

Список терминов и определений

Магнитопровод – деталь, предназначенная для прохождения магнитного потока

Термокамера – камера для термической обработки

Дроссель (много обмоточный) – это индуктор, используемый для блокировки высокочастотных переменных токов при пропускании постоянного тока и низкочастотных переменных в цепи.

Трансформатор – электромагнитное устройство, предназначенное для согласования напряжений и токов, имеющее две или более индуктивно связанные обмотки на каком-либо магнитопроводе и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем (напряжений) переменного тока в одну или несколько других систем (напряжений) без изменения частоты.

Первичная обмотка – Обмотка трансформатора, к которой подводится энергия преобразуемого переменного тока.

Вторичная обмотка – обмотка, на которой происходит съем электрической энергии с требуемыми параметрами. При подаче питающего напряжения на первичную обмотку в ней проходит ток, который создает переменное электромагнитное поле в магнитопроводе.

ПАЗ (магнитный зазор) – расстояние между двумя половинами магнитопровода делают для того, чтобы увеличить магнитное сопротивление сердечника, тем самым чтобы дроссель накапливал больше энергии и преобразователь работает эффективней.

Аннотация

Название дипломной работы: «Блок питания АС/DC для маломощной термокамеры».

Работа состоит из пояснительной записки на 80 страницах, включающей 50 рисунков, 5 таблиц, списка литературы из 20 наименований, 2 приложения и графической части на 7-ми листах формата А1.

Ключевым вопросом дипломной работы является создание импульсного источника питания для обеспечения работы переносной термокамеры с регулированием температуры.

Целью работы является создания источника питания АС/DC, проект является комплексным и является неотъемлемой частью термокамеры в которой он обеспечивает преобразование переменного сетевого напряжения в постоянное для питания термопреобразователя термокамеры

Задачами проекта были: разработка методики расчета преобразователя включая трансформатор, экспериментальные и теоретические исследования работы схемы в номинальном режиме и определение параметров работы (КПД, коэффициент мощности).

В процессе работы был изготовлен прототип готового устройства, в виде законченного конструктивного модуля. Полученный проект был привлечен в программы акселерации ТГУ в 2022, 2023 годах.

Abstract

The title of the graduation work is "AC/DC (Alternating Current / Direct Current) power supply for low-power thermal chamber".

The senior paper consists of an introduction, eight parts, a conclusion, tables, list of references including foreign sources and the graphic part on 6 A1 sheets.

The key issue of the thesis is the creation of a switching power supply to ensure the operation of a portable thermal chamber with temperature control.

The aim of the work is to develop and create a methodology for calculating the PSDV-3 (Power Supply Direct Voltage) transformer for designing own power supplies for various tasks, such as ensuring a stable voltage and output power for power electronics and control logic.

Experimental study of the operation of the circuit in the nominal mode and determination of the operation parameters (efficiency, power factor).

The graduation work may be divided into several logically connected parts the following: Search and analysis of the technical parameters of similar devices: Statement of the problem, Device design, Method for calculating the throttle, Experimental studies of device operation, Direction to improve the power factor of the device.

Finally, we present a prototype of the finished device that performs the tasks, the project is relevant. This project is investment-friendly, a grant was allocated from the TSU (Togliatti State University) Acceleration Program 2022, 2023.

In conclusion we'd like to stress this work is relevant in solving the problem using ready-made power sources. All the data obtained helped to design a printed circuit board and assemble a finished sample on a PCB with soldered elements, which was tested to meet the technical requirements.

Содержание

| | |
|---|----|
| Введение..... | 3 |
| 1 Постановка задача..... | 6 |
| 1.1 Поиск и анализ технических параметров аналогичных устройств | 6 |
| 1.2 Критерии для разработки | 7 |
| 2 Конструкторское проектирование устройства..... | 8 |
| 2.1 Варианты разработки устройства и его структуры | 9 |
| 2.2 Разработка электронной схемы и выбор элементов устройства | 11 |
| 2.3 Разработка силовой схемы | 21 |
| 3 Методика расчета дросселя..... | 24 |
| 3.1 Выбор входной фильтрующей емкости..... | 24 |
| 3.2 Выбор коэффициента трансформации..... | 25 |
| 3.3 Расчет требуемой индуктивности дросселя | 26 |
| 3.4 Расчет витков обмоток трансформатора | 28 |
| 3.5 Выбор магнитопровода | 29 |
| 3.6 Расчет обмоток | 29 |
| 3.7 Расчет немагнитный зазора в магнитопроводе..... | 33 |
| 4 Экспериментальные исследования работы устройства | 34 |
| 4.1 Опыт №1 Выходная мощность | 32 |
| 4.2 Опыт № 2 Расчет КПД..... | 35 |
| 4.3 Определение КПД устройства | 38 |
| 4.4 Доработки схемы..... | 44 |
| 4.5 Темповой режим работы устройства | 46 |
| 5 Направление на улучшение коэффициента мощности устройства | 48 |
| 5.1 Пассивный корректор мощности (PFC) | 52 |
| 5.2 Моделирование пассивного корректора коэффициента мощности | 52 |
| 5.3 Принцип действия корректора «Valley fill»..... | 52 |
| Заключение | 52 |
| Список используемой литературы | 59 |
| Приложение А - Экранные копии расчетного файла mathcad с методикой расчета дросселя..... | 62 |

| | |
|---|----|
| Приложение Б - Экранные копии симуляции гармоник из программы MathLab с PFC и без PFC..... | 68 |
|---|----|

Введение

Блок питания является одним из важнейших компонентов любого устройства. Данное устройство очень важно, поскольку оно обеспечивает электроэнергией каждый элемент системы. Есть потребность в создании источника питания для работы микросхем логики и ключевых цепей.

Рассматриваемые в настоящей работе блоки питания постоянного тока предназначены для преобразования электрической энергии переменного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения и представляет собой импульсную систему автоматического регулирования.

Такие преобразовательные устройства включают в себя ключевой элемент, схему его управления, которая в процессе регулирования изменяет скважность импульсов на входе ключевого элемента (модулятор), и накопители энергии — дроссели и конденсаторы, которые играют роль сглаживающих фильтров.

В состав ИБП кроме трансформатора входят выпрямитель тока. Выходное напряжение этого блока в пределах номинальной мощности не зависит от снимаемой с него нагрузки. То есть, независимо от количества подключенных потребителей и потребляемой ими мощности, напряжение, подаваемое блоком питания, останется стабильным. Кроме того, на выходные параметры такого блока практически не влияют скачки напряжения в сети, что защищает прибор от возможных перепадов напряжения.

1 Постановка задача

Задачи данной выпускной квалификационной работы:

- Создание методики расчета трансформатора ИППН-3 для разработки собственных источников питания под разные задачи такие как, обеспечение стабильного напряжения и выдаваемой мощности для силовой электроники и логики управления.
- Получение параметров трансформатора.
- Экспериментальное исследование работы схемы в номинальном режиме и определение параметров работы (КПД, коэффициент мощности).

Все полученные данные помогут спроектировать печатную плату и собрать готовый образец на текстолитовой плате с распаянными элементами, который будет соответствовать техническим требованиям.

1.1 Поиск и анализ технических параметров аналогичных устройств

В современной электронике распространены импульсные преобразователи напряжения. “Они представляют конструктивно отдельный элемент цепи и достаточно дорогостоящие для внедрения в разрабатываемое устройство.” [3] Примером является устройство рис. 1.



Рисунок 1 – Импульсный блок питания заводского производства

Анализ характеристик таких как: выдаваемая мощность, масса, габаритные размеры, напряжение и токи питания, КПД устройства показал не рентабельность использования такого решения. В следствии были приняты меры для реализации собственного источника питания для удовлетворения техническим требованиям. Самостоятельно требует разработки из-за необходимости его встраивания в плату управления.

1.2 Критерии для разработки

Сконструировать законченный блок сетевого выпрямителя в виде печатной платы.

Основные параметры на разработку:

1. Входное напряжение – переменное сетевое напряжение $U_c=220$ В (+-10%), с частотой 50Гц+-1Гц
2. Выходное напряжение - постоянное напряжение $U_2=12$ В (+-10%),
3. Максимальный выходной ток $I_2=4$ А.
4. Схема должна осуществлять гальваническое разделение цепей.

2 Конструкторское проектирование устройства

За основу схемы был выбран принцип схемы обратного преобразователя. Основным элементом обратного преобразователя (ИППН-3) является многообмоточный накопительный дроссель (который иногда называют трансформатором, хотя происходящие здесь и в трансформаторе процессы имеют существенные отличия).

“Различают два основных этапа работы схемы: передача энергии от первичного источника питания в дроссель и передача энергии дросселя во вторичную цепь (вторичные цепи).

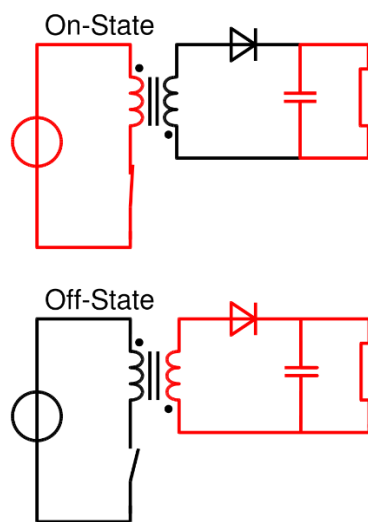


Рисунок 2 – а) – Цикл On-State, б) – цикл Off-State

При замыкании ключа (рис.2) к первичной обмотке дросселя прикладывается напряжение источника питания. В дросселе начинают почти линейно нарастать ток в первичной обмотке и магнитный поток в магнитопроводе, следовательно, накапливается энергия. В качестве ключа обычно выступает транзистор. Наведённая на вторичной обмотке ЭДС запирает диод, и ток во вторичной обмотке отсутствует. При размыкании ключа ток в первичной обмотке пропадает, но магнитный поток в дросселе не может измениться мгновенно, поэтому во вторичной обмотке начинает протекать почти линейно спадающий ток, отпирающий диод. Этот ток заряжает конденсатор и поступает в нагрузку. На первом этапе нагрузка питается только за счет энергии, полученной конденсатором во время второго

этапа. Частота повторения этапов обычно находится в интервале от 20 кГц до 1 МГц” [8]

2.1 Варианты разработки устройства и его структуры

Регулирование выходного напряжения осуществляется за счёт изменения длительности импульсов тока в первичной обмотке.

“Некоторые микросхемы для таких преобразователей не имеют полноценного широтно-импульсного модулятора и работают в «старт-стопном» режиме. То есть микросхема постоянно работает с максимальной мощностью, если напряжение повысилось выше порога переключения — микросхема отключается и перестает «закачивать» импульсы в трансформатор до тех пор, пока оно не понизится, после чего снова начинает работать с максимальной мощностью.” [4]

Подходящим под требования разработки (простота схемотехнической реализации) блока питания представляется микросхемы серии TOP. Техническим заданием на разработку блока было: входное напряжение 220 В (+-10%), выходное напряжение 12 В (+-5%), выходной ток 3 А.

“Микросхемы TOP в корпусе TO-220 имеют тепловое сопротивление кристалл — теплоотвод микросхем 2 град/Вт, кристалл— окружающая среда для микросхем в корпусе DIP при установке на печатную плату с площадью контактной площадки под объединенные выводы истока 232 мм² — 45 град/Вт. Наиболее наглядное представление о серии можно получить из таблицы 1. Расчет преобразователя напряжения на микросхемах серии TOP22х относительно несложен. Его начинают с выбора необходимой микросхемы. На рисунке 3 приведены кривые, облегчающие такой выбор выходного напряжения преобразователя 12 В. По горизонтальной оси на графиках отложена требуемая выходная мощность $P_{out} = U_2 \times I_2$. Сплошные линии графиков соответствуют различным микросхемам рассматриваемой серии.” [9]

“Под заданные требования мощности, с некоторым запасом была выбрана микросхема TOP226, т.к. необходимая мощность $P_{out}=I_2*U_2=4*12=48$ Вт. Однако, как можно увидеть по рисунку 3 с приемлемым КПД (80%) микросхема может преобразовывать до 100 Вт мощности. Этот запас для лабораторной версии является обычным, учитывая цену. Меньший по мощности, но подходящую под критерий мощности и 80% КПД (смотреть рисунок 3) TOP223 отличаются несущественно 47 и 83 руб – для TOP226” [1]

Таблица 1 – Перечень видов микросхем TOP 22XY

| OUTPUT POWER TABLE | | | | | |
|---------------------------------|---|-----------------------------------|--|---|-----------------------------------|
| TO-220 (Y) Package ¹ | | | 8L PDIP (P) or 8L SMD (G) Package ² | | |
| PART ORDER NUMBER | Single Voltage Input ³ 100/115/230 VAC ±15% | Wide Range Input 85 to 265 VAC | PART ORDER NUMBER | Single Voltage Input ³ 100/115/230 VAC ±15% | Wide Range Input 85 to 265 VAC |
| | $P_{MAX}^{4,6}$ | $P_{MAX}^{4,6}$ | | $P_{MAX}^{5,6}$ | $P_{MAX}^{5,6}$ |
| TOP221Y | 12 W | 7 W | TOP221P or TOP221G | 9 W | 6 W |
| TOP222Y | 25 W | 15 W | TOP222P or TOP222G | 15 W | 10 W |
| TOP223Y | 50 W | 30 W | TOP223P or TOP223G | 25 W | 15 W |
| TOP224Y | 75 W | 45 W | TOP224P or TOP224G | 30 W | 20 W |
| TOP225Y | 100 W | 60 W | | | |
| TOP226Y | 125 W | 75 W | | | |
| TOP227Y | 150 W | 90 W | | | |

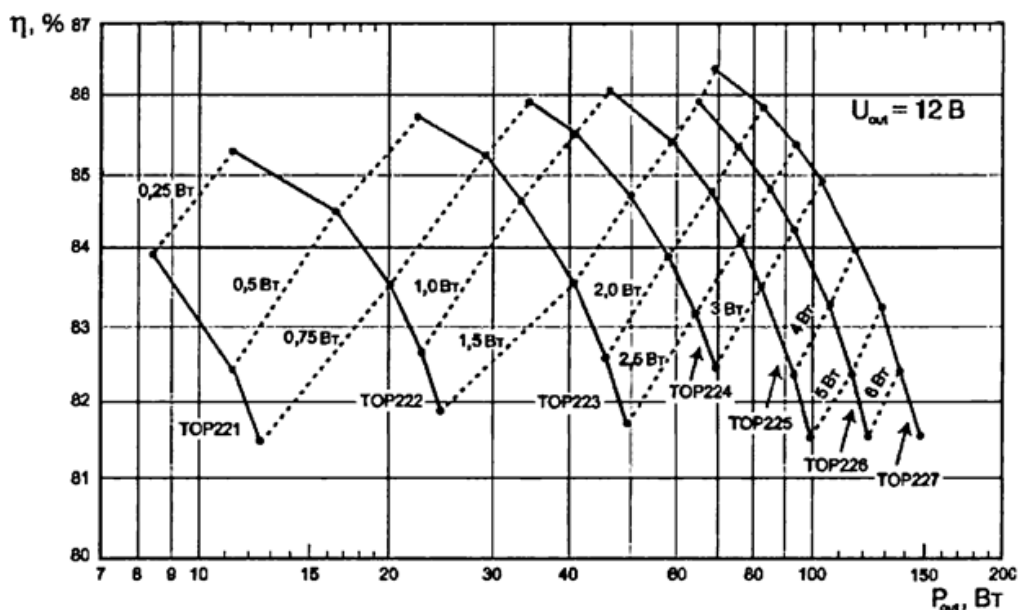


Рисунок 3 – Зависимость КПД от мощности у микросхем TOP.

2.2 Разработка электронной схемы и выбор элементов устройства

“Схема, иллюстрирующая основные процессы в обратноходовом источнике питания, приведена на рис. 4. В течение части периода работы преобразователя замкнутый силовой ключ SW1 подает выпрямленное сетевое напряжение U_{in} на первичную обмотку I трансформатора T1, ток I, через нее при этом линейно нарастает.” [1]

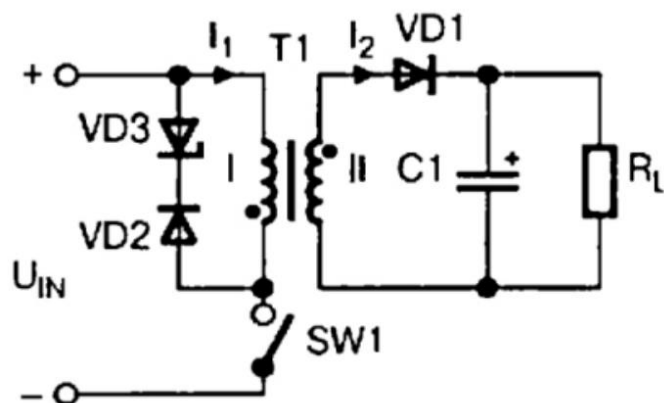


Рисунок 4 – Схема обратноходового источника питания.

“В течение другой части периода ключ разомкнут, и накопленная в сердечнике энергия передается через открытый выпрямительный диод VD1 в нагрузку. Если к моменту очередного открывания ключа ток через вторичную обмотку U_2 прекращается, реализуется режим с прерывистым магнитным потоком (рис. 5), если нет — режим с непрерывным потоком ($I_R < I_P$, рис. 6).

Отношение времени замыкания ключа к периоду T обозначается D и называется коэффициентом заполнения.

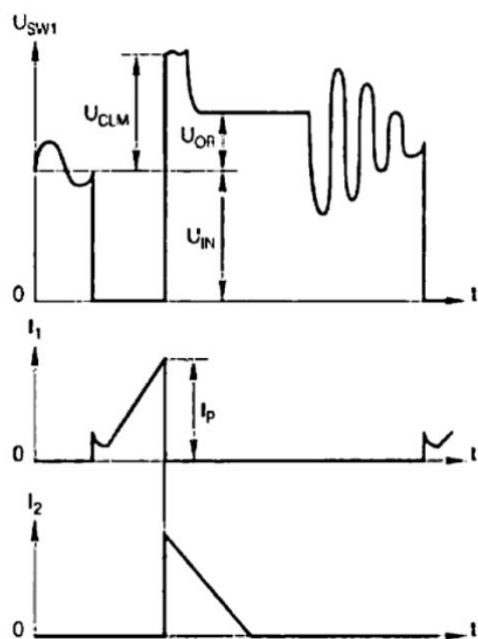


Рисунок 5 – Режим с прерывистым магнитным потоком

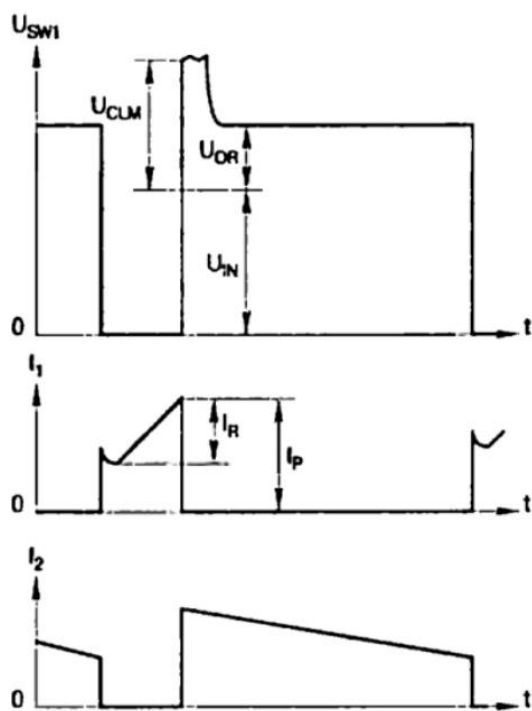


Рисунок 6 – Режим с непрерывным потоком

Для преобразователей на микросхемах серии TOP22x рекомендуется режим с непрерывным магнитным потоком. Такой режим отличается

меньшим значением пикового тока I_P через первичную обмотку трансформатора и силовой ключ, но требует большего значения ее индуктивности L_1 . Кроме того, в момент замыкания ключа диод VD_1 открыт, и при его закрывании возникает кратковременный импульс тока большой амплитуды, что предъявляет повышенные требования к силовому ключу, цепям его защиты, допустимому импульсу обратного тока через выпрямительный диод VD_1 и его быстродействию. К разомкнутому ключу SW_1 приложено напряжение U_{sw1} из трех составляющих: U_{in} — выпрямленное напряжение сети, $U_{ог}$ —суммарное напряжение на нагрузке U_{out} и диоде U_{vd1} , приведенное к первичной обмотке, и выброс на индуктивности рассеяния первичной обмотки трансформатора. Сумму двух последних составляющих обозначают U_{CLM} , это напряжение ограничивает цепь $VD_2 VD_3$.” [1]

“Структура микросхем серии TOP22х представлена на рисунке 7. Микросхема включает в себя мощный высоковольтный транзистор VT_2 и все необходимые цепи его управления, к которым относится, прежде всего, задающий генератор G_1 , работающий на фиксированной частоте 100 кГц, с трех выходов которого снимаются сигналы требуемой формы. Сигнал с выхода 1, поступающий на вход элемента И-НЕ DD_6 , определяет максимально возможный коэффициент заполнения $DMAX$. Короткие импульсы с выхода 2 устанавливают триггер DD_5 в единичное состояние, что включает (при отсутствии на двух верхних входах DD_6 запрещающих сигналов) транзистор VT_2 .

