

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)
Кафедра промышленной электроники (ПрЭ)

К ЗАЩИТЕ ДОПУСТИТЬ
Заведующий кафедрой ПрЭ,
д.т.н., доцент каф. ПрЭ
_____ С.Г. Михальченко
« ____ » _____ 2024 г.

**ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО С БАЛАНСИРОВКОЙ
НАПРЯЖЕНИЯ АККУМУЛЯТОРОВ НА ОСНОВЕ
РЕЗОНАНСНОГО
LLC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ**

Пояснительная записка к выпускной квалификационной работе
ФЭТ ВКР. 436238.427 ПЗ

Студент гр. 360-1
_____ М.М. Поддубный
« ____ » _____ 2024 г.

Руководитель проекта:
д.т.н., доцент каф. ПрЭ
_____ А.В. Осипов
« ____ » _____ 2024 г.

2024

РЕФЕРАТ

Выпускная квалификационная работа 85 с., 23 рис., 19 источников, 3 листа графического материала.

ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО, РЕЗОНАНСНЫЙ *LLC*-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ, МЯГКАЯ КОММУТАЦИЯ, ЧАСТОТНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ, УРАВНИВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ, БАЛАНСИРОВОЧНОЕ УСТРОЙСТВО.

Объектом проектирования является источник вторичного электропитания на основе резонансного *LLC* – преобразователя.

Целью данной работы является разработка зарядного устройства с балансировкой напряжения свинцово-кислотных аккумуляторов. Входным напряжением источника является сетевое напряжение $220 \pm 10\%$. Использование резонансного *LLC*-преобразователя в системе вторичного источника электропитания обусловлено его превосходными энергетическими характеристиками. Эти характеристики достигаются за счёт мягкой коммутации транзисторов, которая минимизирует динамические потери. Кроме того, отсутствие коммутационных помех обеспечивает хорошую электромагнитную совместимость внутри системы.

В ходе работы был проведён анализ технического задания и сравнительный анализ обзор аналогов, разработана электрическая принципиальная схема, функциональная схема, было выполнено моделирование силовой части, выбраны элементы схемы.

Выполнена заключительная квалификационная работа:

- ОС Windows 10;
- Microsoft Office 2010;
- DipTrace;
- Mathcad 15;
- LTspice XVII.

ABSTRACT

Graduate qualification work 85 p., 23 figures, 19 sources, 3 sheets of graphic material.

CHARGER, RESONANT LLC-CONVERTER, SOFT SWITCHING, FREQUENCY REGULATION, VOLTAGE EQUALISATION, BALANCING DEVICE.

The object of design is a source of secondary power supply on the basis of resonant LLC - converter.

The purpose of this work is to develop a charger with voltage balancing of lead-acid batteries. The input voltage of the source is the mains voltage $220 \pm 10\%$. The use of resonant LLC-converter in the secondary power supply system is due to its excellent energy characteristics. These characteristics are achieved by soft switching of the transistors, which minimises dynamic losses. In addition, the absence of switching interference ensures good electromagnetic compatibility within the system.

In the course of the work was carried out analysis of the terms of reference and comparative analysis of the review of analogues, developed the electrical circuit diagram, functional diagram, was performed modelling of the power part, selected circuit elements.

The final qualification work was performed:

- Windows 10 OS;
- Microsoft Office 2010;
- DipTrace;
- Mathcad 15;
- LTspice XVII.

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)
Кафедра промышленной электроники (ПрЭ)

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой ПрЭ

д.т.н., доцент каф. ПрЭ

_____ С.Г. Михальченко

« ____ » _____ 2024 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ

на выпускную квалификационную работу студенту:

Поддубному Михаилу Михайловичу группа 360-1 факультет ЭТ

1.Тема: Зарядное устройство с балансировкой напряжения аккумуляторов на основе резонансного LLC-преобразователя

(утверждена приказом по ВУЗу от « ____ » _____ 2024 г. № _____ ст.)

2. Срок сдачи студентом законченного проекта: « ____ » _____ 2024 г.

3.Назначение и область применения системы (устройства): Зарядное устройство применяется для зарядки аккумуляторов для источника бесперебойного питания.

4. ТРЕБОВАНИЯ К РАБОТЕ:

4.1. Технические параметры:

Напряжение питания, В	220 ± 10%
Диапазон рабочих частот, кГц	80 ÷ 100
Диапазон выходного напряжения, В	53
Коэффициент пульсаций выходного напряжения, %	5

Выходная мощность, Вт	425
Коэффициент полезного действия, %	≤94

4.2. Конструкторские параметры:

– Не предъявляются.

4.3. Условия эксплуатации устанавливаются в соответствии с ГОСТ – 15150-69:

- Температура окружающей среды от (-40)°С до 70°С;
- Атмосферное давление, кПа – от 84 до 106,7 (630-800 мм. рт. ст.);
- Относительная влажность, % – до 80.

Остальные требования в соответствии с ГОСТ 2.119-73.

4.4. Дополнительные условия: наличие гальванической развязки вход/выход.

5. ПЕРЕЧЕНЬ РАЗДЕЛОВ ПОДЛЕЖАЩИХ РАЗРАБОТКЕ

- Введение;
- Постановка задачи проектирования;
- Актуальность проектирования «зарядного устройства»;
- Анализ технического задания;
- Обзор аналогичных устройств, реализующих подобные задачи;
- Теоретическое описание «резонансного *LLC* –преобразователя», балансировочного устройства на основе инвертирующего преобразователя;
- Описание функциональной схемы
- Расчет электрических параметров и выбор элементов схемы «зарядного устройства», балансировочного устройства на основе инвертирующего преобразователя;
- Разработка схемы электрической принципиальной «резонансного *LLC* – преобразователя» балансировочного устройства на основе инвертирующего преобразователя.
- Компьютерное моделирование силовой части «резонансного *LLC* – преобразователя»;
- Заключение.

6. ПОДЛЕЖИТ РАЗРАБОТКЕ В ПРОЕКТЕ СЛЕДУЮЩАЯ ДОКУМЕНТАЦИЯ

6.1. Пояснительная записка.

6.2. Чертежи (выполняются в соответствии с ГОСТ и ЕСКД):

– Зарядное устройство с балансировкой напряжения аккумуляторов на основе резонансного *LLC* – преобразователя.

Схема электрическая функциональная. 1 лист.

– Зарядное устройство с балансировкой напряжения аккумуляторов на основе резонансного *LLC* – преобразователя.

Схема электрическая принципиальная. 1 лист.

– Зарядное устройство с балансировкой напряжения аккумуляторов на основе резонансного *LLC* – преобразователя.

Результаты моделирования. 1 лист.

6.3. Демонстрационные иллюстрации:

– Презентация

ЗАДАНИЕ СОГЛАСОВАНО

Консультант по нормам и требованиям ЕСКД

Башкиров Вячеслав Николаевич

Старший преподаватель кафедры ПрЭ

« ____ » _____ 2024 г. _____ Подпись

Руководитель выпускной квалификационной работы

Осипов Александр Владимирович

Доцент каф. ПрЭ, д. т. н

« ____ » _____ 2024 г. _____ Подпись

Задание принято к исполнению

Поддубный Михаил Михайлович

Студент гр. 360-1

« ____ » _____ 2024 г. _____ Подпись

Перв. примен.	СОДЕРЖАНИЕ									
	ВВЕДЕНИЕ..... 8									
Справ. №	1 Постановка задачи проектирования..... 10									
	2 Анализ технического задания 11									
	3 Аналоги и решения реализующие поставленную задачу 13									
	3.1 Теоретическое описание LLC – преобразователя..... 20									
	3.2 Теоретическое описание балансировочного устройства на основе инвертирующего преобразователя 28									
	4 Описание функциональной схемы 30									
	5 Расчет и выбор элементов схемы 32									
	5.1 Расчёт ККМ..... 32									
	5.2 Расчет резонансного контура..... 49									
	5.3 Расчет входной и выходной мощности..... 52									
Подп. и дата	5.4 Расчет выпрямительных диодов 53									
	5.5 Расчет выходного конденсатора фильтра..... 54									
	5.6 Обзор и расчет обратной связи с микросхемой NCP1392D и драйвера ID7S625 (системой управления силовыми транзисторами) 55									
	5.7 Расчет трансформатора (TV1) 60									
Инв. № дубл.	5.8 Расчет балансировочного устройства 66									
	5.9 Расчет дросселей 69									
Взам. инв. №	6 Имитационная модель в среде моделирования LTspice XVII 74									
Подп. и дата										
Инв. № подл.										
	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ									
	Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата					
	Разраб.	Поддубный				Зарядное устройство с балансировкой				
	Пров.	Осипов				напряжения аккумуляторов на основе				
	Т. Контр.	Осипов				резонансного LLC-преобразователь				
	Н. Контр.	Башкиров				Пояснительная записка				
	Утв.	Михальченко								
						Лит.	Лист	Листов		
							7	85		
						ТУСУР, каф. ПрЭ, гр. 360-1				

ЗАКЛЮЧЕНИЕ	82
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ	83

ФЭТ ВКР.436238.427 ПЭЗ Зарядное устройство с балансировкой
напряжения аккумуляторов на основе
резонансного LLC – преобразователя
Перечень элементов

Графический материал на отдельных листах

ФЭТ ВКР.436238.427 Зарядное устройство с балансировкой
напряжения аккумуляторов на основе
резонансного LLC – преобразователя
Результаты моделирования.

ФЭТ ВКР.436238.427 Э2 Зарядное устройство с балансировкой
напряжения аккумуляторов на основе
резонансного LLC – преобразователя
Схема электрическая функциональная.

ФЭТ ВКР.436238.427 Э3 Зарядное устройство с балансировкой
напряжения аккумуляторов на основе
резонансного LLC – преобразователя
Схема электрическая принципиальная.

Инов. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.057 ПЗ	Лист
						8

ВВЕДЕНИЕ

Источники электропитания могут быть классифицированы как первичные и вторичные в зависимости от того, как они получают энергию.

Источники первичного электропитания (ИПЭП) – это источники, которые преобразуют неэлектрическую энергию в электрическую. Химические источники тока (гальванические элементы, батареи и аккумуляторы), термобатареи, термоэлектронные преобразователи, фотоэлектрические преобразователи (фотоэлементы и солнечные батареи), биохимические источники тока, электромеханические генераторы [2].

Источники вторичного питания (ИВЭП) – это устройства, преобразующие электрическую энергию из первичных источников энергии (постоянного или переменного тока, солнечной энергии или энергии батарей). Эти устройства преобразуют энергию в необходимые ток и напряжения посредством регулирования или стабилизации.

Резонансные преобразователи являются одним из наиболее эффективных и широко используемых типов преобразователей переменного напряжения в постоянное напряжение во многих промышленных ИВЭП. Они обеспечивают высокую эффективность преобразования, малые габариты и низкие уровни электромагнитных помех. Основным принципом работы резонансных преобразователей является использование резонансного контура, обеспечивающего регулирование формы выходного напряжения. Контур состоит из комбинации индуктивности и емкости, что позволяет создать резонансную частоту, соответствующую частоте входного напряжения. При достижении резонансной частоты, контур обладает максимальной реактивностью, и энергия передается с максимальной эффективностью на нагрузку [3].

Подп. и дата	Инв. № дубл.	Взам. инв. №	Подп. и дата	Инв. № подл.
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				Лист
				8

Одним из наиболее распространенных применений резонансных преобразователей является их использование в устройствах преобразования энергии в солнечных фотоэлектрических системах. В этих системах резонансный преобразователь используется для преобразования энергии, производимой солнечными батареями, в постоянный ток с напряжением, необходимым для зарядки аккумуляторов или для питания электрических устройств.

Инов. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										9

1 Постановка задачи проектирования

На местах установки систем оповещения, как правило, имеется однофазная сеть 230В/50Гц, которая выступает в качестве одного из источников электрической энергии для систем электропитания. Переменное напряжение сети преобразуется в постоянное, уровнем 350÷400 В, корректором коэффициента мощности (ККМ). Коррекция коэффициента мощности является необходимой ступенью в преобразовании энергии, т.к. при трансляции речи могут вноситься значительные искажения в гармонический состав потребляемого тока. Преобразование постоянного напряжения с выхода ККМ до уровня напряжения выходной шины электропитания может быть осуществлено различными топологиями преобразователей. Данный преобразователь является неотъемлемой частью системы электропитания, обеспечивающая зарядку аккумуляторов которые служат резервным питанием для системы оповещения населения. Одним из перспективных решений является применение активного балансировочного устройства для балансировки напряжения аккумуляторов, которые используют в качестве питания ИВЭП.

Ив. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				Лист
				10

2 Анализ технического задания

Входное напряжение, получаемое сети $220 \pm 10\%$ В преобразуется с помощью корректора коэффициента мощности в постоянное напряжение $390 - 400$ В, а требуемое выходное постоянное напряжение должно стабилизироваться на уровне 53 В, после балансирующим устройством добиться равного напряжения 12 В на каждом аккумуляторе. Существуют два метода балансировки аккумуляторов: пассивный и активный. Первый предполагает рассеивание излишков энергии аккумулятора на резисторе в виде тепла. Второй использует один или несколько переключаемых конденсаторов и различные топологии преобразователей, такие как обратногоходовой преобразователь с несколькими выходами, полномостовой инвертор, преобразователь Кука и инвертирующий преобразователь. Все эти методы позволяют рассеивать или передавать энергию с минимальными потерями. Согласно техническому заданию, подходит только активный метод, так как при использовании пассивного потребовались бы резисторы с высокой рассеиваемой мощностью. Мы выбрали инвертирующий преобразователь на двух транзисторах для выполнения балансировки. Чтобы из постоянного напряжения корректора коэффициента мощности, преобразовать напряжение в переменное было решено использовать полумостовой инвертор на транзисторах. В качестве балансирующего устройства используется топология инвертирующего преобразователя.

Для уменьшения габаритов магнитных элементов была выбрана частота от 100 до 120 кГц с необходимым коэффициентом усиления по напряжению и коэффициентом трансформации с соблюдением рационального использования габаритных параметров.

Выходная мощность должна составлять 425 Вт.

Инв. № подл.	Подп. и дата		Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата
Инв. № подл.					
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	

<p>методы позволяют рассеивать или передавать энергию с минимальными потерями. Согласно техническому заданию, подходит только активный метод, так как при использовании пассивного потребовались бы резисторы с высокой рассеиваемой мощностью. Мы выбрали инвертирующий преобразователь на двух транзисторах для выполнения балансировки. Чтобы из постоянного напряжения корректора коэффициента мощности, преобразовать напряжение в переменное было решено использовать полумостовой инвертор на транзисторах. В качестве балансировочного устройства используется топология инвертирующего преобразователя.</p> <p>Для уменьшения габаритов магнитных элементов была выбрана частота от 100 до 120 кГц с необходимым коэффициентом усиления по напряжению и коэффициентом трансформации с соблюдением рационального использования габаритных параметров.</p> <p>Выходная мощность должна составлять 425 Вт.</p>					
ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
					11

Гальваническая развязка в силовой части осуществляется трансформатором, который, позволяет легко получить различные уровни выходного напряжения. Особенность работы преобразовательной схемы с трансформатором заключается в том, что на транзисторах и диодах не появляются недопустимые напряжения и токи, даже если выходное напряжение превосходит входное или ниже его.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	<div>ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ</div>					Лист
										12
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата						

3 Аналоги и решения реализующие поставленную задачу

В ходе анализа поставленной задачи, в качестве зарядного устройства подходят следующие преобразователи:

- обратноходовый преобразователь;
- прямоходовый преобразователь;
- преобразователь с последовательным резонансным контуром.

Зарядное устройство на основе обратноходового преобразователя, рисунок 3.1:

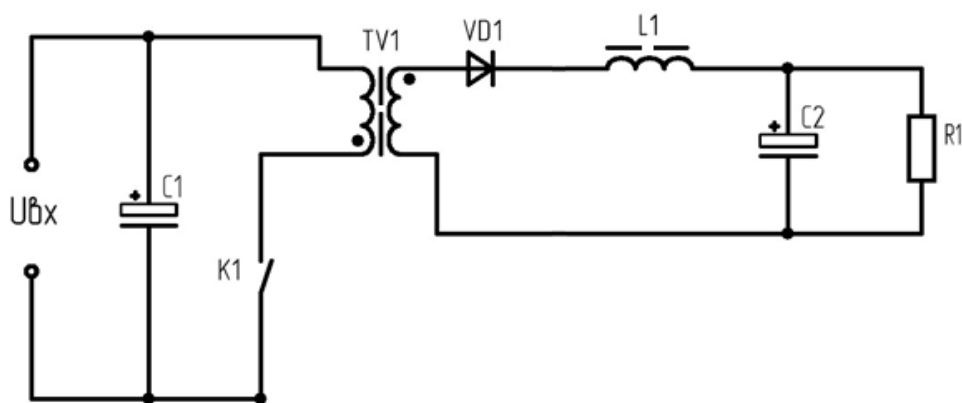


Рисунок 3.1 – Обратноходовый преобразователь

Обратноходовые преобразователи применяются в качестве источников питания различных устройств мощностью до 200 Вт. Обратноходовые преобразователи характеризуются большими габаритами по сравнению с прямоходовыми и двухтактными.

