выпрямитель. Выпрямленное напряжение проходит через делитель с коэффициентом $1/K_d$, формируя эталонное напряжение U_{ref} . Далее компаратор K сравнивает эталонное напряжение с напряжением, снимаемым с токового датчика, находящегося в цепи истока ключа Q (в качестве ключа обычно используется MOSFET-транзистор). Датчик нулевого тока (ДНТ) фиксирует снижение тока дросселя до нулевого значения. Сигнал с компаратора и сигнал с ДНТ регулируют состояние триггера T , управляющего ключом Q .

Цикл работы схемы происходит следующим образом. В начальный момент времени ток в дросселе L минимальный, и ДНТ переводит триггер в единичное состояние, а ключ Q открывается. После открытия ключа и появления тока в

дросселе начинает накапливаться электрическая энергия. Ток I_L , протекающий через дроссель, линейно возрастает. Когда напряжение, отслеживаемое датчиком тока, пропорциональное дроссельному току, достигает значения напряжения U_{ref} , происходит запирание полупроводникового ключа Q . Через открывшийся полупроводниковый диод VD в нагрузку начинает переходить энергия, запасенная в дросселе. Дроссельный ток снижается, напряжение с дополнительной вторичной обмотки дросселя L используется ДНТ для определения момента снижения тока дросселя до нуля. Когда этот момент настанет, произойдет открывание ключа, что соответствует началу нового цикла [17].

На рисунке 10 представлены диаграмма тока дросселя при описанном выше способе управления. Для более удобного восприятия в данной схеме (как и в следующих) уменьшена частота работы преобразователя. Из рисунка 10 видно, что огибающая мгновенные значения тока $i_{Lп}$, как и среднее значение тока i_{Lcp} , по форме напоминают половину синусоиды. Фактически, потребляемый ток – это набор коротких импульсов непостоянной амплитуды.

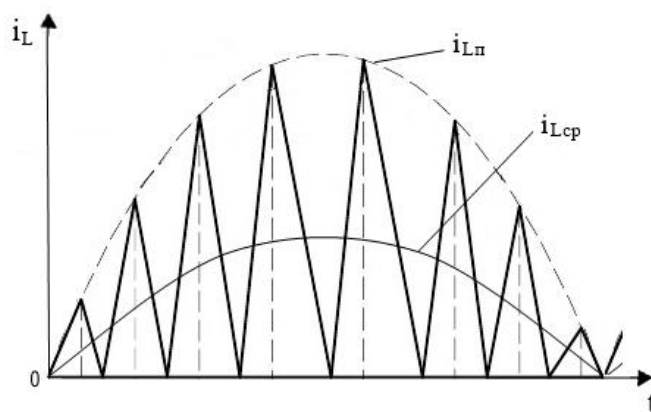


Рисунок 10 – Диаграмма тока дросселя при граничном управлении

К преимуществам данного способа можно отнести «мягкие» условия переключения диода, небольшие динамические потери при открывании ключевого транзистора. У данного способа есть и недостатки. К ним можно отнести переменную частоту переключения в течение полупериода сетевого напряжения и ее зависимость от параметров нагрузки и входного напряжения, а также появление

существенных бросков тока, вследствие чего в схему необходимо добавлять входной фильтр больших габаритов и массы.

Данный способ управления реализован в таких микросхемах, как TDA4817, TDA4818, MC33262 и др. На рисунке 11 в качестве примера представлена блок-схема «граничного» управления активной коррекцией коэффициента мощности микросхемы MC33262 [3, с.10]. У источников питания с такими микросхемами коэффициент мощности составляет 0,98-0,99, а КПД – 85-90%.

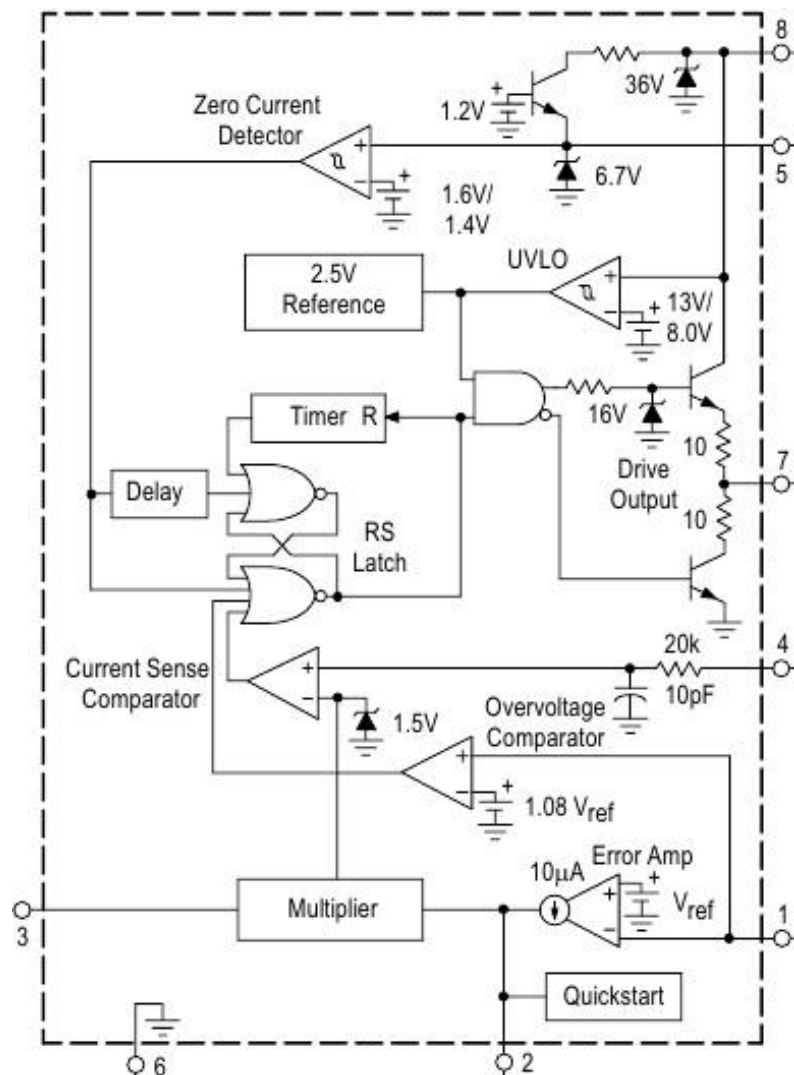


Рисунок 11 – Блок-схема микросхемы MC33262

Метод разрывных токов с использованием ШИМ похож на «граничный». Отличие заключается в том, что ключа Q открывается не сразу после достижения нуля током дросселя, а по сигналу от тактового генератора (ТГ). В данном случае ток дросселя некоторое время будет равен нулю, что и является основной

особенностью режима разрывных токов. Функциональная схема данного способа представлена на рисунке 12. На рисунке 13 представлены диаграммы токов при данном способе управления.

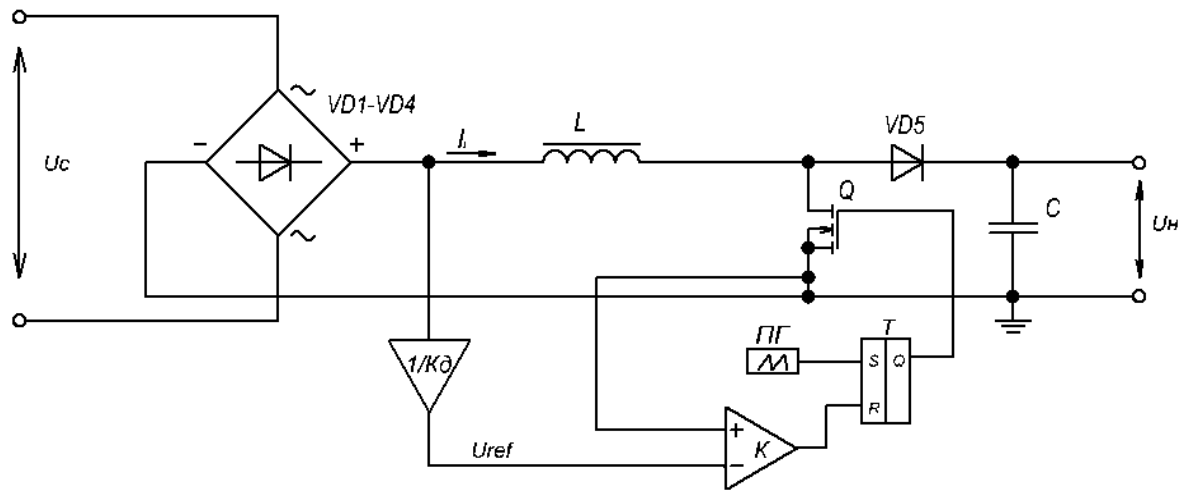


Рисунок 12 – Функциональная схема метода разрывных токов

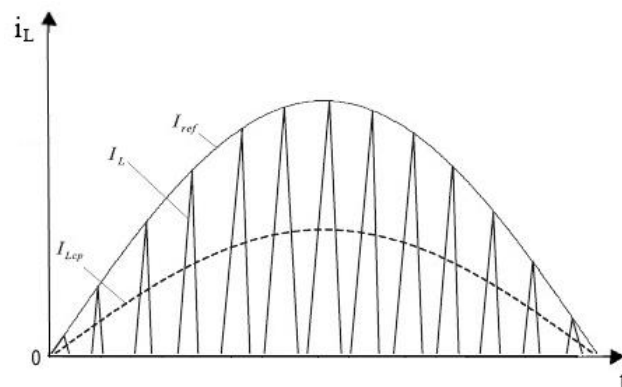


Рисунок 13 – Диаграмма токов при управлении методом разрывных токов

Достоинствами схемы управления по пиковому значению можно назвать постоянную частоту переключения и «мягкие» условия переключения силового диода. Недостаток и этой схемы, как и предыдущей, заключается в необходимости применения крупногабаритных входных фильтров. На рисунке 14 приведена структурная схема микросхемы ML4813, реализующей метод разрывных токов [18, с.221].

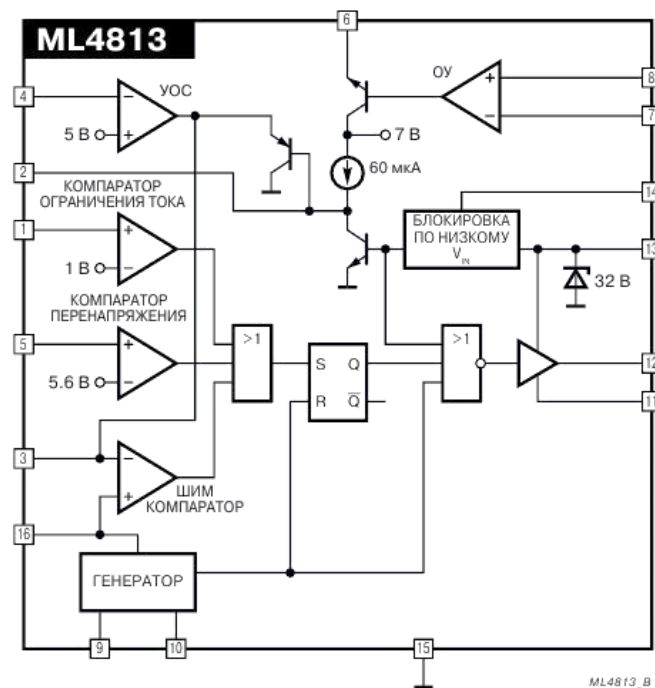


Рисунок 14 – Структурная схема микросхемы ML4813

В схеме управления по пиковому значению тока (рисунок 15) открывание силового ключа происходит по сигналу от ТГ. Закрывает ключ сигнал, получаемый от компаратора К, который сравнивает сигнал, снимаемый с выпрямителя, с суммой сигналов с датчика тока и источника пилообразного напряжения (ПГ). Частота ПГ такая же, что и у ТГ. На рисунке 16 представлены диаграммы токов.

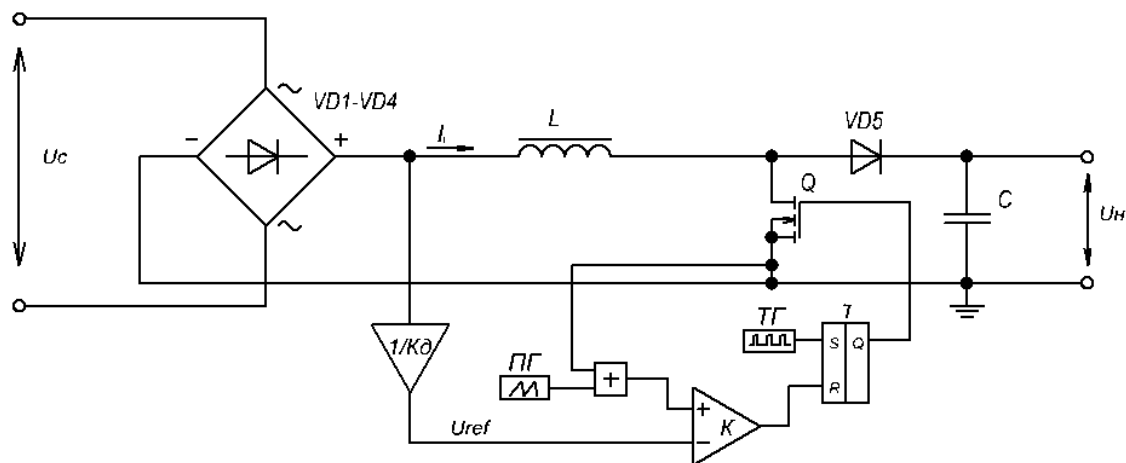


Рисунок 15 – Функциональная схема метода управления по пиковому значению

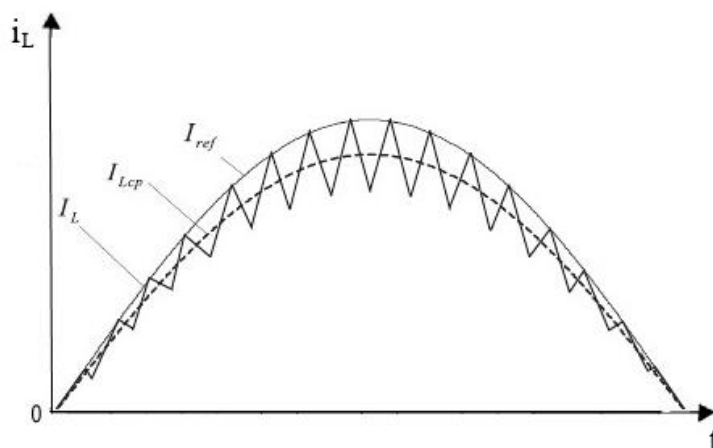


Рисунок 16 – Диаграммы токов при управлении по пиковому значению тока

К преимуществам данной схемы управления можно отнести постоянную частоту переключения силового ключа, использование только одного датчика тока. Но для данного метода характерны «жесткие» условия закрывания силового диода, приводящие к увеличению динамических потерь. На рисунке 17 приведена структурная схема микросхемы ML4819, реализующей метод управления по пиковому значению.

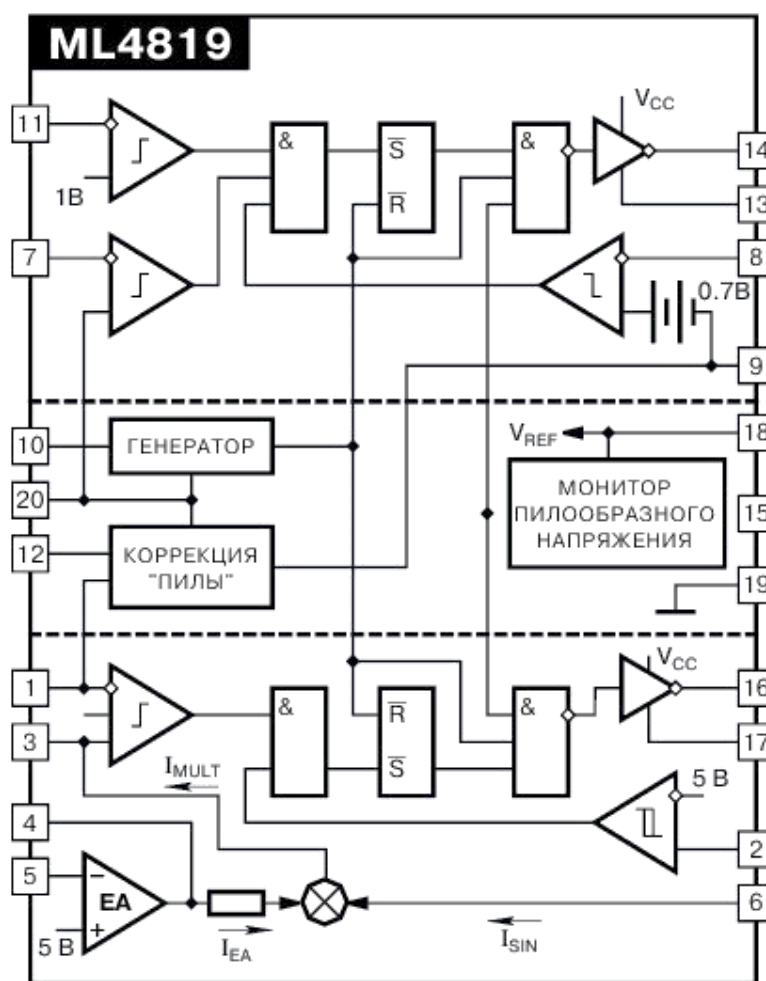


Рисунок 17 – Структурная схема микросхемы ML4813

Следующий способ управления – «токовый коридор» или управление по среднему значению тока. Функциональная схема данного способа управления представлена на рисунке 18.

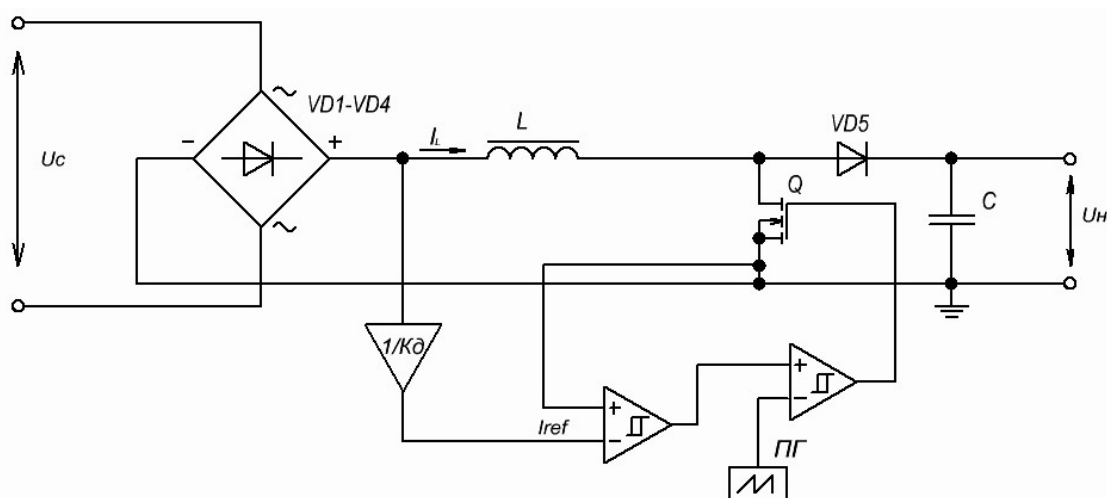


Рисунок 18 – Функциональная схема метода управления «токовый коридор»

Метод «токовый корридор» реализует скользящий режим переключения тока в дросселе около заданного среднего значения электрического тока I_{ref} . Данная схема управляет ключом-транзистором посредством модуляции управляющих импульсов. Необходимо, чтобы рабочая частота была высокой для поддержания непрерывного тока дросселя. В данной схеме ток дросселя сравнивается с заданным I_{ref} , который формируется на основе выпрямленного напряжения источника и заданного опорного максимального значения тока дросселя. Если ток дросселя превысит заданное значение, то сигнал с выхода реле установит триггер в нулевое состояние. Ключ закроется. Когда ток дросселя упадет ниже заданного значения, триггер переведется в единичное состояние. Диаграммы токов представлены на рисунке 19.

