

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)

На правах рукописи

Олисовец Артём Юрьевич

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО
НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ С ПОВЫШЕННЫМ
КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ ДЛЯ СВЕТОДИОДНЫХ
ИСТОЧНИКОВ СВЕТА

05.09.12 – Силовая электроника

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
В.И. Туев

Томск – 2019

Оглавление

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ВВЕДЕНИЕ..... | 4 |
| ГЛАВА 1. СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ..... | 10 |
| 1.1 Актуальность исследования..... | 10 |
| 1.2 Классификация методов анализа нелинейных электрических цепей..... | 13 |
| 1.3 Переходные процессы в нелинейных электрических цепях..... | 21 |
| 1.4 Коррекция коэффициента мощности..... | 26 |
| 1.5 Преобразователи с коммутацией светодиодов..... | 40 |
| 1.6 Цель и задачи исследований..... | 43 |
| ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ.... | 44 |
| 2.1 Исходные положения..... | 44 |
| 2.2 Упрощения, ограничения и допущения..... | 44 |
| 2.3 Анализ преобразователя напряжения с фильтрующим конденсатором..... | 46 |
| 2.4 Анализ преобразователя с диодно-емкостным ККМ..... | 52 |
| Выводы по главе 2..... | 59 |
| ГЛАВА 3. НОВЫЕ УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ..... | 60 |
| 3.1 Преобразователь с ККМ с динистором..... | 60 |
| 3.2. Устройство регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой..... | 68 |
| 3.3 Устройство регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой..... | 74 |
| Выводы по главе 3..... | 78 |
| ГЛАВА 4. ИССЛЕДОВАНИЕ И ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ..... | 79 |
| 4.1 Экспериментальное определение коэффициента мощности преобразователя с ККМ с динистором..... | 79 |

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.2 Экспериментальное определение коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой..... | 86 |
| 4.3 Экспериментальное определение коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой..... | 89 |
| Выводы по главе 4..... | 93 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ..... | 95 |
| СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ..... | 100 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ 1 Акты внедрения результатов работы..... | 112 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ 2 Измерительный стенд..... | 114 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ 3 Схема электрическая принципиальная устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно - параллельно соединенной нагрузкой..... | 115 |

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Технический прогресс и стремительное увеличение количества потребителей энергии из питающей электрической сети приводят к необходимости уменьшения их взаимного влияния и улучшения их качественных показателей.

Одним из показателей качества потребителей электрической энергии является коэффициент мощности, минимальное допустимое значение которого нормируется Международной электротехнической комиссией (МЭК) [1], Межгосударственным советом по стандартизации, метрологии и сертификации [2], Федеральным агентством по техническому регулированию и метрологии [3], а также национальными требованиями для отдельных групп потребителей с последовательным добавлением в нормирование потребителей все меньшей мощности [4].

Ограничения по минимальному значению коэффициента мощности распространяются и на светодиодные источники света, включая лампы на светоизлучающих диодах в типоразмере ламп накаливания [4].

Полупроводниковые светоизлучающие диоды питаются постоянным током, поэтому в состав светодиодных источников света включают преобразователи переменного напряжения в постоянный или пульсирующий ток, параметры которых и определяют качество светодиодных источников света как потребителей электрической энергии и, в том числе, значение коэффициента мощности.

В этой связи разработка научно-технических основ проектирования и разработка новых технических решений полупроводниковых преобразователей переменного напряжения в постоянное с повышенными значениями коэффициента мощности является актуальной.

Степень разработанности темы

Повышению качества потребителей электрической энергии посвящены работы отечественных и зарубежных исследователей, среди которых следует отметить работы Е.Е. Чаплыгина [5,6], А.А. Малаханова [7, 8, 9], Г.А. Белова [10,11], Г.Я. Михальченко [12, 13, 14], В.П. Климова [15, 16, 17], Б. Синга [18, 19] и др. [20, 21].

Увеличение значения коэффициента мощности достигается использованием активных и пассивных корректоров коэффициента мощности (ККМ) [22, 23, 24, 25].

Активные ККМ достаточно хорошо изучены, для их реализации разработана специальная компонентная база [25, 26]. Вместе с тем, разработка преобразователей переменного напряжения в постоянное с использованием активных ККМ приводит к увеличению массогабаритных показателей преобразователя, что не всегда возможно при конструировании светодиодных ламп общего назначения мощностью до 15 Вт и с использованием цоколей E27 и E14 [27, 28].

Целью диссертационной работы является исследование и разработка полупроводниковых преобразователей напряжения с повышенным значением коэффициента мощности для светодиодных источников света.

Достижение цели определяется решением следующих **задач**:

1. Разработка математической модели преобразователей переменного напряжения в постоянное для светодиодных источников света.
2. Разработка новых схемотехнических решений преобразователей напряжения с увеличенным значением коэффициента мощности.
3. Разработка нового способа управления единичными светоизлучающими диодами в светодиодном источнике света для увеличения значения коэффициента мощности.

Научная новизна работы определяется развитием методов анализа и моделирования схем и устройств силовой электроники, и созданием на этой

основе новых устройств преобразования переменного напряжения в постоянное с улучшенными эксплуатационными характеристиками и, в том числе, с большими значениями коэффициента мощности.

Научной новизной, в частности, обладают следующие основные результаты работы.

1. Математическая модель полупроводникового преобразователя переменного напряжения в постоянное, позволяющая определять мгновенные значения напряжения на элементах схемы и протекающих через них токов и рассчитывать значение коэффициента мощности.

2. Зависимость значения коэффициента мощности пассивного ККМ от напряжения открывания диодистора, позволяющая конструировать электрические преобразователи напряжения для светодиодных ламп различных мощностей.

3. Новый способ регулирования тока в светодиодных источниках света на единичных светоизлучающих диодах, позволяющий увеличить значение коэффициента мощности устройства.

Теоретическая и практическая значимость работы

Теоретическая значимость работы определяется обобщением аналитического метода расчета при использовании характеристик нелинейных элементов для мгновенных значений при их кусочно-линейной аппроксимации на класс преобразователей переменного напряжения в постоянное с пассивными корректорами коэффициента мощности.

Практическая ценность работы заключается в разработке, создании и внедрении преобразователей переменного напряжения в постоянное светодиодных источников света, что позволило повысить коэффициент мощности этих устройств.

Создана новая методика определения напряжения открывания диодистора, определяющего значение коэффициента мощности преобразователей

переменного напряжения в постоянное для светодиодных ламп мощностью от двух ватт и выше.

Разработаны новые устройства преобразователей напряжения, защищенные патентами на изобретения и полезные модели:

1. Корректор коэффициента мощности [29].
2. Схема подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока (2 варианта) [30, 31].

Результаты диссертационного исследования использованы при выполнении работ по федеральной целевой программе «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 - 2020 годы» в рамках двух проектов:

- «Разработка энергосберегающей светодиодной лампы с конвекционным газовым охлаждением излучателей и сферическим светораспределением, адаптированной к традиционной технологии массового производства ламп накаливания». Уникальный идентификатор работ (проекта) RFMEFI57714X0061;

– «Разработка прототипов передовых технологических решений роботизированного интеллектуального производства электронной компонентной базы и энергоэффективных световых устройств». Уникальный идентификатор работ (проекта) RFMEFI57717X0266.

Результаты диссертационной работы используются в учебном процессе в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники при курсовом проектировании по дисциплине «Управление в светотехнических системах» для выполнения вычислительных экспериментов магистрантами направления подготовки 27.04.04 «Управление в технических системах», магистерская программа «Управление в светотехнических системах» [32].

Документы о внедрении разработанных устройств приведены в приложении А к диссертационной работе.

Методы исследований

В работе использованы методы теории линейных и нелинейных электрических цепей, численного моделирования, экспериментальных исследований.

Положения, выносимые на защиту

1. Моделирование процессов, протекающих в преобразователе переменного напряжения в постоянное повторяющимися группами временных интервалов с привязкой границ интервалов к мгновенным значениям выходного напряжения позволяет определять форму тока, потребляемого от источника переменного напряжения, и рассчитывать значение коэффициента мощности.

2. Введение динистора (неуправляемого тиристора) в схему преобразователя переменного напряжения в постоянное позволяет увеличить коэффициент мощности устройства. Установлена определенная возрастающая зависимость значения коэффициента мощности в диапазоне от 0,7 до 0,75 от напряжения открывания динистора в диапазоне значений от 23,5 до 65 В.

3. Новый способ регулирования тока в светодиодных источниках света, заключающийся в синхронной с частотой питающей сети коммутацией единичных светоизлучающих диодов в группы из последовательно-параллельных цепей с количеством единичных светодиодов в последовательных цепях, пропорциональным мгновенному значению напряжения питающей сети, позволяет увеличить значение коэффициента мощности устройства.

Степень достоверности и апробация результатов

Основные разделы и результаты работы докладывались и обсуждались на международных научно-технических конференциях: Международной научно-технической конференции «Научная сессия ТУСУР» (Томск, 2019, 2018, 2017), Международной научной - практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2018, 2017), Международной научной студенческой конференции «МНСК» (Новосибирск, 2015), Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного

приборостроения (АПЭП)» (Новосибирск, 2016), на всероссийской конференции «Нитриды галлия, индия и алюминия – структуры и приборы» (Санкт - Петербург, 2015).

Публикации.

Результаты диссертационной работы опубликованы в 16 работах, из которых четыре статьи опубликованы в рецензируемых журналах, рекомендованных ВАК, одна – в сборнике, индексируемом в базе цитирования Scopus, три – патенты на изобретения и полезные модели, восемь – статьи в сборниках трудов научно-технических и практических конференций.

Личный вклад автора состоит в проведении моделирования и экспериментов, их анализе и формулировании выводов. Результаты, полученные автором, были достигнуты им лично или совместно при его непосредственном участии.

Структура и объем диссертационной работы

Диссертационная работа объемом 115 страниц основного текста состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и списка используемой литературы из 95 наименований и 3 приложений. Работа содержит 1 таблицу и 64 рисунка.

ГЛАВА 1. СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В данной главе проведен аналитический обзор существующих известных методов анализа нелинейных электрических цепей и методов анализа переходных процессов, протекающих в данных цепях. Проведен обзор активных и пассивных корректоров коэффициента мощности, применяемых в электротехнике и светотехнике. Обнаружены тенденции в области развития существующих и разработки новых преобразователей с повышенным коэффициентом мощности для светодиодных ламп.

1.1 Актуальность исследования

Развитие светодиодных технологий приводит к постоянному улучшению светотехнических характеристик светодиодной светотехнической продукции: к увеличению световой отдачи и индекса цветопередачи источников света для целей освещения (офисные светильники, устройства дорожного освещения, прожекторы для площадей и стадионов), к возможности регулирования спектра в источниках света для специального применения (выращивание водорослей и растений, тепличное освещение), к широкому применению средств управления для ручного или автоматического изменения значений светового потока, коррелированной цветовой температуры и других параметров светильников с потребляемой мощностью, варьируемой в широком диапазоне от десятков до сотен ватт [33].

Достоинства твердотельных источников света – светодиодов (небольшая электрическая мощность 0,1-1 Вт при напряжении постоянного тока 2,5-3,5 В, продолжительный срок службы [33, 34], экологичность [35, 36] при использовании и утилизации и др.) проявляются и при разработке источников света в виде светодиодных ламп в типоразмере ламп накаливания [37], предназначенных для применения в электрической сети переменного напряжения 220-230 В промышленной частоты (рисунок 1.1).



Рисунок 1.1 – Основные виды светодиодных ламп типоразмера ламп накаливания

В конструктивном исполнении светодиодные лампы типоразмера ламп накаливания условно можно разделить на две категории: филаментные светодиодные лампы [37] и светодиодные лампы с расположением светодиодов на печатной плате [28].



Рисунок 1.2 – Конструкция светодиодных филаментных ламп, в которых:
1-полупроводниковый понижающий преобразователь, расположенный в цоколе; 2-цоколь; 3- стеклянный держатель; 4-филамент; 5-колба, наполненная инертным газом

Филаментная светодиодная лампа в качестве излучающего свет элемента имеет филамент (светоизлучающий элемент), представляющий последовательно-параллельно соединенные светодиодные кристаллы, расположенные на проводящей или диэлектрической подложке и залитые люминофором [34, 35, 36].

Другим же типом светодиодных ламп является лампа, в которой в качестве излучающих элементов являются светодиоды, расположенные на теплопроводящей печатной плате (рисунок 1.3).



Рисунок 1.3 – Конструкция светодиодных ламп с расположением светодиодов на теплопроводящей печатной плате, в которых:

- 1-цоколь; 2-теплорассеивающий корпус; 3-понижающий преобразователь;
4-печатная плата со светодиодами; 5-светорассеивающая линза

Как видно из рисунков 1.2 и 1.3, в обеих конструкциях светодиодных ламп типоразмера ламп накаливания помимо светодиодного светоизлучающего модуля предусматривается устройство преобразования (УП) переменного напряжения электрической сети в постоянное.

Встраиваемый в лампу преобразователь определяет все электрические характеристики лампы как потребителя энергии от электрической сети [38]. Вследствие безынерционности и пропорциональности зависимости светового

потока светодиода от протекающего тока, преобразователь влияет и на световые параметры лампы (значение светового потока, его временная стабильность, коэффициент пульсации) [39].

Как устройство, подключаемое к электрической сети общего назначения, светодиодная лампа подпадает под требования нормативных документов по электромагнитной совместимости потребителей электрической энергии и, в том числе, по нормированию минимального значения коэффициента мощности [1, 2, 3, 4].

Как источник света, лампа должна иметь нормируемое значение коэффициента пульсации светового потока [40], который может быть пересчитан в коэффициент нестабильности выходного напряжения встроенного в лампу преобразователя переменного напряжения (ППН) в постоянное [41].

При проектировании светодиодной лампы необходимо проведение анализа и моделирования разрабатываемого устройства для обеспечения соответствия требованиям нормативных документов [42, 43, 44].

В связи с этим, моделирование, проведение анализа и разработка новых технических решений преобразователей переменного напряжения в постоянное с повышенным коэффициентом мощности и с минимальным значением коэффициента пульсации выходного напряжения является актуальной.

Преобразователь переменного напряжения в постоянное включает диодный двухполупериодный (мостовой) выпрямитель и, таким образом, относится к классу нелинейных устройств, для моделирования и анализа которых необходимо использование методов анализа нелинейных электрических цепей [45].

1.2 Классификация методов анализа нелинейных электрических цепей

1.2.1 Общие сведения

В настоящий момент существует несколько методов анализа нелинейных электрических цепей [46-50].

При выборе метода анализа нелинейных электрических цепей необходимо понимать требуемую точность анализа, удобство применения и сложность расчета.

Существует две группы анализа нелинейных электрических цепей – это аналитические и графические [51]. Если же рассматривать более детально, то необходимо разделить их на 4 группы: аналитические, численные, графические и графо-аналитические [52].

Для анализа в общем виде подходят аналитические методы. Данные методы основаны на применении аналитических зависимостей, которые получаются при аппроксимации ВАХ нелинейных элементов. Эти зависимости составляют систему нелинейных алгебраических уравнений, базирующихся на законе Кирхгофа. Применение данных методов имеет ограничение, связанное со сложностью анализируемой цепи, а также с высоким порядком аппроксимирующего полинома [53, 54]. Для расчета сложных цепей применяются численные методы, решение которых достигается при помощи ЭВМ. К основным недостаткам аналитических методов следует выделить ограниченность применения и громоздкость при использовании полиномов, которые определяют требуемую точность анализа.

Графические же методы основаны на графическом решении нелинейных уравнений, которые составляются с помощью законов Кирхгофа [55, 56]. Достоинствами этого метода являются относительная простота, а также наглядность. К недостаткам же следует отнести удовлетворительную точность анализа [52].

Получили широкое распространение следующие методы анализа нелинейных электрических цепей:

- 1) графический при использовании характеристик нелинейных элементов для мгновенных значений;
- 2) аналитический метод расчета при использовании характеристик нелинейных элементов для мгновенных значений при их кусочно-линейной аппроксимации;

3) аналитический (графический) метод расчета при использовании ВАХ по первым гармоникам;

4) метод эквивалентных синусоид;

5) метод гармонического баланса;

6) метод расчета цепей с помощью линейных схем замещения.

При выборе метода необходимо руководствоваться числом нелинейных элементов, формы их характеристик и исследуемое нелинейное явление в цепи [57, 58, 59].

1.2.2 Графический метод расчета при использовании характеристик нелинейных элементов для мгновенных значений

Применение данного метода возможно для цепи, в которой известен закон изменения во времени, определяющего физическую величину (например, ток, напряжение, заряд) для какого-либо одного нелинейного элемента [51].

При использовании данного метода следует соблюдать следующую последовательность:

1) на основании физических предположений, которые лежат в основе анализа, известен закон изменения во времени физической величины, которая определяет характеристику нелинейного элемента;

2) затем данную характеристику нелинейного элемента для мгновенных значений используют при определении закона изменения во времени второй величины, которая определяет работу нелинейного элемента;

3) далее исходя из результатов п.2. благодаря вспомогательным графическим построениям и расчетам находят выходную величину и требуемое соотношение между параметрами схемы.

К достоинствам данного метода следует отнести относительную простоту, а недостатками является посредственная точность анализа [51, 60].

1.2.3 Аналитический метод расчета при использовании характеристик нелинейных элементов для мгновенных значений при их кусочно-линейной аппроксимации

Сущность данного метода заключается в сведении решения нелинейных дифференциальных уравнений к решению системы линейных дифференциальных уравнений [49, 55].

Алгоритм метода следующий:

1) осуществление замены ВАХ нелинейного элемента для мгновенных значений отрезками прямых линий;

2) следующим шагом осуществляется подстановка в нелинейные дифференциальные уравнения (НДУ) значения прямых линий п.1. В таком случае будут сведены нелинейные дифференциальные уравнения к линейным. Количество линейных уравнений определяется количеством отрезков прямых линий, заменяющих ВАХ нелинейного элемента.

3) выполнение решения системы линейных дифференциальных уравнений (ЛДУ).

Следует отметить, что у определенного участка будет собственное решение и свои постоянные интегрирования;

4) определение постоянных интегрирования (ПИ). Необходимо согласовывать решение на одном линейном участке с решением на другом линейном участке.

Данный метод имеет относительно простоту анализа нелинейных электрических цепей, сопровождающуюся удовлетворительной точностью метода, зависящей от количества линейных участков, описывающих ВАХ нелинейного элемента [51, 58].

1.2.4 Аналитический (графический) метод расчета по первым гармоникам токов и напряжений

В этом методе изменяющиеся токи и напряжения на нелинейном элементе заменяют их первыми гармониками. Расчет осуществляется либо в аналитической либо в графической форме [45, 48].

Алгоритм расчета в аналитической форме следующий:

1) необходимо аналитически выразить ВАХ нелинейного элемента для мгновенных значений;

2) для получения формулы, которая организует нелинейную связь между амплитудой первой гармоники напряжения и амплитудой первой гармоники тока через нелинейный элемент, необходимо в выраженную ВАХ из п.1 подставить первую гармонику напряжения или тока;

3) в полученном по второму закону Кирхгофа уравнение для исследуемой цепи необходимо заменить мгновенные значения тока и напряжения на нелинейном элементе на мгновенные значения их первых гармоник.

4) полученное уравнение необходимо разделить на два уравнения: первое представляет собой равенство коэффициентов при синусных слагаемых левой и правой частей, второе - равенство коэффициентов при косинусных слагаемых обеих частей уравнения;

5) далее необходимо решить полученные уравнения.

Расчет в графическом варианте состоит из следующих этапов:

1) при осуществлении зависимости между амплитудой первой гармоники тока через нелинейный элемент и амплитудой напряжения на нем за основу берется нелинейная зависимость в графическом исполнении, которая может быть получена опытным либо каким-то другим путем;

2) необходимо произвольно задать амплитуду I_{1m} первой гармоники тока через нелинейный элемент, а уже из графика определить соответствующую ей амплитуду первой гармоники напряжения на нем.

3) при построении векторной диаграммы по первой гармонике для всей схемы необходимо найти амплитуду U_{1m} первой гармоники напряжения на входе схемы.

4) при построении определенного количества векторных диаграмм для разных значений I_{1m} необходимо найти соответствующие им U_{1m} и построить ВАХ всей схемы $U_{1m} = f(I_{1m})$.

При использовании данного метода необходимо осознавать, что он подходит для исследования таких явлений как резонанс на основной гармонике, триггерный эффект на первой гармонике, преобразование постоянного тока в переменный и обратное преобразование, и др., однако, метод расчета по первым гармоникам токов и напряжений не может использоваться для анализа резонансных явлений на высших, дробных или низших гармониках [51, 61].

1.2.5 Метод эквивалентных синусоид

Сущность метода заключается в том, что несинусоидальные токи и напряжения могут быть заменены эквивалентными им синусоидальными величинами [51].

Графический расчет происходит благодаря полученным расчетным или опытным путем ВАХ нелинейных элементов для действующих значений.

Алгоритм расчета повторяет алгоритм расчета по первым гармоникам токов и напряжений в 1.2.4.

Отличительным признаком является то, что в данном случае для расчета используется ВАХ не для первых гармоник, а для действующих значений.

В том случае, если исследуются резонансные или нерезонансные цепи, в которых известно, что в исследуемых режимах работы в них не будут наблюдаться резонансные явления на высших и низших гармониках, то, как правило, амплитуда первой гармоники является больше амплитуд высших гармоник тока. В таком случае наблюдаются незначительные отличия между действующим значением первой гармоники от действующего значения тока в цепи.

Благодаря этому методу имеется возможность изучения определенных свойств нерезонансных электрических цепей, например, эффект усиления мощности. В качестве изучения свойств резонансных нелинейных цепей метод

эквивалентных синусоид имеет ограниченное применение, например, им нельзя исследовать резонансные явления, проявляемые на высших гармониках [45, 51].

1.2.6 Метод гармонического баланса

При данном методе необходимо выполнить следующий алгоритм расчета:

- 1) составление системы дифференциальных уравнений цепи;
- 2) аналитически выразить характеристики нелинейных элементов;
- 3) полученные выражения подставить в дифференциальные уравнения цепи;
- 4) далее упомянутую величину следует выразить в виде ряда, который состоит из первой, одной или нескольких высших гармоник, например:

$$x = x_{1m} \sin \omega t + x_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3), \quad (1.1)$$

где x_{1m} и x_{3m} – первая и третья гармоники.

5) далее предполагаемое решение необходимо подставить в уравнение системы. В таком случае имеется возможность разделить уравнения системы на некоторое количество трансцендентных уравнений, которые составлены относительно амплитуды первой гармоники, а также амплитуд высших гармоник и их фаз [48]. Стоит отметить, что в общем случае количество трансцендентных уравнений в два раза больше количества рассматриваемых гармоник. Это объясняется тем, что для каждой гармоники необходимо два уравнения: с синусной и косинусной составляющими.

б) затем необходимо решить систему трансцендентных уравнений.

Сложность заключается в том, что обычно данные трансцендентные уравнения содержат все неизвестные. В связи с этим для их решения довольно часто применяют метод последовательных приближений [46].

Метод гармонического баланса позволяет исследовать явления резонанса на высших, низших и дробных гармониках, однако, он имеет определённую сложность и громоздкость [51].

1.2.7 Метод расчета цепей с помощью линейных схем замещения

В данном случае применение этого метода осуществляется для расчета нелинейных цепей при малых отклонениях рабочей точки [49].

Алгоритм расчета следующий:

- 1) необходимо определить положение рабочей точки на ВАХ нелинейного элемента по постоянному току;
- 2) через рабочую точку по постоянному току необходимо провести касательную, тем самым заменить участок его характеристики отрезком касательной;
- 3) составить линейную схему замещения для расчета переменной составляющей.

В таком случае вид схемы имеет зависимость от характера нелинейного элемента. Параметры схемы определяются тангенсом угла, составленного касательной к характеристике и одной из осей координат [51].

Для расчета применяют ЭВМ в случае решения систем трансцендентных уравнений, интегрирования систем линейных дифференциальных уравнений, к которым сводятся нелинейные дифференциальные уравнения, систем алгебраических уравнений, численного интегрирования нелинейных дифференциальных уравнений и др. [59].

Для решения задач диссертационного исследования наиболее подходящим является аналитический метод расчета при использовании характеристик нелинейных элементов для мгновенных значений при их кусочно-линейной аппроксимации, так как известен закон изменения во время физической величины, определяющей работу всего нелинейного устройства – переменного напряжения электрической сети промышленной частоты [62]. В процессе анализа период переменного напряжения электрической сети представляется совокупностью последовательных интервалов времени, внутри которых цепь предполагается линейной и может анализироваться методами анализа линейных электрических цепей. Границы временных интервалов соответствуют точкам сопряжения кусочно-линейной аппроксимации. При этом при анализе

электрической цепи на границах временных интервалов необходимо учитывать переходные процессы, возникающие в электрической цепи.

1.3 Переходные процессы в нелинейных электрических цепях

1.3.1 Классификация методов анализа переходных процессов

В качестве анализа и расчета переходных процессов, протекающих в нелинейных цепях, применяется следующая обобщенная классификация:

1) по виду основных операций, необходимых для выполнения интегрирования НДУ. В данном случае применяются графические (графоаналитические) и аналитические методы;

2) по характеру величины, для которой производится расчет [51].

Графическими (графоаналитическими) методами называются такие методы, главной задачей которых являются графические построения зависимостей величин (токов, напряжений) от времени. Данные построения возможны с сопровождением вспомогательных числовых расчетов.

Главной задачей аналитических методов является интегрирование ДУ цепи с применением аналитических выражений, описывающих характеристики нелинейных элементов.

Известны следующие методы:

- 1) метод интегрируемой нелинейной аппроксимации;
- 2) метод кусочно-линейной аппроксимации;
- 3) метод медленно меняющихся амплитуд;
- 4) метод малого параметра;
- 5) метод интегральных уравнений.

1.3.2 Расчет методом интегрируемой нелинейной аппроксимации

В данном методе происходит замена характеристики нелинейного элемента такой нелинейной функцией, которая должна выполнять следующие условия:

- 1) с высокой точностью отображать его характеристику в предполагаемом интервале перемещения изображающей точки по ней;
- 2) точно интегрировать уравнение в функциях, которые являются известными [47,58].

Достоинством метода является то что, после интегрирования исследуемая величина зависит, как от времени, так и от других параметров схемы.

Данный метод применяется к дифференциальному уравнению первого порядка и к уравнениям, сводящимся к уравнению первого порядка с помощью замены переменных [51].

1.3.3 Расчет методом кусочно-линейной аппроксимации

Данный метод использует прямые линии в качестве замены характеристик нелинейного элемента для мгновенных значений. Это даёт возможность заменить нелинейные дифференциальные уравнения линейными уравнениями, которые отличаются друг от друга только значениями коэффициентов.

Справедливы данные уравнения только для того промежутка времени, в котором перемещается рабочая точка в пределах линеаризованного участка.

Метод можно применить при анализе цепей, которые содержат источник постоянной и (или) синусоидальной ЭДС [45, 46].

Если цепи имеют синусоидальную ЭДС то возникает сложность в расчете, причиной которой служит определение постоянных интегрирования.

В таком случае находят решение из трансцендентных уравнений, которые решаются с помощью ЭВМ [58].

1.3.4 Метод медленно меняющихся амплитуд

Одним из наиболее популярных методов расчета переходных процессов в электротехнике является метод медленно меняющихся амплитуд [63].

Узнать, как работает данный метод можно на примере, где происходит периодическое воздействие возмущающей силы на нелинейную цепь второго порядка.

Например, уравнение цепи имеет следующий вид:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + f(x) \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = A \sin \omega t. \quad (1.2)$$

В цепи действует периодическая сила с частотой ω , и в результате этого возникает вынужденное колебание, где у первой гармоники частота ω . Необходимо полагать, что в данном случае слабо выражены высшие гармоники.

Искомую функцию $x(t)$ можно представить так:

$$x = a \sin \omega t + b \cos \omega t, \quad (1.3)$$

где a и b – амплитуды искомого колебания, которые достаточно долго изменяются с течением времени (медленно меняющиеся).

