

ПРАВИТЕЛЬСТВО РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
«ВЫСШАЯ ШКОЛА ЭКОНОМИКИ»

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

Степушкин 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

Научный руководитель  
приглашенный преподаватель

---

И.О.Фамилия

Рецензент  
к.т.н., доцент

Консультант  
приглашенный преподаватель

---

И.О.Фамилия

---

И.О.Фамилия

# Оглавление

<b>1 Введение</b>	<b>2</b>
<b>2 Описание структуры устройства</b>	<b>6</b>
2.1 Структурная схема устройства . . . . .	6
2.2 Подсистема управления . . . . .	6
2.3 Подсистема питания . . . . .	7
2.4 Подсистема измерения энергопотребления . . . . .	8
2.5 Подсистема преобразования уровней . . . . .	10
2.6 Подсистема Ethernet . . . . .	11
<b>3 Описание принципа работы подсистемы питания</b>	<b>13</b>
3.1 Описание схемотехнического решения . . . . .	13
3.1.1 PoE-контроллер . . . . .	13
3.1.2 DC-DC преобразователь . . . . .	16
3.1.3 LDO стабилизатор . . . . .	18
3.1.4 Источник питания преобразователя уровней . . . . .	19
3.2 Расчет элементов схемы . . . . .	20
3.2.1 Исходные данные . . . . .	20
3.2.2 Расчет индуктивности . . . . .	21
3.2.3 Расчет выходной емкости неизолированного выхода . . . . .	22
3.2.4 Расчет выпрямительного диода . . . . .	22
3.2.5 Выходная емкость изолированного выхода . . . . .	22
3.2.6 Цепь обратной связи . . . . .	23
3.2.7 Снабберная цепь . . . . .	23
3.3 Результаты тестирования . . . . .	23
<b>4 Описание принципа работы подсистемы измерения энергопотребления</b>	<b>29</b>
4.1 Обоснование выбора компонентов измерительной части . . . . .	29
4.1.1 Операционный усилитель . . . . .	29
4.1.2 Измерительный шунт . . . . .	43
4.2 Описание схемотехнического решения . . . . .	44
<b>5 Описание принципа работы подсистемы Ethernet</b>	<b>48</b>
5.1 Разъем RJ-25, трансформатор и обвязка . . . . .	48
<b>Список используемой литературы</b>	<b>52</b>

# Глава 1

## Введение

Неизвестно 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. [4]

Для устройств «интернета вещей» очень важно знать и отслеживать энергопотребление, ведь обычно такие устройства питаются от батареек 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	десяткн 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 \$

Так же о высокой потребности в устройстве говорит большое количество существующих отладчиков с мониторингом энергопотребления от различных производителей микроконтроллеров, например STLINK-V3 [1] и Power Profiler Kit II [2], так и от сторонних компаний, например Energymon.

Потребность в таком отладчике также имеется у MIEM IoT-LAB для реализации возможности удаленного мониторинга энергопотребления, как это сделано в оригинале у FIT IoT-LAB, а так же улучшение французского решения в сторону замены аппаратной реализации с PaspBerry на микроконтроллер и повышения точности и качества мониторинга потребляемой мощности у отлаживаемых устройств. [3].

Определяя требования к диапазонам измеряемого тока, стоит учитывать различные IoT-устройства. Грубую оценку можно составить на примере Wi-Fi решений и сотовых модемов, которые в «пике» передачи данных могут иметь потребление в районе одного ампера, а в спящем режиме потребляют порядка единиц мА.

Перед проектированием отладчика с возможностью мониторинга энергопотребления IoT-устройств следует определиться с требованиями, предъявляемыми к отладчику. Для это-

го 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 мА, 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 сеанса связи завершается приемом, при котором токопотребление составляет единицы-десятки мА длительностью 200 мкс.

Зная ориентировочные диапазоны измеряемых токов, можно грубо промоделировать данный паттерн поведения BLE-устройства в LTSpice, чтобы оценить необходимую полосу пропускания отладчика. Моделируемая схема представлена на рисунке 1.0.1, результаты моделирования представлены на рисунках 1.0.2 - 1.0.4 и имеют больше демонстрационно-оценочный характер.

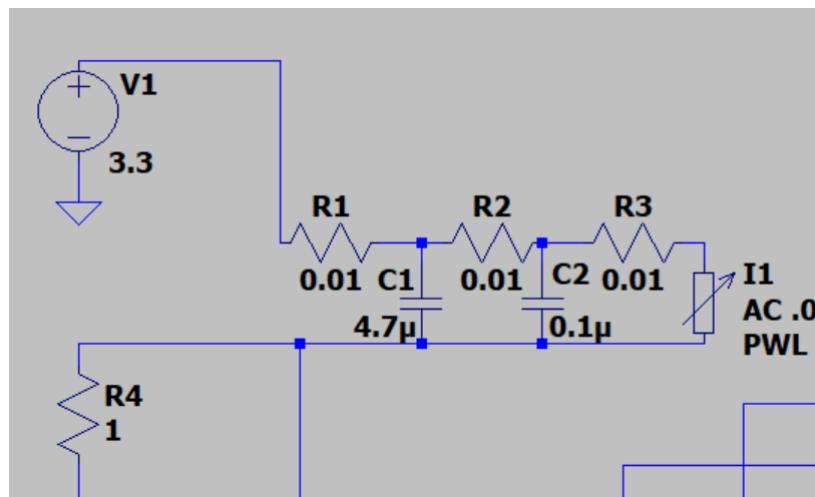


Рис. 1.0.1. Моделируемая схема



Рис. 1.0.2. Результаты моделирования амперного диапазона

Резисторы R1 – R3 моделируют сопротивления проводников на печатной плате, конденсаторы C1 – C2 фильтрующие по питанию, I1 – источник тока, моделирующий вышеописанный паттерн поведения BLE-устройства, R4 - шунт, для амперного диапазона, который равен 0,01 Ом (в дальнейшем в ходе дипломной работы уточняется). Красная линия – входной сигнал, моделирующий потребление отлаживаемого устройства, зеленая – падение напряжения на измеряемом шунте.

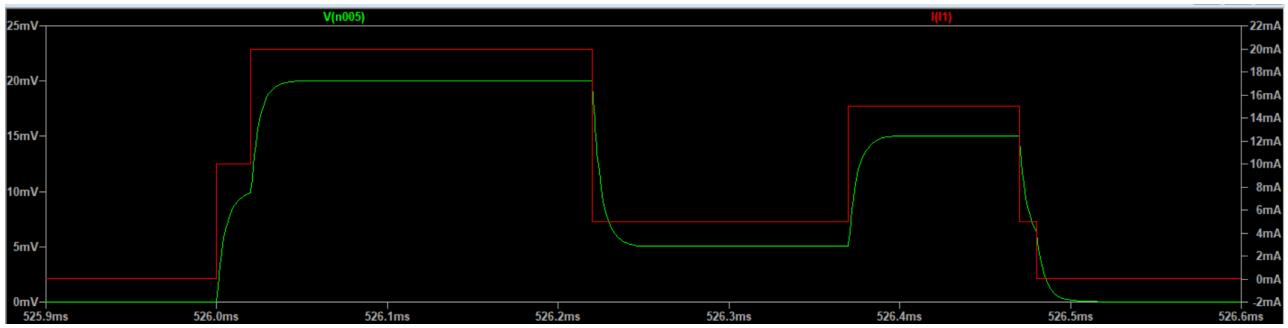


Рис. 1.0.3. Результаты моделирования милиамперного диапазона

Здесь шунт R4 равен 1 Ом, диапазон – милиамперный.

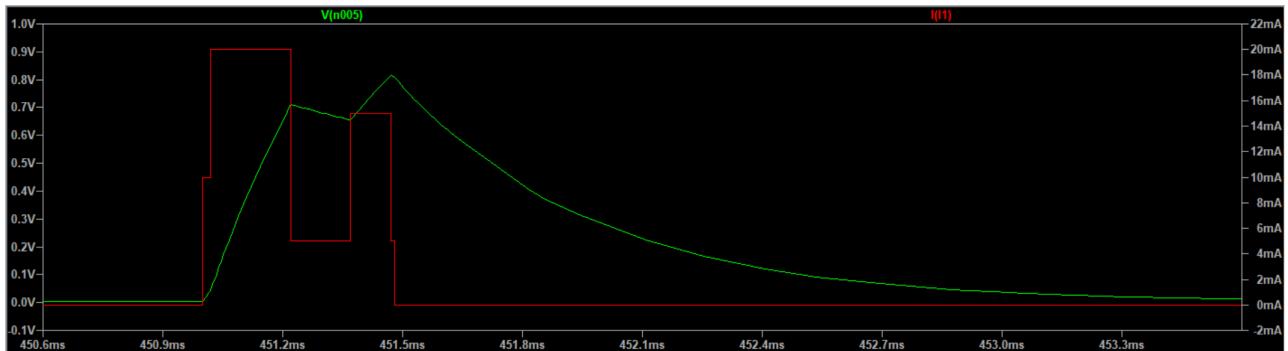


Рис. 1.0.4. Результаты моделирования микроамперного диапазона

А вот моделирование микроамперного диапазона, который можно считать основным измерительным диапазоном для IoT-устройств с малым энергопотреблением, показывает, что из-за получившегося из R1 – R3 и C1 – C2 RC-фильтра, уменьшение полосы пропускания на порядки до, примерно, значения в 15 кГц, что определяет требование к полосе пропускания.

