

ПРАВИТЕЛЬСТВО РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
«ВЫСШАЯ ШКОЛА ЭКОНОМИК»

Московский институт электроники и математики им. А.Н. Тихонова

Степушин Кирилл Алексеевич

РАЗРАБОТКА ОТЛАДЧИКА С МОНИТОРИНГОМ
ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ

Выпускная квалификационная работа – магистерская диссертация
по направлению 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»
студента образовательной программы магистратуры
«Интернет вещей и киберфизические системы»

Студент

Рецензент
к.т.н., доцент

И.О.Фамилия

Научный руководитель
приглашенный преподаватель

И.О.Фамилия

Консультант
приглашенный преподаватель

И.О.Фамилия

Москва 2024

Оглавление

1	Введение	2
2	Описание структуры устройства	4
2.1	Подсистема управления	4
2.2	Подсистема питания	5
2.3	Подсистема измерения энергопотребления	6
2.4	Подсистема преобразования уровней	8
2.5	Подсистема Ethernet	8
2.6	Структурная схема устройства	9
3	Описание принципа работы подсистемы питания	11
3.1	Описание схемотехнического решения	11
3.1.1	PoE-контроллер	11
3.1.2	DC-DC преобразователь	14
3.1.3	LDO стабилизатор	15
3.2	Расчет элементов схемы	16
3.2.1	Исходные данные	16
3.2.2	Расчет индуктивности	17
3.2.3	Расчет выходной емкости неизолированного выхода	18
3.2.4	Расчет выпрямительного диода	19
3.2.5	Выходная емкость изолированного выхода	19
3.2.6	Цепь обратной связи	19
3.2.7	Снабберная цепь	19
3.3	Результаты тестирования	20
4	Описание принципа работы подсистемы измерения энергопотребления	25
4.1	Описание схемотехнического решения	25
4.2	Расчет элементов схемы	25
4.3	Результаты тестирования	25
	Список используемой литературы	26

Глава 1

Введение

Независимо от стараний разработчика или сложности проекта, большая часть времени разработки будет потрачена на то, чтобы убедиться, что устройство работает правильно, или – что наиболее вероятно – разобраться, почему устройство работает не так, как ожидалось. Отладчик – самый мощный инструмент в наборе инструментов разработчика, позволяющий напрямую взаимодействовать с процессором, задавать точки останова, пошагово управлять потоком выполнения инструкций и проверять значения регистров. [1]

Для устройств «интернета вещей» очень важно знать и отслеживать энергопотребление, ведь обычно такие устройства питаются от батарейки и каждое ненужное действие уменьшит срок службы. Мониторинг энергопотребления позволяет понять энергоэффективность каждого сенса связи, что позволит выбрать наиболее подходящий интерфейс и протокол передачи данных.

Об актуальности возможности мониторинга энергопотребления для отладчика говорит количество измерительных устройств на рынке. Характеристики основных из них приведены в таблице 1.0.1.

Таблица 1.0.1. Сравнение характеристик измерительных устройств

Устройство	Joulescope	Otii Arc	NanoRanger	Current Ranger
Диапазон тока	от -1 А до 3 А	от 0 до 2,5 А	от 1 нА до 800 мА	от -1,65 А до 3 А
Разрешение	1 нА	десятки нА	до 10 пА	до 1 пА
Погрешность	до 0,3%	до 0,1%	до 0,3%	до 0,1%
Цена	800 \$	700 \$	220 \$	120 \$

Перед проектированием отладчика с возможностью мониторинга энергопотребления IoT-устройств следует определиться с требованиями, предъявляемыми к отладчику. Для этого в качестве примера рассмотрим «усредненный» паттерн поведения устройства с BLE, одной из самых популярных технологий беспроводной передачи данных интернета вещей, у которого с периодичностью в несколько десятков мс повторяется такой цикл: спящий режим с токопотреблением единицы мкА, далее устройство просыпается, в этот момент энергопотребление составляет единицы мА, время просыпания – десятки мкс, далее происходит сеанс связи, который начинается с передачи, с токопотреблением примерно десятки мА и длительностью передачи «пустого» пакета величиной 27 байт около 200 мкс, и продолжается ожиданием ответа длительностью в среднем 150 мкс, после сеанс связи завершается приемом, при котором токопотребление составляет единицы-десятки мА длительностью 200 мкс. Данный паттерн поведения, при известной максимальной скорости передачи и приема в 2 Мбит/с для Bluetooth версии 5, позволяет оценить необходимую полосу пропускания подсистемы измерения, её разрешение по измеряемому току и скорость переключения диапазона измеряемых токов.

Для обеспечения конкурентноспособности отладчика, остальные характеристики можно определить из таблицы 1.0.1, а так же из анализа типичной используемой элементной базы.

Резюмируя вышесказанное, можно ориентироваться на следующие требования к разрабатываемому устройству:

- полоса пропускания – 200 кГц
- напряжение питания отлаживаемых устройств – от 1,8 В до 12 В
- погрешность измерения – до 0,5%
- диапазон тока – от 3,2 мА до 2 А
- разрешение – 0,16 мкА
- время переключения диапазонов - десятки мкс
- себестоимость устройства – 5000 руб.

Данные требования, предъявляемые на этапе начального анализа, в ходе более детальной проработки, изучения и тестирования в дальнейшем будут уточнены в соответствии с полученными результатами.

Глава 2

Описание структуры устройства

2.1 Подсистема управления

Проектирование любого устройства начинается с определения структуры, которая в дальнейшем поможет составить его структурную схему. А главным компонентом любого устройства является его подсистема управления.

Самые популярные подсистемы управления отладчиками базируются на микроконтроллерах, которые поддерживает основные отладочные интерфейсы – JTAG и SWD. В качестве типичного «отладочного» микроконтроллера было решено использовать STM32F107VCT6 из-за его следующих преимуществ [2]:

- *Хорошо проработанная документация* – компания STMicroelectronics является одним из лидеров на рынке микроконтроллеров, во многом благодаря замечательной документации, которая позволяет создавать на базе их решений проработанные и, по большей части, предсказуемо работающие проекты. Важно быть уверенным, что при разработке устройства микроконтроллер не начнет показывать «недокументированные» возможности и различные баги, и репутация компании STMicroelectronics позволяет быть в этом уверенным. Антипримером может служить компания Espressif, чьи многочисленные ошибки, выявленные после выпуска очередного микроконтроллера, иногда выливаются в довольно объемные errata документы.
- *Библиотеки* – наличие удобных и, самое главное, пригодных в использовании библиотек позолит значительно ускорить время разработки. STM32F107VCT6 построена на базе ядра Cortex-M3, для которого написано большое количество популярных библиотек, таких как HAL, LL, CMSIS, libopenm3 и другие.
- *Большое количество готовых решений* – некоторые из функций разрабатываемой системы могли быть реализованы ранее индивидуальным разработчиком, сообществом или предприятием. Разработку всегда стоит начинать с поиска готовых или похожих решений, которые, возможно, уже были разработаны и ждут интеграции в проект. Используемое в STM32F107VCT6 ядро сильно повышает шансы найти что-то готовое или то, что сильно ускорит и упростит разработку устройства, позволяя не писать отдельные модули с «нуля». [1]
- *Доступность* – в «санкционную» эпоху доступность компонента может стать решающим фактором при выборе. Благодаря своей массовости микроконтроллеры серии STM32 можно легко найти как у дистрибьюторов ориентированных на крупные компании, так и на тех, кто работает с физическими лицами, что важно в рамках студенческой дипломной работы.

2.2 Подсистема питания

Невозможно представить устройство без подсистемы питания, которая является его «сердцем», обеспечивая электроэнергией все остальные подсистемы. Плохо спроектированная система питания может стать большой проблемой, вплоть до вывода из строя отдельной подсистемы или устройства в целом.

В качестве питания для отладчика была выбрана связка из PoE + DC-DC преобразователь, выполненный по технологии изолированный fly-back, с возможностью подключения внешнего питания.

PoE (Power over Ethernet) — это технология передачи удаленным Ethernet-устройствам по витой паре электропитания вместе с данными. Данная технология позволяет питать подключенные устройства, к которым невозможно или нежелательно проводить кабели для питания.

Технология PoE была выбрана по причине удобства её использования в устройствах с передачей данных по Ethernet. Это избавляет от необходимости подключения дополнительных проводов, что делает отладчик более мобильным. С другой стороны необходимо сохранить возможность подключения питания более традиционными способами, например через внешний блок питания.

Характеристики различных стандартов PoE представлены в таблице 2.2.1.

Таблица 2.2.1. Основные характеристики стандартов PoE

Характеристика/Стандарт	802.3af	802.3at	802.3bt	802.3bt
Выходная мощность, Вт	15,4	30 А	60	90
Мощность на устройстве, Вт	12,95	25,5	51	71,3
Выходное напряжение на источнике, В	44–57	50–57	50–57	52–57
Напряжение на приемнике, В	37–57	42,5–57	42,5–57	41,1–57
Максимальный ток в витой паре, мА	350	600	600	960

Для понимания какой стандарт PoE будет необходимо реализовать в отладчике можно оценочно проанализировать энергопотребление самых энергозатратных элементов устройства.

Максимальная потребляемая мощность микроконтроллера STM32F107VCT6 в корпусе LQFP64 составляет 444 мВт [2], ток потребления выбранного контроллера PoE до 50 мА [3], усредненный ток потребления измерительного операционного усилителя – до 5 мА, потребляемая мощность выбранной РНУ микросхемы до 270 мВт [4]. С учетом усредненного КПД импульсного DC-DC преобразователя, который составляет 70 %, можно рассчитывать на то, что мощности 12,95 Вт, которую обеспечивает стандарт 802.3af, должно хватить.

Для маломощных источников питания часто используют fly-back-конверторы, они же обратноходовые преобразователи. Преимуществами данного решения являются [6]:

- Сравнительная простота реализации
- Малое количество используемых элементов
- Дешевизна
- Малая чувствительность к короткому замыканию на выходе

Использование же изолированного fly-back преобразователя дает гальваническую развязку по питанию, что защищает пользователя в случаях случайного касания разъемов, к которым в отладчике планируются свободный доступ.

2.3 Подсистема измерения энергопотребления

Для измерения тока используется метод снятия напряжения с шунта, который представляет собой резистор известного сопротивления с малым отклонением номинала, который обычно составляет менее 1%, с помощью операционного усилителя, включенного по схеме дифференциального усилителя. Существует два основных способа подключения измерительной цепи – со стороны низкого или высокого уровня. В ходе производственной практики были рассмотрены и изучены схемы подключения измерительной цепи по схеме верхнего плеча, которая представлена на рисунке 2.3.1 и по схеме нижнего плеча, которая представлена на рисунке 2.3.2.