Долгое изменение a и b с течением времени связано лишь с тем, что производные по времени оказываются величинами первого порядка малости по сравнению с ωa и ωb :

$$\frac{da}{dt} \ll \omega a, \quad \frac{db}{dt} \ll \omega b. \quad (1.4)$$

Учитывая это, нет необходимости решать:

$$\frac{dx}{dt} = a\omega \cos \omega t - b\omega \sin \omega t + \sin \omega t \frac{da}{dt} + \cos \omega t \frac{db}{dt} \quad (1.5)$$

Когда с некоторым приближением можно принять:

$$\frac{dx}{dt} \approx a\omega \cos \omega t - b\omega \sin \omega t. \quad (1.6)$$

Получается следующее уравнение:

$$\begin{aligned} \frac{d^2x}{dt^2} \approx & \omega^2 a \sin \omega t - \omega^2 b \cos \omega t + \omega \cos \omega t \frac{da}{dt} - \omega \sin \omega t \frac{db}{dt} + \frac{d^2a}{dt^2} \sin \omega t + \\ & \frac{d^2b}{dt^2} \cos \omega t + \omega \cos \omega t \frac{da}{dt} - \omega \sin \omega t \frac{db}{dt} \end{aligned}$$

Учитывая, что $\frac{d^2a}{dt^2} \ll \omega \frac{da}{dt}$ и $\frac{d^2b}{dt^2} \ll \omega \frac{db}{dt}$, имеется возможность убрать слагаемые второго порядка малости, при этом оставив слагаемые первого порядка малости. Получается следующий результат:

$$\frac{d^2x}{dt^2} \approx - \left(\omega^2 a + 2\omega \frac{db}{dt} \right) \sin \omega t + \left(-\omega^2 b + 2\omega \frac{da}{dt} \right) \cos \omega t. \quad (1.7)$$

Стоит отметить, что в $\frac{dx}{dt}$ нет необходимости учитывать слагаемые первого порядка малости, так как они оставлены в $\frac{d^2x}{dt^2}$, потому как данная цепь имеет незначительные потери (амплитуда второго слагаемого левой части (1.2) относительно мала по сравнению с амплитудами первого и третьего слагаемых левой части (1.2)).

Если в функции $f(x)$ заменить x на (1.3) и разложить $f(x)$ в ряд Фурье, после чего умножить данный ряд на $\frac{dx}{dt}$ (на правую часть 1.6) получается:

$$f(x) \frac{dx}{dt} = F_0(a, b) + F_1(a, b) \sin \omega t + F_2(a, b) \cos \omega t + F_3(a, b) \sin 2\omega t + F_4(a, b) \cos 2\omega t + \dots \quad (1.8)$$

Все вычисления ведутся по первой гармонике, а это означает, что высшие гармоники ряда Фурье $F_0(a, b)$, $F_3(a, b)$, $F_4(a, b)$ и др. в будущем можно не учитывать.

Подставляя в (1.2) правую часть (1.7), получаются следующие уравнения:

$$-2\omega \frac{db}{dt} + F_1(a, b) + a(\omega_0^2 - \omega^2) = A; \quad (1.9)$$

$$-2\omega \frac{da}{dt} + F_2(a, b) + b(\omega_0^2 - \omega^2) = 0. \quad (1.10)$$

Вычисления методами малого параметра либо численного интегрирования возможно в общем случае. Частный случай, при котором внешняя периодическая сила равна нулю ($A = 0$) и функция $F_1(a, b) = 0$, система имеет вид дифференциального уравнения первого порядка:

$$\frac{da}{dt} = -\frac{F_2(a)}{2\omega}, \quad (b=0). \quad (1.11)$$

Стоит отметить, что метод медленно меняющихся амплитуд можно применять и к уравнениям, которые имеют более высокий порядок [51].

1.3.5 Метод малого параметра

Решать НДУ можно с помощью метода последовательных приближений, где искомая величина x представляется в виде ряда по степеням коэффициента μ , имеющего название малого параметра [51]:

$$x = x_0 + \mu x_1 + \mu^2 x_2 + \dots, \quad (1.13)$$

где x_0 – решение уравнения нулевого приближения; x_1 – решение уравнения первой поправки, учитывающей влияние нелинейных членов в первом приближении; x_2 – решение уравнения второй поправки и т.д. [49].

В случае, если исходное уравнение будет дифференциальным уравнением, которое имеет порядок выше чем первый, а принужденный режим является колебательным процессом, в таком случае квадрат угловой частоты первой гармоники ω^2 или первую степень ω можно разложить в ряд по малому параметру:

$$\omega^2 = \omega_0^2 + \mu f_1 + \mu^2 f_2, \quad (1.14)$$

где ω_0^2 – квадрат угловой частоты в нулевом приближении, когда происходит пренебрежение всеми нелинейными членами; μf_1 – поправка первого приближения, вызванная нелинейными членами уравнения; $\mu^2 f_2$ – поправка второго приближения, и т. п. [51].

1.3.6 Метод интегральных уравнений

Используя формулу интеграла Дюамеля, имеется возможность перейти от НДУ к интегральному уравнению. Необходимо разобрать более подробно данный переход. Например, решение линейного дифференциального уравнения:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = f(t), \quad (1.15)$$

можно представить как:

$$x(t) = f(t)g(0) + \int_0^t f(\tau)g'(t - \tau)d\tau. \quad (1.16)$$

Так $g(t)$ подразумевают как переходная проводимость, либо переходная функция. Это зависит от того, чем является x по отношению к вынуждающей силе $f(t)$; Представим $g(t)$ как решение (1.15) при $f(t) = 1$.

Если исходное уравнение нелинейно, например:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0x + bx^2 = f(t),$$

то имеется возможность переноса нелинейного члена bx^2 в правую часть и, в таком случае, рассматривать его как внутреннюю вынуждающую силу:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0x = f(t) - bx^2. \quad (1.17)$$

Тогда при использовании (1.16), решение уравнения (1.17) будет записано в следующем виде:

$$x = [f(t) + bx^2(t)] + \int_0^t [f(\tau) - bx^2(\tau)]g'(t - \tau)d\tau. \quad (1.18)$$

В таком случае $g(t)$ находится по линейной части исходного НДУ. Выражение (1.18) представляет собой интегральное уравнение по типу Вольтерра второго рода [62]. Данное уравнение решается методом последовательных приближений:

$$x_k(t) = [f(t) - x_{k-1}^2(t)]g(0) + \int_0^t [f(\tau) - bx_{k-1}^2(\tau)]g'(t - \tau)d\tau. \quad (1.19)$$

Использовать метод интегральных уравнений целесообразно в том случае, если процесс последовательных приближений является сходящимся [51].

Для рассматриваемого класса устройств преобразования переменного напряжения в постоянное наиболее подходящим является метод кусочно-линейной аппроксимации. При расчете этим методом осуществляется замена характеристики нелинейного элемента отрезками прямых линий, что позволяет перейти от нелинейного дифференциального уравнения к нескольким линейным уравнениям, отличающимся друг от друга лишь значениями коэффициентов и использовать методы анализа переходных процессов в линейных электрических цепях [49, 55, 56].

1.4 Коррекция коэффициента мощности

1.4.1. Общие сведения

Увеличение значения коэффициента мощности достигается использованием активных и пассивных корректоров коэффициента мощности (ККМ).

1.4.2 Активные ККМ

Активные ККМ достаточно хорошо изучены, для их реализации разработана специальная компонентная база. Они способны обеспечить значение коэффициента мощности 0,8-0,999 [64, 65, 66].

Данные устройства, в основном, реализуются на базе повышающего импульсного преобразователя (рисунок 1.4) [67].

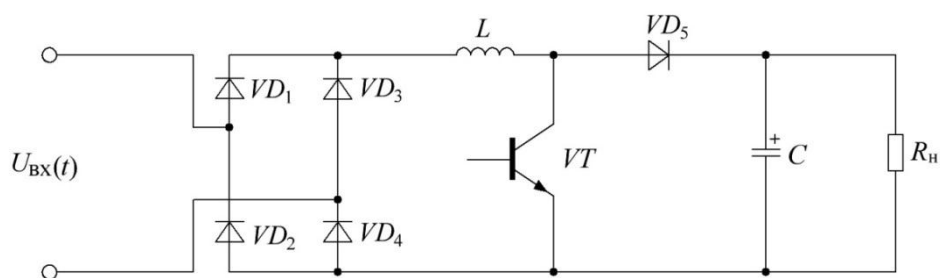


Рисунок 1.4 – Электрическая схема повышающего импульсного преобразователей

Условно активные ККМ можно подразделить на ККМ с коммутацией ключей на сетевой частоте и ККМ с коммутацией ключей на повышенной частоте [68]. В настоящее время АККМ, работающие на повышенной частоте, обеспечивают наилучшие результаты по коэффициенту мощности [69, 70]. Коммутация ключей происходит с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

В тоже время данные АККМ имеют разные методы коррекции коэффициента мощности. Наиболее широко распространены следующие методы:

- 1) метод граничного управления;
- 2) метод разрывных токов;
- 3) метод управления по пиковому значению тока;
- 4) метод управления по среднему значению тока.

Все вышеперечисленные методы имеют свои достоинства и недостатки [69].

Метод граничного управления

Данный метод предлагает реализацию управления в граничной зоне между режимом безразрывных и режимом разрывных токов.

На рисунке 1.5 представлена функциональная схема, которая реализует этот метод.

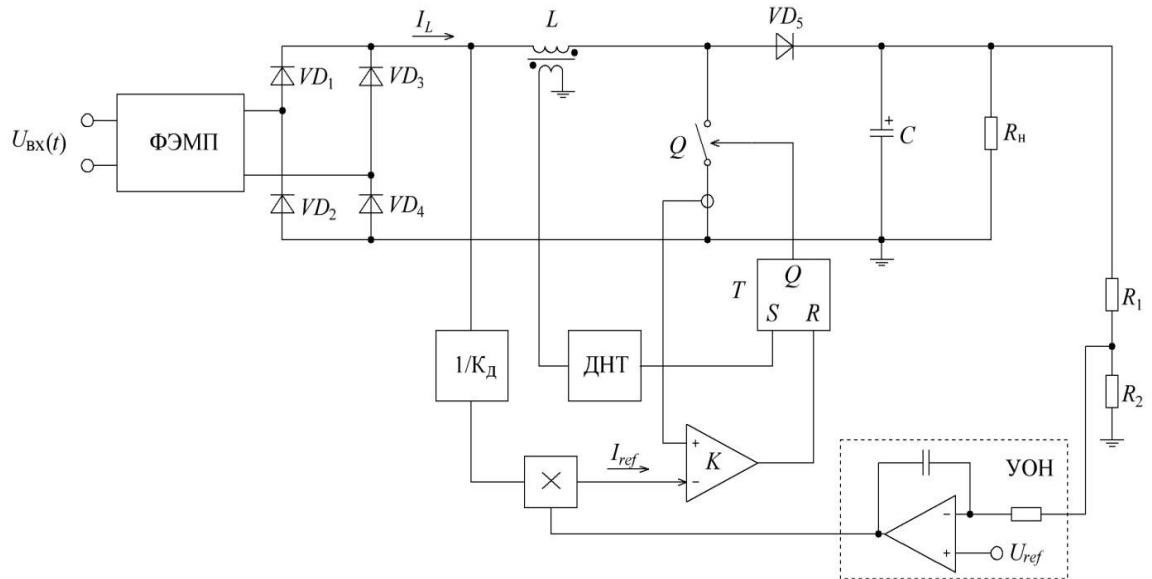


Рисунок 1.5 – Функциональная схема активного ККМ, работающая по методу граничного управления

Схема, представленная на рисунке 1.5. работает следующим образом.

На вход схемы поступает входное переменное напряжение. Через фильтр электромагнитных помех (ФЭМП), служащий для защиты от высокочастотных помех, напряжение поступает на выпрямитель VD_1 - VD_4 . Далее выпрямленное напряжение через делитель с коэффициентом $1/K_d$ поступает на умножитель, тем самым формируя эталонное напряжение U_{ref} .

Определение второго множителя происходит с помощью сигнала усилителя ошибки по напряжению (УОН). УОН служит для предварительной стабилизации входного напряжения. Далее происходит сравнение эталонного напряжения в компараторе K с напряжением регистрирующего датчика тока в цепи истока ключа Q . Сигнал, снимаемый с компаратора, и сигнал с датчика нулевого тока отвечают за переключение триггера ключом Q .

В начальный момент времени ток в дросселе равен нулю, а с помощью датчика нулевого тока (ДНТ) происходит установка триггера в

единичное состояние, таким образом, открывая ключ Q . Происходит накопление электрической энергии в дросселе L , тем самым увеличивая линейный рост тока I_L . В тот момент, когда напряжение с датчика тока, которое пропорционально току дросселя L , оказывается равным напряжению U_{ref} , выполняется закрытие ключа Q . Та энергия, которая была запасена в дросселе L , передаётся в нагрузку R_H через открытый диод VD_5 . Далее ток в дросселе начинает спадать, а напряжение, которое снимается со вторичной обмотки дросселя L , используется датчиком нулевого тока (ДНТ) и фиксирует снижения тока дросселя L до нуля. Далее происходит открытие ключа Q и процесс повторяется [69].

На рисунке 1.6 представлена временная диаграмма токов, поясняющая процессы, протекающие при методе граничного управления.

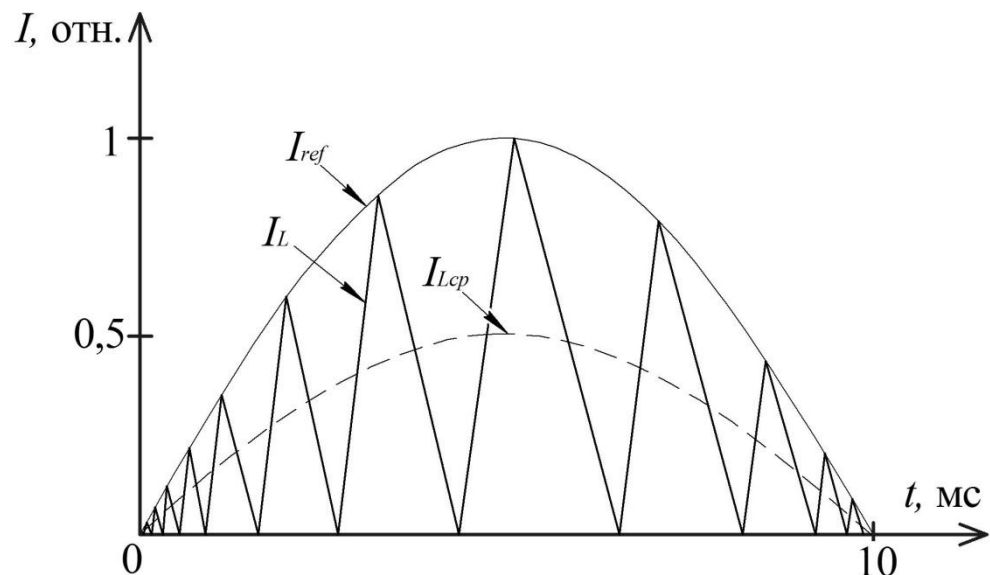


Рисунок 1.6 – Временные диаграммы токов, протекающих в АККМ при методе граничного управления

Представленный метод имеет следующие достоинства:

- 1) достаточно простая схема управления;
- 2) осуществление «мягкого» [70] переключения силового диода VD_5 ;
- 3) небольшие динамические потери, происходящие при открытии ключа Q .

Недостатками же метода граничного управления являются:

1) непостоянство частоты переключения в течение полупериода питающего напряжения, а также зависимость частоты от входного напряжения и нагрузки;

2) большая масса и габариты входного фильтра, необходимого для компенсации бросков тока при возникновении режима разрывных токов.

Метод разрывных токов с использованием ШИМ

Данный метод имеет сходство с методом граничного управления, однако, имеется различие, заключающееся в том, что открытие ключа Q осуществляется не по достижению нулевого тока дросселя L , а по сигналу, получаемому от тактового генератора. При таком режиме в определенное время ток дросселя L будет равен нулю, что и определяет метод разрывных токов [69].

Функциональная схема активного корректора коэффициента мощности, реализующего данный метод, представлена на рисунке 1.7.

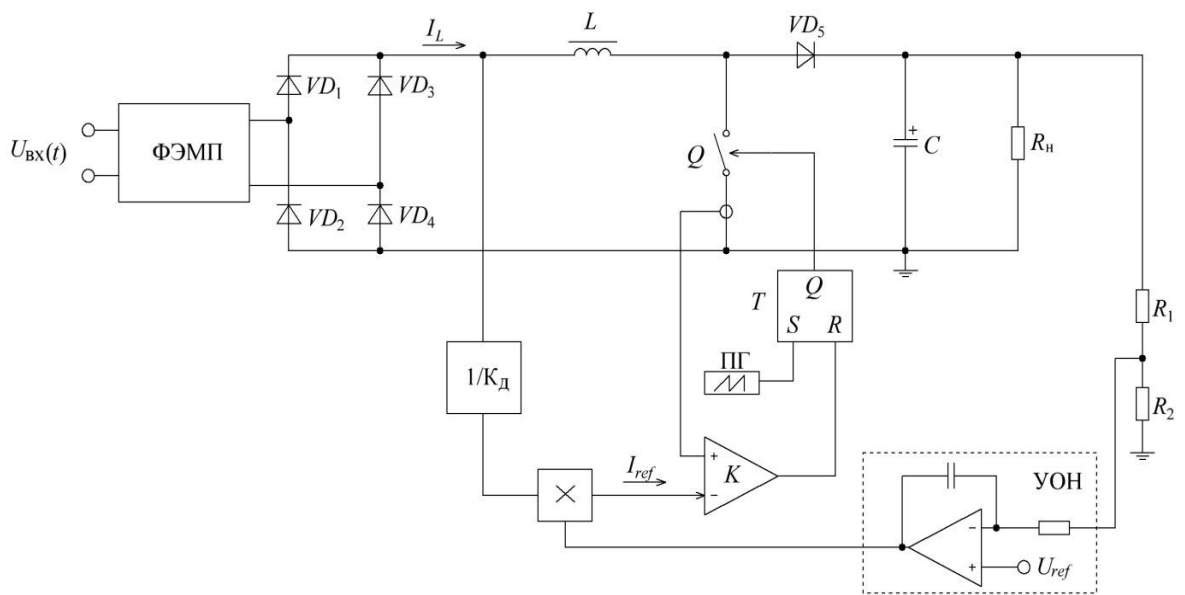


Рисунок 1.7 – Функциональная схема активного ККМ, реализующая метод разрывных токов

На рисунке 1.8 представлена временная диаграмма токов, поясняющая процессы, протекающие при методе разрывных токов

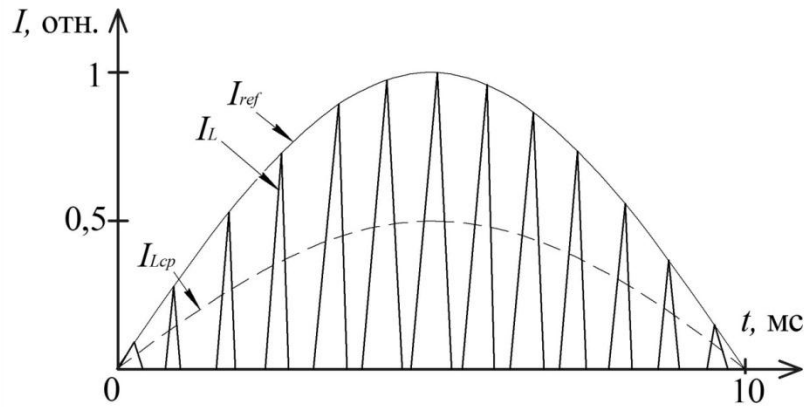


Рисунок 1.8 – Временные диаграммы токов, протекающих в АККМ при методе разрывных токов

Достоинства метода:

- 1) постоянство частоты переключения ключа Q;
- 2) достаточно простая схема, выполняющая ШИМ-управление;
- 3) осуществление «мягкого» переключения силового диода VD_5 .

Недостатки метода:

- 1) большие выбросы тока, связанные с режимом разрывных токов;
- 2) большая масса и крупные габариты фильтра электромагнитных помех.

Метод управления по пиковому значению тока

Данный метод реализует функциональная схема активного ККМ, представленная на рисунке 1.9.

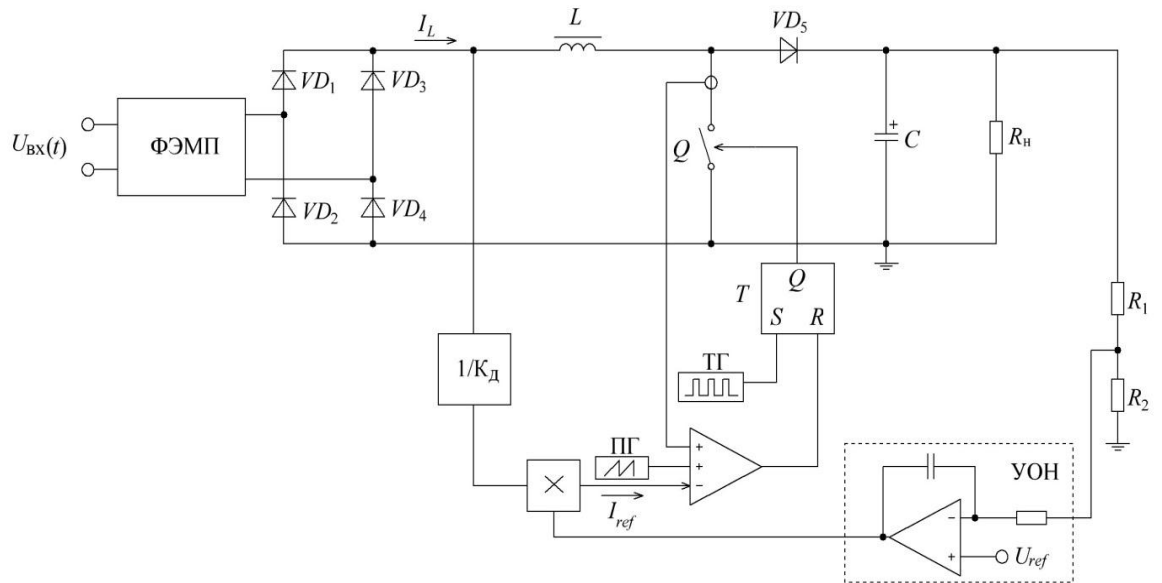


Рисунок 1.9 – Функциональная схема активного ККМ, работающая по методу пикового управления

В данном случае в схеме, представленной на рисунке 1.9, открывание ключа Q выполняется по сигналу, полученному от ТГ. Закрывание ключа происходит благодаря сигналу, полученному от перемножения мгновенного значения входного эталонного напряжения, детектируемого с выпрямителя VD_1 - VD_4 , и напряжения УОН. Данный сигнал проходит сравнение в компараторе K с суммой сигналов, поступающих с источника пилообразного напряжения (ПГ) и датчика тока. Источник пилообразного напряжения имеет ту же частоту, что и у тактового генератора [69].

На рисунке 1.10 представлена временная диаграмма токов, поясняющая процессы, протекающие при реализации метода управления по пиковому значению тока.

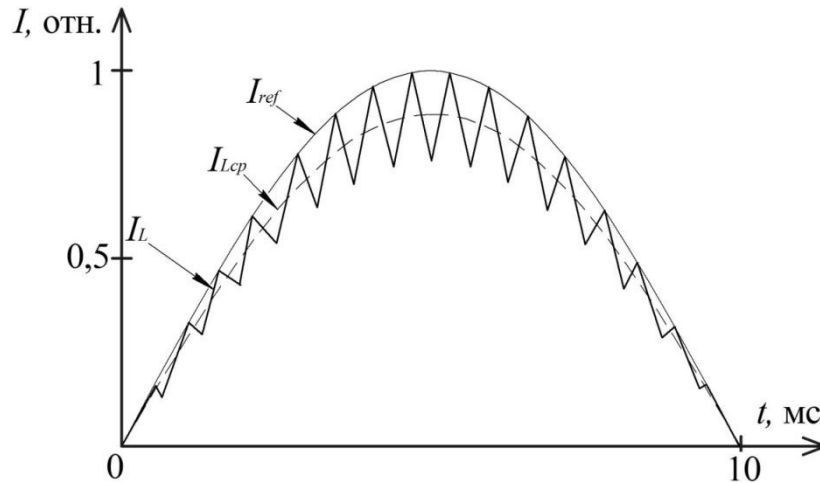


Рисунок 1.10 – Временные диаграммы токов, протекающих в АККМ при пиковом управлении

Метод управления по пиковому значению тока имеет следующие достоинства:

- 1) постоянство частоты переключения ключа Q ;
- 2) относительно небольшие выбросы тока и, соответственно, относительно малые габариты входного фильтра;
- 3) необходимость в применении только одного датчика тока, задачей которого является ограничение пикового значения тока дросселя L .

Недостатками являются:

- 1) искаженная форма входного тока, которая возрастает при увеличении входного напряжения и уменьшении нагрузки;
- 2) повышенная чувствительность к помехам, которые возникают при коммутации силового ключа Q ;
- 3) достаточно жесткий режим закрывания диода VD_5 , что приводит к повышенным динамическим потерям и, соответственно, к повышенному уровню высокочастотных помех.

Метод управления по среднему значению тока

Схема, приведенная на рисунке 1.11, реализует метод управления АККМ по среднему значению тока.

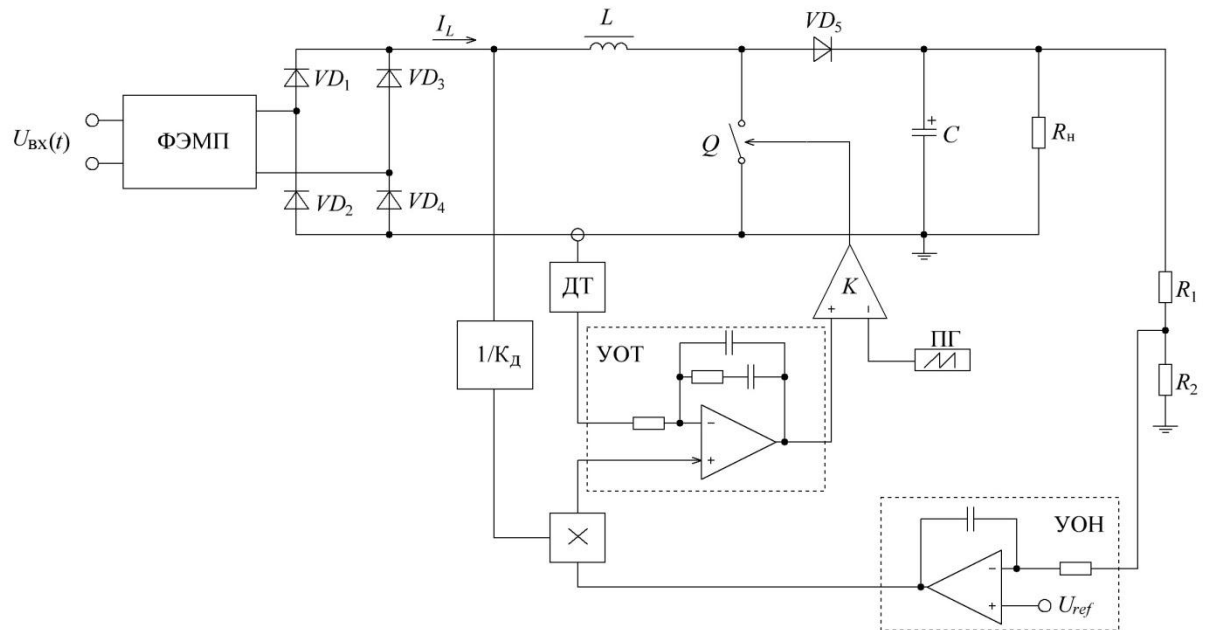


Рисунок 1.11 – Функциональная схема активного ККМ, осуществляющая управление среднему значению тока

В усилителе ошибки по току (УОТ) формируется сигнал, который сравнивает произведение напряжений УОН и мгновенных значений эталонного напряжения U_{ref} с сигналом, поступающего с датчика тока.

Управляющий сигнал подается на ШИМ-модулятор K , являющийся компаратором, который сравнивает данный сигнал с сигналом, поступающего с генератора пилообразного напряжения ПГ [69].

На рисунке 1.12 представлена временная диаграмма токов, поясняющая процессы, протекающие при методе управления по среднему значению тока.