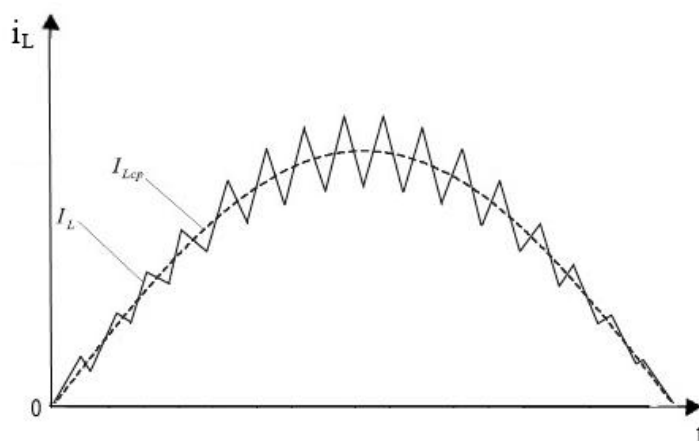


Рисунок 19 – Диаграмма токов при управлении по среднему току

Данная схема характеризуется «жесткими» условиями закрывания силового диода. Зато она устойчива к коммутационным помехам. Существует множество микросхем, реализующих данный способ управления. К таким можно отнести микросхему LT1248, блок-схема которой представлена на рисунке 20.

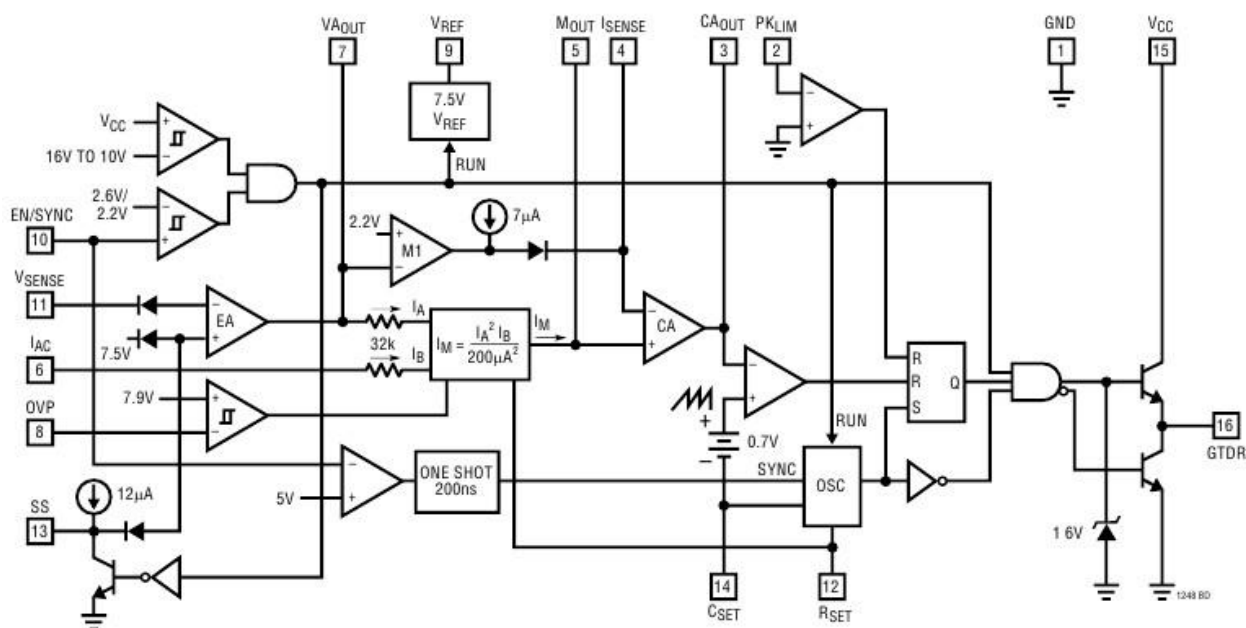


Рисунок 20 – Блок-схема микросхемы LT1248

Рассмотренные выше схемы управления можно поделить на две группы: схемы управления, обеспечивающие непрерывный режим работы преобразователя, и схемы управления, обеспечивающие прерывистый режим. В первом случае ток, протекающий через дроссель, после закрытия ключа-транзистора, проходя через открытый силовой диод в нагрузку, не успевает упасть до нуля. А во втором – ток дросселя после закрытия транзистора успевает достичь нуля. Обе группы имеют полное право на существование. Преимущество режима, обеспечивающего непрерывный ток, заключается в том, что высшие гармоники потребляемого источником тока являются достаточно слабыми, а пульсации выходного напряжения незначительны. Это обеспечивает достаточно хорошую совместимость ККМ с сетью и нагрузкой. Достоинство режима прерывистого тока состоит в том, что в отличие от непрерывного режима, в данной схеме не наблюдаются повышенные токи и мощности, которые рассеиваются в полупроводниках при переключениях. [19, с.91-92]

1.3 Обзор методов повышения КПД

Ещё одним очень важным показателем любого импульсного источника питания является коэффициент полезного действия (КПД). КПД – энергетический показатель электронного устройства. Данный коэффициент определяется отношением активной мощности P_d на выходе устройства к активной мощности на входе. Активная мощность на входе является суммой активной мощности на выходе и потерь активной мощности внутри устройства ΔP . Для КПД преобразователя можно записать следующее:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P}. \quad (2)$$

Потери активной мощности внутри устройства складываются из потерь на полупроводниковых элементах, фильтре, системе управления.

Потери активной мощности в полупроводниках состоят из потерь, возникающих при протекании анодного тока через открытый элемент $\Delta P_{пр}$, при протекании обратного тока через закрытый элемент $\Delta P_{обр}$, потерь на переключение, причиной которых является наличие конечного времени включения и выключения элемента, $\Delta P_{пер}$:

$$\Delta P = \Delta P_{пр} + \Delta P_{обр} + \Delta P_{пер}. \quad (3)$$

Для снижения потерь нужно применять более современные и качественные комплектующие: микросхемы с небольшим потребляемым электрическим током; более быстродействующие полупроводниковые ключи с наименьшим внутренним сопротивлением, лучшими частотно-временными характеристиками и небольшой энергоемкостью по входу; а также использовать более качественныемоточные изделия и т.п. На потери, которые могут появиться в цепи обратной связи, напрямую влияет значение опорного напряжения (напряжения обратной связи). Используя микросхемы с минимально возможным значением опорного напряжения, можно применять более низкие значения сопротивления датчика тока, рассчитанного на меньшую рассеиваемую мощность, что в конечном итоге сокращает полные потери в устройстве, таким образом увеличивая его КПД.

Выводы:

1. Для получения коэффициента мощности, близкого к единице, необходимо ввести в схему устройства активный ККМ.
2. Наименьшее содержание высших гармоник во входном токе и незначительные пульсации на выходе устройства можно получить при алгоритме управления по среднему току.
3. Для повышения КПД необходимо сокращать количество преобразователей в устройстве, а также использовать быстродействующие транзисторные ключи с минимальным внутренним сопротивлением, микросхемы с малым током потребления и минимально возможным значением опорного напряжения.

2 Математическое моделирование

2.1 Постановка задач исследования

В результате исследования необходимо определить зависимость энергетических показателей от различных параметров схемы и подобрать такие значения элементов схемы, при которых достигаются наибольшие КПД и коэффициента мощности. Чтобы будущий источник питания для светодиодов смог конкурировать с устройствами других производителей, нужно обеспечить коэффициент мощности не менее 0,99, а КПД – не менее 92%.

В тоже время схема разрабатываемого устройства должна выдавать на выходе постоянный ток заданного значения с наименьшими пульсациями, так как основное предназначение светодиодного источника питания – выпрямление и стабилизация тока, потребляемого из сети. Как уже упоминалось выше пульсации светового потока, а, следовательно, электрического тока должны быть не более 10-20%.

Нагрузкой такого источника является светодиодный модуль. Светодиодный модуль состоит из двенадцати плат, соединенных последовательно, на каждой из которых расположено двадцать четыре светодиода XLamp XD16 производителя CREE. В каждой части светодиоды установлены по схеме: три параллельных группы по восемь последовательных диодов. Для нормального функционирования светодиодного модуля выходные характеристики светодиодного источника питания: ток и мощность – должны соответствовать параметрам этого модуля, а именно: выходной ток источника должен быть равен току модуля, а его максимальная выходная мощность – больше мощности этого светодиодного модуля. Максимальный ток, который можно пропустить через светодиоды XLamp XD16 – 1,5 А. При токе 1 А на светодиоде падает напряжение около 2,88 В. Общее напряжение всего модуля составит 276,5 В, ток 3 А, а мощность – 830 Вт, т.е. источник питания для данного светодиодного модуля на выходе должен выдавать ток 3 А, а его максимальная мощность должна быть не менее 830 Вт. Для надежной

работы устройства его необходимо «не догружать», поэтому разрабатываемый источник будет иметь максимальную мощность до 900 Вт.

2.2 Выбор схемы светодиодного источника питания

Для обеспечения высокого коэффициента мощности импульсный источник питания должен содержать корректор коэффициента мощности.

Как было сказано выше, схемы коррекции бывают активными и пассивными. Пассивные схемы простые и дешевые, но они не могут дать высокий коэффициент мощности, поэтому в разрабатываемом устройстве будем использовать схему с активной коррекцией.

Наиболее популярной топологией для активного корректора коэффициента мощности является повышающий преобразователь, потому что его схема относительно проста и способна обеспечить непрерывный режим входного тока. [19]

Схема управления повышающего преобразователя, регулирующего коэффициент мощности, будет сложнее, чем у обычного преобразователя, которому необходимо лишь поддерживать выходное напряжение на заданном уровне. Задачей корректирующего коэффициента мощности преобразователя является уменьшение до нуля сдвига фазы между потребляемым током и напряжением в сети (максимальное снижение индуктивной и емкостной составляющих нагрузки источника питания) при сохранении синусоидальной формы тока.

Из рассмотренных схем управления наибольший интерес представляет схема управления по среднему току. При таком управлении мало выражены высшие гармоники в источнике и незначительны пульсации на выходе. Схема управления по среднему току устойчива к коммутационным помехам.

2.3 Теоретический анализ исследуемых процессов и предварительный расчет схемы

Подробно рассмотрим процессы, происходящие в повышающем преобразователе (рисунок 21). При этом будем учитывать активное сопротивление обмотки индуктивного элемента, сопротивление ключевого элемента в открытом состоянии, дифференциальное сопротивление диода в прямом направлении. Пренебрежем разницу прямых сопротивлений диода и транзистора и добавим их к сопротивлению дросселя. Сумма паразитных сопротивлений на схеме обозначено буквой r , а силовой транзистор и диод изображены в виде ключей. На рисунке 22 приведены диаграммы, отражающие работу повышающего преобразователя.

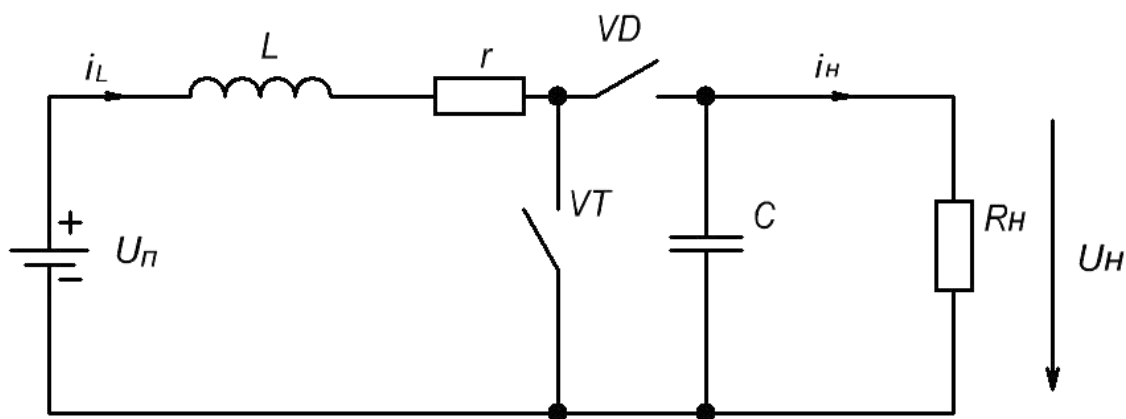


Рисунок 21 – Схема повышающего преобразователя

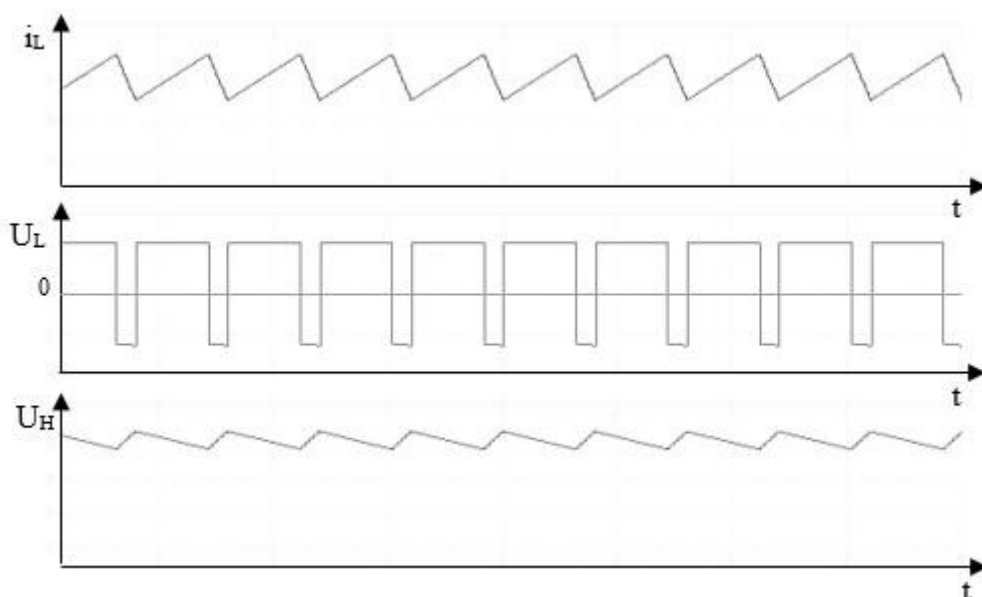


Рисунок 22 – Временные диаграммы, поясняющие работу повышающего преобразователя

После подачи сетевого напряжения открывается транзистор. Потенциал правого (по схеме на рисунке 23) вывода дросселя близок к нулю, поэтому диод закрыт, и ток от источника в нагрузку не поступает. Так как конденсатор не заряжен, ток будет протекать только в одном контуре (рисунок 23 – $i_H = 0$). На данном этапе происходит накопление энергии в дросселе, отбираемой от источника входного напряжения. Этот процесс сопровождается ростом тока дросселя i_L .

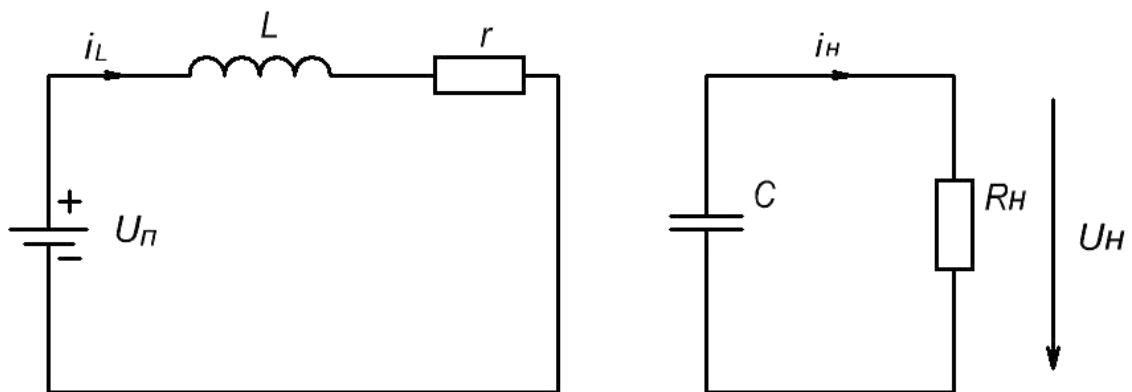


Рисунок 23 – Этап накопления энергии в дросселе

Процессы, происходящие на данном этапе, можно описать следующим уравнением:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = U_{\pi} - i_L \cdot r, \quad (4)$$

где L – индуктивность дросселя, U_{π} – питающее напряжение.

На данном этапе ток дросселя возрастает до тех пор, пока его значение не превысит опорное значение тока, которое формируется системой управления. Как только ток дросселя превысит опорное значение, транзистор выключится, и этот ток i_L через открывшийся диод начнет заряжать конденсатор, а энергия, запасенная в дросселе, будет отдаваться в нагрузку R_H (рисунок 24).

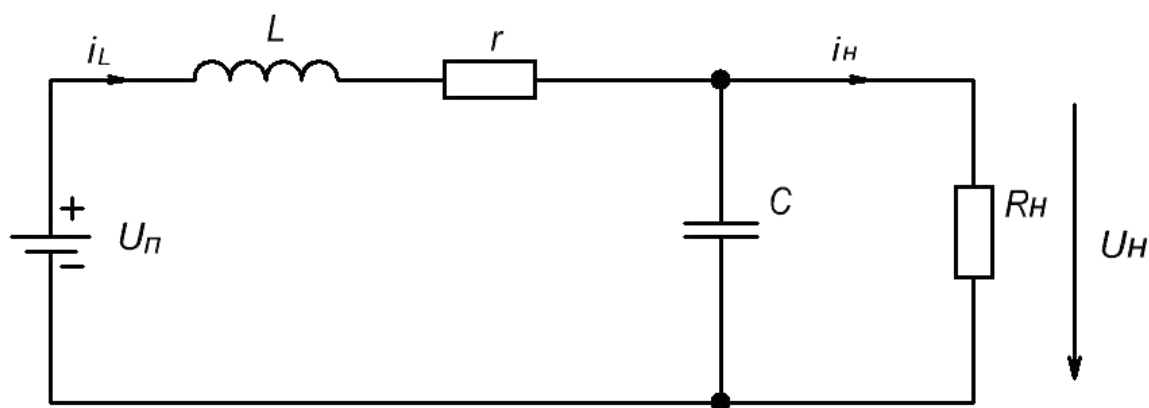


Рисунок 24 – Этап передачи энергии дросселя в нагрузку

Для этого этапа запишем следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} U_{\text{п}} t + L \frac{di_L t}{dt} &= U_{\text{н}} t + i_L t \cdot r \\ C \frac{dU_{\text{н}} t}{dt} + \frac{U_{\text{н}} t}{R_{\text{н}}} &= i_L t \end{aligned} \quad , \quad (5)$$

где C – ёмкость выходного конденсатора, $U_{\text{н}}$ – выходное напряжение.

Открытие ключа произойдет лишь при пересечении током дросселя кривой заданного (опорного) тока. Когда транзистор откроется снова, будут происходить электромагнитные процессы, описываемые следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L t}{dt} &= U_{\text{п}} t - i_L t \cdot r \\ C \frac{dU_{\text{н}} t}{dt} &= \frac{U_{\text{н}} t}{R_{\text{н}}} \end{aligned} \quad (6)$$

На данном этапе нагрузка будет получать энергию от заряженного конденсатора. Далее процессы повторяются.

Если обозначить полупроводниковые элементы через коммутационные функции ψ_1 и ψ_2 (причем $\psi_1 + \psi_2 = 1$) [24, с.345-346], то получим следующие уравнения:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} + i_L(t) \cdot r &= U_{\text{п}}(t) - \psi_2 \cdot U_{\text{н}}(t) \\ C \frac{dU_{\text{н}}(t)}{dt} + \frac{U_{\text{н}}(t)}{R_{\text{н}}} &= \psi_2 \cdot i_L t \end{aligned} \quad (7)$$

Запишем систему уравнений для схемы в установившемся режиме (заменяем $\psi_2 = t_2/T$ и все производные переменных приравняем нулю):

$$\begin{aligned} i_L \cdot r &= U_{\Pi} - \frac{t_2}{T} \cdot U_{\text{H}} \\ \frac{U_{\text{H}}}{R_{\text{H}}} &= \frac{t_2}{T} \cdot i_L \end{aligned} \quad , \quad (8)$$

где t_2 – время выключенного состояния транзистора. Объединим уравнения системы, выразив $(1 - t_2/T)$ через D , и получим следующее:

$$U_{\text{H}} = U_{\Pi} \frac{1 - D}{\frac{r}{R_{\text{H}}} + (1 - D)^2}. \quad (9)$$

Уравнение (9) – регулировочная характеристика преобразователя. На рисунке 25 представлено семейство регулировочных характеристик. Как видно из рисунка 25, при увеличении времени включенного состояния транзистора t_1 повышается выходное напряжение относительно входного лишь до определенного значения D , затем регулировочная характеристика начинает падать. Это объясняется тем, что падение напряжения на паразитном сопротивлении не может быть компенсировано нарастанием тока в индуктивности.