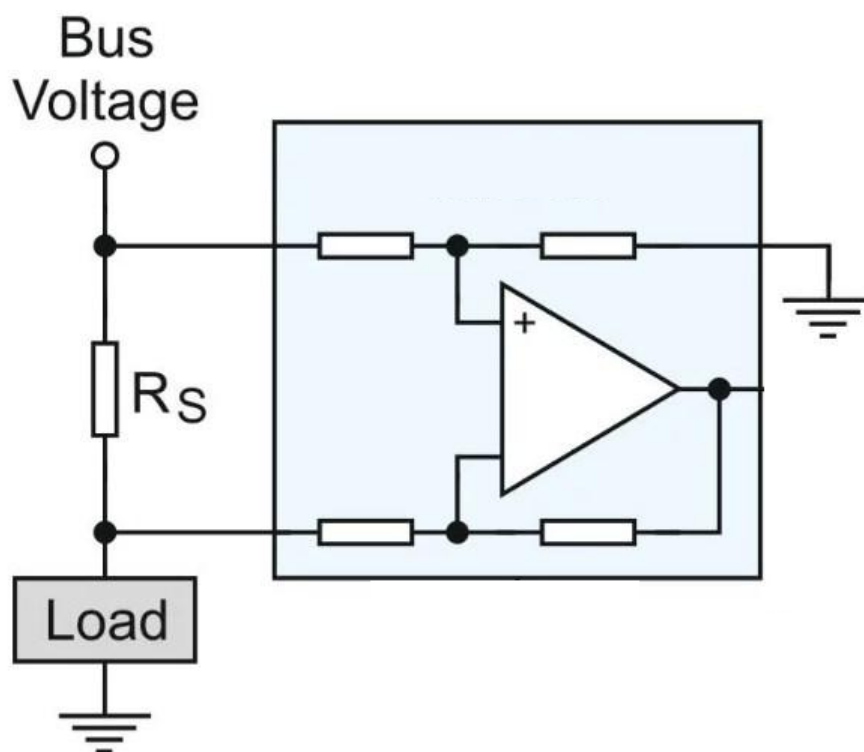


Рис. 2.3.1. Схема верхнего плеча

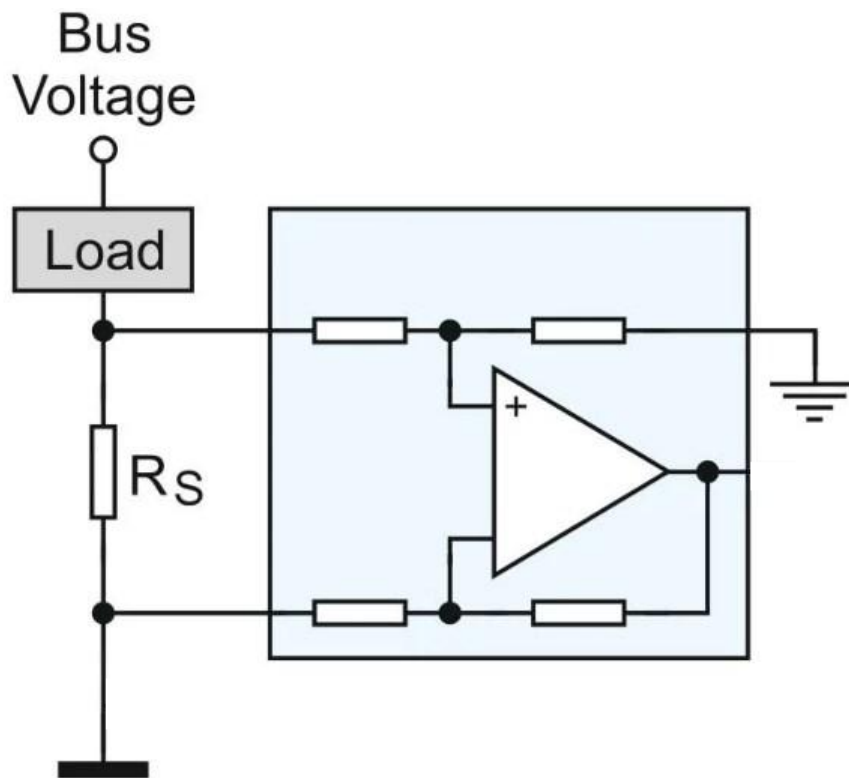


Рис. 2.3.2. Схема нижнего плеча

Измерение тока в конфигурации нижнего плеча заключается в размещении измерительного элемента между нагрузкой и землей. Этот тип решения довольно легко реализовать, поскольку напряжение на измерительном элементе измеряется по отношению к массе цепи. Усилитель работает с низкими значениями напряжения (порядка милливольт по отношению к массе схемы), что значительно упрощает подбор компонентов и снижает его стоимость.

Основным недостатком этого метода является то, что нагрузка больше не связана напрямую с массой. Минусовой вывод нагрузки имеет потенциал на несколько сотен милливольт выше земли, а лучше держать это значение меньше 100 мВ – эта разница примерно равна падению напряжения на шунтирующем резисторе и канале полевого транзистора. Отсутствие прямого соединения с землей может стать проблемой если в другом месте цепи произойдет короткое замыкание, например, если проводящий компонент в устройстве коснется металлического корпуса. Однако для нашего устройства это не будет являться проблемой, так как такой вариант развития событий не предусмотрен.

В случае работы с малыми сигналами довольно большую роль играет входное напряжение смещения усилителя. Чем меньше значение этого параметра, тем выше точность измерения.

Несмотря на эти недостатки, измерение тока на стороне низкого напряжения является хорошим выбором, когда нагрузку не нужно подключать напрямую к земле и где нет необходимости обнаруживать короткие замыкания на массу. Но в случае устройств, которые должны соответствовать более строгим требованиям безопасности, измерение тока на стороне высокого напряжения является лучшим выбором. После усиления напряжение на выходе ОУ оцифровывается 12-битным АЦП с опорным напряжением 3,3 В, соответственно, каждый значащий разряд АЦП – это $3,3/4096 = 0,805$ мВ. При коэффициенте усиления $K_u = 50$ нашего ОУ, шаг измеряемого напряжения на шунте – около 16 мкВ. Соответственно, при шунтах 100, 1 и 0,01 Ом младшему разряду АЦП соответствует потребляемый ток в 0,16 мкА, 16 мкА и 1,6 мА соответственно [7].

2.4 Подсистема преобразования уровней

Подсистема преобразования уровней нужна для согласования уровней и изоляции от паразитного питания шин с разным напряжением. Подсистема будет согласовывать уровни напряжения между отладчиком и отлаживаемым устройством по линиям передачи данных.

Надежным и быстрым решением будет использование специализированной микросхемы 74LVC2T45, из-за следующих преимуществ [8]:

- Работает во всем диапазоне напряжений от 1,65 В до 5,5 В
- Имеет функцию изоляции напряжения питания отлаживаемого устройства переводом каналов в высокоимпедансное состояние
- Малый ток потребления – до 4 мкА
- Минимальная скорость передачи данных 75 Мбит/с
- Имеет защиту от статики в соответствии со стандартом JESD20

Ее функциональная диаграмма изображена на рисунке 2.4.3.

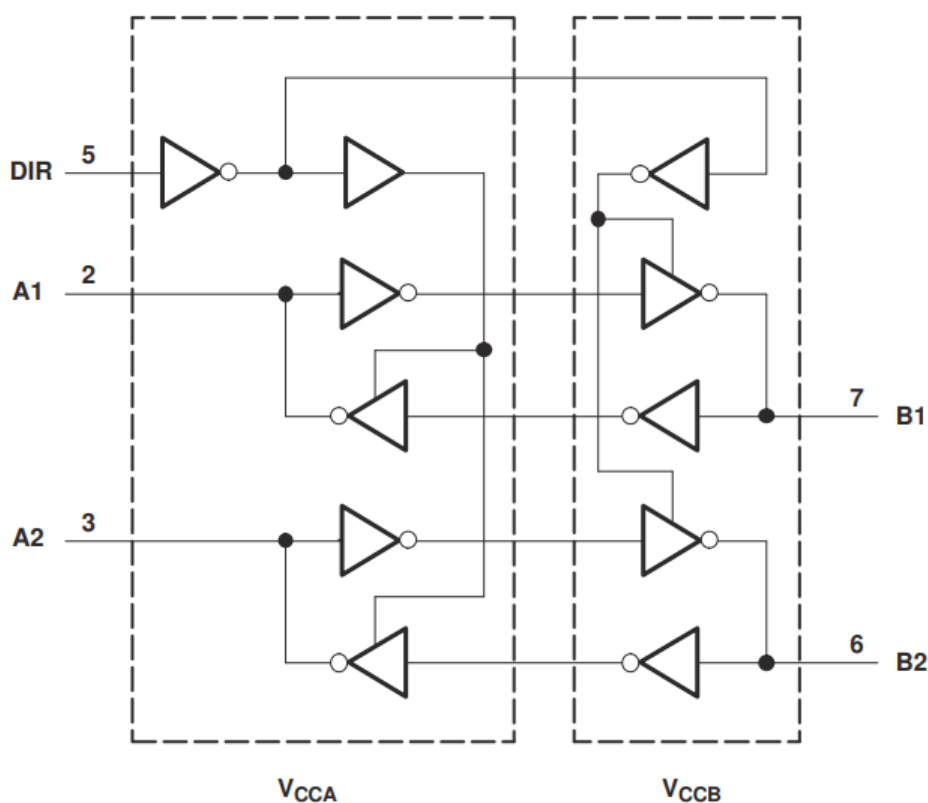


Рис. 2.4.3. Функциональная схема 74LVC2T45

2.5 Подсистема Ethernet

Данная подсистема будет состоять из входного безтрансформаторного разъема типа RJ-45, согласующего трансформатора, и PHY-микросхемы, предназначенной для выполнения функций физического уровня сетевой модели OSI.

Связка из безтрансформаторного разъема и согласующего трансформатора отдельной микросхемой была выбрана для совместимости с PoE, так как большинство доступных разъемов со встроенным трансформатором не имеют отводов от средней точки трансформатора со стороны кабеля, что необходимо для работы PoE.

На рисунке 2.5.4 изображена внутренняя структура согласующего трансформатора на примере микросхемы HX1188NL. Проблема у большинства разъемов со встроенным трансформатором возникала из-за отсутствия связей 2 и 7.