Так как разрабатываемое устройство является отладчиком, то для «общения» с отладиваемым устройством в отладчике должны быть реализованы стандартные для этих целей интерфейсы, такие как UART и отладочные SWD/JTAG, что подразумевает под собой наличие удобных, распространенных разъемов. Так же из-за планируемого использования в МИЭМ IoT-LAB, отладчик должен уметь общаться с «сервером» по Ethernet, что, по сути, является требованием заказчика, обусловленное потребностью в возможности гибкого размещения лаборатории на территории МИЭМа.

Для обеспечения конкурентоспособности 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 – 15 кГц
- напряжение питания отлаживаемых устройств – от 1,8 В до 12 В
- погрешность измерения – до 5%
- диапазон тока – от 3,2 мА до 2 А
- время переключения диапазонов - десятки мкс
- Поддержка Ethernet, UART, SWD/JTAG
- 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 Структурная схема устройства

Проектирование любого устройства начинается с определения структуры, которая описывается его структурной схемой, которая изображена на рисунке 2.1.1.

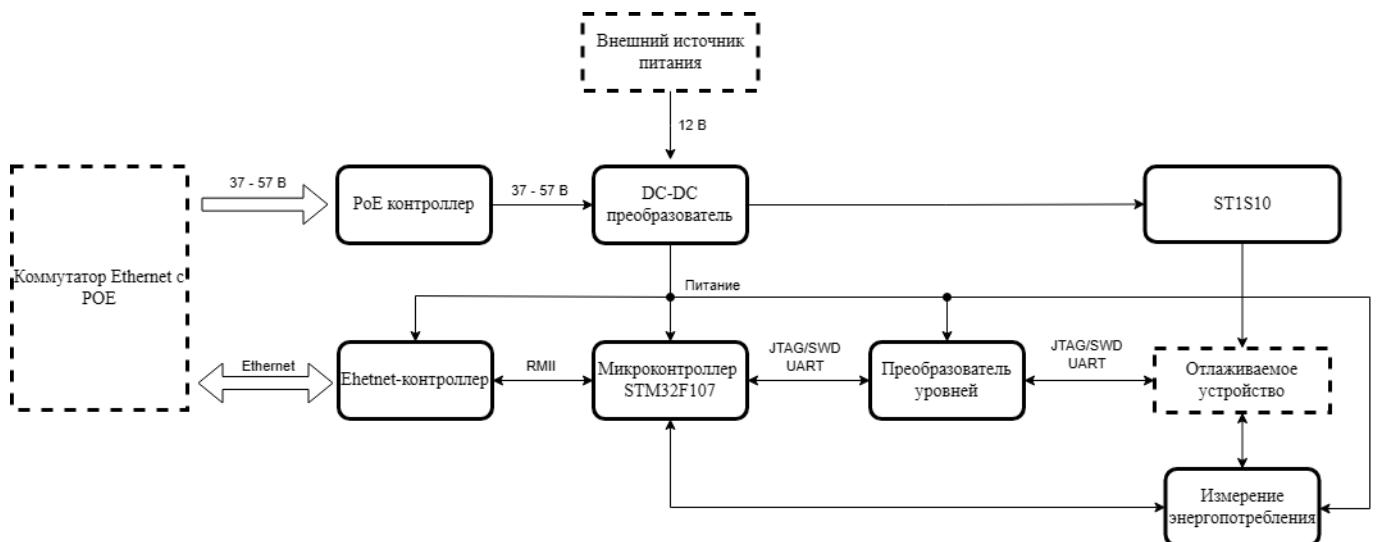


Рис. 2.1.1. Структурная схема устройства

Здесь в качестве отправителя выступает условное устройство, от которого будут приходить команды по Ethernet. PoE-контроллер, DC-DC преобразователь и регулятор ST1S10 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.

### 2.2 Подсистема управления

Главным компонентом любого устройства является его подсистема управления.

В качестве микроконтроллера было решено использовать STM32F107VCT6 из-за его следующих преимуществ [5]:

- Хорошо проработанная документация – компания STMicroelectronics является одним из лидеров на рынке микроконтроллеров, во многом благодаря замечательной документации.

тации, которая позволяет создавать на базе их решений проработанные и, по большей части, предсказуемо работающие проекты. Важно быть уверенными, что при разработке устройства микроконтроллер не начнет показывать «недокументированные» возможности и различные баги, и репутация компании STMicroelectronics позволяет быть в этом уверенными. 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 позволит значительно ускорить время разработки. Для микроконтроллеров компании STM32 написано большое количество популярных библиотек, таких как HAL, LL, CMSIS, libopencm3 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». [4]. Рамках разработки отладчика мы будем использовать решения из проектов Blackmagick и Energymon, благо, что их лицензии позволяют использовать их исходный код.
- *Доступность* – в «санкционную» эпоху доступность компонента может стать решающим фактором при выборе. Благодаря своей массовости микроконтроллеры серии STM32 можно легко найти как у дистрибуторов ориентированных на крупные компании, так и на тех, кто работает с физическими лицами, что важно в рамках студенческой дипломной работы.

## 2.3 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-buck, 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 2.3.1.

Таблица 2.3.1. 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

Так же стоит упомянуть наименее стандартизованный Passive PoE, которой может поддерживать только электрические характеристики соответствия стандарту 802.3af, но не протокольные. Passive PoE не совместим со стандартом IEEE 802.3af. Passive PoE не опрашивает питаемое устройство и не согласовывает мощность. По свободным проводникам витой пары просто подается постоянное напряжение. Поэтому, если соединить источник PoE и потребитель, несовместимые друг с другом, оборудование может сгореть: сразу или через некоторое время, в результате постоянного перегрева и подгорания плат [28].

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 [5], ток потребления выбранного контроллера PoE до 50 мА [6], усредненный ток потребления измерительного операционного усилителя – до 5 мА, потребляемая мощность выбранной PHY микросхемы до 270 мВт [7]. Так же планируемая мощность потребления отлаживаемого устройства равна 5 Вт. 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 [27].

Для маломощных источников питания часто используют fly-buck-конверторы, они же обратноходовые преобразователи. Преимуществами данного решения являются [9]:

- 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.

## 2.4 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 никого или высокого уровня. В ходе производственной практики были рассмотрены и изучены схемы подключения измерительной цепи по схеме верхнего плеча, которая представлена на рисунке 2.4.2 и по схеме нижнего плеча, которая представлена на рисунке 2.4.3 [29].

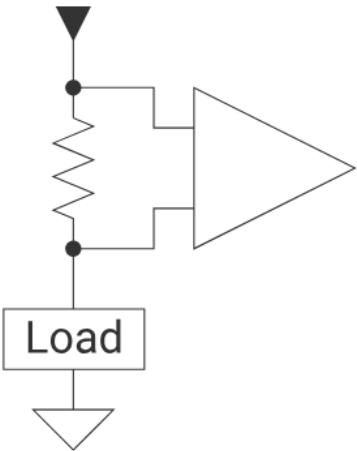


Рис. 2.4.2. Схема верхнего плеча

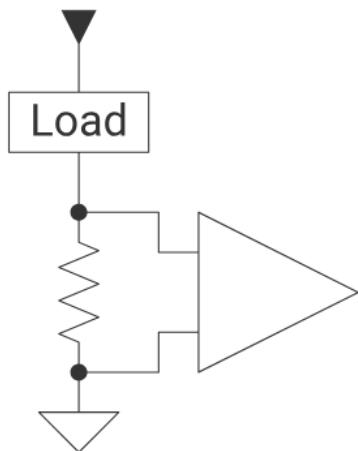


Рис. 2.4.3. Схема нижнего плеча

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.

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 [10].

Так же подсистема измерения токопотребления включает в себя переключаемые шунты, принцип работы которых представлен на рисунке 2.4.4 [11].