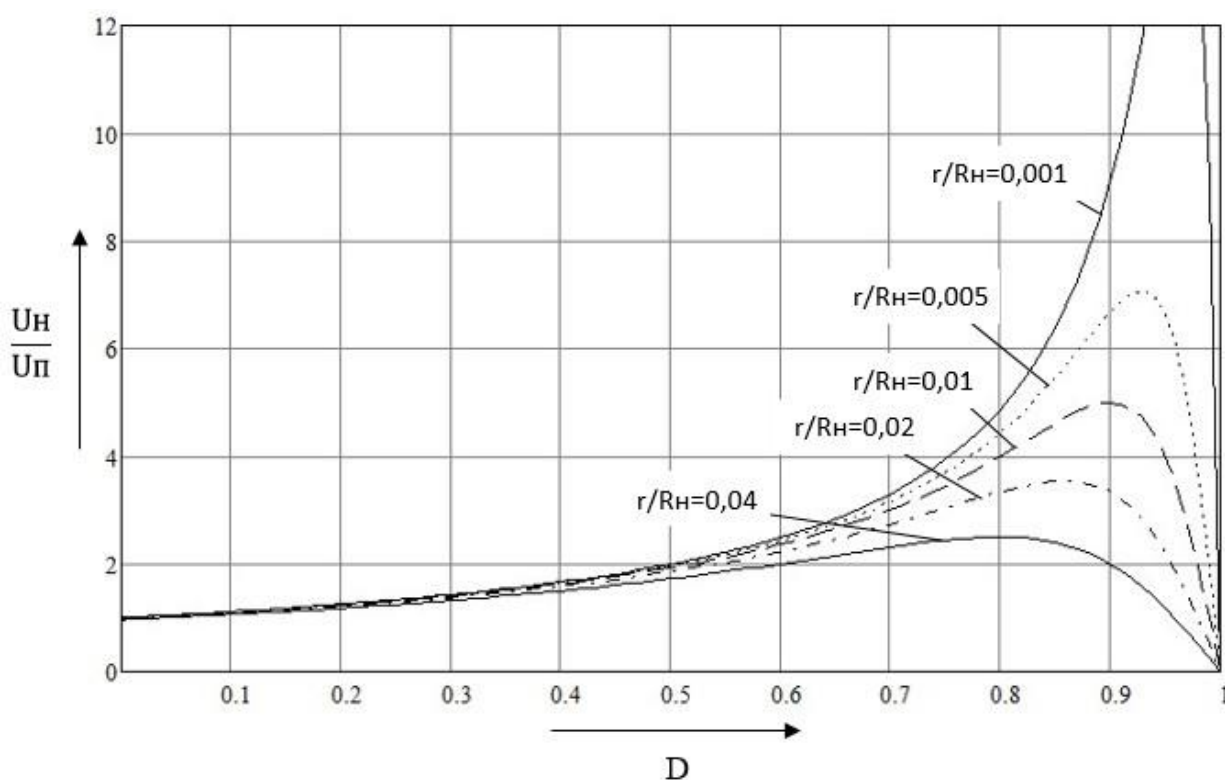


Рисунок 25 – Семейство регулировочных характеристик повышающего преобразователя

Объединим систему уравнений (7), заменим $\psi_2 = \frac{t_2}{T} = (1 - D)$ и получим следующее дифференциальное уравнение:

$$LC \frac{d^2 U_H}{dt^2} + \frac{L}{R_H} + rC \frac{dU_H}{dt} + \frac{r}{R_H} + 1 - D^2 U_H = 1 - D \cdot U_H. \quad (10)$$

Найдем корни характеристического уравнения:

$$Y^2 + \frac{1}{R_H C} + \frac{r}{L} Y + \frac{1}{LC} \frac{r}{R_H} + 1 - D^2 = 0, \quad (11)$$

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2} \frac{1}{R_H C} + \frac{r}{L} \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{1}{R_H C} + \frac{r}{L} \right)^2 - \frac{1}{LC} \frac{r}{R_H} + 1 - D^2}. \quad (12)$$

Стоит отметить, что отрицательное слагаемое под корнем при реальных параметрах схемы будет значительно превышать первое слагаемое, поэтому корни характеристического уравнения всегда будут комплексно-сопряженными. Также можно заметить, что в вещественной части корней слагаемое r/L на порядки больше слагаемого $1/R_H C$, поэтому последним можно пренебречь. В итоге получаем следующее:

$$p_{1,2} \approx -\frac{1}{2} \frac{r}{L} \pm j \sqrt{\frac{1}{LC} \frac{r}{R_H} + 1 - D^2}. \quad (13)$$

Исследуемая схема представляет собой колебательный контур с добротностью Q :

$$Q = \frac{1}{r} \frac{L}{C} \frac{r}{R_H} + 1 - D^2. \quad (14)$$

Добротность показывает во сколько раз напряжение на емкости при резонансе должно быть больше, чем питающее напряжение, другими словами, она определяет отношение напряжения на нагрузке к напряжению питания [19, с.92].

Объединим уравнения (9) и (14) и получим уравнение для нахождения индуктивности дросселя:

$$L = \frac{(1 - D)^2 r^2 C}{\left(\frac{r}{R_H} + 1 - D^2\right)^3}. \quad (15)$$

Значение емкости выходного конденсатора можно рассчитать двумя способами, основываясь либо на необходимости поддержания выходного напряжения в фазе накопления энергии в дросселе, когда нагрузка отключена от сети, либо на заданном коэффициенте пульсаций выходного напряжения по второй гармонике. В первом случае значение емкости находится следующим образом:

$$C = \frac{2P_H \Delta t}{U_{H}^2 - U_{H \min}^2}, \quad (16)$$

где Δt – время, в течение которого необходимо поддержать выходное напряжение на уровне не менее $U_{H \min}$ после отключения нагрузки от сети. Предполагается, что в течение времени Δt значение мощности нагрузки P_H не изменяется.

Значение выходного конденсатора можно найти через заданный коэффициент пульсаций K_{Π} :

$$C = \frac{P_{ВХ}}{2\pi \cdot f_{ВХ} \cdot U_H^2 \cdot K_{\Pi}}, \quad (17)$$

где $f_{ВХ}$ – входная частота корректора, или частота питающего напряжения, $P_{ВХ}$ – активная входная потребляемая мощность. Коэффициент пульсаций K_{Π} – это отношение амплитуды второй гармоники напряжения на выходном конденсаторе к выходному напряжению [25, с.26].

Теперь выполним предварительный расчет схемы активного корректора коэффициента мощности, построенного на основе повышающего преобразователя. Вместо источника постоянного напряжения (рисунок 21) источником для активного ККМ является выходное напряжение выпрямителя (рисунок 26). Входным для выпрямителя является сетевое напряжение. Действующее значение сетевого напряжения 220 В.

Полагая минимальный КПД равным $\eta_{\min}=0,92$, рассчитаем максимальную входную мощность:

$$P_{ВХ \max} = \frac{P_H}{\eta_{\min}} = \frac{900}{0,92} = 978,26 \text{ Вт.}$$

Теперь найдем максимальное действующее значение тока питающей сети, полагая, что $\cos\varphi = 1$:

$$I_{\text{вх max}} = \frac{P_{\text{вх max}} \cos\varphi}{U_C \lambda} = \frac{978,26}{220 \cdot 0,99} = 4,49 \text{ A},$$

а также максимальное амплитудное значение тока питающей сети:

$$I_{\text{вхm max}} = \sqrt{2} I_{\text{вх max}} = \sqrt{2} \cdot 4,49 = 6,35 \text{ A}.$$

Полагая, что ток за полпериода сети синусоидальный, найдем максимальное среднее значение входного тока:

$$I_{\text{вх.ср.max}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{вхm max}} = \frac{2}{\pi} \cdot 6,35 = 4,04 \text{ A}.$$

Пульсации выходного напряжения не должны превышать 5 В, следовательно, коэффициент пульсаций $K_{\text{п}}$ составит 1,67 %. Расчитаем значение емкости выходного конденсатора по формуле (17), приняв $K_{\text{п}}=0,0167$:

$$C = \frac{P_{\text{вх}}}{2\pi \cdot f_{\text{вх}} \cdot U_{\text{н}}^2 \cdot K_{\text{п}}} = \frac{978,26}{2\pi \cdot 50 \cdot 90000 \cdot 0,0167} = 2,07 \text{ мФ}.$$

Сопrotивление нагрузки $R_{\text{н}}$ составляет 100 Ом. Суммарное сопротивление r включает в себя паразитное сопротивление диода (транзистора) $r_{\text{VD,VT}}$ и паразитное сопротивление дросселя r_{L} . Примем значение $r=0,4$ Ом. Значение индуктивности дросселя можно найти по уравнению (15). Но сначала определим значение коэффициента D по рисунку 25. Если $U_{\text{н}}/U_{\text{п.ср}}=1,5$, $r/R_{\text{н}}=0,004$, тогда $D=0,339$. Таким образом, индуктивность дросселя составит:

$$L = \frac{(1-D)^2 r^2 C}{\left(\frac{r}{R_{\text{н}}} + 1 - D^2\right)^3} = \frac{(1-0,339)^2 \cdot 0,4^2 \cdot 2,07 \cdot 10^{-3}}{\left(\frac{0,4}{100} + 1 - 0,339^2\right)^3} = 1,69 \text{ мГн}.$$

Выполненный расчет элементов схемы позволяет перейти к исследованию математической модели устройства, в результате которого скорректируются элементы схемы для получения наиболее лучших характеристик. Исследование математической модели удобно проводить в программной среде MATLAB. На данном этапе исследуются зависимости коэффициента мощности, КПД, коэффициента пульсаций и т.д. от различных параметров элементов схемы.

После моделирования необходимо провести обработку результатов и получить рабочие характеристики разрабатываемого устройства.

2.4 Разработка математической модели

В программной среде MATLAB построили схему преобразователя с активной коррекцией коэффициента мощности. Все узлы и элементы, которые содержит эта схема, реализованы в MATLAB с помощью структурно-функциональных и виртуальных блоков.

Данная схема включает в себя силовую часть и систему управления. На входе схемы подключили источник синусоидального напряжения.

Силовая часть состоит из выпрямительного блока и повышающего преобразователя (рисунок 26). Выпрямительный блок представляет собой диодный мост. Повышающий преобразователь состоит из накопительного дросселя, силового диода, конденсатора и ключа-транзистора. Данный преобразователь выполняет функцию активной коррекции коэффициента мощности.

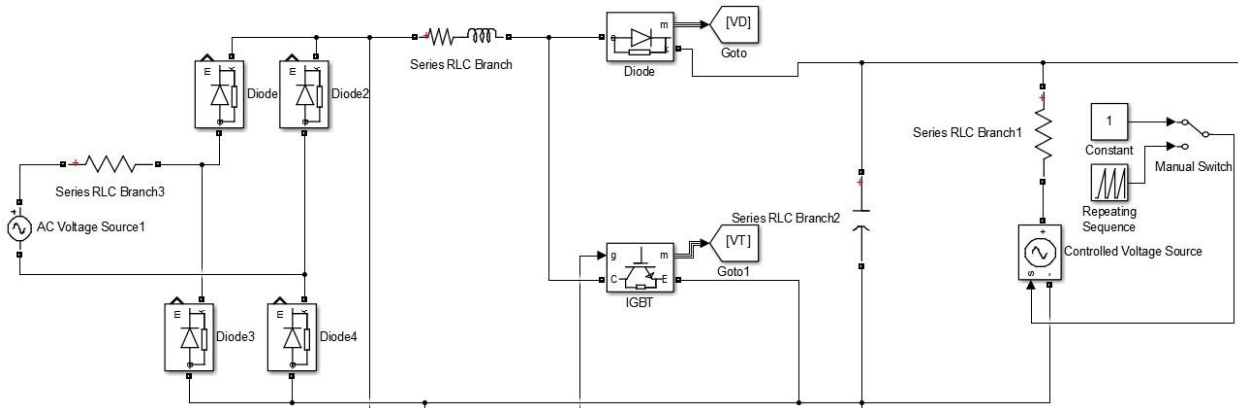


Рисунок 26 – Силовая часть

Чтобы происходила коррекция, необходимо определенным образом управлять ключом-транзистором. Управляющие импульсы формируются системой управления, которая содержит блок формирования опорной кривой тока дросселя, блок измерения характеристик схемы, блок формирования импульсов управления

ключом-транзистором и блок регулирования выходного тока. Данная система управления реализует алгоритм управления «токовый коридор».

Блок формирования опорной кривой тока I_d^* представлен на рисунке 27. Как видно из рисунка, снимаемое выходное напряжение выпрямителя делится на максимальное значение сетевого напряжения и перемножается на рассчитанное максимальное значение опорного тока $I_{\max}^*$. Далее полученный после первого делителя сигнал умножается на коэффициент, формируемый блоком регулирования выходного тока.

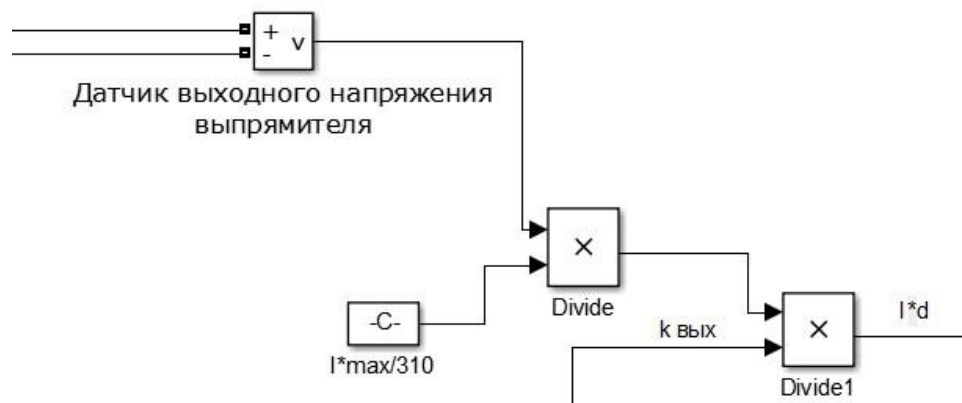


Рисунок 27 – Блок формирования опорного тока дросселя

Для регулирования выходного (нагрузочного) тока I_n в модель добавили блок, который будет контролировать значение этого тока (рисунок 28).

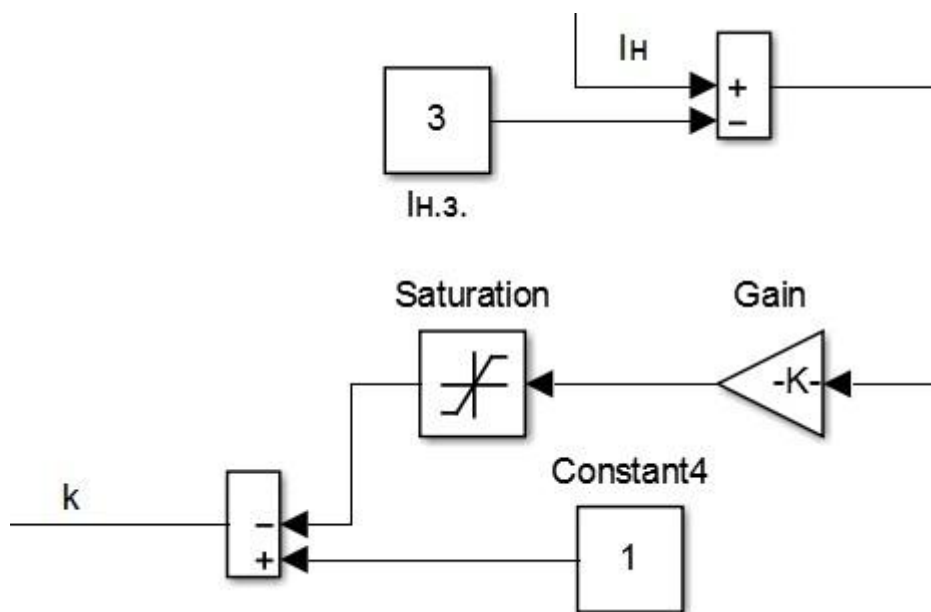


Рисунок 28 – Блок регулирования тока нагрузки

Блок формирования импульсов управления ключом-транзистором включает в себя релейный регулятор, который отслеживает разницу между опорным током и измеренным током дросселя I_L , и триггер, который в зависимости от сигнала на входе формирует сигнал логической единицы или нуля (рисунок 29). Формируемый триггером сигнал управляет ключом-транзистором.

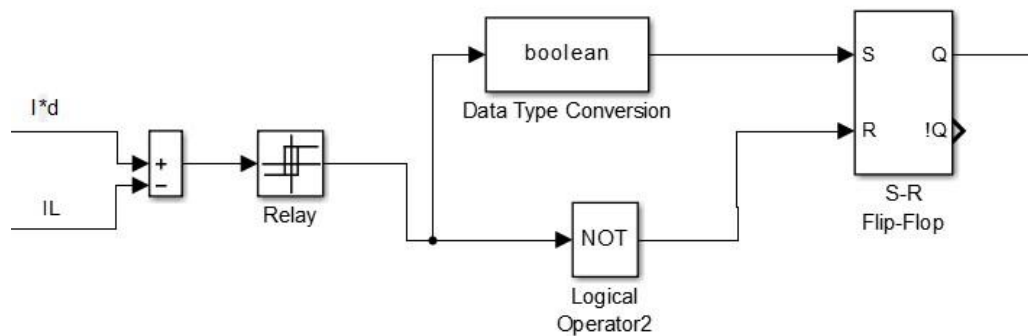


Рисунок 29 – Схема управления ключом-транзистором

В модель добавили блок измерения коэффициента мощности и КПД, а также входных и выходных характеристик устройства, таких как ток дросселя I_L , выходное напряжение $U_{вых}$, ток нагрузки I_n , входной ток $I_{вх}$ и входное напряжение $U_{вх}$ (рисунок 30).

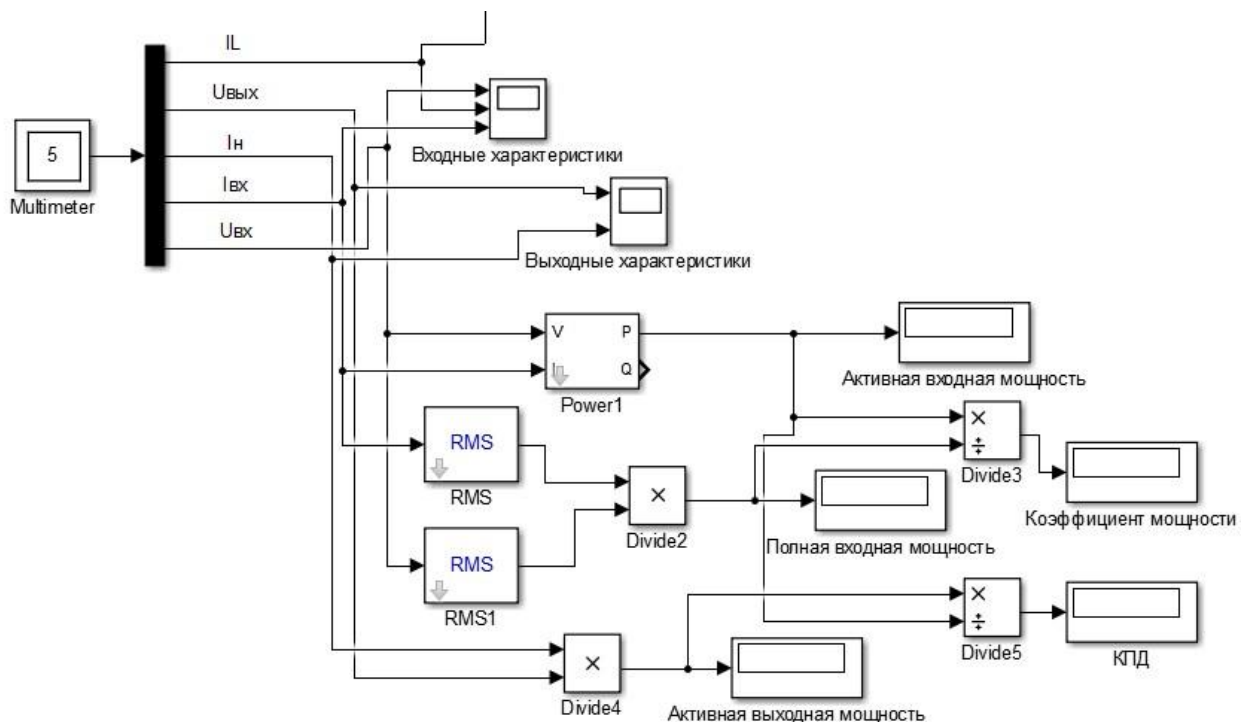


Рисунок 30 – Блок измерения коэффициента мощности и КПД

Данная виртуальная модель дает возможность исследовать электромагнитные процессы, происходящие в импульсном преобразователе с ККМ, также она позволяет определить влияние различных параметров схемы на основные энергетические показатели устройства.