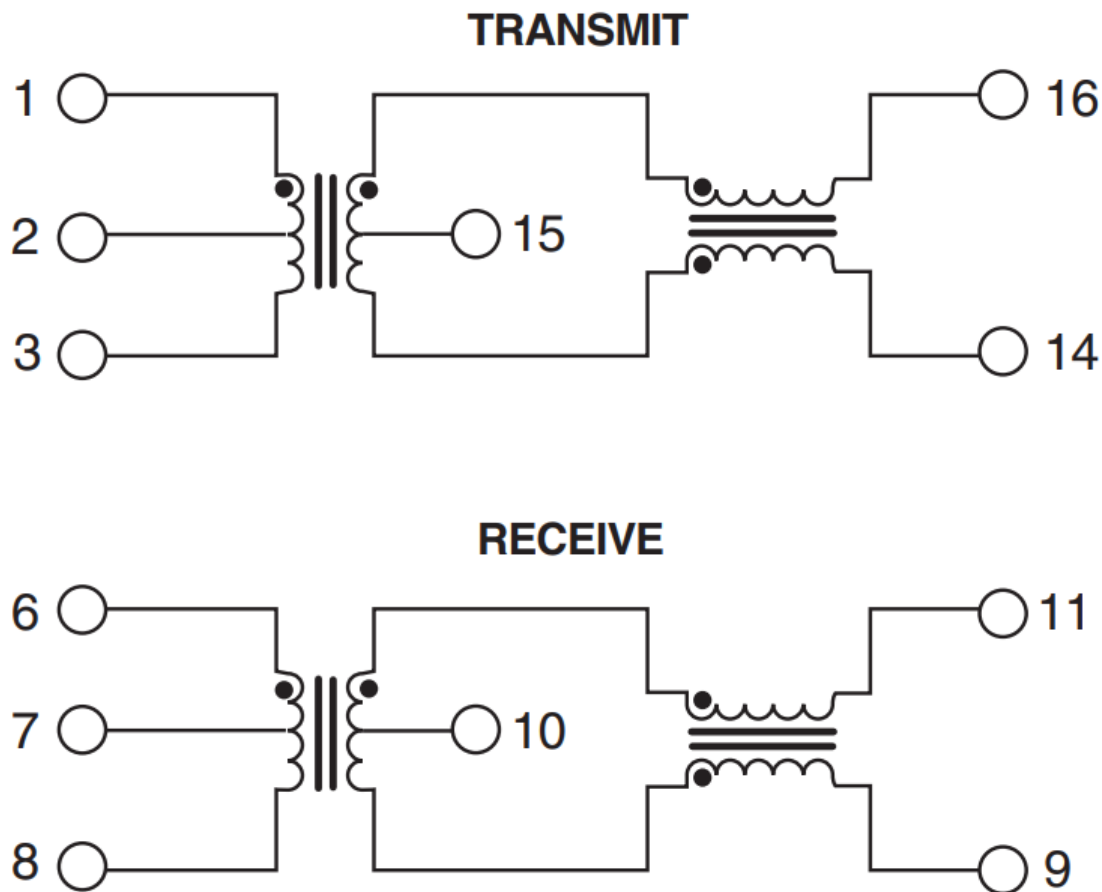


Рис. 2.5.4. Внутренняя структура HX1188NL

В качестве Ethernet-контроллера была выбрана микросхема DP83848-EP из-за того, что при отладке прошивки использовалась отладочная плата именно с этой РНУ-микросхемой «на борту». Использование другой микросхемы привело бы к увеличению времени отладки устройства и более глубокой переработки уже готового решения, что нерационально.

2.6 Структурная схема устройства

Исходя из всего вышесказанного, можно составить структурную схему устройства, которая изображена на рисунке 2.6.5.

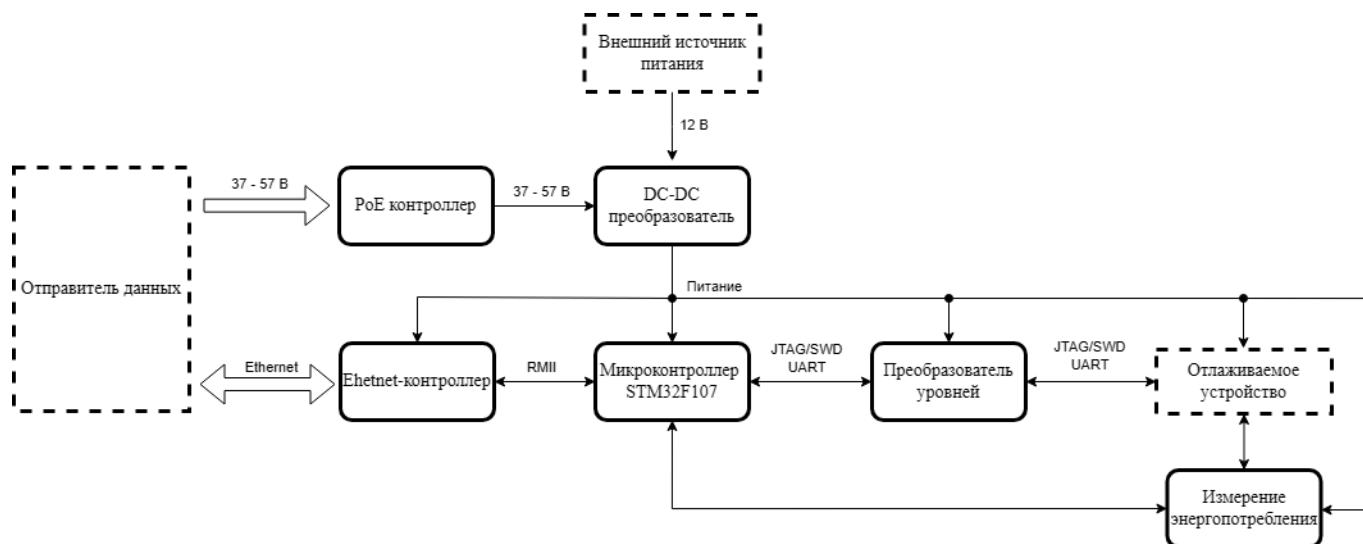


Рис. 2.6.5. Структурная схема устройства

Здесь в качестве отправителя выступает условное устройство, от которого будут приходить команды по Ethernet, PoE-контроллер и DC-DC преобразователь вместе составляют подсистему питания, Ethernet-контроллер является подсистемой Ethernet, STM32F107 – подсистема управления, преобразователь уровней является подсистемой преобразования уровней, измерение энергопотребления – это одноименная подсистема, а отлаживаемое устройство представляет собой целевой микроконтроллер, на который будет отправляться прошивка и чье энергопотребление будет измеряться.

Глава 3

Описание принципа работы подсистемы питания

3.1 Описание схемотехнического решения

3.1.1 PoE-контроллер

Подсистема питания состоит из трех частей:

1. Микросхема контроллера PoE TPS2376 с обвязкой
2. DC-DC преобразователь LMR36520FADDA с обвязкой
3. LDO стабилизатор TLV1117 с обвязкой

За основу схемотехнического решения контроллера PoE взята типичная применяемая схема для микросхемы TPS2376, которая была доработана и изображена на рисунке 3.1.1.

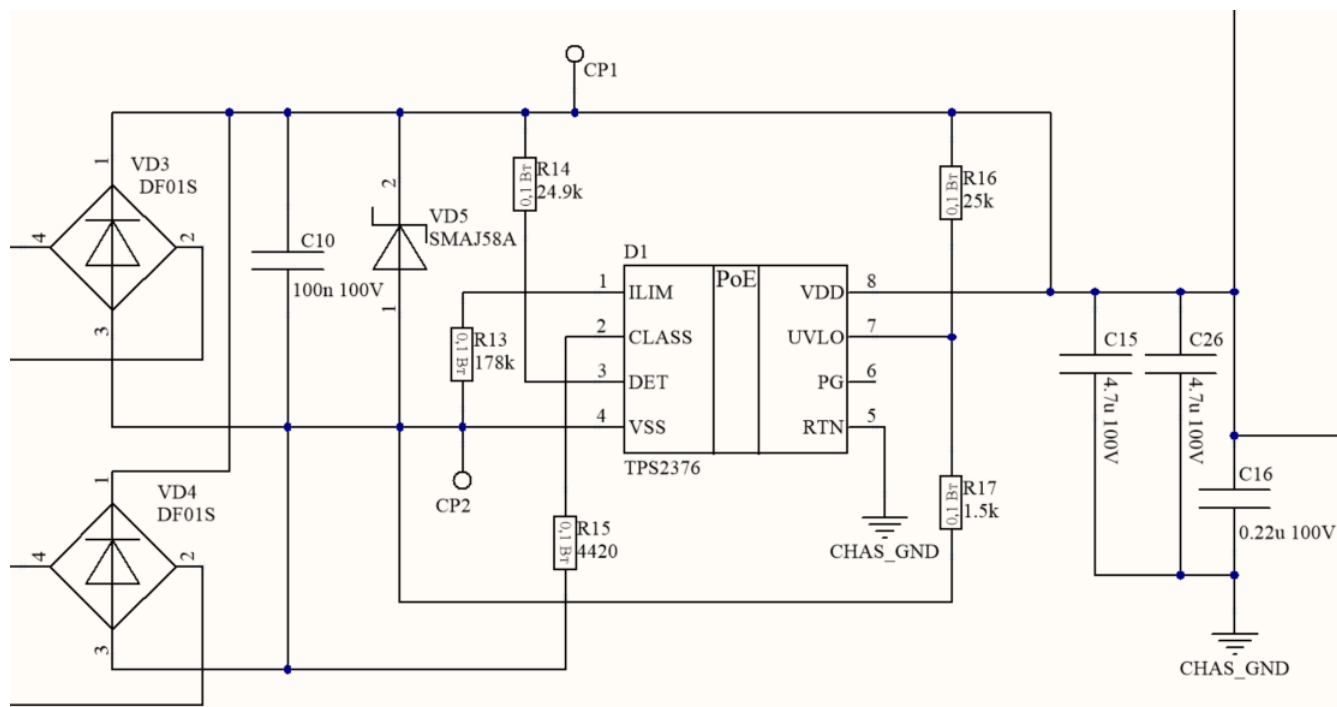


Рис. 3.1.1. Принципиальная электрическая схема обвязки TPS2376

На четвертый контакт диодного моста VD3 приходит сигнал с четвертого и пятого контактов Ethernet-разъема RJ45, которые отвечают за подключение отрицательного напряжения PoE. На второй контакт диодного моста VD3 приходит сигнал с седьмого и восьмого

контактов Ethernet-разъема RJ45, которые отвечают за подключение положительного напряжения PoE. На второй и четвертый контакты диодного моста VD4 приходят сигналы со средней точки согласующего Ethernet-трансформатора с линий передачи и приема данных. Диодные мосты выпрямляют приходящее на них переменное напряжение, превращая его в почти постоянное с небольшими пульсациями.

Керамический конденсатор C10 является фильтрующим по питанию. Фильтрующие конденсаторы предназначены для фильтрации питания микросхем от высокочастотных помех и обычно их номинал равен 100 нФ. Такие конденсаторы встречаются довольно часто, и в дальнейшем в этой дипломной работе не будет описываться их назначение. Так как максимальное напряжение PoE 57 В, то рабочее напряжение конденсатор C10 выбрано почти с двойным запасом для повышения срока службы и надежности схемы.

Супрессор VD5 предназначен для защиты микросхемы от перенапряжения, например в случае поражения линии статикой и рассчитан на рабочее напряжение в 58 В.

Резистор R13 предназначен для ограничения пускового тока. Ограничение пускового тока ограничивает протекание тока через выходные конденсаторы C15 и C16 в начальный момент их зарядки и не дает вызвать просадку напряжения ниже, чем задает делитель напряжения R16, R17 на выводе UVLO. Рекомендуются номиналы резистора – 178 кОм.