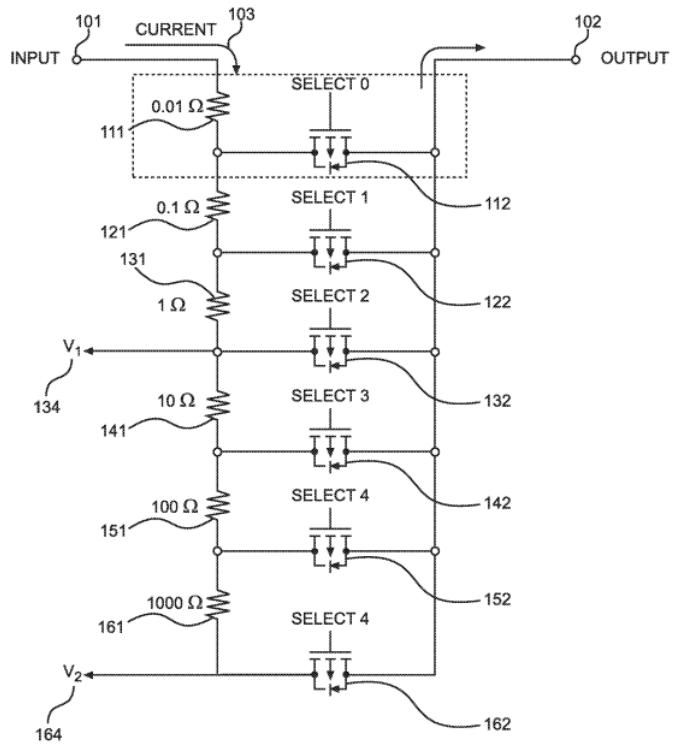


Рис. 2.4.4. Схема переключения шунтов

На данном рисунке показан путь протекания тока через определенные шунты, которые, в зависимости от открытого транзистора, включаются или исключаются из пути прохождения тока.

## 2.5 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 [12]:

- 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
- Максимальная скорость передачи данных 75 Мбит/с
- Имеет защиту от статики в соответствии со стандартом JESD20
- Есть возможность переключения направления, что особенно важно при работе с отладочным интерфейсом SWD.

Ее функциональная диаграмма изображена на рисунке 2.5.5.

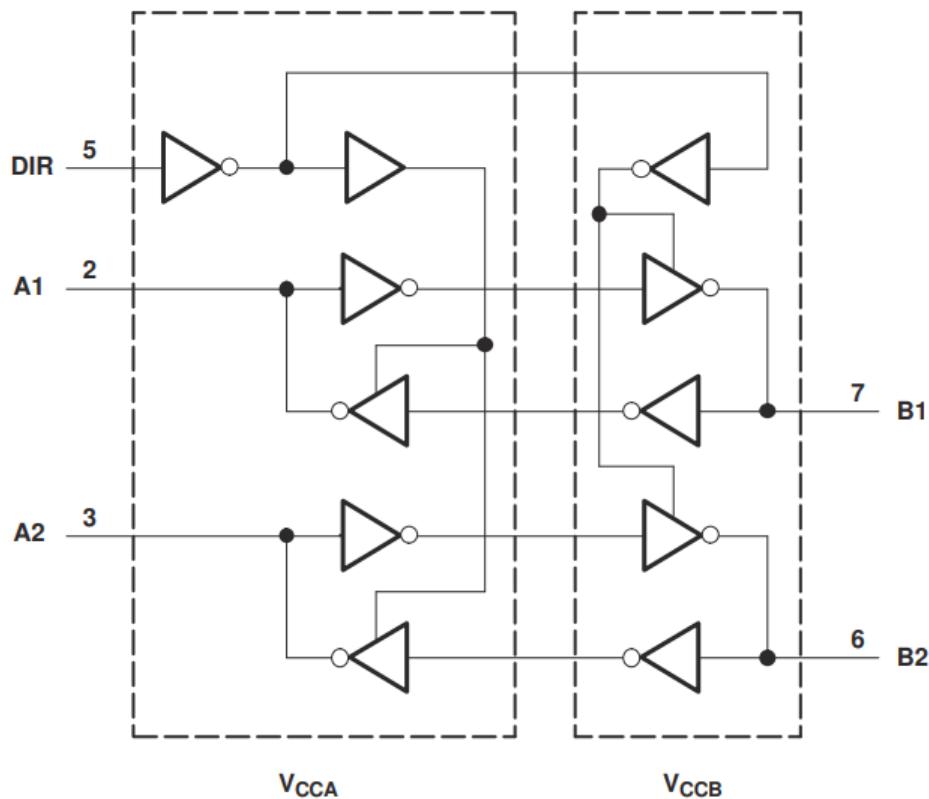


Рис. 2.5.5. Функциональная схема 74LVC2T45

## 2.6 Подсистема Ethernet

Данная подсистема будет состоять из входного безтрансформаторного разъема типа RJ-45, согласующего трансформатора, и PHY-микросхемы, предназначено 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 2.6.6 изображена внутренняя структура согласующего трансформатора на примере микросхемы HX1188NL. Проблема у большинства разъемов со встроенным трансформатором возникала из-за отсутствия связей 2 и 7.

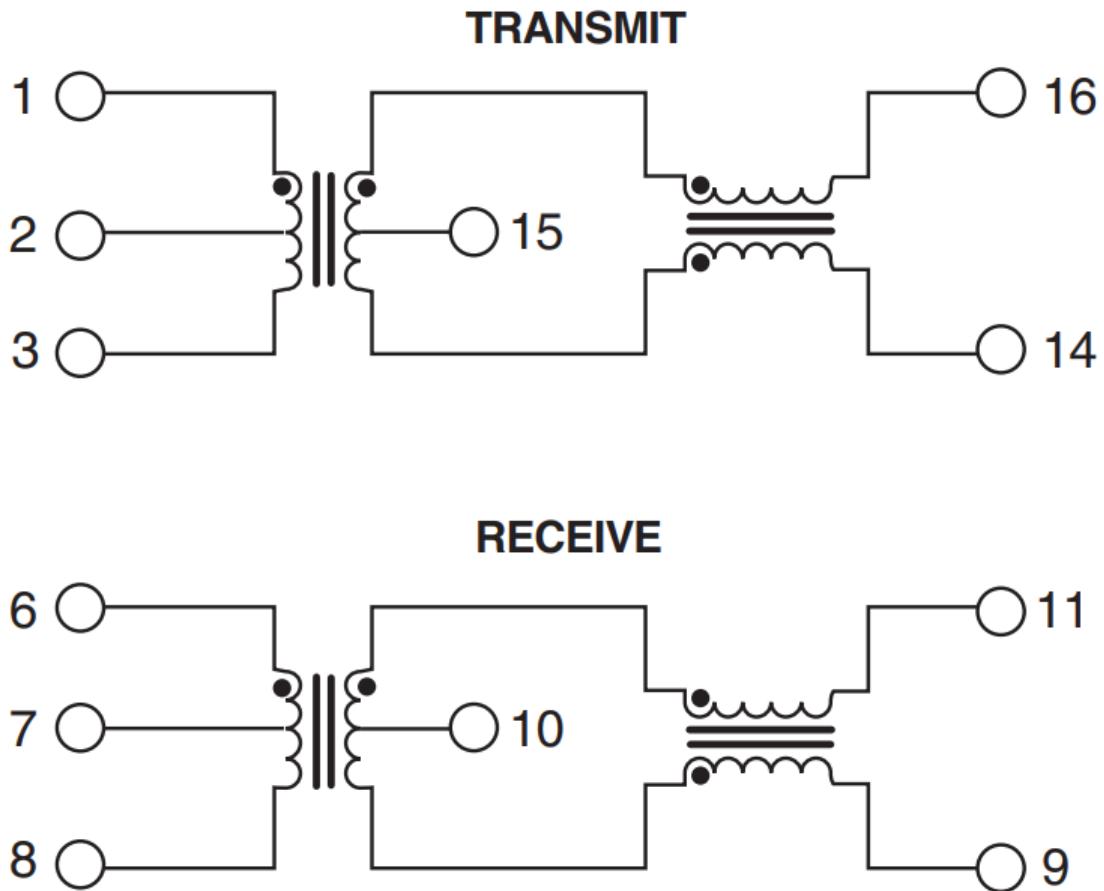


Рис. 2.6.6. Внутренняя структура HX1188NL

В качестве Ethernet-контроллера была выбрана микросхема DP83848 [7] 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.

# Глава 3

## Описание принципа работы подсистемы питания

### 3.1 Описание схемотехнического решения

#### 3.1.1 PoE-контроллер

В измерительных приборах вопрос питания стоит особенно остро, ведь даже те помехи, которые не нанесли бы обычному цифровому устройству значительного вреда, могут с легкостью испортить всю точность измерения измерительных аналоговых частей приборов. Поэтому грамотный и продуманный расчет подсистемы питания, основанный на опыте крупных компаний – залог правильной и предсказуемой работы устройства. Именно по этой причине за основу самого критического узла питания отладчика – DC-DC преобразователя, было взято решение компании Texas Instruments. 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.
4. Понижающий ШИМ-регулятор ST1S10.