2.5 Исследование математической модели

Промоделировали схему преобразователя с предварительно рассчитанными параметрами. В результате симуляции были получены следующие характеристики схемы. На рисунке 31 представлены результаты измерения КПД и коэффициента мощности. КПД составил 90.59%, а коэффициент мощности - 0.9976.

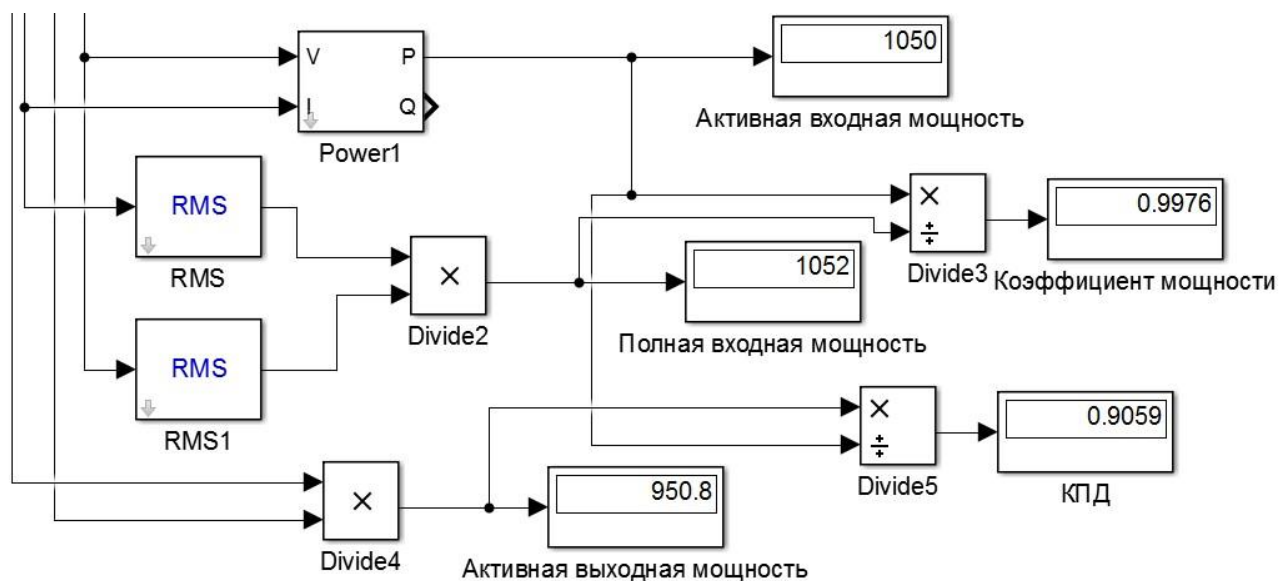


Рисунок 31 – Измерение коэффициента мощности и КПД

Временная диаграмма потребляемого схемой тока представлена на рисунке 32. Из этой диаграммы видно, что входной ток имеет форму, близкую к синусоидальной. На рисунке 33 представлена диаграмма сетевого напряжения. После сравнения диаграмм из рисунков 32 и 33 было отмечено, что фазовый сдвиг между входным током и напряжением практически отсутствует. На рисунке 34 представлен спектральный состав потребляемого тока, откуда видно, что

суммарный коэффициент гармонических составляющих THD составил 6,83%. Коэффициент THD определяется отношением среднеквадратичного значения суммы всех гармонических составляющих к среднеквадратичному значению основной составляющей [26, с.4]. Данный коэффициент характеризует степень искажения формы тока.

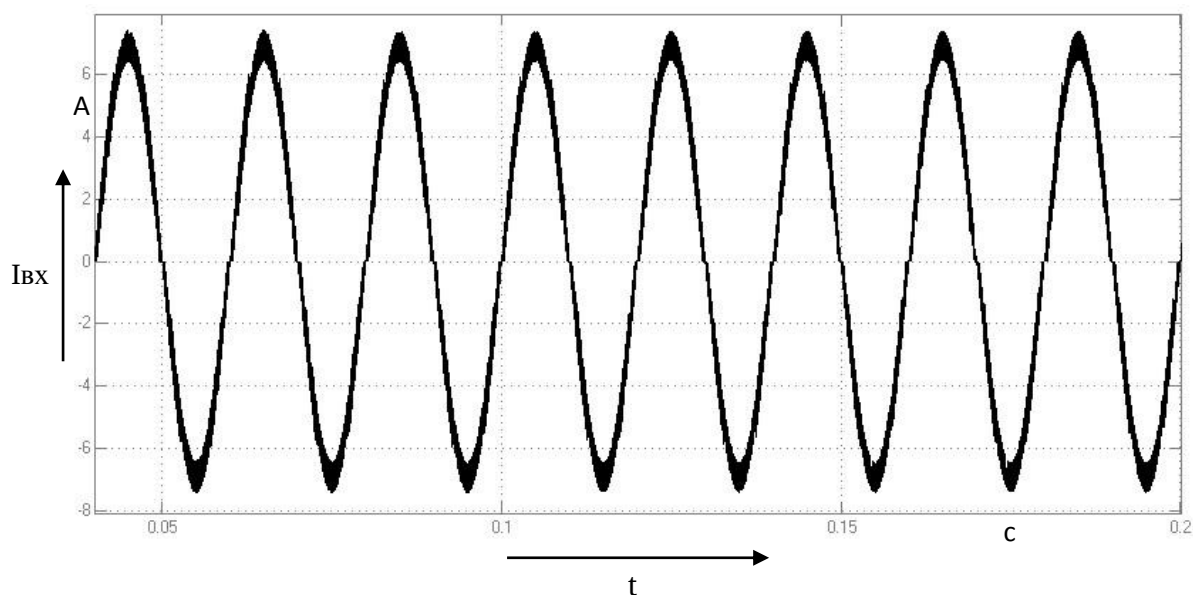


Рисунок 32 – Диаграмма входного тока

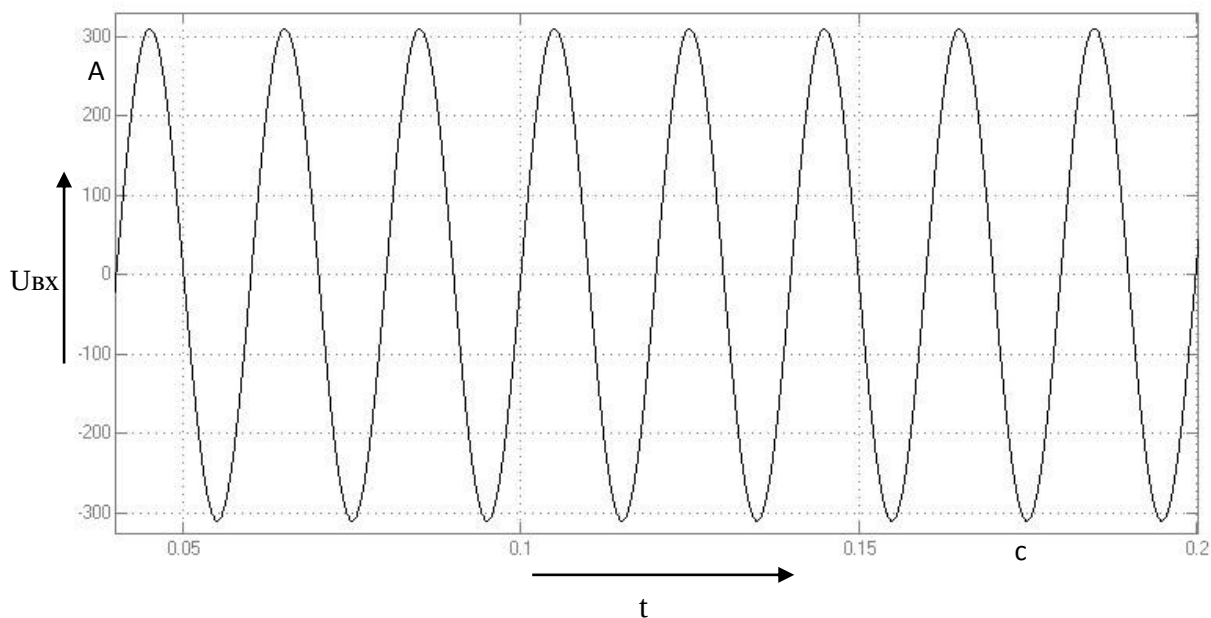


Рисунок 33 – Диаграмма сетевого напряжения

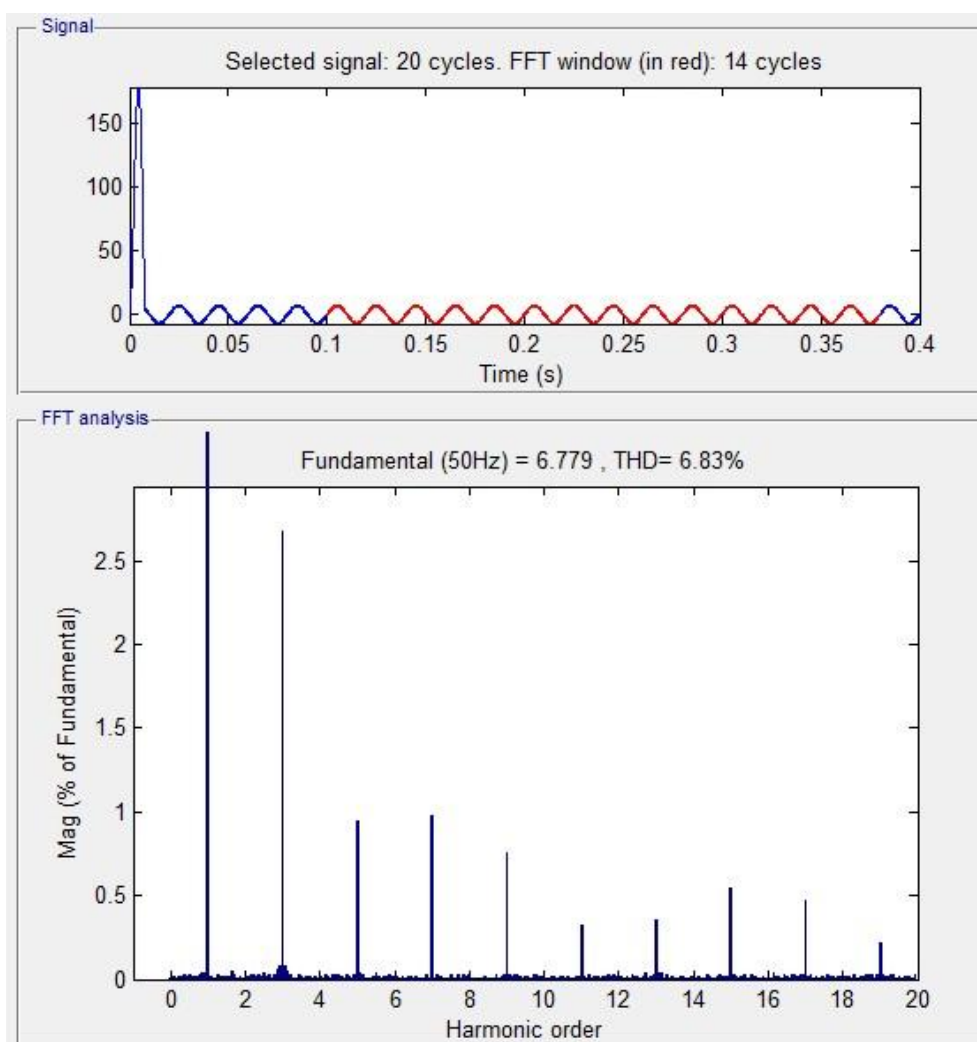


Рисунок 34 – Гармонический состав входного тока

На рисунках 35-36 представлены временные диаграммы выходного тока и напряжения. Как видно из рисунка 35, среднее значение выходного тока чуть больше заданного. Для получения заданного значения среднего выходного тока, необходимо скорректировать рассчитанное максимальное значение опорного тока.

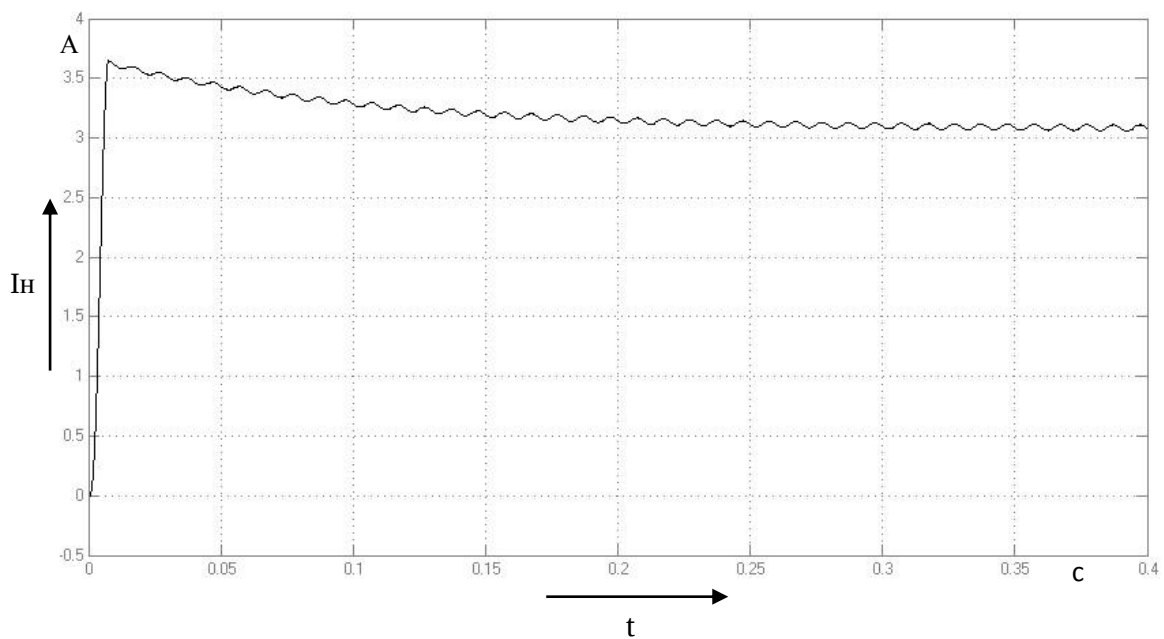


Рисунок 35 – Диаграмма выходного тока

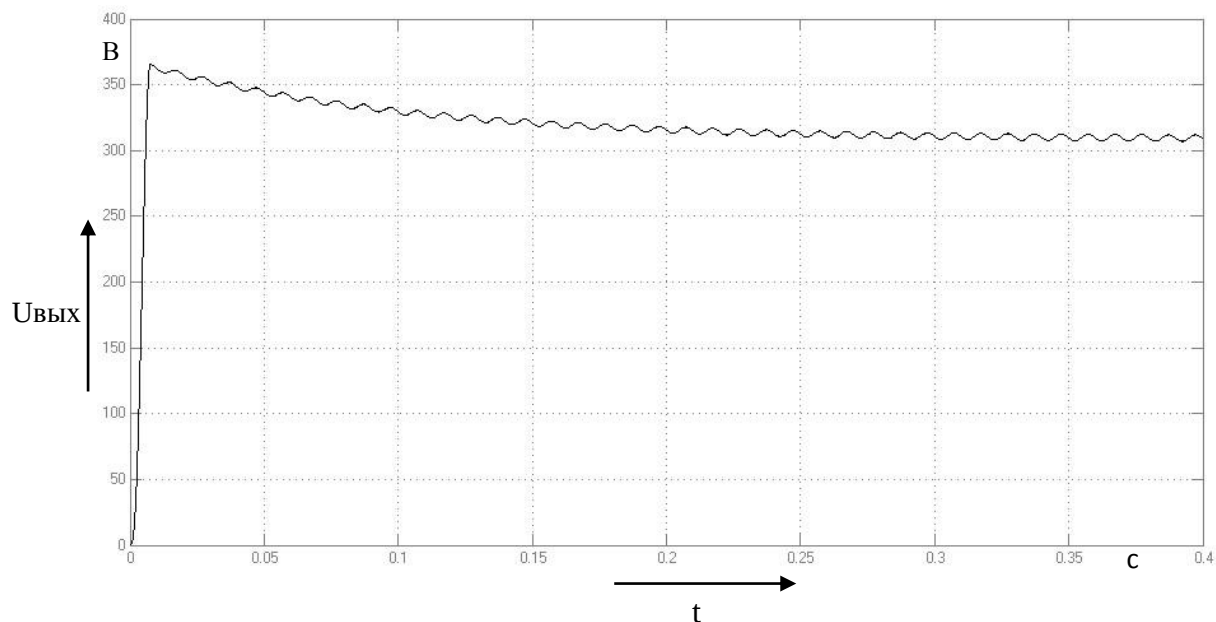


Рисунок 36 – Диаграмма выходного напряжения

Исследовали зависимость среднего значения выходного тока, а также коэффициента мощности и КПД от максимального значения опорного тока. Полученные результаты занесли в таблицу 2. На основе данной таблицы построили графики зависимости коэффициента мощности, КПД и среднего значения выходного тока от максимального значения опорного тока (рисунки 37, 38, 39 соответственно).

Таблица 2 – Результаты исследований зависимости энергетических и выходных параметров от максимального значения опорного тока

№ изм.	Максимальное значение опорного тока $I^*_{\max}$, А	Коэффициент мощности χ	КПД η	Среднее значение выходного тока $I_{н.ср}$, А
1	1,55	0,7846	0,9009	2,888
2	2,17	0,8213	0,9013	2,8975
3	3,1	0,8803	0,9019	2,9165
4	4,65	0,9632	0,9028	2,9485
5	6,2	0,9976	0,9052	3,0485
6	6,51	0,9977	0,906	3,11225
7	7,13	0,998	0,9063	3,2365
8	7,44	0,998	0,9065	3,296
9	7,75	0,9981	0,9068	3,355
10	8,37	0,9982	0,9076	3,4685
11	9,3	0,9984	0,9081	3,631
12	10,85	0,9986	0,9089	3,8785
13	12,4	0,9987	0,9091	4,1215
14	13,95	0,9988	0,9089	4,3335
15	15,5	0,9989	0,9077	4,533
16	18,6	0,9991	0,9062	4,912
17	21,7	0,9992	0,9043	5,2485
18	24,8	0,9993	0,9019	5,5515
19	27,9	0,9994	0,8995	5,8365
20	31	0,9994	0,8969	6,091

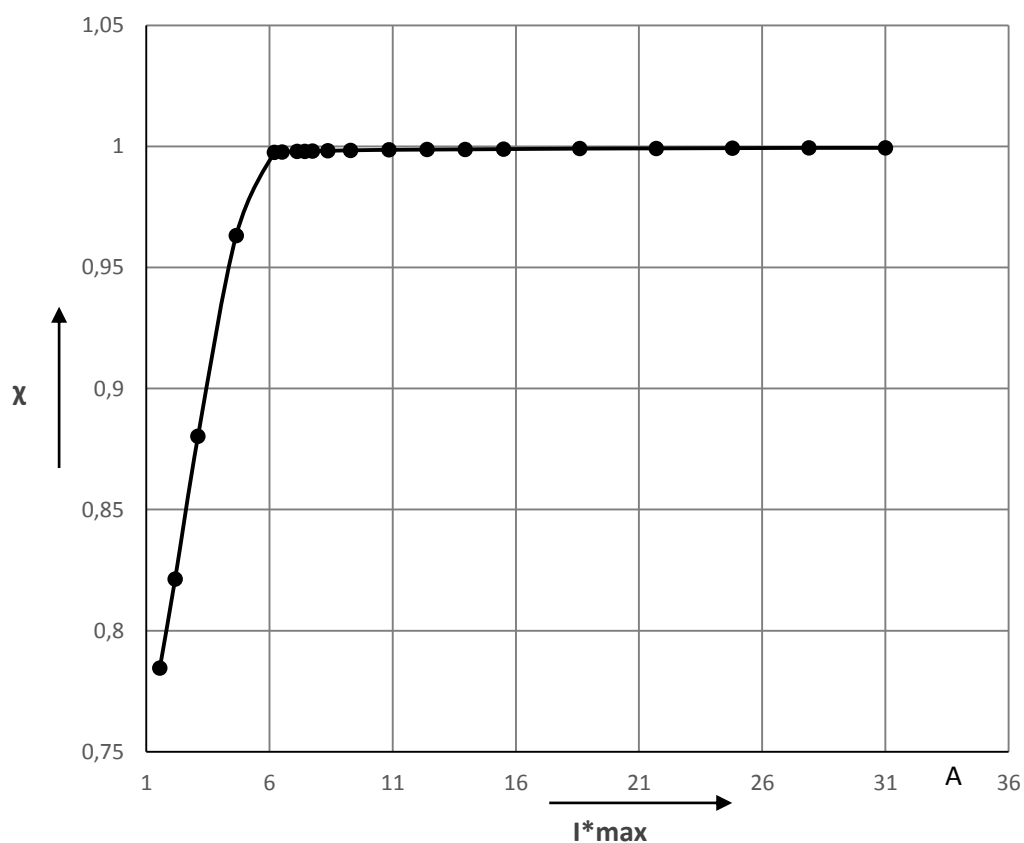


Рисунок 37 – График зависимости коэффициента мощности от максимального значения опорного тока