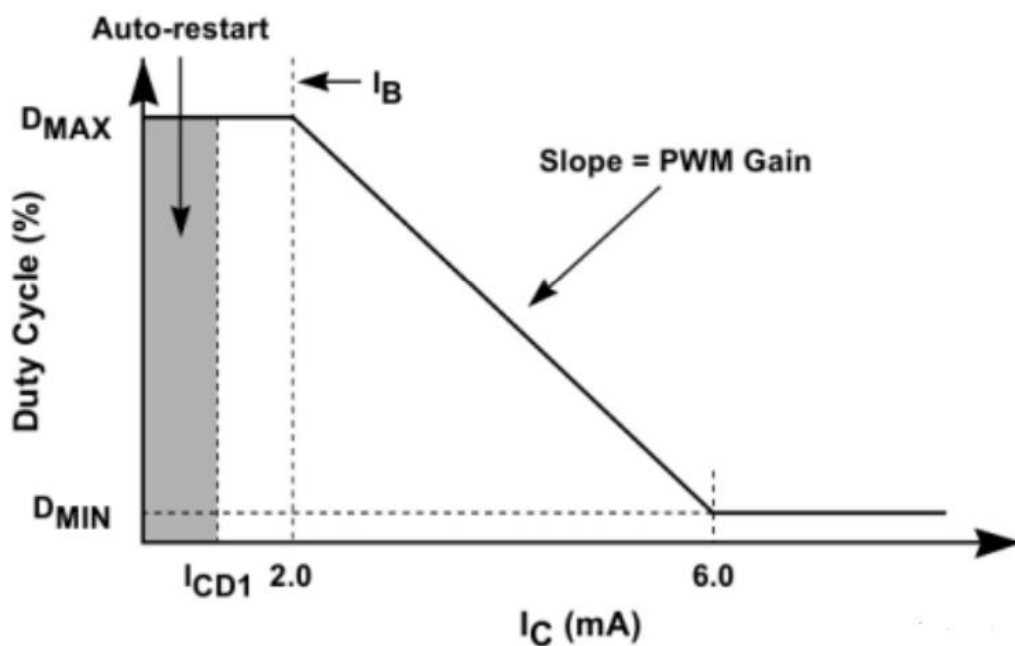


Рисунок 7 – зависимость коэффициента заполнения D от тока ICNTR

TOP221-227

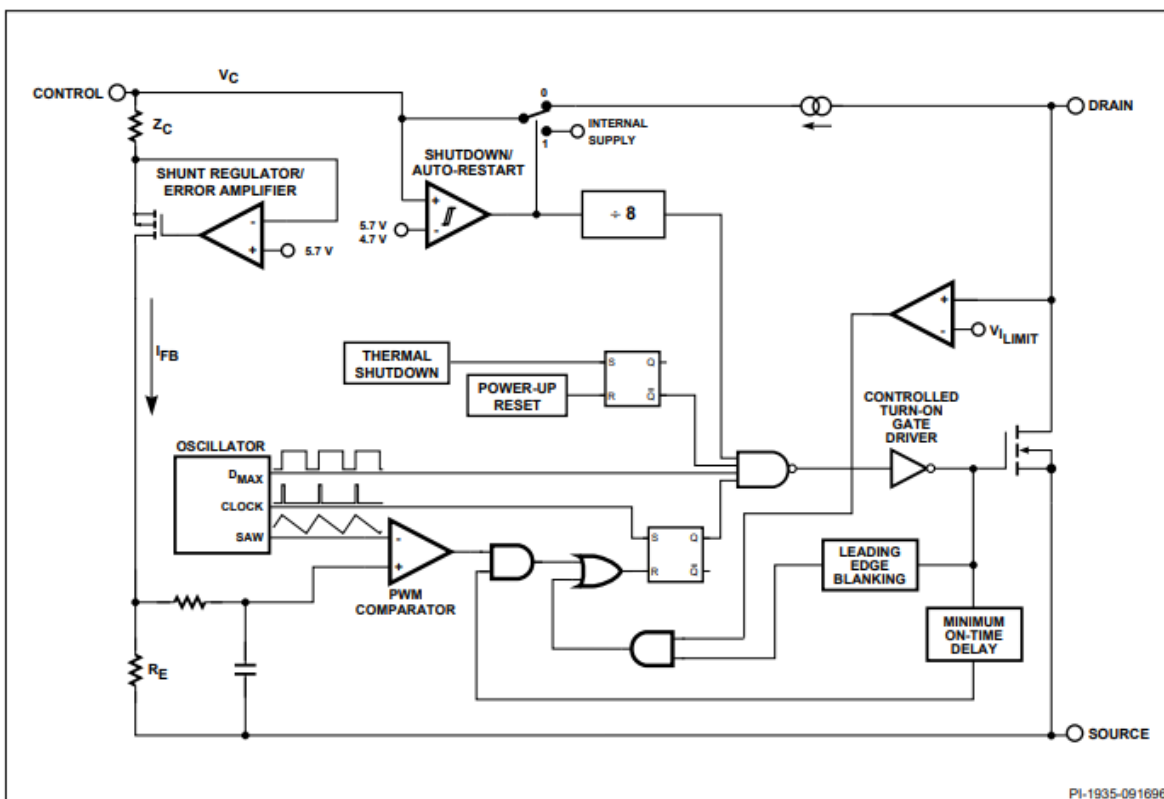


Рисунок 8 – Структура микросхемы TOP

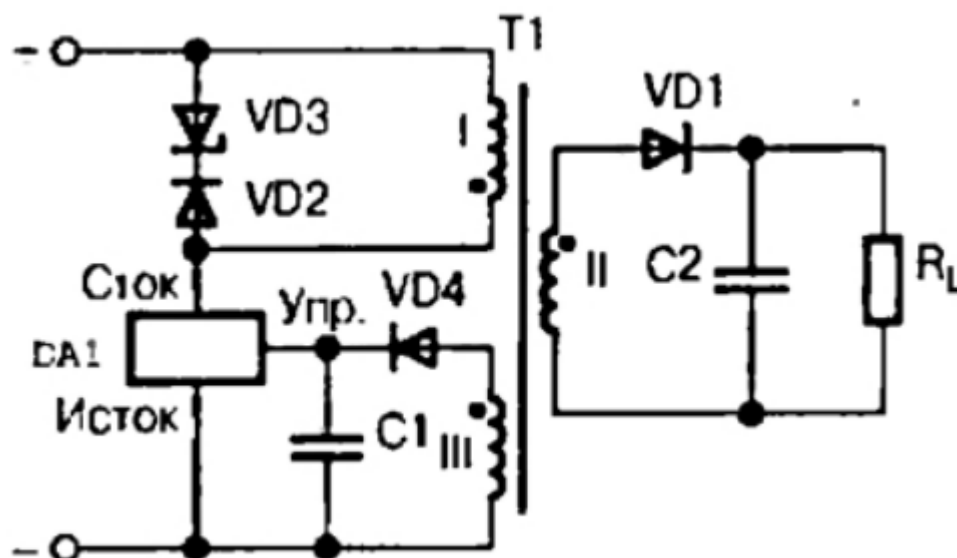


Рисунок 10 – Пример использования микросхемы из официальной документации

“Если во вторичной цепи есть короткое замыкание или перегрузка, амплитуда импульсов на обмотке III не достигнет необходимой величины, и конденсатор C1, разрядившись до напряжения 5,7 В (верхняя диаграмма на рисунке 11, б), переключит компаратор A2. Компаратор, в свою очередь, замкнет ключ SW1 и переключит счетчик DD1 в новое состояние, что запретит прохождение импульсов тактового генератора G1 через элементы DD6 и DD7 на затвор VT2.” [6] Напряжение на конденсаторе начнет снова повышаться. После семи циклов заряда-разряда конденсатора C1 счетчик DD1 вновь разрешит прохождение импульсов через DD6, и произойдет новая попытка запуска преобразователя. “В таком режиме время работы преобразователя в 20 раз меньше периода попыток запуска, что предотвращает, перегрев его элементов и делает безопасными короткие замыкания во вторичной цепи. Когда перегрузка будет снята, преобразователь выйдет на рабочий режим.” [15]

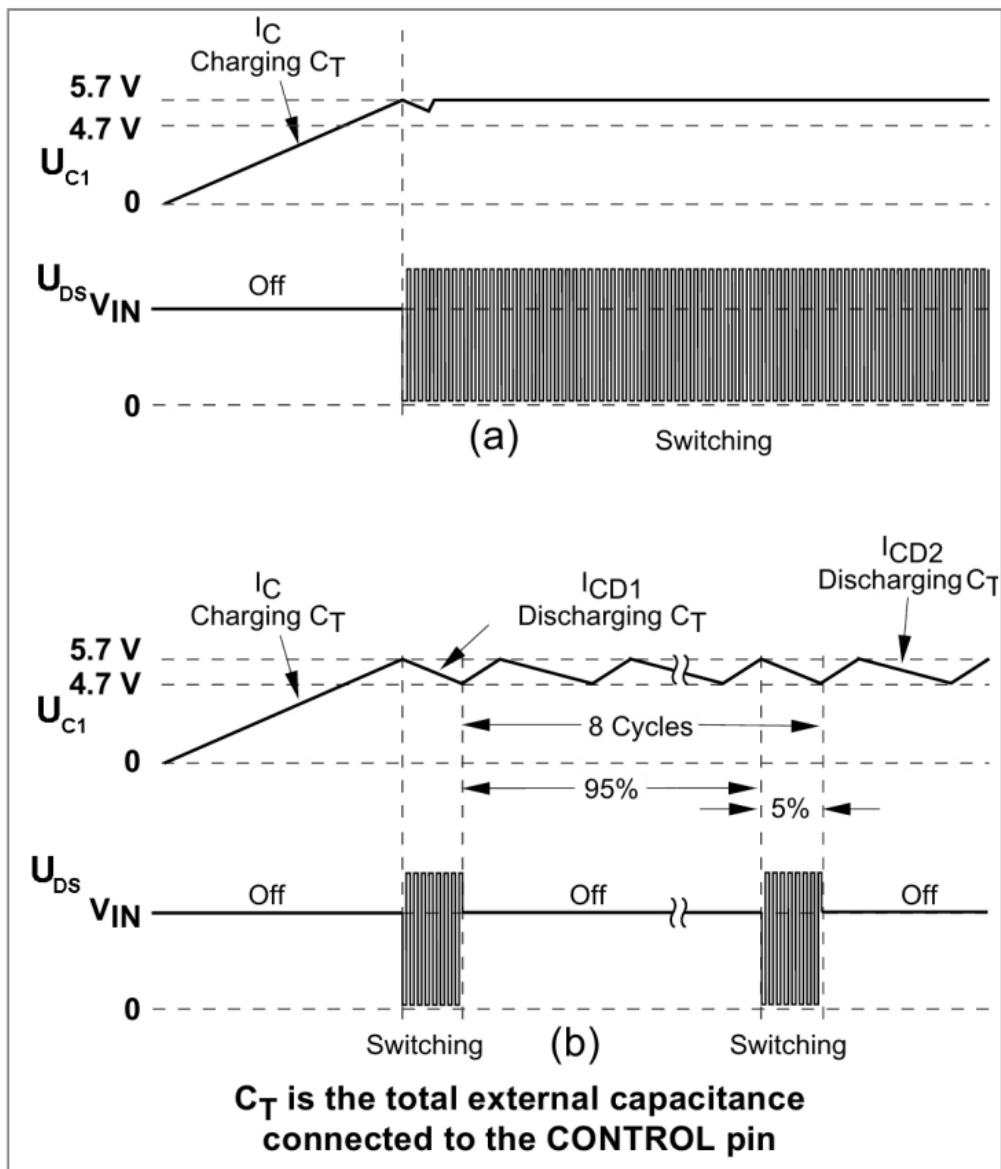


Рисунок 11 – Диаграмма заряда конденсатора C_1

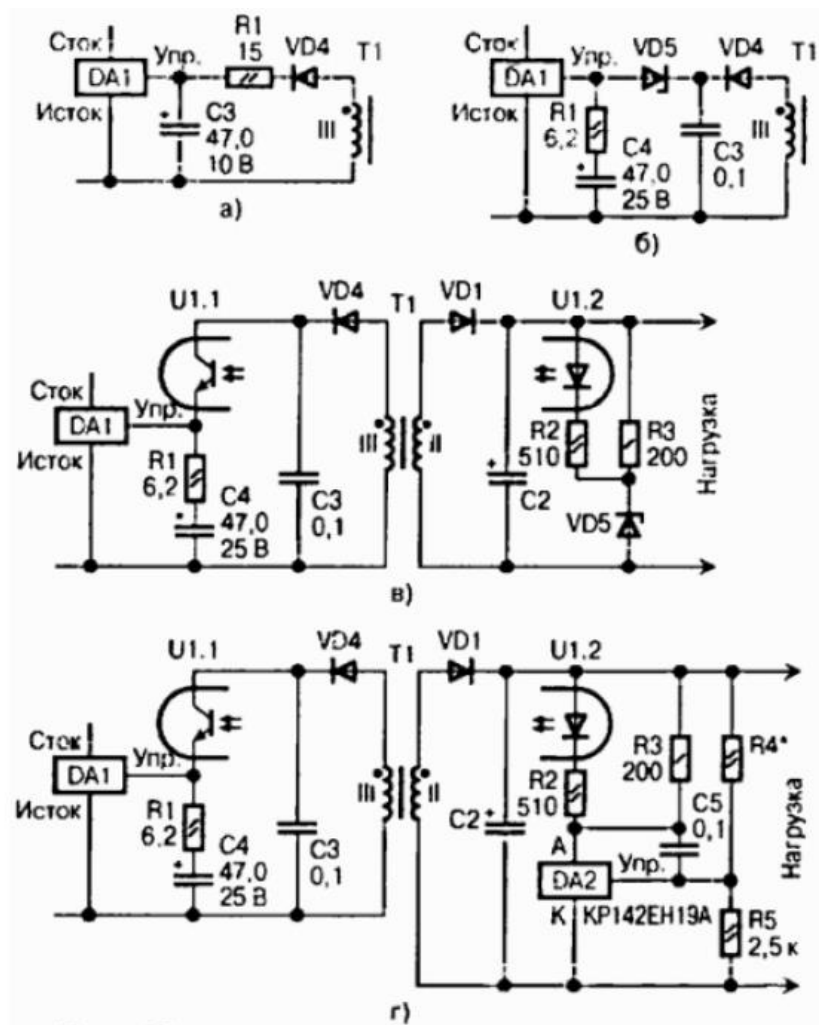


Рисунок 12 – Варианты построения обратной связи в микросхемах TOP
(III – обмотка управления, II – выходная обмотка)

Возможны, по крайней мере, четыре варианта стабилизации выходного напряжения. Первый, самый простой, соответствует рисунку 12, а.

“Как уже указывалось выше, широтно-импульсный модулятор микросхемы обеспечивает стабилизацию напряжения на входе «Управление» на уровне 5,7 В. Поскольку обмотки II и III связаны между собой, то при изменении напряжения сети напряжение на нагрузке также стабилизируется.”

[17] Однако, при изменении тока нагрузки изменение падения напряжения на активном сопротивлении обмотки II трансформатора T1 и на диоде VD1 никак не влияет на процесс стабилизации, и выходное сопротивление преобразователя для этого варианта получается наибольшим. Кроме того, возникает проблема точной установки выходного напряжения. Выходное напряжение преобразователя в этом варианте стабилизируется

приблизительно на уровне: $U_2 = (5,7 + U_{vd4}) w_2 / w_3 - U_{vd1}$, где U_{vd4} и U_{vd1} — падение напряжения на соответствующих диодах (рис.11, 10), w_2 , w_3 — число витков обмоток II и III. В нашем случае учитывая выходное напряжение 12 В примем отношение числа витков $N_2/N_3 = 2$, тогда $U_{out} = (5,7 + U_{vd4}) w_2 / w_3 - U_{vd1} = (5,7 + 0,7) \times 2 - 0,7 = 12,1$ В. Соотношение $N_2/N_3 = 2$.” [1]

Заметно повысить стабильность выходного напряжения можно, установив между выходом выпрямителя на диоде VD4 и входом «Управление» микросхемы стабилитрон, соответственно увеличив число витков обмотки III (рисунка 12, б). “В таком варианте увеличивается коэффициент усиления в цепи обратной связи, что заметно повышает стабильность выходного напряжения при изменении напряжения сети и несколько снижает выходное сопротивление.” [12] Появляется также реальная возможность более точно устанавливать выходное напряжение из-за меньшего относительного изменения выходного напряжения при изменении числа витков обмотки III. Это можно сделать также подбором стабилитрона VD5. “Более того, если в качестве стабилитрона использовать его регулируемый аналог на основе микросхемы KP142EH19A (TL431), можно очень точно подстроить выходное напряжение при заданной нагрузке. Лучшие значения стабильности выходного напряжения и минимальное значение выходного сопротивления можно получить, управляя током через вход «Управление» микросхемы сигналом, пропорциональным отклонению выходного напряжения от заданного.” [5] Вариант схемы стабилизатора, реализующий указанный принцип, приведен на рис. 13, в. Обмотка III трансформатора T1, диод VD4 и конденсатор C3 образуют выпрямитель с напряжением 10... 15 В, это напряжение не критично. Оно должно быть больше напряжения на входе «Управление» микросхемы (5,7 В) на 5... 10 В, необходимых для питания фототранзистора U 1.1 оптрона U1. При превышении напряжения на выходе преобразователя суммы рабочего напряжения на стабилитроне VD5 и светодиоде U 1.2 оптрона U1 (около 1,3 В), включается этот светодиод и через фототранзистор U 1.1 оптрона начинает

течь ток. Напряжение на выходе преобразователя стабилизируется. Резисторы R2 и R3 обеспечивают необходимую крутизну передачи сигнала рассогласования на излучающий светодиод оптрона. Недостатком варианта по схеме рисунка 12, является необходимость подбора стабилитрона для точной установки выходного напряжения. Наименьшим выходным сопротивлением, наилучшей стабильностью и возможностью плавной регулировки выходного напряжения обладает вариант стабилизации по схеме рисунок 12, г. Сигналом рассогласования является анодный ток оптоинвертора выше регулируемого аналога стабилитрона DA2. Пока напряжение на его входе «Управления» не превышает 2,5 В, ток анода будет менее 1,5 мА, а при достижении 2,5 В резко увеличивается. Этот ток течет через светодиод U1.2 оптрона U1, в результате выходное напряжение преобразователя стабилизируется на уровне $(R4/R5+1) \times 2,5$ В. Сопротивления резисторов R4 и R5 рассчитываются исходя из тока через делитель (около 1 мА). Любой из резисторов R4 и R5 может быть подстроечным, что обеспечивает возможность точной установки выходного напряжения. Резистор R3 пропускает начальный ток аналога стабилитрона DA2, а R2 ограничивает ток через светодиод оптрона и, совместно с конденсатором C5 обеспечивает стабильность цепи автоматического регулирования. “Типовые параметры различных вариантов стабилизации приведены в табл. 2. В этой таблице приняты следующие обозначения: U_{im} — напряжение на выходе выпрямителя с обмоткой III, AU_{out} — точность установки выходного напряжения, $U_{out}(U_{in})$ — нестабильность выходного напряжения при колебаниях напряжения сети, $U_{out}(I_{out})$ — нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки.” [19]

Таблица 2 – Варианты стабилизации

| Вариант | $U_{III},$ В | $\Delta U_{OUT},$ % | U_{OUT} (U_{IN}), | U_{OUT} (I_{OUT}), |
|---------|-----------------|------------------------|----------------------------|-----------------------------|
| а | 5,7 | 10 | 5 | 1,5 |
| б | 28 | 5 | 2,5 | 1,5 |
| в | 12 | 5 | 1 | 0,5 |
| г | 12 | 1 | 0,2 | 0,2 |

Выбираем несмотря на относительную нестабильность схему включения обратной связи по типу варианта а – с трансформатором и обратным диодом с интегрирующей цепочкой. Дело в том, что блок питания планировался для питания тепловой камеры, а в ней имеется дополнительный регулятор, который регулирует температуру независимо даже при нестабильности питания в 10%, к тому же именно по тех. заданию задано 10% нестабильности на выходе.