Обычно сопротивление резистора R14 должно быть равно 24,9 кОм. Rdet подключен к входной линии, когда VDD находится в диапазоне от 1,4 В до 11,3 В, и отключается, когда напряжение на линии выходит за пределы этого диапазона, чтобы сэкономить энергию. Этот диапазон напряжений был выбран для того, чтобы обеспечить возможность обнаружения с помощью двух кремниевых выпрямителей между контроллером PoE и разъемом RJ-45.

Значение резистора R15 было выбрано равным 4420 Ом исходя из необходимой выходной мощности по таблице 3.1.1.

Таблица 3.1.1. Классификация TPS2376

Class	PD POWER, W	Rclass, Ohm	802.3af LIMITS, mA
0	0,44 – 12,95	4420	0 – 4
1	0,44 – 3,84	953	9 – 12
2	3,84 – 6,49	549	17 – 20
3	6,49 – 12,95	357	26 – 30

Вывод VSS подключается к минусу выходного с диодных мостов напряжения, а вывод VDD подключается к плюсу этого напряжения.

Вывод PG предназначен для передачи разрешающего сигнала на работу последующих микросхем, в данной схеме нет потребности в реализации дополнительных условий или задержек включения дальнейших элементов схемы, поэтому он не используется.

Вывод UVLO используется с внешним резисторным делителем между VDD и VSS для установки верхнего и нижнего порогов UVLO. TPS2376 включает выход, когда напряжение UVLO превышает верхний порог UVLO. Когда начинает течь ток, VDD проседает из-за сопротивления кабеля и динамического сопротивления входных диодов. Нижний порог UVLO должен быть ниже самого низкого напряжения, которого достигает вход. Коэффициент делителя должен быть выбран таким образом, чтобы получить примерно 2,5 В на выводе UVLO, когда VDD находится на требуемом напряжении включения. Поэтому R16 и R17 выбраны номиналом 25 кОм и 1,5 кОм соответственно, для обеспечения коэффициента деления 16,(6).

Выходные конденсаторы C15 и C26 предназначены для фильтрации выходного напряжения, но взяты несколько меньше по номиналу рекомендуемых для уменьшения габаритов устройства. Их рабочее напряжение так же взято с почти двойным запасом [3].

Общий принцип работы этого в обеспечении стандарта IEEE 802.3af, который определяет процесс безопасного питания по PoE по Ethernet-кабелю и последующего отключения

питания, если нагрузка отсоединена. Процесс проходит через три рабочих состояния: обнаружение, классификация и работа. Смысл процесса заключается в том, что когда нагрузка не подключена, контроллер PoE периодически проверяет наличие подключенного устройства – это называется обнаружением. Если подключается нагрузка, то контроллер может запросить информацию о том, сколько энергии она потребует – это этап классификации. Знание потребности в мощности нагрузки позволяет контроллеру PoE разумно отдавать и распределять энергию, в случае нескольких нагрузок, а так же защищать себя от перегрузки. После этапа классификации контроллер подает питание на нагрузку и контролирует линию питания на предмет перегрузки. Если после этого отключить нагрузку, контроллер снова войдет в исходное состояние обнаружения. Рисунок 3.1.2 иллюстрирует вышеописанный паттерн поведения контроллера PoE [3].

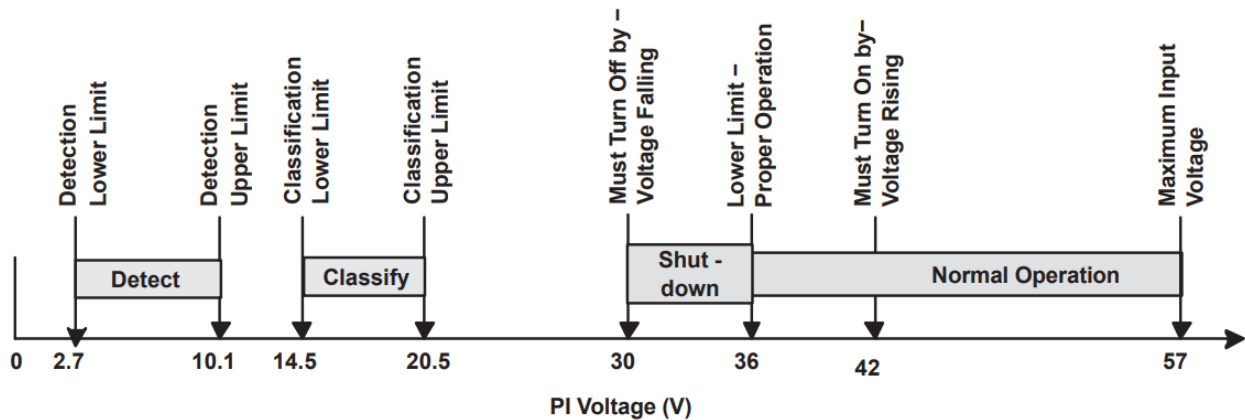


Рис. 3.1.2. IEEE 802.3 PD Limits

Ожидаемые осциллограммы в основных узлах этой части схемы представлены на рисунке 3.1.3 [3].

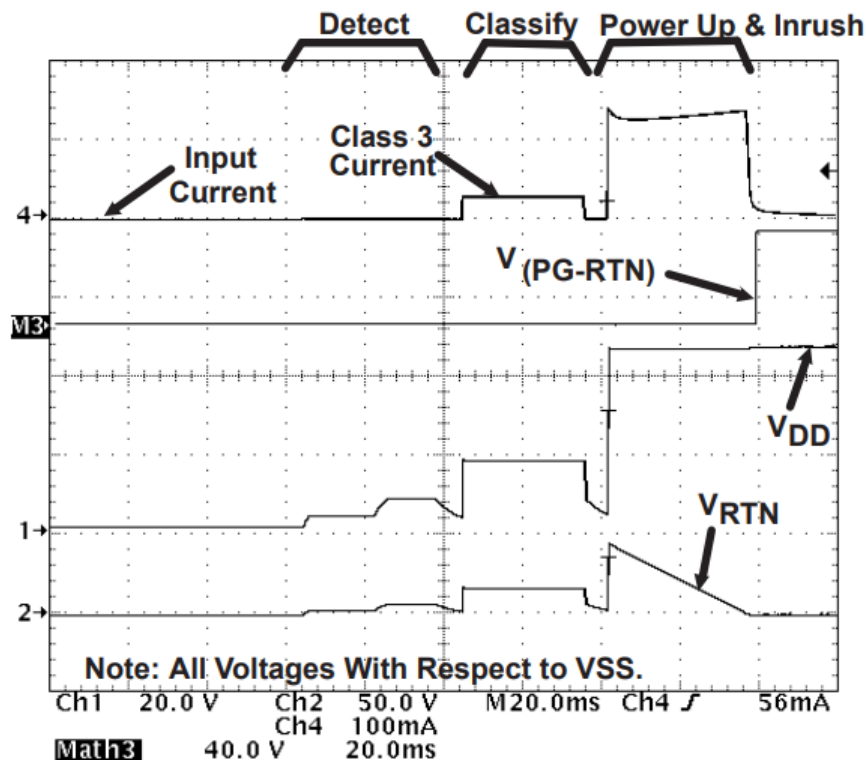


Рис. 3.1.3. Осциллограммы TPS2376 при включении

3.1.2 DC-DC преобразователь

В качестве изолированного FlyBack-преобразователя было выбрано решение на базе микросхемы LMR36520 от компании Texas Instruments из-за наличия подробной документации по расчету каждого элемента обвязки.

Схемотехническое решение представлено на рисунке 3.1.4.

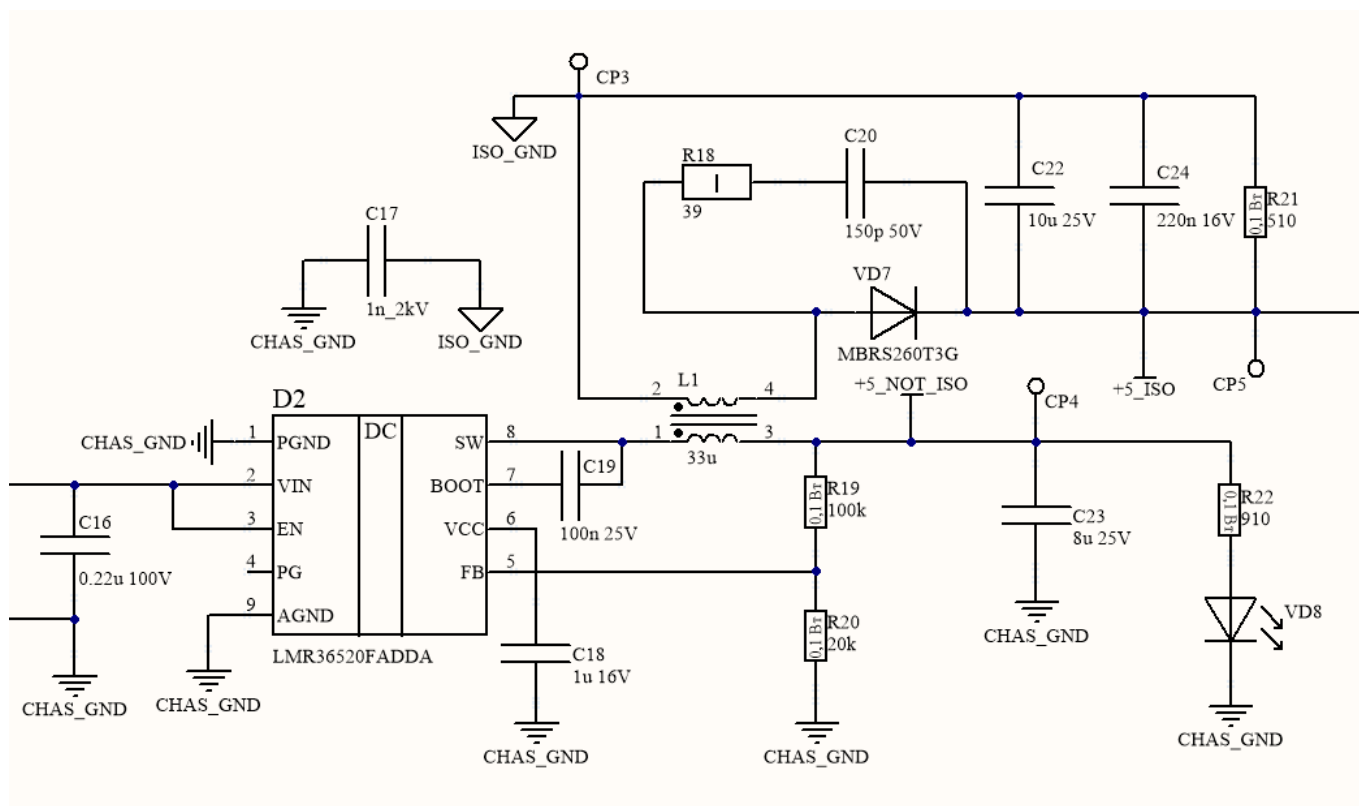


Рис. 3.1.4. Принципиальная электрическая схема обвязки LMR36520

Конденсатор C16 является фильтрующим по входному питанию. На вывод VIN приходит напряжение с выхода PoE-контроллера. Сигнал EN является разрешающим работу преобразователя. Так как в данной схеме нет потребности в реализации дополнительных условий или задержек включения DC-DC преобразователя, то этот вывод останется неподключенным. PGND и AGND соединены внутри микросхемы и подключаются к «аналоговой» земле.