Преимущества обратноходового преобразователя:

- преобразователь работает при КЗ (коротком замыкании);
- возможность регулирования выходного напряжения в широких пределах, а также поддержание требуемого выходного напряжения в условиях изменения напряжения питающей сети;

Подп. и дата	
Инв. № дубл.	
Взам. инв. №	
Подп. и дата	
Инв. № подл.	

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						13

– Т.к. накопительный дроссель подключён к первичной стороне трансформатора и к нагрузке в различные моменты времени, передача помех из сети в нагрузку и назад исключена.

Недостатки обратноходового преобразователя:

- мощность преобразователя ограничена энергией, запасаемой дросселем (не более 200 Вт);
- большие габариты при той же мощности с другими преобразователями;
- преобразователь не работает на ХХ (холостом ходу).

Для выполнения поставленной задачи необходимо использовать две ячейки обратноходового преобразователя, что в свою очередь дорогостояще и данный преобразователь эффективен с мощностью до 200 Вт.

Зарядное устройство на основе прямоходового преобразователя, рисунок 3.2:

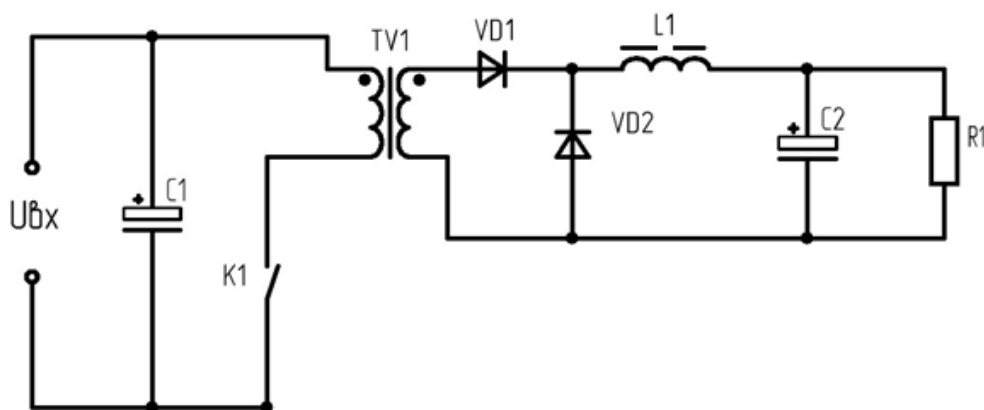


Рисунок 3.2 – Прямоходовый преобразователь

Инв. № подл.	Подп. и дата
Взам. инв. №	Инв. № дубл.
Подп. и дата	

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						14

Прямоходовой преобразователь работает практически всегда в понижающем режиме. Силовой ключ в первичной стороне и выпрямительный диод во вторичной одновременно проводят ток, через трансформатор передается униполярный импульс напряжения, поэтому чтобы избежать насыщения сердечника трансформатора, относительная длительность импульса не должен превышать 50%. Габариты трансформатора больше, чем в мостовом, полумостовом и двухтактной преобразователе, где происходит полное перемагничивание сердечника. Но потери в трансформаторе в прямоходовом преобразователе меньше.

Преимущества прямоходового преобразователя:

- Преобразователь работает при ХХ (холостом ходу – наличие контура разряда емкости);
- Возможность регулирования выходного напряжения в широких пределах,
- а также поддержание требуемого выходного напряжения в условиях изменения напряжения питающей сети;

Недостатки прямоходового преобразователя:

- Мощность преобразователя ограничена энергией, запасаемой дросселем (не более 200 Вт);
- Повышенный уровень электромагнитных помех, создаваемых как в питающей сети, так и в нагрузке;
- Преобразователь не работает на КЗ (коротком замыкании).

Для выполнения поставленной задачи необходимо использовать две ячейки прямоходового преобразователя с дополнительными обмотками размагничивания сердечника трансформатора, что в свою очередь дорогостояще и данный преобразователь эффективен с мощностью до 200 Вт.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						15

Источники вторичного электропитания на основе различных конфигураций резонансных преобразователей.

Существует много топологий резонансных преобразователей, и все они работают по существу одинаково: прямоугольное импульсное напряжения или ток, генерируемое силовыми ключами, подается на резонансный контур.

Энергия циркулирует в резонансном контуре, а затем частично или полностью передается на выход преобразователя.

Среди резонансных преобразователей двумя основными типами являются последовательный резонансный преобразователь, показанный на рисунке 3.3, и параллельный резонансный преобразователь. Оба этих преобразователя регулируют свое выходное напряжение, путем изменения частоты входного напряжения, что приводит к изменению сопротивления (импеданса) резонансного контура. Входное напряжение делится между этим импедансом и нагрузкой. Поскольку параллельный резонансный преобразователь работает как делитель напряжения между входом и нагрузкой, коэффициент передачи постоянного напряжения всегда ниже 1. В условиях малой нагрузки сопротивление нагрузки очень велико по сравнению с сопротивлением резонансного контура; поэтому становится трудно регулировать выходное напряжение, поскольку для этого требуется, чтобы частота приближалась к бесконечности, когда нагрузка приближается к нулю. Даже при номинальных нагрузках требуется широкое изменение частоты, чтобы регулировать выход при большом диапазоне входного напряжения.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										16

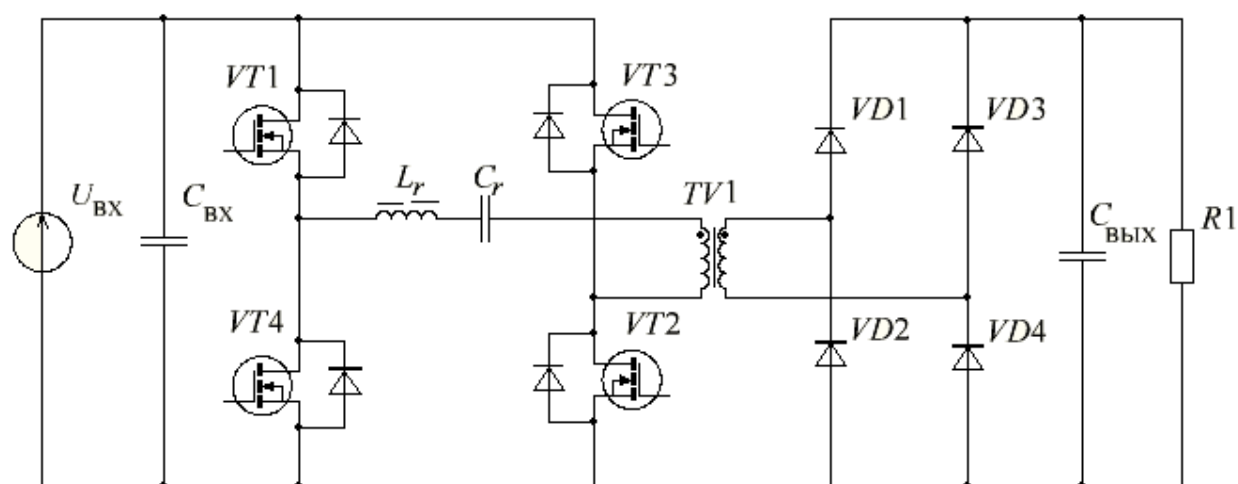


Рисунок 3.3 – Преобразователь с последовательным резонансным контуром

Для устранения этих ограничений был предложен преобразователь, объединяющий последовательные и параллельные конфигурации, называемый последовательно-параллельным резонансным преобразователем. Одна версия этой структуры использует один индуктор и два конденсатора или конфигурацию *LCC*, как показано на рисунке 3.4. Хотя эта комбинация преодолевает недостатки последовательного и параллельного контура за счет встраивания большего количества резонансных частот, она требует двух независимых физических конденсаторов, которые являются большими и дорогими из-за высоких токов переменного тока. Чтобы получить аналогичные характеристики без изменения количества физических компонентов, *LCC* можно изменить, чтобы использовать два индуктора и один конденсатор, образуя резонансный *LLC* преобразователь.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

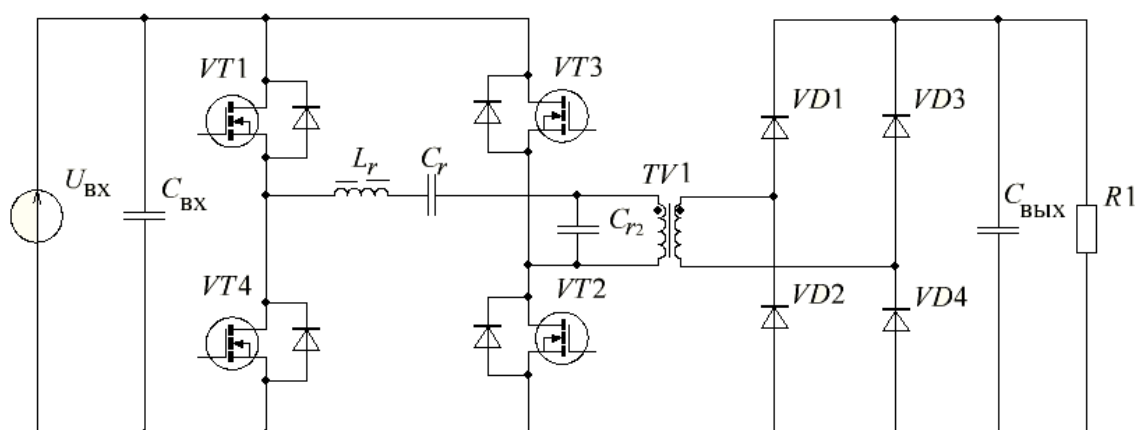


Рисунок 3.4 – Мостовой резонансный *LLC* – преобразователь

Преимущество *LLC* по сравнению с топологией *LCC* состоит в том, что два физических индуктора часто могут быть объединены в один физический компонент, включая последовательную резонансную индуктивность L_{r1} и намагничивающую индуктивность трансформатора $L_{\mu} = L_{r2}$.

Основные отличия *LLC* – преобразователь от других типов импульсных преобразователей:

а) Работа *LLC* – преобразователя основана на создании синусоидального тока, который выпрямляется и запасается в большом конденсаторе. Индуктивность используется не для простого накопления энергии, а выступает в качестве резонансного элемента. Она выполняет функцию фильтра, который помогает преобразовать прямоугольный сигнал в синусоидальную форму, тогда как индуктивность намагничивания все еще работает с традиционным током треугольной формы;

б) Вместо того чтобы работать с фиксированной частотой коммутаций и изменять коэффициент заполнения ШИМ, *LLC* – преобразователи изменяют частоту, а коэффициент заполнения ШИМ постоянен и составляет 50% относительной длительности импульса;

в) Передача энергии в *LLC* – преобразователях основана на рабочей точке индуктивности намагничивания;

Инд. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

- Обратноходовый преобразователь;
- Топология балансировки ячейки с одним переключаемым конденсатором;
- Топология балансировки ячейки с одной переключающейся индуктивностью(инвертирующий преобразователь);

[illegible]

3.1 Теоретическое описание *LLC* – преобразователя

Применение топологий *LC* преобразователя с пассивным выпрямителем делает работу на холостом ходу невозможной из-за отсутствия контура протекания тока резонансного контура. Решение данной проблемы может лежать в изменении топологии резонансного контура, в применении *LLC* контура с дополнительной индуктивностью (рисунок 3.5).

Полумостовой *LLC* – преобразователь (рисунок 3.5), строится на основе двухтактного преобразователя на транзисторах *VT1*, *VT2*; резонансного контура, включающего резонансный конденсатор C_r , резонансный дроссель L_r и шунтирующий дроссель L_u ; трансформатора *TV1* необходимого для согласования уровней входного и выходного напряжений; пассивного выпрямителя на диодах *VD1...VD4* и выходного емкостного фильтра C_{out} .

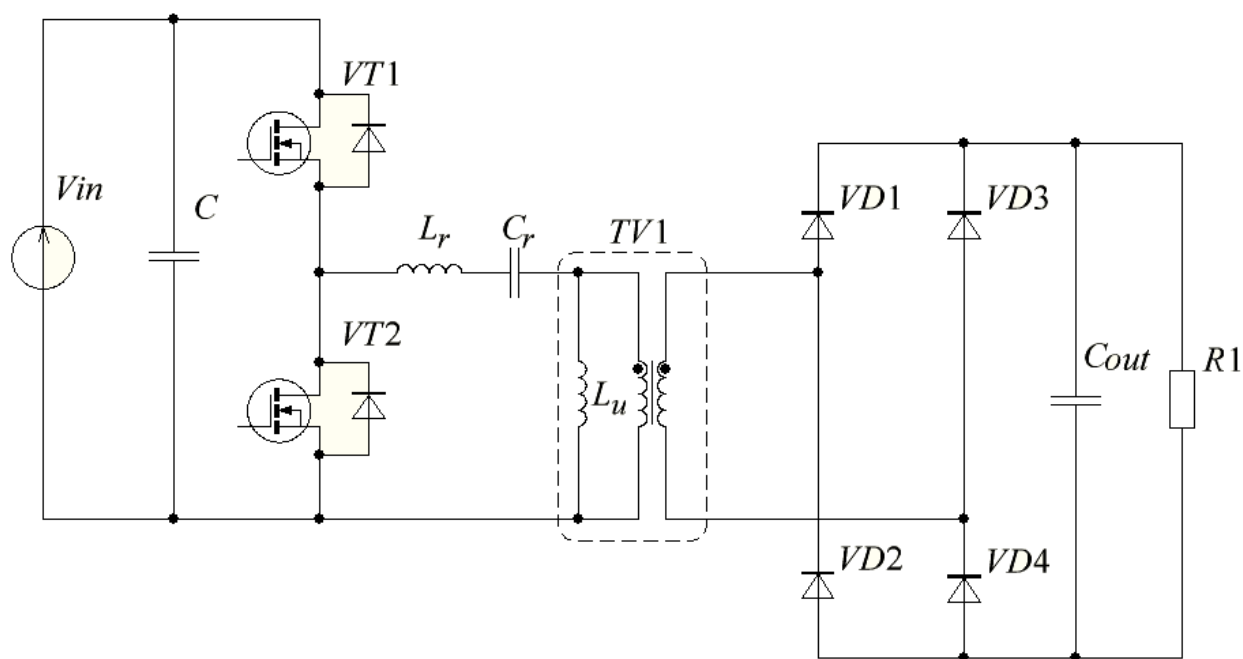


Рисунок 3.5 – Полумостовой резонансный *LLC* – преобразователь

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Инд. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инд. № дубл.	Подп. и дата

Преимущество двухтактного преобразователя состоит в меньшем количестве транзисторов, при этом к конденсатору резонансного контура прикладывается постоянная составляющая входного напряжения, а его расположение в первичной обмотке исключает одностороннее намагничивание магнитопровода силового трансформатора. Отличие *LLC* преобразователя от последовательного *LC* преобразователя состоит в наличии дополнительной индуктивности, шунтирующей нагрузку, благодаря чему характеристики преобразователей существенно различаются, именно наличие L_u обеспечивает протекание тока резонансного контура даже при малых нагрузках. Характеристики *LLC* преобразователя можно получить из входного импеданса резонансного контура, который определяется соотношением

$$Z(\omega) = j\omega Lr + j \frac{1}{\omega Cr} + \frac{j\omega L\mu \cdot R}{j\omega L\mu + R} \quad (1.1)$$

и позволяет выразить активную и реактивную составляющие

$$\text{Re}(\omega) = R \frac{Q^2 \Omega^2 m^2}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2}$$

$$\text{Im}(\omega) = \rho \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} + \frac{\Omega m}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right),$$

где $\rho = \sqrt{Lr/Cr}$ – волновое сопротивление контура, $Q = \rho/R$ – добротность резонансного контура, $\Omega = \omega\sqrt{LrCr}$ – относительное изменение частоты, $m = L\mu/Lr$ – отношение индуктивностей контура.