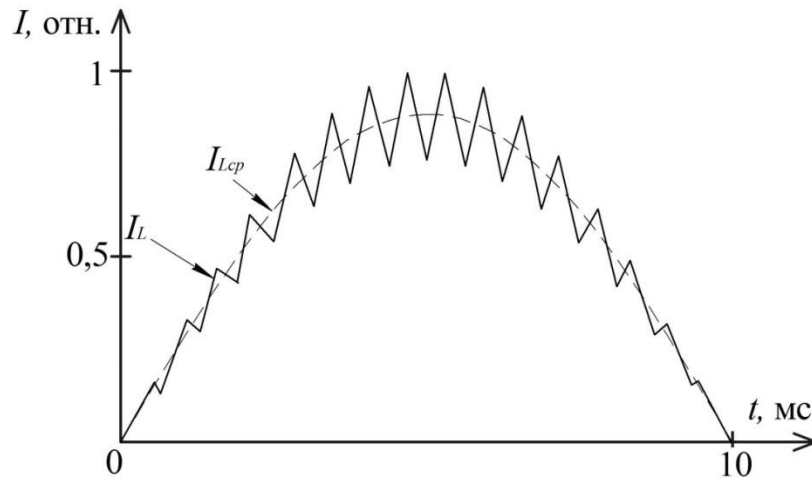


Рисунок 1.12 – Временные диаграммы токов, протекающих в АККМ при методе управления по среднему значению тока

Достоинствами метода управления по среднему значению тока являются:

- 1) постоянство частоты переключения ключа Q;
- 2) отсутствие режима разрывных токов;
- 3) помехоустойчивость при коммутации.

Недостатками являются:

- 1) относительная сложность схемы управления, которая требует наличие инверсного входа и включения датчика тока в цепь дросселя;
- 2) достаточно жесткий режим закрывания диода VD_5 .

Как известно, активные ККМ работают на частотах, измеряемых десятками и сотнями килогерц [71, 72] и создают электромагнитные помехи (ЭМП) в радиочастотном диапазоне. Для уменьшения помех и приведения их значения под требования нормативной документации на входе устройства предусматривается фильтр ЭМП [69]. Его размеры и количество звеньев определяются мощностью подключенной нагрузки и частотой работы цепей преобразования. В любом случае применение активных ККМ приводит к увеличению массогабаритных показателей, что далеко не всегда возможно при конструировании светодиодных ламп типоразмера ламп накаливания с цоколями E27 и E14 [28, 44].

По этим причинам активные ККМ в настоящей работе далее не рассматриваются и исследование направлено на изучение пассивных ККМ.

1.4.3 Пассивные ККМ

Пассивные корректоры коэффициента мощности являются сравнительно простыми схемотехническими решениями и имеют значения коэффициента мощности до 0.95, однако, простота реализации, относительно небольшая стоимость и значения коэффициента мощности, удовлетворяющая требованиям нормативных стандартов [1, 2, 3, 4], имеют существенное влияние на разработку и производство светодиодных ламп типоразмера ламп накаливания [73, 74, 75].

Задачей пассивных ККМ является «растяжение» формы потребляемого тока синфазно входному напряжению сети.

Рассмотрим известные пассивные корректоры коэффициента мощности.

На рисунке 1.13 представлена схема электрическая принципиальная пассивного ККМ с дросселем на входе выпрямителя.

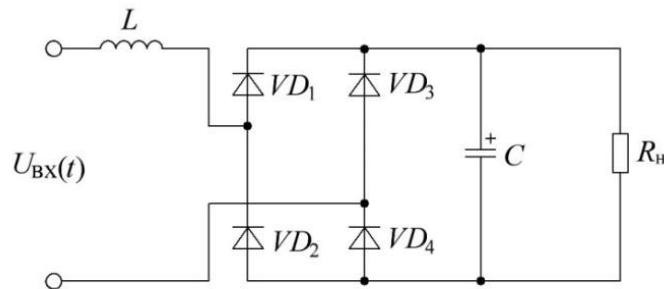


Рисунок 1.13 – Схема электрическая принципиальная пассивного ККМ с входным дросселем

На рисунке 1.14 представлена форма потребляемого тока пассивного ККМ с входным дросселем тока при входном синусоидальном напряжении.

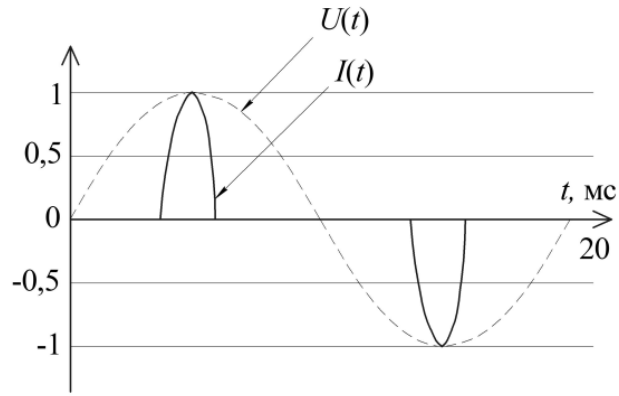


Рисунок 1.14 – Соотношение временных диаграмм напряжения электрической сети (пунктир) и формы потребляемого тока (сплошная линия) пассивного ККМ с входным дросселем

Форма потребляемого тока представляет собой узкий импульс. Начало импульса определяется моментом превышения мгновенного значения модуля входного переменного напряжения $U_{вх}(t)$ остаточного потенциала на конденсаторе C . Момент окончания импульса соответствует максимальному мгновенному напряжению на нагрузке R_n . Включение катушки индуктивности L совместно с конденсатором C сдвигает момент окончания импульса в сторону больших времен [67].

В результате ток, потребляемый от сети, занимает большую часть периода напряжения промышленной частоты, а значение коэффициента мощности достигает 0,45.

На рисунке 1.15 представлена схема электрическая принципиальная пассивного ККМ с конденсатором на входе выпрямителя.

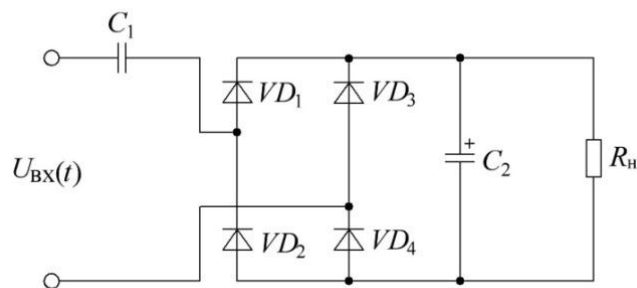


Рисунок 1.15 – Схема электрическая принципиальная пассивного ККМ с входным конденсатором

На рисунке 1.16 представлена форма потребляемого пассивного ККМ с конденсатором на входе выпрямителя при входном синусоидальном напряжении.

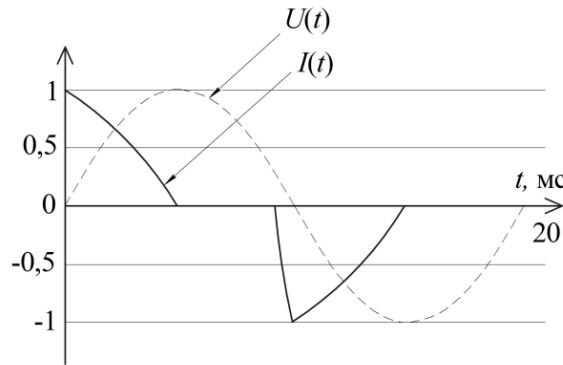


Рисунок 1.16 – Соотношение временных диаграмм напряжения электрической сети (пунктир) и формы потребляемого тока (сплошная линия) пассивного ККМ с входным конденсатором

Форма тока, изображенная на рисунке 1.16, имеет широкий импульс, сдвинутый относительно кривой напряжения. Подобная форма, обусловленная последовательным включением конденсатора C_1 емкостью 1-3 мкФ. Коэффициент мощности при использовании данной схемы достигает значения 0,6 [67].

На рисунке 1.17 представлена схема электрическая принципиальная пассивного ККМ с входным LC фильтром на входе выпрямителя.

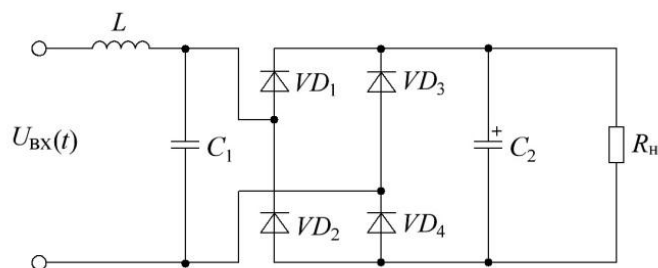


Рисунок 1.17 – Схема электрическая принципиальная пассивного ККМ с входным LC фильтром

На рисунке 1.18 представлена форма потребляемого тока пассивного ККМ с входным LC фильтром при входном синусоидальном напряжении.

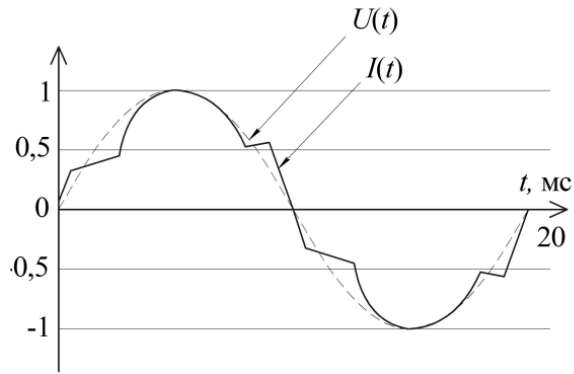


Рисунок 1.18 – Соотношение временных диаграмм напряжения электрической сети (пунктир) и формы потребляемого тока (сплошная линия) пассивного ККМ с входным LC фильтром

Коэффициент мощности при использовании данной схемы достигает значения 0,65 [67].

Широко используемым пассивным ККМ является схема Valley Filler [76, 77, 78], которая расширяет импульсы тока, приближая, таким образом, их форму к синусоидальной, и, следовательно, сокращает количество гармоник тока и увеличивает коэффициент мощности. Схема такого устройства и форма потребляемого тока изображены на рисунке 1.19. С этой схемой удастся достичь значения коэффициента мощности 0,7-0,9. Существенным недостатком этого устройства является пульсация выходного напряжения с удвоенной частотой питающей сети с отношением максимального и минимального напряжений в нагрузке, равным двум [76].

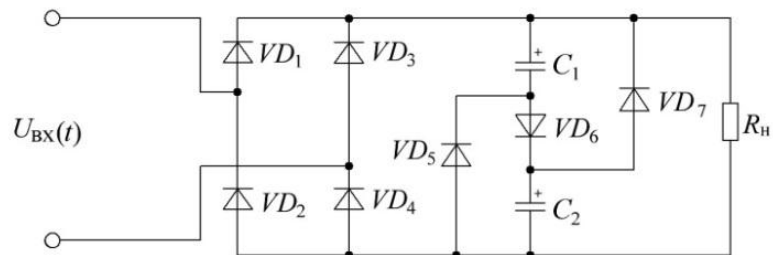


Рисунок 1.19 – Схема электрическая принципиальная пассивного ККМ Valley Filler

На рисунке 1.20 представлена форма потребляемого тока пассивного ККМ Valley Filler при входном синусоидальном напряжении.

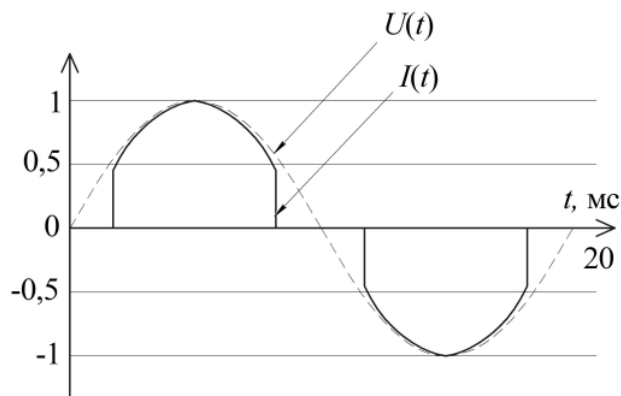


Рисунок 1.20 – Соотношение временных диаграмм напряжения электрической сети (пунктир) и формы потребляемого тока (сплошная линия) пассивного ККМ Valley Filler

Таким образом, большинство известных технических решений пассивных ККМ характеризуются недостаточно высокими значениями коэффициента мощности [66, 68, 75].

В связи с этим необходима разработка новых технических решений преобразователей переменного напряжения в постоянное с увеличенным значением коэффициента мощности [79].

1.5 Преобразователи с коммутацией светодиодов

В работах [80, 81] авторами предлагается линейный преобразователь для светодиодного освещения с многоуровневой шунтирующей схемой.

Предложенная схема приведена на рисунке 1.21.

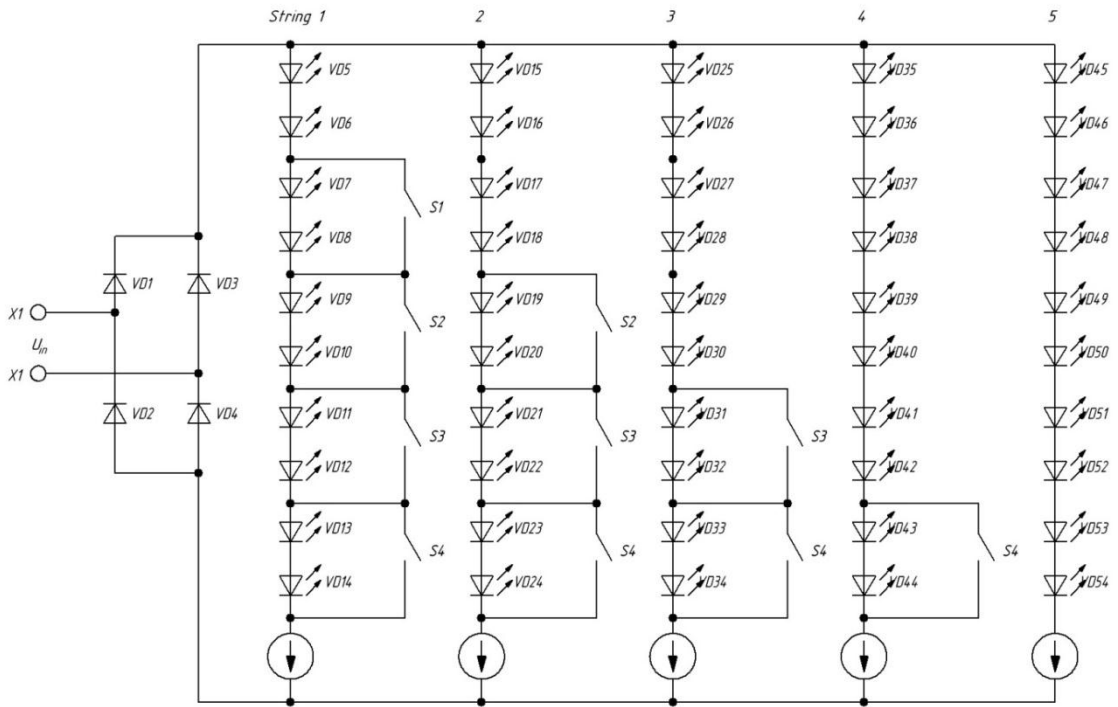


Рисунок 1.21 – Эквивалентная принципиальная схема светодиодного линейного преобразователя с многоуровневой шунтирующей схемой

В качестве ключей, изображенных на рисунке 1.21 ($S_1 \sim S_4$), используются токовые шунтирующие схемы, состоящие из полевого МОП транзистора, двунаправленного стабилитрона, диода и одного резистора (пунктирная линия на рисунке 1.22).

На рисунке 1.22 представлена принципиальная схема первой строки решения, изображенного на рисунке 1.21.

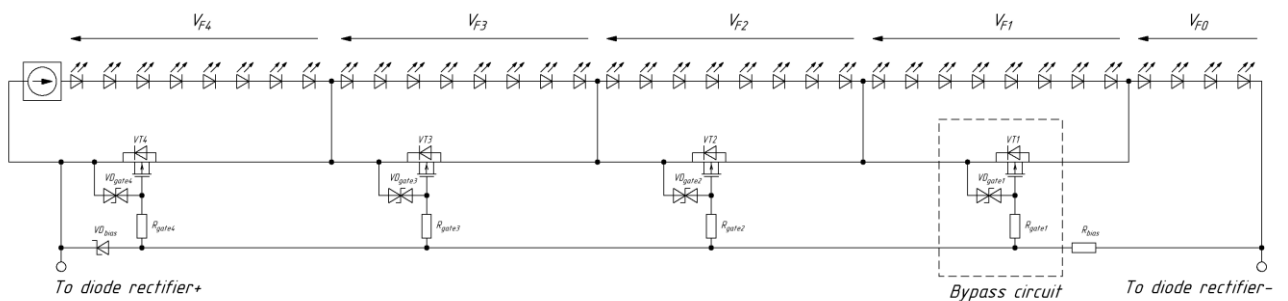


Рисунок 1.22 – Принципиальная схема первой строки линейного преобразователя с шунтирующей схемой

Токовые шунтирующие переключатели $S_1 \sim S_4$ подключены параллельно цепочке светодиодов. Количество требуемых переключателей отличается в каждой из цепей, так как это зависит от напряжения и тока светодиодной строки.

Выпрямленное входное напряжение подается на светодиодные цепочки через диодный мост $VD_1\text{--}VD_4$ (рисунок 1.21). Напряжение выключенного состояния переключателей ограничивается прямым напряжением параллельно подключенных светодиодов.

В случае, когда входное напряжение $U_{\text{вх}}(t)$ увеличивается от нулевого значения, все переключатели включены. Затем переключатели $S_1\text{--}S_4$, соответственно, выключаются, так как подвергаются воздействию входного напряжения [80].

В результате потребляемый ток увеличивается пропорционально входному напряжению (рисунок 1.23).

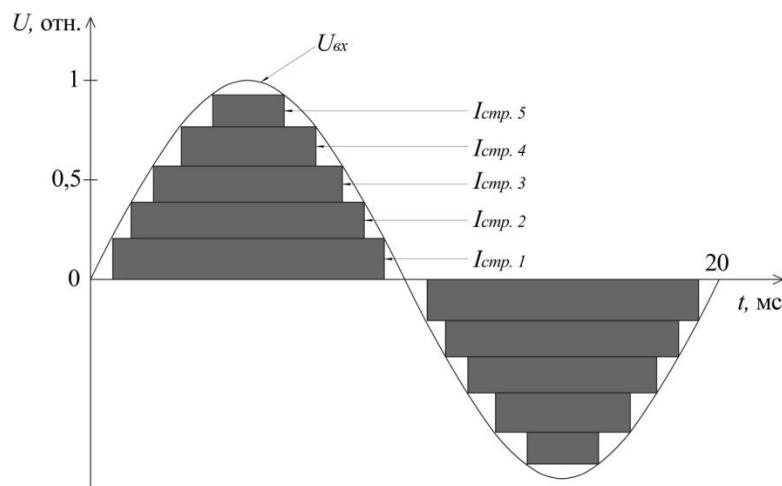


Рисунок 1.23 – Форма потребляемого тока и входного напряжения линейного преобразователя с использованием многоуровневой шунтирующей схемы

Линейный преобразователь с многоуровневой шунтирующей схемой обеспечивает высокий коэффициент мощности, значение которого достигает 0,95.

Световой поток изменяется пропорционально току и, следовательно, согласно рисунку 1.23, коэффициент пульсаций (КП) достигает 100 %, что недопустимо при разработке источников света для целей освещения [82, 83].

Вместе с тем способ коммутации светоизлучающих диодов синхронно с мгновенным значением напряжения электрической сети является перспективным и следует его усовершенствовать, обеспечив меньшее значение пульсации светового потока.

1.6 Цель и задачи исследований

Целью работы является исследование и разработка полупроводниковых преобразователей переменного напряжения в постоянное с повышенным коэффициентом мощности для светодиодных источников света.

Достижение цели определяется решением следующих задач:

1. Разработка математической модели преобразователя переменного напряжения в постоянное для светодиодных источников света с пассивным ККМ.
2. Разработка новых схемотехнических решений преобразователей напряжения с увеличенным значением коэффициента мощности.
3. Разработка нового способа управления единичными светоизлучающими диодами в светодиодном источнике света для увеличения значения коэффициента мощности.

ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ

В данной главе представлена математическая модель полупроводникового преобразователя переменного напряжения в постоянное. Представлено применение её при анализе преобразователя напряжения с фильтрующим конденсатором и преобразователя с диодно-емкостным корректором коэффициента мощности.

2.1 Исходные положения

Математическая модель рассматриваемой цепи строится в следующей последовательности:

2.1.1 Процессы, протекающие в цепи в установившемся режиме, разделяются на повторяющиеся группы временных интервалов, границы которых определяются изменением состояния диодов (с открытого до закрытого и наоборот).

2.1.2 Для каждого из интервалов составляется эквивалентная схема замещения, описывающая работу всего устройства для конкретного интервала. На этом конкретном интервале данная схема замещения анализируется методами линейных электрических цепей: операторным методом и классическим методом анализа переходных процессов.

2.1.3 В итоге, определяются формы потребляемого тока, напряжения на нагрузке, позволяющие рассчитать численное значение коэффициента мощности, пульсаций выходного напряжения и др.

2.2 Упрощения, ограничения и допущения

Математическая модель [84, 85] разработана с учетом следующих упрощений, ограничений и допущений.

2.2.1 Не учитываются процессы рассасывания объемного заряда неосновных носителей в области базы и разряда барьерной емкости

выпрямительных диодов. Это объясняется тем, что процесс рассасывания объемного заряда длится доли микросекунд, что имеет крайне низкое влияние на точность математической модели в целом. Однако при разработке математических моделей ККМ, работающих на частотах выше 1 кГц этот показатель имеет значительное влияние и обязан быть учтённым [86, 87].

2.2.2 Значения сопротивлений диодов при протекании прямого тока приняты неизменными.

Нелинейная вольт-амперная характеристика (ВАХ) выпрямительного диода полученная на основе измерений партии диодов 1N4007 в количестве 8 штук, приведена на рисунке 2.1.

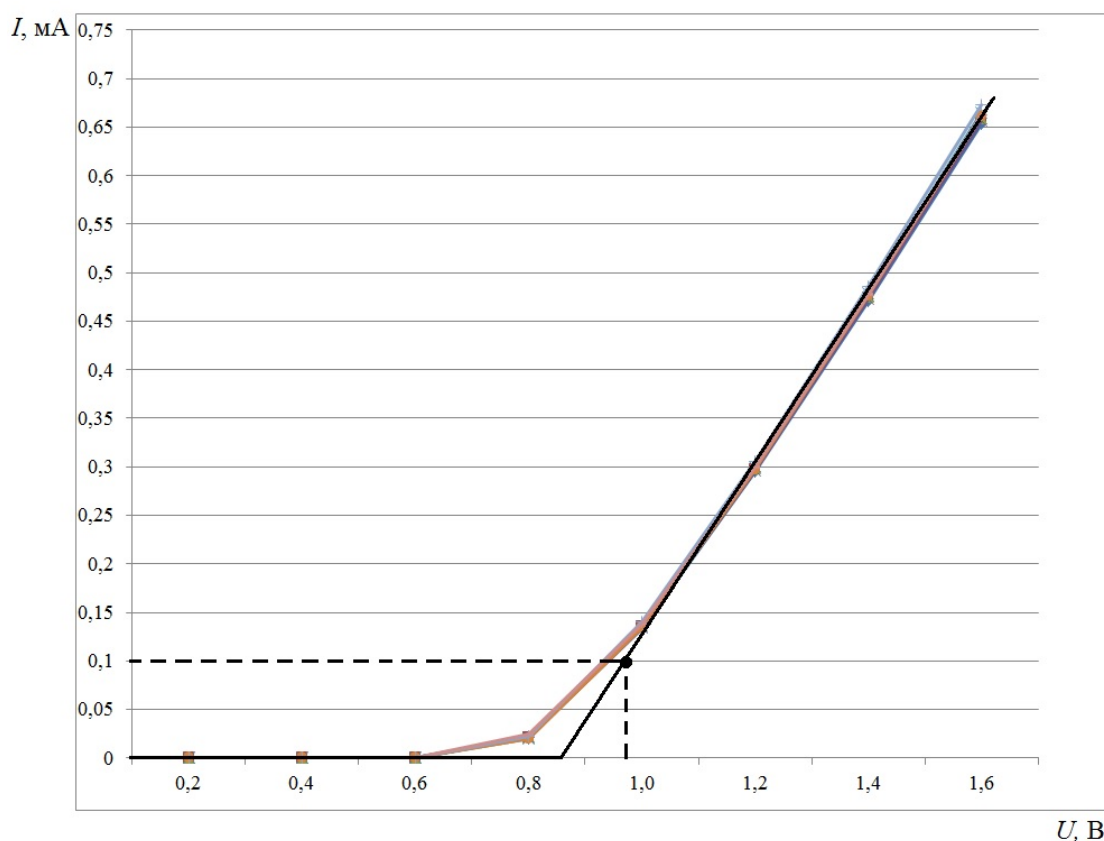


Рисунок 2.1 – Вольт-амперная характеристика выпрямительного диода 1N4007

Кусочно-линейное представление нелинейной ВАХ осуществляется двумя отрезками: первым отрезком с нулевым значением тока в диапазоне рабочих напряжений от 0 до 0,85 В и вторым наклонным отрезком, характеризующим дифференциальное сопротивление диода $R_{д \text{ дифф}}$:

$$R_{\text{дифф}} = \frac{dU}{dI} = \frac{0,97-0,85}{0,1} = 1,2 \approx 1 \text{ (Ом)}.$$

2.2.3 Контактная разность потенциалов диодов и неуправляемых тиристоров принято равной нулю.

Продемонстрируем применение предложенной математической модели для широко используемой схемы выпрямителя напряжения с фильтрующим конденсатором и для схемы с диодно-емкостным ККМ.

2.3 Анализ преобразователя напряжения с фильтрующим конденсатором

Схема состоит из ограничительного резистора R , диодного выпрямительного моста VD_1-VD_4 , сглаживающего конденсатора C и нагрузки R_n . Под нагрузкой понимаются различные варианты схемотехнических решений: последовательно включенных светодиодов, преобразователи тока и напряжения, импульсные прямоходовые, обратногоходовые и др.

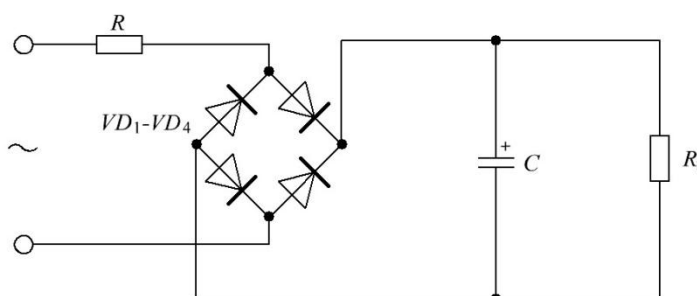


Рисунок 2.2 – Преобразователь переменного напряжения с фильтрующим конденсатором

Схема работает следующим образом.

На диодный мост VD_1-VD_4 через ограничительный резистор R подаётся входное переменное напряжение. С диодного моста выпрямленное пульсирующее напряжение поступает на конденсатор C , где происходит сглаживание напряжения. С конденсатора C сглаженное напряжение питает нагрузку. Значение сопротивления питающей сети принято равным нулю.

Потребление тока происходит короткими импульсами синхронно по времени с максимальным значением напряжения питающей сети. Энергия импульса тока тратится на питание нагрузки и восстановление заряда конденсатора C , израсходованного на питание нагрузки за оставшуюся часть периода, когда нет тока потребления от сети.

На диоды VD_1 - VD_4 подается переменное входное напряжение:

$$U_{\text{вх}}(t) = U_m \cdot \sin(\omega t), \quad (2.1)$$

где U_m – амплитудное значение входного напряжения;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота питающей сети.

Для последующего расчета принято амплитудное значение напряжения U_m , равное 311 В, значение частоты питающего напряжения $f = 50$ Гц.

Процессы, протекающие в цепи можно разделить на повторяющиеся группы из двух временных интервалов [88]. Привязка границ интервалов к форме напряжения на нагрузке в установившемся режиме функционирования иллюстрируется на рисунке 2.3: первый – от t_1 до t_2 , второй – от t_2 до $t_1+T/2$, где $T = 1/f$ – период переменного напряжения питающей электрической сети.