2.3 Разработка силовой схемы

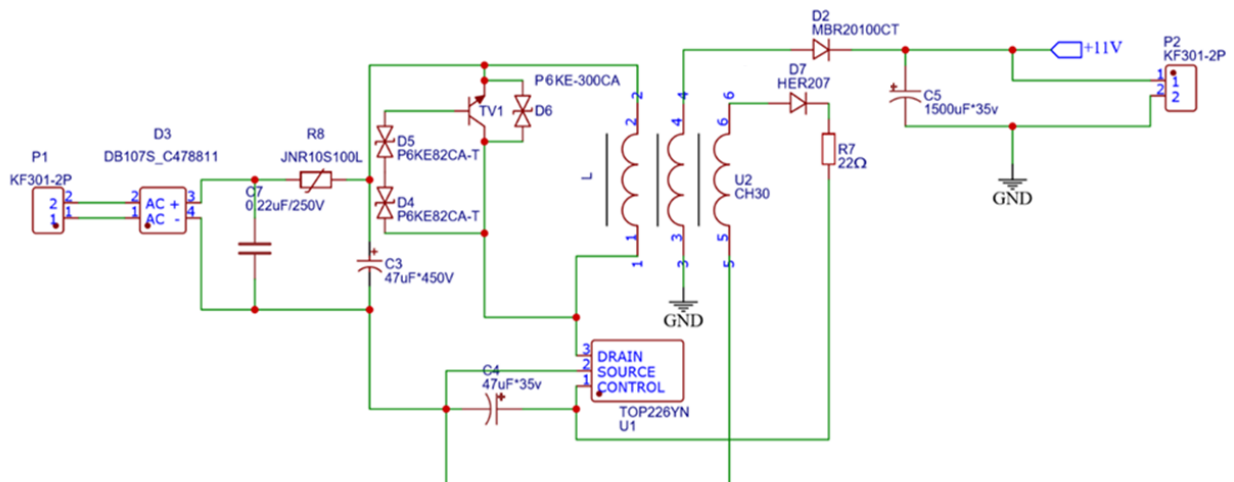


Рисунок 13 – Скриншот копии схема блока питания из программы EasyEDA

На рисунке 13 предложена схема проектируемого блока питания, разработанная в программе. “EasyEDA проектной программе печатных плат и электрических схем.” [14]

“Вход схемы содержит сетевой плавкий предохранитель F-предназначен для защиты питающей сети от перегрузок, которые возникают при неисправностях сетевого выпрямителя или силового транзистора. На входе схемы стоит конденсатор С3, для ограничения его тока в режиме запуска схемы предусмотрен терморезистор. Он позисторного типа. Так как в холодном состоянии сопротивление терморезистора составляет несколько Ом, ток через выпрямительные диоды моста ограничивается на безопасном для них уровне, в рабочем режиме он прогревается и сопротивление его падает повышая КПД схемы. Такое решение проблемы ограничения броска зарядного тока при помощи элемента с нелинейной вольт — амперной характеристикой используется достаточно часто, так как схема обеспечивает минимальные потери и высокую надежность, что и обуславливает ее применение.” [18]

“Параллельно первичной обмотке установлен супрессор 1,5E300A ограничивающие напряжение на обмотке и ключе на уровне 300 В. Таким образом с учетом выпрямленного на С2 напряжении в пределе составляющим амплитудное сетевое 310 В перенапряжение 200 В, дает напряжение на ключе не более $310 + 200 = 510$ В при максимальном напряжении микросхем TOP 700 В.” [11]

В процессе экспериментов было обнаружено, что мощность не более 1,5Вт, при таком напряжении не удалось найти их с большей рассеиваемой мощностью источника. Поэтому было предложено решение на биполярном транзисторе, тогда супрессоры D1, D2 должны управлять транзистором через базу и открывать его при превышении порога их открытия. (см. рисунок 12). Эти приборы имеют марку Р6KE82СА (симметричные). В результате транзистор открывается при напряжении близком к двойному напряжению пробоя, т.е. 164В. При этом защитный супрессор находится в закрытом состоянии 1,5E300А

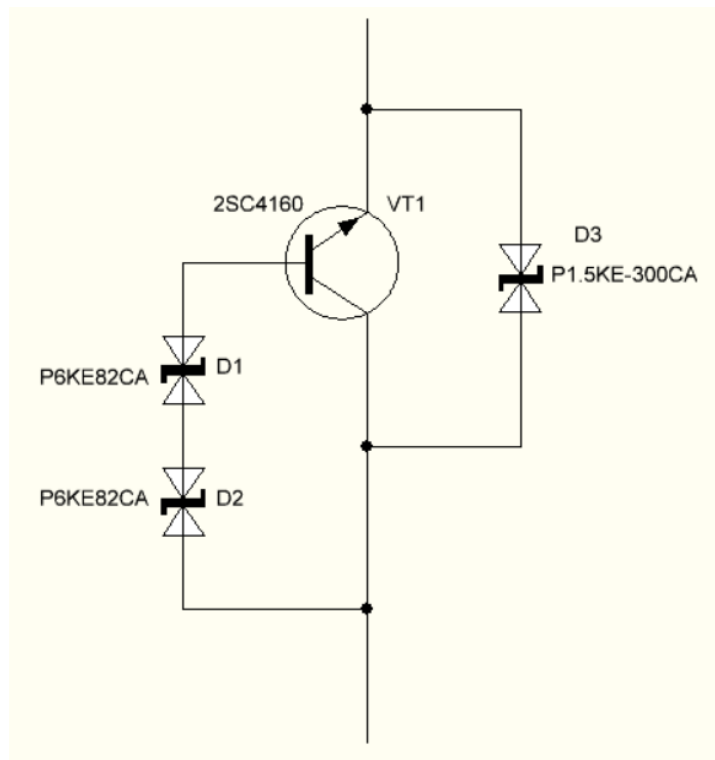


Рисунок 14 – Фрагмент схемы ограничения напряжения на TOP266

Важным элементом схемы является дроссель U2, он определяет основные режимы схемы. Его разработке и выбору параметров посвящен следующий раздел.

3 Методика расчета дросселя

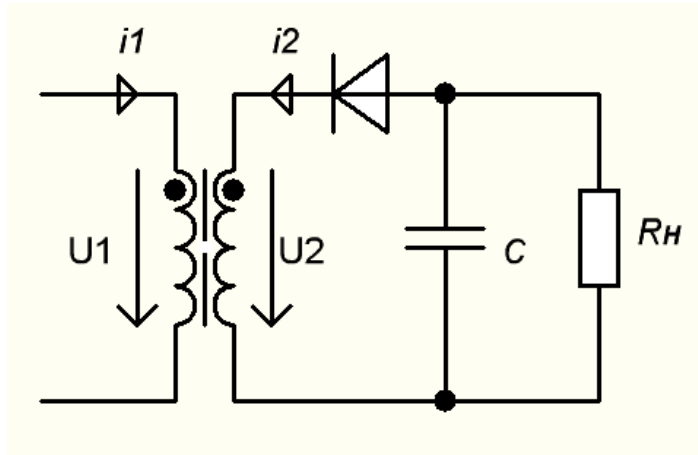


Рисунок 15 – Принципиальная схема Трансформаторного ИППН-3

Повторим исходные данные для расчета взяты из технического задания:

- Среднее напряжение на входе $U_2=270$ В (после выпрямления на фильтре);
- Среднее напряжение на выходе $U_1=12$ В;
- Мощность нагрузки $P=36$ Вт;
- Коэффициент заполнения импульса $\gamma = 0,18$.

3.1 Выбор входной фильтрующей емкости

Новыми данными, которые отсутствуют в тех. задании является напряжение на входе $U_2=270$ В. Это среднее напряжение на входе ИППН-3. Как известно после емкостного выпрямления напряжение пульсирует на ΔU_2 .

Для расчета входной емкости при заданном среднем U_2 и пульсации ΔU_2 зададимся допустимым уровнем пульсации $0,10 \dots 0,20$, примем $\delta=0,13$.

$$\delta = \frac{\Delta U_2}{U_2} \Rightarrow \Delta U_2 = \delta U_2 = 0,13 * 270 = 36 \text{ В.}$$

С другой стороны, за период емкость при условии небольших пульсаций как мы задали можно считать, что разряжается на нагрузку за полпериода и заряжается за малое время по сравнению с ним. Поэтому верно:

$$I_2 = C \frac{\Delta U_2}{T/2} \Rightarrow C = I_2 \cdot \frac{T}{2\Delta U_2}.$$

где C – емкость, $T=0,02$ с период сетевого напряжения, I_2 - средний ток, потребляемый из сети.

Средний ток I_2 с учетом мощности $P=36$ Вт схемы и КПД преобразователя $\eta=0,8$:

$$I_2 = \frac{P}{\eta U_2} = \frac{36}{0,8 \cdot 270} = 0,17 \text{А.}$$

Тогда емкость

$$C = I_2 \cdot \frac{T}{2\Delta U_2} = 0,17 \cdot \frac{0,01}{36} = 47 \text{мкФ.}$$

(3.1)

Выберем ближайший номинал сверху 75мкФ, и конденсатор марки ЕСАР (К50-35), 47мкФ, 450В, 105°С, 20%, 18x26мм P:7.5мм с типом для заказа JRB2W470M07501800260000В.

Так же коэффициент заполнения импульса задали произвольно $\gamma = 0,18$ на номинальной нагрузке, полагая, что при уменьшении нагрузки заполнение будет уменьшаться.

3.2 Выбор коэффициента трансформации

3.2.1 Установившийся режим при непрерывном магнитном потоке описывается уравнениями с первичной и с вторичной стороны:

$$\begin{cases} U_1 = w_1 \frac{\Delta\Phi}{t_u} \\ U_2 = w_2 \frac{\Delta\Phi}{t_n} \end{cases} \Rightarrow \frac{U_1}{w_1} t_u = \frac{U_2}{w_2} t_n$$

где w_2, w_1 - число витков на вторичной и первичной стороне, t_u, t_n – время импульса (открытого транзистора), время паузы (время закрытого транзистора).

3.2.2 Распишем заданный коэффициент заполнения импульса:

$$\gamma = \frac{t_u}{T} = \frac{t_u}{t_u + t_n} \Rightarrow \frac{1}{1 + \frac{t_n}{t_u}} = \gamma \Rightarrow \frac{1}{\gamma} - 1 = \frac{t_n}{t_u} \Rightarrow \frac{1-\gamma}{\gamma} = \frac{t_n}{t_u} \quad (3.2)$$

где T – период коммутации схемы, γ - коэффициент заполнения периода.

Тогда из (3.2)

$$\frac{U_1 w_2}{U_2 w_1} = \frac{t_n}{t_u} = \frac{1-\gamma}{\gamma}.$$

3.2.3 Коэффициент трансформации $K_{т.р.}$

$$K_{т.р.} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_2}{U_1} \frac{1-\gamma}{\gamma} \quad (3.3)$$

Таким образом, задавая по ТЗ U_2 , U_1 и задаваясь γ можно определить соотношение витков дросселя.

Тогда

$$K_{т.р.} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_2}{U_1} \frac{1-\gamma}{\gamma} = \frac{12}{270} \frac{1-0,18}{0,18} = 0,199. \quad (3.4)$$

$$K_{т.р.} = \frac{U_2}{U_1} \frac{1-\gamma}{\gamma}$$

3.3 Расчет требуемой индуктивности дросселя

3.3.1 Входной средний ток исходя из мощности P нагрузки и входного среднего напряжения на выходе входного фильтра U_1 , с учетом КПД $\eta=0,7\dots0,8$

$$I_d = \frac{P}{\eta U_1}$$

$$I_d = \frac{36}{0,8 \cdot 270} = 0,162A \quad (3.5)$$

3.3.2 Среднее значение входного тока (рис. 15) составляет I_d на интервале T , однако на интервале t_u оно будет I_d' . Среднее выходное значение тока на интервале t_n будет I_d'' . На рисунке показаны множеством красных и синих наклонных линий возможные изменения тока при разных пульсациях тока. От полностью сглаженного (красная и синяя линия горизонтальны) до режима прерывистого потока (наклон красной и синей линий максимальны).

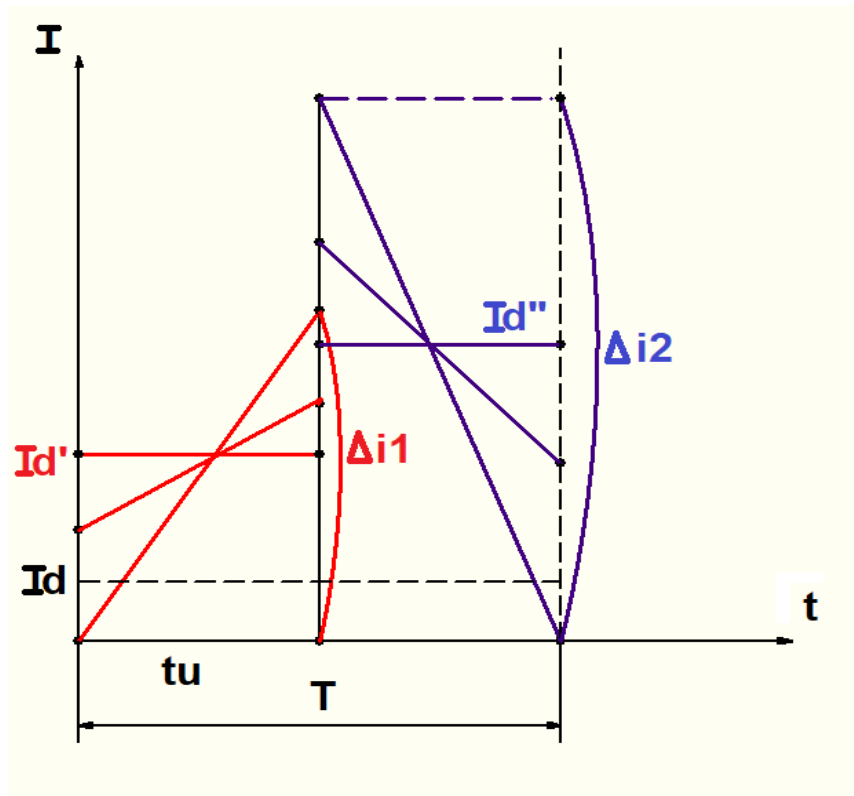


Рисунок 16 – График входного и выходного токов от времени и их средних значений

$$I_d' = \frac{I_d T}{t_u} = \frac{I_d}{\gamma}$$

С учетом (3.5)

$$I_d' = \frac{I_d}{\gamma}$$

$$I_d' = \frac{0,162}{0,183} = 0,886 \text{ A.}$$

3.3.3 Изменение тока Δi_1 на t_u при выполнении условия непрерывности, т.е. $I > 0$ на этом интервале должно быть:

$$0 < \Delta i_1 < 2I_d' = \frac{2I_d}{\gamma}.$$

Левая граница при абсолютно сглаженном токе (индуктивность первичного контура стремится к бесконечности), правая при переходе к прерывистому режиму.

Таким образом, в числах нашего задания

$$0 < \Delta i_1 < 1,7 \text{ A.}$$

Задаем $\Delta i_1 = 0,77\text{A}$.

3.3.4 Для первичной индуктивности L , учитывая t_u из (1.3):

$$L \frac{\Delta i_1}{t_u} = U_1 \Rightarrow L = \frac{U_1 t_u}{\Delta i_1} = \frac{U_1 T \gamma}{\Delta i_1}.$$

$$L = \frac{U_1 T \gamma}{\Delta i_1}.$$

$$L = \frac{270 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 0,183}{0,77} = 6,421 \cdot 10^{-4} \text{Гн}.$$

3.3.5 Максимальный первичный ток i_{m1} исходя из линейного его характера: $i_{m1} = I'_d + \frac{\Delta i_1}{2}$.

$$i_{m1} = 0,886 + \frac{0,77}{2} = 1,27\text{A}$$

3.4 Расчет витков обмоток трансформатора

3.4.1 Максимальное потокоцепление Ψ_m и магнитный поток Φ_m :

$$\Psi_m = L i_{m1} = w_1 \Phi_m = w_1 B_m S_{Fe},$$

(3.6)

где B_m - максимальная индукция насыщения материала магнитопровода,
 S_{Fe} – площадь сечения магнитопровода.

Тогда задаемся $w_1 = 20$

3.4.2 Из (3.4)

$$w_2 = w_1 \frac{U_2}{U_1} \frac{1 - \gamma}{\gamma}$$

$$w_2 = 20 \frac{12}{270} \frac{1 - 0,183}{0,183} = 3,97.$$

Замечание при выборе w_1 и пересчете w_2 , может оказаться что $w_2 < 1$, тогда надо пересчитать с новым w_1 так, чтобы было $w_2 > 1$.

Обмотка 3 (управляющая) по отношению к выходной из раздела 3 находится в соотношении $w_2 / w_3 = 2$, тогда $w_3 = 4/2 = 2$ витка.

3.5 Выбор магнитопровода

Выбираем сечение магнитопровода, учитывая, что в формулу B_m можно подставлять значение не более индукции насыщения, возможно и менее.

$$S_{Fe} = \frac{L \cdot i_{m1}}{w_1 \cdot B_m}$$

Рассчитываем сечение магнитопровода исходя из $B_m = 0,185$ Тл.

$$S_{Fe} = \frac{6,421 \cdot 10^{-4} \cdot 1,27}{20 \cdot 0,185} = 2,039 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$$

Итак, получаем $w_1 = 20$ витков, $w_2 = 4$ витка

Выбираем магнитопровод типоразмера Ч36, материал - 2000НМ1 с $S_{Fe} = 220 \text{ мм}^2$

Уточняем индукцию в магнитопроводе:

$$B_m = \frac{L \cdot i_{m1}}{w_1 \cdot S_{Fe}} = \frac{6,421 \cdot 10^{-4} \cdot 1,27}{20 \cdot 2,2 \cdot 10^{-4}} = 0,185 \text{ Тл.}$$

3.6 Расчет обмоток

3.6.1 Действующее значение тока первичной обмотки можно рассчитать, учитывая ее трапецеидальный вид (рис.16) на интервале t_n и нулевое значение на интервале t_n по:

$$i_{1g} = \sqrt{\left[(I_d')^2 + \left(\frac{\Delta i_1}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \gamma}$$
$$i_{1g} = \sqrt{\left[(0,886)^2 + \left(\frac{0,769}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \cdot 0,183} = 0,391 \text{ А.}$$

3.6.2 Среднее значение входного тока на интервале паузы I_d' (см. рис. 16.), а на периоде $\frac{I_d' t_n}{T} = I_d' \gamma$,

среднее выходное значение тока на интервале паузы I_d'' (см. рис. 16.), а на периоде $\frac{I_d'' t_n}{T} = I_d'' (1 - \gamma)$.

Из баланса мощностей произведения средних напряжений на периоде на соответствующие токи (входные и выходные)

$$I_d'' (1 - \gamma) U_2 = I_d' \gamma U_1.$$

С учетом КПД баланс мощностей

$$I''_d(1 - \gamma)U_2 = I'_d\gamma U_1 \cdot \eta.$$

Тогда выходное значение

$$I''_d = \frac{I'_d U_1}{U_2} \frac{\gamma}{1 - \gamma} \cdot \eta,$$

или

$$I''_d = \frac{0,886 \cdot 270}{12} \cdot \frac{0,183}{1 - 0,183} \cdot 0,8 = 3,57A,$$

также с учетом (3.4)

$$I''_d = \frac{I'_d}{K_{т.р.}} \cdot \eta \quad (3.7)$$

или

$$I''_d = \frac{0,886}{0,199} \cdot 0,8 = 3,57A.$$

3.6.3 Изменение МДС $\Delta F_1, \Delta F_2$ обмоток на этапе паузы и импульса должны быть одинаковы, это следует из закона Ома для магнитной цепи дросселя, т.к. изменение магнитного потока $\Delta \Phi$ на этапе паузы и импульса одинаковы и т.к. магнитная проводимость G одинакова для каждой обмотки поскольку определяется формой магнитопровода, то имеем

$$G = \frac{\Delta \Phi}{\Delta F_1} = \frac{\Delta \Phi}{\Delta F_2} \Rightarrow \Delta i_1 w_1 = \Delta i_2 w_2 \Rightarrow \Delta i_2 = \Delta i_1 / K_{т.р.},$$

поэтому

(3.8)

$$\Delta i_2 = \frac{0,768}{0,199} = 3,875.$$

3.6.4 Тогда учитывая, что действующее значение тока может быть определено аналогично, что и для первичной обмотки, только ток вторичной обмотки на интервале $t_{и}=0$, а на $t_{п}$ трапецеидальный (см. рис.16), действующее значение тока вторичной обмотки:

$$i_{2g} = \sqrt{\left[(I_d'')^2 + \left(\frac{\Delta i_2}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \cdot (1 - \gamma)}.$$

Подставляя в нее (3.7) и (3.8)

$$i_{2g} = \sqrt{\left[\left(\frac{I_d'}{K_{т.р.}} \cdot \eta \right)^2 + \left(\frac{\Delta i_1 / K_{т.р.}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \cdot (1 - \gamma)}.$$

Итак, действующий ток вторичной обмотки

$$i_{2g} = \sqrt{\left[\left(\frac{0,886}{0,199} \cdot 0,8 \right)^2 + \left(\frac{0,769}{0,199 \times 2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \cdot (1 - 0,183)} = 3,381 \text{ А}.$$

3.6.5 Выбор сечения паза под первичную обмотку:

$$S_{\text{паз}_1} = \frac{i_{1g}}{j} \cdot w_1 \frac{1}{K_{3,0}},$$

где j - плотность тока от 2...3 МА/м²,

3.6.6 $K_{3,0}$ – коэффициент заполнения паза под обмотку, составляет 0,5...0,7.

$$S_{\text{паз}_1} = \frac{0,391}{3} \cdot 20 \frac{1}{0,5} = 5,2 \text{ мм}^2.$$

3.6.7 Выбор сечения паза под вторую обмотку:

$$S_{\text{паз}_2} = \frac{i_{2g}}{j} \times w_2 \times \frac{1}{K_{3,0}},$$

$$S_{\text{паз}_2} = \frac{3,381}{3} \cdot 4 \cdot \frac{1}{0,5} = 9,0 \text{ мм}^2.$$

3.6.8 Выбор сечения паза под третью обмотку

Третья обмотка с $w_3 = 2$ является управляющей, ток по ней протекает весьма малый по сравнению с нагрузочным. Так напряжение на ней прямоугольного характера с изменением значений в диапазоне $U=0 \dots +6\text{В}$, также к ней подключена RC цепочка с $R=22\text{Ом}$, $C=47\text{мкФ}$, оценочно на

частоте $f=100\text{кГц}$ емкостное сопротивление если рассчитать действующий ток исходя из реактивного (синусоидального закона изменения напряжения) характера емкости, стремится к нулю, следовательно, основной ток ограничивает R , тогда учитывая, что амплитуда синусоиды примерно равна половине перепада $U_m=3\text{В}$.

$$i_{3g} = \frac{U_m}{\sqrt{2}R} = \frac{3}{22\sqrt{2}} = 0,1\text{А}.$$

Тогда площадь паза

$$S_{\text{паз}} = \frac{i_{3g}}{j} w_3 \frac{1}{K_{3,0}} = \frac{0,1}{3} \cdot 2 \cdot \frac{1}{0,5} = 0,1\text{мм}^2.$$

Суммарный паз под обмотки

$$S_{\text{паз}} = S_{\text{паз}_1} + S_{\text{паз}_2} + S_{\text{паз}_3}$$

$$S_{\text{паз}} = 5,208 + 9,017 + 0,1 = 14,3\text{ мм}^2.$$

Если выбранный магнитопровод имеет меньший паз по паспорту, чем рассчитано, то надо взять больший магнитопровод. Если выполняется неравенство в другую сторону обмотка вписывается в паз и можно даже уменьшить индукцию $B < B_s$ и повторить расчет число витков и обмотка станет больше, но это приведет к меньшим потерям в магнитопроводе и позволит выбрать больший зазор.