Инв. № подл.	Подп. и дата				Инв. № дубл.	Подп. и дата			
<div>$Z(\omega) = j\omega Lr + j\frac{1}{\omega Cr} + \frac{j\omega L\mu \cdot R}{j\omega L\mu + R}$</div> <div>и позволяет выразить активную и реактивную составляющие</div> <div>$\operatorname{Re}(\omega) = R \frac{Q^2 \Omega^2 m^2}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2}$$\operatorname{Im}(\omega) = \rho \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} + \frac{\Omega m}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right),$</div> <div>где $\rho = \sqrt{Lr/Cr}$ – волновое сопротивление контура, $Q = \rho/R$ – добротность резонансного контура, $\Omega = \omega\sqrt{LrCr}$ – относительное изменение частоты, $m = L\mu/Lr$ – отношение индуктивностей контура.</div>									
					Лист				
					21				
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				

В случае, когда резонансный контур расположен в первичной стороне трансформатора, сопротивление нагрузки R должно быть пересчитано, согласно коэффициенту трансформации.

Из приведенных соотношений несложно получить амплитудно-частотную характеристику (АЧХ),

$$U_R^*(\Omega) = \frac{1}{Z(\Omega)} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega^2 m} + 1\right)^2 + \left(Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega}\right)^2}} \quad (1.2)$$

которая при частотном регулировании является регулировочной характеристикой преобразователя, и фазо - частотную характеристику (ФЧХ)

$$\varphi(\Omega) = \arctg \left(Q \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} + \frac{\Omega m}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right) \times \left(1 + \frac{1}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right) \right) \quad (1.3)$$

входного тока резонансного LLC контура, характеристики показаны на рисунок 3.6.

Собственная резонансная частота LLC контура f_0 находится в диапазоне между частотой последовательного LC контура

$$f_{LC} = 1 / 2\pi \sqrt{Lr \cdot Cr}$$

и частотой последовательного контура, образованного последовательным соединением индуктивностей

Ив. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата
<div>Изм.</div> <div>Лист</div> <div>№ докум.</div> <div>Подп.</div> <div>Дата</div>				
ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				
Лист				
22				

$$f_{LLC} = 1/2\pi\sqrt{(Lr + Lu)Cr}$$

и меняется в зависимости от нагрузки. Резонансная частота f_0 определяет диапазон частот, при которых обеспечивается переключение транзисторов в нуле напряжения, таким образом, уменьшение нагрузки приводит к увеличению области мягкого включения транзисторов, являющейся допустимым диапазоном регулирования.

Переменное напряжение первичной обмотки трансформатора в *LLC* преобразователе является разностью входного напряжения и напряжения резонансного контура, соответственно зависит от частоты. Работа на частотах выше частоты резонанса приводит к появлению индуктивного сопротивления *LC* цепи и положительного реактивного напряжения ΔU_{LC} , что уменьшает выходное напряжение по отношению к входному, в то время как уменьшение частоты обеспечивает отрицательного реактивного напряжения ΔU_{LC} , которое увеличивает выходное напряжение. При равенстве рабочей частоты и частоты последовательного резонансного *LC* контура, $f = f_{LC}$, выходное напряжение равно входному, с учетом коэффициента трансформации трансформатора.

Таким образом, частота f_{LC} разбивает диапазон регулирования на два участка, обеспечивающих понижающий режим при работе на частотах выше резонансной частоты последовательного резонансного контура $f > f_{LC}$ и повышающий режим при работе на частотах ниже частоты резонанса $f < f_{LC}$.

При этом на самой резонансной частоте усиление по напряжению остается единичным и не зависит от добротности, т.е. от изменения нагрузки. Таким образом, в случае частотного регулирования, преобразователь способен работать на нагрузках, близких к нагрузкам холостого хода.

Инд. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инд. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						23

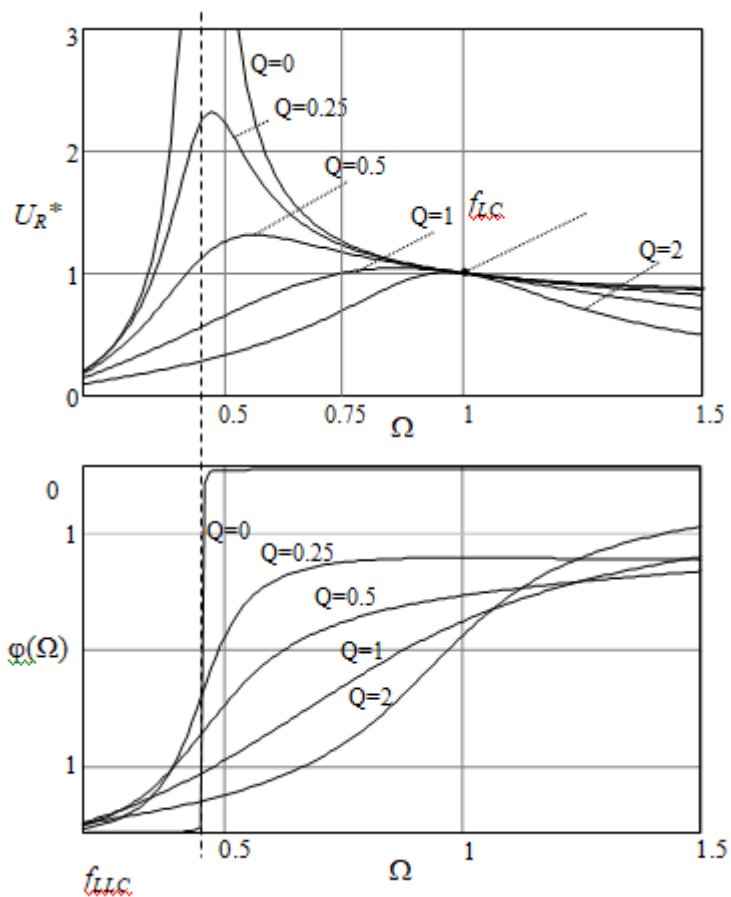


Рисунок 3.6 – АЧХ и ФЧХ преобразователя при различных добротностях при $m=5$, f_{LLC} – резонансная частота LLC контура на холостом ходу, f_{LC} – резонансная частота последовательного LC контура

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

Также следует отметить влияние соотношения индуктивностей m , на АЧХ, которое можно оценить, построив несколько частотных характеристик при фиксированной добротности, из которых видно, что увеличение m приводит к уменьшению максимального коэффициента усиления по напряжению (рисунок 3.7).

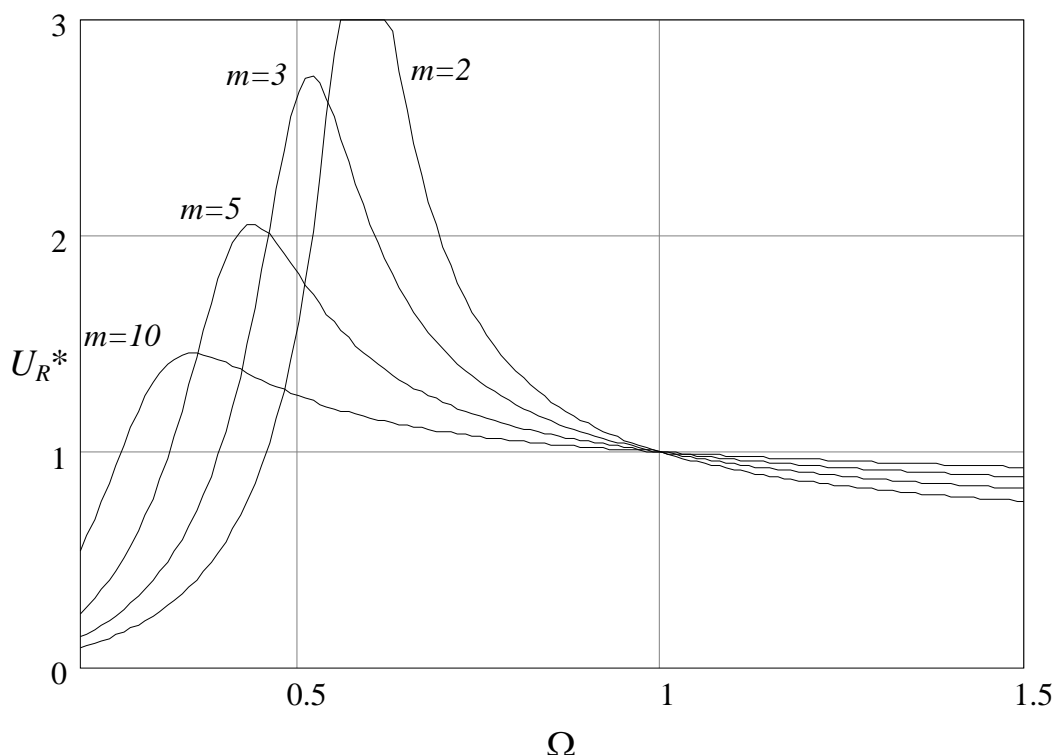


Рисунок 3.7 – АЧХ преобразователя при различных соотношениях m и фиксированной добротности контура $Q = 0,25$

В совокупности с влиянием на частоту f_{LLC} , можно констатировать, что большие значения данного параметра приводят к уменьшению усиления резонансного контура по напряжению и, как следствие, увеличению диапазона рабочих частот преобразователя.

Инд. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инд. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						25

При работе в понижающем режиме (рисунок 3.8), на интервале коммутационной паузы, ток резонансного контура сохраняет направление своего протекания, что обеспечивает разряд паразитных емкостей сток-исток транзисторов. За счет этого коммутация транзисторов происходит при нуле напряжения. Однако на момент коммутации ток нагрузки протекает и через диоды пассивного выпрямителя, что приводит к появлению сквозных токов.

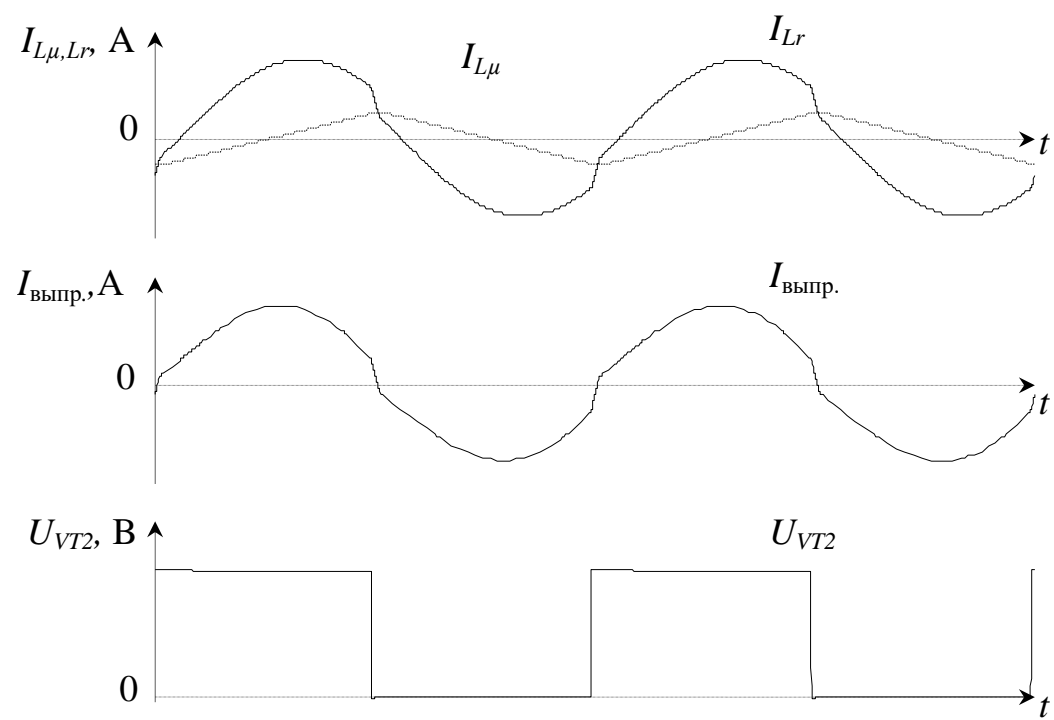


Рисунок 3.8 – Диаграммы работы преобразователя в понижающем режиме, при $f > f_{LC}$. $I_{L\mu}$ – ток индуктивности намагничивания, I_{Lr} – ток контура, $I_{\text{выпр}}$ – ток выпрямителя, U_{VT2} – напряжение управления второго транзистора двухтактного преобразователя

Коммутационные процессы в транзисторах преобразователя приведены на рисунке 3.9.

Инв. № подл.	Подп. и дата
Взам. инв. №	Инв. № дубл.
Подп. и дата	Подп. и дата

3.2 Теоретическое описание балансировочного устройства на основе инвертирующего преобразователя

Активная балансировка превосходит пассивную по энергоэффективности, потому что вместо резисторов для передачи энергии используются индуктивности и ёмкости, минимизирующие потери. Этот метод оптимален для обеспечения длительного времени работы без подзарядки. При необходимости передать энергию из верхней батареи в нижнюю на выводе PS3 формируется сигнал с частотой около 100 кГц и коэффициентом заполнения около 30%. Когда ключ Q1 открывается, энергия из верхней батареи накапливается в дросселе. Затем ключ Q1 закрывается, и энергия из дросселя передаётся в нижнюю батарею через транзистор Q2. На рисунке 3.2 изображена схема и режим работы балансировочного устройства по технологии Power Pump которая в свою очередь повторяет топологию инвертирующего преобразователя.

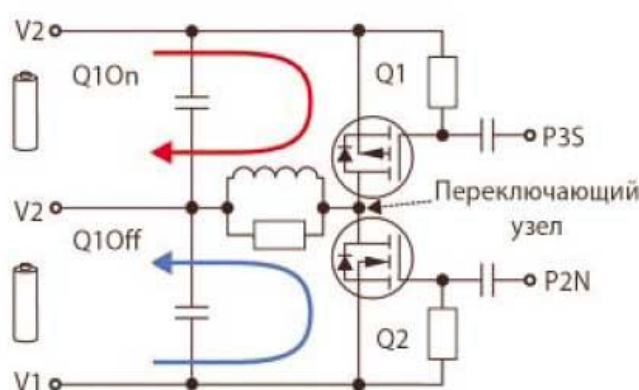


Рисунок 3.10 – Балансировка по технологии PowerPump

Инд. № подл.	Подп. и дата
Взам. инв. №	Инв. № дубл.
Подп. и дата	

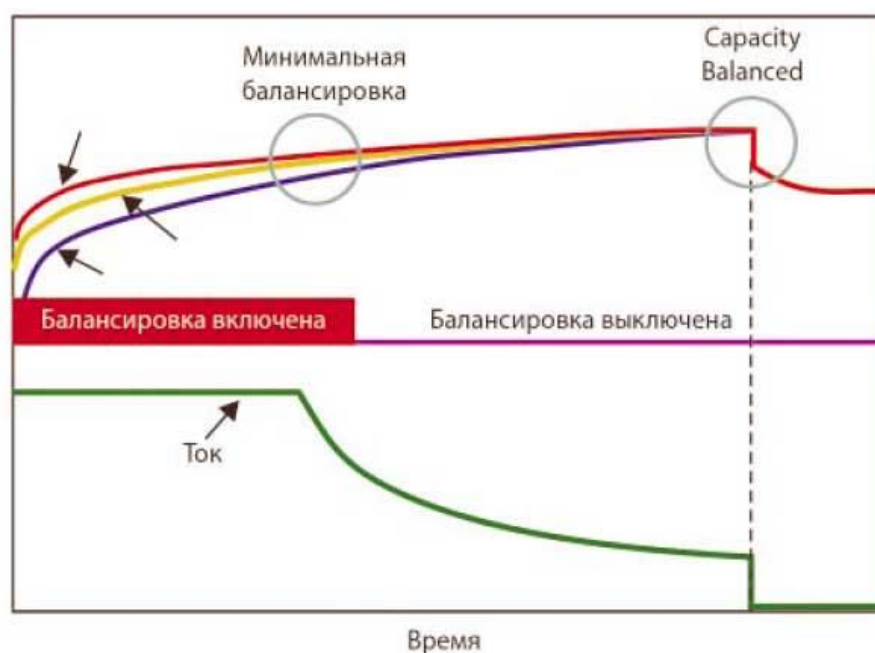


Рисунок. 3.11 – Активная балансировка по алгоритму выравнивания СЗБ

Технология PowerPump обеспечивает значительно более эффективную балансировку, чем обычная пассивная балансировка с внутренними байпасными ключами, благодаря высоким токам. В случае балансировки батарейного блока ноутбука используются токи порядка 25–50 мА. Выбором оптимальных компонентов можно достичь балансировки, превосходящей эффективность пассивного метода с внутренними ключами на 12–20 раз. Типичная разбалансировка (менее 5%) может быть скорректирована за один или два цикла. Кроме того, технология PowerPump обладает и другими преимуществами: она позволяет балансировать батареи в любом режиме работы — заряд, разряд и даже при неравном напряжении между батареями, что значительно уменьшает потери энергии по сравнению с пассивными методами.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						29

4 Описание функциональной схемы

Функциональная схема зарядного устройства на основе резонансного *LLC* – преобразователя продемонстрирована на рисунке 4.1

Зарядное устройство на основе резонансного *LLC* – преобразователя состоит из следующих блоков:

– Инвертор – статический преобразователь напряжения постоянного тока в переменный, управляемый сигналами контроллера, имеет возможность изменять частоту переключения для регулировки выходного переменного напряжения.