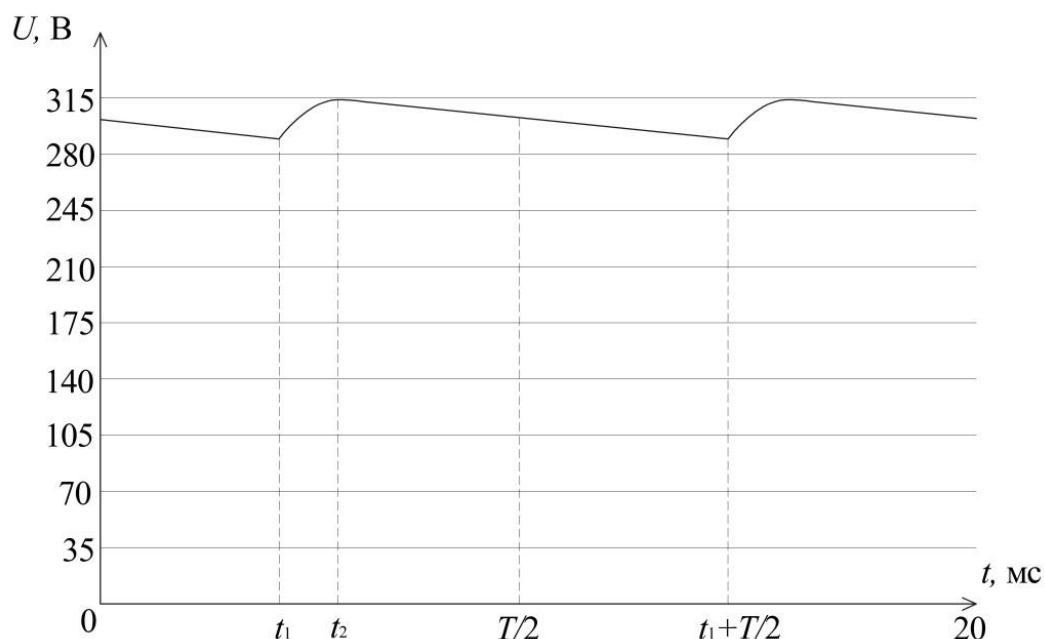


Рисунок 2.3 – Форма напряжения на нагрузке преобразователя переменного напряжения с фильтрующим конденсатором

Начинается первый интервал с момента превышения мгновенного значения модуля входного переменного напряжения остаточного потенциала на конденсаторе C , а заканчивается достижением максимального мгновенного значения напряжения на нагрузке. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с конденсатором для первого интервала, приведена на рисунке 2.4.

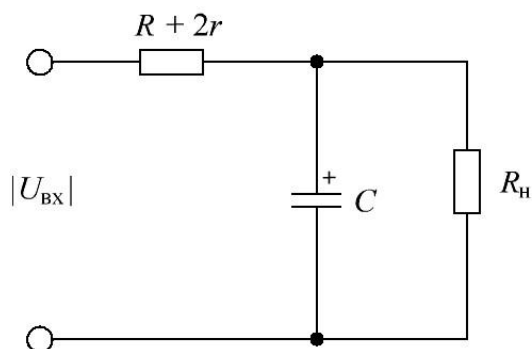


Рисунок 2.4 – Эквивалентная схема цепи для первого интервала от t_1 до t_2 преобразователя переменного напряжения с фильтрующим конденсатором

Одновременно протекают два процесса:

- 1) ток питающей сети протекает через нагрузку, при этом форма протекающего тока повторяет форму напряжения;
- 2) ток протекает через конденсатор C , заряжая его.

Таким образом, модуль значения тока, потребляемого от электрической сети на первом интервале $|i_1(t)|$, равен сумме токов, протекающих через нагрузку i_H и конденсатор i_C

$$|i_1(t)| = i_H(t) + i_C(t). \quad (2.2)$$

Мгновенное значение напряжения на нагрузке $U_H(t)$ определяется модулем мгновенного значения входного напряжения:

$$U_H(t) = U_{m1} \cdot |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_1, \dots, t_2. \quad (2.3)$$

Численные значения амплитуды U_{m1} , фазы φ_1 и тока, протекающего через нагрузку, находятся операторным методом анализа и рассчитываются по формулам:

$$i_H(t) = \frac{U_{m1}}{R_H} \cdot |\sin(\omega t + \varphi_1)|, t = t_1, \dots, t_2, \quad (2.4)$$

$$U_{m1} = U_m |W_1(p)|, \quad (2.5)$$

где W_1 – передаточная функция от входных зажимов к нагрузке
Численное значение фазы φ_1 определяется по формуле:

$$\varphi_1 = \text{Arg}(W_1(p)), \quad (2.6)$$

Значение передаточной функции W_1 определяется по формуле:

$$W_1(p) = \frac{Y}{Y+R+2r}, \quad (2.7)$$

где Y – эквивалентное комплексное сопротивление параллельно
включенных сопротивления нагрузки и конденсатора C .

Значение Y определяется по формулам:

$$Y = \frac{R_H \cdot Z}{R_H + Z}, \quad (2.8)$$

$$Z = \frac{1}{p \cdot C}. \quad (2.9)$$

Напряжение на конденсаторе находится как:

$$U_C(t) = U_{m1} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1), t = t_1, \dots, t_2. \quad (2.10)$$

Временная зависимость тока через конденсатор C определяется
выражением:

$$i_C(t) = C \frac{dU_C(t)}{dt}, t = t_1, \dots, t_2. \quad (2.11)$$

После выполнения вычислений по формулам (2.4)-(2.11) и подстановки
 $i_C(t)$ в (2.2) определяется значение потребляемого тока на первом интервале.

На втором интервале от t_2 до $t_1+T/2$ конденсатор C разряжается через
нагрузку R_H . Потребляемый от сети ток на данном интервале времени отсутствует.
Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с
конденсатором для второго интервала, приведена на рисунке 2.5.

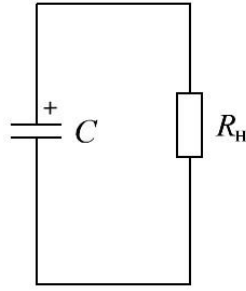


Рисунок 2.5 – Эквивалентная схема цепи для второго интервала от t_2 до $t_1 + T/2$ преобразователя переменного напряжения с фильтрующим конденсатором

Напряжение на конденсаторе C экспоненциально уменьшается относительно начального значения в момент времени t_2 :

$$U_H(t) = U_C(t_2)e^{-t/\tau_1}, \quad t = t_2, \dots, t_1 + T/2, \quad (2.12)$$

$$\tau_1 = CR_H.$$

Момент времени t_1 находится при решении трансцендентного уравнения:

$$\sin(\omega t_1 + \varphi_1) = e^{-\frac{t_1}{\tau_1}} \cdot \sin(\omega t_2 + \varphi_1). \quad (2.13)$$

Численное значение t_2 с учетом (2.6) определяется по формуле:

$$t_2 = \frac{T}{4} + \frac{T}{2\pi} \cdot \varphi_1. \quad (2.14)$$

Зная численные значения моментов времени t_1 и t_2 можно построить форму напряжения на нагрузке (рисунок 2.3) и форму потребляемого тока (рисунок 2.6).

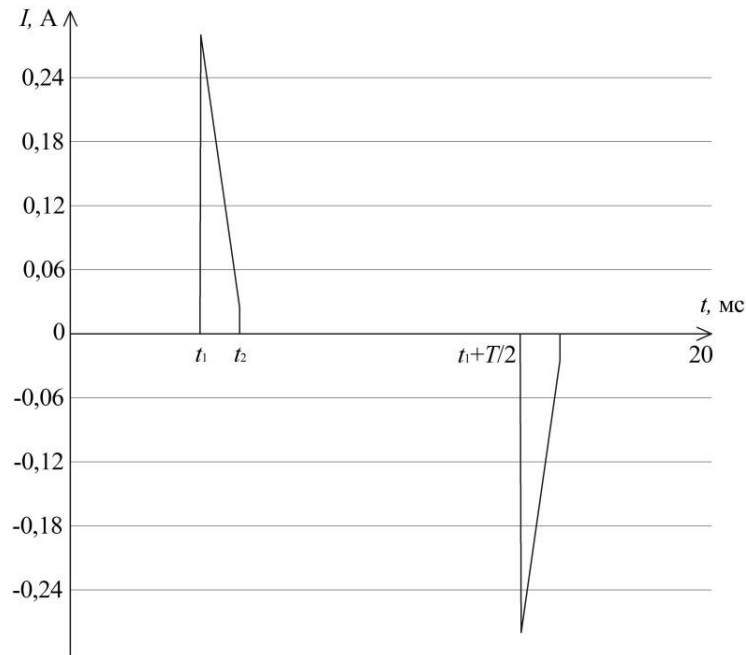


Рисунок 2.6 – Форма потребляемого тока на нагрузке преобразователя переменного напряжения с фильтрующим конденсатором

Для анализа гармонического состава тока необходимо функцию, описывающую форму потребляемого тока (рисунок 2.6), разложить в ряд Фурье, согласно формуле:

$$I(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \sin(k\omega t), \quad (2.15)$$

где a_k, b_k – коэффициенты разложения в ряд Фурье.

Коэффициент мощности K_p находится согласно формуле:

$$K_p = \frac{P}{S}, \quad (2.16)$$

где P – активная потребляемая мощность;

S – полная потребляемая мощность.

Значения активной и полной потребляемой мощности определяются соотношениями:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{вх}}(t) \cdot (a_1 \cdot \cos(\omega t) + b_1 \cdot \sin(\omega t)), \quad (2.17)$$

$$S = U_m \cdot \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{1}{T} \int_0^T a_k \cdot \cos(k\omega t) + b_k \cdot \sin(k\omega t) \right]^2}. \quad (2.18)$$

Проводя вычисления по формулам (2.2)-(2.18) для значений элементов схемы $R = 47 \text{ Ом}$, $C = 4,7 \text{ мкФ}$, $R_n = 24 \text{ кОм}$, что соответствует мощности нагрузки 4 Вт , $r = 1 \text{ Ом}$, получено значение коэффициента мощности, равное $0,46$.

Таким образом, предложенный в подразделе 2.1 алгоритм, позволяет рассчитать форму потребляемого тока, форму напряжения на нагрузке и значение коэффициента мощности преобразователя напряжения с фильтрующим конденсатором.

2.4 Анализ преобразователя с диодно-емкостным ККМ

Схема преобразователя с диодно-емкостным ККМ приведена на рисунке 2.7.

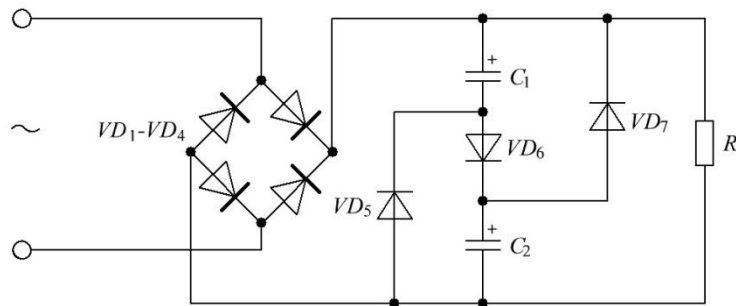


Рисунок 2.7 – Схема преобразователя с диодно-емкостным ККМ

Устройство содержит двухполупериодный выпрямитель на диодах VD_1-VD_4 , два сглаживающих конденсатора C_1 и C_2 и диоды VD_5-VD_7 . Диоды VD_1-VD_7 приняты одинаковыми с внутренним сопротивлением r [84].

На диоды VD_1-VD_4 подается переменное входное напряжение (2.1).

Для последующего расчета приняты амплитудное значение напряжения U_m , равное 311 В , значение частоты питающего напряжения $f = 50 \text{ Гц}$ [85]. Значение сопротивления питающей сети принято равным нулю.

Процессы, протекающие в цепи (рисунок 2.7) можно разделить на повторяющиеся группы из четырех временных интервалов. Привязка границ интервалов к форме напряжения на нагрузке в установившемся режиме

функционирования выпрямителя с ККМ иллюстрируется на рисунке 2.8: первый – от t_1 до t_2 , второй – от t_2 до t_3 и третий – от t_3 до t_4 , четвертый от t_4 до $t_1+T/2$ [88].

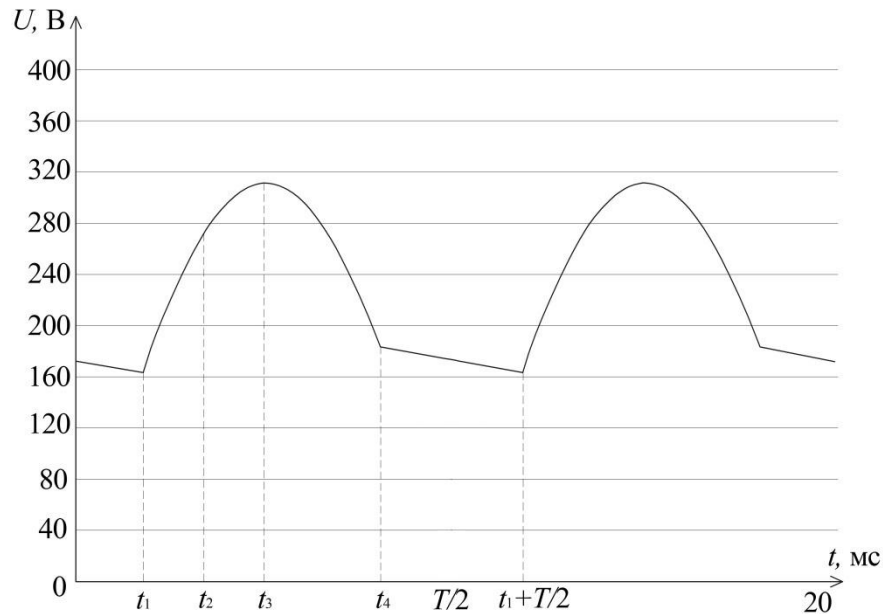


Рисунок 2.8 – Форма напряжения на нагрузке в преобразователя с диодно-емкостным ККМ

На первом интервале от t_1 до t_2 (рисунок 2.8) диоды VD_5 , VD_6 и VD_7 закрыты. Начинается первый интервал с момента превышения мгновенного значения модуля входного переменного напряжения остаточного потенциала на конденсаторах C_1 и C_2 , а заканчивается – моментом превышения мгновенного значения модуля входного напряжения суммы остаточных напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 . Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для первого интервала, приведена на рисунке 2.9.

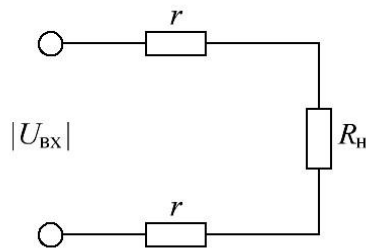


Рисунок 2.9 – Эквивалентная схема цепи для первого интервала от t_1 до t_2 преобразователя с диодно-емкостным ККМ

Ток, потребляемый от электрической сети на первом интервале $i_1(t)$, определяется током, протекающим через нагрузку i_H . Конденсаторы C_1 и C_2 имеют остаточное напряжение, значения которых на первом интервале не изменяются.

Ток, протекающий через нагрузку, находится операторным методом анализа и рассчитывается по формулам:

$$i_H(t) = \frac{U_{m1}}{R_H} \cdot |\sin(\omega t)|, t = t_1, \dots, t_2, \quad (2.19)$$

$$U_{m1} = U_m K_1, \quad (2.20)$$

где K_1 – коэффициент передачи эквивалентной цепи :

$$K_1 = \frac{R_H}{R_H + 2r}. \quad (2.21)$$

На втором интервале от t_2 до t_3 диоды VD_5 и VD_7 закрыты, конденсаторы C_1 и C_2 включены последовательно через прямосмещенный диод VD_6 и заряжаются каждый до половины мгновенного значения входного напряжения. Момент времени t_2 находится графическим методом, а момент времени t_3 соответствует максимальному значению мгновенного напряжения на нагрузке [4]. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для второго интервала приведена на рисунке 2.10. Эквивалентная емкость $C_{\text{посл}}$ последовательно включенных конденсаторов C_1 и C_2 определяется соотношением:

$$C_{\text{посл}} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \quad (2.22)$$

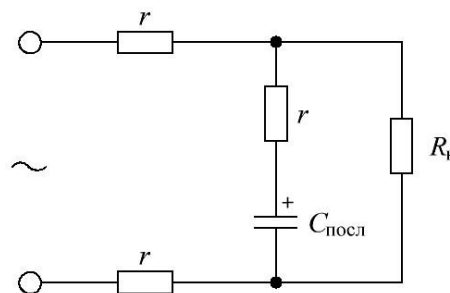


Рисунок 2.10 – Эквивалентная схема цепи для второго интервала от t_2 до t_3 преобразователя с диодно-емкостным ККМ

Одновременно протекают два процесса:

1) ток питающей сети протекает через нагрузку, при этом форма протекающего тока повторяет форму напряжения;

2) ток протекает через конденсатор $C_{\text{посл}}$, заряжая его.

Таким образом, модуль значения тока, потребляемого от электрической сети на втором интервале $|i_2(t)|$, равен сумме токов, протекающих через нагрузку i_H и эквивалентную емкость $C_{\text{посл}}$ последовательно включенных конденсаторов $i_{C_{\text{посл}}}$:

$$|i_2(t)| = i_H(t) + i_{C_{\text{посл}}}(t). \quad (2.23)$$

Мгновенное значение напряжения на нагрузке $U_H(t)$ определяется модулем мгновенного значения входного напряжения:

$$U_H(t) = U_{m2} \cdot |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_2, \dots, t_3. \quad (2.24)$$

Численные значения амплитуды U_{m2} , фазы φ_1 и тока, протекающего через нагрузку, находятся операторным методом анализа и рассчитываются по формулам:

$$i_H(t) = \frac{U_{m2}}{R_H} \cdot |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_2, \dots, t_3, \quad (2.25)$$

$$U_{m2} = U_m |W_2(p)|, \quad (2.26)$$

$$\varphi_1 = \text{Arg}(W_2(p)), \quad (2.27)$$

$$W_2(p) = \frac{Y}{Y + 2r}, \quad (2.28)$$

$$Y = \frac{R_H \cdot Z}{R_H + Z}, \quad (2.29)$$

$$Z = r + \frac{1}{p \cdot C_{\text{посл}}}. \quad (2.30)$$

В момент времени, непосредственно предшествующий t_2 конденсаторы C_1 и C_2 имеют остаточный заряд, поэтому изменение напряжения на них на втором интервале определяется классическим методом анализа переходных процессов [49] в виде суммы установившейся $U_{C_{\text{посл}Y}}$ и свободной $U_{C_{\text{посл}CB}}$ составляющих:

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = U_{C_{\text{посл}Y}}(t) + U_{C_{\text{посл}CB}}(t). \quad (2.31)$$

Установившееся напряжение на конденсаторе равно:

$$U_{C_{\text{посл}Y}}(t) = U_{m2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_1)^2}} \cdot \left| \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}) \right|, \quad (2.32)$$

где $\varphi_2 = -\arctg(\omega\tau_1)$ – угол сдвига фаз между установившимся током в цепи и приложенным синусоидальным напряжением;

$\tau_1 = rC_{\text{посл}}$ – постоянная времени.

Свободная составляющая напряжения на конденсаторе определяется по формуле:

$$U_{C_{\text{посл СВ}}}(t) = A_1 e^{-t/\tau_2}, \quad (2.33)$$

где A_1 – постоянная интегрирования;

$\tau_2 = C_{\text{посл}} \cdot \left(r + \frac{2r \cdot R_H}{2r + R_H} \right)$. – постоянная времени.

Подставляя (2.32) и (2.33) в (2.31) получим формулу для расчета переходного напряжения на конденсаторе:

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = \frac{U_{m2}}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}} \sin\left(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) + A_1 e^{-\frac{t}{\tau_2}}. \quad (2.34)$$

Полагая, что значение напряжения на конденсаторе перед началом переходного процесса равно напряжению в начале переходного процесса $U_{C_{\text{посл}}}(-t_2) = U_{C_{\text{посл}}}(t_2)$, значение постоянной интегрирования определим по формуле:

$$A_1 = U_{C_{\text{посл}}}(t_2) - \frac{U_{m2}}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin\left(\omega t_2 + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.35)$$

Временную зависимость напряжения на конденсаторе $C_{\text{посл}}$ на втором интервале можно записать в виде:

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = \frac{U_{m2}}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) + \left(U_{C_{\text{посл}}}(t_2) - \frac{U_{m2}}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin\left(\omega t_2 + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}, t = t_2, \dots, t_3. \quad (2.36)$$

Временная зависимость тока через последовательно включенные конденсаторы C_1 и C_2 определяется выражением:

$$i_{C_{\text{посл}}}(t) = C_{\text{посл}} \frac{dU_{C_{\text{посл}}}(t)}{dt}, \quad t = t_2, \dots, t_3. \quad (2.37)$$

После выполнения вычислений по формулам (2.24)-(2.37) и подстановки $i_{C_{\text{посл}}}$ в (2.23) определяется значение потребляемого тока на втором интервале.

На третьем интервале от t_3 до t_4 (рисунок 2.8) диоды VD_5 , VD_6 и VD_7 закрыты. Момент времени t_4 определяется равенством мгновенного значения модуля входного напряжения и потенциалов конденсаторов C_1 и C_2 , накопленных к моменту времени t_3 . В этот промежуток времени нагрузка находится под действием входного напряжения. Процессы, протекающие в исследуемом устройстве аналогичны первому интервалу. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для третьего интервала, аналогична приведенной на рисунке 2.9, а потребляемое значение тока рассчитывается по формулам (2.19)-(2.21) для $t = t_3, \dots, t_4$.

На четвертом интервале от t_4 до $t_1 + T/2$ диод VD_6 закрыт. Конденсаторы C_1 и C_2 через прямосмещенные диоды VD_5 и VD_7 включены параллельно и разряжаются через нагрузку. Напряжение на нагрузке экспоненциально уменьшается относительно начального значения в момент времени t_4 :

$$U_H(t) = U_{C_{\text{пар}}}(t_4) e^{-t/\tau_3}, \quad t = t_4, \dots, t_1 + T/2, \quad (2.38)$$

$$\tau_3 = C_{\text{пар}} \left(\frac{r}{2} + R_H \right),$$

$$C_{\text{пар}} = C_1 + C_2.$$

Потребляемый от сети ток на данном интервале времени отсутствует.

Для построения временной зависимости напряжений и токов на четвертом интервале, необходимо найти численное значение t_1 и t_4 .

Численное значение t_4 определяется равенством мгновенного напряжения $U_2(t)$ и $U_{m2}/2$.

Момент времени t_1 находится при решении трансцендентного уравнения [8]:

$$\sin(\omega t_1) = \sin(\omega t_4) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_3}}. \quad (2.39)$$

Зная численные значения моментов времени t_1 , t_2 , t_3 и t_4 можно построить форму напряжения на нагрузке (рисунок 2.7) и форму потребляемого тока (рисунок 2.11).

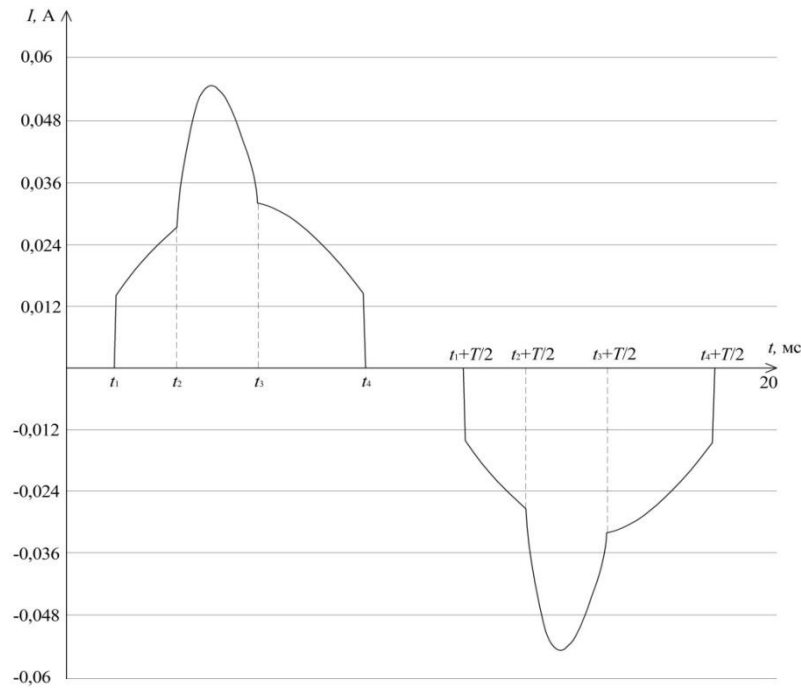


Рисунок 2.11 – Форма потребляемого тока преобразователя с диодно-емкостным ККМ

Для анализа гармонического состава тока необходимо функцию, описывающую форму потребляемого тока (рисунок 2.11) разложить в ряд Фурье, согласно формуле (2.15).

Для расчета коэффициента мощности необходимо воспользоваться формулами (2.16-2.18).

Согласно вычислениям по формулам (2.19)-(2.39) для значений элементов схемы, приведенной на рисунке 2.7, $R_n = 13,5$ кОм, $C_1 = C_2 = 47$ мкФ, коэффициент мощности имеет значение равно 0,91.

В отличие от известных результатов [77] предложенная в подразделе 2.1 математическая модель позволяет не только качественно, но и количественно рассчитать форму потребляемого тока, что подтверждает преимущество предложенной математической модели над известными.

Таким образом, предложенная математическая модель позволяет рассчитать форму потребляемого тока, форму напряжения на нагрузке и значение коэффициента мощности преобразователя с диодно-емкостным ККМ, что подтверждает универсальность предложенного алгоритма [85].

Выводы по главе 2

Таким образом, разработанная математическая модель позволяет определять формы потребляемого тока, напряжения на нагрузке и рассчитывать численные значения коэффициента мощности преобразователей переменного напряжения в постоянное.

Алгоритм модели, заключается в следующем.

Процессы, протекающие в цепи в установившемся режиме, разделяются на повторяющиеся группы временных интервалов, для каждого из которых составляется эквивалентная схема замещения, описывающая работу всего устройства для конкретного интервала. Для него составляется схема замещения и схема анализируется методами линейных электрических цепей: операторным методом и классическим методом анализа переходных процессов. В итоге, определяются формы потребляемого тока, напряжения на нагрузке, позволяющие рассчитать численное значение коэффициента мощности.

В отличие от известных результатов [77] предложенная математическая модель позволяет не только качественно, но и количественно рассчитать форму потребляемого тока, что подтверждает преимущество предложенного алгоритма над известными.

Универсальность математической модели доказана ее применением для расчета значения коэффициента мощности преобразователя напряжения с фильтрующим конденсатором и преобразователя с диодно-емкостным ККМ.

ГЛАВА 3. НОВЫЕ УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ

В данной главе представлены новые устройства преобразования переменного напряжения в постоянное. Показано применение разработанной математической модели в главе 2 при анализе корректора коэффициента мощности с динистором, устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой и устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой.

3.1 Преобразователь с ККМ с динистором

3.1.1 Расчет коэффициента мощности преобразователя с ККМ с динистором

Покажем применение разработанной в разделе 2.1 математической модели для расчета коэффициента мощности преобразователя с ККМ с динистором [89].

Устройство преобразователя переменного напряжения в постоянное содержит ограничительный резистор R , двухполупериодный выпрямитель на диодах VD_1 - VD_4 , сглаживающий конденсатор C , диод VD_5 , неуправляемый тиристор (динистор) VD_6 и нагрузку R_n (рисунок 3.1).

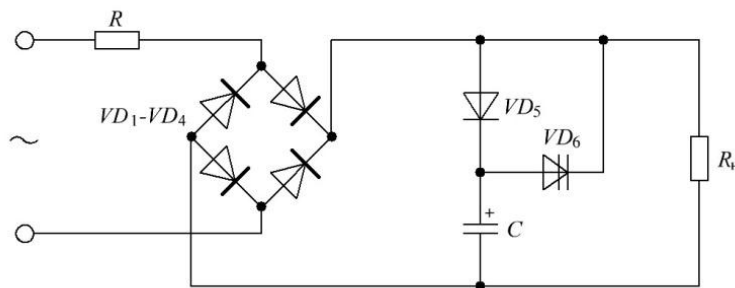


Рисунок 3.1 – Схема преобразователя с пассивным ККМ с динистором

Преобразователь с ККМ с динистором работает следующим образом.

На диоды VD_1 - VD_4 подается переменное входное напряжение (2.1).

На интервале времени от t_1 до t_2 (рисунок 3.2) конденсатор C через открытый диод VD_5 заряжается, напряжение на нем растет в соответствии с напряжением питающей сети.

При переходе мгновенного значения выпрямленного напряжения максимального значения (t_2 на рисунке 3.2) диод VD_5 запирается, на конденсаторе C сохраняется напряжение, равное максимальному значению выпрямленного напряжения в момент времени t_2 . Нагрузка R_n питается напряжением с выхода диодного выпрямителя.

Последующее уменьшение мгновенного напряжения на положительном выводе диодного выпрямителя приводит к увеличению разности потенциалов на выводах динистора VD_6 .