Паз под обмотки по документации S_{doc} в разы больше, чем реальная обмотка S следовательно она там разместится, по геометрическим данным рассчитаем S_{doc}

$$S_{doc} = \frac{30 - 16,2}{2} \cdot (11 - 7,3) \cdot 2 = 51,06\text{мм}^2$$

Выбрана намотка из имеющихся обмоточных проводов - в два провода диаметром $0,7\text{мм}$ тогда фактическая плотность в обмотке

$$j = \frac{i_{2g}}{\pi \frac{(0,7 \times 10^{-3})^2}{4} \cdot 2}$$

$$j = 4,393 \cdot 10^6\text{ А/мм}^2$$

т.е. ненамного больше 3А/мм^2 , увеличивать количество проводников в параллель не имеет смысла.

3.7 Расчет немагнитный зазора в магнитопроводе

Немагнитный зазор в магнитопроводе:

$$\delta = \frac{i_{m1} w_1 \mu_0}{2B_m} = \frac{1,27 \cdot 20 \cdot 12,56 \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 0,185} = 8,611 \cdot 10^{-5} \text{ мм.}$$

Учитывая ограниченность магнитной проницаемости можно пересчитать эффективный немагнитный зазор δ_{eq} в магнитопроводе при полном соприкосновении чашечек со средней длиной магнитной линии $l_{sr}=54 \cdot 10^{-3}$ магнитопровода ЧЗ6:

$$\delta_{eq} = \frac{l_{sr}}{\mu} = \frac{54 \cdot 10^{-3}}{1500} = 3,6 \cdot 10^{-5} \text{ мм.}$$

Таким образом нужно добавить зазор в размере δ_{ost} :

$$\delta_{ost} = \delta - \delta_{eq} = (8,6 - 3,6) \cdot 10^{-5} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ мм.}$$

Поскольку он очень мал, то можно ничего не добавлять.

Все расчеты приведены в Приложение А “Экранные копии расчетного файла mathcad с методикой расчета дросселя”

4 Экспериментальные исследования работы устройства

Схема была разведена в пакете Easyeda и изготовлена в Китае. Фото приведено на рисунке 16.

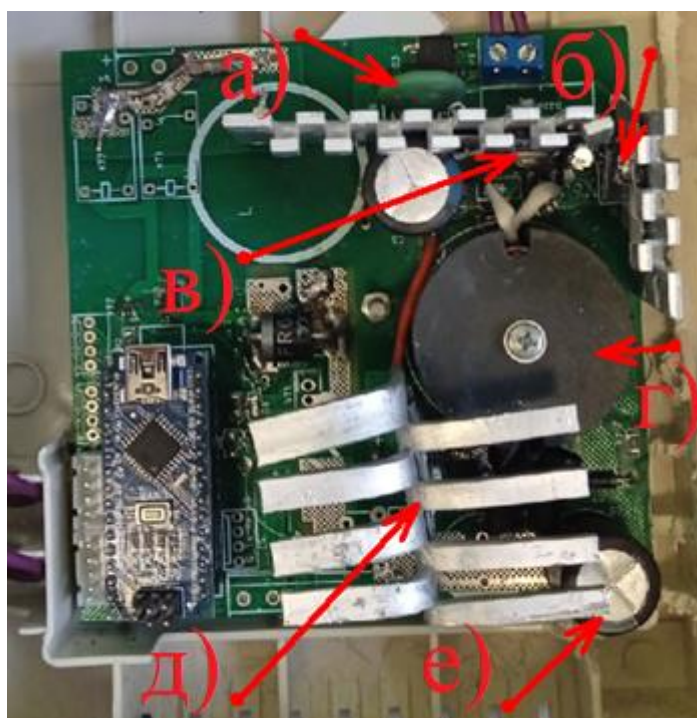


Рисунок 17 – а) – Термо-сопротивление, в) – транзистор 2SC4160, б) – ТОР226, г) – Дроссель, д) – Выходной диод, е) – Выходной конденсатор

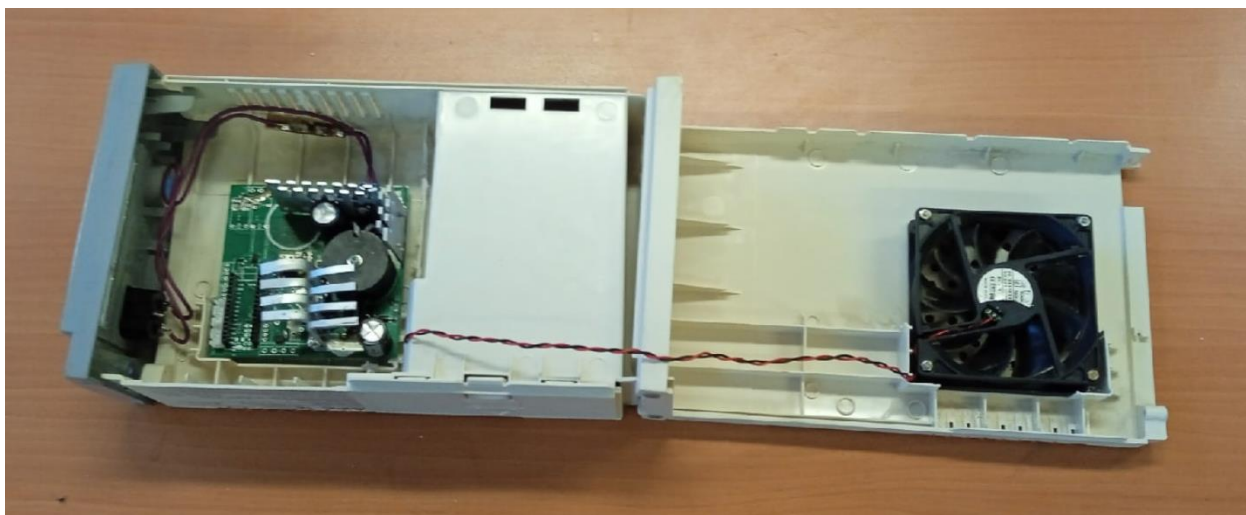


Рисунок 18 – Конструкция готового устройства



Рисунок 19 – Конструкция готового устройства в корпусе устройства с радиатором

Диаграммы работы устройства на выбранной микросхеме TOP 226Y. На рисунке 19 и 20 указаны под нагрузкой в 5А.

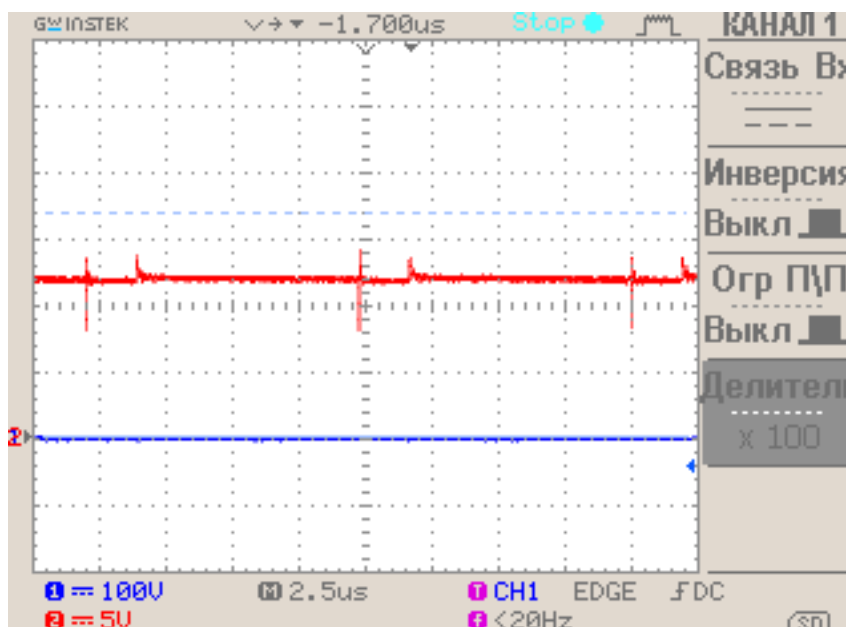


Рисунок 20 – Осциллограмма выходного напряжения на канале №2 (красный график)

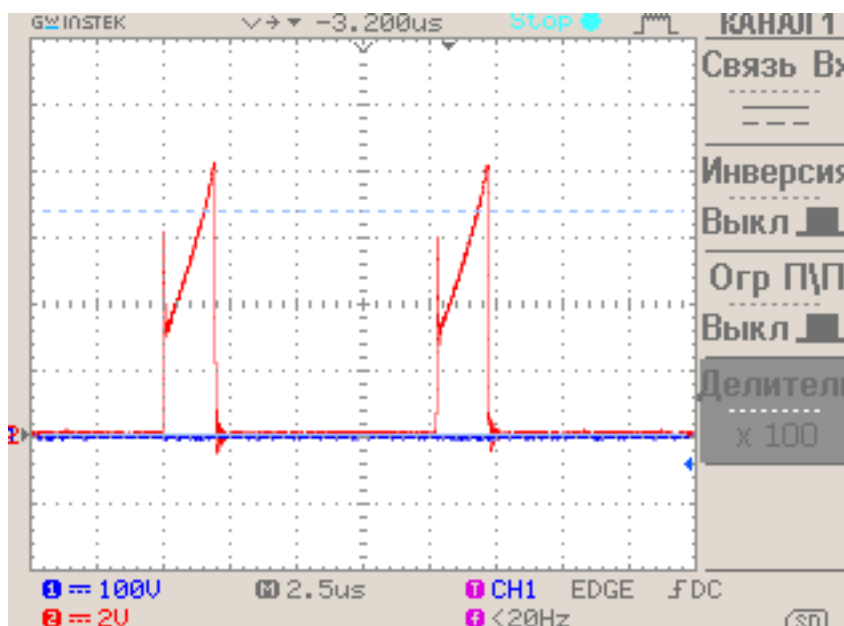


Рисунок 21 – Осциллограмма тока первичной обмотки (ось напряжения умножить в 5,5 раз) на канале №2 (красный график)

Было проведено тестирование выходных характеристик импульсного источника питания, нагрузкой является элемент пельтье и плата управления, нагрузка задавались разным заполнением ШИМ (от 10% до 100%).

4.1 Опыт №1. Выходная мощность

Приборы измерения: амперметр был подключен в разрыв схемы последовательно с нагрузкой, вольтметр был подключен параллельно нагрузке. Снятые данные были занесены в таблицу 3.

Таблица 3 – Расчет мощности нагрузки при разном заполнении ШИМ

| Нагрузка (%) | Напряжение (Вольт) | Ток (Ампер) | Мощность нагрузки (V*I =Pн) |
|--------------|--------------------|-------------|-----------------------------|
| 10 | 13,0 | 0,56 | 7,28 |
| 20 | 12,8 | 0,84 | 10,75 |
| 35 | 12,8 | 1,34 | 17,15 |
| 50 | 12,46 | 1,82 | 22,67 |
| 75 | 12,5 | 2,89 | 36,12 |
| 100 | 12,2 | 3,82 | 46,6 |

4.2 Опыт №2. Расчёт КПД

Приборы измерения: использовался двух-канальный осциллограф и шунт на 10 Ом, Щуп №1 осциллографа был подключен параллельно к входным клеммам и было измерено входное напряжение сети. Щуп №1 был настроен на режим измерения 1:100.

В схему был добавлен шунт (резистор 10 Ом) Щуп №2 осциллографа был подключен общим выводом на «НОЛЬ» через шунт, что позволило зафиксировать момент броска тока потребляемой схемы ИППН-3. Щуп №2 был настроен на режим измерения 1:10. Снятые данные были зафиксированы на рисунках 22-27.

Диаграммы работы устройства на рисунках 22-27 указаны под нагрузкой 10; 20; 35; 50; 75; 100%

Для снятия осциллограммы токов был использован шунт 10 Ом и полученное напряжения требуется разделить на 10 для получения правильного тока потребления.

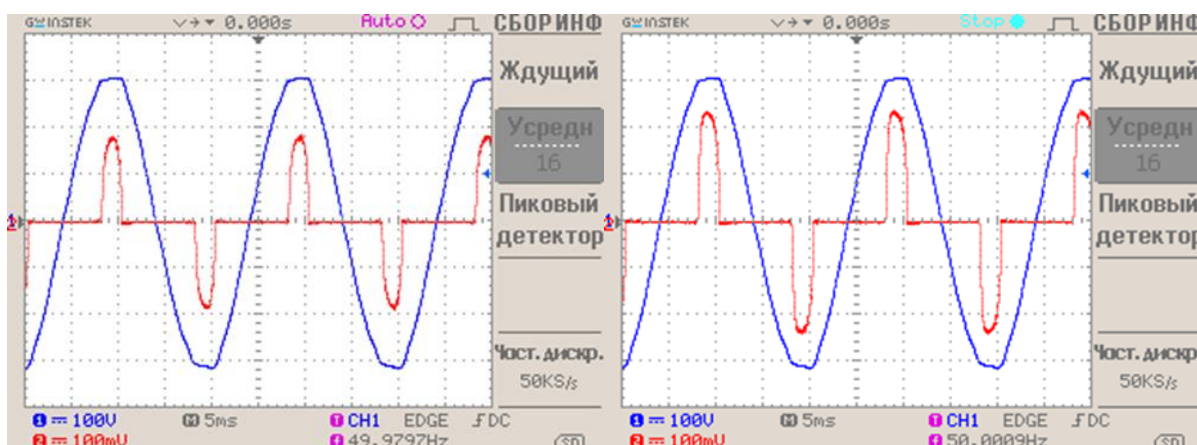


Рисунок 22 - Осциллограммы входного напряжения и входного тока при нагрузке 10%

Рисунок 23 - Осциллограммы входного напряжения и входного тока при нагрузке 20%

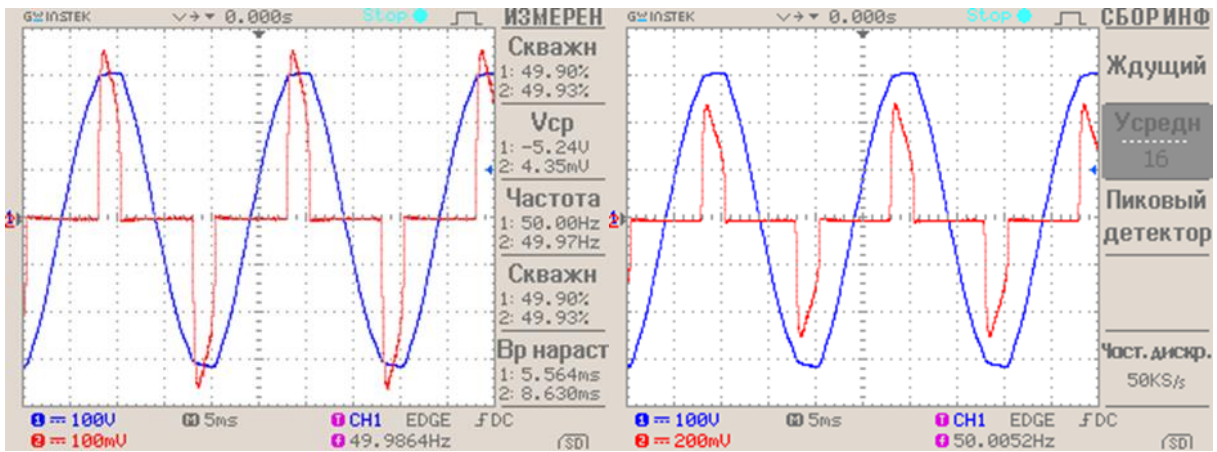


Рисунок 24 - Осциллограммы входного напряжения и входного тока при нагрузке 35%

Рисунок 25 - Осциллограммы входного напряжения и входного тока при нагрузке 50%



Рисунок 26 - Осциллограммы входного напряжения и входного тока при нагрузке 75%

Рисунок 27 - Осциллограммы входного напряжения и входного тока при нагрузке 100%

4.3 Определение КПД устройства

Все вычисления были проведены в MathCad v14, Скриншоты программы приведены на Рисунках 28, 29, 30, 31

“Вычисления производились по расчету средней мощности Mean(P, T) потребляемой из сети, полной мощности $S=I_{RMS} \cdot U_{RMS}$, средней мощности нагрузки из данных табл.3. Далее были по считаны коэффициент полезного действия и коэффициент мощности.” [2]

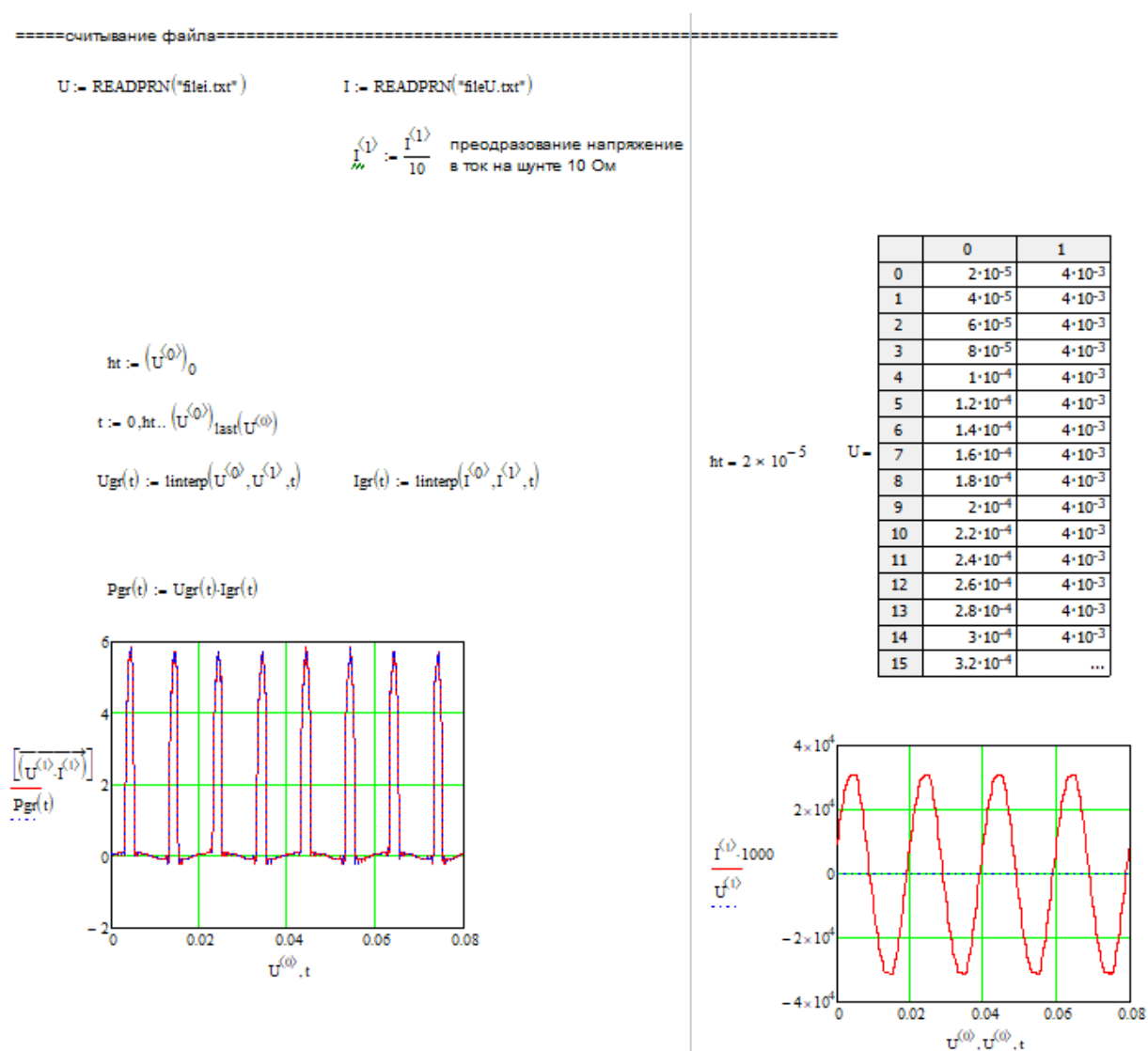


Рисунок 28 – анализ входных данных

подготовка матрицы мощностей

$$P_p := \overrightarrow{(U^{(1)}, I^{(1)})}$$

$$P := \text{augment}(U^{(0)}, P_p^{(0)})$$

```
Mean(Data_matr, T) :=
  h_time ← (Data_matr(0))0
  N ← T / h_time
  S ← 0
  i ← 0
  while i < N
    S ← S + (Data_matr(1))i
    i ← i + 1
  S ← S / N
```

$$T := \frac{1}{100} \cdot 2$$

Mean(P, T) = 0.964 средняя мощность источника численное интегрирование

$$P_{\text{ist}} := \frac{\int_{ht}^{T-7+ht} I_{gr}(t+ht) \cdot U_{gr}(t+ht) dt}{T \cdot T}$$