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

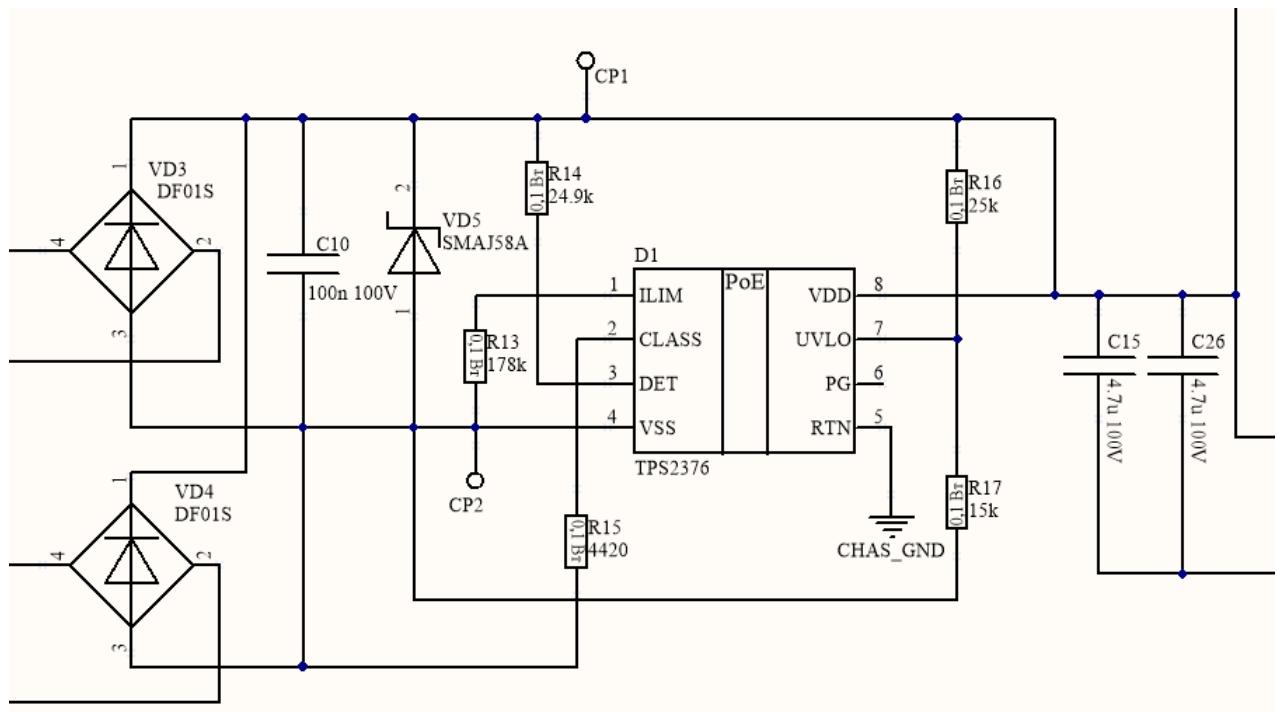


Рис. 3.1.1. Принципиальная электрическая схема обвязки TPS2376

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 нужны для защиты последующей части устройства от различного исполнения разъема RJ-45, в случае если вдруг контакты положительного и отрицательного напряжения PoE будут поменяны местам.

Керамический конденсатор С10 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 С10 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 расчитан на рабочее напряжение в 58 В.

Резистор R13 предназначен для ограничения пускового тока. Ограничение пускового тока ограничивает протекание тока через выходные конденсаторы С15 и С26 в начальный момент их зарядки и не дает вызвать просадку напряжения ниже, чем задает делитель напряжения R16, R17 на выводе UVLO. Рекомендуемый номинал 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 [6].

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 21 В на выводе UVLO, когда VDD находится на требуемом напряжении включения. Поэтому R16 и R17 выбраны номиналом 25 кОм и 15 кОм соответственно.

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 [6].

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 отсоединенна. 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 [6].

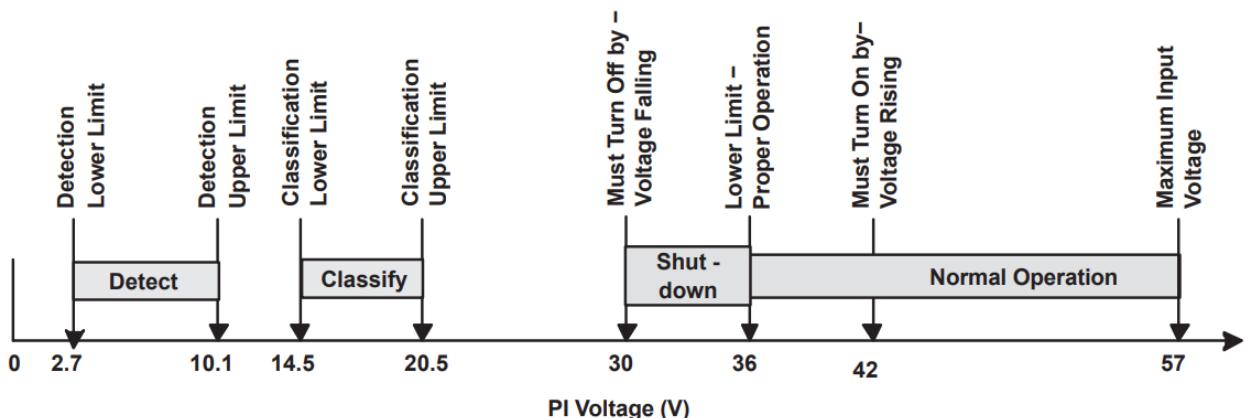


Рис. 3.1.2. IEEE 802.3 PD Limits

Ожидаемые осциллограммы в основных узлах этой части схемы представлены на рисунке 3.1.3 [6].

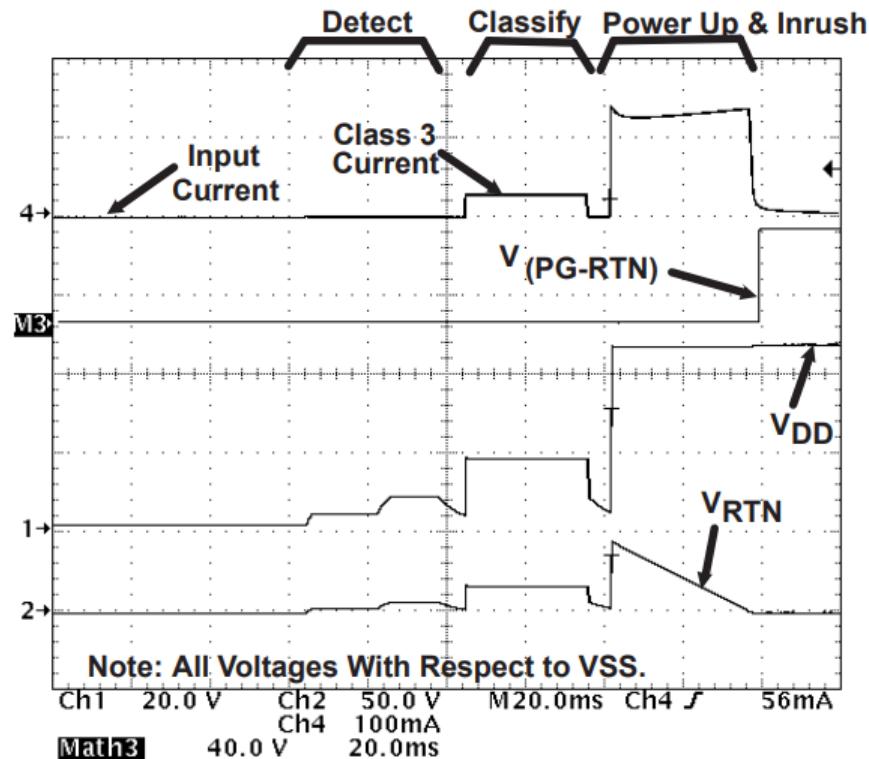


Рис. 3.1.3. Осциллограммы TPS2376 при включении

### 3.1.2 DC-DC преобразователь

В качестве изолированного Fly-Buck-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.