PG – это выход флага состояния питания преобразователя, является выходом с открытым стоком. В данной схеме нет потребности в отслеживании включения преобразователя, поэтому этот вывод не используется.

FB – вход обратной связи регулятора, подключается к средней точки резистивного делителя напряжения.

Вывод VCC является выходом внутреннего стабилизатора на 5 В, в схеме не используется, но подключим рекомендуемый конденсатор, для возможной потребности при отладке устройства.

К выводу BOOT подключается bootstrap конденсатор, он же конденсатор запуска, номиналом 100 нФ [9].

Индуктивность L1 выполняет роль накопителя энергии в FlyBack-преобразователях. Для описания их работы рассмотрим схему замещения, изображенную на рисунке 3.1.5.

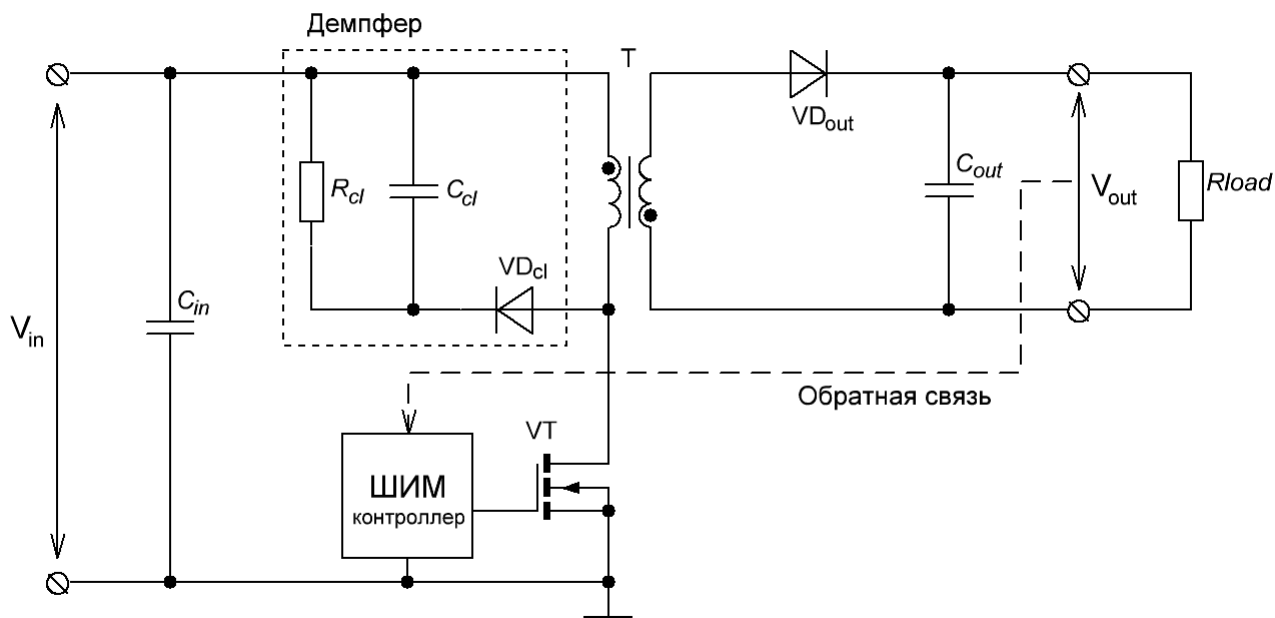


Рис. 3.1.5. Упрощенная электрическая схема обратноходового преобразователя

Принцип работы обратноходового преобразователя состоит в следующем. Ключевой транзистор, управляемый ШИМ-контроллером, которые в рамках нашего схемотехнического решения встроены в микросхему LMR36520, коммутирует первичную обмотку трансформатора к источнику питания. Первичная обмотка обратноходового трансформатора фактически представляет собой дроссель, поэтому после коммутации ток через неё линейно растет и энергия накапливается в магнитопроводе. К выходному диоду приложено запирающее напряжение и ток во вторичной обмотке не протекает. В момент, когда транзистор закрывается, полярность на обмотках в соответствии с законом самоиндукции изменяется на противоположную. Диод открывается, ток начинает протекать через вторичную обмотку трансформатора, и энергия, запасенная в магнитопроводе, переходит в нагрузку. И это при закрытом ключе. Далее процесс повторяется. Выходной конденсатор фильтра является энергетическим буфером, поддерживающим ток в нагрузке в моменты паузы. В основе работы преобразователя лежит накопление энергии в индуктивности первичной обмотки на первой во времени стадии заряда и передача запасенной энергии на последующей стадии передачи энергии. Поскольку стадии накопления и передачи энергии разделены во времени, то трансформатор в обратноходовом преобразователе фактически представляет собой индуктивностью с двумя или более обмотками. Этот факт Мы используем для уменьшения габаритов схемы и ее упрощения, заменив трансформатор в нашем преобразователе на две взаимосвязанные катушки индуктивности в одном корпусе – L1, образуя трансформатор с коэффициентом трансформации равным единице [6] [10] [11].

Вернемся к рассмотрению рисунка 3.1.4. В качестве выходных конденсаторов используются C23 для неизолированного выхода и C22, C24 для изолированного выхода. В качестве демпферной цепи выступают R18, C20 и VD7. Светодиод VD8 и его токоограничительный резистор R22 служат для индикации питания. Конденсатор C17 используется для защиты от статики в случае прикосновения ко входному разему RJ-45, образуя емкостной делитель с прикоснувшимся человеком, снижая амплитуду выброса статического напряжения.

3.1.3 LDO стабилизатор

Микросхема TLV1117 представляет собой положительный стабилизатор напряжения с низким падением напряжения, способный обеспечить выходной ток до 800 мА. Схема обвязки

изображена на рисунке 3.1.6:

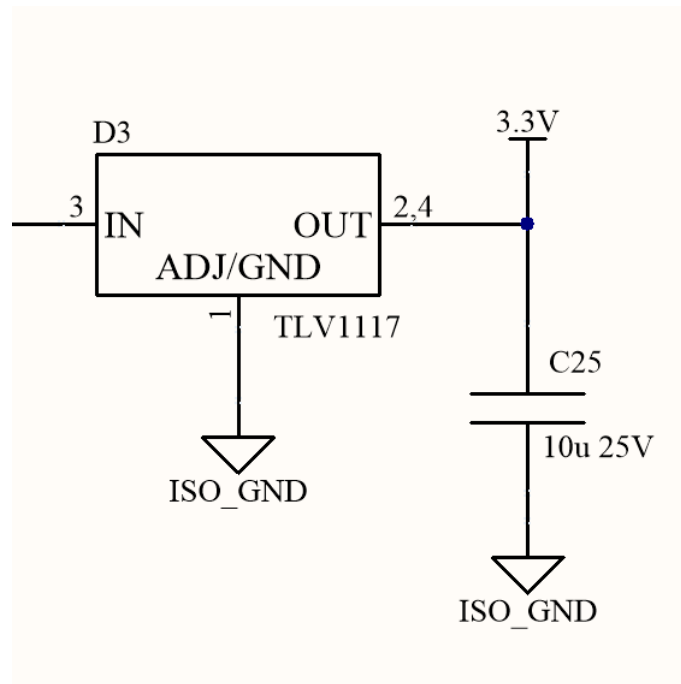


Рис. 3.1.6. Схемотехническое решение на базе TLV1117

Отсутствие входной емкости обусловлено достаточным уровнем фильтрации сигнала на изолированном выходе DC-DC преобразователя, выходная емкость была выбрана значением 10 мкФ в соответствии с документацией на стабилизатор [16].

3.2 Расчет элементов схемы

3.2.1 Исходные данные

Перед расчетом элементов обвязки DC-DC преобразователя следует определиться с исходными данными:

- Диапазон входных напряжений от $U_{in.min.} = 12$ В, что соответствует напряжению внешнего источника питания, до $U_{in.max} = 57$ В, что соответствует максимальному напряжению с выхода контроллера PoE.
- Частота ШИМ-контроллера, встроенного в LMR36520 равна $f_{sw} = 400$ кГц [9].
- Выходное напряжение на неизолированном выходе $U_{out1} = 5,5$ В, максимальный выходной ток этого выхода примем $I_{out1} = 50$ мА для подключения светодиода и запаса, который может понадобиться в ходе доработок и отладки устройства.
- Выходное напряжение на изолированном выходе $U_{out2} = 5,5$ В, но с возможностью допуска до 6,5 В из-за того, что это напряжение подается на преобразователь 3,3 В, который допускает такое входное напряжение. Максимальный ток изолированного выхода примем равным $I_{out2} = 1$ А, что обусловлено потребляемым током Wi-Fi решений и сотовых модемов в пике во время передачи данных.
- Падение на диоде VD7 примем равным $U_f = 0,5$ В - типичное для выпрямительных диодов Шоттки, в дальнейшем, при подобе диода, уточним его.

3.2.2 Расчет индуктивности

Коэффициент трансформации dN рассчитывается по формуле 3.1:

$$dN = \frac{U_{out2} + U_f}{U_{out1}} = \frac{5,5 + 1}{5,5} = 1,091 \quad (3.1)$$

Из формулы 3.1 видно, что если взять связанные индуктивности с коэффициентом трансформации равным 1, то это будет допустимой потерей точности расчетов.

Далее введем минимальный коэффициент заполнения ШИМ D_{min} , который рассчитывается по формуле 3.2:

$$D_{min} = \frac{U_{in.min}}{U_{in.max}} = \frac{12}{48} = 0,115 \quad (3.2)$$

А максимальный коэффициент заполнения ШИМ равен $D_{max} = 0,5$, что обуславливается внутренними конструктивными ограничениями LMR36520. Коэффициенты заполнения показывают степень зарядки катушки индуктивности, чем больше D , тем больше успеет запасть энергии в катушке, для дальнейшей передачи на выход схемы, и наоборот, чем меньше коэффициент заполнения, тем энергии будет меньше.

Индуктивность катушки рассчитывается по формуле 3.3:

$$L = (U_{in.max} \cdot U_{out1}) \cdot \frac{D_{min}}{\Delta i \cdot f_{sw}} = 57 \cdot 5,5 \cdot \frac{0,115}{0,35 \cdot 400000} = 3,478 \cdot 10^{-5} \text{ Гн}, \quad (3.3)$$

где Δi отражает пиковую пульсацию тока намагничивания и устанавливается в диапазоне от 30% до 40%. Было взято среднее значение в 35%.

Получившуюся по формуле 3.3 индуктивность L1 выберем ближайшей из доступного номинала индуктивностей серии MSD1278, компании CoilCraft [13]. Получилось, что L1 = 33 мкГн.