P_{ist} = средняя мощность источника проверка интегрированием вектора

| | 0 | 1 |
|----|----------------------|-------|
| 0 | 2·10 ⁻⁵ | 0.037 |
| 1 | 4·10 ⁻⁵ | 0.037 |
| 2 | 6·10 ⁻⁵ | 0.038 |
| 3 | 8·10 ⁻⁵ | 0.04 |
| 4 | 1·10 ⁻⁴ | 0.04 |
| 5 | 1.2·10 ⁻⁴ | 0.042 |
| 6 | 1.4·10 ⁻⁴ | 0.042 |
| 7 | 1.6·10 ⁻⁴ | 0.043 |
| 8 | 1.8·10 ⁻⁴ | 0.043 |
| 9 | 2·10 ⁻⁴ | 0.045 |
| 10 | 2.2·10 ⁻⁴ | 0.045 |
| 11 | 2.4·10 ⁻⁴ | 0.046 |
| 12 | 2.6·10 ⁻⁴ | 0.046 |
| 13 | 2.8·10 ⁻⁴ | 0.048 |
| 14 | 3·10 ⁻⁴ | 0.048 |
| 15 | 3.2·10 ⁻⁴ | 0.05 |
| 16 | 3.4·10 ⁻⁴ | 0.05 |
| 17 | 3.6·10 ⁻⁴ | ... |

| | 0 | 1 |
|----|----------------------|-------|
| 0 | 2·10 ⁻⁵ | 0.037 |
| 1 | 4·10 ⁻⁵ | 0.037 |
| 2 | 6·10 ⁻⁵ | 0.038 |
| 3 | 8·10 ⁻⁵ | 0.04 |
| 4 | 1·10 ⁻⁴ | 0.04 |
| 5 | 1.2·10 ⁻⁴ | 0.042 |
| 6 | 1.4·10 ⁻⁴ | 0.042 |
| 7 | 1.6·10 ⁻⁴ | 0.043 |
| 8 | 1.8·10 ⁻⁴ | 0.043 |
| 9 | 2·10 ⁻⁴ | 0.045 |
| 10 | 2.2·10 ⁻⁴ | 0.045 |
| 11 | 2.4·10 ⁻⁴ | 0.046 |
| 12 | 2.6·10 ⁻⁴ | 0.046 |
| 13 | 2.8·10 ⁻⁴ | 0.048 |
| 14 | 3·10 ⁻⁴ | 0.048 |
| 15 | 3.2·10 ⁻⁴ | ... |

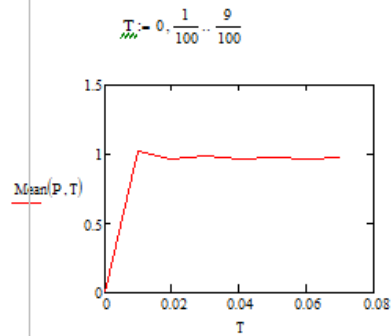


Рисунок 29 – посчитан ток потребляемой из сети

```

RMS(Data_matr, T) := h_time ← (Data_matr(0))0
                    N ←  $\frac{T}{h\_time}$ 
                    S ← 0
                    i ← 0
                    while i < N
                        S ← S + [(Data_matr(1))i]2
                        i ← i + 1
                    S ←  $\sqrt{\frac{S}{N}}$ 
                    S

T := 0.03

RMS(I, T) = 22.34          RMS(U, T) = 0.071

S := RMS(U, T) · RMS(I, T)    S = 1.582

Irms :=  $\sqrt{\frac{\int_{ht}^{T+ht} Igr(t+ht)^2 dt}{T}}$ 
Urms :=  $\sqrt{\frac{\int_{ht}^{T+ht} Ugr(t+ht)^2 dt}{T}}$ 

Irms = 22.34          Urms = 0.071          ht = 2 × 10-5

действующие ток и напряжение, S- полная мощность

S := Irms · Urms

S = 1.594

```

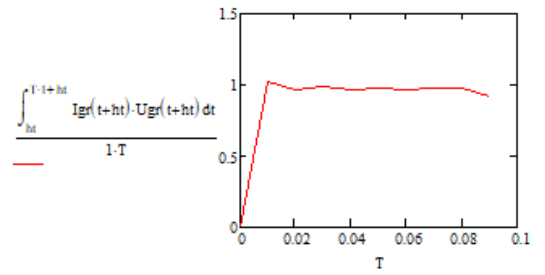


Рисунок 30 – Посчитаны действующие ток и напряжения, которые необходимы для нахождения S – полной мощности

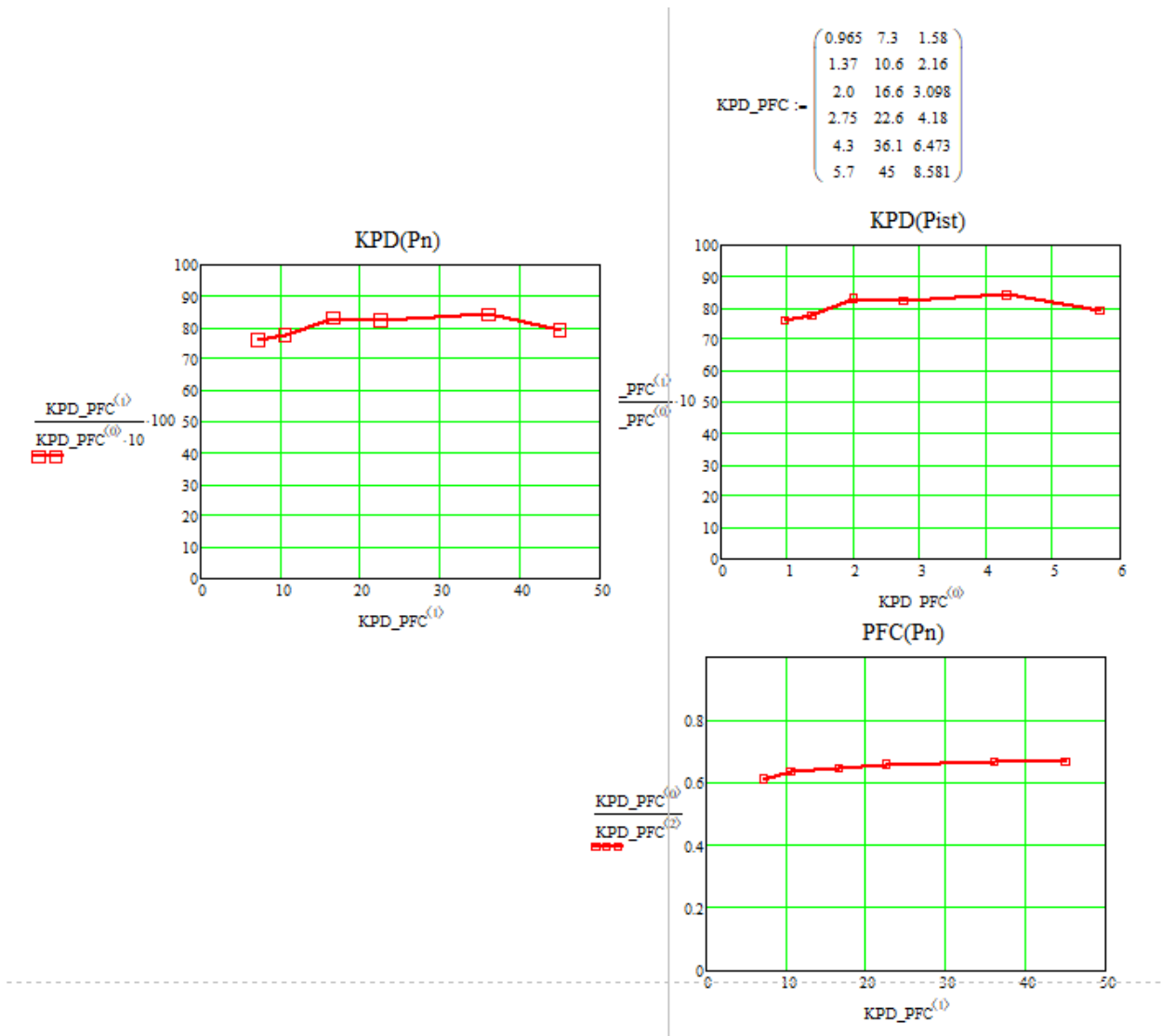


Рисунок 31 – КПД импульсного блока питания (мощность от нагрузки) и PFC (коррекция коэффициента мощности)

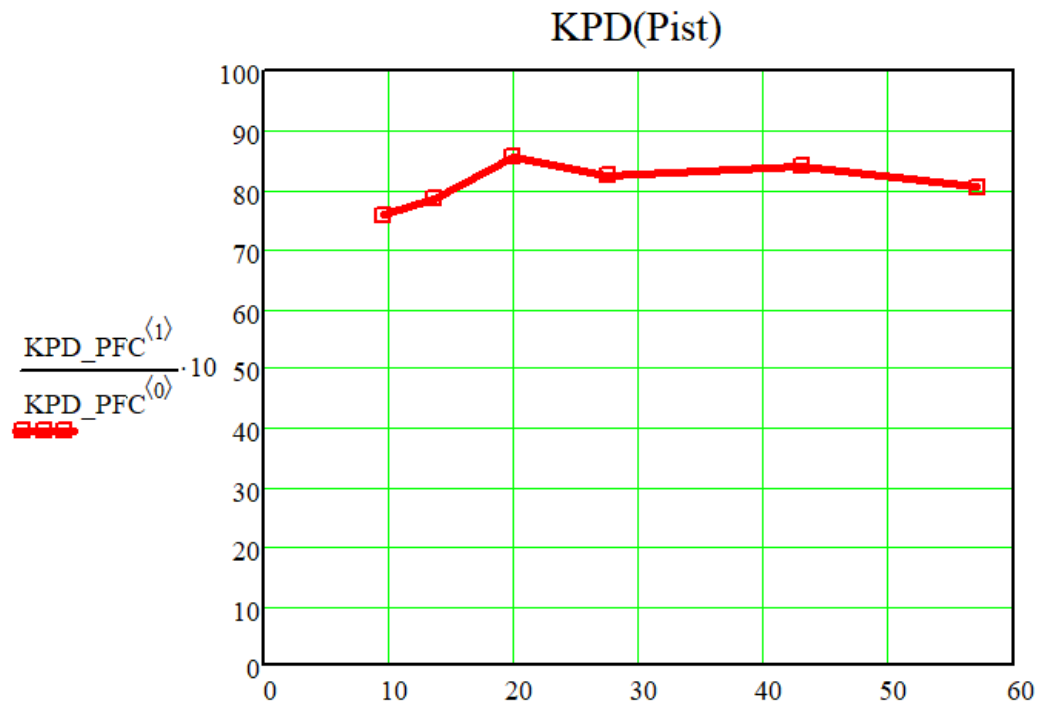


Рисунок 32 – КПД импульсного блока питания (мощность от нагрузки)

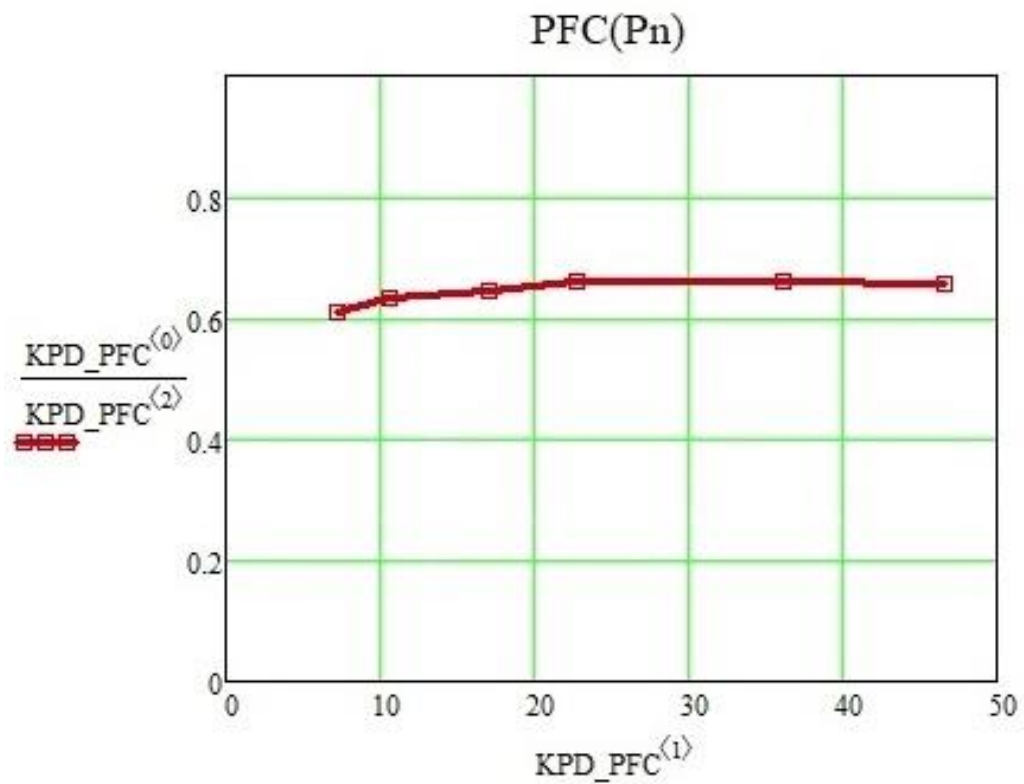
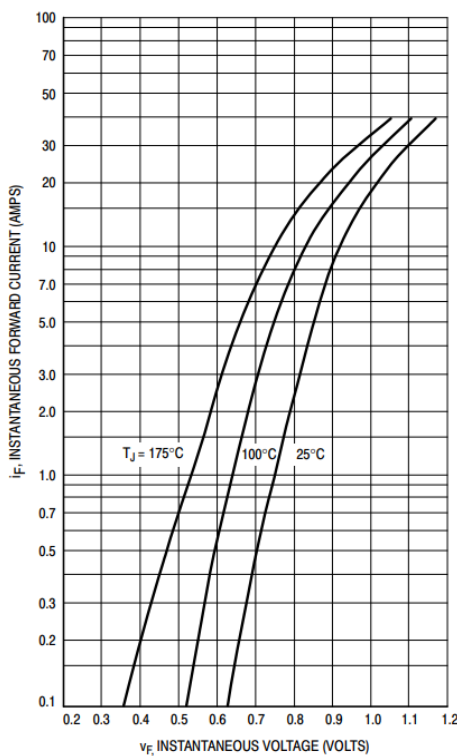


Рисунок 33 – PFC (коррекция коэффициента мощности)

В ходе анализа был вычислен КПД данной схемы, который равняется 82% при нагрузке 50 %, что является допустимым показателем для блоков питания данной категории. PFC (коррекция коэффициента мощности) равняется 66% что тоже является нижнем порогом допустимого и требует доработки (требуется от 75%). Была подтверждена схема работы ИППН-3 в виде обратногоходового дроссельного многообмоточного исполнения. Данный блок питания рассчитан 50 Ват мощности (12 вольт стабилизированного напряжения при 4 Амперах нагрузки).

4.4 Доработки схемы

В ходе испытания устройства были сняты характеристики выдаваемой мощности, которые были посчитанные из входного напряжения и тока измеренные с помощью осциллографа. Оказалось, что можно увеличить КПД устройства. “В ходе доработки это было реализовано заменой высокоскоростного диода MUR806G на MBR20100CT с меньшим падением напряжения на прямом переходе.” [20]



“ Figure 1. Typical Forward Voltage ” [16]

Рисунок 34 – Падение напряжения на диоде MUR806G при разных температурных режимах при пропускаемых токах

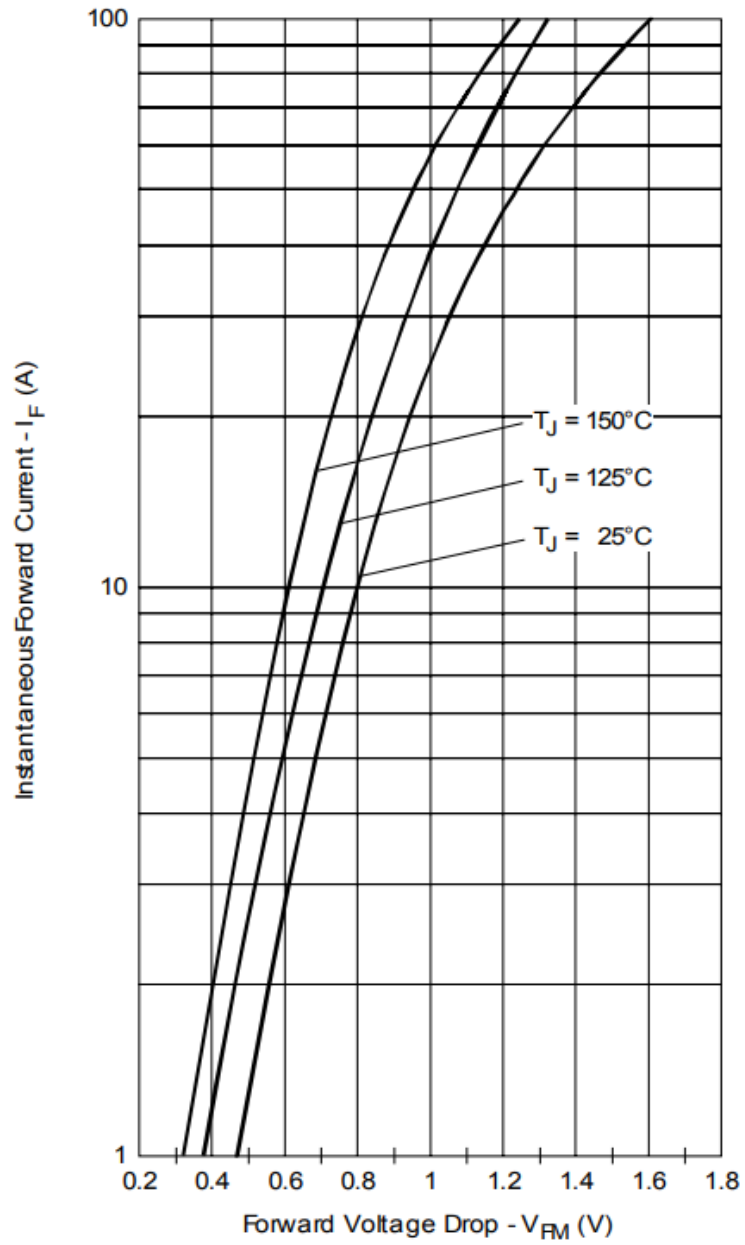


Fig. 1 - Max. Forward Voltage Drop Characteristics (Per Leg)

“

” [20]

Рисунок 35 – Падение напряжения на диоде MBR20100СТ при разных температурных режимах при пропускаемых токах

$$T_{\text{avg}} = \frac{1}{50}$$

$$P_n = 11.2 \cdot 3.3$$

$$P_n = 36.96$$

$$P_{\text{ist}} := \frac{\int_0^T I_{\text{gr}}(t) \cdot U_{\text{gr}}(t) dt}{T}$$

$$P_{\text{ist}} = 54.044$$

$$\text{KPD} := \frac{P_n}{P_{\text{ist}}}$$

$$\text{KPD} = 0.684$$

Рисунок 36 – Расчеты КПД через MathCad

$$P_n = 36.96$$

$$P_{\text{ist}} = 54.044$$

$$\text{KPD} = 0.684$$

Рисунок 37 – посчитанный КПД устройства до замены дида

4.5 Темповой режим работы устройства

Ниже приведены фотографии (рис. 38) в инфракрасном спектре сделанные на тепловизор самого нагретого участка - супрессоров (рис. 42) и транзистора ограничителя напряжения.