При достижении значения напряжения открывания динистора в момент времени t_3 динистор открывается и конденсатор C оказывается подключенным к нагрузке. Диодный выпрямитель закрывается и нагрузка R_n питается от конденсатора C , разряжая его. Напряжение на конденсаторе C уменьшается. Этот процесс продолжается до момента превышения мгновенного значения входного напряжения на положительном выводе диодного выпрямителя остаточной разности потенциалов конденсатора C (момент времени $t_1+T/2$ на рисунке 3.2). Затем описанный процесс периодически повторяется.

Для последующего расчета приняты амплитудное значение напряжения U_m , равное 311 В, значение частоты питающего напряжения $f = 50$ Гц. Значение сопротивления питающей сети принято равным нулю.

Процессы, протекающие в цепи (рисунок 3.2), разделены на повторяющиеся группы из трех временных интервалов. Привязка границ интервалов к форме напряжения на нагрузке в установившемся режиме функционирования преобразователя приведена на рисунке 3.2: первый – от t_1 до t_2 , второй – от t_2 до t_3 и третий от t_3 до $t_1+T/2$, где $T = 1/f$ – период переменного напряжения питающей электрической сети [88].

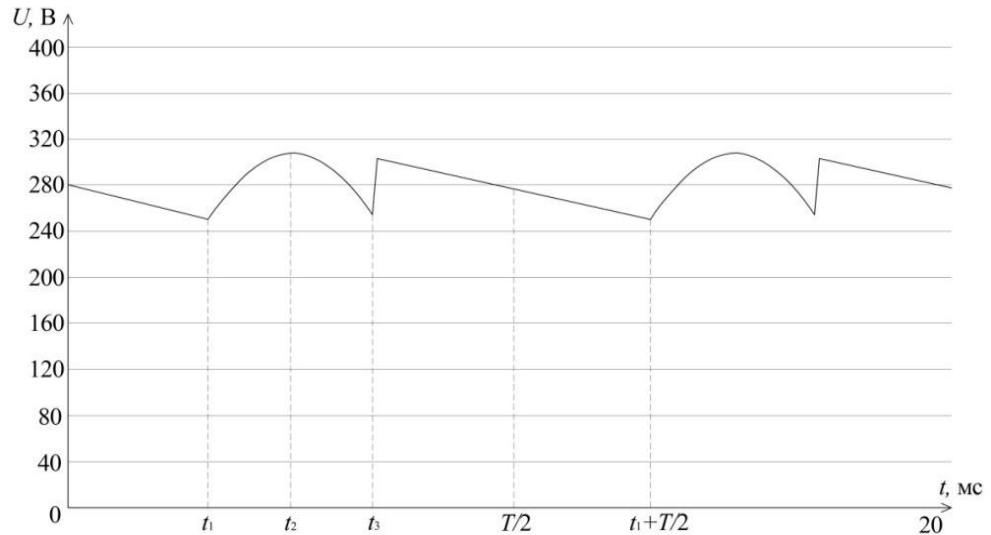


Рисунок 3.2 – Форма напряжения на нагрузке преобразователя с пассивным ККМ с динистором

На первом интервале от t_1 до t_2 (рисунок 3.2) диод VD_5 прямосмещен, а динистор VD_6 закрыт, конденсатор C_1 заряжается до максимального мгновенного значения входного напряжения. Момент времени t_2 соответствует максимальному значению мгновенного напряжения на нагрузке. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в преобразователе для первого интервала приведена на рисунке 3.3.

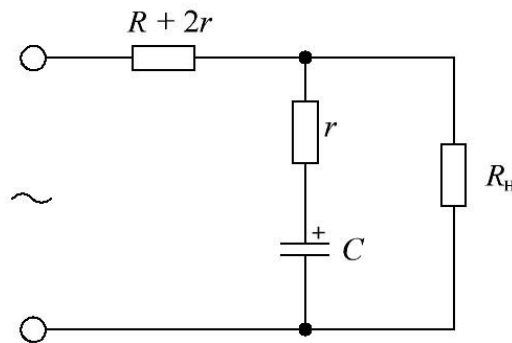


Рисунок 3.3 – Эквивалентная схема цепи для первого интервала от t_1 до t_2 преобразователя с пассивным ККМ с динистором

Одновременно протекают два процесса:

- ток питающей сети протекает через нагрузку, при этом форма протекающего тока повторяет форму напряжения;

- ток протекает через конденсатор C , заряжая его.

Таким образом, модуль значения тока, потребляемого от электрической сети на первом интервале $|i_1(t)|$, равен сумме тока, протекающего через нагрузку $i_H(t)$ и тока конденсатора $i_C(t)$:

$$|i_1(t)| = i_H(t) + i_C(t). \quad (3.1)$$

Мгновенное значение напряжения на нагрузке $U_H(t)$ определяется по формуле (2.41) модулем мгновенного значения входного напряжения и сдвигом фазы φ_1 :

$$U_H(t) = U_{m1} \cdot |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_1, \dots, t_2. \quad (3.2)$$

где U_{m1} – амплитуда напряжения на нагрузке на первом интервале;

φ_1 – сдвиг фазы напряжения на нагрузке относительно $U_{вх}$ на первом интервале.

Численные значения амплитуды U_{m1} и тока, протекающего через нагрузку на первом интервале, находятся операторным методом анализа и рассчитываются по формулам:

$$i_H(t) = \frac{U_{m1}}{R_H} \cdot |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_1, \dots, t_2, \quad (3.3)$$

$$U_{m1} = U_m |W_1(p)|, \quad (3.4)$$

где W_1 – передаточная функция от входных зажимов к нагрузке

Численное значение фазы φ_1 определяется по формуле:

$$\varphi_1 = \text{Arg}(W_1(p)), \quad (3.5)$$

Значение передаточной функции W_1 определяется по формуле:

$$W_1(p) = \frac{Y}{Y + 2r + R}, \quad (3.6)$$

где Y – эквивалентное комплексное сопротивление параллельно включенных сопротивления нагрузки и цепи из последовательно соединенных r и C .

Значение Y определяется по формулам:

$$Y = \frac{R_H \cdot Z}{R_H + Z}, \quad (3.7)$$

$$Z = r + \frac{1}{p \cdot C}. \quad (3.8)$$

В момент времени, непосредственно предшествующий t_1 конденсатор C_1 имеет остаточный заряд, поэтому изменение напряжения на нем на первом интервале $U_C(t)$ определяется классическим методом анализа переходных процессов в виде суммы установившейся U_{C_y} и свободной $U_{C_{CB}}$ составляющих:

$$U_C(t) = U_{C_y}(t) + U_{C_{CB}}(t). \quad (3.9)$$

Установившееся напряжение на конденсаторе равно:

$$U_{C_y}(t) = U_{m1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+(\omega \tau_1)^2}} \cdot |\sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)|, \quad (3.10)$$

где $\varphi_2 = -\arctg(\omega \tau_1)$ – сдвиг фазы между установившимся напряжением на конденсаторе C и $U_H(t)$;

$\tau_1 = rC$ – постоянная времени цепи rC .

Свободная составляющая напряжения на конденсаторе определяется по формуле:

$$U_{C_{CB}}(t) = A_1 e^{-t/\tau_2}, \quad (3.11)$$

где A_1 – постоянная интегрирования;

τ_2 – постоянная времени, значение которой определяется по формуле:

$$\tau_2 = C \cdot \left(r + \frac{(R+2r) \cdot R_H}{(R+2r)+R_H} \right). \quad (3.12)$$

Подставляя (3.10) и (3.11) в (3.9), получена формула для расчета переходного напряжения на конденсаторе:

$$U_C(t) = \frac{U_{m1}}{\sqrt{1+(\omega \tau_1)^2}} \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) + A_1 e^{-\frac{t}{\tau_2}}. \quad (3.13)$$

Полагая, что значение напряжения на конденсаторе перед началом переходного процесса равно напряжению в начале переходного процесса $U_C(-t_1) = U_C(t_1)$, значение постоянной интегрирования определяется по формуле:

$$A_1 = U_C(t_1) - \frac{U_{m1}}{\sqrt{1+(\omega \tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t_1 + \varphi_1 + \varphi_2). \quad (3.14)$$

Временная зависимость напряжения на конденсаторе C на первом интервале записывается в виде:

$$U_C(t) = \frac{U_{m1}}{\sqrt{1+(\omega \tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) + \left(U_C(t_1) - \frac{U_{m1}}{\sqrt{1+(\omega \tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t_1 + \varphi_1 + \varphi_2) \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}, t = t_1, \dots, t_2. \quad (3.15)$$

Временная зависимость тока, протекающего через конденсатор C , определяется выражением:

$$i_C(t) = C \frac{dU_C(t)}{dt}, \quad t = t_1, \dots, t_2. \quad (3.16)$$

После вычислений по формулам (3.2)-(3.16) и подстановки i_C в (3.1) определяется значение потребляемого тока на первом интервале.

На втором интервале от t_2 до t_3 (рисунок 3.2) диод VD_5 и динистор VD_6 закрыты. Начинается второй интервал с момента времени, при котором мгновенное значение модуля напряжения на нагрузке становится меньше остаточного потенциала на конденсаторе C , а заканчивается – моментом превышения разности мгновенного значения модуля напряжения на нагрузке и остаточного потенциала на конденсаторе C напряжения открывания динистора.

Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для второго интервала, приведена на рисунке 3.4.

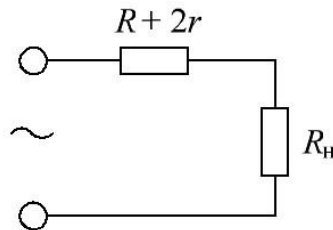


Рисунок 3.4 – Эквивалентная схема цепи для второго интервала от t_2 до t_3 преобразователя с пассивным ККМ с динистором

Ток, потребляемый от электрической сети на втором интервале $i_2(t)$, определяется током, протекающим через нагрузку $i_{н2}$. Конденсатор C имеет напряжение, значение которого на втором интервале не изменяется.

Ток, протекающий через нагрузку i_{H_2} , находится операторным методом анализа и рассчитывается по формулам:

$$i_{H_2}(t) = \frac{U_{m_2}}{R_H} \cdot \sin(\omega t), t = t_2, \dots, t_3, \quad (3.17)$$

где U_{m_2} – амплитуда напряжения на нагрузке на втором интервале.

Значение амплитуды напряжения на нагрузке на втором интервале определяется по формуле:

$$U_{m_2} = U_m K, \quad (3.18)$$

где K – коэффициент передачи цепи от входных зажимов к нагрузке.

Значение K рассчитывается по формуле:

$$K = \frac{R_H}{R_H + 2r + R}. \quad (3.19)$$

На третьем интервале от t_3 до $t_1 + T/2$ диод VD_5 закрыт, динистор VD_6 открыт. Конденсатор C через открытый динистор VD_6 разряжается через нагрузку (рисунок 3.5).

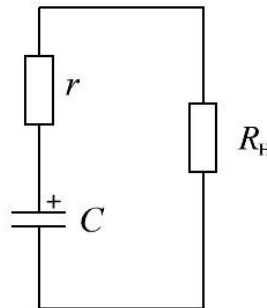


Рисунок 3.5 – Эквивалентная схема цепи для третьего интервала от t_3 до $t_1 + T/2$ преобразователя с пассивным ККМ с динистором

Напряжение на конденсаторе C экспоненциально уменьшается относительно начального значения в момент времени t_3 :

$$U_C(t) = U_{m_2} e^{-t/\tau_3}, t = t_3, \dots, t_1 + T/2, \quad (3.20)$$

где U_{m_2} – начальное значение напряжения на конденсаторе, равное амплитудному значению напряжения на нагрузке на втором интервале;

τ_3 – постоянная времени цепи, изображенной на рисунке 3.10.

Значение τ_3 определяется по формуле:

$$\tau_3 = C(r + R_H), \quad (3.21)$$

а напряжение на нагрузке по формуле:

$$U_H(t) = U_C(t) \frac{R_H}{R_H + r}. \quad (3.22)$$

Потребляемый от сети ток на данном интервале времени отсутствует.

Для построения временной зависимости напряжений и токов на третьем интервале, необходимо найти численные значения t_1 и t_3 .

Численное значение t_3 находится из уравнения:

$$U_{m_1} - U_H(t_3) = U_{0VD_6}, \quad (3.23)$$

где U_{0VD_6} – напряжение открывания динистора VD_6 .

Момент времени t_1 находится при решении трансцендентного уравнения:

$$U_{m_2} \cdot \sin(\omega t_1) = U_{m_2} \cdot e^{-\frac{t_1 + \frac{T}{2} - t_3}{\tau_3}}. \quad (3.24)$$

Зная численные значения моментов времени t_1 , t_2 и t_3 можно построить форму напряжения на нагрузке (рисунок 3.8) и форму потребляемого тока (рисунок 3.6).

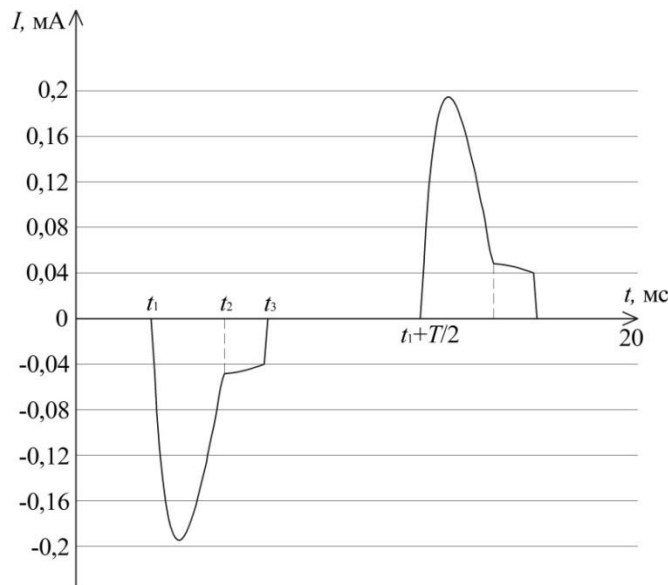


Рисунок 3.6 – Форма потребляемого тока преобразователя с пассивным ККМ с динистором

Для анализа гармонического состава тока необходимо функцию, описывающую форму потребляемого тока (рисунок 3.6), разложить в ряд Фурье, согласно формуле (2.15).

Значения активной и полной потребляемой мощности определяются формулами 2.16-2.18.

Расчетное значение коэффициента мощности составляет 0,718.

Увеличение коэффициента мощности в устройстве преобразователя с пассивным ККМ с динистором по сравнению с устройством с фильтрующим конденсатором объясняется тем, что ток из электрической цепи потребляется большую часть периода входного переменного напряжения. Если в схеме с фильтрующим конденсатором (рисунок 2.2) ток протекает только на интервале от t_1 до t_2 , то в предложенном техническом решении ток потребляется на интервалах от t_1 до t_2 и от t_2 до t_3 (рисунок 3.6).

Предложенное техническое решение в соответствии с рисунком 3.1. характеризуется новизной, экспериментально подтвержденным более высоким значением коэффициентом мощности и защищено патентом на полезную модель №185192 [29].

3.2. Устройство регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

Мгновенное значение выпрямленного входного переменного напряжения изменяется по синусоиде в интервале от нуля до максимального положительного значения. Учитывая развитие микропроцессорной и быстродействующей коммутирующей техники, имеется возможность коммутировать светодиоды синхронно с мгновенным значением напряжения сети [79].

Например, пока напряжение растёт от нуля до четырех вольт, включен один светодиод. В диапазоне от четырех до восьми вольт включены два светодиода последовательно, в диапазоне от восьми до 12 В три светодиода последовательно и т.д., пока значение мгновенного входного напряжения не достигнет

максимального, равного 312 В при действующем напряжении питающей сети 220 В. Затем по мере уменьшения мгновенного значения напряжения светодиоды последовательно отключаются.

Таким образом, если разделить мгновенное значение выпрямленного напряжения на конкретное значение напряжения работы одного светодиода, то можно определить их количество, которое потребуются последовательно включить. При рабочем напряжении светодиода, равное четыре вольта и максимальной мгновенной амплитудной напряжению 312 В их количество равно 78.

Предложенная идея коммутации светодиодов реализована в устройстве регулирования тока в светодиодных источниках света, которое содержит микроконтроллер 1 с двумя аналогово-цифровыми преобразователями (АЦП) 2 и 3, диодный выпрямитель 4, управляемые ключи 5.1, 5.2, 5.n-1 и 5.n, светоизлучающие диоды (СИД) 6.1, 6.2, 6.3, 6.n и резисторы 7, 8 и 9 (рисунок 3.7).

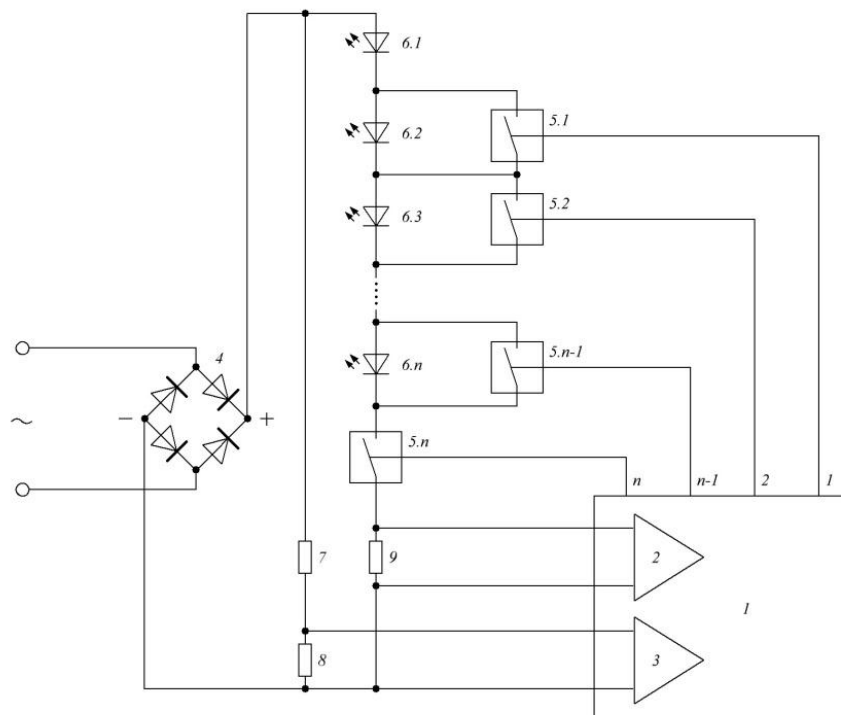


Рисунок 3.7 – Функциональная схема устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

Устройство, изображенное на рисунке 3.7, работает следующим образом.

В выключенном состоянии ключи 5.1, ..., 5.n разомкнуты, что предотвращает выход СИД из строя при включении устройства.

На диодный выпрямитель 4 подается переменное входное напряжение.

При включении устройства микроконтроллер 1 с помощью АЦП 3 определяет момент перехода пульсирующего напряжения на выходе диодного выпрямителя 4 через ноль и подает логические сигналы на управляющие входы управляемых ключей 5.1, 5.2, ... 5.n таким образом, чтобы управляемые ключи перешли в замкнутое состояние.

К выходным клеммам диодного выпрямителя 4 подключена цепь из последовательно соединенных СИД 6.1, замкнутого ключа 5.n и резистора 9.

Светится СИД 6.1. С увеличением значения напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 возрастает значение тока, протекающего по цепи последовательно соединенных СИД 6.1 - замкнутый ключ 5.n - резистор 7. Ток в цепи контролируется микроконтроллером 1 с помощью АЦП 2 по падению напряжения на резисторе 9. При достижении тока в цепи максимального значения для выбранного типа СИД микроконтроллер 1 изменяет логический сигнал на управляющем входе управляемого ключа 5.1 таким образом, чтобы управляемый ключ 5.1 перешел в разомкнутое состояние. Теперь к выходным клеммам диодного выпрямителя 4 подключена цепь из последовательно соединенных СИД 6.1, 6.2, замкнутого ключа 5.n и резистора 9. Светятся СИД 6.1 и 6.2.

При дальнейшем увеличении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 контроллер последовательно размыкает ключи 5.2; 5.3 и т.д., поочередно подключая светодиоды 6.3, 6.4 и т.д.

После достижения напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 максимального мгновенного значения напряжения и, соответственно, тока, протекающего по цепи СИД 6.1; 6.2; ... 6.n-1, замкнутый ключ 5.n, резистор 9, напряжение и ток уменьшаются.

При достижении тока в цепи минимального значения для выбранного типа СИД микроконтроллер 1 изменяет логический сигнал на управляющем входе управляемого ключа 5.n-1 таким образом, чтобы управляемый ключ 5.n-1

перешел в замкнутое состояние. При дальнейшем уменьшении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 микроконтроллер последовательно замыкает ключи 5.n-2; 5.n-3 и т.д., поочередно выключая светодиоды 6.n-2; 6.n-3 и т.д.

В результате за половину периода переменного питающего напряжения с максимальной яркостью светятся один, два, три, ..., n-1, n, n-1, ..., три, два, один СИД, обеспечивая максимальное значение светового потока. Ток в цепи СИД меняется от минимального до максимального значения с частотой в 4-n раз большей частоты питающего переменного напряжения [30].

Дополнительное преимущество представленного устройства заключается в повышенной надежности, поскольку в конструкции устройства отсутствуют сглаживающие электролитические конденсаторы, которые, как правило, определяют срок службы устройства [90, 91].

Также надежность устройства увеличивает микроконтроллер, который может быть запрограммирован таким образом, что при превышении тока через СИД максимального рабочего значения размыкается ключ 5.n, отключая СИД от диодного выпрямителя 4 до момента перехода пульсирующего напряжения на выходе диодного выпрямителя 4 через ноль.

3.2.1 Расчет коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

Покажем применение разработанной в разделе 2.1 математической модели для расчета коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой.

Рассмотрим пример, в котором максимальное значение входного амплитудного напряжения равно 16 В [79].

Количество светодиодов, которые потребуется в дальнейшем итоге коммутировать, определяется делением амплитудного значения на конкретное значение напряжения работы одного светодиода. Для этого необходимо

построить его вольт-амперную характеристику и узнать напряжение работы данного светодиода.

Воспользуемся для этого модифицированной функцией гиперболического тангенса для аппроксимации ВАХ СИД [93].

$$I(U) = U(A_1 e^{B_1 U} + A_2 e^{-B_2 U})$$

где A_1, A_2, B_1, B_2 – числовые коэффициенты.

Зная модель светодиода и его числовые коэффициенты (например, КРВН 080-1 [93]) можно построить его ВАХ (рисунок 3.8).

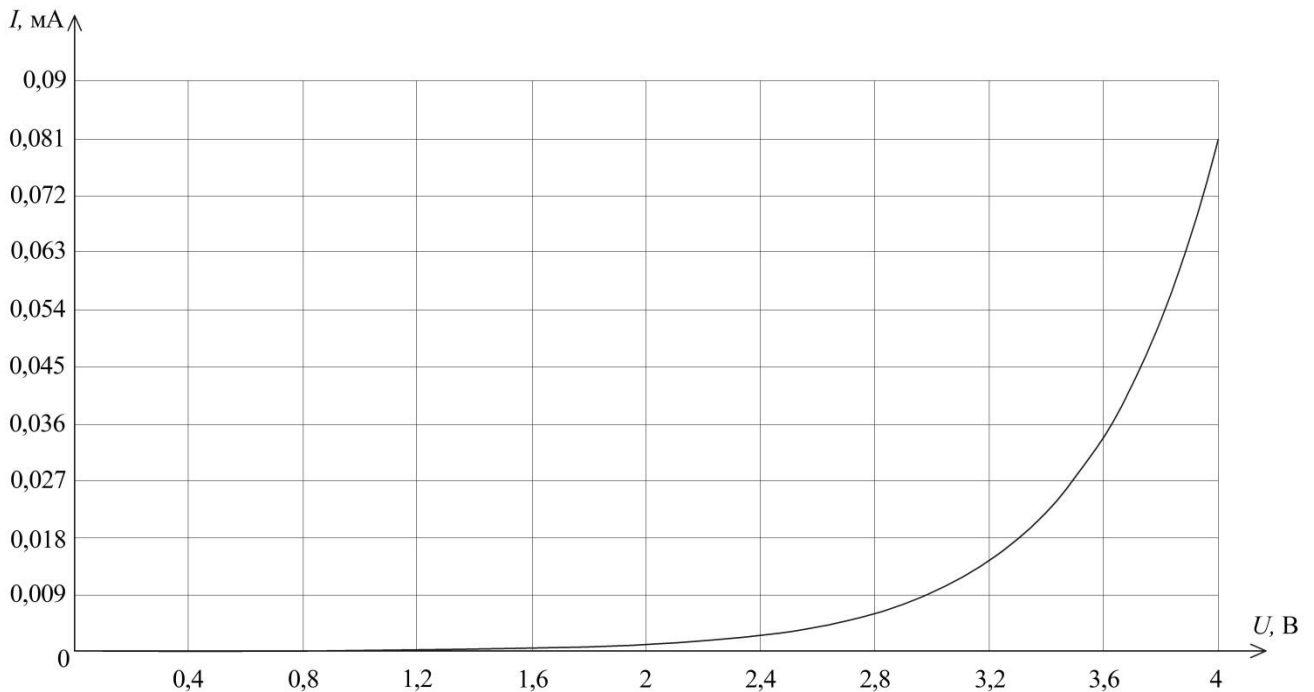


Рисунок 3.8 – ВАХ светодиода КРВН 080-1

Как видно из рисунка 3.8, при предельном токе светодиода 80 мА напряжение равно четырем вольтам.

Соответственно, при максимальном амплитудном значении входного переменного напряжения равное 16 В, необходимо коммутировать 4 светодиода КРВН 080-1.

Весь интервал напряжения необходимо разбить на конкретные отрезки от 0 до t_1 , от t_1 до t_2 , от t_2 до t_3 , от t_3 до t_4 , от t_4 до t_5 и от t_5 до t_6 . Количество отрезков зависит от количества включенных светодиодов в схему устройства.

Время t_1 соответствует мгновенному значению напряжения равному 4 В, t_2 соответствует 8 В, t_3 соответствует 12 В, t_4 соответствует 12 В после перехода через амплитудное значение 16 В, t_5 соответствует 8 В и t_6 соответствует 4 В. Построенная форма тока представлена на рисунке 3.9.

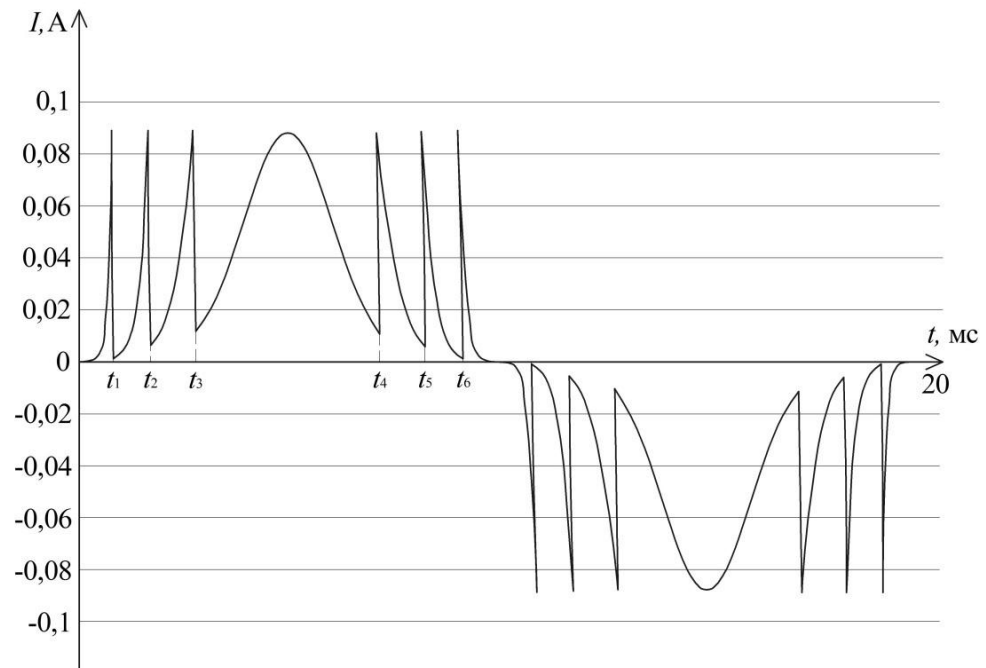


Рисунок 3.9 – Форма тока устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

Для анализа гармонического состава тока необходимо функцию, описывающую форму потребляемого тока (рисунок 3.9), разложить в ряд Фурье, согласно формуле (2.15).