Поскольку ток намагничивания совпадает с типичной формой тока дросселя, мы можем рассчитать пульсации тока от пика до пика Δi_m , используя уравнение 3.4

$$\Delta i_m = \frac{(U_{in.max} - U_{out1}) \cdot D_{min}}{L \cdot f_{sw}} = \frac{(57 - 5,5) \cdot 0,115}{33 \cdot 10^{-6} \cdot 400000} = 0,369 \text{ А} \quad (3.4)$$

Далее нужно оценить пиковые значения положительного и отрицательного токов выбросов при переключении управляющего транзистора, который встроен в микросхему LMR36520.

Пиковый положительный ток выброса I_{pospk} рассчитывается по формуле 3.5:

$$I_{pospk} = I_{out1} + (dN \cdot I_{out2}) + \frac{\Delta i_m}{2} = 0,05 + (1 \cdot 1) + \frac{0,369}{2} = 1,234 \quad (3.5)$$

Ограничение на положительный пиковый ток задается внутренним строением LMR36520 и равно 2,4 А, что больше полученных нами 1,234 А при расчетах.

Исходя из ограничения на отрицательный пиковый ток, равное -1,7 А построим график зависимости предельного рекомендуемого выходного тока второй обмотки I_{out2} от входного напряжения U_{in} , который изображен на рисунке 3.2.7.

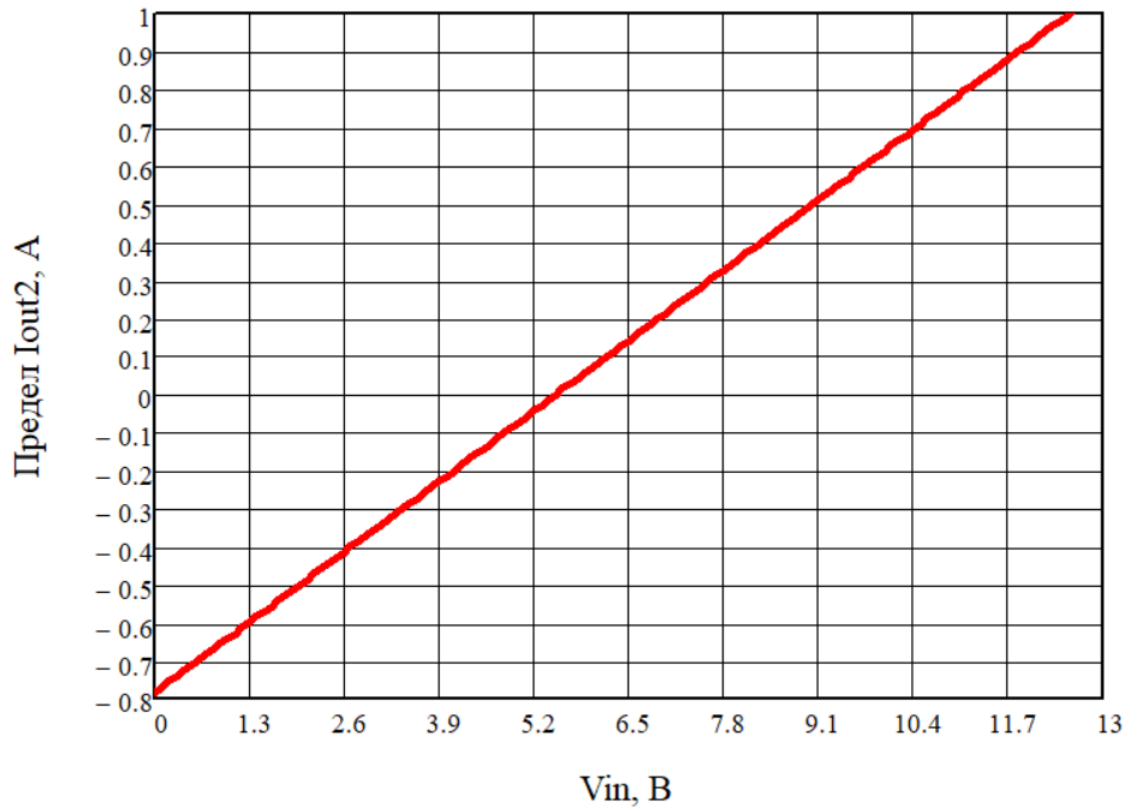


Рис. 3.2.7. Зависимость выходного тока изолированного выхода от входного напряжения

Из графика 3.2.7 видно, что при достижении входного напряжения 12,5 В рекомендуемый максимальный выходной ток изолированного выхода достигает заданного нами 1 А [12].

3.2.3 Расчет выходной емкости неизолированного выхода

Рекомендуемое значение емкости выходного конденсатора рассчитывается по формуле 3.6:

$$C_{out1} = \frac{\Delta I_{out1}}{f_{sw} \cdot \Delta U_{out1} \cdot K} \cdot [(1 - D_{min}) \cdot (1 + K) + \frac{K^2}{12} \cdot (2 - D_{min})] =$$

$$\frac{0,05}{400000 \cdot 0,05 \cdot 0,4} \cdot [(1 - 0,115) \cdot (1 + 0,4) + \frac{0,4^2}{12} \cdot (2 - 0,115)] =$$

$$7,905 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}, \quad (3.6)$$

где ΔI_{out1} – переходный выходной ток, равный 50 мА, ΔU_{out1} – переходное выходное напряжение, равное 50 мВ, K – коэффициент пульсаций.

Так же рассчитаем предельное рекомендуемое ESR – последовательное сопротивление конденсатора, которое поможет нам при подборе типа выходного конденсатора, по формуле 3.7:

$$ESR = \frac{(2 + K) \cdot (\Delta U_{out1})}{2 \cdot \Delta I_{out1} \cdot [1 + K + \frac{K^2}{12} \cdot (1 + \frac{1}{1 - D_{min}})]} =$$

$$\frac{(2 + 0,4) \cdot (0,05)}{2 \cdot 0,05 \cdot [1 + 0,4 + \frac{0,4^2}{12} \cdot (1 + \frac{1}{1 - 0,115})]} = 0,84 \text{ Ом} \quad (3.7)$$

Теперь можно оценить значение выброса напряжения при пиковом токе по формуле 3.8:

$$V_r = \Delta I_{out1} \cdot \sqrt{ESR^2 + \frac{1}{(8 \cdot f_{sw} \cdot C_{out1})^2}} = 0,05 \cdot \sqrt{0,99^2 + \frac{1}{(8 \cdot 400000 \cdot 1,129 \cdot 10^{-4})^2}} = 0,016 \text{ В} \quad (3.8)$$

При выходном напряжении 5,5 В значение выброса напряжения равно 0,016 В, что составляет всего лишь 0,3%. [12].

3.2.4 Расчет выпрямительного диода

Расчитаем обратное напряжение, то которое должен выдержать выпрямительный диод по формуле 3.9 [12]:

$$U_d = U_{out2} + dN \cdot (U_{in.max} - U_{out1}) = 5,5 + 1 \cdot (57 - 5,5) = 48 \text{ В} \quad (3.9)$$

Так же требованиям к диоду являются возможность пропускать через себя продолжительный ток в 1 А и частота переключения в 400 кГц. По итогу можно взять диод Шоттки MBRS260T3G, который подходит под все требования [14].

3.2.5 Выходная емкость изолированного выхода

К выходу изолированного напряжения будут подключаться все основные компоненты, поэтому уровень пульсаций здесь более критичен, чем в неизолированном.

Выходная емкость изолированной линии вычисляется по формуле 3.10:

$$C_{out2} = \frac{I_{out2} \cdot D_{max}}{f_{sw} \cdot \Delta U_{out2}} = \frac{1 \cdot 0,5}{400000 \cdot 0,05} = 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ Ф} \quad (3.10)$$

, где ΔI_{out2} – переходной выходной ток изолированного выхода, равный 1 А, а ΔU_{out2} – переходное выходное напряжение на изолированном выходе, равное 50 мВ

ESR этого конденсатора расчитаем по формуле 3.7. Подставив вместо ΔI_{out1} в это уравнение ΔI_{out2} , получим максимальное допустимое ESR равное 0,042 Ом.

Так же оценим пульсации по формуле 3.8, совершив те же замены, что мы делали для прошлой формулы. Получим значение напряжения пульсаций на изолированном выходе равным 51 мВ [12].

3.2.6 Цепь обратной связи

Резистор R19 верхнего плеча делителя обратной связи возьмем рекомендуемого номинала 100 кОм, тогда резистор R20 нижнего плеча вычисляется по формуле 3.11 [9]:

$$R_{fbb} = \frac{R_{fbb}}{U_{out} - 1} = \frac{100000}{5,5 - 1} = 2,222 \cdot 10^4 \text{ Ом} \quad (3.11)$$

Возмем ближайший по ряду номиналов E24 – 22 кОм.

3.2.7 Снабберная цепь

3.3 Результаты тестирования

Важным этапом разработки устройства является макетирование отдельных узлов. В этом разделе представлены результаты этапа макетирования подсистемы питания. В качестве измерительного оборудования использовался осциллограф компании Rigol марки DHO 1204 с 12-битным разрешением и полосой пропускания 200 МГц. Ограничение полосы выключено, импеданс щупа 1 МОм, делитель щупа 1:10.

Начнем анализ схемы с проверки основных узлов DC-DC преобразователя. В качестве входного напряжения подадим сигнал с лабораторного источника питания. Будем подавать на вход поочередно 12 В, 18 В, 24 В, 36 В и 48 В и отслеживать напряжение на выводе SW, падение напряжения на выпрямительном диоде и напряжение на изолированном выходе схемы.