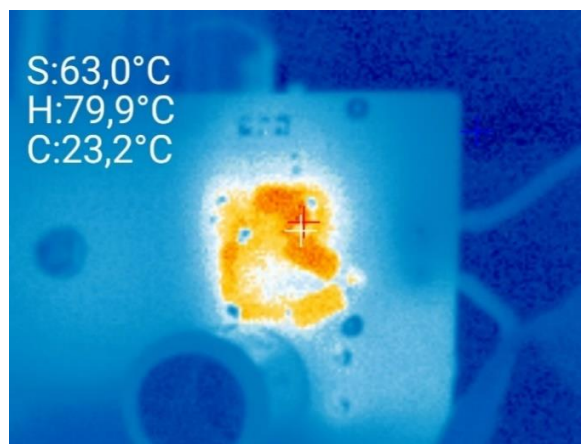


Рисунок 38 – Телевизорные фотографии самых нагретых участков (со стороны супрессоров, со стороны транзистора ограничителя)

Анализ снимков: на данном снимке показан температурный режим нагретого участка - супрессоров и транзистора ограничителя напряжения, красным-жёлтым цветом показаны максимальная температура нагрева, синим – температура окружающей среды, из данных можно сделать вывод что относительно комнатной температуры воздуха в диапазоне 20-30 градусов Цельсия все силовые элементы имеют температуру не 80 градусов, что является благоприятным режимом работы (допустимые значения температур для полупроводниковых приборов являются 100-120 градусов Цельсия).

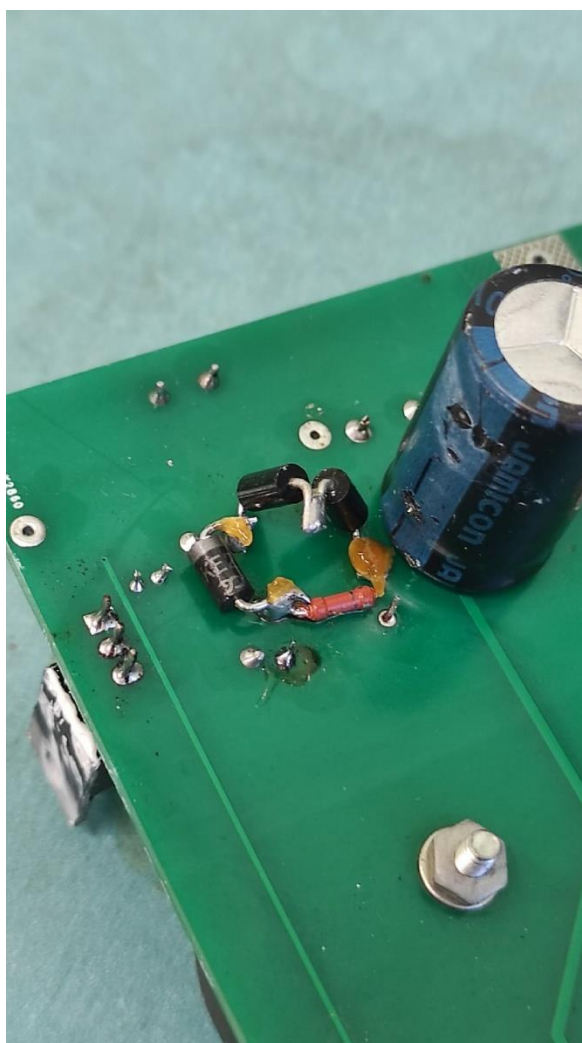


Рисунок 39 – фотография исследуемого нагреваемого участка (черные супрессоры)

$$\text{Mean}(P, T \cdot 2) = 55.592$$

средняя мощность источника

$$\text{Pist} := \frac{\int_{ht+T}^{T-2+ht} I_{gr}(t + ht \cdot 2) \cdot U_{gr}(t + ht \cdot 2) dt}{T}$$

$$\text{Pist} = 55.594$$

средняя мощность источника проверка интегрированием вектора

$$\text{Pist} := \text{Mean}(P, T \cdot 2)$$

$$\text{Pist} = 55.592$$

Мощность в нагрузке

$$\text{Pn} := 12.06 \cdot 3.36 \quad \text{Pn} = 40.522$$

$$\text{KPD} := \frac{\text{Pn}}{\text{Pist}} \quad \text{KPD} = 0.729$$

$$\frac{\int_0^T I_{gr}(t) dt}{T} = -2.3 \times 10^{-3} \quad \sqrt{\frac{\int_0^T I_{gr}(t)^2 dt}{T}} = 0.382 \quad \sqrt{\frac{\int_{ht}^T U_{gr}(t)^2 dt}{T}} = 222.758$$

Рисунок 38 – расчеты КПД через MathCad

$$\text{Pn} = 40.522$$

$$\text{Pist} = 55.592$$

$$\text{KPD} = 0.729$$

Рисунок 40 – посчитанный КПД устройства после замены диода на MBR20100CT

Вывод о проведенной доработке с быстрым диодом КПД устройства возрос на +5% после замены MUR806G на MBR20100CT 68% и сейчас 73%.

5 Направление на улучшение коэффициента мощности устройства

5.1 PFC (пассивный корректор мощности)

“О PFC eng (Power Factor Correction), rus (коррекция коэффициента мощности или компенсация реактивной мощности) – показатель характеристики для импульсных источников питания, обозначающий наличие в них определённой схемы, которая позволяет приблизить показатели полезной и полученной мощности. Чем ближе эти значения, тем меньше потерянной реактивной мощности, что позволяет сократить нагрузки на городские токо-передающие линии. Также уменьшаются требования по толщине подающего питание провода, меньше нагрев и нагрузка на него.” [13]

Для дальнейшего исследования схем разных типов PFC была использована среда Mat Lab Simulink. Была собрана схема с резистивной эквивалентной нагрузкой.

Для оценки работы схемы с с-фильтром в базовом варианте была собрана схема блока питания в среде Mat Lab Simulink.

Блок Mean P (запоминание) настроен на усреднение мгновенной мощности, потребляемой из сети, таким образом его выходное сигнал представляет собой среднюю за период активную мощность, потребляемую из сети блока питания. Блоки Rms подключенные к мультиметрам, выдающим входной ток и входное напряжение сетевое выдают на выходах действующее значение этих параметров. Произведение этих величин в блоке произведения Product1 является полной мощностью потребляемой блоком питания. Блок device (устройство) производит деление активной средней за период мощности P к полной мощности S потребляемой из сети, что соответствует вычислению параметра PFC. Дополнительно на приборы scope (осциллограф) выводятся мгновенные значения следующих параметров: мгновенный ток потребляемый из сети, мгновенное напряжение источника сетевого

напряжения, мгновенная мощность потребляемая блоком питания, средняя активная мощность потребляемая блоком питания.

Модель включает в себя измерение входного тока и напряжения сети, напряжение измеряется с помощью Мультиметра 1, ток с помощью Мультиметра 2. Мультиметр 2 снимает ток, протекающий через резистор r_{lc} Brain 3, установленный в цепи последовательно, а Мультиметр 1 снимает напряжение с источника сетевого напряжения AC Voltage Source.

5.1.1 Схема без PFC

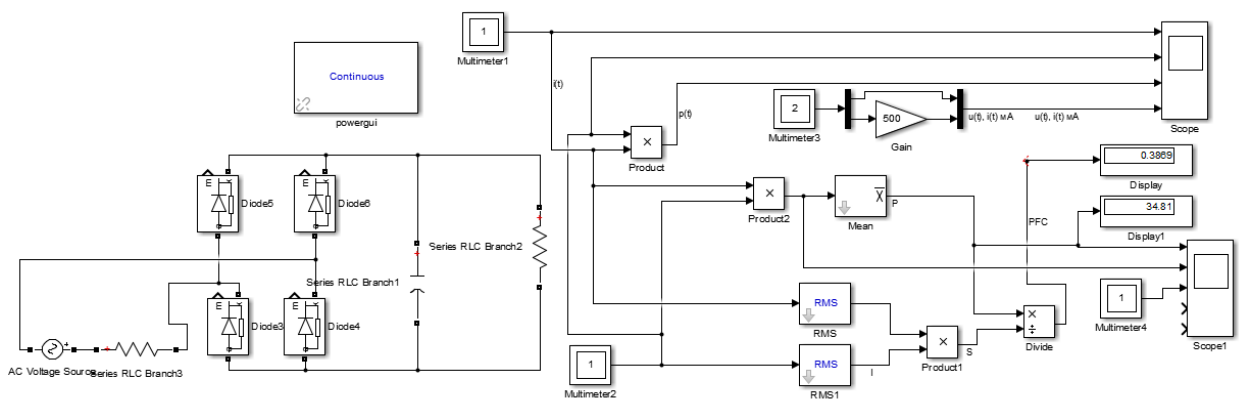


Рисунок 41 - Схема блока питания без пассивного корректора мощности

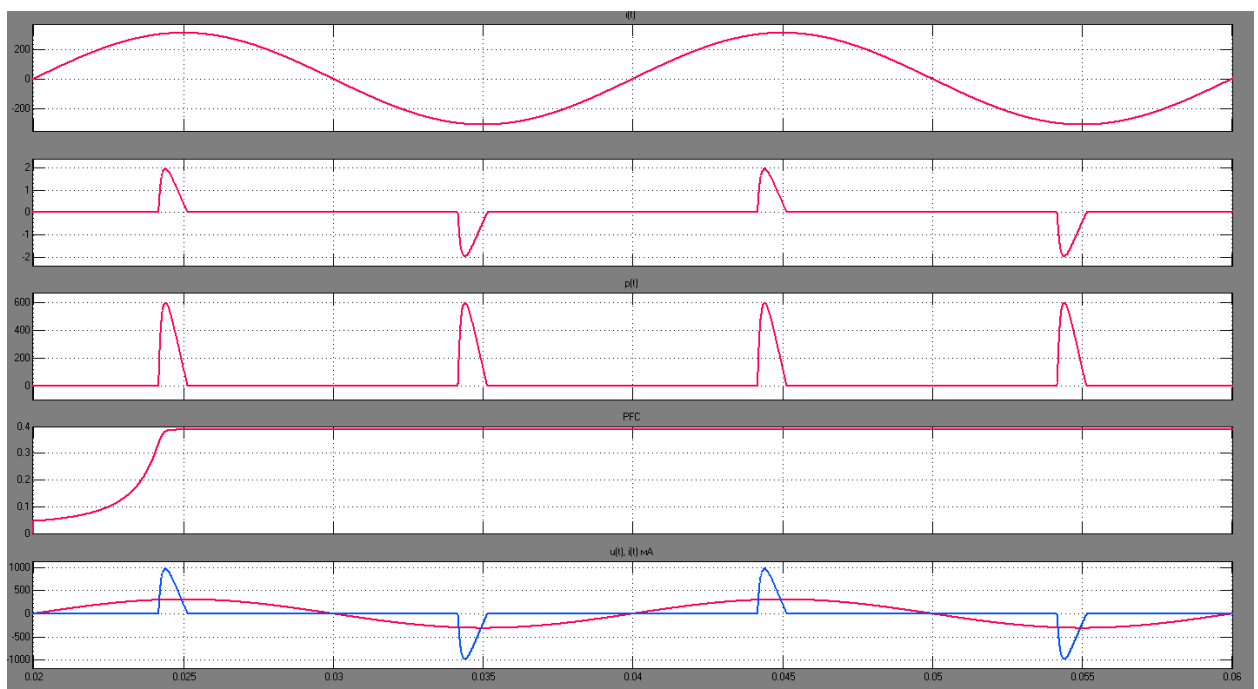


Рисунок 33 – Полученные данные осциллографа

Анализ полученных результатов: большие пики тока в момент потребления источника питания, которые оказывают пагубное влияние на качество питающей сети, создавая дополнительные гармоники. $PFC = 38.89\%$.

Результаты показывают, что значение PFC в случае использования емкостного фильтра получается достаточно низкий и составляет 0.38, то требуется использование дополнительных корректоров мощности.

5.1.2 Пассивный PFC с активной нагрузкой

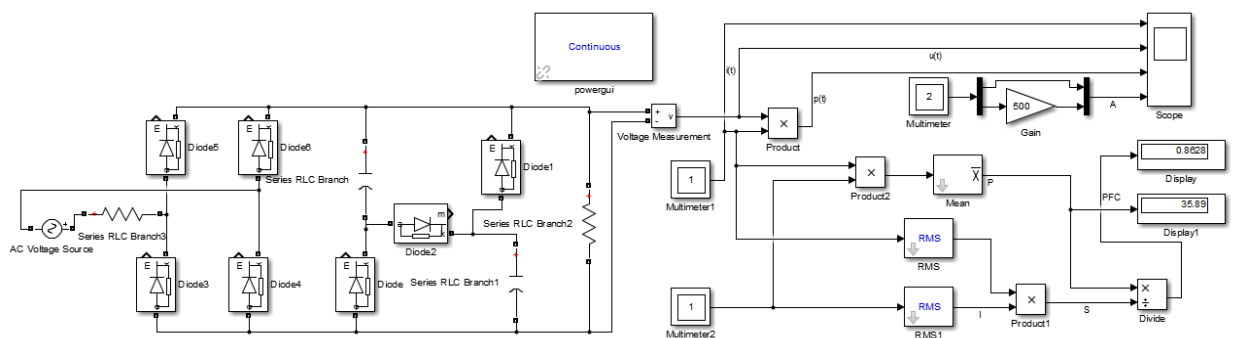


Рисунок 42 – Схема блока питания пассивного корректора мощности с резистивной нагрузкой

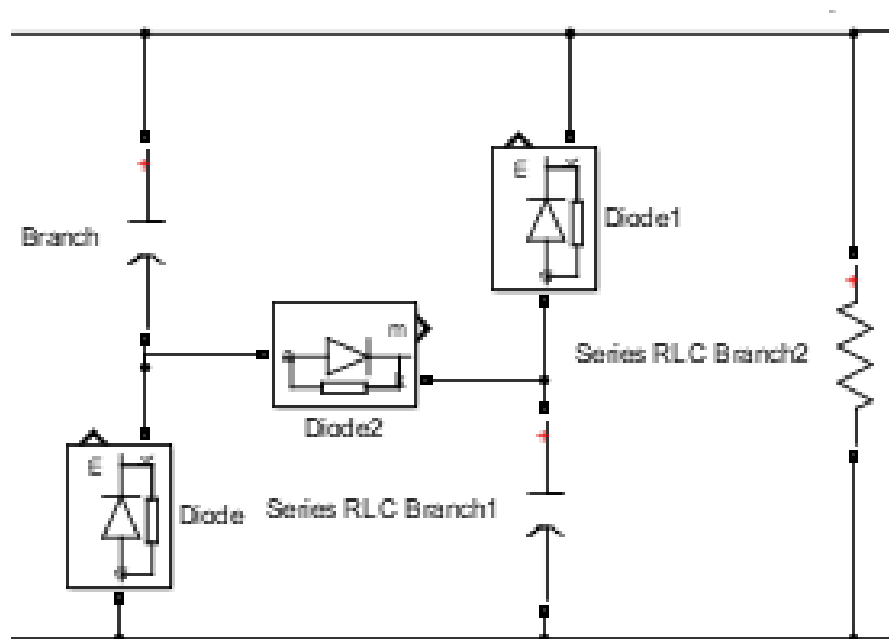


Рисунок 43 – Часть схемы пассивного корректора из Mat Lab

5.2 Моделирование пассивного корректора коэффициента мощности

5.2.1 Принцип действия корректора «Valley fill»

“Схема представлена на рис. 44, конденсаторы C_1 , C_2 заряжены каждый до половины амплитудного напряжения сети. Суть работы схемы заключается в том, что конденсаторы C_1 , C_2 с помощью диодов D_1 , D_2 , D_3 перекоммутируются с последовательного (при заряде) на параллельное (при разряде на нагрузку) соединение. В результате, нагрузка питается от энергии конденсаторов только в периоды, когда значение выпрямленного напряжения сети становится меньше половины амплитудного значения.” [10]

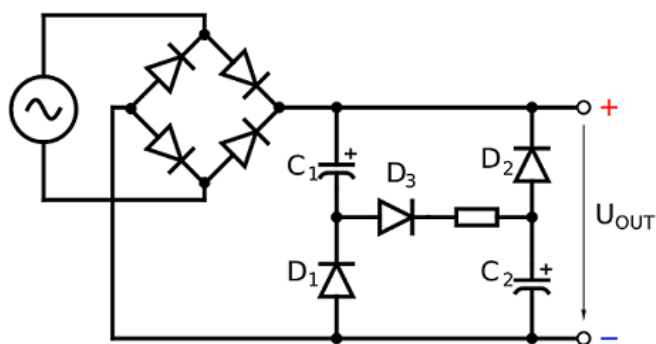


Рисунок 44 - Реализация коррекции коэффициента мощности, схема пассивного корректора.

Таким образом, длительность потребления тока от сети расширяется и коэффициент мощности увеличивается. Однако, у схемы есть существенный недостаток – выходное напряжение имеет существенную пульсацию – до уровня половины напряжения, однако это напряжение является допустимым для работы TOP226. Было проведено тестирование доработанной схемы в программе MathLab simylink результаты представлены на рис. 45.

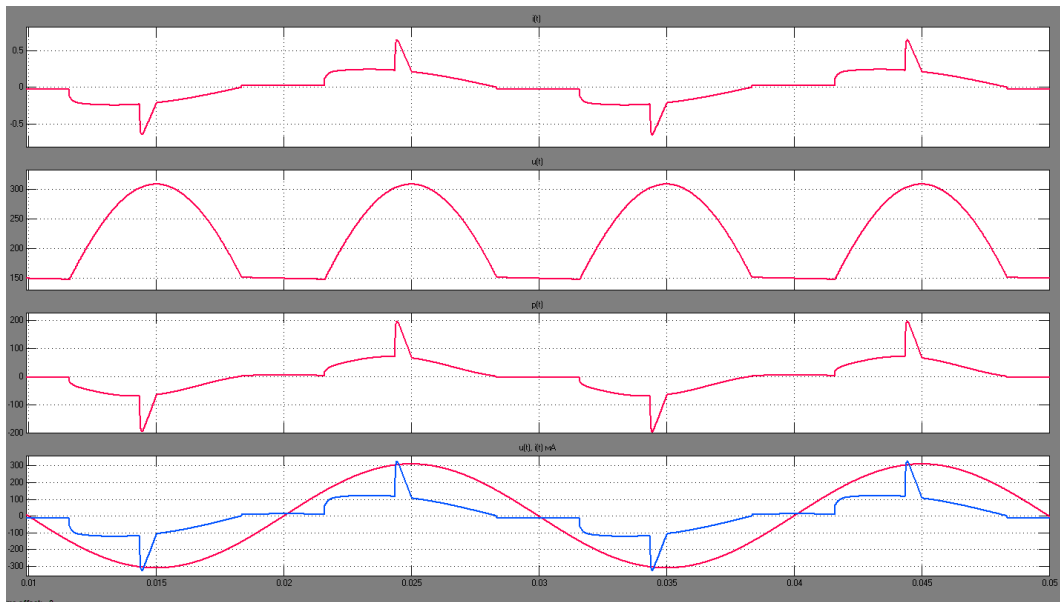


Рисунок 45 – полученные данные осциллографа

Анализ полученных результатов: полученные данные не отражают действительности, так как в реальной установке организован режим работы близкий к потреблению постоянной мощности. Это требует преобразования схемы со стороны нагрузки. $PFC = 86.26\%$

5.2.3 С нагрузкой постоянной мощности

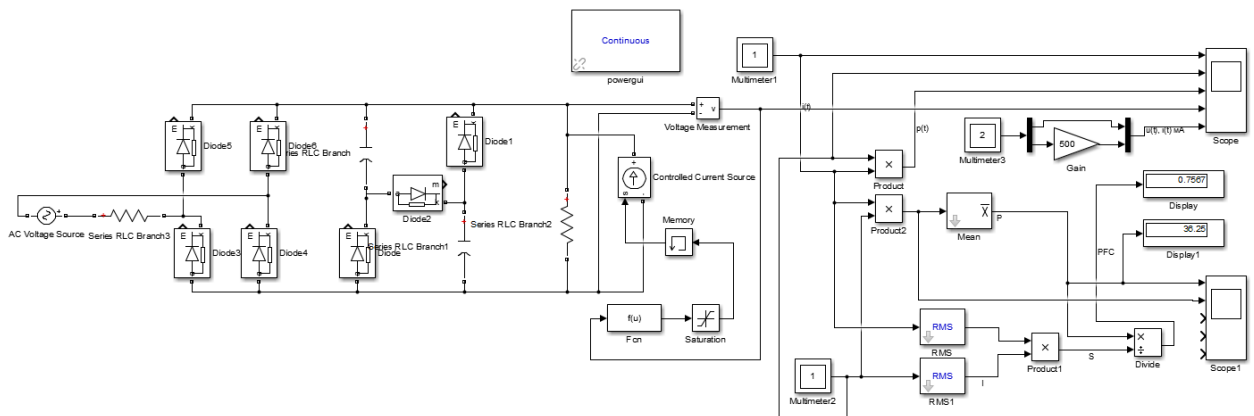


Рисунок 46 - Схема блока питания пассивного корректора мощности с резистивной нагрузкой

5.2.4 Описание модуля постоянной мощности

Блок Voltage Measurement (Измерение напряжения) измеряет напряжение на резисторе, дальше полученное значение преобразует в

функцию Fcn далее в Saturation (Насыщенность) следующий этап Memory (память) обеспечивает задержку, за этим идет Controlled Current Source (Контролируемый источник тока), на котором задается необходимый ток при изменении напряжения на резисторе, таким образом есть возможность реализовать элемент нагрузки постоянной мощности. Эта конструкция по задает ток $I=P/U$. Где U измеряется блоком Voltage Measurement(), а само соотношение блоком Fcn.