– Резонансный контур такого преобразователя состоит из последовательного соединения катушки индуктивности L_r и конденсатора C_r , а также параллельно соединенной с трансформатором катушки индуктивности L_m . При подключении конденсатора к катушке индуктивности в цепи возникает ток, вызывающий самоиндукцию в катушке, направленную на уменьшение тока в цепи. В начальный момент этот ток равен току разряда конденсатора, что ведет к нулевому результирующему току. Затем ток в цепи начинает возрастать, и энергия из конденсатора передается в катушку до полного разряда конденсатора. Применение шунтирующей индуктивности помогает сохранить направление тока в момент коммутации транзисторов, обеспечивая плавную коммутацию во всем диапазоне нагрузок.

– Трансформатор – преобразование и обеспечение гальванической развязки входа и выхода.

– Выпрямитель – преобразование переменного напряжения в постоянное с его удвоением. Достоинством данной схемы является простота, недостатки: плохое использование трансформатора, большое обратное напряжение на диоде, большой коэффициент пульсации выпрямленного напряжения.

Подп. и дата	Инв. № дубл.	Взам. инв. №	Подп. и дата	Инв. № подл.	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										30
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата						

– Ф (выходной фильтр) – представляет собой параллельное соединение конденсаторов электролитических и пленочных для сглаживания выходного выпрямленного напряжения и уменьшения пульсаций.

– ДТ (датчик тока) – устройство, используемое для измерения и контроля постоянного, переменного и импульсного тока.

– ДН (датчик напряжения) – устройство, подключаемое к измеряемой цепи параллельно и преобразующее ток, протекающий через него, в пропорциональный сигнал.

– СУ (система управления) – средство, обеспечивающее необходимое соответствие между входной и выходной величиной напряжения (тока).

– БУ (балансировочное устройство) – устройство, обеспечивающее одинаковое напряжение на аккумуляторной батарее.

– КKM (корректор коэффициента мощности) – преобразователь, обеспечивающий стабилизированный постоянный сигнал от входной сети.

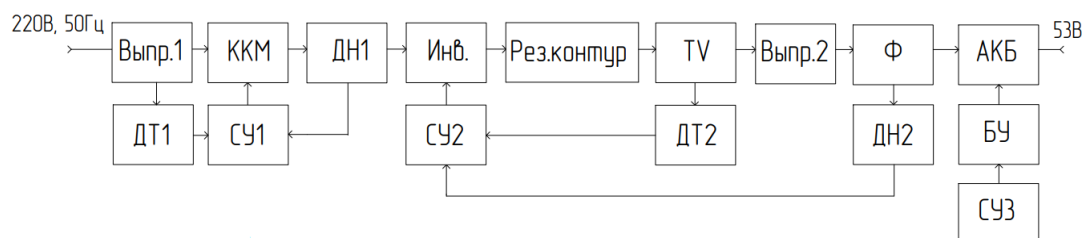


Рисунок 4.1 – Функциональная схема зарядного устройства на основе резонансного *LLC* – преобразователя

После анализа структурной схемы и её блоков была разработана и спроектирована принципиальная электрическая схема. Описание, расчет и выбор элементов приведен в разделе – 5.

Инв. № подл.	Подп. и дата
Взам. инв. №	Инв. № дубл.
Подп. и дата	

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						31

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата



Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Рисунок 5.2 может быть использован для выбора подходящего резистора для программирования частоты переключения или значение может быть рассчитано с помощью постоянных масштабных значений f_{typ} и R_{typ} .

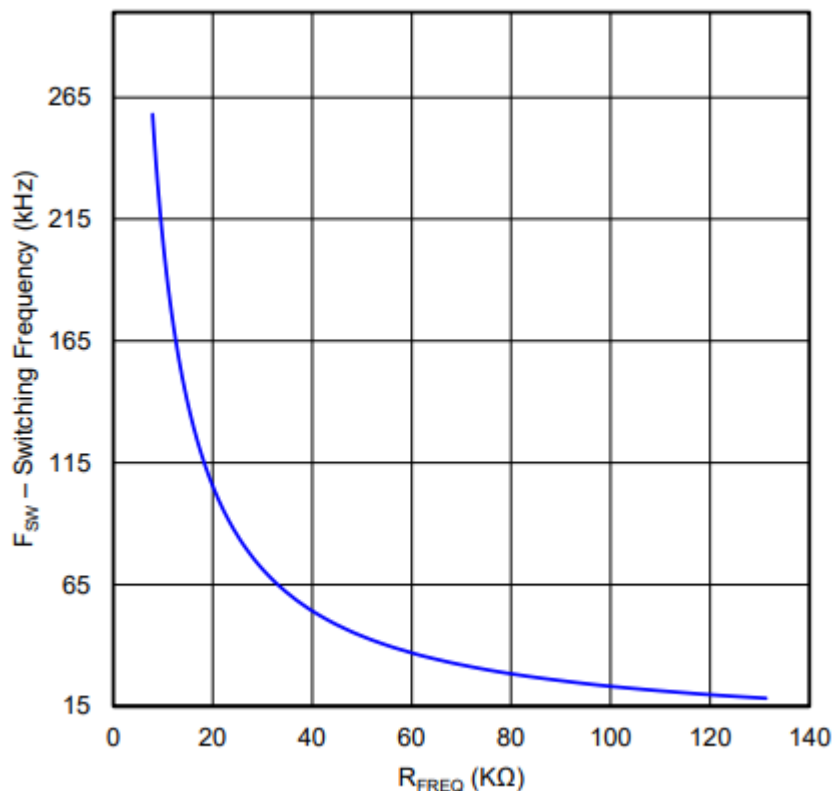


Рисунок 5.2 – Зависимость частоты переключения от сопротивления задающего резистора

Во всех случаях f_{typ} является константой, равной 65 кГц, R_{INT} - константа равной 1 МОм, а R_{typ} - постоянной, равной 32,7 кОм. Простое применение приведенного ниже расчета дает соответствующий резистор, который следует установить между $FREQ$ и GND :

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										34

$$R_{\text{част.}} = \frac{f_{\text{typ}} \cdot R_{\text{typ}} \cdot R_{\text{INT}}}{(f_{\text{sw}} \cdot R_{\text{INT}}) + (R_{\text{typ}} \cdot f_{\text{sw}}) - (R_{\text{typ}} \cdot f_{\text{typ}})} =$$

$$= \frac{65 \cdot 10^3 \cdot 32,7 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^6}{(100 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^6) + (32,7 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3) - (32,7 \cdot 10^3 \cdot 65 \cdot 10^3)} = 21,01 \text{ кОм.}$$

Средний ток входного мостового выпрямителя должен превышать средний ток входного сигнала. Если предположить, что прямое падение напряжения, $U_{\text{пад.}}$, на выпрямительных диодах, составляет 1В, то потери мощности во входном мосте, $P_{\text{выпр.}}$, можно рассчитать следующим образом:

$$P_{\text{выпр.}} = 2 \cdot U_{\text{пад.}} \cdot I_{\text{вх.сред.макс.}} = 2 \cdot 1 \cdot 4,84 = 9,675 \text{ А.}$$

Входной конденсатор должен быть выбран с учетом входного тока пульсаций и приемлемой высокочастотной пульсации входного напряжения. Допустив ток пульсаций индуктора $\Delta I_{\text{выпр.}}$, равный 40%, и коэффициент пульсаций напряжения высокой частоты, $\Delta U_{\text{пульс.вх.}}$, равного 7%, максимальное значение входного конденсатора $C_{\text{вх.}}$ рассчитывается путем определения входного тока пульсаций тока, $\Delta I_{\text{выпр.}}$, и пульсации входного напряжения, $\Delta U_{\text{п.вх.}}$:

$$U_{\text{вх.выпр.мин.}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{вх.мин.}} = \sqrt{2} \cdot 85 = 120,21 \text{ В.}$$

Ток пульсаций:

$$I_{\text{пульс.}} = \Delta I_{\text{пульс.}} \cdot I_{\text{вх.макс.}} = 0,4 \cdot 7,598 = 3,04 \text{ А.}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						35
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		

Входное напряжение пульсаций:

$$U_{\text{вх.пульс.}} = \Delta U_{\text{пульс.}} \cdot U_{\text{вх.выпр.}} = 0,07 \cdot 120,21 = 8,415 \text{ В.}$$

Входной конденсатор:

$$C_{\text{вх.}} = \frac{I_{\text{пульс.}}}{8 \cdot f_{\text{sw}} \cdot U_{\text{вх.пульс.}}} = \frac{3,04}{8 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 8,415} = 451 \text{ нФ.}$$

Исходя из допустимого тока пульсаций индуктора, описанного выше, повышающий индуктор, L_{bst} , выбирается после определения максимального пикового тока индуктора, $I_{L_{\text{макс.}}}$:

$$I_{L_{\text{макс.}}} = I_{\text{вх.макс.}} + \frac{I_{\text{пульс.}}}{2} = 7,598 + \frac{3,04}{2} = 9,12 \text{ А.}$$

Минимальное значение повышающего индуктора рассчитывается на основе допустимого тока пульсаций, $I_{\text{пульс.}}$, при наихудшем случае рабочего цикла 0,5:

$$L_{\text{повыш.}} = \frac{U_{\text{вых}} \cdot D(1-D)}{f_{\text{sw}} \cdot I_{\text{пульс.}}} = \frac{53 \cdot 0,5(1-0,5)}{100 \cdot 10^3 \cdot 3,04} = 327 \text{ мкГн.}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										36

При использовании этого значения фактическая результирующая пульсация тока индуктора:

$$I_{L\text{пульс.рез.}} = \frac{U_{\text{вых}} \cdot D(1-D)}{f_{sw} \cdot L_{\text{повыш.}}} = \frac{53 \cdot 0,5(1-0,5)}{100 \cdot 10^3 \cdot 320 \cdot 10^{-6}} = 2,982 \text{ А.}$$

Ток индуктора был выбран с запасом и равен $I_{L\text{пульс.рез.}} = 3,1 \text{ А.}$

Из этого можно посчитать ток индуктора максимальный который равен:

$$I_{L\text{пульс.макс.}} = I_{\text{вх.макс.}} + \frac{I_{L\text{пульс.рез.}}}{2} = 7,598 + \frac{3,1}{2} = 9,148 \text{ А.}$$

Рабочий цикл является функцией выпрямленного входного напряжения и непрерывно изменяется в течение половины линейного цикла. Рабочий цикл, может быть рассчитан на пике минимального входного напряжения:

$$D_{\text{макс.}} = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх.мин.}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{390 - 85}{390} = 0,692.$$

Потери в повышающем диоде оцениваются на основе прямого падения напряжения $U_f = 1 \text{ В}$, при температуре 125°C и обратного восстановительного заряда, $Q_{rr} = 0 \text{ нКл}$, диода. Использование диода Шоттки из карбида кремния, хотя и более дорогостоящее, по существу устранил потери на обратное восстановление и приведет к снижению рассеиваемой мощности:

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										37
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата						

$$P_{VD} = U_f \cdot I_{\text{ВЫХ.МАКС}} + 0,5 \cdot f_{\text{SW}} \cdot U_{\text{вых}} \cdot Q_{rr} =$$

$$= 1 \cdot 1,09 + 0,5 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 390 \cdot 0 = 1,09 \text{ Вт.}$$

Коммутационный транзистор IPW60R060C7 управляется выходом *GATE*, который зажимается на уровне 15,2 В при напряжении смещения *VCC*, более 15,2 В. Для быстрого выключения ставится стандартный диод Шоттки антипараллельно затворному резистору. Резистор 10 кОм помещен между затвором и истоком. Потери проводимости в данной конструкции оцениваются по значению $R_{ds(on)} = 60 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$ при 125°C, указанному в паспорте на транзистор, и рассчитанного среднеквадратичного тока от стока к истоку:

$$I_{ds(rms)} = \frac{P_{\text{вых.макс.}}}{U_{\text{вх.мин.}}} \sqrt{2 - \frac{16 \cdot U_{\text{вх.мин.}}}{3 \cdot \pi \cdot U_{\text{вых}}}} = \frac{425}{85} \sqrt{2 - \frac{16 \cdot 85}{3 \cdot 3,14 \cdot 390}} = 4,296 \text{ А.}$$

Статические потери на транзисторе:

$$P_{\text{стат.}} = I_{ds(rms)}^2 \cdot R_{ds(on)} = 4,296^2 \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 1,11 \text{ Вт.}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										38

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

$$I_{pcl} = \frac{U_{pcl}}{R_{sense}} = 17,02 \text{ A.}$$

Для защиты устройства от бросков тока последовательно с выводом *ISENSE* устанавливается стандартный резистор R_{isense} на 220Ом (RC2512JK-07220R). Для повышения помехоустойчивости на выводе *ISENSE* рядом с устройством установлен конденсатор емкостью 1000пФ (GCM155R71H102KA37D).

Выходной конденсатор, COUT, имеет размер, соответствующий требованиям к удержанию преобразователя. Если предположить, что последующие преобразователи требуют, чтобы выход каскада PFC никогда не опускался ниже 300 В, $U_{\text{вых.удер.мин.}}$, в течение одного цикла линии, $t_{\text{удер.мин.}} = 0.021 \text{ с.}$, минимальное расчетное значение конденсатора составляет:

$$C_{\text{ВЫХ}} = \frac{2 \cdot P_{\text{ВЫХ}} \cdot t_{\text{удер.мин.}}}{U_{\text{ВЫХ}}^2 - U_{\text{ВЫХ.удер.мин.}}^2} = \frac{2 \cdot 425 \cdot 0,021}{390^2 - 300^2} = 291 \text{ мкФ.}$$

Был взят конденсатор $C_{\text{ВЫХ}} = 330 \text{ мкФ}$ В43644А5477М.

Максимальное пиковое напряжение пульсаций, возникающее при удвоенной частоте сети, и ток пульсаций выходного конденсатора рассчитывается:

$$U_{\text{вых.пульс.}} = \frac{I_{\text{вых.макс.}}}{2 \cdot \pi (2 \cdot f_{\text{linemin}}) C_{\text{вых.}}} = \frac{1,09}{2 \cdot 3,14 (2 \cdot 47) \cdot 330 \cdot 10^{-6}} = 5,6 \text{ В.}$$

Требуемый номинальный ток пульсаций при удвоенной частоте сети равен:

$$I_{\text{Сном.пульс.}} = \frac{I_{\text{вых.макс.}}}{\sqrt{2}} = \frac{1,09}{\sqrt{2}} = 0,771 \text{ А.}$$

Через выходной конденсатор протекает высокочастотный пульсирующий ток:

$$I_{\text{выс.пульс.}} = I_{\text{вых.макс.}} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot U_{\text{вых.}}}{3 \cdot \pi \cdot U_{\text{вх.выпр.мин.}}} - 1,5} =$$

$$= 1,09 \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot 390}{3 \cdot \pi \cdot 300}} - 1,5 = 2,182 \text{ А.}$$

Общий ток пульсаций в выходном конденсаторе является комбинацией обоих, и выходной конденсатор должен быть выбран соответствующим образом:

$$I_{\text{общ.}} = \sqrt{I_{\text{выс.пульс.}}^2 + I_{\text{Сном.пульс.}}^2} = \sqrt{5,591^2 + 2,182^2} = 2,314 \text{ А.}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				
					Лист 41				

Для снижения рассеиваемой мощности и минимального влияния на уставку напряжения рекомендуется использовать резистор 1 МОм для верхнего резистора делителя обратной связи по напряжению, R_{fb1} (201007J0105T4E). Несколько последовательно соединенных резисторов используются из-за максимально допустимого напряжения на каждом из них.