Осциллограммы при входном напряжении 12 В представлены на рисунке 3.3.8:

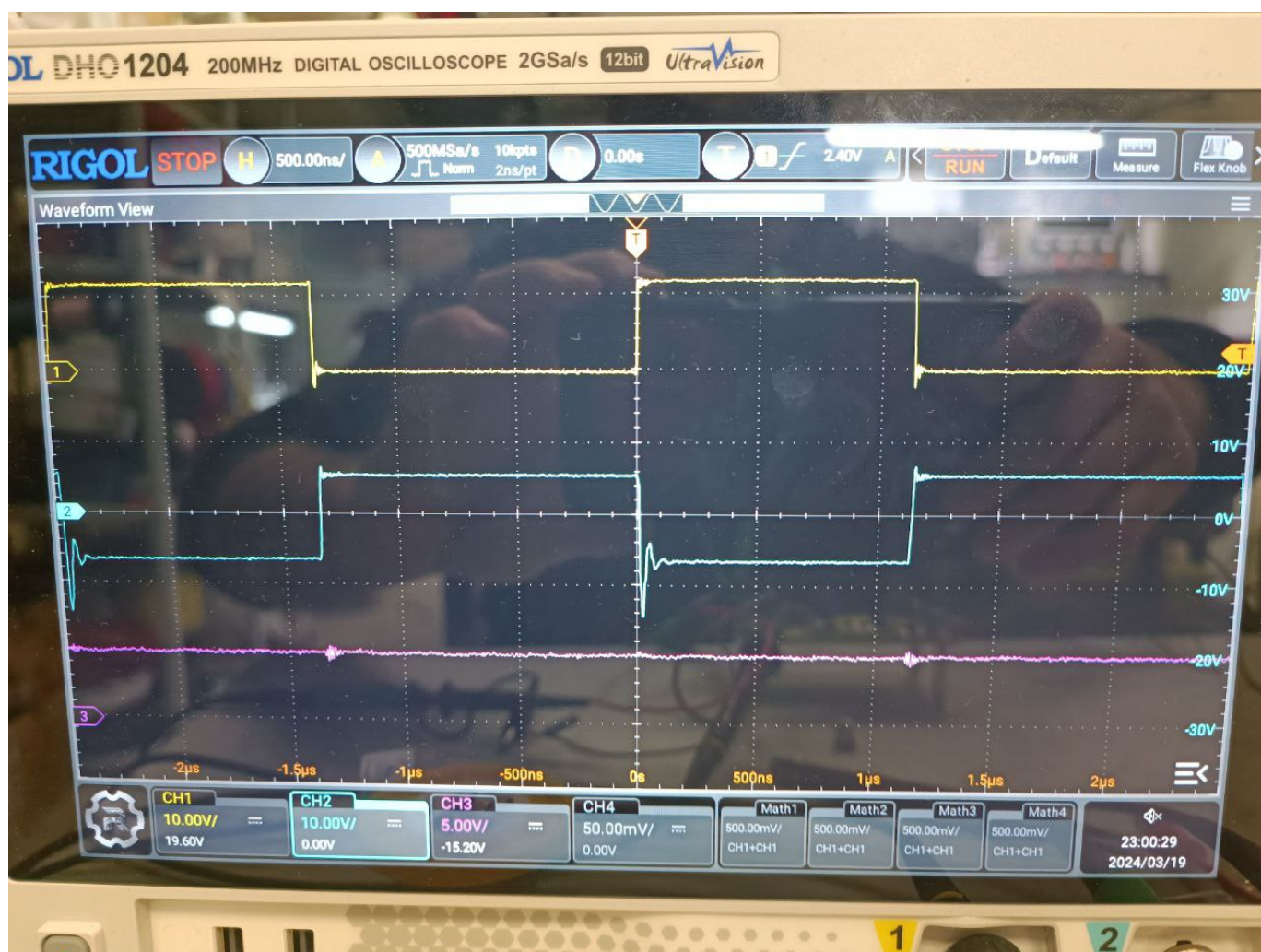


Рис. 3.3.8. Осциллограммы при входном напряжении 12 В

Здесь и далее желтый сигнал – на выводе SW, развертка по напряжению 10 В/деление. Голубой сигнал – падение напряжения на диоде (VD7, рисунка 3.1.4), равертка по напряжению 10 В/деление. Фиолетовый сигнал – контроль напряжения на изолированном выходе (контрольная точка CP5, рисунка 3.1.4), развертка по напряжению 5 В, нагрузка - 10 Ом.

Осциллограммы при входном напряжении 18 В представлены на рисунке 3.3.9:

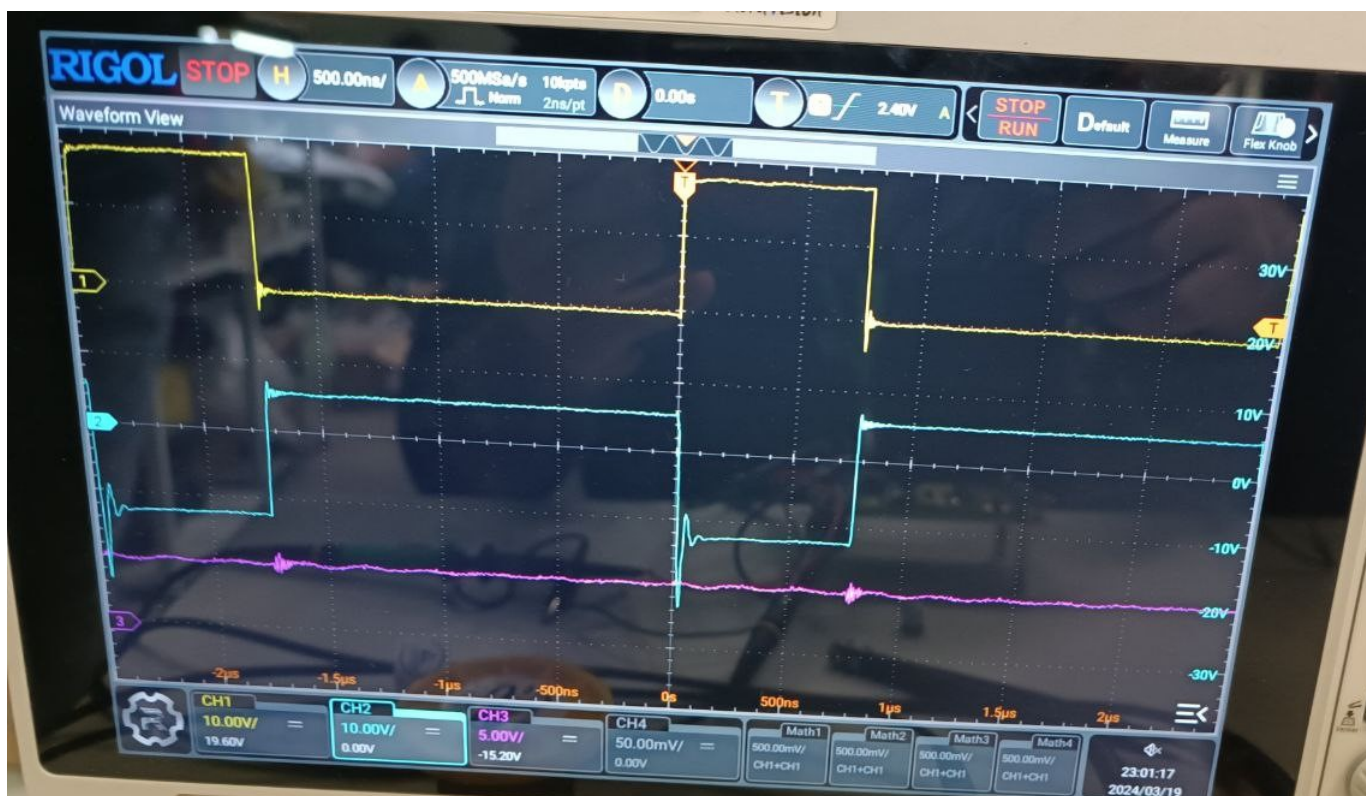


Рис. 3.3.9. Осциллограммы при входном напряжении 18 В

Осциллограммы при входном напряжении 24 В представлены на рисунке 3.3.10:

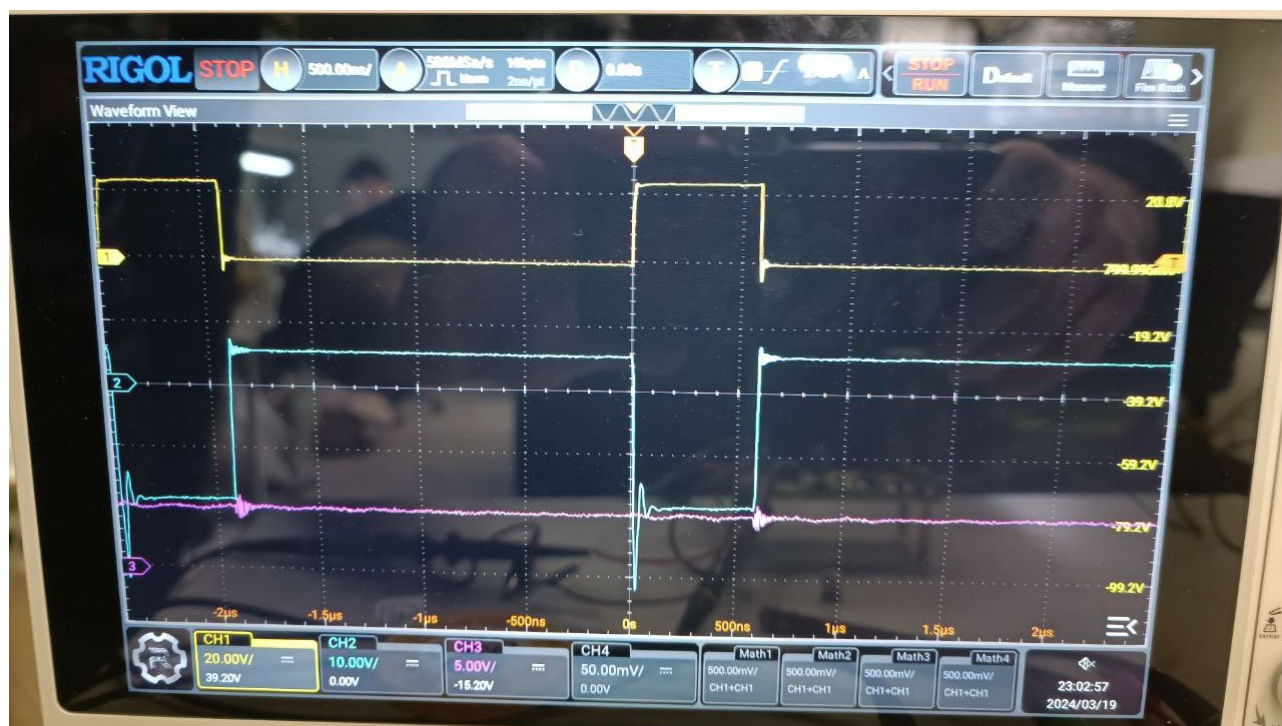


Рис. 3.3.10. Осциллограммы при входном напряжении 24 В

Здесь поменялась развертка желтого сигнала на 20 В/деление.

Осциллограммы при входном напряжении 36 В представлены на рисунке 3.3.11:



Рис. 3.3.11. Осциллограммы при входном напряжении 36 В

Здесь поменялась развертка голубого сигнала на 20 В/деление.