Значения активной и полной потребляемой мощности и значение коэффициента мощности определяются по формулам (2.16)-(2.18) Расчетное значение коэффициента мощности равно 0,94.

Такое значение коэффициента мощности объясняется тем, что устройство потребляет ток на всём периоде входного напряжения, а также тем, что в схеме устройства отсутствуют реактивные элементы, добавляющие фазовые сдвиги при работе устройства.

Предложенное техническое решение в соответствии с рисунком 3.7 характеризуется новизной, экспериментально подтвержденным более высоким

значением коэффициента мощности и защищено патентом на изобретение №2602415 [30].

3.3 Устройство регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

В подразделе представлено развитие идеи, предложенной в разделе 3.2, позволяющее обеспечить высокий коэффициент мощности и стабильный световой поток [93, 94].

Учитывая, что мгновенное значение выпрямленного входного переменного напряжения изменяется по синусоиде в интервале от нуля до максимального положительного значения, имеется возможность коммутировать светодиоды синхронно с мгновенным значением напряжения сети в последовательно-параллельные группы.

Например, пока напряжение растёт от нуля до четырех вольт, включена группа из n параллельно соединенных светодиодов. В диапазоне от четырех до восьми вольт включены две параллельные группы из $n/2$ последовательно соединенных светодиодов. В диапазоне от восьми до 12 В три параллельные группы из $n/3$ последовательно соединенных светодиодов и т.д., пока значение мгновенного входного напряжения не достигнет максимального, равного 312 В при действующем значении напряжения питающей сети 220 В. В этот момент все светодиоды будут соединены последовательно. Затем по мере уменьшения мгновенного значения напряжения светодиоды будут переключаться в последовательно-параллельные группы в обратном порядке, пока все снова не станут соединены параллельно.

Таким образом, если разделить мгновенное значение выпрямленного напряжения на конкретное значение напряжения работы одного светодиода, можно будет определить количество светодиодов в устройстве, которое потребуется в дальнейшем последовательно-параллельно подключить.

Предложенная идея коммутации светодиодов реализована в устройстве регулирования тока в светодиодных источниках света, которое содержит микроконтроллер 1 с двумя аналогово-цифровыми преобразователями 2 и 3, диодный выпрямитель 4, управляемые нормально разомкнутые ключи 5.1, 5.2, ..., 5.n, светоизлучающие диоды 6.1, 6.2, 6.3... 6.n, управляемые ключи, работающие на переключение схемы 7.1, 7.2, ..., 7.n-1, первый резистор 8, второй и третий резисторы 9 и 10 (рисунок 3.10).

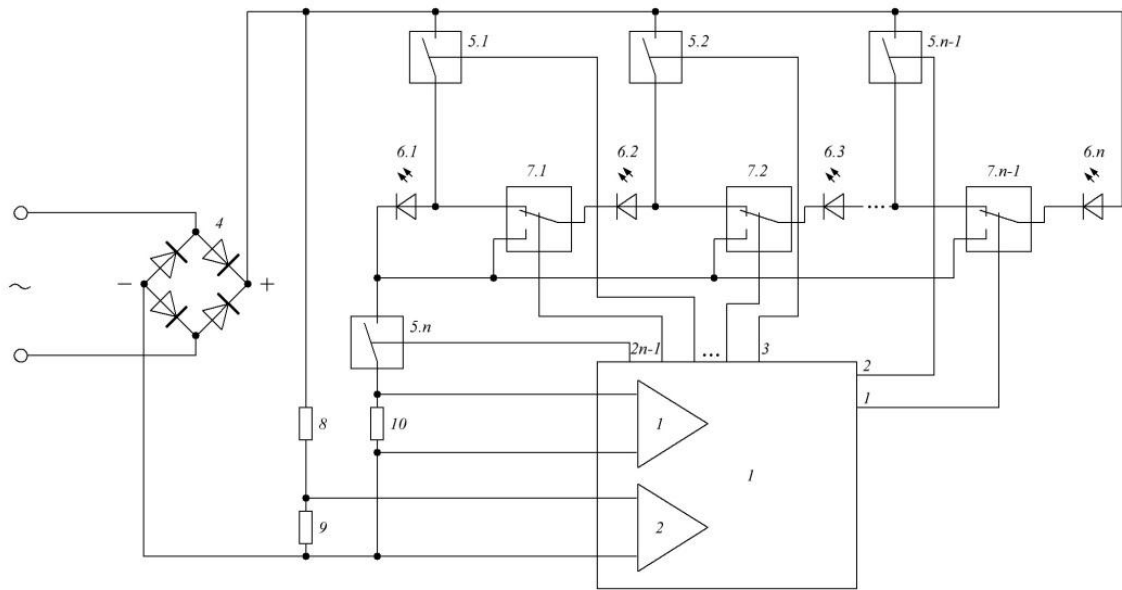


Рисунок 3.10 – Функциональная схема устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

Устройство, изображенное на рисунке 3.10, работает следующим образом.

В выключенном состоянии ключи 5.1, ..., 5.n разомкнуты, ключи 7.1, ..., 7.n-1 нормально замкнуты, что предотвращает выход СИД из строя при включении устройства. При включении устройства контроллер 1 с помощью АЦП 2 определяет момент перехода пульсирующего напряжения на выходе диодного выпрямителя 4 через ноль и подает логические сигналы на управляющие входы управляемых ключей таким образом, чтобы управляемые ключи 5.1, 5.2, ..., 5.n перешли в замкнутое состояние, а ключи 7.1, 7.2, ..., 7.n-1 переключились на нормально разомкнутый контакт. Аноды СИД 6.1, 6.2, ..., 6.n-1 через замкнутые

ключи 5.1, ..., 5.n-1 подключаются к аноду СИД 6.n и плюсовой выходной клемме диодного выпрямителя. В результате к выходным клеммам диодного выпрямителя 4 последовательно подключаются ключ 5.n, резистор 8 и параллельно соединенные СИД 6.1, 6.2, ..., 6.n. Светятся СИД 6.1, 6.2, ..., 6.n. Общий световой поток в n раз больше светового потока одного СИД.

С увеличением значения напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 значение тока возрастает. Ток в цепи контролируется контроллером 1 с помощью АЦП 3 по падению напряжения на резисторе 8. При достижении током в цепи максимального значения для выбранного типа СИД контроллер 1 изменяет логические сигналы на управляющих входах управляемых ключей таким образом, чтобы управляемые ключи с нечетными номерами 5.1, 5.3, ... переключились в разомкнутое состояние, а ключи 7.2, 7.4, ... с четными номерами переключились на нормально разомкнутый контакт. К выходным клеммам диодного выпрямителя 4 через замкнутый ключ 5.n и резистор 8 оказывается подключенной цепь из параллельно включенных групп по два последовательно соединенных СИД в группе. Светятся СИД 6.1, 6.2, ..., 6.n, если n - четное, или 6.1, 6.2, ..., 6.n-1, если n - нечетное. Общий световой поток в n или (n-1) раз больше светового потока одного СИД.

При дальнейшем увеличении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 контроллер поочередно подключает цепь из параллельно включенных групп по три, четыре, ... последовательно соединенных СИД в группе. После достижения напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 максимального мгновенного значения напряжения и, соответственно, тока, протекающего по цепи СИД 6.1; 6.2; ... 6.n, замкнутый ключ 5.n, резистор 10, напряжение и ток уменьшаются. При достижении тока в цепи минимального значения для выбранного типа СИД контроллер 1 изменяет логические сигналы на управляющих входах управляемых ключей таким образом, чтобы управляемый ключ 5.n-1 перешел в замкнутое состояние. При дальнейшем уменьшении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4

контроллер поочередно подключает цепь из параллельно включенных групп по ... четыре, три, два, один ... последовательно соединенных СИД в группе.

В результате в каждый интервал времени между переключениями ключей за период переменного питающего напряжения светятся все n или почти все СИД, обеспечивая постоянство светового потока.

Положительным качеством представленного устройства является повышенная надежность, поскольку в конструкции устройства отсутствуют сглаживающие электролитические конденсаторы, которые, как правило, определяют срок службы устройства [90].

Также надежность устройства увеличивает микроконтроллер, который может быть запрограммирован таким образом, что при превышении тока через СИД максимального рабочего значения размыкается ключ 5.n, отключая СИД от диодного выпрямителя 4 до момента перехода пульсирующего напряжения на выходе диодного выпрямителя 4 через ноль.

Дополнительным преимуществом является то, что представленное устройство может работать при напряжении от 4 до n количества вольт при переменном и постоянном напряжении, что делает его универсальным в использовании [95].

3.3.1 Расчет коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

Методика расчета коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой представлена в разделе 3.2.2.

Значения активной и полной потребляемой мощности и значение коэффициента мощности определяются по формулам (2.16)-(2.18) Расчетное значение коэффициента мощности равно 0,96.

Предложенное техническое решение в соответствии с рисунком. 3.10. характеризуется новизной, экспериментально подтвержденным более высоким значением коэффициента мощности и защищено патентом на изобретение №2634493 [31].

Выводы по главе 3

Таким образом, в данном разделе представлены устройства с повышенным значением коэффициента мощности: преобразователь с ККМ с динистором, устройство регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой и устройство регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой.

Представлено применение разработанной в главе 2 математической модели вышеперечисленных устройств, что ещё раз подтверждает универсальность её применения.

ГЛАВА 4. ИССЛЕДОВАНИЕ И ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ

В данной главе представлены макеты новых устройств преобразования переменного напряжения в постоянное с повышенным коэффициентом мощности: корректор коэффициента мощности с динистором, устройство регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой и устройство регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой.

Показано сравнение экспериментальных данных с результатами расчетов по математической модели вышеперечисленных устройств, представленных в главе 3.

4.1 Экспериментальное определение коэффициента мощности преобразователя с ККМ с динистором

Для проведения экспериментальных исследований разработан и изготовлен макет преобразователя с ККМ с динистором (рисунок 4.1) по схеме, представленной на рисунке 3.1.

Макет состоит из диодного выпрямителя, состоящего из четырех диодов (VD_1 - VD_4) типа 1N4007, диода VD_5 1N4007, конденсатора C К50-35 со значением емкости 4,7 мкФ 400 В. В качестве динистора использовались динисторы типа К1182КП1БП с напряжением открывания 23,5, 43, 50 и 65 В. Сопротивление нагрузки R_n составляет 6,2 кОм [85].

Выбор такого сопротивления нагрузки обусловлен тем, что при питании преобразователя от сети переменного напряжения 220 В мощность в нагрузке составляет 12 Вт – типовое значение светодиодных источников света в факторе ламп накаливания.

Фотография макета преобразователя с ККМ с динистором представлена на рисунке 4.1.

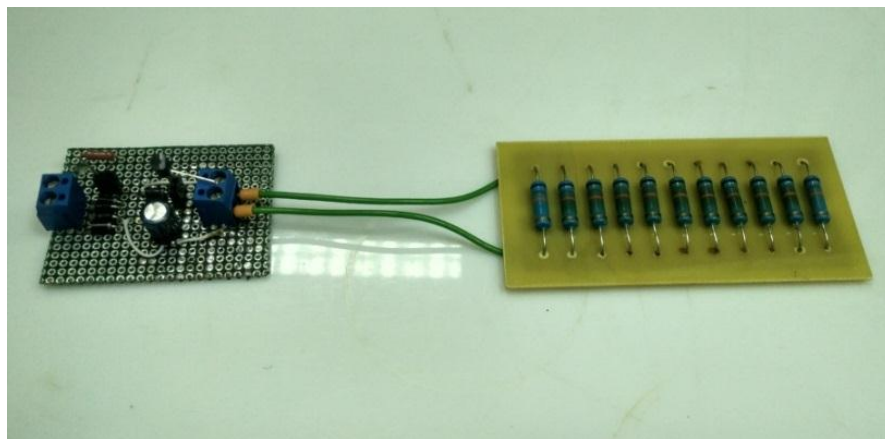


Рисунок 4.1 – Фото макета преобразователя с ККМ с динистором

Для определения формы тока, напряжения и измерения коэффициента мощности использована измерительная установка, схема которой представлена в приложении 2.

Измерения формы тока и напряжения осуществлялись с помощью осциллографа Fluke 190-062, имеющего относительную погрешность $\pm 2,1\%$. Изображения экрана осциллографа и расчетные формы тока и напряжения приведены на рисунках ниже.

На рисунке 4.2 представлена расчетная модель формы потребляемого тока и напряжения на нагрузке преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения равное 23,5 В.

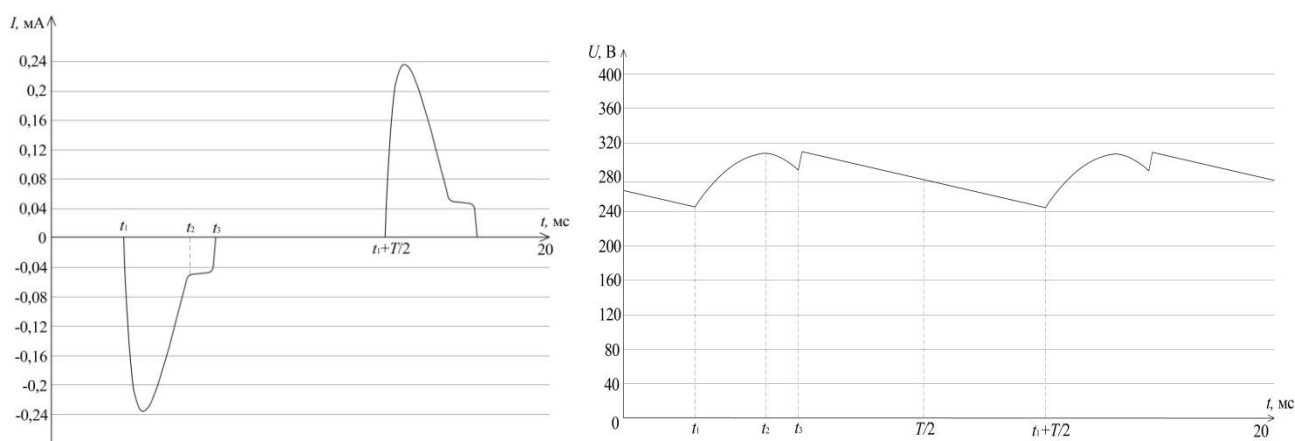


Рисунок 4.2 – Расчетная форма потребляемого тока и напряжения на нагрузке преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 23,5 В

В результате математических расчетов значение коэффициента мощности составило 0,674.

Измерения формы потребляемого тока и входного напряжения макета преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 23,5 В представлены на рисунке 4.3.

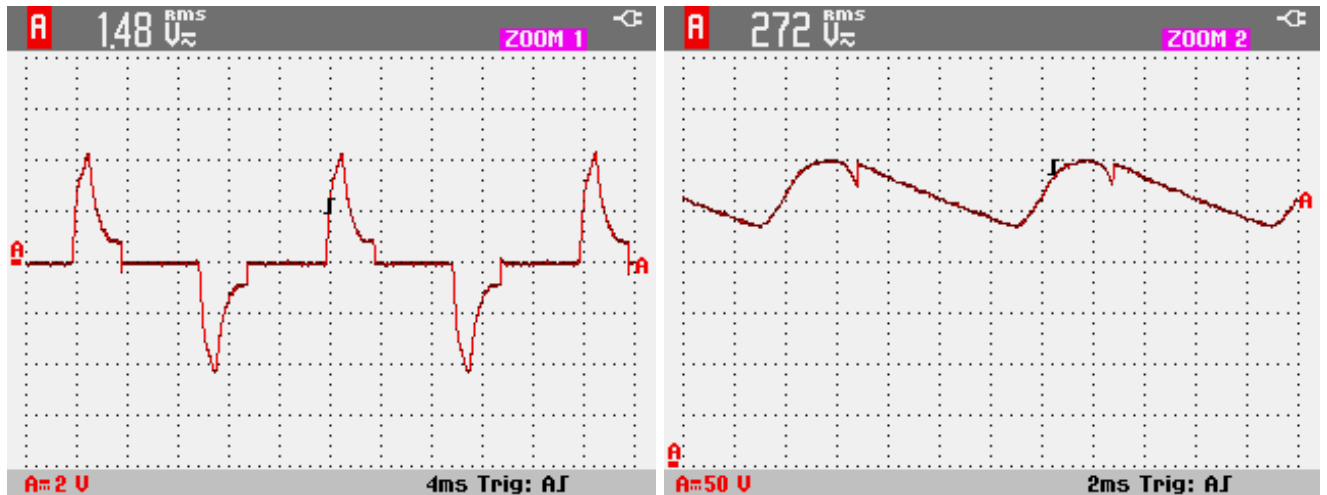


Рисунок 4.3 – Изображение экрана осциллографа с формой потребляемого тока (слева) и формой напряжения на нагрузке (справа) преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 23,5 В

Экспериментальное измерение коэффициента мощности составило 0,705.

Разница между расчетным и измеренным значением коэффициента мощности составляет 4,6 %.

На рисунке 4.4 представлена расчетная модель формы потребляемого тока и напряжения на нагрузке преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения равное 43 В.

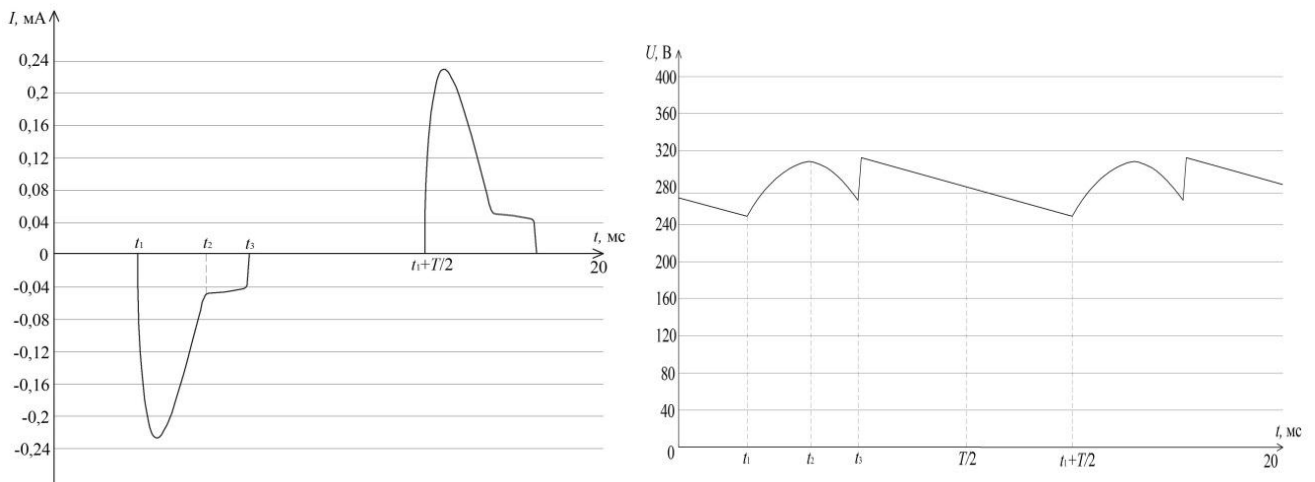


Рисунок 4.4 – Расчетная форма потребляемого тока и напряжения на нагрузке преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 43 В

Расчетное значение коэффициента мощности преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 43 В, составило 0,698.

Ниже, на рисунке 4.5 изображены измеренные формы потребляемого тока и напряжения на нагрузке макета преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 43 В.

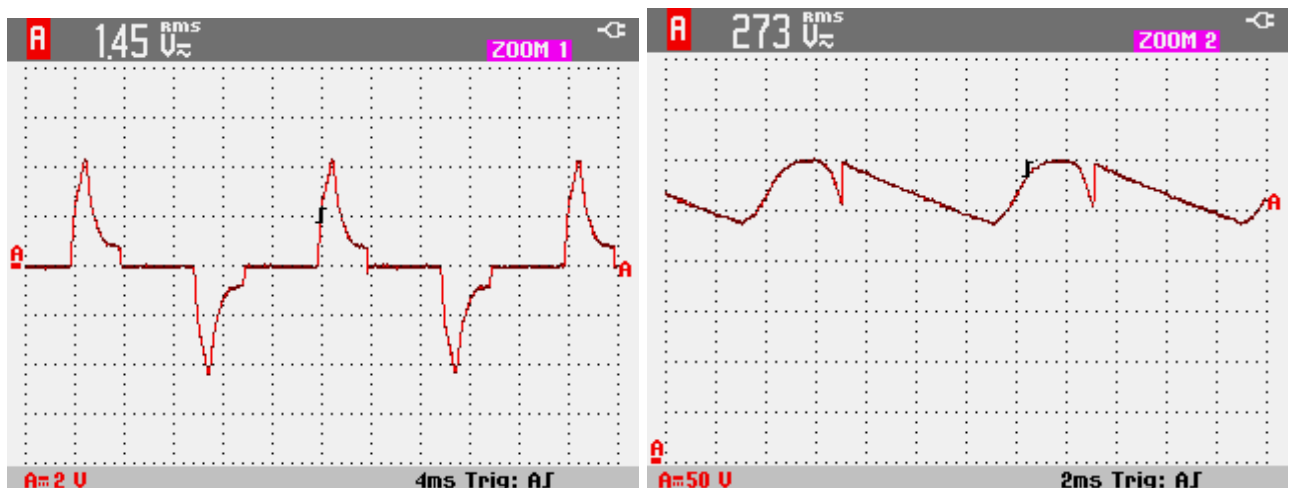


Рисунок 4.5 – Изображение экрана осциллографа с формой потребляемого тока (слева) и формой напряжения на нагрузке (справа) преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 43 В

Экспериментально измеренное значение коэффициента мощности составило 0,718.

Разница между расчетным и измеренным значением коэффициента мощности составляет 2,87 %.

На рисунке 4.6 представлена расчетная модель формы потребляемого тока и напряжения на нагрузке преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 50 В.

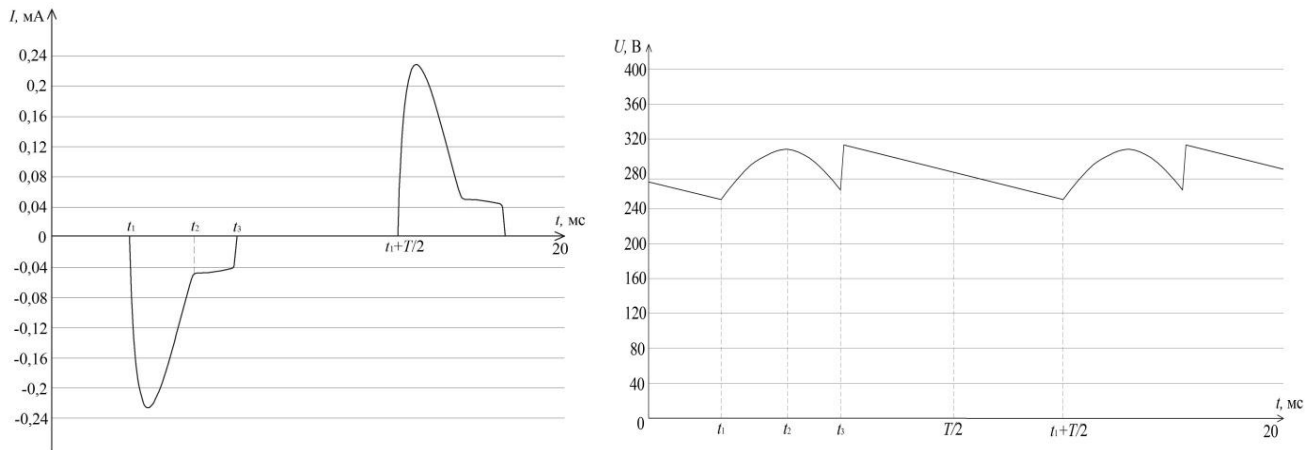


Рисунок 4.6 – Расчетная форма потребляемого тока и напряжения на нагрузке преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 50 В

Расчетное значение коэффициента мощности преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 50 В, составило 0,707.

На рисунке 4.7 представлены измеренные формы потребляемого тока и напряжения на нагрузке макета преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 50 В

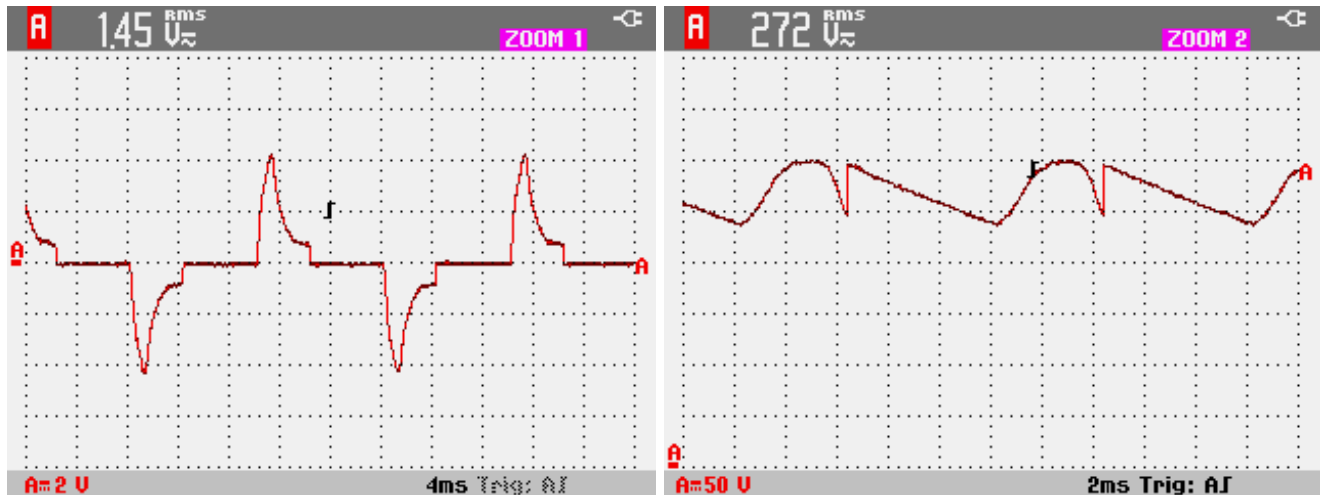


Рисунок 4.7 – Изображение экрана осциллографа с формой потребляемого тока (слева) и формой напряжения на нагрузке (справа) преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 50 В

Экспериментальное измерение коэффициента мощности составило 0,741.

Разница между расчетным и измеренным значением коэффициента мощности составляет 4,81 %.

На рисунке 4.8 изображена расчетная модель формы потребляемого тока и напряжения на нагрузке преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 65 В.

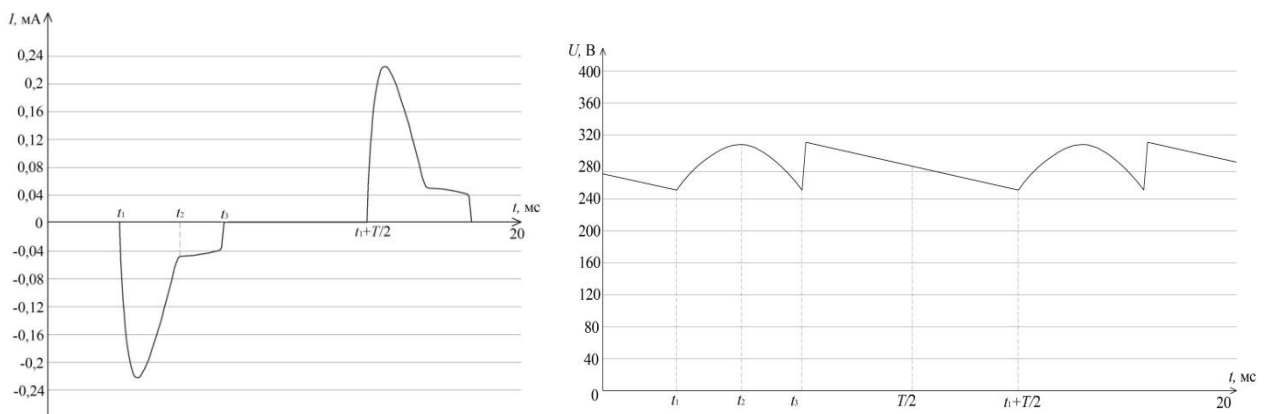


Рисунок 4.8 – Расчетная форма потребляемого тока и напряжения на нагрузке преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 65 В

Расчетное значение коэффициента мощности преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 65 В, составило 0,718.

На рисунке 4.9 представлены экспериментально измеренные формы потребляемого тока и напряжения на нагрузке макета преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 65 В.