Используя внутреннее опорное напряжение 5 В, резистор нижнего делителя, R_{fb2} , подбирается таким образом. выбирается для достижения расчетных целей по выходному. Резистор нижнего плеча равен:

$$R_{fb2} = \frac{U_{ref} \cdot R_{fb1}}{U_{вых} - U_{ref}} = \frac{5 \cdot 1 \cdot 10^6}{390 - 5} = 12,99 \text{ кОм.}$$

Был взят резистор номиналом 13 кОм (355013KFT). Резистор стандартного номинала 13 кОм для RFB2 приводит к номинальному заданному значению выходного напряжения 391 В. Превышение выходного напряжения обнаруживается, когда выходное напряжение превышает номинальное заданное значение на 5%, как измерено, когда напряжение на $VSENSE$ составляет 105% от опорного напряжения. При достижении этого порога срабатывает улучшенная динамическая реакция (EDR) срабатывает, и нелинейный коэффициент усиления усилителя ошибки по напряжению увеличивает нелинейный коэффициент усиления усилителя ошибки напряжения увеличит проводимость до $VCOMP$ и быстро вернет выходное напряжение к его нормальному регулируемому значению. Этот порог EDR наступает, когда выходное напряжение достигает уровня $U_{out(ovd)}$:

$$U_{out(ovd)} = U_{ovd} \cdot \left(\frac{R_{fb1} + R_{fb2}}{R_{fb2}} \right) = 5,25 \cdot \left(\frac{1 \cdot 10^6 + 13 \cdot 10^3}{13 \cdot 10^3} \right) = 409,5 \text{ В.}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										42

В случае экстремального превышения выходного напряжения выход *GATE* будет отключен, если выходное напряжение превышает номинальное заданное значение на 9%. Выходное напряжение, $U_{out(ovp)}$, при котором срабатывает эта функция защиты, рассчитывается следующим образом:

$$U_{out(ovp)} = 1,09 \cdot U_{ref} \cdot \left(\frac{R_{fb1} + R_{fb2}}{R_{fb2}} \right) = 1,09 \cdot 5 \cdot \left(\frac{1 \cdot 10^6 + 13 \cdot 10^3}{13 \cdot 10^3} \right) = 425,1 \text{ В.}$$

Недостаточное напряжение на выходе обнаруживается, когда выходное напряжение падает ниже 5% от номинального заданного значения, измеренного, когда напряжение на *VSENSE* составляет 95% от опорного напряжения:

$$U_{out(uvp)} = U_{uvd} \cdot \left(\frac{R_{fb1} + R_{fb2}}{R_{fb2}} \right) = 4,75 \cdot \left(\frac{1 \cdot 10^6 + 13 \cdot 10^3}{13 \cdot 10^3} \right) = 370,5 \text{ В.}$$

Для фильтрации шумов необходимо добавить небольшой конденсатор на *VSENSE*. Ограничьте значение конденсатора фильтра таким образом, чтобы постоянная времени RC ограничена приблизительно 10 мкс, чтобы не уменьшать время реакции управления на отклонения выходного напряжения.

$$C_{vsense} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{R_{fb2}} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{13 \cdot 10^3} = 770 \text{ пФ.}$$

Был взят конденсатор ёмкостью 820 пФ (CGA4C4NP02W821J060AA)

Инов. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инов. № дубл.	Подп. и дата					
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата					Лист
					ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				43

Компенсация контура тока осуществляется сначала путём произведения внутренних переменных контура M1M2 (рис.5.3) используя внутренние константы контроллера K1=7 и KFQ который равен времени периода переключения 10 мкс. Компенсация оптимизируется для максимальной нагрузки и номинального входного напряжения, в данной конструкции в качестве номинального сетевого напряжения используется 115 В переменного тока:

$$M_1 M_2 = \frac{I_{\text{ВЫХ.макс}} \cdot U_{\text{ВЫХ}}^2 \cdot 2,5 \cdot R_{\text{sense}} \cdot K_1}{U_{\text{ВХ.средквдр.}}^2 \cdot K_{\text{fq}} \cdot \eta} =$$

$$= \frac{1,09 \cdot 390^2 \cdot 2,5 \cdot 0,026 \cdot 7}{115^2 \cdot 10^{-6} \cdot 0,94} = 0,604 \frac{\text{В}}{\text{мкс}}.$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						44

Рабочая точка VCOMP находится на следующем рисунке 5.3.

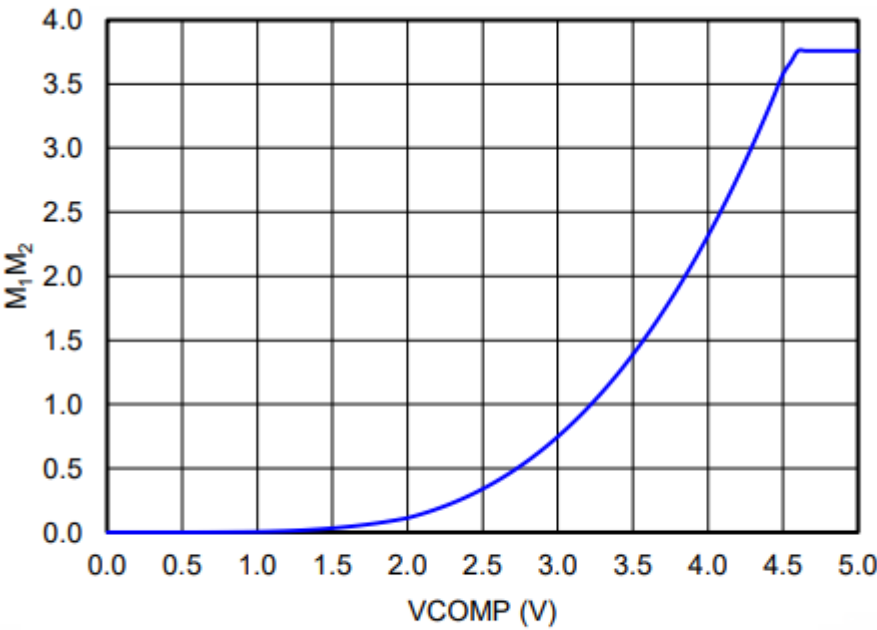


Figure 31. M1M2 vs. VCOMP

Рисунок 5.3 – Зависимость произведения M1M2 от внутреннего напряжения компаратора

С помощью рассчитанного выше произведения и приведенного графика необходимо было подобрать нужное напряжение компаратора с помощью формул:

$$M_1 = 0,313 \cdot U_{\text{комп.}} - 0,401 = 0,313 \cdot 2,91 - 0,401 = 0,51;$$

$$M_2 = \frac{f_{\text{sw}}}{65 \cdot 10^3} \cdot 0,1223 \left(U_{\text{комп.}} - 0,5 \right)^2 = \frac{100 \cdot 10^3}{65 \cdot 10^3} \cdot 0,1223 (2,91 - 0,5)^2 = 1,176;$$

$$M_1 \cdot M_2 = 0,51 \cdot 1,176 = 0,6.$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	Рисунок 5.3 – Зависимость произведения M1M2 от внутреннего напряжения компаратора				
С помощью рассчитанного выше произведения и приведенного графика необходимо было подобрать нужное напряжение компаратора с помощью формул:									
$M_1 = 0,313 \cdot U_{\text{комп.}} - 0,401 = 0,313 \cdot 2,91 - 0,401 = 0,51;$ $M_2 = \frac{f_{\text{sw}}}{65 \cdot 10^3} \cdot 0,1223 \left(U_{\text{комп.}} - 0,5 \right)^2 = \frac{100 \cdot 10^3}{65 \cdot 10^3} \cdot 0,1223 (2,91 - 0,5)^2 = 1,176;$ $M_1 \cdot M_2 = 0,51 \cdot 1,176 = 0,6.$									
Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист				
					45				

Произведение M_1 и M_2 находится в пределах 1% от коэффициента M_1M_2 рассчитанного ранее коэффициента. Данная итерация приводит к тому что значение напряжения становится равным 3,004 В.

Исходя из этого коэффициент M_3 равен:

$$M_3 = \frac{f_{sw}}{65 \cdot 10^3} \cdot (0,1148 \cdot U_{\text{комп.}}^2 - 0,1746 \cdot U_{\text{комп.}} + 0,0586) =$$

$$= \frac{100 \cdot 10^3}{65 \cdot 10^3} \cdot (0,1148 \cdot 3,004^2 - 0,1746 \cdot 3,004 + 0,0586) = 0,877.$$

В конструкциях, допускающих большой ток пульсаций индуктора, полюс усреднения тока, который служит для выравнивания пульсаций тока на входе компаратора ШИМ, должен быть по крайней мере за декаду до частоты переключения преобразователя. Для определения идеального полюса компенсации для схемы усреднения тока может потребоваться анализ готового преобразователя. Слишком большой конденсатор на $ICOMP$ добавит фазовую задержку, в то время как слишком маленький конденсатор $ICOMP$ приведет к недостаточному усреднению и нестабильному контуру усреднения тока. Частота полюса усреднения тока, $f_{I\text{AVG}}$, для данной конструкции выбрана равной примерно 5 кГц, так как коэффициент пульсаций тока, $I_{\text{пульс.}}$, был выбран в начале процесса проектирования равным 40 %, что достаточно велико, чтобы заставить работать DCM и привести к относительно высокому току пульсаций индуктора. Необходимый конденсатор на $ICOMP$ определяется с помощью коэффициента передачи, g_{mi} , внутреннего усилителя тока:

$$C_{I\text{комп.}} = \frac{g_{mi} \cdot M_1}{K_1 \cdot 2\pi \cdot f_{I\text{AVG}}} = \frac{0,95 \cdot 10^{-3} \cdot 0,51}{7 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 5 \cdot 10^3} = 2209 \text{ пФ.}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				Лист
				46

При использовании конденсатора стандартной емкости 2700 пФ частота полюсов усреднения тока составляет:

$$f_{lAVG} = \frac{g_{mi} \cdot M_1}{K_1 \cdot 2\pi \cdot 2700 \cdot 10^{-12}} = \frac{0,95 \cdot 10^{-3} \cdot 0,51}{7 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 2700 \cdot 10^{-12}} = 4,079 \text{кГц}.$$

На рисунке 5.4 показана передаточная функция напряжения а также бode график схемы усреднения тока. Передаточная функция напряжения, $G_{VL}(f)$, содержит произведение коэффициента усиления обратной связи по напряжению, G_{fb} , и коэффициента усиления от широтно-импульсного модулятора для каскада питания, G_{pwm_ps} , который включает в себя полюс широтно-импульсного модулятора для каскада питания полюс, f_{pwm_ps} .

$$G_{CL}(f) = \frac{K_1 2.5 R_{SENSE} V_{OUT}}{K_{FQ} M_1 M_2 L_{BST}} \times \frac{1}{s(f) + \frac{s(f)^2 K_1 C_{ICOMP}}{g_{mi} \times M_1}}$$

$$G_{CLdB}(f) = 20 \log(|G_{CL}(f)|)$$

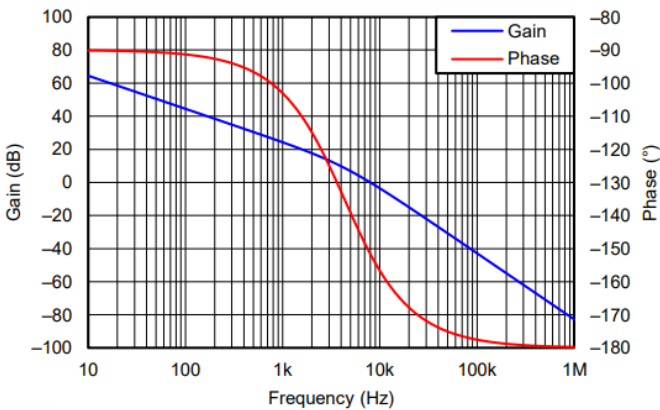


Figure 32. Bode Plot of the Current Averaging Circuit

Рисунок 5.4 – Боде график схемы усреднения тока

Подп. и дата									
Инв. № дубл.									
Взам. инв. №									
Подп. и дата									
Инв. № подл.									
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				
					Лист				
					47				

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

					ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	

					ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	

					ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	

					ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	

					ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	

Конденсатор для $VCOMP$ должен иметь номинальное напряжение, превышающее абсолютный максимум напряжения на выводе $VCOMP$, который составляет 7 В. Легкодоступный конденсатор стандартного номинала, рассчитанный на напряжение не менее 10 В, в корпусе, подходящем для данного приложения, оказался 4,7 мкФ. В корпусе, подходящем для данного приложения, номинал конденсатора составляет 4,7 мкФ (GRM188R61A475K). Зная значение конденсатора для $VCOMP$ можно найти резистор R_{vcomp} :

$$R_{vcomp} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{vcomp} \cdot f_{zero}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 1,431} = 23,66 \text{ кОм.}$$

Был взят smd резистор номиналом $R_{vcomp} = 23,7 \text{ кОм}$ (RC0805FR-0723K7L). Исходя из посчитанного выше можно рассчитать фильтрующий конденсатор C_{vcomp_p} :

$$C_{vcomp_p} = \frac{C_{vcomp}}{2 \cdot \pi \cdot R_{vcomp} \cdot C_{vcomp} - 1} = \frac{4,7 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3,14 \cdot 23,6 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6} - 1} = 381 \text{ нФ.}$$

Был взят конденсатор номиналом 0,47 мкф (GRM155R61A474K)

5.2 Расчет резонансного контура

Расчет параметров контура, производится исходя из требуемого коэффициента усиления по напряжению резонансного контура путем решения следующей, системы уравнений:

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата					Лист
					ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				49

$$\begin{cases} f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r C_r}} \\ Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \\ m = \frac{L_\mu}{L_r} \end{cases} \quad (1.4)$$

Задавшись частотой последовательного резонансного контура, добротностью и соотношением индуктивностей, можно добиться требуемого диапазона регулирования с помощью построенной регулировочной характеристики по уравнению (1.2). Небольшой диапазон изменения напряжения позволяет проектировать менее габаритные и лёгкие магнитные элементы преобразователя, так как расчёт ведётся для изменения рабочих частот в узком диапазоне согласно рисунку 5.1.

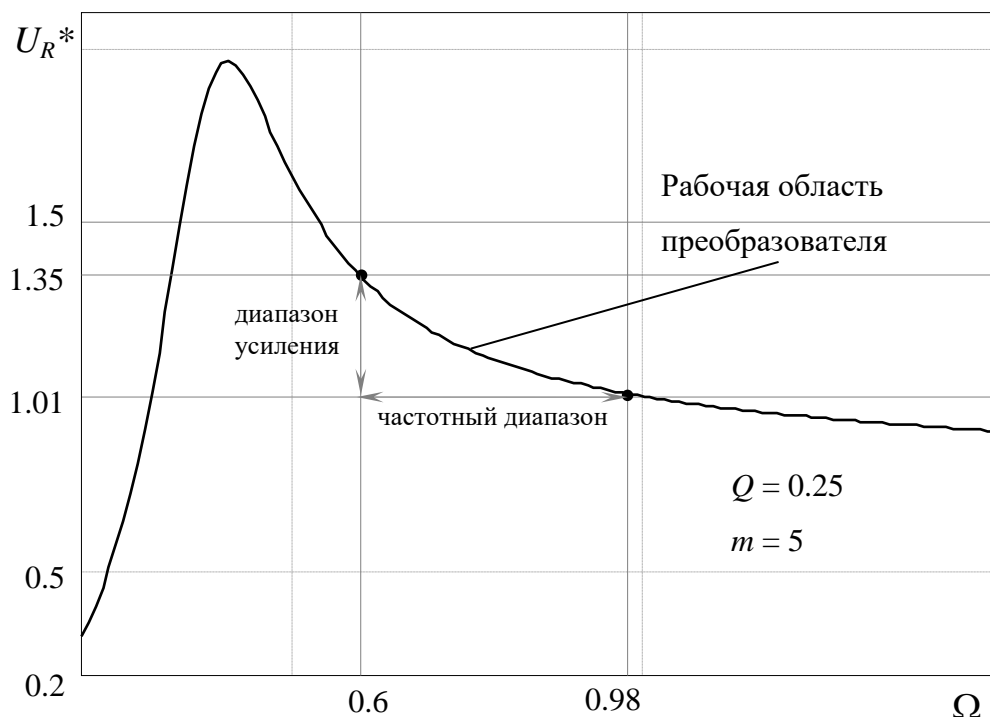


Рисунок 5.5 – АЧХ резонансного контура преобразователя

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						50

После получения АЧХ, удовлетворяющей предъявленным требованиям по коэффициенту усиления и диапазону рабочих частот. Было сделано имитационное моделирование с помощью которого и определены все параметры резонансного контура.

$$L_r = 60 \text{ мкГн};$$

$$C_r = 0,115 \text{ мкФ};$$

$$L_\mu = 300 \text{ мкГн}.$$

Расчёт индуктивностей произведен в пунктах ниже. Были выбраны три конденсатора К78-2 1000В 0,039 мкф поставленные в параллельно друг другу. Переменное напряжение полумостового инвертора прикладывается к резонансному контуру, согласно коэффициенту трансформации прикладываемое напряжение к трансформатору преобразуется до уровня 53В. Максимальный и минимальный коэффициент передачи по напряжению для резонансной цепи, определяется следующим выражением [9]:

$$M_{\min} = \frac{V_{RO}}{V_{IN_max} \cdot 0,5} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{5}{5-1}} = 1,12;$$

$$M_{\max} = \frac{V_{IN_max}}{V_{IN_min}} \cdot M_{\min} = \frac{343}{280} \cdot 1,12 = 1,37.$$

5.2 Расчет полумостового инвертора

Т.к. было принято решение использовать полумостовой инвертор в связи с уменьшением количества транзисторов в два раза (входное напряжение составляет 400В, в непроводящем состоянии к транзистору прикладывается напряжение равное входному $U_{VT} = U_{BX} = 400\text{В}$).