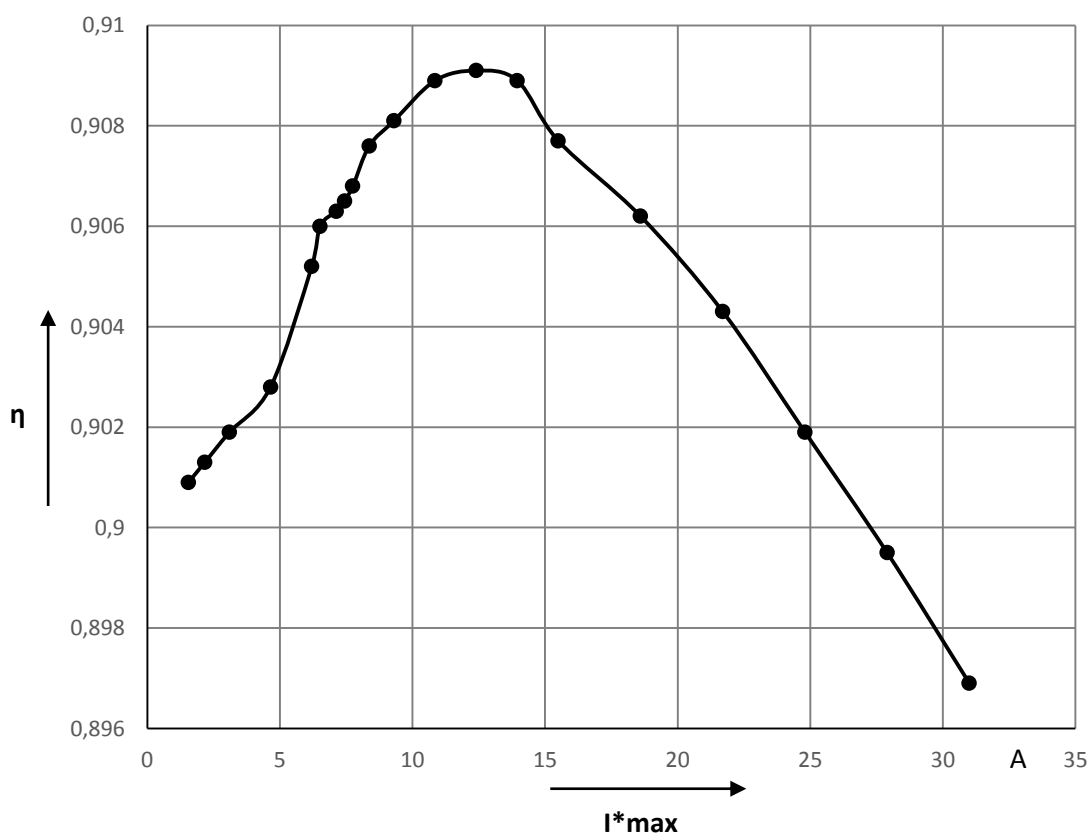


Рисунок 38 – График зависимости КПД от максимального значения опорного тока

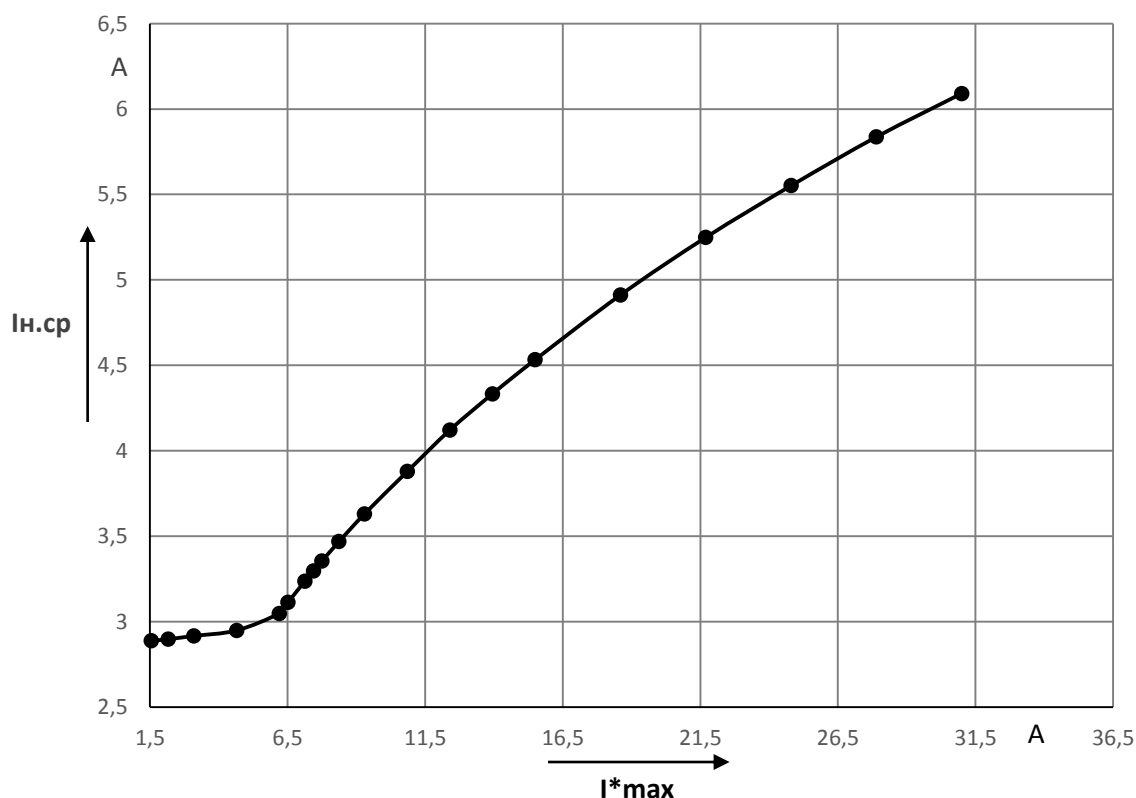


Рисунок 39 – График зависимости среднего выходного тока от максимального значения опорного тока

Если посмотреть на рисунки 37, 38 и 39, то можно увидеть, что среднее значение выходного тока возрастает с увеличением значения заданного тока, коэффициент мощности также возрастает, пока опорный ток не достигнет значения 6,5 А, а затем практически не меняется. КПД вначале повышается, а затем, после значения опорного тока 12,4 А начинает уменьшаться. Несмотря на более высокие значения КПД при максимальном значении опорного тока 12,4 А, мы не можем рассматривать данный диапазон, так как среднее значение выходного тока начинает превышать заданное значение. Ведь выше было определено, что на выходе устройство должно выдавать ток 3 А. Согласно таблице 2 и рисунку 39 для дальнейшего исследования скорректировали значение максимального опорного тока до 6,2 А.

Исследовали зависимость коэффициента мощности и КПД от значения индуктивности дросселя. Значение индуктивности меняли в диапазоне от 0.5 до 90 мГн. Полученные результаты исследований занесли в таблицу 3. На основе данной

таблицы построили графики зависимости коэффициента мощности и КПД от значения индуктивности дросселя (рисунки 40, 41).

Таблица 3 – Результаты исследований зависимости энергетических параметров от значения индуктивности дросселя

№ изм.	Значение индуктивности дросселя L, мГн	Коэффициент мощности χ	КПД η
1	0,5	0,9836	0,8652
2	1	0,9946	0,8921
3	1,4	0,9968	0,9013
4	1,5	0,9971	0,9034
5	1,6	0,9974	0,9046
6	1,8	0,9979	0,9066
7	1,85	0,9979	0,9075
8	1,95	0,998	0,9079
9	2	0,9981	0,908
10	2,5	0,9985	0,9113
11	3	0,9986	0,9141
12	3,5	0,9986	0,9156
13	4	0,9986	0,9163
14	5	0,999	0,9175
15	10	0,9993	0,9185
16	15	0,9994	0,9203
17	20	0,9994	0,9215
18	30	0,999	0,9236
19	40	0,9985	0,9244
20	50	0,9976	0,9264
21	60	0,9961	0,9269
22	70	0,9937	0,9294
23	80	0,9905	0,9305
24	90	0,9865	0,9324

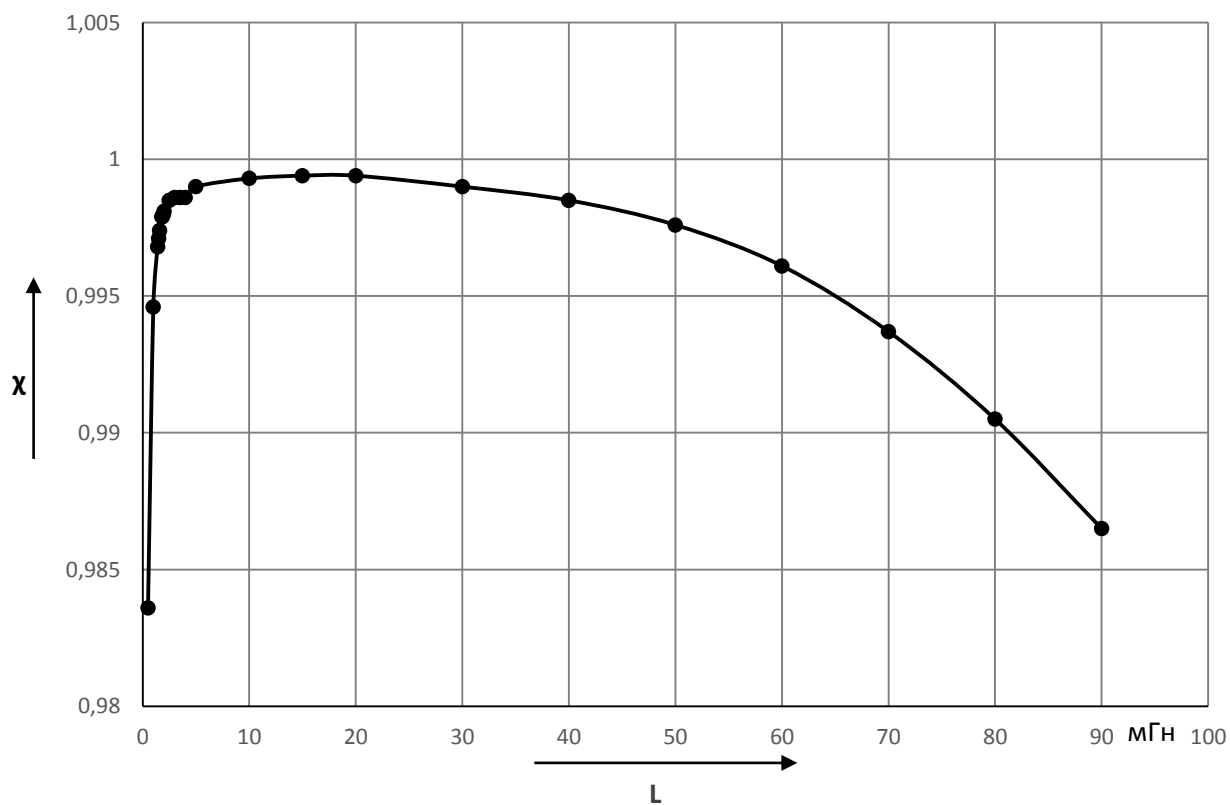


Рисунок 40 – График зависимости коэффициента мощности от индуктивности дросселя

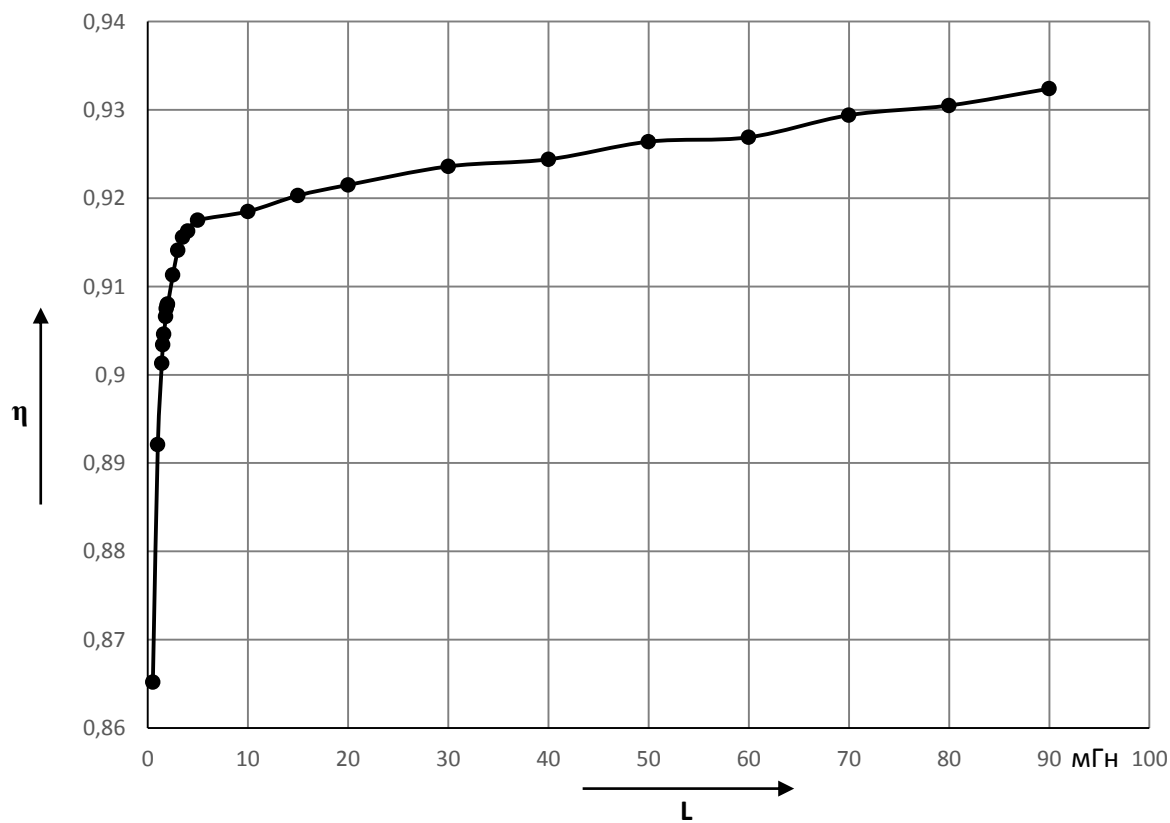


Рисунок 41 – График зависимости КПД от индуктивности дросселя

Как видно из таблицы 3 и рисунка 41, КПД с увеличением индуктивности дросселя возрастает. Кривую зависимости можно разделить на две части: до 5 мГн скорость изменения энергетической характеристики высокая, затем её возрастание становится более плавным. Согласно рисунку 40 коэффициент мощности сначала резко возрастает, при значениях индуктивности дросселя 10-20 мГн имеет максимальное значение, а затем достаточно плавно падает. Как было сказано выше, конкурентноспособный источник питания должен иметь коэффициент мощности не менее 0,99. Мы получаем коэффициент мощности менее 0.99 при значениях индуктивности 0,5 мГн и менее, а также при 90 мГн и более. Получается, что наилучшие значения энергоэффективных параметров достигаются при индуктивности 70-80 мГн. Сравним входной ток при индуктивностях 20 мГн и 70 мГн.

На рисунке 42 представлена диаграмма входного тока при индуктивности 20 мГн, а на рисунке 43 – диаграмма входного тока при значении индуктивности 70 мГн.

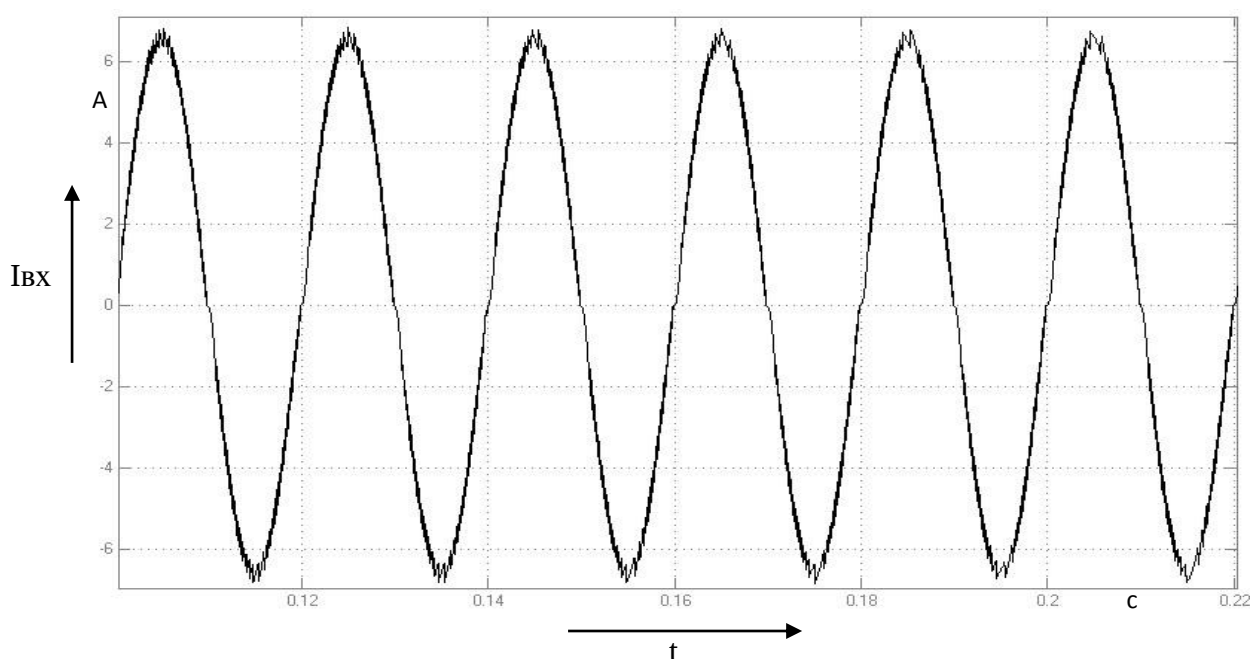


Рисунок 42 - Диаграмма входного тока при значении индуктивности 20 мГн

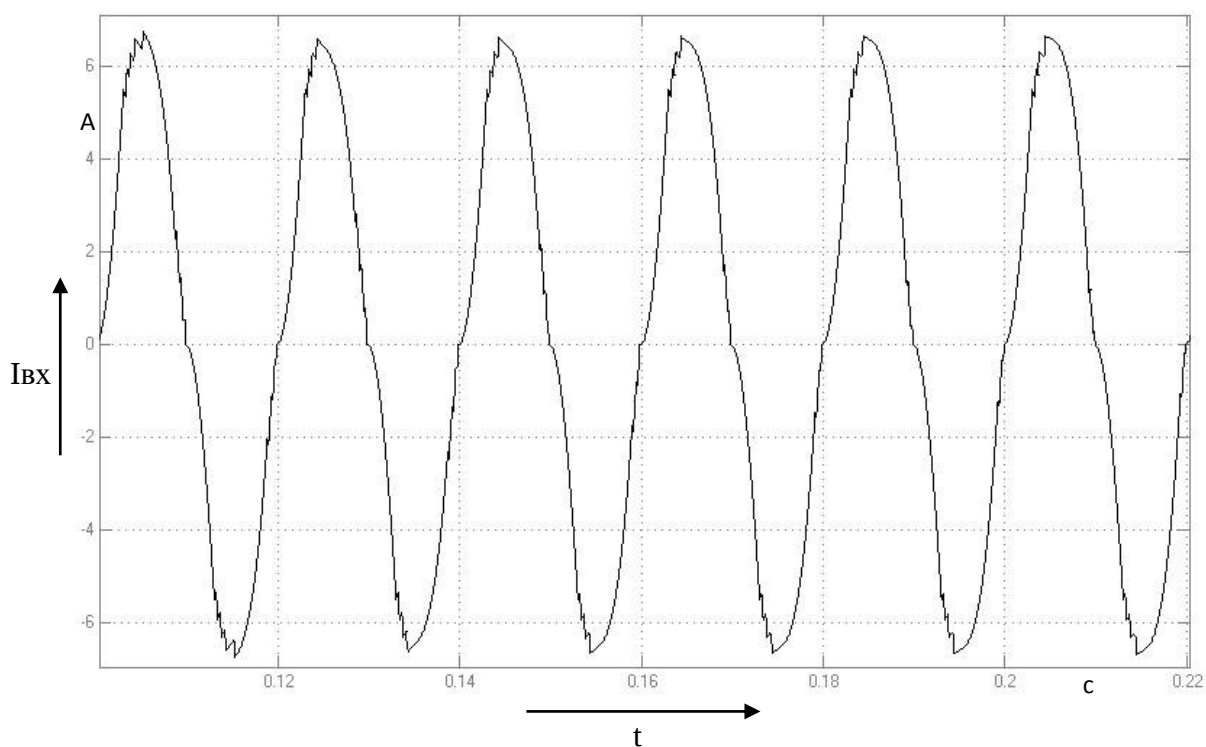


Рисунок 43 - Диаграмма входного тока при значении индуктивности 80 мГн

Как видно из рисунков, при индуктивности 20 мГн форма входного тока выглядит более синусоидальной. Сравнили гармонические спектры входных токов при данных значениях индуктивности (рисунки 44, 45). При 20 мГн коэффициент THD составил 3,64%, при индуктивности 80 мГн коэффициент THD увеличился чуть более, чем в 2,5 раза, его значение составило 9,29%. Скорректировали значение индуктивности дросселя до 20 мГн.