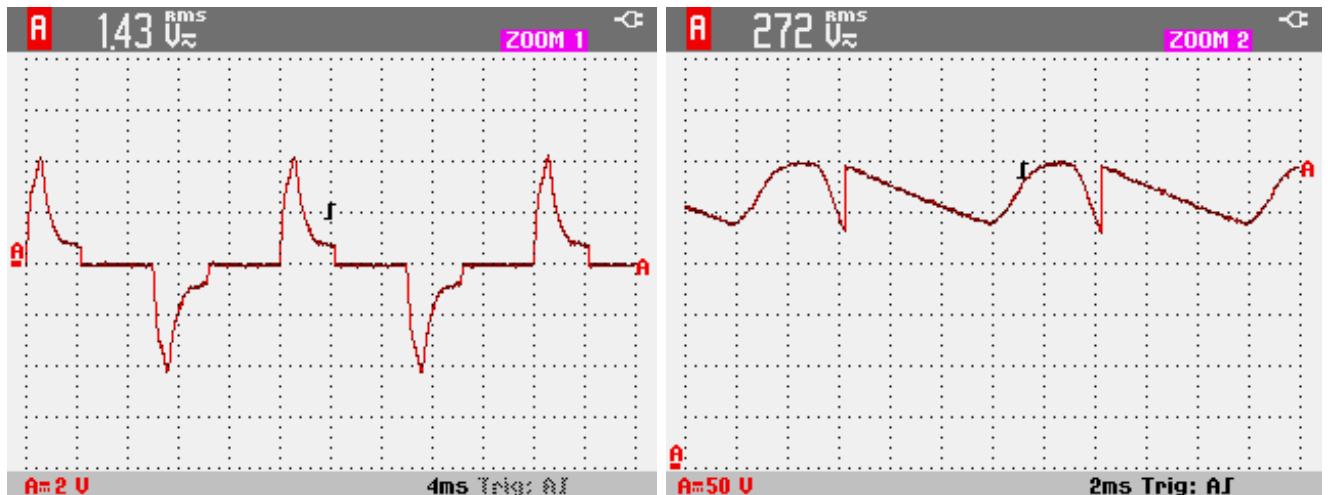


Рисунок 4.9 – Изображение экрана осциллографа с формой потребляемого тока (слева) и формой напряжения на нагрузке (справа) преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 65 В

Экспериментальное измерение коэффициента мощности составило 0,749.

Разница между расчетным и измеренным значением коэффициента мощности составляет 4,32 %.

Измерения коэффициента мощности осуществлялись с помощью измерителя мощности GPM-8212-Gwinstek, имеющего относительную погрешность $\pm 0,2\%$.

Полученные расчетные и экспериментально измеренные данные значения коэффициента мощности преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 23,5, 43, 50 и 65 В, сведены в таблицу 4.1.

Таблица 4.1 – Расчетные и экспериментально измеренные данные коэффициента мощности преобразователя напряжения с ККМ с динистором, имеющего напряжение включения 23,5, 43, 50 и 65 В.

| Напряжение открывания динистора, В | Коэффициент мощности, расчетное значение | Коэффициент мощности, измеренное значение | Расхождение, % |
|------------------------------------|------------------------------------------|-------------------------------------------|----------------|
| 23,5 | 0,674 | 0,705 | 4,6 |
| 43 | 0,698 | 0,718 | 2,87 |
| 50 | 0,707 | 0,741 | 4,81 |
| 65 | 0,718 | 0,749 | 4,32 |

Таким образом, согласно таблице 4.1, расхождение между расчетными и экспериментально измеренными значениями коэффициента мощности составляет не более 5 %, что подтверждает точность и универсальность предложенной в главе 2 математической модели [85]. Установлена возрастающая зависимость значения коэффициента мощности в диапазоне от 0,7 до 0,75 от напряжения открывания динистора в диапазоне значений от 23,5 до 65 В.

4.2 Экспериментальное определение коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

Для проведения экспериментальных исследований согласно схеме электрической принципиальной (рисунок 4.10) разработан и изготовлен макет устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой (рисунок 4.11).

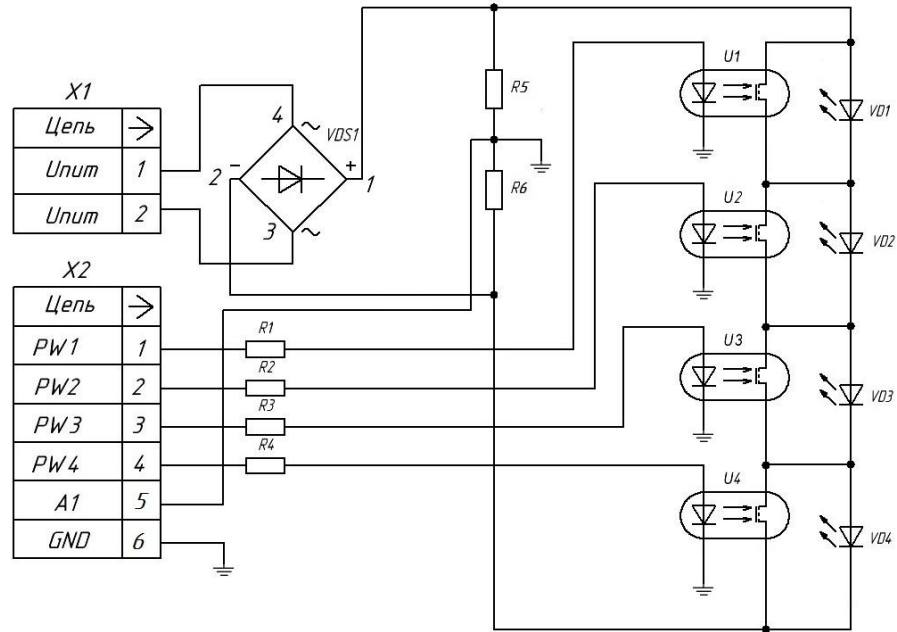


Рисунок 4.10 – Схема электрическая принципиальная устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

Макет (рисунок 4.11) состоит из диодного выпрямителя VDS_1 , состоящего из 4 диодов типа 1N4007, двух резисторов R_5 и R_6 номиналами $680 \pm 5\%$ Ом и $150 \pm 5\%$ Ом, четырех светодиодов КРWH 080-1, микроконтроллера типа ATmega8. В качестве ключей использовались четыре оптопары типа КР293КП1А. Для ограничения протекания тока через светодиоды использовалось четыре резистора R_1 - R_4 номиналом $100 \pm 5\%$ Ом [79].

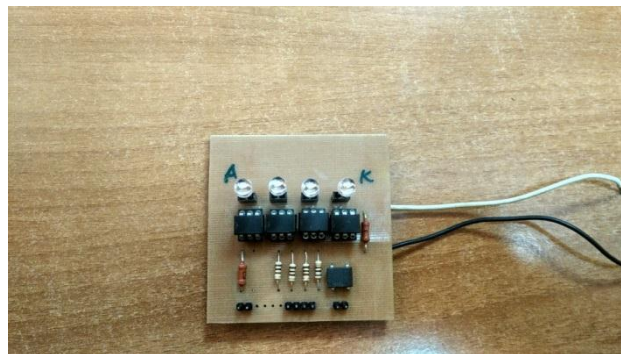


Рисунок 4.11 – Макет устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

На рисунке 4.12 представлена расчетная модель формы потребляемого тока устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой.

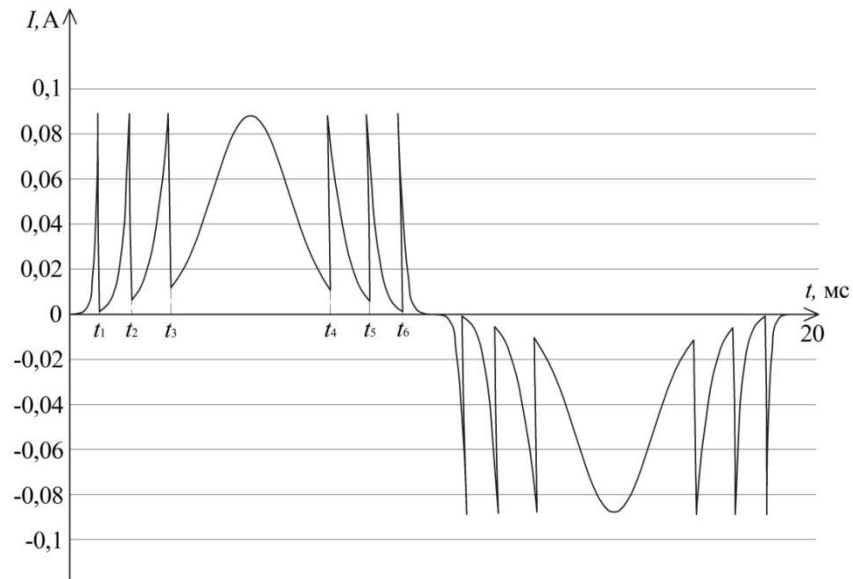


Рисунок 4.12 – Расчетная форма потребляемого тока устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

Для определения формы потребляемого тока и измерения коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой была использована измерительная установка, представленная в приложении 2.

Измерения формы тока и напряжения осуществлялись с помощью осциллографа Teledyne Lecroy WaveAce 2034, имеющего относительную погрешность $\pm 2\%$.

На рисунке 4.13 представлена экспериментально измеренная форма потребляемого тока и входного напряжения.

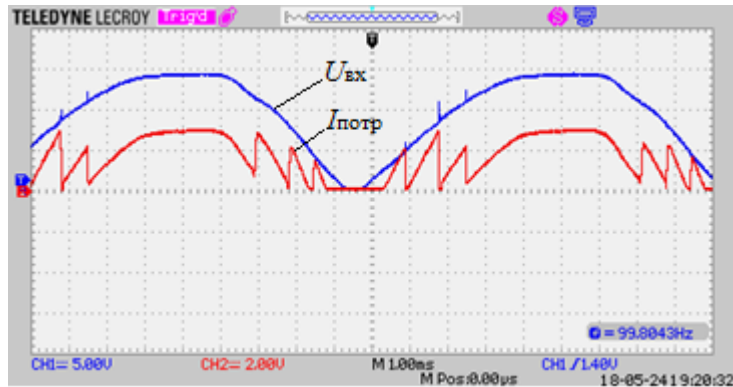


Рисунок 4.13 – Изображение экрана осциллографа с формой входного напряжения $U_{вх}$ и с формой потребляемого тока $I_{потр}$ устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

Измерения коэффициента мощности осуществлялись с помощью измерителя мощности GPM-8212-Gwinstek. Экспериментально измеренное значение коэффициента мощности макета равно 0,96.

Разница между экспериментальными и расчетными значениями составляет не более 2,13%.

Таким образом, экспериментально измеренные значения потребляемого тока, напряжения на нагрузке и коэффициента мощности подтверждают точность и универсальность предложенной в главе 2 математической модели.

Недостатком предложенного устройства является большой коэффициент пульсаций светового потока, который объясняется тем, что количество включенных светодиодов (соответственно и световой поток) изменяется в зависимости от мгновенного значения напряжения.

4.3 Экспериментальное определение коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

Для проведения экспериментальных исследований согласно схеме электрической принципиальной (рисунок 4.14) разработан и изготовлен макет устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой (рисунок 4.15).

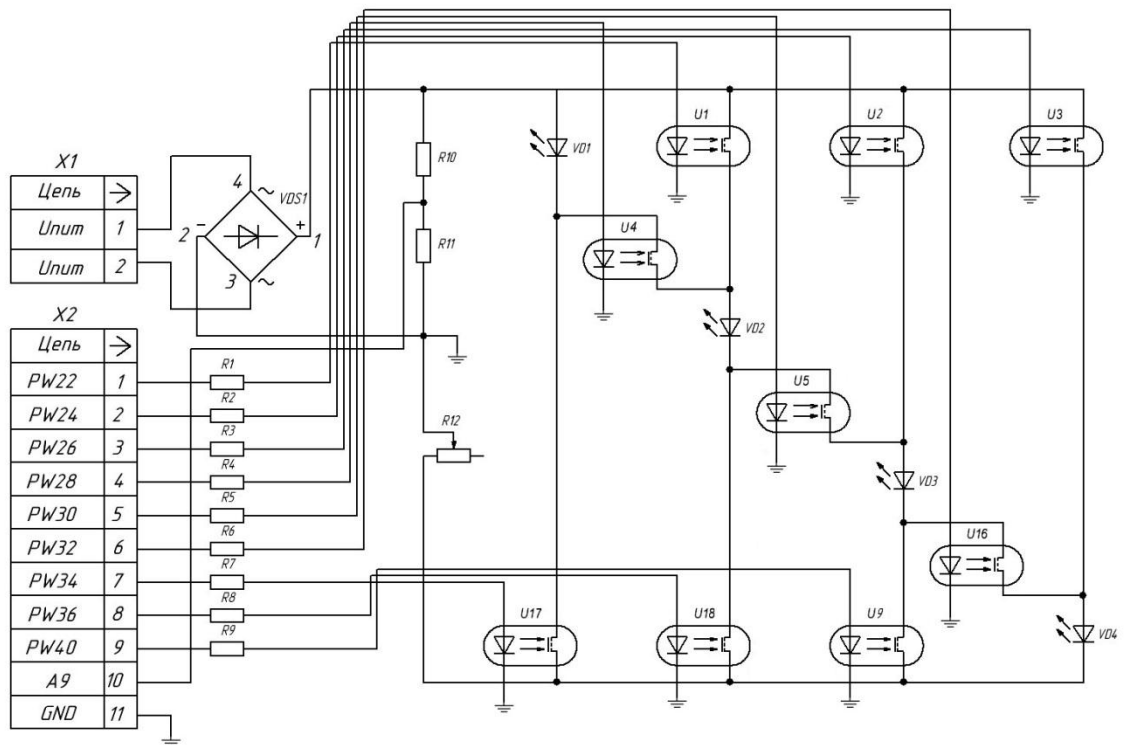


Рисунок 4.14 – Схема электрическая принципиальная устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

Макет (рисунок 4.15) состоит из диодного выпрямителя VDS_1 , состоящего из 4 диодов типа 1N4007, трех резисторов R_{10} , R_{11} и R_{12} номиналами $330 \pm 5\%$ Ом, $680 \pm 5\%$ Ом и $150 \pm 5\%$ Ом соответственно, четырех светодиодов КРВН 080-1, микроконтроллера типа АТмега8. В качестве ключей использовалось девять оптопар типа КР293КП1А. Для ограничения протекания тока через светодиоды использовалось девять резисторов R_1 - R_9 номиналом $100 \pm 5\%$ Ом [93].

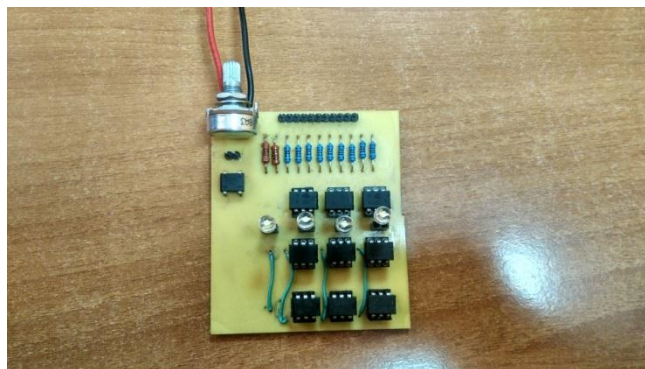


Рисунок 4.15 – Макет устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

Для определения формы потребляемого тока и измерения коэффициента мощности устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой была использована измерительная установка, представленная в приложении 2.

Расчетная форма потребляемого тока устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой представлена на рисунке 4.12.

Измерения формы тока и напряжения осуществлялись с помощью осциллографа Teledyne Lecroy WaveAce 2034.

На рисунке 4.16 представлена экспериментально измеренная форма потребляемого тока и входного напряжения.

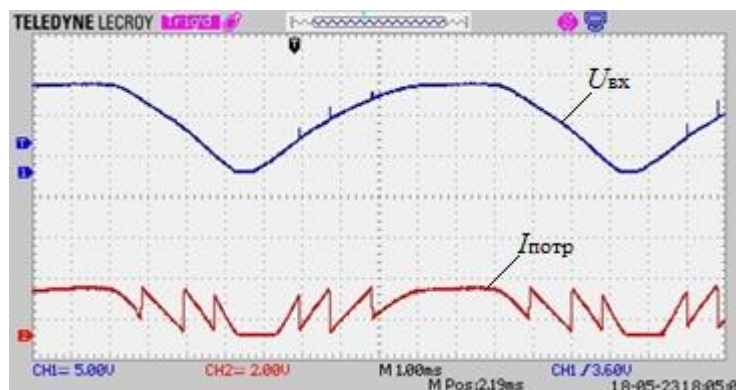


Рисунок 4.16 – Изображение экрана осциллографа с формой входного напряжения $U_{вх}$ и с формой потребляемого тока $I_{потр}$ устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

Измерения коэффициента мощности осуществлялись с помощью измерителя мощности GPM-8212-Gwinstek. Экспериментально измеренное значение коэффициента мощности макета равно 0,978.

Разница между экспериментальными и расчетными значениями составляет не более 1,88 %.

Также дополнительно для подтверждения универсальности математической модели, представленной в разделе 2 согласно схеме электрической принципиальной (приложение 3) был разработан и изготовлен ещё один макет

устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой (рисунок 4.17).

Макет (рисунок 4.17) состоит из диодного выпрямителя VDS_1 , состоящего из 4 диодов типа 1N4007, трех резисторов R_{10} , R_{11} и R_{12} номиналами $330 \pm 5\%$ Ом, $680 \pm 5\%$ Ом и $150 \pm 5\%$ Ом соответственно, девяти светодиодов KPWH 080-1, микроконтроллера типа ATmega256. В качестве ключей использовалась 21 оптопара типа KP293КП1А. Для ограничения протекания тока через светодиоды использовался 21 резистор R_4-R_{24} номиналом $100 \pm 5\%$ Ом.

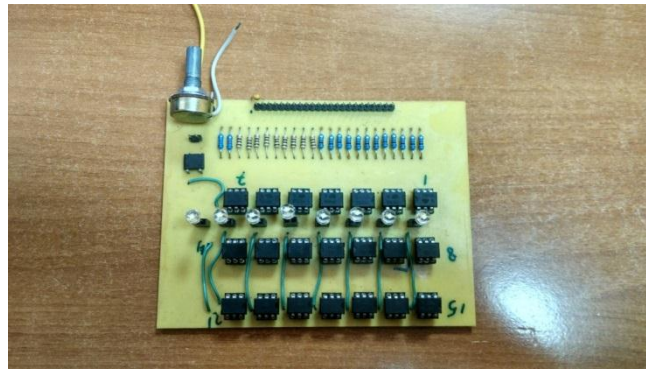


Рисунок 4.17 – Макет устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

На рисунке 4.17 представлена расчетная модель формы потребляемого тока устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой.

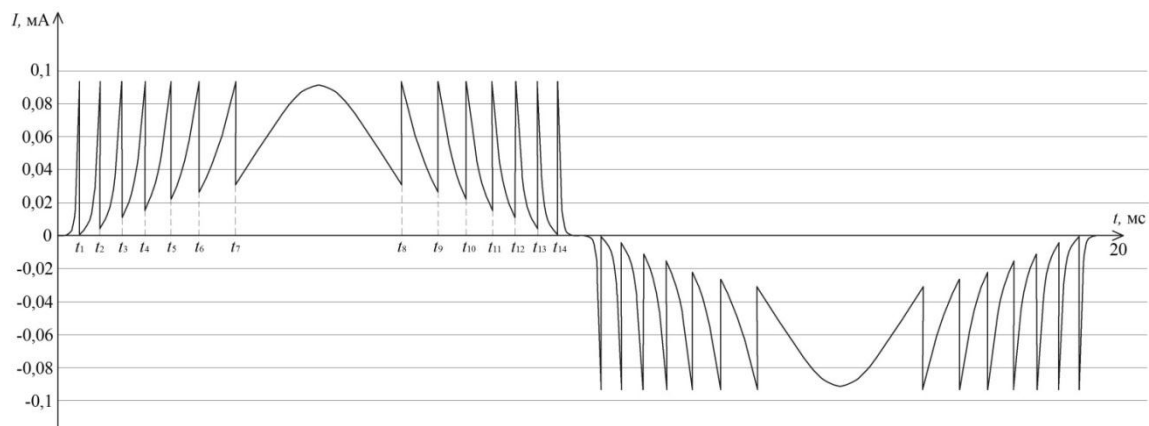


Рисунок 4.17 – Расчетная форма потребляемого тока устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой

Расчетное значение коэффициента мощности составило 0,97.

Измерения формы тока и напряжения осуществлялись с помощью осциллографа Teledyne Lecroy WaveAce 2034.

На рисунке 4.18 представлена экспериментально измеренная форма потребляемого тока и входного напряжения.

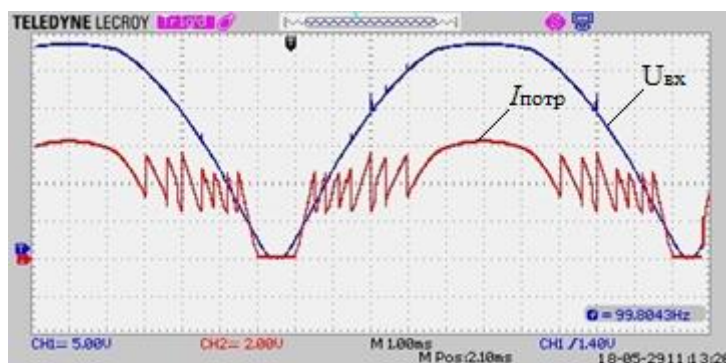


Рисунок 4.18 – Изображение экрана осциллографа с формой входного напряжения $U_{вх}$ и с формой потребляемого тока $I_{потр}$ устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

Измерения коэффициента мощности осуществлялись с помощью измерителя мощности GPM-8212-Gwinstek. Экспериментально измеренное значение коэффициента мощности макета равно 0,993.

Разница между экспериментальными и расчетными значениями составляет не более 2,37 %.

Таким образом, экспериментально измеренные значения потребляемого тока, напряжения на нагрузке и коэффициента мощности подтверждают точность и универсальность предложенной в главе 2 математической модели.

Выводы по главе 4

Таким образом в данной главе приведено описание макетов новых устройств преобразования переменного напряжения в постоянное с повышенным коэффициентом мощности. Проведено сравнение теоретических расчетов с экспериментом.

Показано, что различие составляет не более 5%, что ещё раз свидетельствует об адекватности и точности предложенной математической модели.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представленной диссертационной работе исследованы и разработаны полупроводниковые преобразователи переменного напряжения в постоянное с повышенным коэффициентом мощности для светодиодных источников света.

Основные результаты и выводы диссертационной работы:

1. Разработана математическая модель полупроводникового преобразователя переменного напряжения в постоянное, позволяющая определять мгновенные значения напряжения на элементах схемы и протекающих через них токов и рассчитывать значение коэффициента мощности. Моделирование процессов, протекающих в преобразователе переменного напряжения в постоянное повторяющимися группами временных интервалов с привязкой границ интервалов к мгновенным значениями выходного напряжения позволяет определять форму тока, потребляемого от источника переменного напряжения, и рассчитывать значение коэффициента мощности. Данная методика расчета и выбора определенных параметров элементов схемы полупроводниковых преобразователей переменного напряжения в постоянное для светодиодных источников света применима в проектировании данных устройств для обеспечения требуемого значения коэффициента мощности.

2. Представлен новый способ регулирования тока в светодиодных источниках света, заключающийся в синхронной с частотой питающей сети коммутацией единичных светоизлучающих диодов в группы из последовательно-параллельных цепей с количеством единичных светодиодов в последовательных цепях, пропорциональным мгновенному значению напряжения питающей сети, позволяет увеличить значение коэффициента мощности устройства. Представленные устройства имеют повышенную надежность, поскольку в конструкции устройства отсутствуют сглаживающие электролитические конденсаторы, которые, как правило, определяют срок службы устройства. Также дополнительный положительный эффект заключается в том, что представленное устройство имеет низкий коэффициент пульсаций и может работать при

напряжении от 4 до n количества вольт при переменном и постоянном напряжении, что делает его универсальным в использовании.

3. Разработана новая методика определения напряжения открывания динистора, определяющего значение коэффициента мощности преобразователей переменного напряжения в постоянное для светодиодных ламп мощностью от 2 ватт и более. Введение динистора (неуправляемого тиристора) в схему преобразователя переменного напряжения в постоянное позволяет увеличить коэффициент мощности устройства. Установлена определенная возрастающая зависимость значения коэффициента мощности в диапазоне от 0,5 до 0,78 от напряжения открывания динистора в диапазоне значений от 23,5 до 65 В.

4. Разработаны макеты преобразователя переменного напряжения с фильтрующим конденсатором, преобразователя с диодно-емкостным пассивным ККМ, преобразователя с пассивным ККМ с динистором, устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно соединенной нагрузкой и устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой. Проведено сравнение теоретических расчетов разработанной математической модели с экспериментом. Различие составляет не более 5%, что свидетельствует об адекватности математической модели.

Новизна полученных результатов диссертационной работы подтверждена полученными патентами на изобретения и полезные модели:

1. Патент № 185192 U1 РФ, МПК H02M 7/06. Заявка № 2018124878 от 06.07.2018. Корректор коэффициента мощности / Солдаткин В.С., Иванов А.Н., Олисовец А.Ю., Туев В.И., Хабаров М.В. // Бюл. №33 от 26.11.2018.
2. Патент № 2602415 C1 РФ, МПК H05B 37/02. Заявка №2015124588/28 от 23.06.2015. Схема подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока / Туев В.И., Шкарупо С.П., Олисовец А.Ю., Хомяков А.Ю., Солдаткин В.С., Иванов А.В., Ряполова Ю.В., Вилисов А.А. // Бюл. №32 от 20.11.2016.

3. Патент № 2634493 С2 РФ, МПК H05B 37/02. Заявка № 2016109678 от 17.03.2016. Схема подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока / Туев В.И., Шкарупо С.П., Олисовец А.Ю., Хомяков А.Ю., Солдаткин В.С., Иванов А.В., Ряполова Ю.В., Вилисов А.А. // Бюл. № 31 от 31.10.2017.