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				Лист
				51

Затворные резисторы $R5, R6 = 3 \text{ Ом}$, шунтирующие резисторы $R7, R8 = 10 \text{ кОм}$.

Так как мы используем схему полумостового инвертора, у которого в два раза меньше транзисторов, чем у мостовой схемы, ток определяется выражением:

$$I_{VT} = \frac{P_H}{\text{КПД}_{(\text{пре-ля})} \cdot U_{BX}} = \frac{425}{0,96 \cdot 400} = 1,11 \text{ А};$$

Чтобы уменьшить высокочастотные колебания в момент выключения транзисторов, на стойке полумостового инвертора расположен конденсатор $C3$ который находится наиболее близко к транзисторам, конденсатор выбирается из максимального значения напряжения преобразователя. $C3$: К73-17, 2.2 мкФ, 630В, 5%.

Было принято решение выбрать транзисторы: 57N65M5

5.3 Расчет входной и выходной мощности

Максимальная входная и выходная мощность рассчитываемого преобразователя равна [8]:

$$P_{\text{вых.макс.}} = U_{\text{вых.макс.}} \cdot I_{\text{вых.макс.}} = 53 \cdot 8 \approx 425 \text{ Вт},$$

$$P_{\text{вх.макс.}} = \frac{P_{\text{вх.макс.}}}{E_{ff}} = \frac{425}{0,92} = 462 \text{ Вт},$$

где E_{ff} – эффективность преобразования энергии, $E_{ff} = 0,88 \div 0,92$.

Инд. № подл.	Подп. и дата
Взам. инв. №	Инд. № дубл.
Подп. и дата	
Инд. № подл.	

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						52

$$P_{\text{вторич.}} = \frac{P_{\text{ВЫХ.макс.}}}{\eta_{VD + L_f}} = \frac{425}{0,96} = 442,7 \text{ Вт.}$$
$$U_{VD1-VD4 \text{ обр.}} = U_2 + 2 \cdot U_{пр} = 53 + 2 \cdot 1 = 55 \text{ В.}$$
$$I_{VD1-VD4} = I_{nag.max} + I_{nag.max} \cdot k_p = 8 + 8 \cdot 0,05 = 8,4 \text{ A.}$$
$$P_{\text{VD1-VD4}} = U_{\text{VD1-VD4}} \cdot I_{\text{nag.max}} = 55 \cdot 8,4 = 440 \text{ B.T.}$$

Исходя из расчетов мостового выпрямителя, были выбраны диоды:
RB228T100.

5.5 Расчет выходного конденсатора фильтра

Максимальное напряжение на выходном конденсаторе соответствует максимальному значению выходного напряжения:

$$U_{C_{\text{вых.макс.}}} = U_{\text{вых.макс.}} = 53 \text{ В.}$$

Максимальный ток выходного конденсатора равен максимальному выходному току:

$$I_{C_{\text{вых.макс.}}} = I_{\text{вых.макс.}} = 8 \text{ А.}$$

Минимальная величина емкости выходного конденсатора фильтра *C8* определяется из выражения:

$$C8 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_n \cdot m \cdot f \cdot k_n} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 6,625 \cdot 1 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,05} = 4,81 \text{ мкФ.}$$

В качестве выходного конденсатора был выбран *MPP685K100VR31*, 6,8 мкФ, 100В.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	$I_{C_{\text{вых. макс.}}} = I_{\text{вых. макс.}} = 8 \text{ А.}$					
					Минимальная величина емкости выходного конденсатора фильтра C8 определяется из выражения:					
					$C8 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_n \cdot m \cdot f \cdot k_n} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 6,625 \cdot 1 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,05} = 4,81 \text{ мкФ.}$					
					В качестве выходного конденсатора был выбран <i>MPP685K100VR31</i> , 6,8 мкФ, 100В.					
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										54

5.6 Обзор и расчет обратной связи с микросхемой *NCP1392D* и драйвера *ID7S625* (системой управления силовыми транзисторами)

Стандартное включение микросхемы ШИМ-контролера *NCP1392D* с обвеской взято из *datasheet* с подключением фототранзистор оптрона.

Сигнал управления обратной связи приходящий с фототранзистора оптрона через резистор *R18* настраивает осциллятор микросхемы *NCP1392D* который устанавливает рабочую частоту импульсов управления, поступающие на драйвер *ID7S625*, а далее с драйвера импульсы управления поступают на транзисторы.. Резисторы *R20* и *R21* выполняют функцию делителя напряжения на входе микросхемы *DA4 – Brown-Out*. Вход *Brown-Out* обнаруживает условие низкого напряжения, он выключает микросхему когда напряжение выше опорного. После того как напряжение падает до значения ниже опорного, питание микросхемы восстанавливается без каких либо задержек [6].

Вход микросхемы *Brown - Out* служит также в качестве автоматической защиты от перенапряжения, когда оно слишком высокое.

Минимальная частота осциллятора определяется значением резистора *R1* на входе микросхемы. Достижение минимальной частоты происходит во время обрыва оптопары или сигнал обратной связи и сигнал плавного пуска были закончены. Максимальная частота осциллятора ограничена выбором номиналов резисторов *R20* и *R21*. Резистор *R17* и конденсатор *C10* отвечает за период плавного пуска после истечения работы таймера *PFC*. Вход микросхемы *RT* заземляется через внутренний переключатель во время периода задержки таймера *PFC*, чтобы гарантировать полный разряд конденсатора плавного пуска через резистор *R19*.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист 55
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата						

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

$q = 1.053 \cdot 10^3$ используются для расчетов системы управления:

Начнем с расчета схемы отключения (ВО - Brown-Out Protection) обеспечивает защиту приложения от низкого входного напряжения постоянного тока. Ниже заданного уровня контроллер блокирует выходные импульсы, выше разрешает их.

$$R_{lower} = U_{ref_{BO}} \cdot \frac{U_{bulk1} - U_{bulk2}}{I_{BO} \cdot (U_{bulk1} - U_{ref_{BO}})} = 1 \cdot \frac{53 - 42}{18.2 \cdot 10^{-6} \cdot (53 - 1)} = 11,62 \kappa O_M$$

$$R_{upper} = R_{lower} \frac{U_{bulk1} - U_{refBO}}{U_{refBO}} = 11,7 \cdot 10^3 \cdot \frac{53-1}{1} = 0,608 \cdot 10^6 MO_M$$

V_{bulk1}, V_{bulk2} - напряжения заданного уровня, когда контроллер разрешает и блокирует выходные импульсы соответственно;

I_{BO} - ток гистерезиса ВО равный $18\mu A$.

Резистор задающий минимальную частоту:

$$R_{\text{тмин.}} = \frac{3,5 \cdot k}{f - q} = \frac{3,5 \cdot 478,9 \cdot 10^6}{100 \cdot 10^3 - 1,053 \cdot 10^3} \approx 16,93 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Резистор R_t задающий максимальную частоту, с которой начинается плавный запуск:

$$R_{\text{тмакс.}} = \frac{3,5 \cdot k \cdot R18}{2 \cdot f \cdot R18 - R18 \cdot q - 3,5 \cdot k} =$$

$$= \frac{3,5 \cdot 478,9 \cdot 10^6 \cdot 17 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3 \cdot 17 \cdot 10^3 - 17 \cdot 10^3 \cdot 1,053 \cdot 10^3 - 3,5 \cdot 478,9 \cdot 10^6} \approx 17,4 \text{ кОм.}$$

и конденсатор C_{ss} который задает продолжительность плавного пуска, где $SS_{\text{duration}} = 0,05 \text{ с.}$ – время плавного пуска:

$$C_{SS} = \frac{SS_{\text{duration}}}{R_t \cdot 5} = \frac{0,05}{17,4 \cdot 10^3 \cdot 5} = 0,5 \text{ мкФ.}$$

Резисторы для установки максимальной частоты, если оптопара полностью будет в проводящем состоянии, рассчитываются:

$$R20 + R21 = - \frac{(-3,5 \cdot U_{\text{ce_set}}) \cdot k \cdot R18}{f \cdot R18 - R18 \cdot q - 3,5 \cdot k + U_{\text{ce_set}} \cdot k} =$$

$$= - \frac{(-3,5 \cdot 1,24) \cdot 478,9 \cdot 10^6 \cdot 17 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 \cdot 17 \cdot 10^3 - 17 \cdot 10^3 \cdot 1,053 \cdot 10^3 - 3,5 \cdot 478,9 \cdot 10^6 + 1,24 \cdot 478,9 \cdot 10^6} \approx 30,68 \text{ кОм.}$$

Подп. и дата	Инд. № дубл.	Взам. инв. №	Подп. и дата	Инд. № подл.	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										57
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата						

В качестве обвязки бустрепного драйвера ID7S625 взяты стандартные номиналы из даташита.

Для обеспечения обратной связи используются оптопара PC817 и регулируемый стабилизатор напряжения TL431. Интегральная микросхема TL431 выполняет функцию усилителя ошибки. Её принцип работы заключается в том, что пока напряжение на управляющем электроде не достигает опорного значения (2,5 В), ток через микросхему не проходит. При достижении опорного напряжения TL431 начинает пропускать ток с усилением. Таким образом, делитель напряжения на резисторах настраивается так, чтобы при номинальном выходном напряжении напряжение на управляющем пине точно соответствовало опорному значению.

Для расчёта делителя напряжения примем резистор $R13 = 1,8 \text{ кОм}$, тогда резистор $R12$ рассчитывается по формуле

$$R12 = \frac{R13 \cdot (U_{\text{вых}} - U_{\text{опор}})}{U_{\text{опор}}} = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot (53 - 2,5)}{2,5} = 36360 \text{ Ом.}$$

Ближайший номинал из ряда E24 – 36,5 кОм.

Токоограничительный резистор $R21$ найдем по формуле:

$$R11 = \frac{U_{\text{вых.}} - U_{\text{опор.}}}{I_{VD(PC817)\text{max}}} = \frac{53 - 2,5}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 33,67 \text{ кОм,}$$

где $I_{VD(PC817)\text{max}}$ – максимальный ток через светодиод оптрона,

$$I_{VD(PC817)\text{max}} = 1,5 \text{ мА.}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										58
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата						

Ближайший номинал из ряда E24 – 34 кОм.

При нулевом токе оптоэмиттера ток через светодиод оптрона также считается очень маленьким. Однако ток, проходящий через TL431, должен составлять минимум 1 мА (минимальный ток катода TL431 для стабильной работы, согласно данным из спецификации). Наименьшее падение напряжения на светодиоде PC817 в условиях малого тока составляет 0,9 В в худшем случае. Таким образом, можно легко определить значение резистора R14 с помощью формулы:

$$R14 = \frac{V_{VD(PC817)}}{I_{TL431(MIN)}} = \frac{0.9}{1 \cdot 10^{-3}} = 900 \text{ Ом.}$$

Резистор выбран из ряда E24 910 Ом.

Конденсатор C10 и резистор R22, являются корректирующими элементами петли обратной связи, так как расчет петли обратной связи достаточно сложен, и даже имеющиеся методики далеко не всегда дают верный результат. Поэтому значения для этих элементов были взяты из технической документации.

Значение конденсатора C7 = 10 нФ и резистора R10 = 47 кОм.

Был выбран металлопленочный конденсатор GRM2195C1H103J, 10 нФ, 50 В, ± 5%.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										59
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата						

5.7 Расчет трансформатора (TV1)

Расчет трансформатора проводится по методике В. Мелешина [19].
Известные параметры:

Напряжение на первичной обмотке, U_1	400В
Выходное напряжение, $U_{вых}$	53В
Ток нагрузки, I_n	8А
Частота, f	100кГц
Материал сердечника	Феррит
Максимальная индукция, B_m	0,1Тл
Перегрев трансформатора, ΔT	25°С

Выходная мощность трансформатора P_n является исходным параметром расчета.

$$P_n = (U_{вых} + 2 \cdot U_{пр}) \cdot I_{наг.} = (53 + 2 \cdot 1) \cdot 8 = 440 \text{ Вт},$$

где $U_{вых}$ – выходное напряжение;

$I_{наг.}$ – то нагрузки;

$U_{пр}$ – прямое падение на диоде.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					60

$$P_T = P_N \left(\frac{1}{\eta} + \sqrt{2} \right) = 440 \cdot \left(\frac{1}{0.96} + \sqrt{2} \right) = 1090 \text{ BA},$$

Определяем габаритный параметр трансформатора резонансного преобразователя $S_C S_0$:

$$S_C S_0 \gg \left(\frac{P_T \cdot 10^4}{4 \cdot f \cdot k_j \cdot k_f \cdot k_i \cdot B} \right)^{\frac{1}{1+y}} =$$

$$= \left(\frac{1090 \cdot 10^4}{4 \cdot 1 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 534 \cdot 0,3 \cdot 0,1} \right)^{\frac{1}{1-0,12}} = 1,829 \text{ mm}^4,$$

k_i – коэффициент заполнения окна сердечника медью, $k_0 = 0,3$;

k_f – коэффициент формы, $k_f = 1$; ;

k_j – плотность тока в обмотке при заданном перегреве, $k_j = 534 \text{ A/cm}^2$;

S_0 – площадь окна сердечника трансформатора;

S_C – площадь поперечного сечения сердечника.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Инв. № дубл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Подп. и дата	$= \left(\frac{1090 \cdot 10^4}{4 \cdot 1 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 534 \cdot 0,3 \cdot 0,1} \right)^{1-0,12} = 1,829 \text{ мм}^4,$ <p>где f – рабочая частота;</p> <p>k_i – коэффициент заполнения окна сердечника медью, $k_0 = 0,3$;</p> <p>k_f – коэффициент формы, $k_f = 1$;</p> <p>B – значение индукции в магнитопроводе, $B=0,1$;</p> <p>k_j – плотность тока в обмотке при заданном перегреве, $k_j = 534 \text{ А/см}^2$;</p> <p>y – безразмерный показатель степени, теоретическое значение которого $-0,12$</p> <p>S_0 – площадь окна сердечника трансформатора;</p> <p>S_c – площадь поперечного сечения сердечника.</p>
Инв. № подл.	Подп. и дата	Инв. № дубл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Подп. и дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист 61	

Выбор ETD-сердечник ориентируясь на найденное значение габаритного параметра

Тип сердечника	ETD-39
Длина средней силовой линии, l_c	9,22 см
Высота окна, G	2,840 см
Вес сердечника, $W_{t_{fe}}$	60 г
Вес меди обмотки, $W_{t_{cu}}$	69,3 г
Средняя длина витка, MLT	8,3 см
Площадь сечения сердечника, A_c	1,252 см ²
Площадь окна сердечника, W_a	2,343 см ²
Коэффициент геометрии, K_g	0,1766 см ⁵
Площадь поверхности трансформатора, A_t	69,9 см ²
Индуктивность 1000 витков, AL	1318 мГн
Произведение площадей сердечника, A_p	2,93 см ⁴

Число витков первичной обмотки рассчитывается по формуле:

$$W_1 = \frac{10^4 \cdot U_{\text{вх.макс.}}}{4 \cdot f \cdot S_c \cdot k_f \cdot B} = \frac{10^4 \cdot 400}{4 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1,252 \cdot 1 \cdot 0,1} \approx 80 \text{ витков,}$$

Ток в первичной обмотке:

$$I_1 = \frac{P_N}{U_{\text{вх.макс.}} \cdot \eta} = \frac{440}{400 \cdot 0,96} = 1,146 \text{ А,}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										62

Ток во вторичной обмотке:

$$I_2 = \frac{P_N}{U_{\text{вых. мин.}}} = \frac{440}{53 \cdot 3} = 8,302 \text{ А,}$$

Плотность тока не превышает допустимую:

$$j = K_j \cdot (S_c \cdot S_o)^y = 534 \cdot (2,93)^{-0,12} = 441,82 \text{ А/см}^2 = 4,41 \text{ А/мм}^2$$

Глубина скин слоя:

$$\Delta = \frac{66,4}{\sqrt{f}} = \frac{66,4}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} = 0,21 \text{ мм}$$

Таким образом, радиус выбираемого провода для обмотки трансформатора не должен быть меньше, чем толщина скин слоя. В данном случае для намотки первичной обмотки трансформатора подойдет провод ЛЭЛО 84х0,1 мм.

Сечение провода первичной обмотки:

$$S_{\text{prov1}} = \frac{k_2 \cdot I_1}{j} = \frac{1 \cdot 1,146}{4,41} = 0,244 \text{ мм}^2$$

где k_2 – коэффициент, учитывающий выполнение первичной обмотки.