Осциллограммы при входном напряжении 48 В представлены на рисунке 3.3.12:

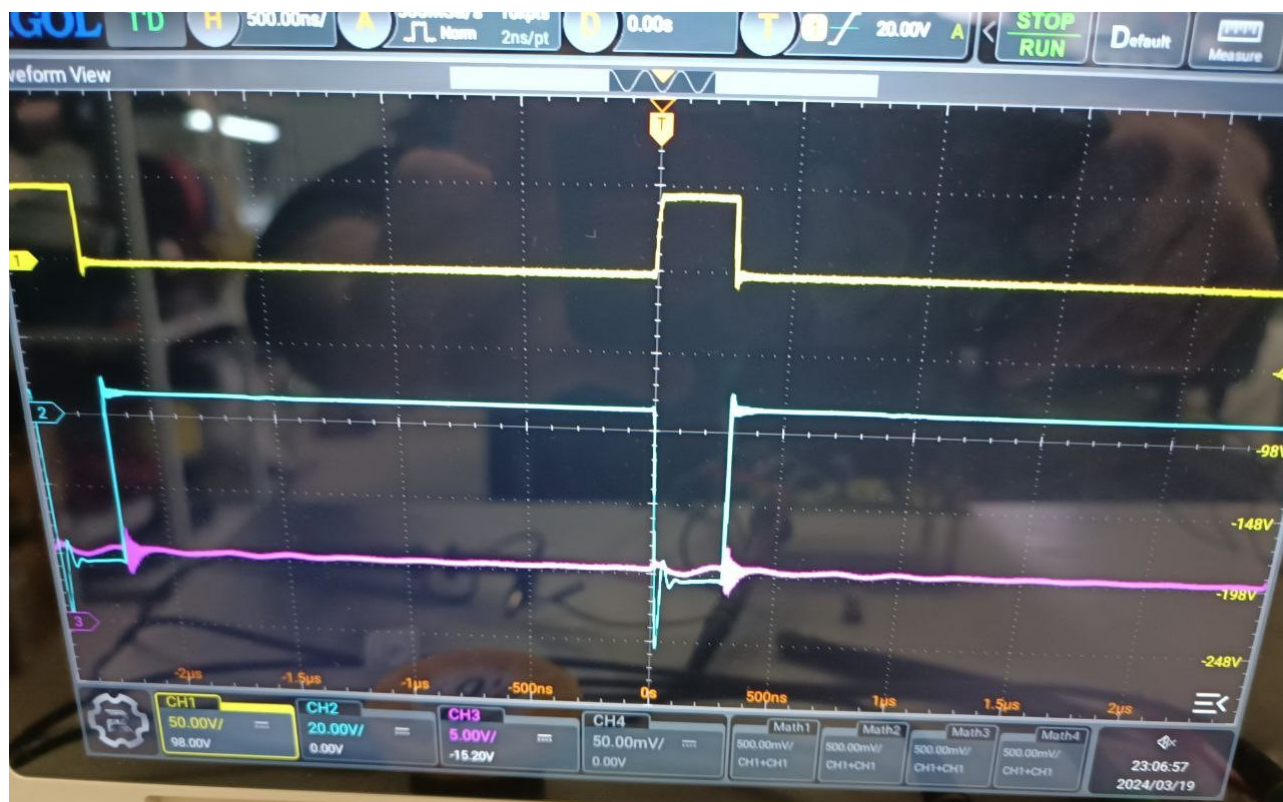


Рис. 3.3.12. Осциллограммы при входном напряжении 48 В

Здесь поменялась развертка желтого сигнала на 50 В/деление. Уменьшим развертку по времени до 100 нс/деление и рассмотрим осциллограммы на рисунке 3.3.13



Рис. 3.3.13. Увеличенные осциллограммы при входном напряжении 48 В

На диоде (голубой сигнал), отчетливо видны выбросы индуктивности при переключении внутреннего транзистора. Амплитуда этих выбросов составляет -62 В при включении транзистора, и примерно 4 В при выключении. Амплитуда отрицательных выбросов говорит нам о том, что следует заменить диод на тот, обратное напряжение которого составляет хотя бы 100 В, а не 60, как сейчас. Основные искажения на изолированное питание вносят выбросы при выключении транзистора, амплитуда которых составляет примерно 1,5 В (размах 3 В), а частота 66,67 МГц. Расположенный дальше по схеме стабилизатор должен спокойно выдержать такие амплитуды выбросов, так же при проектировании подсистемы питания мы закладывали возможность повышения выходного напряжения изолированного выхода до 6,5 В, что вписывается в расчетные данные. В случае неправильной работы LDO, можно будет попробовать подавить высокочастотные выбросы добавлением входного конденсатора по входу стабилизатора 3,3 В.

Далее проанализируем работу PoE-преобразователя. Для понимания правильности его работы достаточно посмотреть на осциллограмму на рисунке 3.3.14:

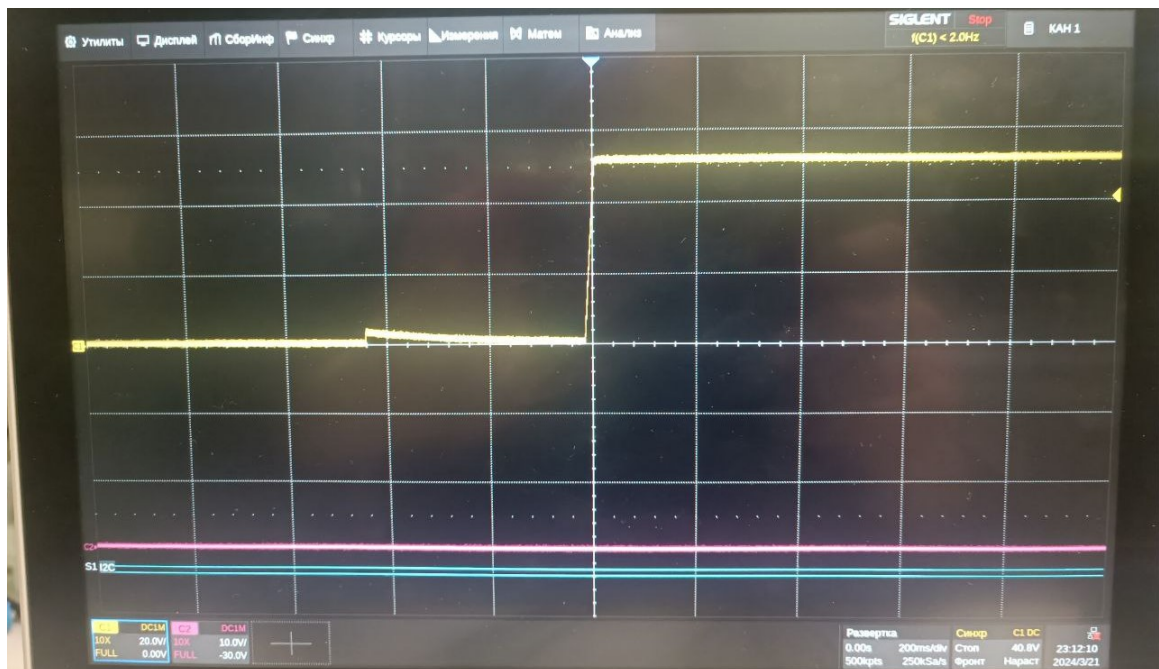


Рис. 3.3.14. Осциллограммы при старте работы PoE-контроллера

где, желтая осциллограмма – вывод VDD, развертка по напряжению 20 В/деление, а по времени 200 мс/деление. В качестве нагрузки стоит LMR36520 нагруженный на 10 Ом. Здесь можно заметить ярко выраженную стадию detection, которая длится примерно 100 мс, что соответствует документации на TPS2376. Этап классификации устройства проходит линейно и дальше контроллер выходит на напряжение питания равное примерно 60 В.

За исключением выбросов на диоде VD7, схема работает как планировалось, расчеты соответствуют действительности.

Глава 4

Описание принципа работы подсистемы измерения энергопотребления

4.1 Описание схемотехнического решения

4.2 Расчет элементов схемы

4.3 Результаты тестирования

Литература

1. Лакамера, Д. *Архитектура встраиваемых систем* / Д. Лакамера // ДМК Пресс – Москва – 2023. – 332 с.
2. Connectivity line, ARM®-based 32-bit MCU with 64/256 KB Flash, USB OTG, Ethernet, 10 timers, 2 CANs, 2 ADCs, 14 communication interfaces – datasheet/ [Электронный ресурс] /STMicroelectronics// – Март, 2017 – URL:<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f107vc.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
3. IEEE 802.3af PoE POWERED DEVICE CONTROLLERS – datasheet/ [Электронный ресурс] /Texas Instruments// – Апрель, 2008 – URL:<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps2376.pdf?ts=1715733862395> – (Дата обращения: 15.05.2024)
4. DP83848-EP PHYTER™ Military Temperature Single Port 10/100 Mbps Ethernet Physical Layer Transceiver – datasheet/ [Электронный ресурс] /Texas Instruments// – Июнь, 2019 – URL:<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/dp83848-ep.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
5. Хоровиц, П. *Искусство схемотехники издание седьмое* / П. Хоровиц, У. Хилл // «Бином» – Москва – 2003. – 704 с.
6. Обратногоходовой преобразователь / [Электронный ресурс] /Алфавит силовой электроники// URL:<https://www.power-electronics.info/flyback.html> – (Дата обращения: 15.05.2024)
7. M. G. Liberty, “Auto ranging ammeter with accurate measurement during range changes. – URL: <https://patents.google.com/patent/US11774469B2> (Дата обращения: 31.03.2024).
8. 2-Bit Dual Supply Transceiver with Configurable Voltage-Level Shifting and 3-State Outputs – datasheet/ [Электронный ресурс] /Texas Instruments// – Октябрь, 2022 – URL: <https://www.ti.com/product/SN74LVC2T45> – (Дата обращения: 15.05.2024)
9. SIMPLE SWITCHER® 4.2-V to 65-V, 2-A synchronous step-down converter with 26-uA IQ – datasheet/ [Электронный ресурс] /Texas Instruments// – Апрель, 2020 – URL: <https://www.ti.com/product/LMR36520> – (Дата обращения: 15.05.2024)
10. Designing Buck Converters with Isolated Outputs – Примечания по применению / [Статья] /Würth Elektronik // – Сентябрь, 2021 – 29 с.
11. Roberts, S. *DC/DC BOOK OF KNOWLEDGE Second Edition* / S. Roberts // RECOM – Австрия – 2015. – 234 с.
12. Designing an Isolated Buck (Fly-Buck™) Converter using the LMR36520 – Application Note/ [Электронный ресурс] /Texas Instruments// – Июль, 2022 – URL:<https://www.ti.com/lit/an/snva790a/snva790a.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
13. Shielded Coupled Inductors MSD1278 – datasheet/ [Электронный ресурс] /CoilCraft// – Июль, 2022 – URL:<https://www.coilcraft.com/getmedia/9bb1bfe8-4110-44c7-9e7e-54ca2b271b64/msd1278.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)

14. Surface Mount Schottky Power Rectifier – datasheet/ [Электронный ресурс] /ONSEMI// – Февраль, 2020 – URL:<https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mbrs260t3-d.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
15. VERIFICATION METHODS OF SNUBBER CIRCUITS IN FLYBACK CONVERTERS – Application Note/ [Электронный ресурс] /Rohde & SchwarzI// – Июнь, 2021 – URL:<https://rohde-schwarz.com/appnote/1SL363> – (Дата обращения: 15.05.2024)
16. TLV1117 Adjustable and Fixed Low-Dropout Voltage Regulator – datasheet/ [Электронный ресурс] /Texas Instruments// – Январь, 2023 – URL:<https://www.ti.com/lit/ds/slvs561m/slvs561m.pdf?ts=1716086667117> – (Дата обращения: 15.05.2024)