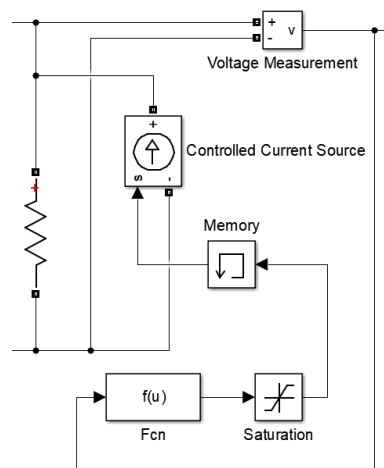


Рисунок 47 – Часть схемы элемента задающий постоянную мощность из Mat Lab

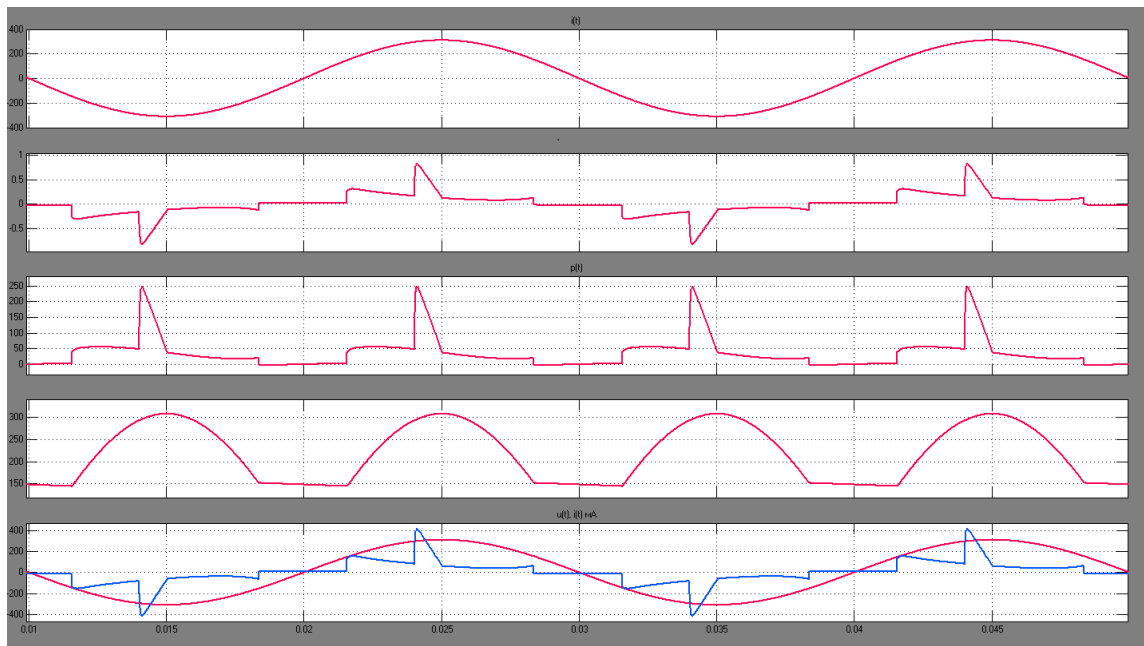


Рисунок 48 – Полученные данные осциллографа

Анализ полученных результатов: График потребляемого тока близок по форме к синусоиде входного напряжения, что оказывает меньшее влияние на сеть 220 вольт, и значения пассивного корректора мощности являются допустимыми для данной схемы от 70 до 78%, хотя и меньше чем в схеме с постоянным сопротивлением. $PFC = 75.67\%$

5.3 Проверка на электромагнитную совместимость (ЭМС)

“Данное разрабатываемое устройство относится к классу D. Оборудование, имеющее установленную мощность не более 600 Вт.” [13]

ГОСТ IEC 61000-3.2—2021

Таблица — Нормы для оборудования класса D

| Порядок гармонической составляющей. | Максимально допустимое значение гармонической составляющей тока на 1 Вт потребляемой мощности оборудования. мА/Вт | Максимально допустимое значение гармонической составляющей тока. А |
|---|---|--|
| 3 | 3.4 | 2,30 |
| 5 | 1.9 | 1.14 |
| 7 | 1.0 | 0.77 |
| 9 | 0.5 | 0.40 |
| 11 | 0.35 | 0.33 |
| 13 \$ Л \$ 39 (только нечетные гармоники) | 3.65/л | *** |

Рисунок 49 – выдержка из госта по электромагнитной совместимости

В ходе проверки, были проведены исследования на Электромагнитную совместимость. Симуляция проводилась MatLab analysis Tool. Последующие снятые данные приведены в Приложении Б.

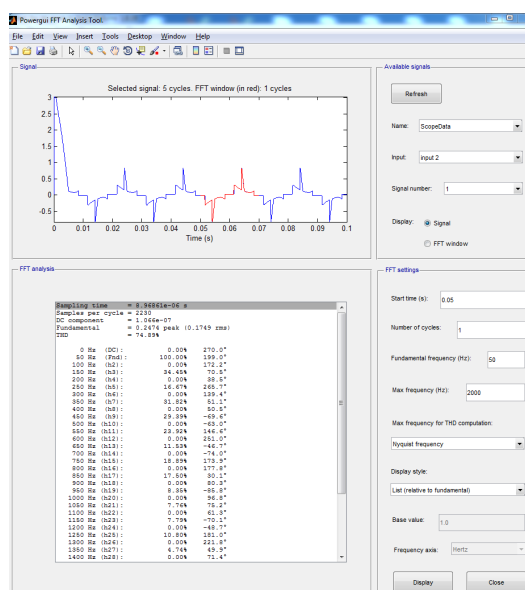


Рисунок 50 – анализ гармоник с MatLab simylink с PFC

Таблица 4 - Полученные данные гармоник из MathLab

| № гармоники | Процент (%) от действующего значения n-ой гармоники с PFC | Процент (%) от действующего значения n-ой гармоники без PFC |
|-------------|---|---|
| 3 | 34,45 | 98,02 |
| 5 | 16,67 | 94,41 |
| 7 | 31,82 | 89,19 |
| 9 | 29,39 | 82,59 |
| 11 | 23,92 | 74,87 |
| 13 | 11,53 | 66,38 |
| 15 | 18,89 | 57,47 |
| 17 | 17,50 | 48,52 |
| 19 | 8,35 | 39,92 |
| 21 | 7,76 | 32,10 |
| 23 | 7,79 | 25,48 |
| 25 | 10,80 | 20,47 |
| 27 | 4,74 | 17,35 |
| 29 | 4,39 | 15,96 |
| 31 | 7,77 | 15,65 |
| 33 | 7,72 | 15,65 |
| 35 | 6,17 | 15,46 |
| 37 | 2,66 | 14,84 |
| 39 | 6,58 | 13,77 |

Rms с PFC = 0.1769 и Rms без PFC = 0.1607 действующее значение

Формула:

$$I_m = I_{RMS1} * \frac{I_m(\%)}{100\%}$$

I_{RMS1} с PFC будут mA

Таблица 5 - Приведенные данные о значении гармоник и допуска

| № | Пики тока (mA) с PFC | Пики тока (mA) без PFC | Допуск пика тока (mA) |
|----|----------------------|------------------------|-----------------------|
| 3 | 60,94 | 157,5 | 122,4 |
| 5 | 29,49 | 151,7 | 68,4 |
| 7 | 56,28 | 143,3 | 36 |
| 9 | 51,99 | 132,72 | 18 |
| 11 | 42,31 | 120,3 | 12,6 |
| 13 | 20,39 | 106,67 | 10,66 |
| 15 | 33,41 | 89,14 | 9,24 |
| 17 | 30,95 | 77,97 | 8,15 |
| 19 | 14,77 | 64,15 | 7,29 |
| 21 | 13,72 | 51,58 | 6,60 |
| 23 | 13,78 | 40,94 | 6,02 |
| 25 | 19,10 | 32,89 | 5,54 |
| 27 | 9,38 | 27,88 | 5,13 |
| 29 | 7,76 | 25,64 | 4,77 |
| 31 | 13,74 | 25,64 | 4,47 |
| 33 | 13,65 | 24,84 | 4,2 |
| 35 | 10,91 | 22,83 | 3,96 |
| 37 | 4,70 | 23,84 | 3,74 |
| 39 | 11,64 | 22,1 | 3,55 |

Анализ полученных результатов: внедрение пассивного корректора мощности улучшило показания гармоник от 2 до 3 раз.

До седьмой гармоники значения укладываются в нормы ГОСТ ИЕС 61000-3-2- 2021 по Электромагнитной совместимости (ЭМС). Это является хорошим показателем при применении пассивного корректора мощности. При использовании в схеме активного высокочастотного PFC гармоники достигнут нормы ГОСТ. Для большего снижения гармоник можно использовать ещё один каскад также на микросхеме TOP светотехники активного корректор.

Заключение

Выводами по проведенным расчетам являются:

Все полученные результаты и навыки помогли в разработке и сборке готового устройства. Итогом работы можно представить законченный блок сетевого выпрямителя в виде печатной платы.

Основные параметры на разработанного устройства:

1. Выходное напряжение - постоянное напряжение $U_2=12\text{ В}$ ($\pm 10\%$),
2. Максимальный выходной ток $I_2=4\text{ А}$.
3. Схема использует гальваническое разделение цепей.
4. Высокий КПД преобразования 73%
5. Внедренный Пассивный корректор мощности

Все полученные данные помогли спроектировать печатную плату и собрать готовый образец на текстолитовой плате с распаянными элементами, который был протестирован на соответствие техническим требованиям.

Список используемой литературы

1. ВЛИЯНИЕ ВТОРИЧНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕТИТЕЛЬНОГО ПРИБОРА НА СЕТЬ [Электронный ресурс] // <https://top-technologies.ru/> сайт. 2023. URL: <https://top-technologies.ru/ru/article/view?id=33241> (дата обращения: 16.02.2023).
2. Демкин, Д. В. Использование среды “mathcad” для синтеза регуляторов в системе управления импульсными понижающими преобразователями напряжения / Д. В. Демкин, А. О. Козел, Е. А. Годовников // Известия Орловского государственного технического университета. Серия: Информационные системы и технологии. – 2006. – № 1-2. – С. 47-51. – EDN КАТХИ.
3. Импульсные блоки питания [Электронный ресурс] // <http://wiki.amperka.ru/> сайт. 2023. URL: <http://wiki.amperka.ru/%D0%BF%D1%80%D0%BE%D0%B4%D1%83%D0%BA%D1%82%D1%8B:power-mean-well> (дата обращения: 16.02.2023).
4. ИМПУЛЬСНЫЙ БЛОК ПИТАНИЯ НА МИКРОСХЕМЕ СЕРИИ TOP [Электронный ресурс] // <http://soundbarrel.ru> сайт. 2023. URL: <http://soundbarrel.ru/pitanie/TOP.html> (дата обращения: 16.02.2023).
5. Мелешин В. И. «Транзисторная преобразовательная техника», Москва: Техносфера, 2006. – 632с. ISBN 5-94836-051-2.
6. Митропольский Ю. И. Мир электроники. Электроника – практический курс - М.: Техносфера, 2016. 146 с.
7. Ненахов, С.А. Инженерные расчеты импульсных регуляторов напряжения / С.А.Ненахов, А.Н.Кукаев // Электрическое питание.- 2005 .- №4 .- С.25 – 28.

8. Обратногоходовой преобразователь [Электронный ресурс] // <https://ru.wikipedia.org/> сайт. 2023. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Обратногоходовой_преобразователь (дата обращения: 16.02.2023).
9. Официальная документация на микросхемы серии TOP [Электронный ресурс] // <https://static.chipdip.ru> сайт. 2023. URL: <https://static.chipdip.ru/lib/248/DOC000248670.pdf> (дата обращения: 16.02.2023).
10. Принцип действия Корректора “Valley fill” [Электронный ресурс] // <https://asus-zenfone.ru/> сайт. 2023. URL: <https://asus-zenfone.ru/pk/dva-drayvera-na-diodakh/> (дата обращения: 16.02.2023).
11. Рама Редди С. «Основы силовой электроники», Москва: Техносфера, 2006. – 288с. ISBN 5-94836-055-5/
12. Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. Учебн. Пособие для специальности
13. Электромагнитная совместимость (ЭМС) [Электронный ресурс] // <https://meganorm.ru/> сайт. 2023. URL: <https://meganorm.ru/Data/757/75731.pdf> (дата обращения: 16.02.2023).
14. EasyEDA is a free and easy to use circuit design, circuit simulator and pcb design that runs in your web browser. // Official site «EasyEDA» URL: <https://easyeda.com/> (Дата обращения 2.06.22).
15. Fundamental of Power Electronics [Электронный ресурс] // <https://www.academia.edu/> сайт. 2023. URL: https://www.academia.edu/8180808/Fundamental_of_Power_Electronics (дата обращения: 15.04.2023).
16. MUR805G [Электронный ресурс] // <http://soundbarrel.ru> сайт. 2023. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mur820-d.pdf> (дата обращения: 16.02.2023).
17. Power Electronics: A First Course [Электронный ресурс] // <http://iranswitching.ir/> сайт. 2023. URL: <http://iranswitching.ir/wp->

[content/uploads/2016/02/Power_Electronics_NED_MOHAN_www.IranSwitching.ir .pdf](https://www.IranSwitching.ir/content/uploads/2016/02/Power_Electronics_NED_MOHAN.pdf) (дата обращения: 15.04.2023).

18.Switchmode Power Supply Handbook [Электронный ресурс] // <https://dl.icdst.org/> сайт. 2023. URL: <https://dl.icdst.org/pdfs/files/e0dcfc20dbf61d43f9f0285c2b0de6e5.pdf> (дата обращения: 15.04.2023).

19.Swithing Power Supply Design [Электронный ресурс] // <https://d1.amobbs.com/> сайт. 2023. URL: https://d1.amobbs.com/bbs_upload782111/files_41/ourdev_652687FB25XY.pdf (дата обращения: 15.04.2023).

20.VS-MBR20100CT [Электронный ресурс] // <https://www.chipdip.ru/product0/8002959651> сайт. 2023. URL: <https://static.chipdip.ru/lib/196/DOC000196926.pdf> (дата обращения: 16.02.2023).

Приложение А

Экранные копии расчетного файла mathcad с методикой расчета дросселя

ИППН-3 Трансформаторный.

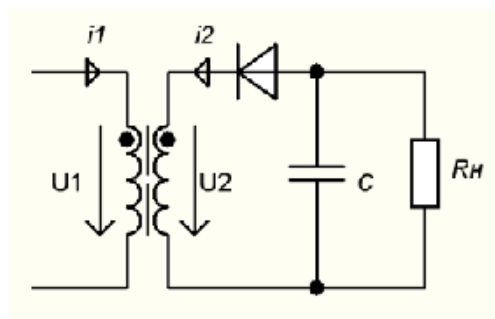


Рисунок 1 Принципиальная схема Трансформаторного ИППН 3

Дано:

U_1 – входное напряжение

U_2 – выходное напряжение

P_n – мощность нагрузки

Установившийся режим при непрерывном магнитном потоке описывается уравнениями с первичной и с вторичной:

$$1) \begin{cases} U_1 = w_1 \frac{\Delta\Phi}{t_u} \\ U_2 = w_2 \frac{\Delta\Phi}{t_n} \end{cases} \rightarrow \frac{U_1}{w_1} t_u = \frac{U_2}{w_2} t_n \quad (1)$$

где w_1, w_2 – число витков на вторичной и первичной стороне, t_u, t_n – время импульса (открытого транзистора), время паузы (время закрытого транзистора).

$$2) \text{Задать } \gamma = \frac{t_n}{t_u} = \frac{t_n}{t_u + t_n} \rightarrow \frac{1}{1 + \gamma} = \gamma \rightarrow \frac{1}{\gamma} = 1 + \frac{t_n}{t_u} \rightarrow \frac{1 - \gamma}{\gamma} = \frac{t_n}{t_u} \quad (2)$$

Дано:

$U_1 := 270$

$U_2 := 12$

$P_n := 35$

$\gamma := \frac{0.75}{4.1}$

$$I_{dпр} := \frac{P_n}{U_1} \quad (-\text{без учёта КПД})$$

$\gamma = 0.183$

Продолжение приложения А

Тогда из (1)

$$\frac{U_1 \omega_2}{U_2 \omega_1} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{1-\gamma}{\gamma}$$

Коэффициент трансформации $K_{тр}$

$$K_{тр} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{U_2}{U_1} \frac{1-\gamma}{\gamma} \quad (2)$$

Таким образом, задавая по ТЗ U_2 , U_1 и задаваясь γ можно определить соотношение витков дросселя.

Исходя из данных $U_2=220$ В, $U_1=12$ В, $\gamma = 0,2$, тогда

$$K_{тр} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{U_2}{U_1} \frac{1-\gamma}{\gamma} = \frac{220}{12} \frac{1-0,2}{0,2} = 0,22 \quad (3)$$

$$K_{тр} = \frac{U_2}{U_1} \frac{1-\gamma}{\gamma}$$

3) Входной средний ток исходя из мощности Р нагрузки и входного среднего напряжения на выходе входного фильтра U_1 , с учетом КПД $\eta=0,7...0,8$

$$I_d = \frac{P}{\eta \cdot U_1}$$

$$I_d = \frac{3,6}{0,8 \cdot 12} = 0,20 \text{ А} \quad (4)$$

4) Среднее значение входного тока (рис.2) составляет I_d на интервале T , однако на интервале t_n оно будет I_d' . Среднее выходное значение тока на интервале t_n будет I_a'' .

$$K_{тр} := \frac{U_2}{U_1} \frac{1-\gamma}{\gamma} \quad K_{тр} = 0,199 \quad K_{тр}^{-1} = 5,037$$

$\eta := 0,8$

$$I_d := \frac{P_n}{\eta \cdot U_1}$$

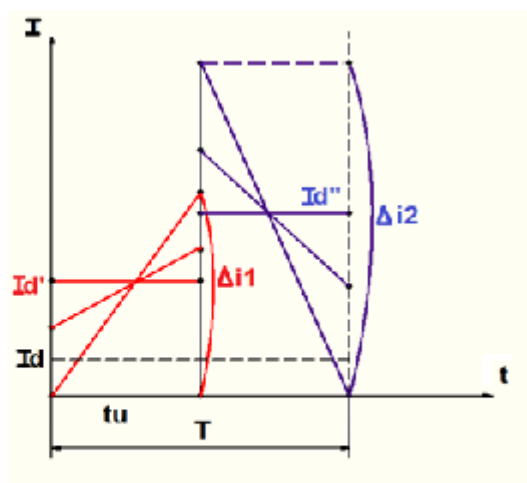
$$I_d = 0,162$$

по осциллограмме 5,6В/Rsh средний ток I_d'

Rsh := 6,5

$$\frac{5,6}{Rsh} \cdot \gamma = 0,158$$

Продолжение приложения А



ЧЕРНЫЙ – I_d

КРАСНЫЙ – I_d'

ФИОЛЕТОВЫЙ – I_d''

Рисунок 2 – График входного и выходного токов от времени и их средних значений

$$I_d' = \frac{I_d T}{t_u} = \frac{I_d}{\gamma}$$

С учетом (4)

$$I_d' = \frac{I_d}{\gamma}$$

$$I_d' = \frac{0,2}{0,2} = 1 \text{ А.}$$

$$I_d' = \frac{I_d}{\gamma}$$

$$I_d' = 0,886$$

5) Изменение тока Δi_2 на I_d при выполнении условия непрерывности, т.е. $I > 0$ на этом интервале должно быть:

$$0 < \Delta i_2 < 2I_d' = \frac{2I_d}{\gamma}$$

Левая граница при абсолютно связанном токе (индуктивность первичного контура стремится к бесконечности), правая при переходе к прерывистому режиму

Таким образом, в числах нашего задания

Продолжение приложения А

$$0 < \Delta i_2 < 1A.$$

Задаём $\Delta i_1 = 0,4A$.

Для первичной индуктивности L , учитывая t_u из (2):

$$i_{L_{\text{н}}} \Delta i_1 = U_1 \Rightarrow L = \frac{U_1 t_u}{\Delta i_1} = \frac{U_1 T \gamma}{\Delta i_1}$$

$$L = \frac{U_1 T \gamma}{\Delta i_1}$$

$$L = \frac{220 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2}{0,4} = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

б) Максимальный первичный ток i_{m1} исходя из линейного его характера:

$$i_{m1} = I_d' + \frac{\Delta i_1}{2}$$

$$i_{m1} = 1 + \frac{0,4}{2} = 1,2A$$

7) Максимальные потокоцепление Ψ_m и магнитный поток Φ_m :

$$\Psi_m = Li_{m1} = w_1 \Phi_m = w_1 B_m S_{Fe} \quad (3)$$

Где B_m - максимальная индукция насыщения материала магнитопровода.

S_{Fe} - площадь сечения магнитопровода.

Задаемся материалом с B_m , или $B < B_m$.

Тогда задаемся $w_1 = 20$

Из (3)

$$w_2 = w_1 \frac{U_2}{U_1} \frac{1-\gamma}{\gamma}$$

$$w_2 = 20 \frac{12}{220} \frac{1-0,2}{0,2} = 4,4.$$

Замечание при выборе w_1 и пересчете w_2 , может оказаться что $w_2 < 1$, тогда надо пересчитать с новым w_1 так, чтобы было $w_2 > 1$.