В качестве провода был выбран ЛЭЛО 84х0,1

Инд. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				
					Лист 63				

Сопротивление первичной обмотки:

$$R_1 = L_c \cdot W_1 \cdot \rho \cdot 10^{-6} = 8.3 \cdot 80 \cdot 175 \cdot 10^{-6} = 116 \text{ мОм}$$

где ρ – удельное сопротивление меди равное 175 мкОм/см

Количество витков вторичной обмотки:

$$W_2 = \frac{W_1 \cdot (U_{\text{вых}} + k_1 \cdot U_{\text{пр}})}{U_{\text{IN_max}}} = \frac{40 \cdot (53 + 1 \cdot 2)}{400} = 11 \text{ ВИТКОВ,}$$

Сопротивление вторичной обмотки:

$$R_2 = L_c \cdot W_2 \cdot \rho \cdot 10^{-6} = 8,3 \cdot 11 \cdot 175 \cdot 10^{-6} = 167 \text{ мОм}$$

Сечение меди вторичной обмотки:

$$S_{\text{prov2}} = \frac{k_4 \cdot I_{\text{nag}}}{j} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 8}{4,41} = 1,206 \text{ мм}^2$$

В качестве провода было выбрана два провода ЛЭЛО 84х0,1

Потери в меди первичной обмотки:

$$\Delta P_{\text{m1}} = k_3 \cdot (k_2 \cdot I_1)^2 \cdot R_1 = 1 \cdot (1 \cdot 1,146)^2 \cdot 116 \cdot 10^{-3} = 0,153 \text{ Вт,}$$

где k_3 – коэффициент, учитывающий выполнение вторичной обмотки.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										64

Потери меди во вторичной обмотки:

$$\Delta P_{m2} = k_5 \cdot (k_4 \cdot I_1)^2 \cdot R_2 = 1 \cdot (1 \cdot 1,146)^2 \cdot 167 \cdot 10^{-3} = 0,11 \text{ Вт},$$

где k_5 – коэффициент учитывающий конструкцию выходной выпрямитель.

Общие потери в меди

$$\Delta P_m = \Delta P_{m1} + \Delta P_{m2} = 0,153 + 0,11 = 0,262 \text{ Вт},$$

Удельные потери в сердечнике:

$$P_{y\partial} = 1,64 \cdot 10^{-3} \cdot f^{1,31} \cdot B^{2,49} = 18,83 \text{ Вт},$$

Потери в сердечнике:

$$\Delta P_c = P_{y\partial} \cdot W_{t_{fe}} \cdot 10^{-3} = 18,83 \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 1,13 \text{ Вт},$$

Суммарные потери в трансформаторе

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_m + \Delta P_c = 0,262 + 1,13 = 1,392 \text{ Вт},$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	<div> <div>ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ</div> <div>Лист 65</div> </div>					
						Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

После определения параметров трансформатора, расчетное значение магнитной индукции, не должно быть критичным для материала магнитопровода.

$$B_m = \frac{U_{\text{вх.макс.}}}{4 \cdot K_{\phi} \cdot W_1 \cdot f_{\text{max}} \cdot S_c} = \frac{400}{4 \cdot 1 \cdot 40 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 125 \cdot 10^{-6}} = 0,1 \text{ Тл.}$$

Индукция соответствует заданной.

5.8 Расчет балансировочного устройства

Расчёт балансировочного устройства произведён от максимального тока балансировки равный 2 А. Главной трудностью в проектировании и расчёте преобразователя для балансировки напряжении найти одинаковые по техническим показателям MOSFET транзисторы разной структуры. Аккумуляторы свинцово-кислотные GSL40-12(40 Ач) которые служат для объекта балансировки. Отталкиваясь от них мы взяли ток балансировки а также в моделировании взяли их внутреннее сопротивление в 8,5 мОм.

Расчётное напряжение ключевых транзисторов:

$$U_{V_{T\text{макс.}}} = U_{\text{вх.}} + U_{\text{вых.}} = 12 + 12 = 24 \text{ В.}$$

Максимальное значение тока протекающего через транзистор будет равно балансировочному току дросселя.

В качестве транзисторов были взяты n-канальный AU1RF3305 и р-канальный IRF4905PBF. Данные транзисторы имеют схожие характеристики, такие как сопротивление открытого канала, напряжение и ток.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										66
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата						

В качестве управления балансировочным устройством предполагается использовать микроконтроллер на базе STmicroelectronics и датчики токов и напряжений т.к. микросхем для такого вида действий и функционала почти нет ,а если есть то дорого стоят. Далее следует рассчитать дроссель необходимый для перекачки энергии из одного аккумулятора в другой. Значение индуктивности подобрано для режима непрерывного тока с помощью моделирования.

Исходные данные:

$L2 = 100 \text{ мкГн}$ – индуктивность дросселя;

$I = 2 \text{ А}$ – действующее значение тока дросселя;

$B_m = 0,15 \text{ Тл}$ – максимальная индукция.

В наличие имеется сердечник Е-образной формы ELP 43/10/28 (материал феррита-N87) фирмы EPCOS,со следующими параметрами:

$l_e = 61,6 \text{ мм}$ – длина магнитного пути сердечника дросселя;

$S_e = 225 \text{ мм}^2$ – сечение сердечника дросселя.

Значение магнитной проницаемости сердечника, с учетом зазора, рассчитывается по формуле:

$$\mu = \frac{l_e}{\delta} = \frac{61,6 \cdot 10^{-3}}{0,6 \cdot 10^{-3}} = 100,$$

где l_e – длина магнитного пути сердечника дросселя;

δ – немагнитный зазор сердечника.

Инд. № подл.	Подп. и дата
Взам. инв. №	Инв. № дубл.
Подп. и дата	
Инд. № подл.	

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						67

Из формулы индуктивности найдем количество витков обмотки:

$$L = \mu \cdot \mu_0 \cdot \frac{w^2 \cdot S_e}{l_e} \Rightarrow w = \sqrt{\frac{L \cdot l_e}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_e}} = \sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-6} \cdot 78,5 \cdot 10^{-3}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 100 \cdot 78,5 \cdot 10^{-6}}} = 15,$$

где l_e – длина магнитного пути сердечника дросселя;

μ – магнитная проницаемость сердечника;

μ_0 – магнитная постоянная, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м ;

S_e – сечение сердечника дросселя.

Расчетное значение индукции равно:

$$B_m = \mu \cdot \mu_0 \cdot \frac{I \cdot w}{l_e} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 100 \cdot \frac{2 \cdot 15}{26,1 \cdot 10^{-3}} = 0,061 \text{ Тл.}$$

Расчетная индукция не превышает заданную.

В качестве провода всё также используется ЛЭЛО 84х0,1

Инд. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ				Лист
				68

5.9 Расчет дросселей

Исходные данные для дросселя ККМ:

$L = 330 \text{ мкГн}$ – индуктивность дросселя;

$I = 9,5 \text{ А}$ – действующее значение тока дросселя;

$B_m = 0,15 \text{ Тл}$ – максимальная индукция.

В наличие имеется сердечник ферритовый кольцевой формы Ш20х28 (материал феррита-2000 гаммамет) фирмы Ферроприбор, со следующими параметрами:

$l_e = 144 \text{ мм}$ – длина магнитного пути сердечника дросселя;

$S_e = 577 \text{ мм}^2$ – сечение сердечника дросселя.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	<div>ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ</div>	Лист
						69
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		

Значение магнитной проницаемости сердечника, с учетом зазора, рассчитывается по формуле:

$$\mu = \frac{l_e}{\delta} = \frac{144 \cdot 10^{-3}}{4,6 \cdot 10^{-3}} = 31,$$

где l_e – длина магнитного пути сердечника дросселя;
 δ – немагнитный зазор сердечника.

Из формулы индуктивности найдем количество витков обмотки:

$$L = \mu \cdot \mu_0 \cdot \frac{w^2 \cdot S_e}{l_e} \Rightarrow w = \sqrt{\frac{L \cdot l_e}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_e}} = \sqrt{\frac{330 \cdot 10^{-6} \cdot 144 \cdot 10^{-3}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 31 \cdot 577 \cdot 10^{-6}}} = 46,$$

где l_e – длина магнитного пути сердечника дросселя;
 μ – магнитная проницаемость сердечника;
 μ_0 – магнитная постоянная, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м;
 S_e – сечение сердечника дросселя.

Расчетное значение индукции равно:

$$B_m = \mu \cdot \mu_0 \cdot \frac{I \cdot w}{l_e} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 31 \cdot \frac{9,5 \cdot 46}{144 \cdot 10^{-3}} = 0,118 \text{ Тл.}$$

Расчетная индукция не превышает заданную.

В качестве провода используется ПЭТВ 2.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	<div>ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ</div>	Лист
						70
						Изм.

Расчетное значение индукции равно:

$$B_m = \mu \cdot \mu_0 \cdot \frac{I \cdot w}{l_e} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 56 \cdot \frac{6 \cdot 14}{61,5 \cdot 10^{-3}} = 0,111 \text{ Тл.}$$

Расчетная индукция не превышает заданную.

В качестве провода всё также используется ЛЭЛО 84х0,1

Исходные данные шунтирующего дросселя:

$L_3 = 300 \text{ мкГн}$ – индуктивность дросселя;

$I = 2 \text{ А}$ – действующее значение тока дросселя;

$B_m = 0,15 \text{ Тл}$ – максимальная индукция.

В наличие имеется сердечник Е-образной формы ETD 39/20/13 (материал феррита-N87) фирмы EPCOS, со следующими параметрами:

$l_e = 92,2 \text{ мм}$ – длина магнитного пути сердечника дросселя;

$S_e = 125 \text{ мм}^2$ – сечение сердечника дросселя.

Значение магнитной проницаемости сердечника, с учетом зазора, рассчитывается по формуле:

$$\mu = \frac{l_e}{\delta} = \frac{92,2 \cdot 10^{-3}}{0,84 \cdot 10^{-3}} = 110;$$

где l_e – длина магнитного пути сердечника дросселя;

δ – немагнитный зазор сердечника.

Инв. № подл.	Подп. и дата
Взам. инв. №	Инв. № дубл.
Подп. и дата	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист
						72

Из формулы индуктивности найдем количество витков обмотки:

$$L = \mu \cdot \mu_0 \cdot \frac{w^2 \cdot S_e}{l_e} \Rightarrow w = \sqrt{\frac{L \cdot l_e}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_e}} = \sqrt{\frac{300 \cdot 10^{-6} \cdot 92,2 \cdot 10^{-3}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 110 \cdot 92,2 \cdot 10^{-6}}} = 40;$$

где l_e – длина магнитного пути сердечника дросселя;

μ – магнитная проницаемость сердечника;

μ_0 – магнитная постоянная, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м ;

S_e – сечение сердечника дросселя.

Расчетное значение индукции равно:

$$B_m = \mu \cdot \mu_0 \cdot \frac{I \cdot w}{l_e} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 110 \cdot \frac{2 \cdot 40}{92,2 \cdot 10^{-3}} = 0,12 \text{ Тл.}$$

Расчетная индукция не превышает заданную.

В качестве провода всё также используется ЛЭЛО 84x0,1

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										73

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

На рисунках 6.2 продемонстрированные ниже, показаны режимы работы преобразователя на (а) – ниже частоты резонанса, (б) – на частоты резонанса, (в) – выше частоты резонанса.

На рисунках 6.2 продемонстрированные ниже, показаны режимы работы преобразователя на (а) – ниже частоты резонанса, (б) – на частоты резонанса, (в) – выше частоты резонанса.

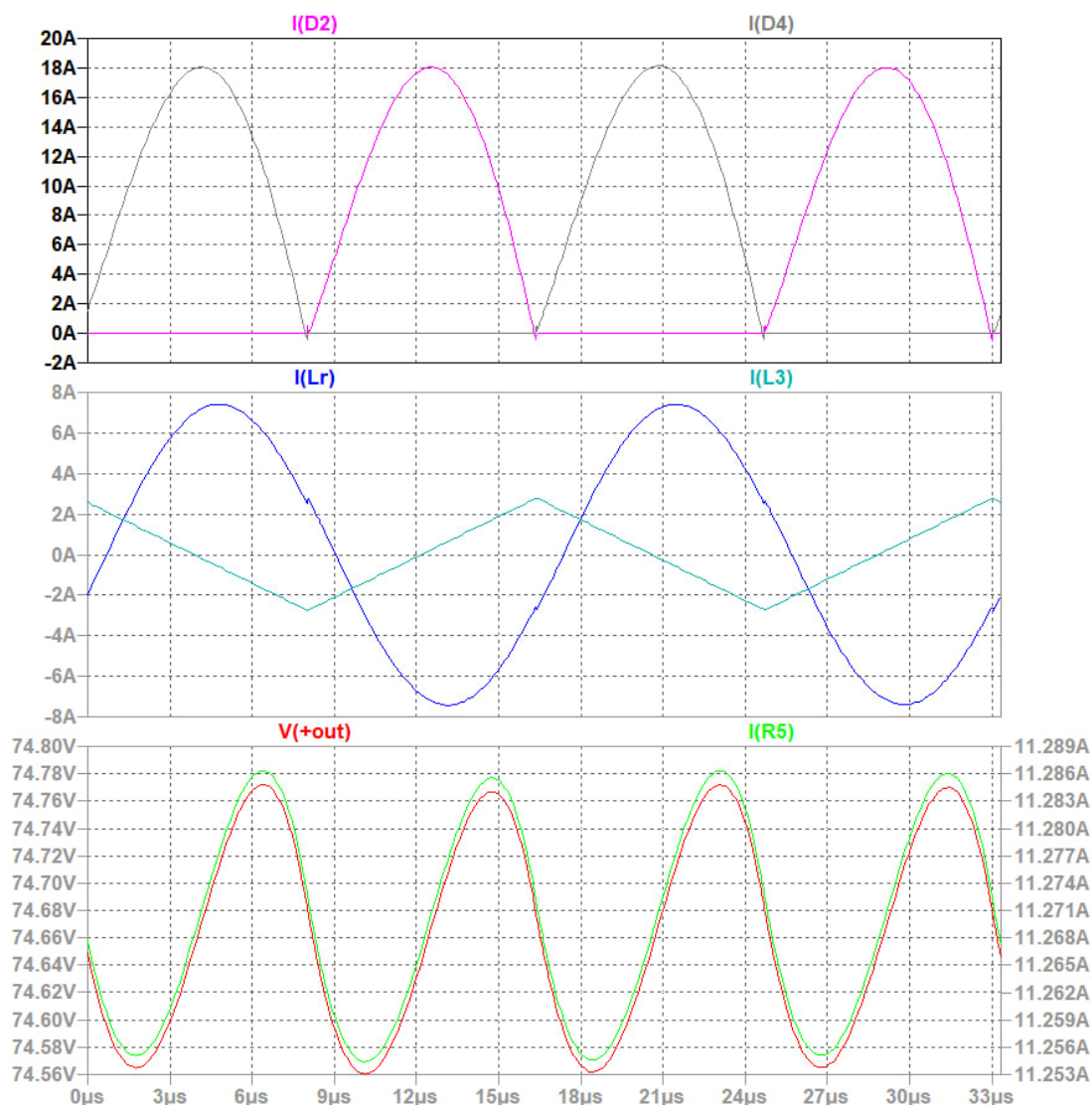


Рисунок 6.2 (а) – Режимы работы преобразователя ниже частоты резонанса
 $f = 60 \text{ кГц}$

Преобразователь, работающий ниже частоты резонанса (рисунок 6.2 (а)), работает при более низком входном напряжении. Время когда полупериод резонансного процесса заканчивается и резонансный ток дросселя достигает тока намагничивания, и продолжает протекать в том же направлении до окончания полупериода, следовательно увеличиваются потери связанные с циркулирующей энергией преобразователя.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

преобразователя. К концу полупериода переключения, резонансный ток достигает значения тока намагничивания, а ток выпрямителя достигает нуля.