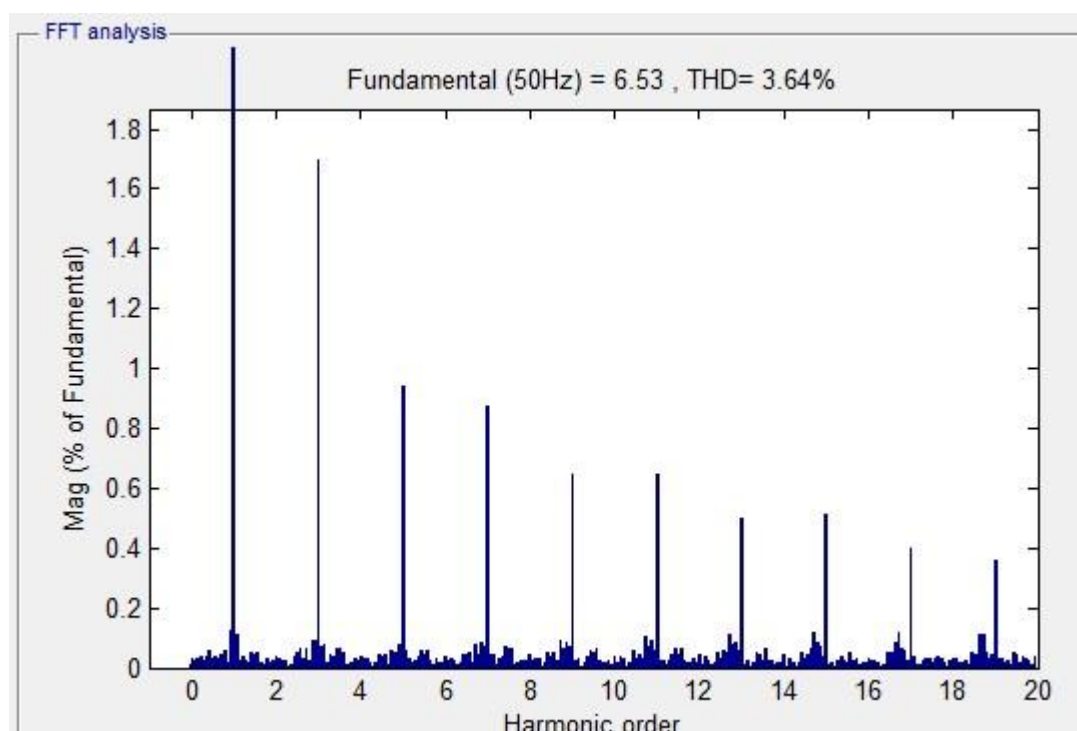


Рисунок 44 - Гармонический спектр входного тока при индуктивности 20 мГн

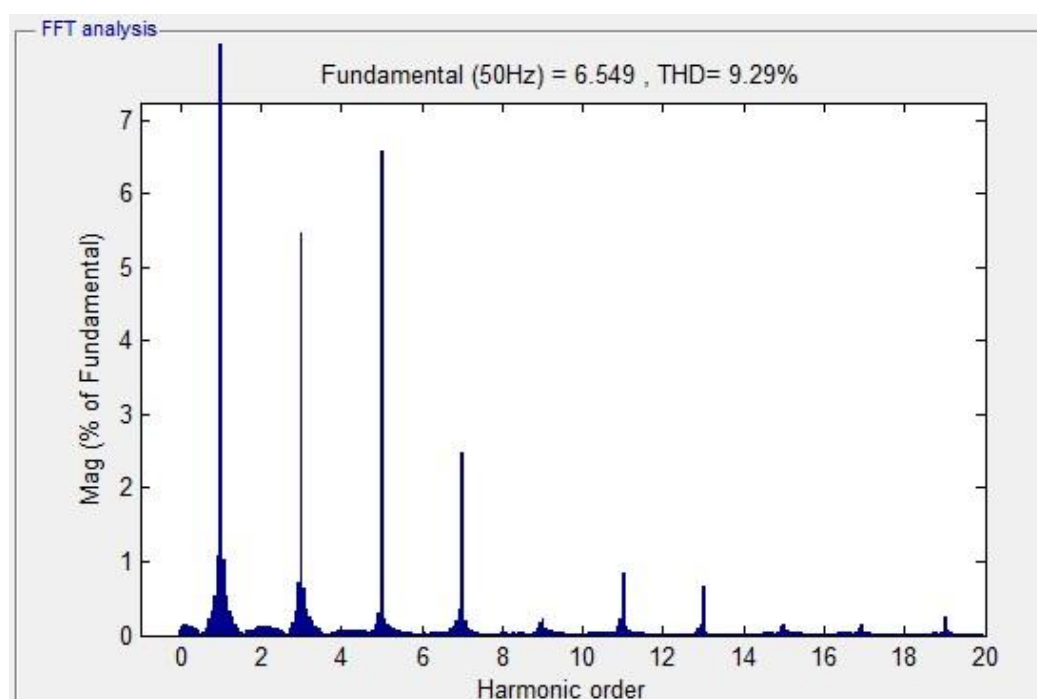


Рисунок 45 - Гармонический спектр входного тока при индуктивности 80 мГн

Исследовали зависимость энергетических показателей от емкости конденсатора. Результаты исследования свели в таблицу 4. По таблице 4 построили зависимости коэффициента мощности и КПД от значения емкости (рисунки 46, 47).

Таблица 4 – Результаты исследований зависимости энергетических параметров от значения индуктивности дросселя

№ изм.	Значение емкости конденсатора C , мФ	Коэффициент мощности χ	КПД η
1	0,05	0,9992	0,6967
2	0,1	0,9992	0,8641
3	0,5	0,9994	0,9229
4	1	0,9993	0,922
5	1,5	0,9993	0,9214
6	2	0,9993	0,9264
7	2,5	0,9993	0,9231
8	3	0,9992	0,9214
9	3,5	0,9993	0,9237
10	4	0,9993	0,928
11	4,5	0,9993	0,9293
12	5	0,9993	0,9264
13	5,5	0,9993	0,9221
14	6	0,9993	0,9185
15	6,5	0,9994	0,9197
16	7	0,9994	0,9208
17	7,5	0,9994	0,916
18	8	0,9992	0,9098
19	8,5	0,9994	0,9122
20	9	0,9994	0,9022
21	10	0,9991	0,8852
22	15	0,9987	0,8343
23	20	0,9968	0,7759
24	25	0,9932	0,7114
25	30	0,9887	0,6594

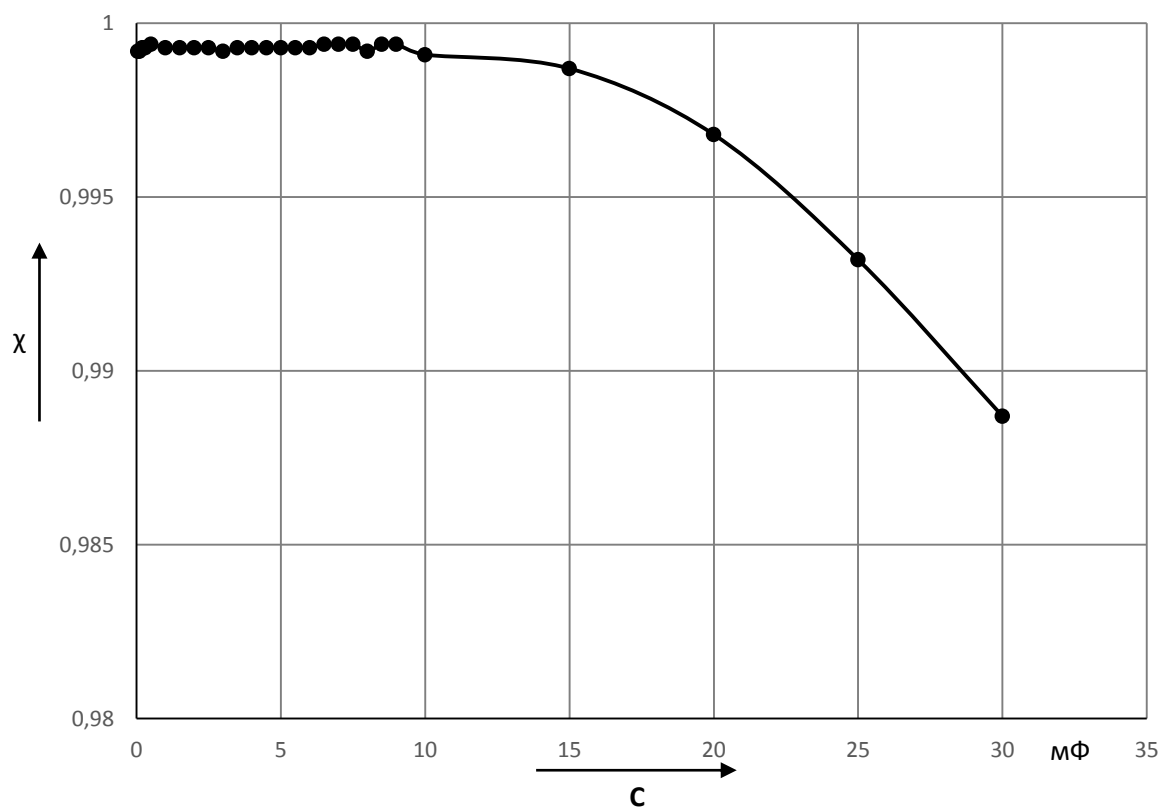


Рисунок 46 – График зависимости коэффициента мощности от емкости конденсатора

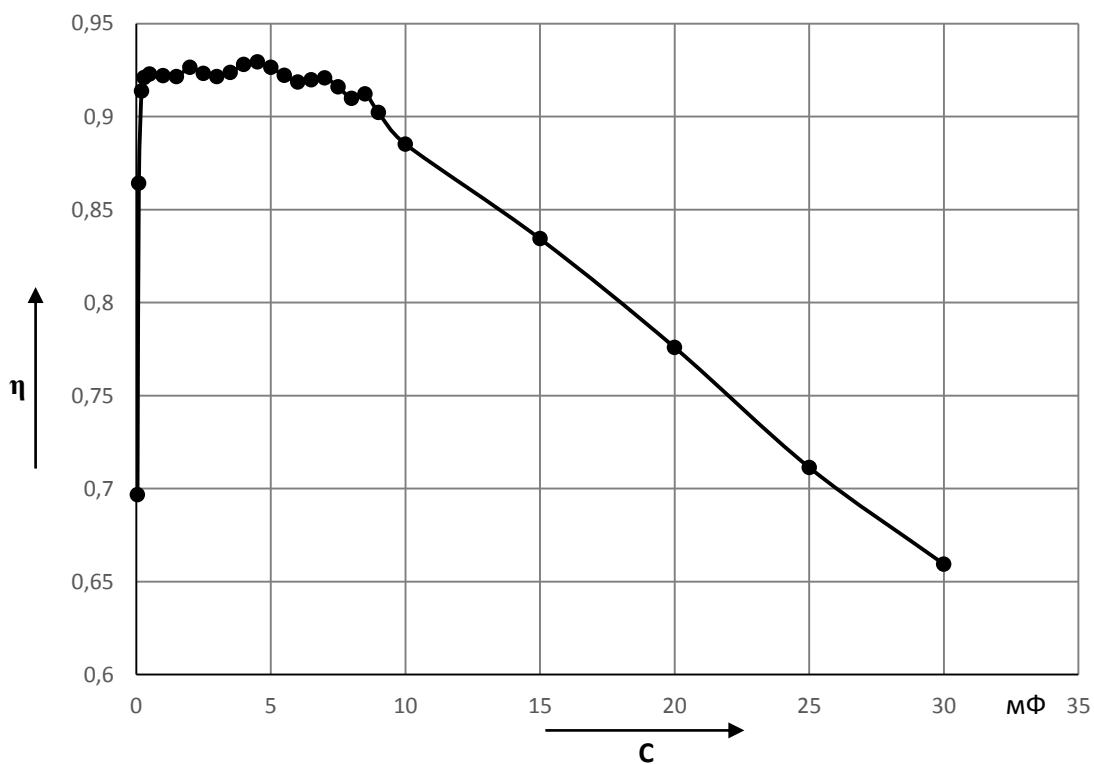


Рисунок 47 – График зависимости КПД от емкости конденсатора

Из рисунков 46 и 47 можно сделать вывод, что КПД составляет более 0,92 при значениях емкости от 0,5 до 5,5 мФ, а коэффициент мощности вначале имеет высокое значение. А затем начинает уменьшаться при емкостях 10 мФ и более. Скорректировали значение емкости до 4,5 мФ.

Таким образом, в ходе исследований схемы импульсного источника питания с активной коррекцией коэффициента мощности были скорректированы значения максимального опорного тока, индуктивности дросселя и емкости выходного конденсатора. В результате корректировок увеличили коэффициент мощности до 0,9993, КПД практически до 93% (рисунок 48). Диаграмма входного тока представлена на рисунке 49.

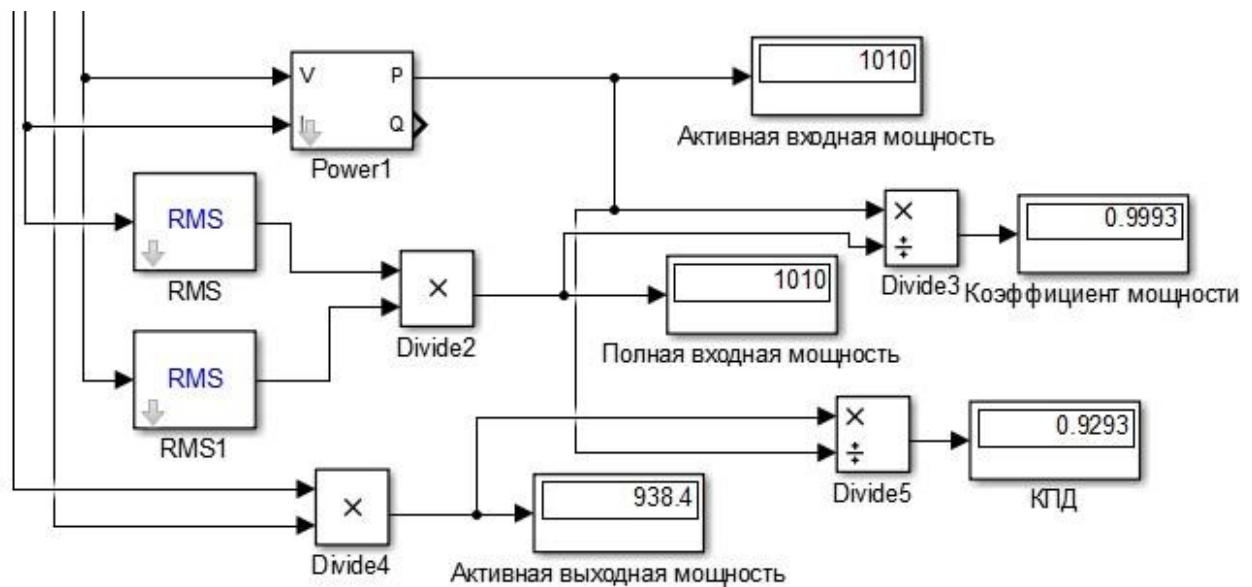


Рисунок 48 – Измерение коэффициента мощности и КПД

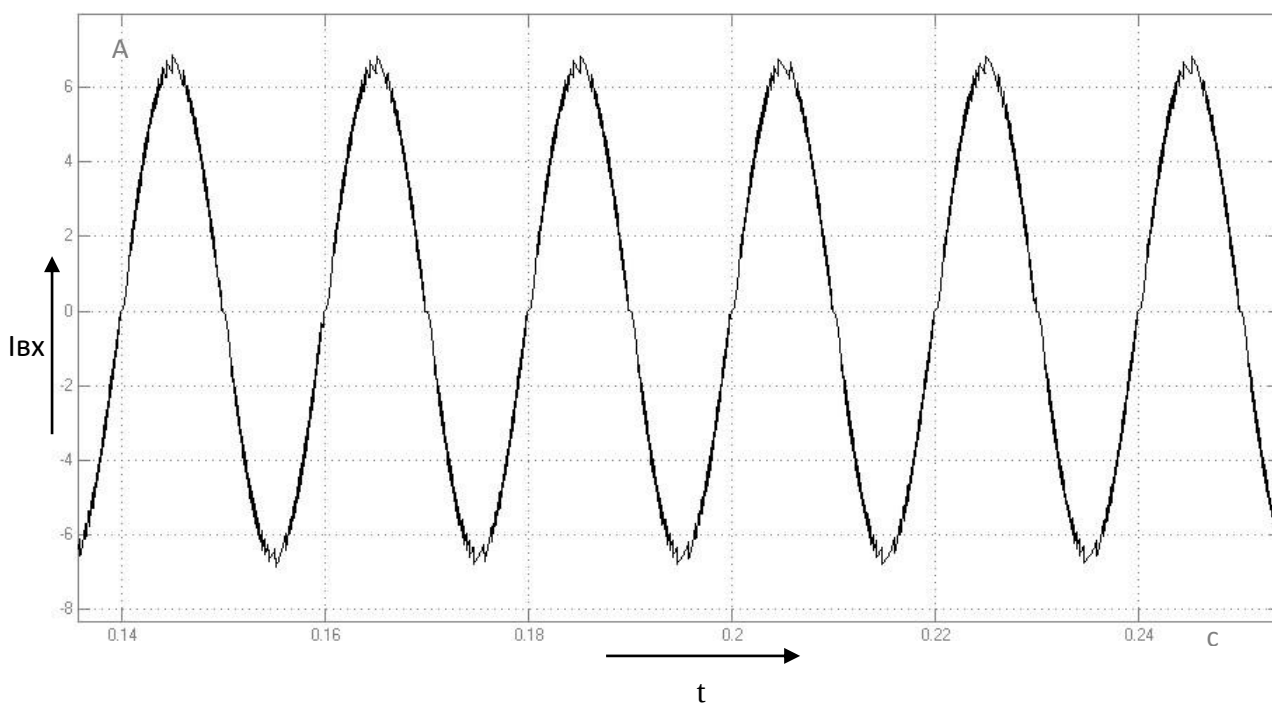


Рисунок 49 - Диаграмма входного тока

На рисунке 50 представлен гармонический состав входного тока. Как из него видно, что при коорректировке значения емкости коэффициент THD понизился до 3,64%.