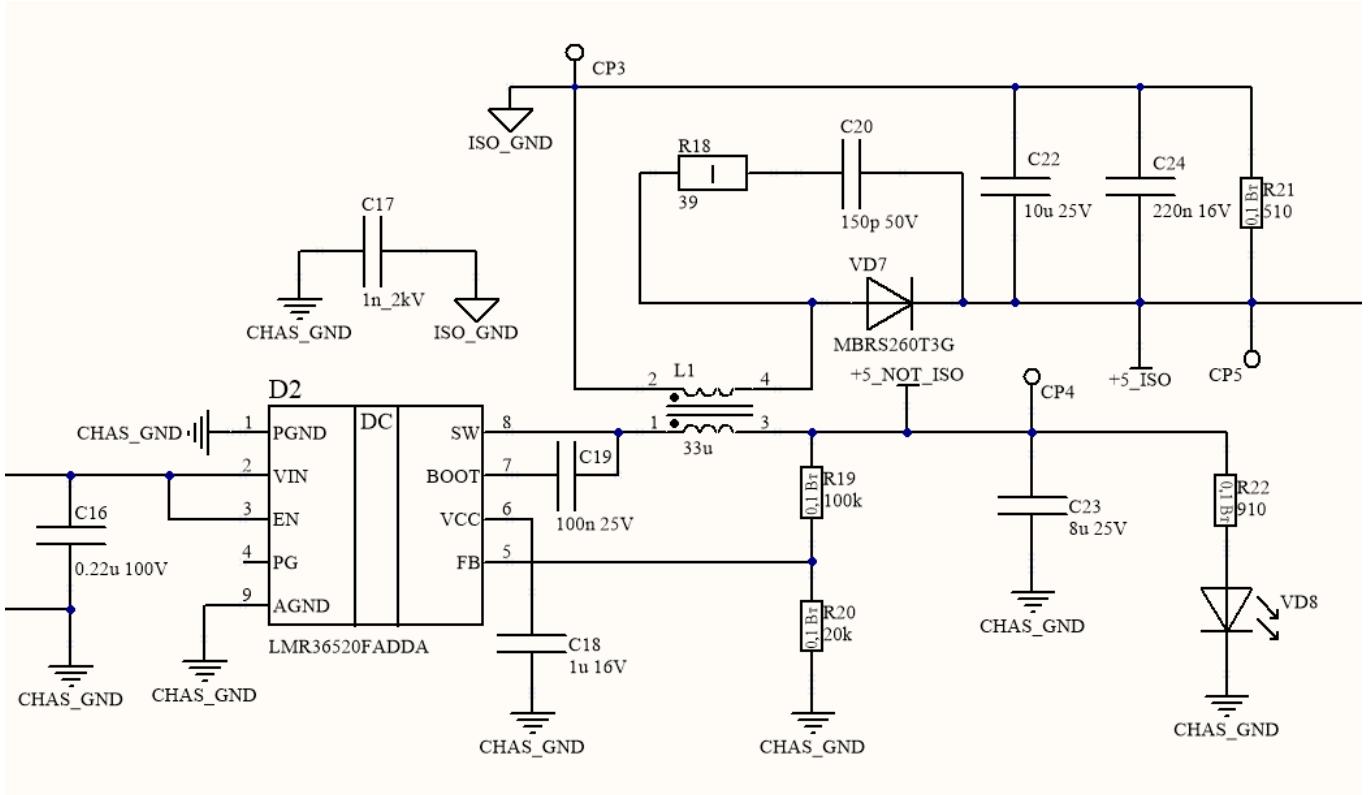


Рис. 3.1.4. Принципиальная электрическая схема обвязки LMR36520

Конденсатор С16 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 точке резистивного делителя напряжения.

Вывод VCC является выходом внутреннего стабилизатора на 5 В, для «собственных нужд» преобразователя.

К выводу BOOT подключается bootstrap конденсатор, он же конденсатор запуска, номиналом 100 нФ [13].

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

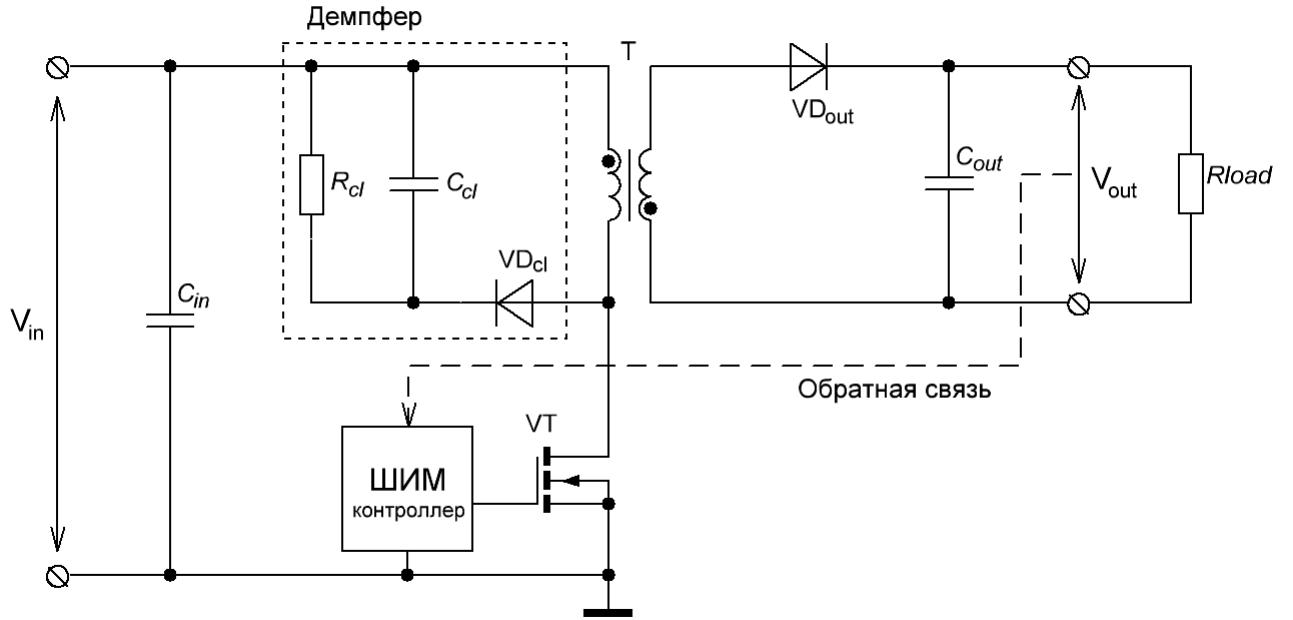


Рис. 3.1.5. Упрощенная электрическая схема обратноходового преобразователя

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 [9] [14] [15].

Вернемся к рассмотрению рисунка 3.1.4. В качестве выходных конденсаторов используются С23 для неизолированного выхода и С22, С24 для изолированного выхода. В качестве демпферной цепи выступают R18, С20 и VD7. Светодиод VD8 и его токоограничительный резистор R22 служат для индикации питания. Конденсатор С17 используется для защиты от статики в случае прикосновения ко входному разъему 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:

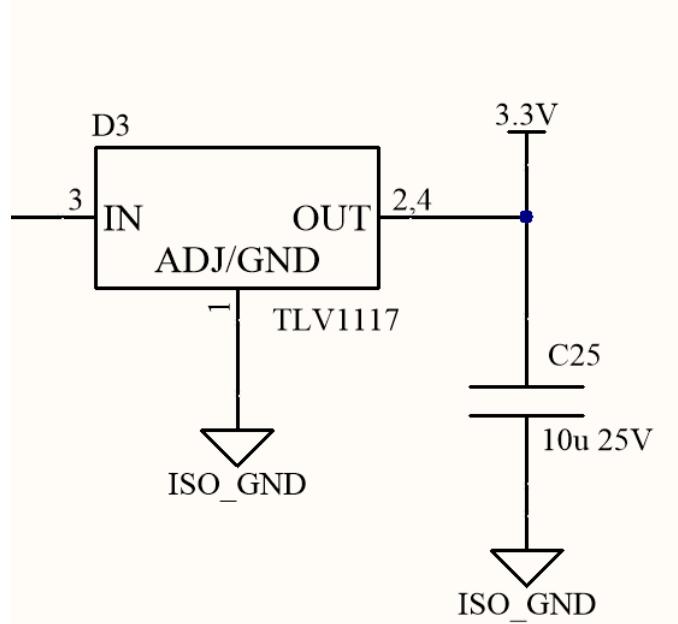


Рис. 3.1.6. Схемотехническое решение на базе TLV1117

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 [20].

### 3.1.4 Источник питания преобразователя уровней

В качестве источника питания преобразователя уровней или отлаживаемых устройств (опционально) было решено использовать понижающий ШИМ-регулятор ST1S10, который способен обеспечить выходной ток до 3 А. Применяемая нами схема с его участием изображена