Таким образом, выполненная работа заключается в разработке научно-технических основ проектирования полупроводниковых преобразователей напряжения с повышенным коэффициентом мощности, в разработке новых технических решений корректора коэффициента мощности, устройства подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока, совокупность которых позволила решить научно-техническую проблему, имеющую важное хозяйственное значение в развитии основ построения полупроводниковых преобразователей напряжения с повышенным коэффициентом мощности, что позволило существенно улучшить электромагнитную совместимость светодиодных источников света.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- МЭК – Международная электротехническая комиссия;
- СанПиН – санитарно-эпидемиологические правила и нормы;
- ППН - преобразователь переменного напряжения
- ВАХ – вольт-амперная характеристика;
- ЛДУ – линейное дифференциальное уравнение;
- НДУ – нелинейное дифференциальное уравнение;
- ПИ – постоянная интегрирования;
- ИУ – интегральное уравнение;
- ЭДС – электродвижущая сила;
- ККМ – корректор коэффициента мощности;
- АККМ – активный корректор коэффициента мощности;
- ПККМ – пассивный корректор коэффициента мощности;
- СИД – светоизлучающий диод;
- КМ – коэффициент мощности;
- КП – коэффициент пульсаций;
- ЭВМ – электронно-вычислительная машина;
- ШИМ – широтно-импульсная модуляция;
- КПД – коэффициент полезного действия;
- ДТ – датчик тока;
- ТГ – тактовый генератор;
- ПГ – пилообразный генератор;
- УОТ – усилитель ошибки по току;
- УОН – усилитель ошибки по напряжению;

ЭМП – электромагнитные помехи;

ФЭМП – фильтр электромагнитных помех;

АЦП – аналогово- цифровой преобразователь;

ЛП – линейный преобразователь;

УП – устройство преобразования;

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. IEC 61000-3-2-2017 Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-2. Limits. Limits for harmonic current emissions (equipment input current 16 A per phase).
2. ГОСТ 30804.3.2-2013 Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний.
3. ГОСТ Р 55705–2013. Приборы осветительные со светодиодными источниками света. Общие технические условия».
4. Постановление Правительства РФ №1356 от 10 ноября 2017 г. Об утверждении требований к осветительным устройствам и электрическим лампам, используемым в цепях переменного тока в целях освещения.
5. Чаплыгин, Е. Е. Спектральные модели корректоров коэффициента мощности с ШИМ / Е. Е. Чаплыгин // Практическая силовая электроника. – 2003. – № 11. – С. 26-31.
6. Чаплыгин, Е. Е. Спектральное моделирование корректоров коэффициента мощности / Е. Е. Чаплыгин, Хоанг Ан Нгуен // Практическая силовая электроника. – 2004. – № 15. – С. 23-28.
7. Малаханов А. А. Математическое моделирование импульсно-модуляционных систем с коррекцией коэффициента мощности: дис. ... канд. техн. наук : 05.13.18 / Малаханов Алексей Алексеевич. – Брянск, 2007. – 175 с.
8. Андриянов А.И., Малаханов А.А., Бутарев И.Ю. Исследование нелинейной динамики однофазных корректоров коэффициента мощности на основе непосредственного повышающего преобразователя напряжения // Электронные средства и системы управления. – Томск. – №1. – 2014. – С. 192-196.
9. Андриянов А.И., Бутарев И.Ю., Малаханов А.А. Нелинейная динамика однофазных корректоров коэффициента мощности на основе

- непосредственного повышающего преобразователя напряжения // Системы управления и информационные технологии. – Воронеж. – №4. – Т. 58. – 2014. – С. 45-52.
10. Белов, Г. А. Расчет процессов в широтно-импульсном корректоре коэффициента мощности / Г. А. Белов, А. А. Алексеев, А. В. Нестеров // Электричество. – 2004. – № 9. – С. 48-56.
11. Белов, Г. А. Моделирование корректоров коэффициента мощности на основе метода усреднения / Г. А. Белов, Г. В. Малинин, А. В. Серебрянников // Нелинейный мир. – 2009. – № 9. – Т. 7. – С. 675-683.
12. Михальченко, Г. Я., Малаханов А.А. Математическая модель однофазного корректора коэффициента мощности // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2008. – Т. 2. – №. 2. – С. 143-149.
13. Михальченко Г.Я., Муликов Д.С. Установившиеся режимы работы преобразователя частоты с активным выпрямителем // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск. –2016. – №2. – Т.19. – С. 79-83.
14. Корольский Д.А., Михальченко Г.Я., Михальченко С.Г. Формирование постоянного тока в источниках питания светодиодных светильников повышенной надежности // Доклады ТУСУР. – 2017. – №4. – Т.20. – С. 149-154.
15. Климов В. П. Коэффициент мощности однофазного бестрансформаторного импульсного источника питания // Практическая силовая электроника. – 2002. – № 5. – С. 21-23.
16. Климов В. П. Схемотехника однофазных корректоров коэффициента мощности / В. П. Климов, В. И. Федосеев // Практическая силовая электроника. – 2002. – № 8. – С. 23-28.

17. Климов, В. Корректоры коэффициента мощности однофазных источников бесперебойного питания / В. Климов, С. Климова, Ю. Карпиленко // Силовая электроника. – 2009. – № 3. – С. 40-42.
18. Singh B., Shrivastava A., Chandra A., Al-Haddad. A single stage optocouplerless buck-boost PFC driver for LED lamp at universal AC mains // 2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. – 2013.
19. Singh B., Aman J. Zeta converter for power quality improvement for multi-string LED driver // 2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. – 2016.
20. Овчинников, Д. А. Разработка и исследование однофазных корректоров коэффициента мощности: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.12 / Овчинников Денис Александрович. – Москва, 2004. – 153 с.
21. Серебрянников А.В. Анализ и расчет корректоров коэффициента мощности на базе современных микросхем управления: дис. ... канд. техн. наук : 05.09.12 / Серебрянников Александр Владимирович. – Чебоксары, 2010. – 182 с.
22. Иванов, В. Типовые схемы корректоров коэффициента мощности / В. Иванов, Д. Панфилов // Chip News. – 1997. – № 9-10. – С. 38-45.
23. Григорьев, В. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания / В. Григорьев, Е. Дуплякин // Электронные компоненты. – 2000. – № 2. – С. 66-68.
24. Магазинник А. Г. Коррекция коэффициента мощности вторичных источников питания // Электротехника. – 2001. – № 5. – С. 40-42.
25. Селищев А.А. Корректор коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя. Элементная база // Сборник статей III Международной научно-практической конференции «Результаты современных научных исследований и разработок». – Пенза. – 2017. – С. 91-93.
26. Моргунов Д.Н., Лабунский Л.С. Особенности проектирования светодиодного освещения // Вопросы науки и образования. – Иваново. – №7(19). – 2018. – С. 35-38.

27. Бурсуков В.К., Гизатуллина О.Л., Новоселов М.Л. Исследование токовых характеристик электрических источников освещения // Материалы XLVIII Международной научно-практической конференции с элементами научной школы «Фёдоровские чтения 2018». – Москва. – 2018. – С. 153-162.
28. Нигматуллин Р.М., Иштырякова Ю.С. Сравнительное исследование характеристик пятиваттных светодиодных ламп разных производителей // Материалы IX Международной научно-технической конференции «Фундаментальные и прикладные проблемы физики». – Саранск. – 2016. – С. 200-203.
29. Патент № 185192 U1 РФ, МПК H02M 7/06. Заявка № 2018124878 от 06.07.2018. Корректор коэффициента мощности / Солдаткин В.С., Иванов А.Н., Олисовец А.Ю., Туев В.И., Хабаров М.В. // Бюл. №33 от 26.11.2018.
30. Патент № 2602415 C1 РФ, МПК H05B 37/02. Заявка №2015124588/28 от 23.06.2015. Схема подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока / Туев В.И., Шкарупо С.П., Олисовец А.Ю., Хомяков А.Ю., Солдаткин В.С., Иванов А.В., Ряполова Ю.В., Вилисов А.А. // Бюл. №32 от 20.11.2016.
31. Патент № 2634493 C2 РФ, МПК H05B 37/02. Заявка № 2016109678 от 17.03.2016. Схема подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока / Туев В.И., Шкарупо С.П., Олисовец А.Ю., Хомяков А.Ю., Солдаткин В.С., Иванов А.В., Ряполова Ю.В., Вилисов А.А. // Бюл. № 31 от 31.10.2017.
32. Туев В.И., Олисовец А.Ю. Управление в светотехнических системах: учебно-методическое пособие по курсовому проекту и самостоятельной работе. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/7969> (дата обращения: 29.05.2019).
33. Гольцова М. Драйверы светодиодов: от мобильных телефонов до уличных светильников // Электроника: наука, технология, бизнес. – Москва. – 2011. – №8(114). – С. 40-51.

34. Олисовец А.Ю., Туев В.И., Солдаткин В.С., Ряполова Ю.В., Иванов А.В., Алексеев А.П. Исследование макетных образцов светодиодных ламп общего назначения, изготовленных на основе светодиодных линеек // Материалы XX Всероссийской конференции «Нитриды галлия, индия и алюминия – структуры и приборы». – Санкт-Петербург. – 2015. – С. 61.
35. Олисовец А.Ю., Ряполова Ю.В., Иванов А.А., Старосек Д.Г. Разработка энергосберегающей светодиодной лампы на основе светодиодных линеек // Доклады 53-й Международной научной студенческой конференции «МНСК 2015». – Новосибирск. – 2015. – С. 21.
36. Олисовец А.Ю., Афонин К.Н., Ряполова Ю.В., Солдаткин В.С. Испытание низковольтной светодиодной лампы на основе светодиодных излучающих элементов // Материалы XIII Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления 2017». – Томск. – 2017. – Т.1. – С. 273-276.
37. Oliyovets A.Y., Afonin K.N., Ryapolova Y.V., Soldatkin V.S., Starosek D.G., Tuev V.I., Hristyukov V.G. LED lamp design optimizing on minimum non-uniformity of light intensity distribution in space // 13th International scientific technical conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE). – Novosibirsk. – V.1. – 2016. – pp. 153-155. (Scopus).
38. Эрекайкин Е.И., Духанина К.В., Преймак А.Ю. Показатели качества электроэнергии в сети с современной осветительной нагрузкой // Материалы конференции «Наука, технологии, инновации». – Новосибирск. – 2017. – С. 121-125.
39. Марущенко С.Г. Влияние вторичного источника питания светодиодного осветительного прибора на сеть // Современные наукоемкие технологии. – Пенза. – 2013. – №9. – С. 103-107.
40. Алтинай М., Чакир Б., Шехирли Е., Юстюн Ё. Сравнение основных типов преобразователей для питания светодиодов в сети переменного тока // Светотехника. – Москва. – 2017. – №5. – С. 50-55.

41. Лысенко В.С., Бубенчиков А.А., Бубенчикова Т.В. Проблемы применения светодиодных источников света // Материалы Всероссийской научной конференции студентов, магистрантов и аспирантов. – Омск. – 2016. – С. 95-100.
42. Тукшаитов Р.Х., Айхайти И.Н. Разработка и применение критериальных значений параметров светодиодных осветительных приборов для контроля их качества // Инженерный вестник Дона. – №4(47). –2017. – 28 с.
43. Тукшаитов Р.Х., Корнилов В.Ю., Айхайти И.Н., Салимуллин М.З. О величине погрешности измерения коэффициента мощности светодиодных ламп в течение суток в зависимости от коэффициента искажения напряжения электросети // Материалы X Международной научно-технической конференции «Фундаментальные и прикладные проблемы физики». – 2017. – С.18-22.
44. Ошурков И.А. Силовые полупроводниковые приборы для оптимальной разработки источников питания светодиодных осветительных устройств // Практическая силовая электроника. – Москва. – 2013. – №1(49). – С.20-22.
45. Филиппов Е. Нелинейная электротехника. – М.: «Энергия», 1968. – 500 с.
46. Данилов Л.В., Матханов П.Н., Филиппов Е.С. Теория нелинейных электрических цепей. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
47. Берг А.И. Теория и расчет ламповых генераторов. – М.: Госэнергоиздат, 1932.
48. Бруевич А.Н., Евтянов С.И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. – М.: Сов. Радио, 1965. – 340 с.
49. Брук Ю.М. Регулярный метод линеаризации электронных схем // Радиотехника. – 1999. – №3. – С. 26-31.
50. Троицкий Б.С. Анализ и расчет нелинейных цепей методом обращения степенных рядов // Электросвязь. – 1987. – №8. – С. 50-52.
51. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. М.: Высшая школа, 1996. – 638 с.

52. Классификация методов анализа нелинейных цепей. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfiles.net/preview/5267035/page:2/> (дата обращения: 17.05.2019).
53. Дегтярев Б.В. Автоматизация представления амплитудных характеристик в виде степенных полиномов // Радиотехника. – 1986. – №1. – С. 41-44.
54. Гаврилов Л.П. Применение метода степенных рядов к расчету нелинейных цепей // Изв. высш. учебн. зав. Сер. Радиоэлектроника. – 1974. – №7. – С. 24-31.
55. Каганов В.И. Линеаризация свойств нелинейного устройства // Радиотехника. – 1987. – №1. – С. 34-37.
56. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей. – М.: Радио и связь, 1986. – 544 с.
57. Туев В.И. Анализ слабонелинейных электрических цепей при синхронных гармонических воздействиях // Сборник трудов Третьей Международной научно-практической конференции «Исследование, разработка и применение высоких технологий в промышленности». – 2007. – СПб.: Изд-во Политехнического ун-та. – Т.8. – С. 90-92.
58. Бобков А.М., Яковлев Н.И. Аппроксимация характеристики нелинейного безынерционного элемента // Радиотехника. – 1986. – №5. – С. 25-26.
59. Табаков В.С., Карпук А.А. К вопросу об аппроксимации характеристик нелинейных элементов // Радиотехника и электроника. – 1992. – №21. – С. 152-156.
60. Зубчук В.И., Шпаковский А.А. Метод аппроксимации нелинейных характеристик электронных компонентов // Изв. высш. учебн. зав. Сер. Радиоэлектроника. – 1982. – №12. – С. 75-77.
61. Волков Е.А. Метод определения амплитуд гармонических составляющих тока в нелинейном сопротивлении при полигармоническом воздействии // Радиотехника. – 1981. – №3. – С. 55-59.
62. Олисовец А.Ю., Шкарупо С.П., Туев В.И. Применение метода кусочно-линейной аппроксимации для анализа эмиссии гармоник устройства

- управления и питания светодиодных ламп с пассивным корректором коэффициента мощности // Материалы XXII Международной научно – технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР 2017». – Томск. – 2017. – Т. 3. – С. 145-148.
63. Van der Pol B. Forced oscillations in a circuit with non-linear resistance. (Reception with reactive triode) // Phil. Mag. 3. – 1927. – P. 65-80.
64. Григорьев В., Дуплякин Е. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания // Электронные компоненты. – Москва. – 2000. – №2. – С. 66–68.
65. Римарев И.В., Купреев Т.А., Якименко И.В. Корректор коэффициента мощности // Сборник трудов V Международной научно-технической конференции «Энергетика, информатика, инновации». – Смоленск. – 2015. – С. 394-398.
66. Селищев А.А. Система управления корректором коэффициента мощности // Вестник современных исследований. – Омск. – №1-1(4). – 2017. – С. 106-111.
67. Янченко С.А. Анализ гармонической эмиссии распространенных видов современных бытовых нелинейных электроприемников / С. А. Янченко // Промышленная энергетика. – Москва. – 2014. – № 8. – С. 46-55.
68. Чаплыгин Е.Е. Однофазные корректоры коэффициента мощности // Пособие по курсовому и дипломному проектированию для студентов специальности «Промышленная электроника». – МЭИ. – Москва. – 2006. – 35 с.
69. Васильев А., Худяков В., Хабuzов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных источников питания // Силовая электроника. – Москва. – 2004. – № 2. – С. 72-77.
70. Маморцев С.В., Михальченко Г.Я. Технология мягкой коммутации транзисторов в преобразователе постоянного напряжения в постоянное //

- Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск. – 2013. – №1(27). – С. 24-27.
71. Филипенков И.В. Корректор коэффициента мощности // Молодой ученый. – Казань. – № 19(153). – 2017. – С. 85-87.
72. Присмотров Н.И., Пономарев Ю.Г., Пировских Е.Н., Садаков Н.В. Модель корректора коэффициента мощности в составе специализированного преобразователя частоты // Труды VIII Международной конференции по автоматизированному электроприводу. – Саранск. – 2014. – С. 246-250.
73. Шаварин Н.И., Павлов Ю.В., Яров В.М., Лазарева Н.М. Диодно-емкостной пассивный корректор коэффициента мощности // Материалы XI Всероссийской научно-технической конференции «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем». – Чебоксары. – 2015. – С. 219-224.
74. Твердов И. Пассивные корректоры коэффициента мощности для однофазных и трехфазных модулей питания // Компоненты и технологии. – Санкт-Петербург. – 2009. – №4(93). – С. 94-97.
75. Марущенко С.Г., Шундеев Е.Н. Применение корректоров коэффициента мощности в светодиодных источниках освещения // Ученые записки Комсомольского-на-Амуре государственного технического университета. – Комсомольск-на-Амуре. – 2013. – №4(16). – С. 13-19.
76. Махлин А. Особенности проектирования блока питания для светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. – Санкт-Петербург. – 2011. – №1. – С. 30–33.
77. M.A.D. Costa, R.N. do Prado, A. Campos, A.R. Seidel. An analysis about valley fill filters applied to electronic ballasts // IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468). – 2003. – Vol.31. – P.509-514.
78. John C. W. Lam, Shangzhi Pan, Praveen K. Jain A Single-Switch Valley-Fill Power-Factor-Corrected Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lightings


- With Improved Lamp Current Crest Factor // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2014. – Vol.61. – P.4654-4664.
79. Олисовец А.Ю., Туев В.И., Шкарупо С.П. Устройство питания светодиодной лампы с уменьшенным значением эмиссии помех // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск. – 2015. – №3. – С. 51-54.
80. Yuichi Noge; Jun-ichi Itoh. Linear PFC regulator for LED lighting with the multi-level structure and low voltage MOSFETs // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – 2014. – P. 3311 - 3317.
81. Yuichi Noge. Linear AC LED driver with the Multi-level Structure and Variable Current Regulator // 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). – 2015. – P. 964 – 969.
82. Агаева М.В., Чуракова Д.К., Ашрятов А.А. Изучение характеристик светодиодных модулей на примере модуля Acrich 2 и модуля Оптиган // Материалы XII Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники, электротехники и энергетики». – Саранск. – 2015. – С. 145-150.
83. СанПиН 2.2.12.1.1.1278–03 «Гигиенические требования к естественному, искусственному и совмещенному освещению жилых и общественных зданий».
84. Олисовец А.Ю., Шкарупо С.П., Туев В.И. Расчёт формы напряжения на нагрузке в устройстве питания с пассивным корректором коэффициента мощности // Материалы XIII Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления 2017». – Томск. – 2017. – Т.1. – С. 289-291.
85. Олисовец А.Ю., Туев В.И., Шкарупо С.П. Нелинейные свойства полупроводниковых преобразователей напряжения для светодиодных источников света // Вестник МЭИ. – 2018. – №5. – С. 42-47.
86. Абрамович М.И., Бабайлов В.М., Либер В.Е и др. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 432 с.

87. Бобрешов А.М., Китаев Ю.И., Степкин В.А., Усков Г.К. Модель диода с накоплением заряда для анализа схем генерации сверхкоротких импульсов // Вестник Воронежского государственного университета. – Воронеж. – 2012. – №2. – С. 12-17.
88. Демирчян К.С., Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники. – 4-е изд. – СПб.: Питер, 2003. – Т. 2. – 407 с.
89. Олисовец А.Ю., Туев В.И., Шкарупо С.П., Хабаров М.В., Иванов А.Н. Разработка математической модели преобразователя напряжения с корректором коэффициента мощности для светодиодных источников света // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск. – 2018. – №4-1. – Т. 21. – С. 119-124.
90. Корольский Д.А., Кох А.И., Михальченко С.Г., Михальченко Г.Я. Влияние электролитического конденсатора на надежность источника питания светодиодного светильника // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск. – 2017. – №4. – Т. 20. – С. 149-154.
91. Олисовец А.Ю., Туев В.И., Солдаткин В.С., Ряполова Ю.В., Афонин К.Н. Анализ срока службы светодиодных светоизлучающих элементов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – №3(37). – С. 55-61.
92. Антонишен И.В., Кох А.И., Туев В.И., Южанин М.В. Применение модифицированной функции гиперболического тангенса для аппроксимации вольт-амперных характеристик светоизлучающих диодов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск. – 2012. – №2(24). – Ч.2. – С. 154-156.
93. Олисовец А.Ю., Шкарупо С.П., Туев В.И., Решетов Д.А. Разработка линейного источника питания для маломощных светодиодных ламп // Материалы XXIII Международной научно – технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР 2018». – Томск. – Т.2. – С. 302-305.

94. Олисовец А.Ю., Шкарупо С.П., Туев В.И., Решетов Д.А. Разработка устройства питания светодиодных источников света с повышенным коэффициентом мощности // Материалы XIV Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления 2018». – Томск. – Ч.1. – С. 258-260.
95. Олисовец А.Ю., Шкарупо С.П., Туев В.И., Решетов Д.А. Разработка линейного источника питания для маломощных светодиодных ламп // Материалы XXIV Международной научно – технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР 2019». – Томск. – Ч.2. – С. 39-42.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1 Акты внедрения результатов работы

П О Д Т В Е Р Ж Д А Ю
 Директор департамента образования
 ФГБОУ ВО «ТУСУР»
 П.Е. Троян
 2019 г.



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы «Полупроводниковые преобразователи переменного напряжения в постоянное с повышенным коэффициентом мощности для светодиодных источников света» на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.12 – Силовая электроника
 Олисовца Артёма Юрьевича

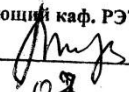
Настоящим актом подтверждается использование результатов диссертационного исследования А.Ю. Олисовца «Полупроводниковые преобразователи переменного напряжения в постоянное с повышенным коэффициентом мощности для светодиодных источников света» в учебном процессе при реализации программы магистратуры в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники».

Результаты исследования, изложенные в диссертации, имеют научное и практическое значение и используются при подготовке выпускных квалификационных работ магистров, учебно- и научно-исследовательской работе студентов, в лабораторном практикуме и курсовом проектировании по базовым дисциплинам «Схемотехническое проектирование» и «Проектирование сложных систем» для магистрантов направления подготовки 27.04.04 «Управление в технических системах», магистерская программа «Управление в светотехнических системах».

Заместитель заведующего кафедрой
 РЭТЭМ по учебной работе, доцент, к.б.н.



Н.Н. Несмелова

Заведующий каф. РЭТЭМ ТУСУР

 В.И. Туев
 «12» 07 2019 г.

УТВЕРЖДАЮ



Директор по научной работе и
инновациям ФГБОУ ВО «ТУСУР»

[Signature] В.М. Рулевский

29 2019 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы «Полупроводниковые преобразователи переменного напряжения в постоянное с повышенным коэффициентом мощности для светодиодных источников света» на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.12 – Силовая электроника

Олисовца Артёма Юрьевича

Настоящий акт составлен в том, что результаты диссертационной работы А.Ю. Олисовца использованы в Научно-исследовательском институте светодиодных технологий ТУСУР при выполнении работ по целевой программе «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 - 2020 годы» в рамках двух проектов:

- «Разработка энергосберегающей светодиодной лампы с конвекционным газовым охлаждением излучателей и сферическим светораспределением, адаптированной к традиционной технологии массового производства ламп накаливания». Уникальный идентификатор работ (проекта) RFMEFI57714X0061;

- «Разработка прототипов передовых технологических решений роботизированного интеллектуального производства электронной компонентной базы и энергоэффективных световых устройств». Уникальный идентификатор работ (проекта) RFMEFI57717X0266.

Результаты диссертационного исследования А.Ю. Олисовца использованы при расчете коэффициента мощности экспериментальных образцов ламп светодиодных ЕГВА.433751.720, ЕГВА.433751.721, ЕГВА.433751.722 и ЕГВА.433751.723.

Внедрение результатов работы А.Ю. Олисовца позволило обеспечить соответствие экспериментальных образцов ламп светодиодных ЕГВА.433751.720, ЕГВА.433751.721, ЕГВА.433751.722 и ЕГВА.433751.723 требованиям постановления Правительства РФ 1356 от 10 ноября 2017 года в части значений коэффициента мощности ламп светодиодных с потребляемой мощностью 4-10 Вт.

Ответственный исполнитель
старший научный сотрудник НИИ СТ, к.т.н.

[Signature] В.С. Солдаткин

«3» *29* 2019 г.

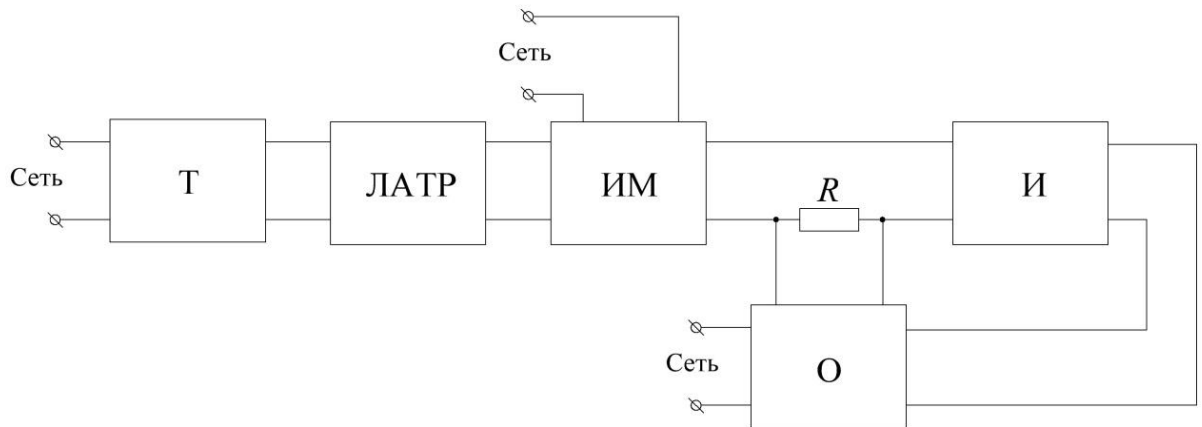
ПРИЛОЖЕНИЕ 2 Измерительный стенд

Рисунок 1 – Схема установки для определения формы тока, напряжения и измерения коэффициента мощности: Т – трансформатор развязывающий; ЛАТР - лабораторный автотрансформатор регулируемый; ИМ – измеритель мощности; R – резистор $15 \text{ Ом} \pm 0,5\%$; О – осциллограф; И – измеряемое устройство

ПРИЛОЖЕНИЕ 3 Схема электрическая принципиальная устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой

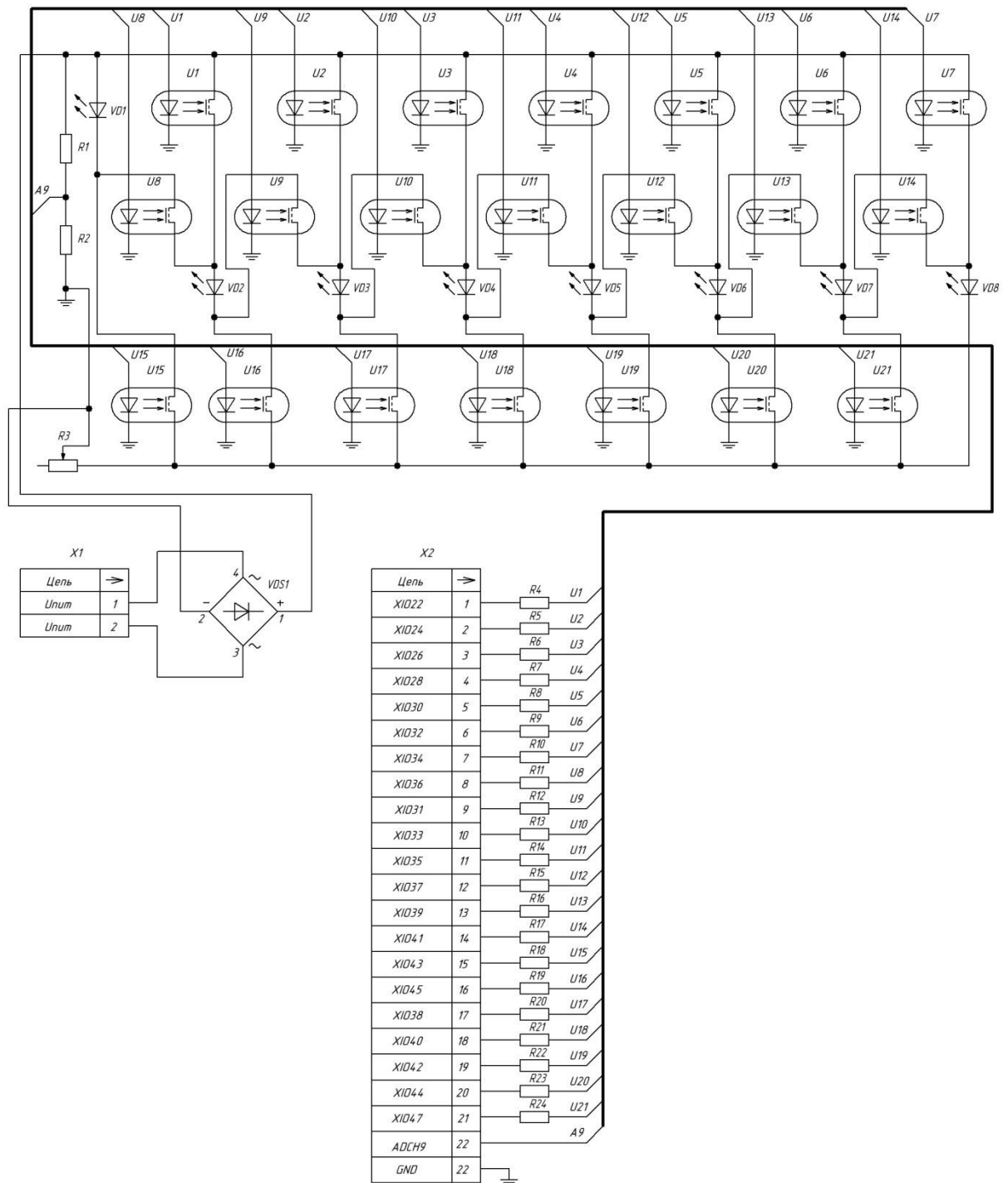


Рисунок 2 – Схема электрическая принципиальная устройства регулирования тока в светодиодных источниках света с последовательно-параллельно соединенной нагрузкой