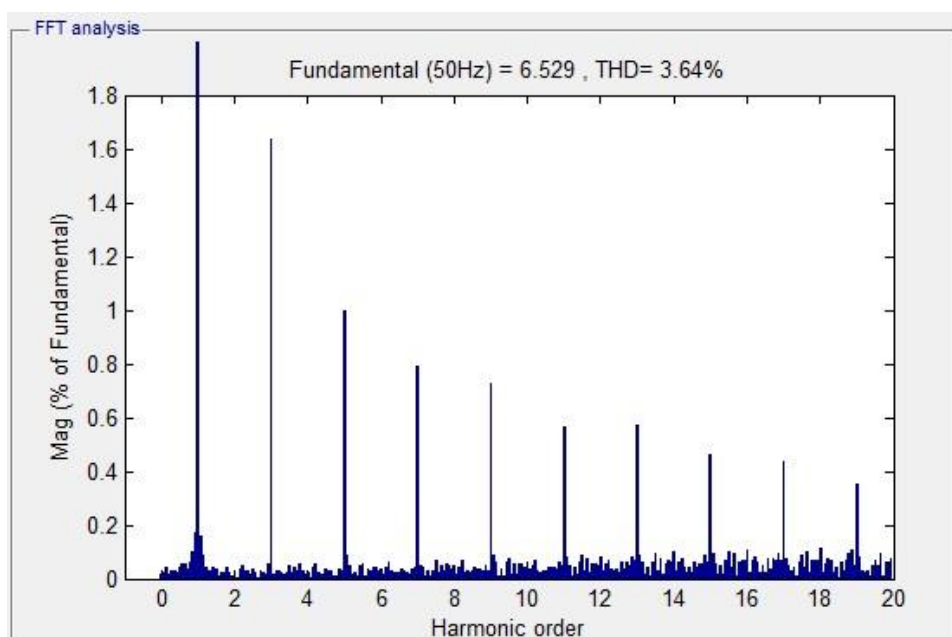


Рисунок 50 - Гармонический спектр входного тока

На рисунке 51 представлена диаграмма выходного тока.

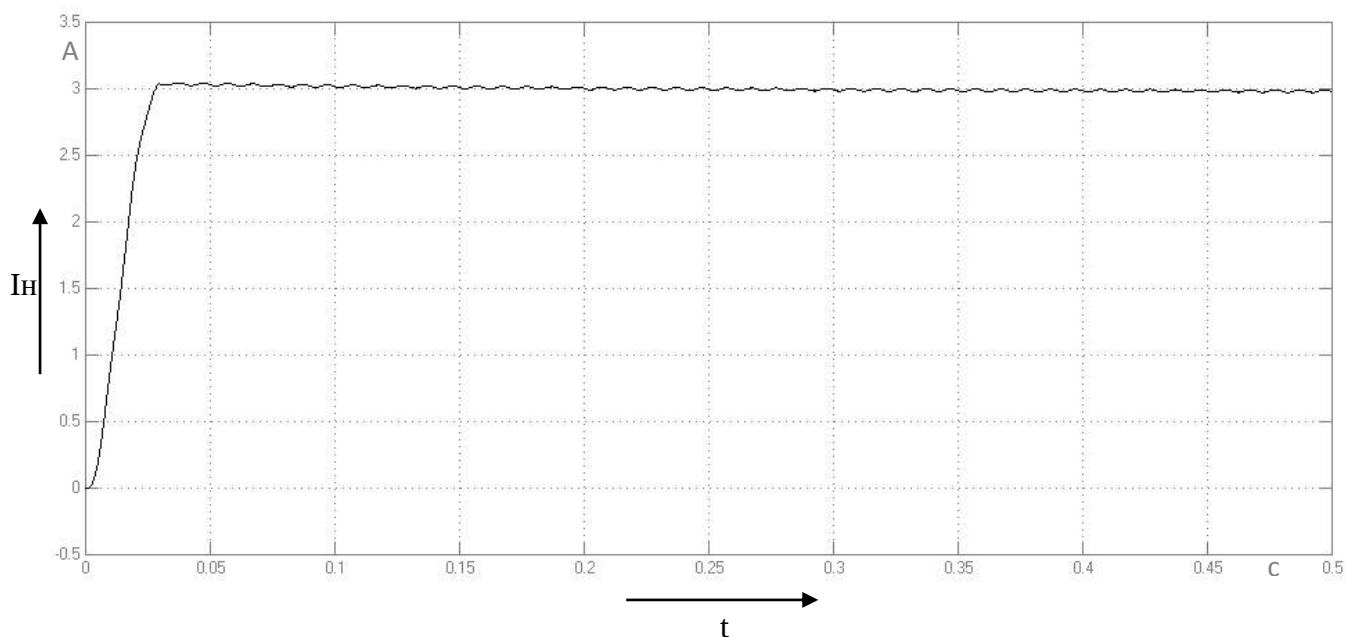


Рисунок 51 – Диаграмма выходного тока

2.6 Анализ результатов исследования

В ходе исследования получили графики зависимости коэффициента мощности и КПД от максимального значения опорного тока, индуктивности дросселя и емкости выходного конденсатора (рисунки 38, 39, 40, 41, 46, 47).

Как видно из рисунка 37, коэффициент мощности возрастает с увеличением максимального значения опорного тока. Возрастающую кривую можно поделить на два участка – на участке до 6 А скорость увеличения коэффициента мощности больше, чем на втором участке. Согласно рисунку 38, КПД с увеличением опорного тока сначала возрастает, затем после 14 А падает. Максимальное значение КПД, которое можно получить в результате данного опыта, составляет 90,91%. Но при изменении максимального опорного тока изменяется и среднее значение выходного тока. Так как этот ток должен принимать заданное значение, то основная задача данного опыта сводится к регулированию выходного тока.

Исследование зависимости коэффициента мощности от индуктивности дросселя показало, что его значение с увеличением индуктивности до 5 мГн резко возрастает, затем в районе 10-20 мГн он держится в пределах 0,9993-0,9994, а после

плавно спадает. Возрастающую кривую зависимости КПД от индуктивности также, как и кривую зависимости коэффициента мощности от максимального значения опорного тока, можно разделить на два участка: на первом участке скорость возрастания КПД больше, чем на втором. В результате данного исследования необходимо было скорректировать индуктивность до такого значения, при котором бы схема обладала наивысшими энергетическими показателями. Так как с увеличением индуктивности значение КПД росло, то для получения максимального КПД необходимо скорректировать индуктивность до верхней границы исследованного диапазона, а именно до 90 мГн. Но данная корректировка не позволила бы достичь максимального коэффициента мощности. После сравнения входных токов при 20 и 80 мГн было обнаружено, что кривая тока во втором случае (при 80 мГн) искажается, а коэффициент THD увеличивается практически в два с половиной раза по сравнению с первым случаем, когда индуктивность дросселя составляла 20 мГн.

Регулировка начением выходной емкости не позволила добиться повышения коэффициента мощности. Согласно рисунку 46 в диапазоне 0.05-10 мФ значение коэффициента колеблется в пределах 0,9991-0,9994. После 10 мФ коэффициент мощности падает. Значительного увеличения КПД в результате данного опыта также не удалось достичь. Согласно рисунку 47 в диапазоне 0,2 – 9 мФ его значение также колеблется в районе 90-93%, после 10 мФ составляет менее 90%.

Выводы:

1. Для нормального функционирования светодиодного модуля выходные характеристики источника питания должны соответствовать параметрам этого модуля.
2. Разработанная математическая модель светодиодного источника питания позволяет рассчитывать параметры источника и получать различные характеристики и показатели.
3. Использование математической модели значительно облегчает решение

задачи оптимизации параметров источника питания.

4. В результате корректировки элементов схемы источника питания удалось достичь КПД практически до 93% и коэффициент мощности до 0,9993.

3 Проектирование светодиодного источника питания

3.1 Выбор элементов схемы источника питания

Обычно выбор диодов выпрямителя осуществляется по максимальному напряжению в закрытом состоянии и среднему прямому току. Максимальное напряжение на диодах мостового выпрямителя не превышает амплитудного напряжения сети. Следовательно, при выборе диодов учитывать, что максимальное напряжение диодов $U_{VD.max}$ должно быть не менее 310 В.

Средний ток I_B через диоды связан со средним током I_n через нагрузку и вычисляется исходя из мощности P_n и среднего напряжения на нагрузке:

$$I_B = \frac{P_n}{U_{вых} \cdot \eta} = \frac{900}{300 \cdot 0.9293} = 3,23 \text{ А.}$$

В качестве выпрямителя подобрали диодный мост GBU806. Его средний максимальный ток не должен превышать 8 А, а максимальное обратное напряжение – 600 В.

При выборе транзистора и диода в повышающем преобразователе необходимо обращать внимание на их быстродействие, обратное напряжение. Время включения и выключения транзистора должно быть много меньшим (минимум на два порядка), чем период коммутаций повышающего преобразователя. Время обратного восстановления диода также должно быть много меньше периода коммутаций. Как видно из рисунков 51, 52 частота коммутаций преобразователя имеет непостоянное значение. Наименьшее время выключенного состояния транзистора (открытого состояния диода) составляет около 37 мкс.

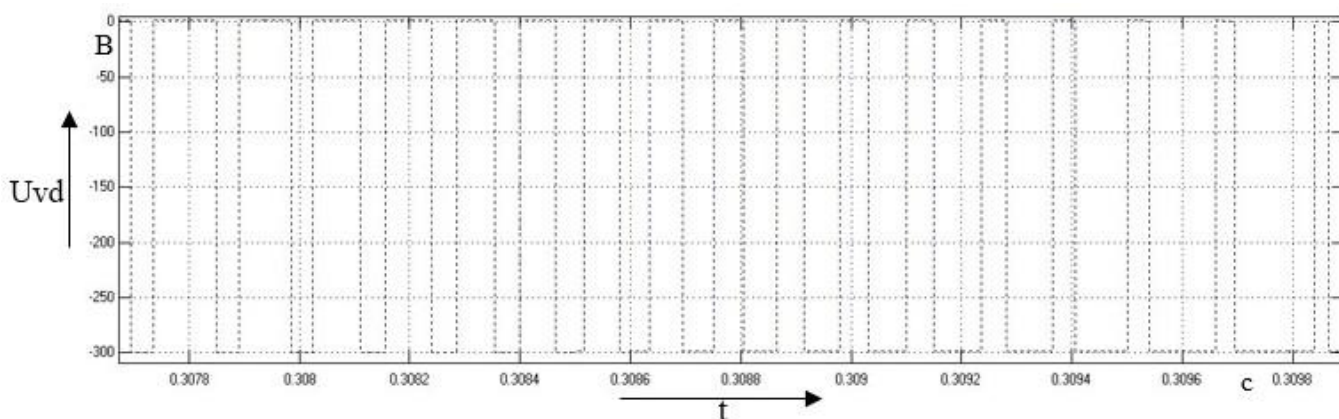


Рисунок 51 – Напряжение на диоде

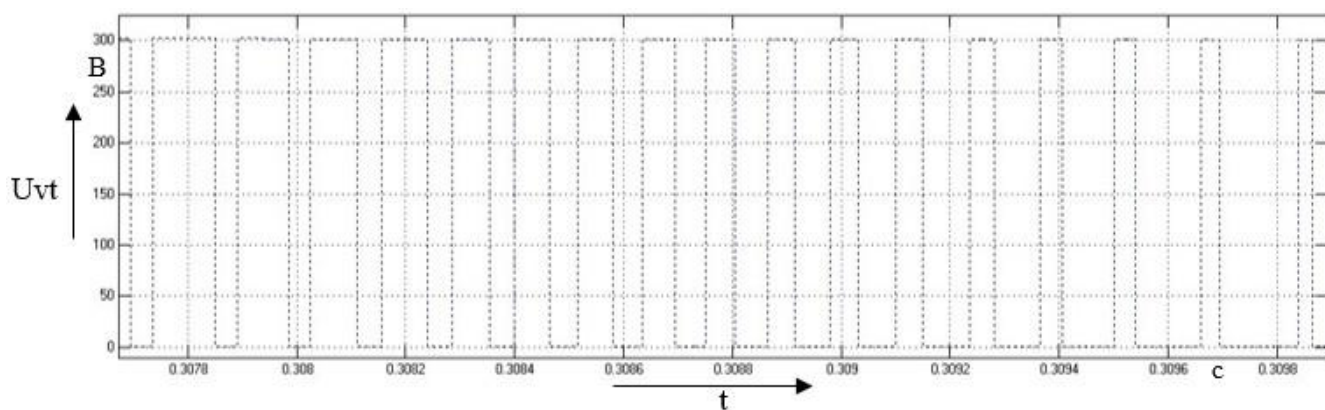


Рисунок 52 – Напряжение на транзисторе

Обратное напряжение на диоде и транзисторе не должно превышать максимального выходного напряжения. Обычно при небольших - менее 600 В напряжениях, используют полевые транзисторы, а при больших - IGBT транзисторы. Если рабочие обратные напряжения достигают небольших значений, то разумно применять диоды Шоттки, если обратные напряжения значительное, то лучше выбирать быстродействующие полупроводниковые диоды на основе кремния [27]. При подборе полупроводниковых приборов также обращают внимание на классификационный ток. Его значение не должно быть меньше максимального прямого тока. Как видно из рисунков 53, 54, максимальный ток полупроводниковых приборов должен быть не менее 6 А.

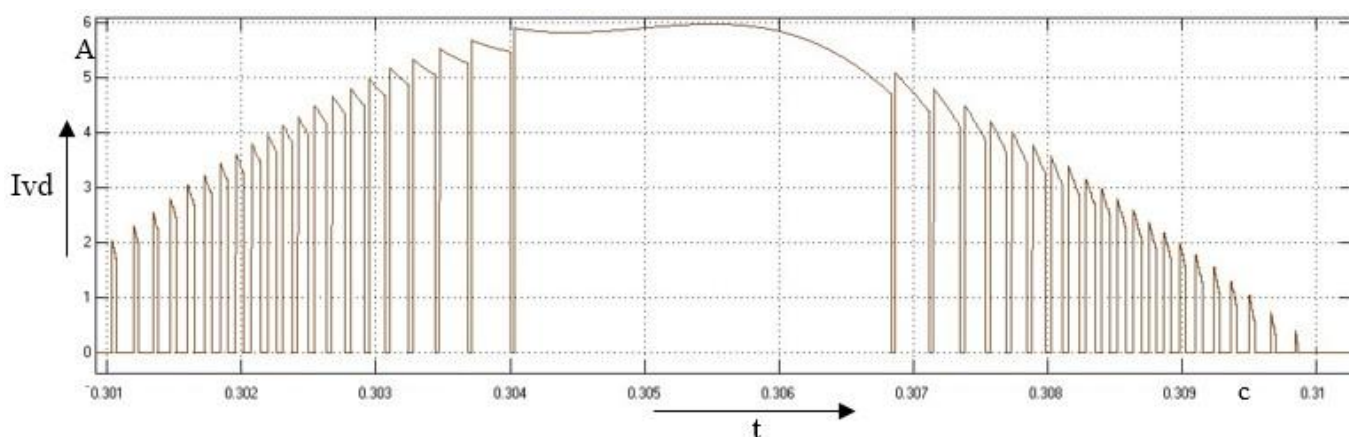


Рисунок 53 – Диаграмма тока диода

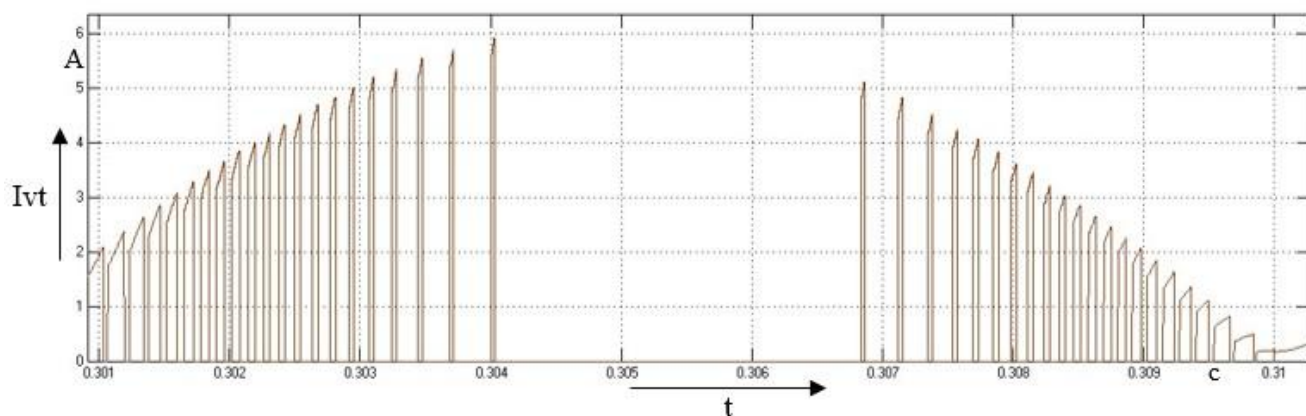


Рисунок 54 – Диаграмма тока, протекающего через транзистор

Для увеличения ресурса работы по напряжению и по току необходимо недогружать приборы на 30-40%. Подобрали полевой транзистор 2SK2645-01MR и быстродействующий диод MUR1660CTG. Согласно технической документации максимальный прямой ток транзистора 2SK2645-01MR не должен превышать 9 А, время включения и выключения составляют 25 и 60 нс соответственно. Максимальный прямой ток выбранного диода 16 А, максимальное обратное напряжение 600 В, а максимальное время обратного восстановления $t_{\text{т}}=60$ нс.

В качестве индуктивности выбрали тороидальный дроссель DTSN-16/22/7,8 производителя Feryster с индуктивностью 22 мГн. Сердечник такого дросселя выполнен из материала Nanoperm – нанокристаллического сплава на основе железа. По сравнению с ферритами такие сердечники имеют следующие преимущества: большие величины магнитной проницаемости и индукции насыщения, более широкий интервал рабочих температур (до 180°C). [28]

Выходной конденсатор выполняет две основных функции: поддерживает выходное напряжение в фазе накопления энергии в дросселе, когда нагрузка отключена от сети, и минимизирует пульсаций выходного тока. Для обеспечения минимальных пульсаций необходимо выбрать конденсатор с соответствующей емкостью и малым высоким эквивалентным сопротивлением. В результате исследований ёмкость выходного конденсатора была скорректирована до 4,5 мФ. Для разрабатываемой схемы выбрали два электролитических алюминиевых конденсатора производителя Epcos 8200мФ 200 В и 10000 мкФ 100 В.

Последовательное размещение данных конденсаторов даст выходную емкость 4,5 мФ и напряжение 300 В. Для уменьшения потерь от высокочастотной составляющей тока параллельно выбранным элементам поставили керамический конденсатор серии МС1206 емкостью 1 мкФ.

Для обеспечения электромагнитной совместимости с другими электроприборами любой источник питания должен содержать сетевой фильтр. Данное устройство ослабляет колебания высокой частоты и пропускает без ослабления колебания низкой частоты. Схема фильтра приведена на рисунке 55.

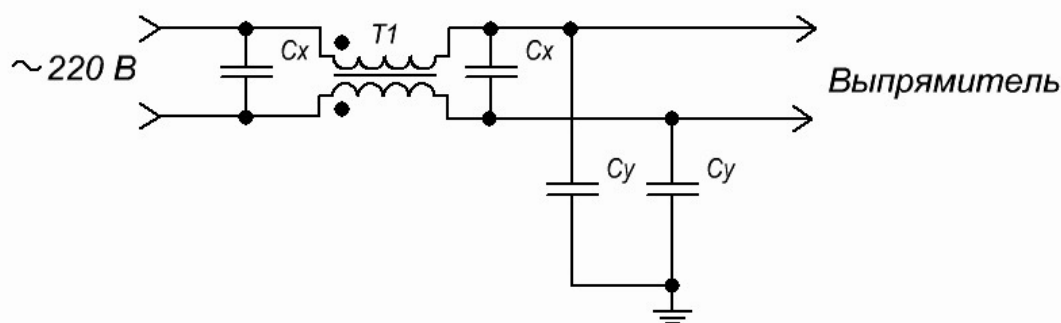


Рисунок 55 – Схема сетевого фильтра

Данная схема фильтрует дифференциальные и синфазные шумы. Она состоит из сдвоенного дросселя и конденсаторов типа X и Y. Дроссель служит для подавления синфазной помехи. Его обмотки находятся в фазе, но переменный электрический ток, который проходит через них – в противофазе. Таким образом, синфазный ток сигналов, совпадающих по фазе, подавляется. Конденсаторы типа X подключаются между линиями электропитания. Повышение его емкости приведет к улучшению фильтрации дифференциальных помех с одной стороны, и увеличению реактивного тока с другой. Конденсаторы типа Y служат для фильтрации синфазной помехи, но увеличение его емкости приведет к повышению тока утечки.

3.2 Тепловой расчет полупроводниковых элементов в повышающем преобразователе

Потери в полупроводниковых силовых ключах включают статическую составляющую P_s , определяющую потери во включенном и выключенном состоянии, и динамическую P_d , определяющую импульсные потери при переходе транзистора из одного состояния в другое.