на рисунке 3.1.7

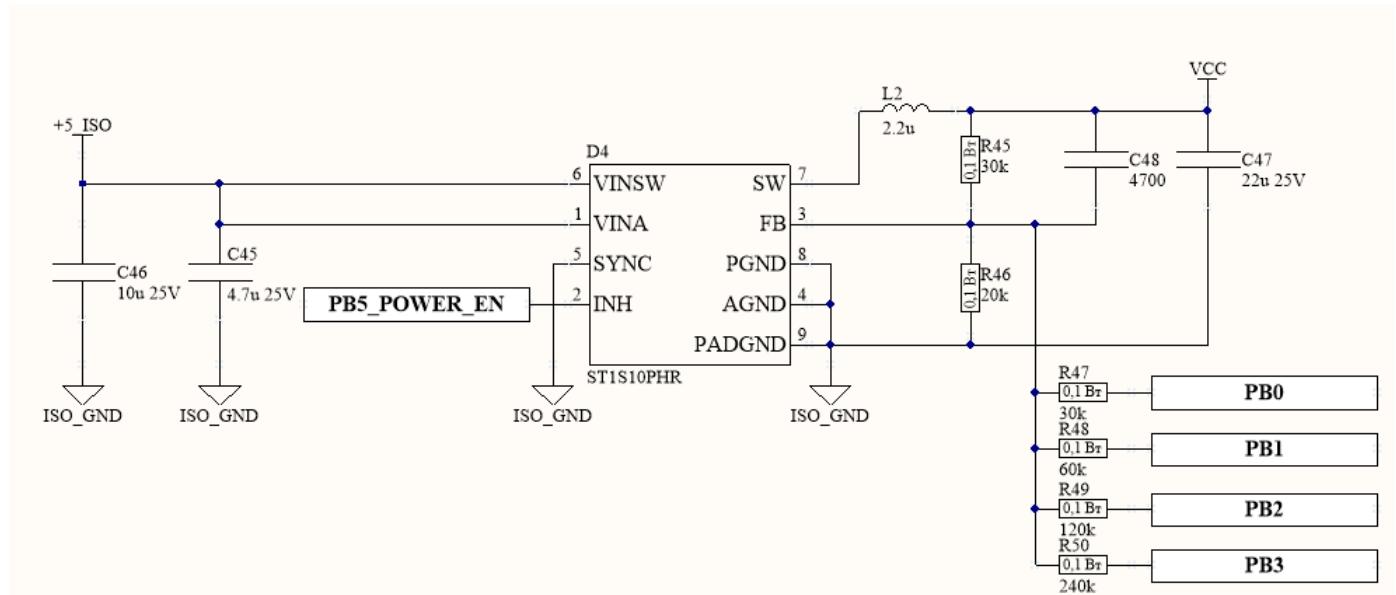


Рис. 3.1.7. Схемотехническое решение на базе ST1S10

Здесь вывод VINSW предназначен для подачи входного напряжения питания, к нему подключается фильтрующий конденсатор С46. Вывод VINA – для подачи входного аналогового напряжения, которому так же подключается фильтрующий конденсатор.

Вывод INH является запрещающим, с активным низким уровнем, на него подается сигнал запрета работы от микроконтроллера.

Если вывод SYNC подключен к земле, то регулятор работает на частоте 900 кГц, в иных случаях к этому выводу следует подключать внешний кварцевый генератор с тактовой частотой от 400 кГц до 1,2 МГц. В нашей схеме будем использовать частоту работы по умолчанию – 900 кГц, подключив SYNC к земле.

Выводы PGND, AGND, PADGND в нашей схеме подключаются к земле.

С вывода SW снимается выходной ШИМ-сигнал, который подается на индуктивность L2, которая вместе с выходной емкостью С47 образуют LC-фильтр низких частот, который выпрямляет ШИМ с SW.

Для возможности подключения емкостной нагрузки значением более чем 100 мкФ необходимо добавить в схему конденсатор С48 с номиналом 4,7 нФ.

Резисторы R45 – R50 образуют делитель напряжения, средняя точка которого приходит на вывод FB, тем самым обеспечивая регулировку выходного с ST1S10 напряжения.

Выходное напряжение рассчитывается по формуле 3.1

$$V_{out} = \frac{R45 \cdot 0,8}{R46||r} + 0,8 \quad (3.1)$$

, где r – сопротивление одного из резисторов R47, R48, R49, R50 или ни одного из них, в зависимости от управляющих сигналов, поступивших с выводов микроконтроллера PB0, PB1, PB2, PB3 соответственно. Такая регулировка позволяет за счет отключения или подключения резисторов управлять выходным напряжением с ST1S10 в диапазоне от 2 В – случай когда ни один из резисторов не подключен к выводу FB, до 2,8 В, в случае когда подключен резистор R47 [30].

## 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 [13].
- 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 подобии диода, уточним его.

### 3.2.2 Расчет индуктивности

Коэффициент трансформации  $dN$  рассчитывается по формуле 3.2:

$$dN = \frac{U_{out2} + U_f}{U_{out1}} = \frac{5,5 + 1}{5,5} = 1,091 \quad (3.2)$$

Из формулы 3.2 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 3.3:

$$D_{min} = \frac{U_{in,min}}{U_{in,max}} = \frac{12}{57} = 0,096 \quad (3.3)$$

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 запастись энергии в катушке, для дальнейшей передачи на выход схемы, и наоборот, чем меньше коэффициент заполнения, тем энергии будет меньше.

Индуктивность катушки рассчитывается по формуле 3.4:

$$L = (U_{in,max} \cdot U_{out1}) \cdot \frac{D_{min}}{\Delta i \cdot f_{sw}} = 57 \cdot 5,5 \cdot \frac{0,096}{0,35 \cdot 400000} = 3,549 \cdot 10^{-5} \text{ Гн}, \quad (3.4)$$

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

Получившуюся по формуле 3.4 индуктивность  $L_1$  выберем ближайшей из доступного номинала индуктивностей серии MSD1278, компании CoilCraft [17]. Получилось, что  $L_1 = 33 \text{ мкГн}$ .

Поскольку ток намагничивания совпадает с типичной формой тока дросселя, мы можем рассчитать пульсации тока от пика до пика  $\Delta i_m$ , используя уравнение 3.5

$$\Delta i_m = \frac{(U_{in,max} - U_{out1}) \cdot D_{min}}{L \cdot f_{sw}} = \frac{(57 - 5,5) \cdot 0,096}{33 \cdot 10^{-6} \cdot 400000} = 0,376 \text{ А} \quad (3.5)$$

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 3.6:

$$I_{pospk} = I_{out1} + (dN \cdot I_{out2}) + \frac{\Delta i_m}{2} = 0,05 + (1 \cdot 1) + \frac{0,376}{2} = 1,238 \quad (3.6)$$

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, уравнение 3.7 задает максимальный выходной ток изолированного выхода.

$$I_{out2,max} = \frac{(1,7 - \frac{\Delta i_m}{2} + I_{out2}) \cdot (V_{in} - V_{out1})}{2 \cdot V_{out2}} \quad (3.7)$$

При входном напряжении равным 12 В по формуле 3.7 получается, что  $I_{out2,max} = 0,923$ , что меньше заданного нами одного ампера. Однако, при входном напряжении равным 12,6 В  $I_{out2,max} = 1,008$  А, что уже нам подходит. [16].

### 3.2.3 Расчет выходной емкости неизолированного выхода

Рекомендуемое значение емкости выходного конденсатора рассчитывается по формуле 3.8:

$$C_{out1} = \frac{\Delta I_{out1}}{f_{sw} \cdot \Delta U_{out1} \cdot K} \cdot [(1 - D_{min}) \cdot (1 + K) + \frac{K^2}{12} \cdot (2 - D_{min})] = \\ \frac{0,05}{400000 \cdot 0,05 \cdot 0,4} \cdot [(1 - 0,115) \cdot (1 + 0,4) + \frac{0,4^2}{12} \cdot (2 - 0,115)] = \\ 7,905 \cdot 10^{-6} \Phi, \quad (3.8)$$

где  $\Delta I_{out1}$  – переходный выходной ток, равный 50 мА,  $\Delta U_{out1}$  – переходное выходное напряжение, равное 50 мВ, К – коэффициент пульсаций.

Так же рассчитаем предельное максимальное эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора (ESR), которое поможет нам при подборе типа выходного конденсатора, по формуле 3.9:

$$ESR = \frac{(2 + K) \cdot (\Delta U_{out1})}{2 \cdot \Delta I_{out1} \cdot [1 + K + \frac{K^2}{12} \cdot (1 + \frac{1}{1-D_{min}})]} = \\ \frac{(2 + 0,4) \cdot (0,05)}{2 \cdot 0,05 \cdot [1 + 0,4 + \frac{0,4^2}{12} \cdot (1 + \frac{1}{1-0,115})]} = 0,84 \text{ Ом} \quad (3.9)$$

Теперь можно оценить значение выброса напряжения при пиковом токе по формуле 3.10:

$$V_r = \Delta I_{out1} \cdot \sqrt{ESR^2 + \frac{1}{(8 \cdot f_{sw} \cdot C_{out1})^2}} = 0,05 \cdot \sqrt{0,99^2 + \frac{1}{(8 \cdot 400000 \cdot 1,129 \cdot 10^{-4})^2}} = 0,016 \text{ В} \quad (3.10)$$

При выходном напряжении 5,5 В значение выброса напряжения равно 0,016 В, что составляет всего лишь 0,3%. [16].

### 3.2.4 Расчет выпрямительного диода

Расчитаем обратное напряжение, то которое должен выдержать выпрямительный диод по формуле 3.11 [16]:

$$U_d = U_{out2} + dN \cdot (U_{in,max.} - U_{out1}) = 5,5 + 1 \cdot (57 - 5,5) = 48 \text{ В} \quad (3.11)$$

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 [18].