8) Выбираем сечение магнитопровода

$$S_{Fe} = \frac{L \cdot i_{m1}}{w_1 \cdot B_m}$$

Рассчитываем сечение магнитопровода

$$\text{Задаем } \Delta i_1 := \frac{(4,1 - 1,6) \cdot 2}{R_{sh}}$$

$$T := 10 \cdot 10^{-6} \quad \Delta i_1 = 0,769 \quad R_{sh} = 6,5$$

$$\gamma = 0,183$$

$$L := \frac{U_1 \cdot T \cdot \gamma}{\Delta i_1}$$

$$I_d' = 0,886$$

$$L = 6,421 \times 10^{-4}$$

$$i_{m1} := I_d' + \frac{\Delta i_1}{2} \quad I_d' = 0,886$$

$$i_{m1} = 1,27$$

$$\gamma = 0,183$$

$$w_1 := 20$$

$$w_2 := w_1 \frac{U_2}{U_1} \frac{1-\gamma}{\gamma}$$

$$w_2 = 3,97$$

$$\text{приблизчно } B_m := 0,2$$

$$S_{Fe} := \frac{L \cdot i_{m1}}{w_1 \cdot B_m}$$

$$S_{Fe} = 2,039 \times 10^{-4}$$

Выбираем ЧБ: параметры

$$S_{fe} = 220 \cdot 10^{-6}$$

уточняем индукцию

$$S_{Fe} := 220 \cdot 10^{-6}$$

Продолжение приложения А

$$S_{Fe} = \frac{1,1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2}{20 \cdot 0,2} = 3,362 \times 10^{-4} \text{ м}^2$$

Итак, получаем $w_1 = 20$ витков, $w_2 = 4$ витка

Выбираем магнитопровод с S_{Fe} Ч36?

9) Действующее значение тока первичной обмотки можно рассчитать учитывая ее трапецидальный вид (рис.2) на интервале t_c и нулевое значение на интервале t_p по:

$$i_{1c} = \sqrt{\left[(I_d')^2 + \left(\frac{\Delta i_1}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \gamma}$$

$$i_{1p} = \sqrt{\left[1^2 + \left(\frac{0,4}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]} \times 0,2 = 0,36 \text{ А}$$

Среднее значение входного тока на интервале паузы I_d'' (см. рис. 2.), а на периоде $i_{d1}^{av} = I_d' \gamma$.

Среднее выходное значение тока на интервале паузы I_d''' (см. рис. 2.), а на периоде $i_{d2}^{av} = I_d'' (1 - \gamma)$.

Из баланса мощностей производения средних напряжений на периоде на соответствующие токи (входные и выходные)

$$I_d'' (1 - \gamma) U_2 = I_d' \gamma U_1 \quad (6)$$

С учетом КПД баланс мощностей

$$I_d'' (1 - \gamma) U_2 = I_d' \gamma U_1 \cdot \eta$$

Тогда выходное значение

$$I_d'' = \frac{I_d' U_1 \gamma}{U_2 (1 - \gamma)} \cdot \eta \quad (6)$$

а с учетом (3)

$$I_d'' = \frac{I_d'}{K_{tr}} \cdot \eta$$

Учитывая, что токи и их изменения в обмотках обратно пропорциональны числам витков обмоток

$$\Delta i_2 = \Delta i_1 / K_{tr} \quad (7)$$

$$\frac{B_m}{w_1 \cdot S_{Fe}} = \frac{L \cdot i_{m1}}{w_1 \cdot S_{Fe}}$$

$$B_m = 0,185$$

$$\gamma = 0,183$$

$$\Delta i_1 = 0,769$$

$$I_d' = 0,886$$

$$i_{1c} = \sqrt{\left[I_d'^2 + \left(\frac{\Delta i_1}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \gamma}$$

$$i_{1c} = 0,391$$

$$K_{tr} = 0,199$$

$$\gamma = 0,183$$

$$I_d' = 0,886$$

$$U_1 = 270$$

$$U_2 = 12$$

$$(I_d'') := \frac{I_d' \cdot U_1}{U_2} \cdot \frac{\gamma}{1 - \gamma} \cdot \eta \quad I_d'' = 3,57$$

или

$$I_d'' = \frac{I_d'}{K_{tr}} \cdot \eta \quad I_d'' = 3,57$$

$$\Delta i_1 = 0,769$$

$$\Delta i_2 := \frac{\Delta i_1}{K_{tr}}$$

$$\Delta i_2 = 3,875 \quad \Delta i_1 = 0,769$$

Продолжение приложения А

Тогда учитывая, что действующее значение тока может быть определено аналитично, что и для первичной обмотки, только ток вторичной обмотки на интервале $\pi=0$, а на π трапецидальный, действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_{2\text{eff}} = \sqrt{\left[(I_m'')^2 + \left(\frac{\Delta I_2}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \times (1-\gamma)}$$

Подставляя в нее (6) и (7)

$$I_{2\text{eff}} = \sqrt{\left[\left(\frac{r_s}{K_{\text{гос}}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta I_2 / K_{\text{гос}}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \times (1-\gamma)}$$

Итак, действующий ток вторичной обмотки

$$I_{2\text{eff}} = \sqrt{\left[\left(\frac{1}{0,32} \cdot 0,9 \right)^2 + \left(\frac{0,1}{0,32 \times 2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \times 0,8} = 3,3 \text{ А}$$

10) Выбор сечения паза под первичную обмотку.

$$S_{\text{паз1}} = \frac{I_{2\text{eff}}}{j} \times W_1 \times \frac{1}{K_{\text{гос}}}$$

Где j - плотность тока от 2...3 МА/м²

$K_{\text{гос}}$ - коэффициент заполнения паза под обмотку, составляет 0,5...0,7.

$$S_{\text{паз1}} = \frac{0,36}{3} \times 20 \times \frac{1}{0,5} = 4,8 \text{ мм}^2$$

11) Выбор сечения паза под вторую обмотку:

$$S_{\text{паз2}} = \frac{I_{1\text{eff}}}{j} \times W_2 \times \frac{1}{K_{\text{гос}}}$$

$$S_{\text{паз2}} = \frac{1,2 \text{ А}}{3} \times 4 \times \frac{1}{0,5} = 0,3 \text{ мм}^2$$

Суммарный паз под обмотки

$$S_{\text{паз}} = S_{\text{паз1}} + S_{\text{паз2}}$$

$$I_{2\text{eff}} = \sqrt{I_d'^2 + \left(\frac{\Delta I_2}{2\sqrt{3}} \right)^2} \cdot (1-\gamma)$$

$$I_{2\text{eff}} = 3,381$$

$$I_{2\text{eff}} = \sqrt{\left[\left(\frac{I_d'}{K_{\text{гос}}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta I_2}{K_{\text{гос}} \cdot 2\sqrt{3}} \right)^2 \right] \cdot (1-\gamma)}$$

$$I_{2\text{eff}} = 3,381$$

$$I_{1\text{eff}} = 0,391$$

$$w_1 = 20$$

$$j = 3$$

$$K_{\text{гос}} = 0,5$$

$$S_{\text{паз1}} = \frac{I_{2\text{eff}} \cdot w_1}{j \cdot K_{\text{гос}}}$$

$$S_{\text{паз1}} = 5,208$$

$$w_2 = 3,97$$

$$j = 4$$

$$I_{2\text{eff}} = 3,381$$

$$K_{\text{гос}} = 0,5$$

$$S_{\text{паз2}} = \frac{I_{1\text{eff}} \cdot w_2}{j \cdot K_{\text{гос}}}$$

$$S_{\text{паз2}} = 9,017$$

$$S_{\text{паз}} = S_{\text{паз1}} + S_{\text{паз2}}$$

$$S_{\text{паз}} = 14,225$$

Если выбранный магнитопровод имеет меньший паз по паспорту, чем рассчитано, то пазе взять больший магнитопровод. Если выполняется неравенство в другую сторону обмотка вписывается в паз и можно даже уменьшить индукцию $B \leq B_{\text{н}}$ и повторить расчет число витков и обмотка станет больше, но это приведет к меньшим потерям в магнитопроводе и позволит выбрать больший зазор.

12) Нематгнитный зазор в магнитопроводе $\delta = \frac{I_{\text{маг}} \cdot W_{\text{маг}}}{2 \cdot B_{\text{н}}}$

$$\delta = \frac{0,0 \cdot 20 \cdot 12,56 \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 0,2} = 0,05 \text{ мм}$$

паз под обмотку S_{doc} в разы больше чем реальная обмотка S следовательно она там разместится

$$S_{\text{doc}} = \frac{30 - 16,2}{2} \cdot (11 - 7,3) \cdot 2 \quad S_{\text{doc}} = 51,06$$

сейчас намотана обмотка вторичная 2*0,7мм диаметром

тогда плотность тока по факту в обмотке

$$j_{\text{ф}} = \frac{I_{2\text{eff}}}{\pi \cdot \frac{(0,7 \cdot 10^{-3})^2}{4} \cdot 2}$$

$$j_{\text{ф}} = 4,393 \times 10^6$$

т.е. немного больше 3 А/мм²

$$B_{\text{н}} = 0,185$$

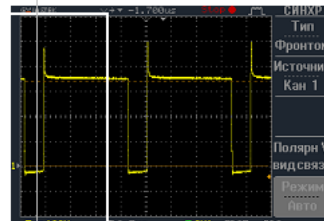
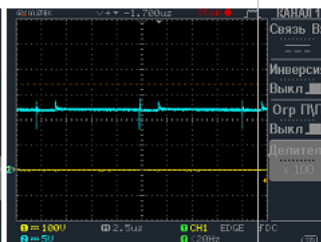
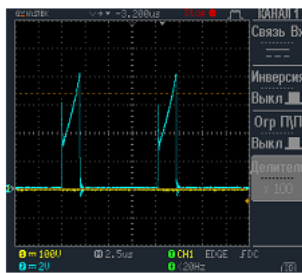
$$im1 = 1,27$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

$$\delta = \frac{im1 \cdot w_1 \cdot \mu_0}{2 \cdot B_{\text{н}}}$$

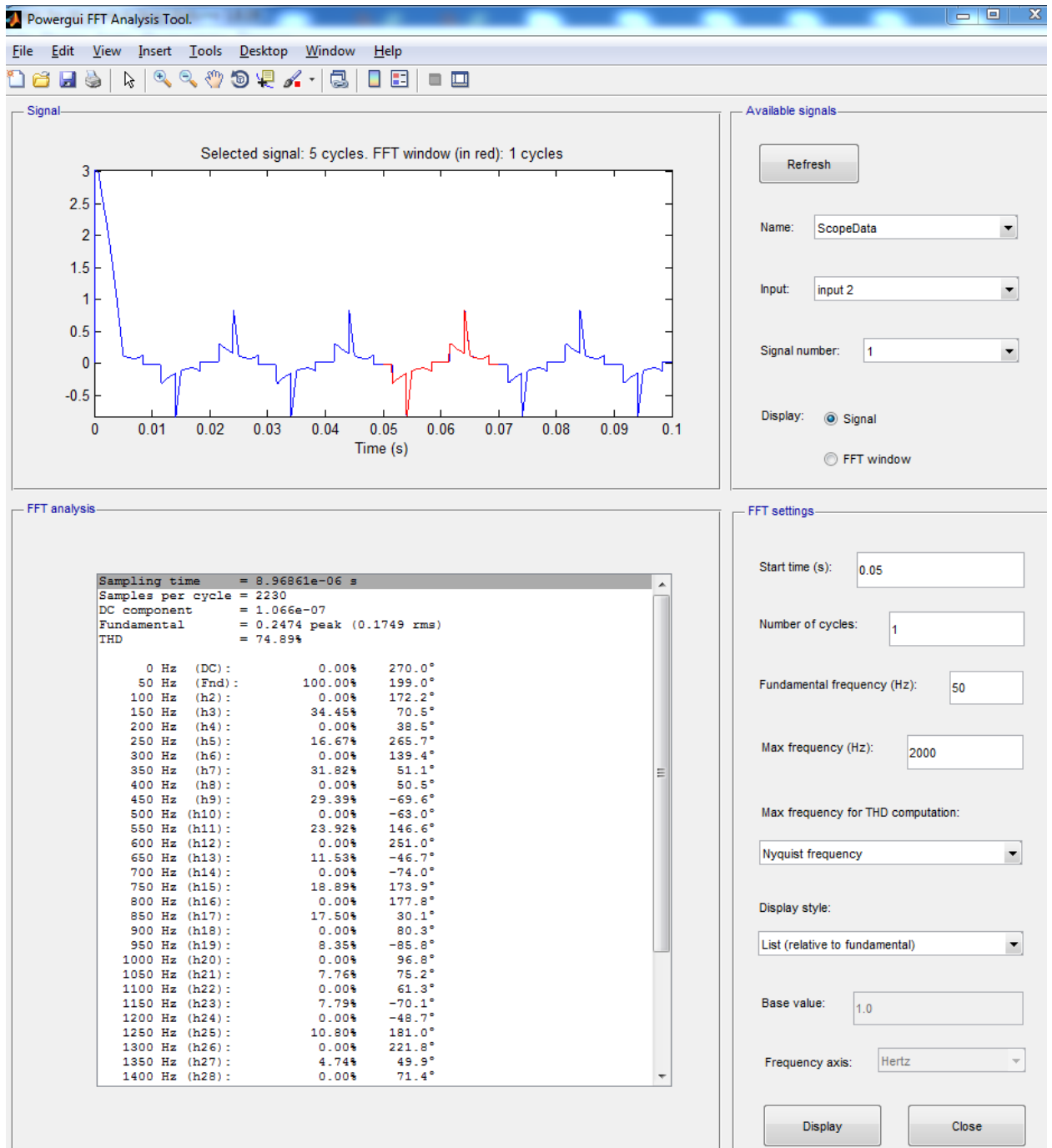
$$\delta = 8,611 \times 10^{-5}$$

$$im1 = 1,27$$



Приложение Б

Экранные копии симуляции гармоник из программы MathLab с PFC и без PFC



Продолжение приложения Б

| | | | |
|---------|---------|--------|--------|
| 250 Hz | (h5) : | 16.67% | 265.7° |
| 300 Hz | (h6) : | 0.00% | 139.4° |
| 350 Hz | (h7) : | 31.82% | 51.1° |
| 400 Hz | (h8) : | 0.00% | 50.5° |
| 450 Hz | (h9) : | 29.39% | -69.6° |
| 500 Hz | (h10) : | 0.00% | -63.0° |
| 550 Hz | (h11) : | 23.92% | 146.6° |
| 600 Hz | (h12) : | 0.00% | 251.0° |
| 650 Hz | (h13) : | 11.53% | -46.7° |
| 700 Hz | (h14) : | 0.00% | -74.0° |
| 750 Hz | (h15) : | 18.89% | 173.9° |
| 800 Hz | (h16) : | 0.00% | 177.8° |
| 850 Hz | (h17) : | 17.50% | 30.1° |
| 900 Hz | (h18) : | 0.00% | 80.3° |
| 950 Hz | (h19) : | 8.35% | -85.8° |
| 1000 Hz | (h20) : | 0.00% | 96.8° |
| 1050 Hz | (h21) : | 7.76% | 75.2° |
| 1100 Hz | (h22) : | 0.00% | 61.3° |
| 1150 Hz | (h23) : | 7.79% | -70.1° |
| 1200 Hz | (h24) : | 0.00% | -48.7° |
| 1250 Hz | (h25) : | 10.80% | 181.0° |
| 1300 Hz | (h26) : | 0.00% | 221.8° |
| 1350 Hz | (h27) : | 4.74% | 49.9° |
| 1400 Hz | (h28) : | 0.00% | 71.4° |
| 1450 Hz | (h29) : | 4.39% | 253.4° |
| 1500 Hz | (h30) : | 0.00% | 182.4° |
| 1550 Hz | (h31) : | 7.77% | 73.6° |
| 1600 Hz | (h32) : | 0.00% | 94.3° |
| 1650 Hz | (h33) : | 7.72% | -35.8° |
| 1700 Hz | (h34) : | 0.00% | -14.1° |
| 1750 Hz | (h35) : | 6.17% | 175.8° |
| 1800 Hz | (h36) : | 0.00% | 257.4° |
| 1850 Hz | (h37) : | 2.66% | -0.0° |
| 1900 Hz | (h38) : | 0.00% | -35.9° |
| 1950 Hz | (h39) : | 6.58% | 216.8° |

Продолжение приложения Б

Powergui FFT Analysis Tool.

File Edit View Insert Tools Desktop Window Help

Signal

Selected signal: 17.66 cycles. FFT window (in red): 1 cycles

Time (s)

Available signals

Refresh

Name: ScopeData

Input: input 2

Signal number: 1

Display: Signal FFT window

FFT analysis

```

Sampling time = 9.69749e-06 s
Samples per cycle = 2062
DC component = 8.013e-06
Fundamental = 0.2272 peak (0.1607 rms)
THD = 235.41%
    
```

| | | |
|----------------|---------|--------|
| 0 Hz (DC): | 0.00% | 270.0° |
| 50 Hz (Fnd): | 100.00% | 187.9° |
| 100 Hz (h2): | 0.06% | 189.2° |
| 150 Hz (h3): | 98.02% | 23.9° |
| 200 Hz (h4): | 0.12% | 28.6° |
| 250 Hz (h5): | 94.41% | 219.9° |
| 300 Hz (h6): | 0.17% | 225.9° |
| 350 Hz (h7): | 89.19% | 56.1° |
| 400 Hz (h8): | 0.21% | 62.9° |
| 450 Hz (h9): | 82.59% | 252.5° |
| 500 Hz (h10): | 0.24% | 259.9° |
| 550 Hz (h11): | 74.87% | 89.3° |
| 600 Hz (h12): | 0.26% | 97.3° |
| 650 Hz (h13): | 66.38% | -73.4° |
| 700 Hz (h14): | 0.26% | -64.9° |
| 750 Hz (h15): | 57.47% | 124.7° |
| 800 Hz (h16): | 0.26% | 133.9° |
| 850 Hz (h17): | 48.52% | -36.3° |
| 900 Hz (h18): | 0.24% | -26.2° |
| 950 Hz (h19): | 39.92% | 164.3° |
| 1000 Hz (h20): | 0.22% | 175.4° |
| 1050 Hz (h21): | 32.10% | 7.0° |
| 1100 Hz (h22): | 0.19% | 19.6° |
| 1150 Hz (h23): | 25.48% | 212.7° |
| 1200 Hz (h24): | 0.17% | 227.1° |
| 1250 Hz (h25): | 20.47% | 62.3° |
| 1300 Hz (h26): | 0.15% | 78.3° |
| 1350 Hz (h27): | 17.35% | -84.7° |
| 1400 Hz (h28): | 0.14% | -68.2° |

FFT settings

Start time (s): 0.09

Number of cycles: 1

Fundamental frequency (Hz): 50

Max frequency (Hz): 2000

Max frequency for THD computation: Nyquist frequency

Display style: List (relative to fundamental)

Base value: 1.0

Frequency axis: Hertz

Display Close

Продолжение приложения Б

| | | | |
|---------|---------|--------|--------|
| 250 Hz | (h5) : | 94.41% | 219.9° |
| 300 Hz | (h6) : | 0.17% | 225.9° |
| 350 Hz | (h7) : | 89.19% | 56.1° |
| 400 Hz | (h8) : | 0.21% | 62.9° |
| 450 Hz | (h9) : | 82.59% | 252.5° |
| 500 Hz | (h10) : | 0.24% | 259.9° |
| 550 Hz | (h11) : | 74.87% | 89.3° |
| 600 Hz | (h12) : | 0.26% | 97.3° |
| 650 Hz | (h13) : | 66.38% | -73.4° |
| 700 Hz | (h14) : | 0.26% | -64.9° |
| 750 Hz | (h15) : | 57.47% | 124.7° |
| 800 Hz | (h16) : | 0.26% | 133.9° |
| 850 Hz | (h17) : | 48.52% | -36.3° |
| 900 Hz | (h18) : | 0.24% | -26.2° |
| 950 Hz | (h19) : | 39.92% | 164.3° |
| 1000 Hz | (h20) : | 0.22% | 175.4° |
| 1050 Hz | (h21) : | 32.10% | 7.0° |
| 1100 Hz | (h22) : | 0.19% | 19.6° |
| 1150 Hz | (h23) : | 25.48% | 212.7° |
| 1200 Hz | (h24) : | 0.17% | 227.1° |
| 1250 Hz | (h25) : | 20.47% | 62.3° |
| 1300 Hz | (h26) : | 0.15% | 78.3° |
| 1350 Hz | (h27) : | 17.35% | -84.7° |
| 1400 Hz | (h28) : | 0.14% | -68.2° |
| 1450 Hz | (h29) : | 15.96% | 129.0° |
| 1500 Hz | (h30) : | 0.14% | 144.5° |
| 1550 Hz | (h31) : | 15.65% | -19.5° |
| 1600 Hz | (h32) : | 0.15% | -5.7° |
| 1650 Hz | (h33) : | 15.65% | 188.7° |
| 1700 Hz | (h34) : | 0.16% | 201.2° |
| 1750 Hz | (h35) : | 15.46% | 34.3° |
| 1800 Hz | (h36) : | 0.17% | 46.1° |
| 1850 Hz | (h37) : | 14.84% | 238.4° |
| 1900 Hz | (h38) : | 0.17% | 250.0° |
| 1950 Hz | (h39) : | 13.77% | 82.0° |