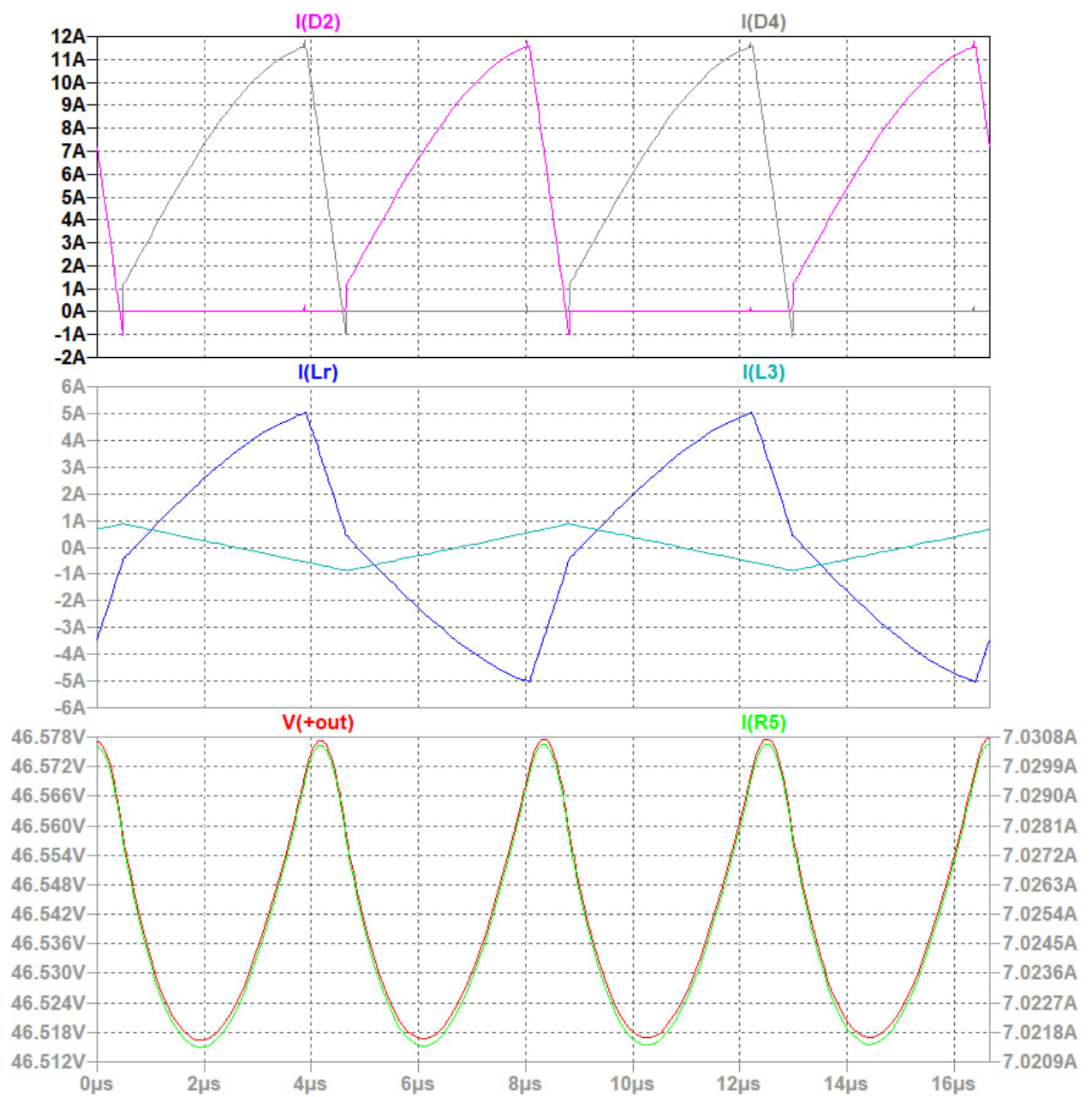


Рисунок 6.2 (в) – Режимы работы преобразователя выше частоты резонанса
 $f = 120 \text{ кГц}$

Инд. № подл.	Подп. и дата
Взам. инв. №	Инд. № дубл.
Подп. и дата	

Преобразователь, работающий выше частоты резонанса (рисунок 6.2 (в)), работает при более высоком входном напряжении. Каждые полпериода соответствует режиму работы на частоте резонанса, за исключением момента когда при переключении выпрямительные диоды имеют жесткую коммутацию (токи короткого замыкания), у транзисторов увеличиваются динамические потери при переключении.

На рисунке 6.3 представлена имитационная модель силовой части балансировочного устройства. В качестве среды моделирования выбрана программа *LTspice* XVII. В качестве силовых ключей были использованы ключи из внутренней библиотеки для упрощения модели и появления . В качестве системы управления последовательно включены источники импульсов 15В. Заданная частота коммутации транзисторов 100 кГц.

Инв. № подл.	Подп. и дата				Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ			Лист				
							78					

Главным и несравненным плюсом данной схемы служит именно то, что она может производить балансировку, как на заряде, так и на разряде. Но есть и минусы, такие как долгое время перекачки, из первого аккумулятора в последний, так как схема работает, так что она переносит всю энергию через каждый аккумулятор. На рисунке 6.4 показана диаграмма работы при гамме нижнего ключа в 41%. Так именно гамма на ключах программирует зарядный ток.

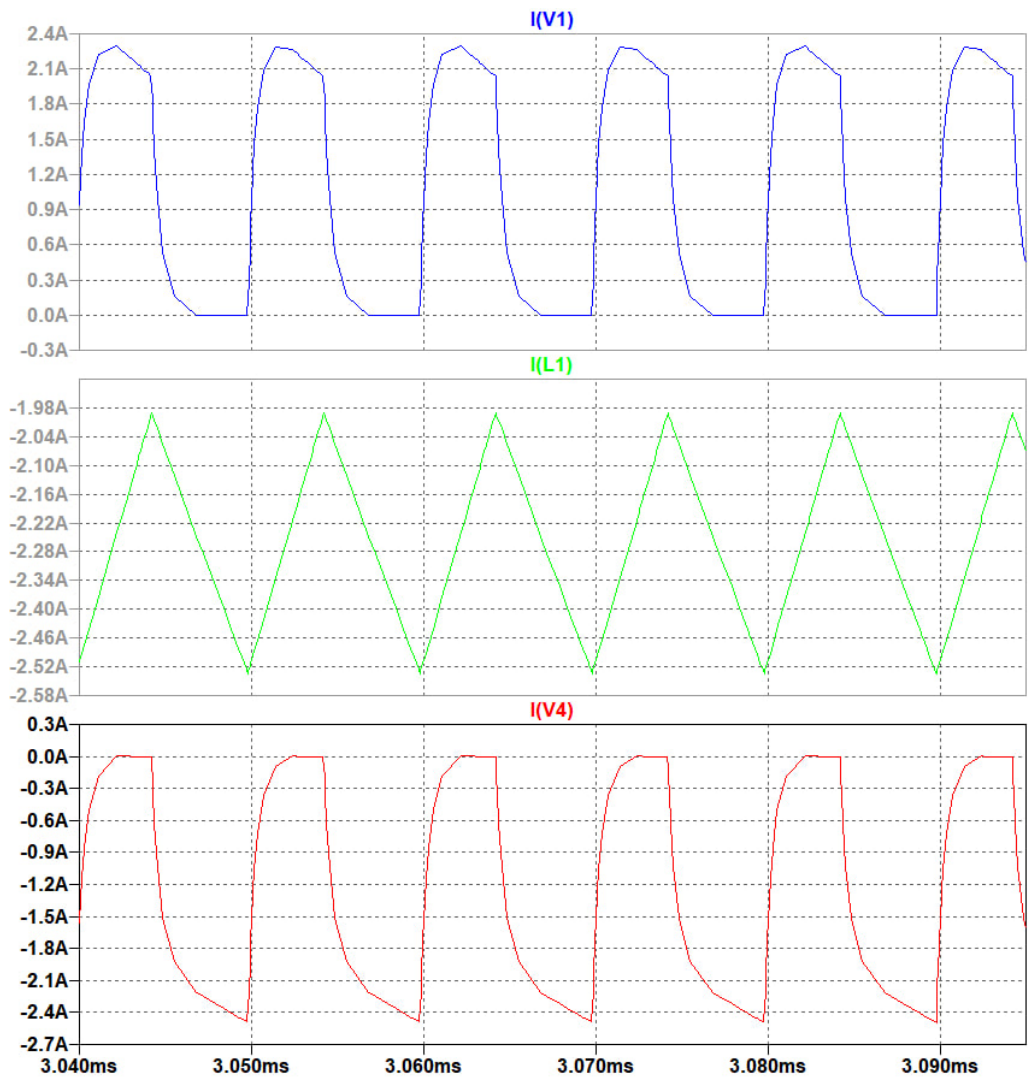


Рисунок 6.4 – Диаграммы токов балансирующего устройства.

Подп. и дата	Инв. № дубл.	Взам. инв. №	Подп. и дата	Инв. № подл.

Именно гамма нижнего ключа в 41% является пороговой и максимальной для балансировочного устройства. Пока гамма не достигнет этого показателя, аккумуляторы будут заряжаться меньшим током. Учитывая, что аккумуляторы со временем деградируют и не являются идеальными, такая ситуация возникает только после полной деградации аккумулятора.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										81

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения выпускной квалификационной работы были получены следующие результаты:

– был изучен основной принцип работы резонансного *LLC*-преобразователя, и заключается он в использовании резонансных свойств индуктивности и ёмкости для достижения более эффективного преобразования энергии. Это достигается путем создания резонансного контура, в котором индуктивность и ёмкость настроены на одинаковую резонансную частоту. При этом уменьшается количество потерь и повышается КПД преобразователя.

– был изучен основной принцип работы балансировочных устройств в чём заключается тонкости каждой схемы балансировки, при которых бывают разные преимущества и недостатки из-за разных режимов работы.

– был изучен основной принцип работы активного ККМ.

– разработана принципиальная и функциональная схема устройства, проведен расчет схемы и подобраны соответствующие компоненты.

– в среде моделирования *LTspice XVII* была разработана имитационная модель силовой части *LLC*-преобразователя и балансировочного устройства. Были получены временные диаграммы работы при различных частотах преобразования.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ	Лист 82

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 448 с. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ibooks.ru/reading.php?productid=335508>.

2. A. Hillers, D. Christen and I. Biela, IEEE, "Design of a Highly Efficient Bidirectional Isolated LLC Resonant Converter", 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia.

3. Осипов, А.В. Вольтодобавочный резонансный LCL-Т преобразователь для автономных систем электропитания на возобновляемых источниках энергии / А.В. Осипов, С.А. Запольский // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, №3. – С. 77-88.

4. Jong-Woo Kim, Gun-Woo Moon, "A New LLC Series Resonant Converter with a Narrow Switching Frequency Variation and Reduced Conduction Losses", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 29, NO.8, AUGUST 2014.

5. C. Hangseok, "Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer," in Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, (APEC), 2007, pp. 1630-1635 J. P. Wilkinson, "Nonlinear resonant cir-cuit devices," U.S. Patent 3 624 125, July 16, 1990.

6. Сайт для поиска информации «Силовая электроника». Обратный преобразователь. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.power-electronics.info/flyback.html>, свободный (дата обращения: 16.04.2024).

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

4. Jong-Woo Kim, Gun-Woo Moon, "A New LLC Series Resonant Converter with a Narrow Switching Frequency Variation and Reduced Conduction Losses", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 29, NO.8, AUGUST 2014.

5. C. Hangseok, "Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer," in Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, (APEC), 2007, pp. 1630-1635 J. P. Wilkinson, "Nonlinear resonant cir-cuit devices," U.S. Patent 3 624 125, July 16, 1990.

6. Сайт для поиска информации «Силовая электроника». Обратного-
 довый преобразователь. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:
<https://www.power-electronics.info/flyback.html>, свободный (дата обращения:
 16.04.2024).

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ

Лист 83

7. Сайт для поиска информации «Силовая электроника». Мостовой преобразователь. [Электронный ресурс]. – Режим доступа https://power-e.ru/power_supply/mostovoj-dc-dc-preobrazovatel/, свободный (дата обращения: 17.04.2024).

8. Сайт «valvolodin.narod». Resonant LLC Converter. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://valvol.xyz/articles/slup263_ru.pdf свободный (дата обращения: 20.04.2024).

9. Сайт «valvolodin.narod». Calculation of a half-bridge LLC resonant converter. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://valvolodin.narod.ru/sprav/AN4151ru.pdf> свободный (дата обращения: 20.04.2024).

10. Сайт «bludger.narod». Обратноходовый преобразователь. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.bludger.narod.ru/smpps/Flyback-R01.pdf> свободный (дата обращения: 20.04.2024).

11. Сайт компании «ЧИП и ДИП». PC817. High Density Mounting Type Pho-tocoupler. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://static.chipdip.ru/lib/249/DOC000249397.pdf>, свободный (дата обращения: 05.05.2024).

12. Сайт компании «ПРОМЭЛЕКТРОНИКА». ID7S625. High Voltage High Side & Low Side Gate Drive IC. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.promelec.ru/fs/sources/4b/27/21/94/6c4c895dc532e88c59b2dc84.pdf>, свободный (дата обращения: 05.05.2024).

13. Сайт компании «ЧИП и ДИП». TL431. Adjustable Precision Shunt Regulator. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://static.chipdip.ru/lib/104/DOC021104516.pdf>, свободный (дата обращения: 05.05.2024).

14. Сайт компании «ЧИП и ДИП». SPP20N60S5XKSA1.N-channel Power MOSFET. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://static.chipdip.ru/lib/598/DOC011598754.pdf>, свободный (дата обращения: 15.05.2024).

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										84
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата						

15. Сайт компании «ROHM». RB228T100. Schottky Barrier Diode. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheetnrd/discrete/diode/schottky_barrier/rb228t100.pdf, свободный (дата обращения: 15.05.2024).

16. Сайт компании «ЧИП и ДИП». ETD39/20/13. Сердечник ферритовый. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://static.chip-dip.ru/lib/817/DOC011817528.pdf>, свободный (дата обращения: 15.05.2024).

17. Сайт компании «ЧИП и ДИП». ELP 43/10/28. Сердечник ферритовый. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://static.chip-dip.ru/lib/290/DOC012290031.pdf>, свободный (дата обращения: 30.05.2024).

18. Скворцов В. А. Выпускная квалификационная работа: методические указания по выполнению выпускной бакалаврской работы для студентов направления 210100 «Электроника и наноэлектроника» / В. А. Скворцов, А. В. Топор, В. С. Мишуров. — Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2014. — 97 с.

19. В.И. Мелешин: Транзисторная преобразовательная техника. Москва, техносфера, 2005г.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ФЭТ ВКР.436238.427 ПЗ					Лист
										85

Перв. примен.					
Поз. обозначение	Наименование	Кол.	Примечание		
	Конденсаторы				
C1	GRM155R61C105KA12D	1			
C2...C5	GRM155R61C104KA88D	4			
C7	CL05B103K05NNNC	1			
C8	GRM155R61C105KA12D	1			
C9	MPP685K100VR31	1			
C10..C12	K78-2δ-1000В-0,039мкФ±10%-В ОЖО.461.112 ТУ	3			
C13	GRM1885C1HR50CZ01D	1			
C14	MCO805N4R7C501CT	1			
C15	GRM43DR72E474K	1			
C16	CGA4C4NP02W821J060AA	1			
C17	TVA1308-E3	1			
C18	JNE2W331M10003000450	1			
C19...C23	TVA1308-E3	5			
C24	GRM155R61C105KA12D	1			
C25	GRM155R71H272K	1			
C26	GRM319R71H102K	1			
C27	CGA3E2X7R1H223K080AA	1			
Микросхемы					
DA1	ID7S625	1			
DA2	L78L05ABD	1			
DA3	NCP1392D	1			
DA4	TL431	1			
DV1	GBJ25-10F	1			
DV2	PC817B	1			
ФЭТ ВКР.436238.427 ПЭЗ					
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	
Разраб.	Поддубный				<div>Зарядное устройство с балансировкой напряжения аккумуляторов на основе резонансного LLC-преобразователя Перечень элементов.</div>
Пров.	Осипов				
Н.контр.	Башкиров				
Утв.	Михальченко				
Лит. Лист Листов					
ТУСУР ФЭТ каф. ПрЭ гр. 360-1					

Поз. обозначение		Наименование	Кол.	Примечание
L1		Дроссель SCR-060--0R9A040J	1	
L2		Дроссель резонансный самомоточный	1	
L3		Дроссель шунтирующий самомоточный	1	
L4		Дроссель повышающий самомоточный	1	
L5..L7		Дроссель балансируочный самомоточный	3	
		Резисторы		
R1		AC2512JK-0710KL	1	
R2		SMD01005C2	1	
R3		AC1206FR-0710RL	1	
R4		SMD01005C2	1	
R5		SMD01005C2	1	
R6		AC2512JK-0710KL	1	
R7		SMD01005C2	1	
R8		AC2512JK-0710KL	1	
R9		AC0805JR-07220RL	1	
R10		0805S8J0473T5E	1	
R11		CRCW080534K0FKEA	1	
R12		RC0805FR-0736K5L	1	
R13		ERJ3EKF1801V	1	
R14		CRCW0402910RJNED	1	
R15		CR0603-FX-2102ELF	1	
R16		RT0805BRD0716K9L	1	
R17		RC0805FR-0717K4L	1	
R18		AC1206FR-0710RL	1	
R19		RC0805FR-0723K7L	1	
R20		RN73H2ATT06123B25	1	
R21		RN73H2ATT06123B25	1	
R22		CRCW060313K0FKTABC	1	
R23		RC0402JR-071M	1	