Статические потери P_{sVT} полевого транзистора определяются лишь потерями, возникающими во включенном состоянии полупроводникового прибора:

$$P_{sVT} = I_D^2 R_{DS\ on}, \quad (18)$$

где I_D – действующий ток через транзистор, $R_{DS\ on}$ – статическое сопротивление канала транзистора в наихудшем режиме его работы (при максимальной рабочей температуре и наибольшем напряжении сток-исток). Значение статического сопротивления канала транзистора можно найти по справочнику либо в технической документации на данный прибор. Для транзистора 2SK2645-01MR статическое сопротивление составляет 1 Ом.

Измерили действующий ток транзистора с помощью блока для измерения действующих значений, его значение составило 1,745 А. По формуле (18) нашли статические потери $P_{sVT}=3,045$ Вт.

Энергии потерь на включение E_{on} и выключение E_{off} определяются по схожим формулам:

$$E_{on} = I_{kmax} \cdot U_{вых} \cdot t_{on} = 6 \cdot 300 \cdot 25 \cdot 10^{-9} = 45 \cdot 10^{-6} \text{ Дж},$$

$$E_{off} = I_{kmax} \cdot U_{вых} \cdot t_{off} = 6 \cdot 300 \cdot 60 \cdot 10^{-9} = 108 \cdot 10^{-6} \text{ Дж}.$$

Для нахождения мощности динамических потерь в транзистре необходимо знать частоту переключений преобразователя. В разрабатываемом устройстве она непостоянная, поэтому взяли среднюю – 70 кГц. Мощность динамических потерь нашли следующим образом:

$$P_{dVT} = f \cdot E_{on} + E_{off} = 70 \cdot 10^3 \cdot 153 \cdot 10^{-6} = 10,7 \text{ Вт}.$$

Осталось определить суммарные потери в транзисторе:

$$P_{VT} = P_{sVT} + P_{dVT} = 3,045 + 10,7 = 13,745 \text{ Вт.}$$

Потери в полупроводниковом диоде также, как и в транзисторе, включают в себя статическую составляющую P_{sVD} , определяющую потери во включенном состоянии, и динамическую P_{dVD} , определяющую импульсные потери при переходе диода из одного состояния в другое.

Статические потери диода нашли следующим образом:

$$P_{sVD} = I_{sVD} U_p = 3,98 \cdot 0,62 = 2,46 \text{ Вт,}$$

где U_p – пороговое напряжение полупроводникового диода.

Чтобы определить динамические потери в полупроводниковом диоде, из технической документации или из справочников необходимо определить заряд обратного восстановления прибора Q_{rr} , которая определяется через емкость диода C_{VD} и максимальное обратное напряжение на диоде $U_{VD \max}$:

$$Q_{rr} = C_{VD} U_{VD \max} = 10 \cdot 10^{-12} \cdot 300 = 3 \text{ нКл.}$$

Динамические потери нашли следующим образом:

$$P_{dVD} = f \cdot U_{\text{вых}} \cdot Q_{rr} = 7 \cdot 10^4 \cdot 300 \cdot 3 \cdot 10^{-9} = 63 \text{ мВт}$$

Общие потери в полупроводниковом диоде определили по формуле:

$$P_{VD} = P_{sVD} + P_{dVD} = 2,46 + 0,063 = 2,523 \text{ Вт.}$$

Очевидно, что для транзистора необходим радиатор. Ниже приведен расчет параметров радиатора. Согласно термоэлектрической эквивалентной схеме транзистора, температура перехода полупроводникового прибора находится следующим образом:

$$T_j = T_a + R_{ja} \cdot P_{VT},$$

где $T_a = 40^\circ\text{C}$ – максимально допустимая температура окружающей среды; $T_j = 150^\circ\text{C}$ – температура перехода, максимально допустимая для данного прибора. Обе величины определяются по справочнику. Для увеличения ресурса работы транзистора, необходимо температуру перехода уменьшить на 20°C . R_{ja} – суммарное тепловое сопротивление, состоящее из сопротивления переход-корпус, корпус-охладитель и охладитель-среда:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cs} + R_{sa},$$

где сопротивление переход-корпус $R_{jc} = 2,5 \text{ К/Вт}$ (находится из справочника).

Предположили, что теплообмен между корпусом и окружающей средой отсутствует и приняли $R_{ja}=0$.

Преобразовали уравнение:

$$R_{jc} + R_{cs} + R_{sa} = (T_j - T_a)/P_{VT}$$

и приняли $R_{ca}=R_{cs}+R_{sa}$:

$$R_{ca} = \frac{T_j - T_a}{P_{VT}} - R_{jc} = 4,05 \text{ К/Вт}.$$

Тип корпуса транзистора 2SK2645-01M – ТО-220 без изолирующей прокладки с силиконовой смазкой, следовательно, согласно таблице [27] $R_{cs} = 0,5 \text{ К/Вт}$. Определили тепловое сопротивление охладитель-среда следующим образом:

$$R_{sa} = R_{ca} - R_{cs} = 3,55 \text{ К/Вт}.$$

Так как $R_{sa} < 5 \text{ К/Вт}$, простой плоский радиатор не подойдет. Подобрали готовый ребристый радиатор для полупроводникового прибора с корпусом ТО-220 SK64-37SA1M3 с тепловым сопротивлением $R_{sa} = 2,3 \text{ К/Вт}$.

Так как получили сопротивление охладитель-среда R_{sa} менее полученного ранее, то подобранный охладитель-радиатор пригоден для данного полупроводникового прибора.

3.3 Разработка схемы системы управления

Структурная блок-схема системы управления представлена на рисунке 56. Как видно из рисунка 55, схема содержит следующие узлы и элементы: делители выходного напряжения, усилитель ошибки выходного напряжения, умножитель, токовый компаратор, формирователь управляющего сигнала транзистора, цепь защиты от превышения выходного напряжения ККМ (OVP), цепь защиты от перегрузки по току дросселя.

В качестве умножителя использовали микросхему AD633. Данная микросхема представляет собой четырехквадрантный аналоговый элемент, способный перемножать сигналы любых знаков. Её функциональная блок-схема представлена на рисунке 57.

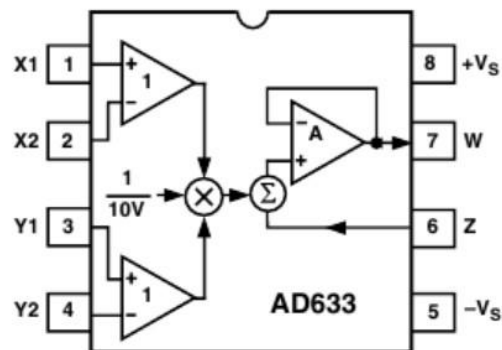


Рисунок 57 – Функциональная блок-схема AD633

Как видно из рисунка 57, данная микросхема имеет восемь выводов. X1 и X2 - неинвертирующий и инвертирующий входы первого сигнала, Y1 и Y2 - неинвертирующий и инвертирующий входы второго сигнала. Отрицательные входы обычно заземляются. Вывод Z обеспечивает доступ к выходному усилителю, он позволяет суммировать выходы двух и более множителей, а также увеличивать коэффициент умножения, преобразовывать выходное напряжение в ток и т.д. Вывод W - выход, он вычисляется по следующей формуле:

$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10V} Z.$$

+Vs и -Vs – положительное и отрицательное напряжение питания. Схема подключения микросхемы приведена на рисунке 58. [29]

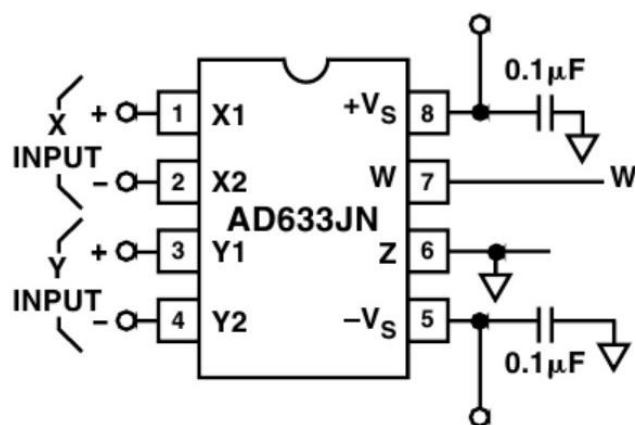


Рисунок 58 – Схема подключения AD633

Рассчитали выходной делитель напряжения (резисторы на рисунке 59).

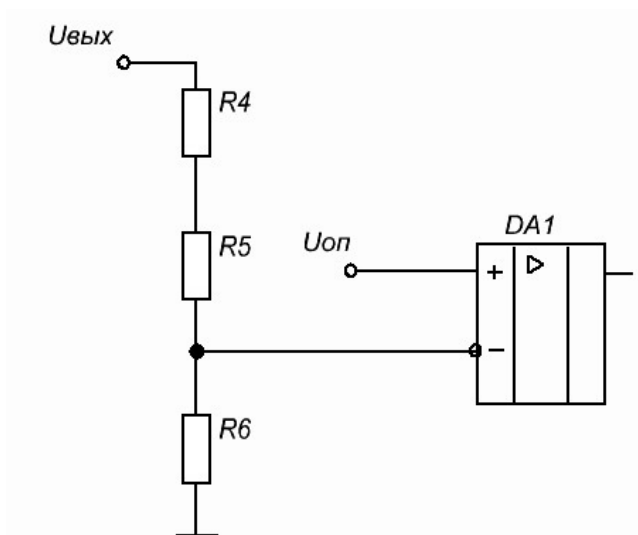


Рисунок 59 – Схема делителя выходного напряжения

Общее сопротивление делителя для уменьшения рассеиваемой мощности должно быть достаточно большим, однако его увеличение приводит к росту ошибки, вызванной разностью входных токов усилителя ошибки. Приемлемое значение общего сопротивления делителя порядка 1 МОм. Сопротивления резисторов R4 и R5, образующих верхнее плечо делителя, обычно выбираются одинаковыми.

Коэффициент передачи делителя:

$$K_d = \frac{R6}{R4 + R5 + R6}.$$

Значение сопротивления резистора R6 должно быть таким, чтобы при соответствии выходного напряжения номинальному $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.ном}}$ потенциал инвертирующего входа усилителя ошибки совпадал с сигналом на неинвертирующем входе, который является опорным напряжением. Таким образом, записали следующую формулу:

$$K_d U_{\text{вых.ном}} = U_{\text{оп}}.$$

Для нахождения значения резистора R6 можно воспользоваться уравнением:

$$R6 = \frac{U_{\text{оп}}(R4 + R5)}{U_{\text{вых.ном}} - U_{\text{оп}}}.$$

Подобрали резисторы R4 и R5 с сопротивлениями 499 кОм, а значение R6 после расчета приняло значение 20 кОм.

Рассчитали делитель напряжения цепи защиты от превышения выходного напряжения ККМ (резисторы R7–R9). Напряжение с выхода этого делителя подается на неинвертирующий вход компаратора, контролирующего выходное напряжение ККМ. Защита от превышения выходного напряжения срабатывает, когда напряжение на неинвертирующем входе компаратора превысит пороговое значение, равное

$$V_{\text{REF.OVP}} = 1,07V_{\text{REF}} = 1,07 \cdot 7 = 7,49 \text{ В},$$

что приведет к установке неактивного уровня на выходе драйвера микросхемы.

Значение максимального выходного напряжения, при котором срабатывает защита от превышения выходного напряжения, находится по формуле:

$$U_{\text{вых max}} = \frac{R7 + R8 + R9}{R9} V_{\text{REF.OVP}},$$

где сопротивления резисторов R7 и R8 подбираются такими же, как резисторы R4 = R5 = R7 = R8 = 499 кОм. Заданное значение выходного напряжения составляет $U_{\text{вых}} = 350 \text{ В}$. Задались максимальным выходным напряжением $U_{\text{вых max}} = 365 \text{ В}$ и нашли сопротивление R9 следующим образом:

$$R9 = \frac{V_{\text{REF.OVP}}(R7 + R8)}{U_{\text{вых max}} - V_{\text{REF.OVP}}} = 21 \text{ кОм}.$$

В данной системе управления предусмотрена цепь защиты от перегрузок по мгновенному значению тока дросселя. Данная цепь ограничивает длительность включенного состояния ключевого транзистора. Схема цепи представлена на рисунке 60.

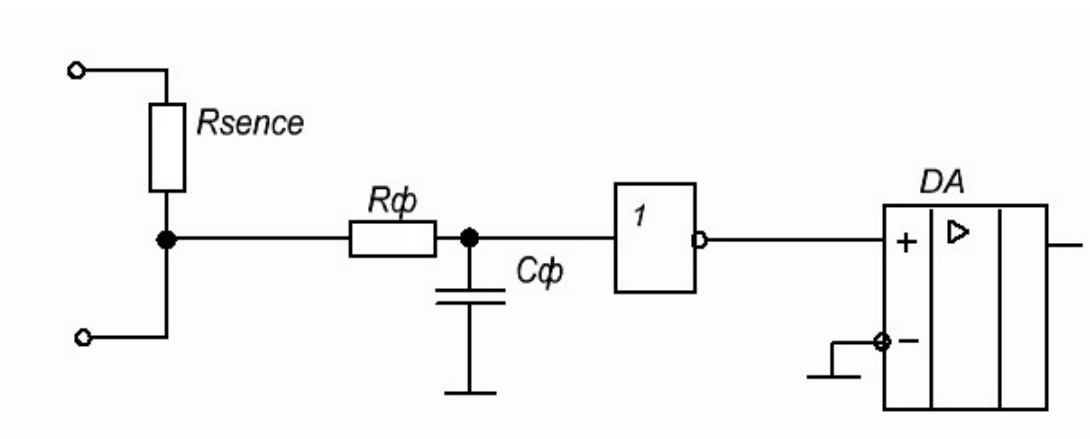


Рисунок 60 – Схема цепи защиты от перегрузок по току дросселя

Выводы:

Разработанная электрическая схема источника питания для светодиодного модуля полностью соответствует заявленным требованиям, обеспечивает хорошую электромагнитную совместимость с другими устройствами.

Заключение

1. Для получения коэффициента мощности, близкого к единице, необходимо в схему устройства ввести активный ККМ.
2. Наименьшее содержание высших гармоник во входном токе и незначительные пульсации на выходе устройства можно получить при алгоритме управления по среднему току.
3. Для повышения КПД необходимо сокращать количество преобразователей в устройстве, а также использовать быстродействующие транзисторные ключи с минимальным внутренним сопротивлением, микросхемы с малым током потребления и минимально возможным значением опорного напряжения.
4. Разработанная математическая модель светодиодного источника питания позволяет рассчитывать параметры источника и получать различные характеристики и показатели, её применение значительно
5. Использование математической модели значительно облегчает решение задачи оптимизации параметров источника питания.
6. Разработанная электрическая схема источника питания для светодиодного модуля полностью соответствует заявленным требованиям, обеспечивает хорошую электромагнитную совместимость с другими устройствами.

Список используемой литературы

1. Alim, A. A Proficient AC/DC Converter with Power Factor Correction / A. Alim, S. Islam // American Journal of Engineering Research (AJER). 2016. С. 233-238
2. Todd, P. C. UC3854 controlled power factor correction circuit design: application note / P. C. Todd // Unitrode Corporation. С.269-289
3. Data sheet MC34262/MC33262. Power Factor Controllers [Электронный ресурс] // ON Semiconductor. URL: <http://www.intusoft.com/onsemipdfs/mc34262.rev2.pdf> (дата обращения 25.08.2017)
4. Data Sheet UC1854/UC2854/UC3854. High Power Factor Preregulator. [Электронный ресурс] // Texas Instruments. URL: <http://www.ti.com> (дата обращения 13.05.2017)
5. Data Sheet LM281A [Электронный ресурс] // Samsung. 2015. URL: <http://www.samsung.com/global/business/led/products/led-component/middle-power/lm281a> (дата обращения 10.04.2017)
6. СП 52.13330.2011 Естественное и искусственное освещение. – Взамен Актуализированная редакция СНиП 23-05-95; Введ. 2011-05-20. М: Минрегион России, 2011
7. Data Sheet NationStar_P3528 0.5W [Электронный ресурс] // NationStar. 2014. URL:<http://nationstar.com.ru/katalogy-production> (дата обращения 10.04.2017)
8. Котов, В. Обзор интегральных микросхем светодиодных драйверов / В. Котов, Е. Цевелюк // Современная электроника. 2014. №8. с. 32-37.
9. Миронов, С. Интегральные драйверы для светодиодного освещения. Часть I: AC/DC-драйверы / С. Миронов // Новости электроники. 2010. №10
10. Белов, Г.А. Моделирование корректора коэффициента мощности с упрощенной двухконтурной системой управления / Г.А. Белов, А.В. Серебрянников // Практическая силовая электроника. 2010. №3. С.17-23.
11. Семенов, Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному / Б.Ю. Семенов М.: СОЛОН-Пресс. 2005.

- 12.Ромадина, И. Контроллеры корректора коэффициента мощности ON Semi / И. Ромадина // Электронные компоненты. 2010. №12.
- 13.Коррекция коэффициента мощности. Повышение качества электроэнергии. Краткий обзор продукции 2010. [Электронный ресурс] // Epcos. URL: <https://static.chipdip.ru/pdf/epcos-pfc.pdf> (дата обращения 19.02.2018)
- 14.ГОСТ 30804.3.2-2013 (IEC 61000-3-2:2009) Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний. 2014
- 15.Рама Редди, С. Основы силовой электроники: учеб. для политехн. курсов / Редди С. Рама; пер. с англ. В.В. Масалова М. : Техносфера. 2006. 287 с.
- 16.Lima, N.T. Closed loop simulation and hardware implementatuin of a LED driving circuit from AC source with leakage energy recycling / N.T. Lima, V.S. Renuka // Journal of Engineering Research and Applications. 2015. с.156-165.
17. Васильев, А. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств / А. Васильев, В. Худяков, В. Хабузов // Силовая электроника. 2004. №2. С. 72-77.
- 18.Тагворян, Э.Т. Микросхемы для современных импульсных источников питания / Э.Т. Тагворян, М.М. Степанов // Справочник. 2-е издание. М.:Додэка. 2000. 288 с.
- 19.Герман-Галкин, С.Г. Школа MATLAB. Урок 14. Анализ, расчет и исследование корректора коэффициента мощности / С.Г. Герман-Галкин // Силовая электроника. 2011. №4. С. 90-96.
- 20.Каталог 2017-2018. Уличные LED-драйверы [Электронный ресурс] // ТК Аргос-Трейд. URL: <http://www.argos-trade.com/upload/iblock/533/ulichnie2017-2018.pdf> (дата обращения 5.03.2018)
- 21.Каталог 2017-2018. Офисные и промышленные LED драйверы [Электронный ресурс] // ТК Аргос-Трейд. URL: http://www.argos-trade.com/upload/iblock/483/ofisnie_promishlennie1.pdf (дата обращения 5.03.2018)

- 22.Паспорт. Источник питания Fonte DFT-I-40W [Электронный ресурс] // LED Technology. URL: <http://oem-odm.cn/komplektuysie/svetodiodnye-draivery/istocnik-pitaniy-25-45w-dft-i40w> (дата обращения 19.09.2017)
- 23.Data Sheet EBC-042S105DV [Электронный ресурс] // Inventronics. URL: <http://www.inventronics-co.com/wp-content/uploads/2017/12/DS-EBC-042S105DVSV-000x-Rev.D.pdf> (дата обращения 12.03.2018)
- 24.Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. Изд. 2-е, испр. и доп. / Г.С. Зиновьев. Новосибирск: НГТУ. 2003. 664с.
- 25.Белов, Г.А. Моделирование корректора коэффициента мощности с упрощенной двухконтурной системой управления / Г.А. Белов, А.В. Серебрянников // Практическая силовая электроника. 2010. №3. с. 17-23.
- 26.ГОСТ 30804.4.7-2013 (IEC 61000-4-7:2009) Совместимость технических средств электромагнитная. Общее руководство по средствам измерений и измерениям гармоник и интергармоник для систем электроснабжения и подключаемых к ним технических средств. 2013.
27. Позднов, М.В. Основы преобразовательной техники: Методические указания по проведению курсового проектирования/ М.В.Позднов. Тольятти: ТГУ. 2012. 32с.
- 28.Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М: Техносфера. 2006. 632 с..
29. Datasheet Low Cost Analog Multiplier AD633 [Электронный ресурс] // Analog Devices. URL: <https://docviewer.yandex.ru/view/194072056> (дата обращения 14.05.2018)
- 30.Белов, Г.А. Расчет корректора коэффициента мощности с упрощенной двухконтурной системой управления / Г.А. Белов, А.В. Серебрянников // Практическая силовая электроника. 2010. №3. с. 24-30.