### 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 3.12:

$$C_{out2} = \frac{I_{out2} \cdot D_{max}}{f_{sw} \cdot \Delta U_{out2}} = \frac{1 \cdot 0,5}{400000 \cdot 0,05} = 2,5 \cdot 10^{-5} \Phi \quad (3.12)$$

, где  $\Delta I_{out2}$  – переходной выходной ток изолированного выхода, равный 1 А, а  $\Delta U_{out2}$  – переходное выходное напряжение на изолированном выходе, равное 50 мВ

ESR этого конденсатора рассчитаем по формуле 3.9. Подставив вместо  $\Delta I_{out1}$  в это уравнение  $\Delta I_{out2}$ , получим максимальное допустимое ESR равное 0,042 Ом.

Так же оценим пульсации по формуле 3.10, совершив те же замены, что мы делали для прошлой формулы. Получим значение напряжения пульсаций на изолированном выходе равным 51 мВ [16].

### 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 3.13 [13]:

$$R_{fbb} = \frac{R_{fbt}}{U_{out} - 1} = \frac{100000}{5,5 - 1} = 2,222 \cdot 10^4 \text{ Ом} \quad (3.13)$$

Возьмем ближайший по ряду номиналов Е24 – 22 кОм.

### 3.2.7 Снабберная цепь

Паразитная индуктивность утечки L1  $L_{leak} = 0,56 \text{ мкГн}$  [17].

Паразитная емкость утечки диода VD7  $C_{leak}$  оценочно равна 28 пФ [18].

Номинал резистора R18 снабберной цепочки расчитывается по формуле 3.14.

$$R_{snub} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L_{leak}}{C_{leak}}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{0,56 \cdot 10^{-6}}{28 \cdot 10^{-12}}} = 70,711 \text{ Ом} \quad (3.14)$$

Номинал емкости конденсатора C20 снабберной цепи расчитывается по формуле 3.15

$$C_{snub} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{snub} \cdot f_{tank}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 70,711 \cdot 40 \cdot 10^6} = 5,27 \cdot 10^{-11} \Phi \quad (3.15)$$

, где  $f_{tank}$  – частота подавляемого сигнала снабберной цепочкой, который экспериментально был установлен равным примерно 40 МГц.

В процессе работы снабберная цепь рассеивает на резисторе мощность подавляемого сигнала, из-за чего необходимо расчитать эту рассеиваемую на резисторе мощность по формуле 3.16 [19].

$$P_{snub} = C_{snub} \cdot U_{vd}^2 \cdot f_{sw} = 5,27 \cdot 10^{-11} \cdot 62^2 \cdot 400000 = 0,087 \text{ Вт} \quad (3.16)$$

Полученная рассеиваемая мощность говорит нам о том, что smd-резистора типоразмера 0603 должно хватить, так как он способен рассеять на себе 0,1 Вт, однако, лучше использовать типоразмер 0805, с рассеиваемой мощностью 0,125 Вт, чтобы выдержать инженерный запас в 20%.

## 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 DSO

1204 с 12-битным разрешением и полосой пропускания 200 МГц. Ограничение полы 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.

Осцилограммы при входном напряжении 12 В представлены на рисунке 3.3.8:

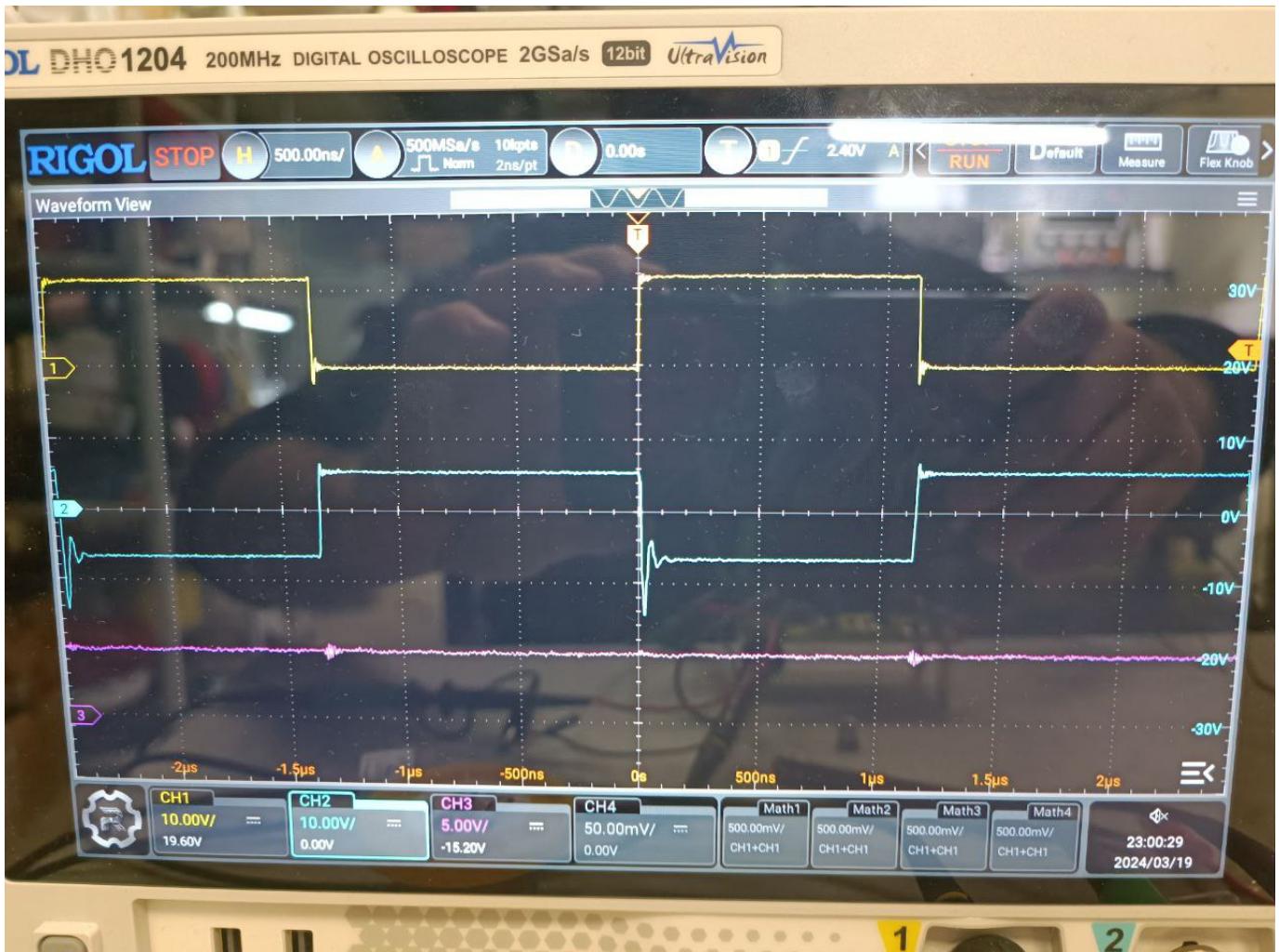


Рис. 3.3.8. Осциллографмы при входном напряжении 12 В

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), развертка 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.

Осциллографмы при входном напряжении 18 В представлены на рисунке 3.3.9:

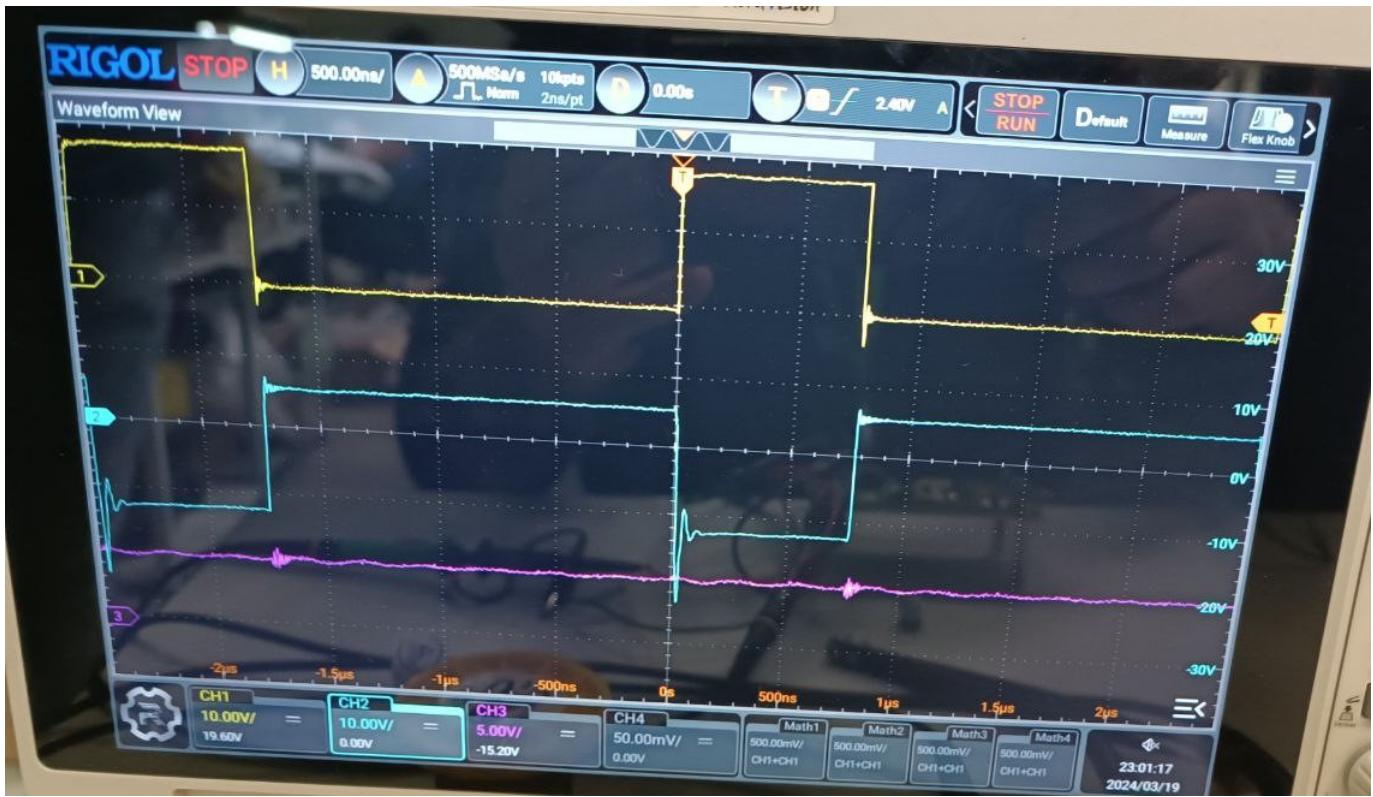


Рис. 3.3.9. Осциллографмы при входном напряжении 18 В

Осцилограммы при входном напряжении 24 В представлены на рисунке 3.3.10:

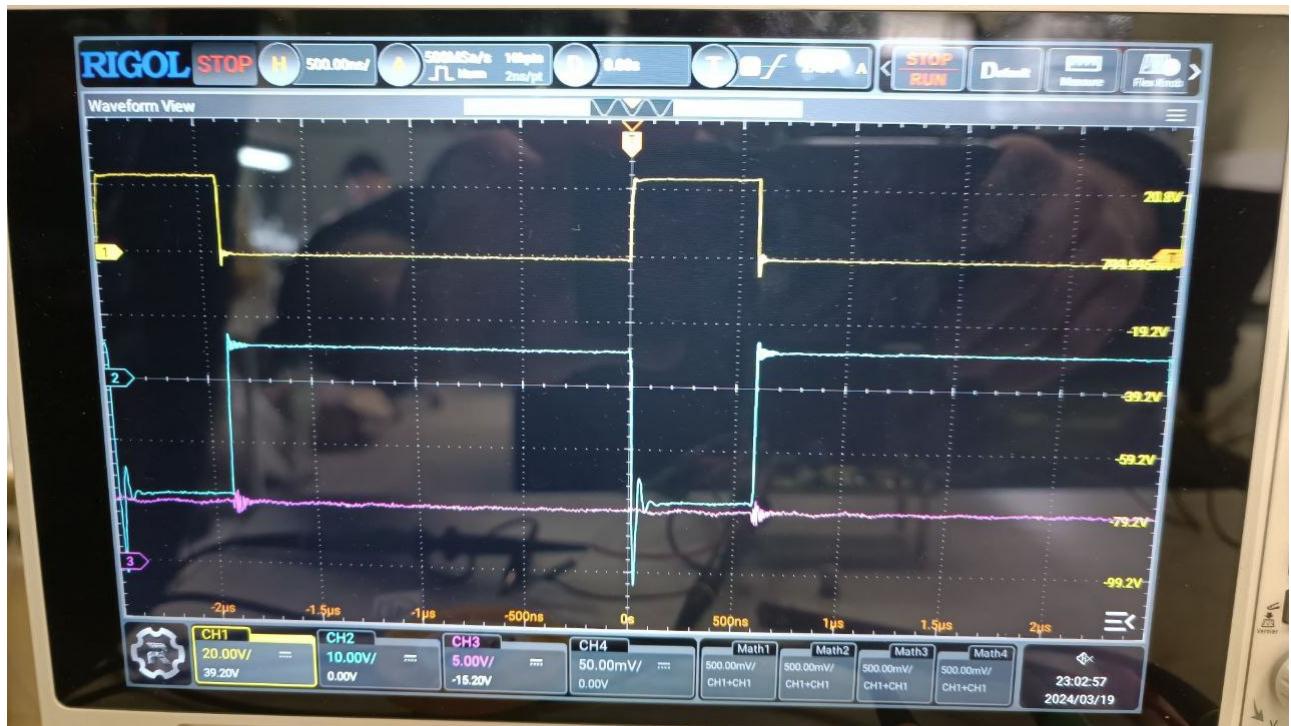


Рис. 3.3.10. Осциллографмы при входном напряжении 24 В

Здесь поменялась развертка желтого сигнала на 20 В/деление.

Осцилограммы при входном напряжении 36 В представлены на рисунке 3.3.11:



Рис. 3.3.11. Осциллографмы при входном напряжении 36 В

Здесь поменялась развертка голубого сигнала на 20 В/деление.

Осциллографмы при входном напряжении 48 В представлены на рисунке 3.3.12:

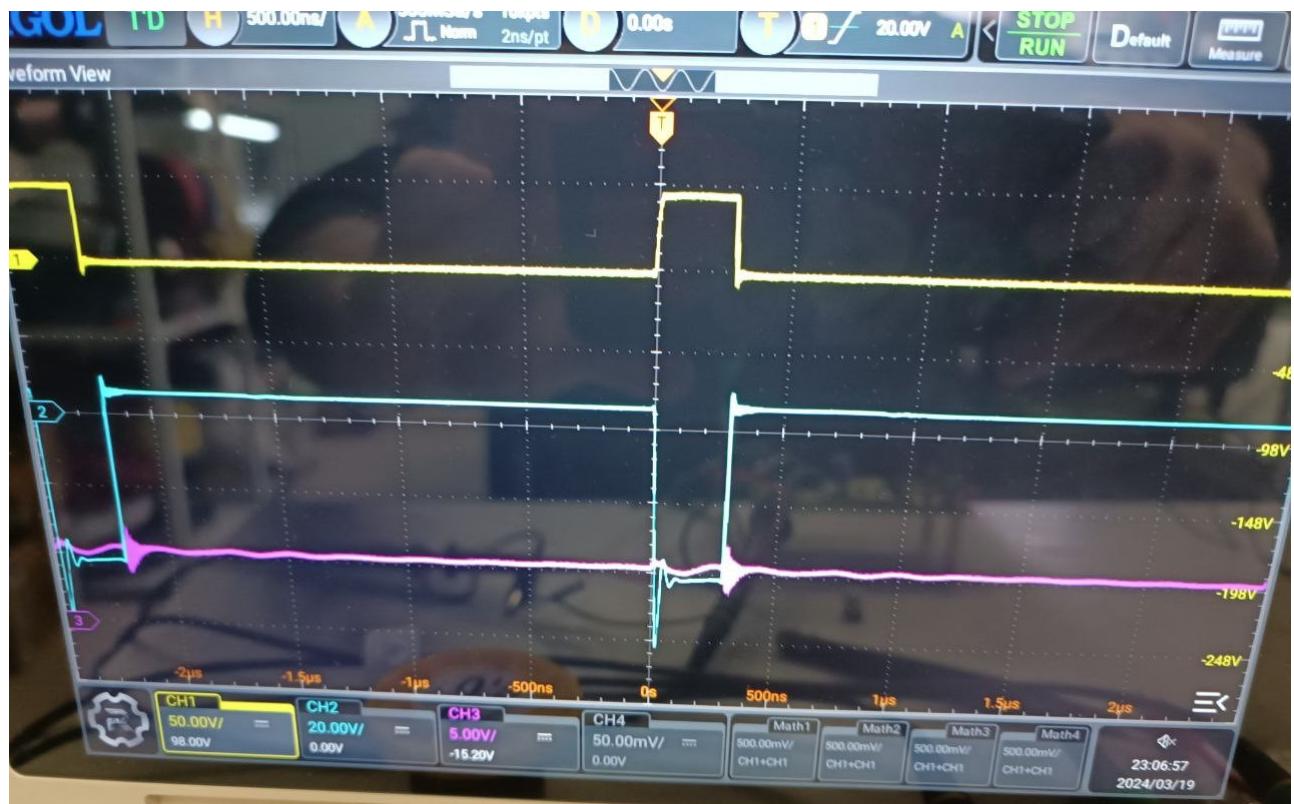


Рис. 3.3.12. Осциллографмы при входном напряжении 48 В

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

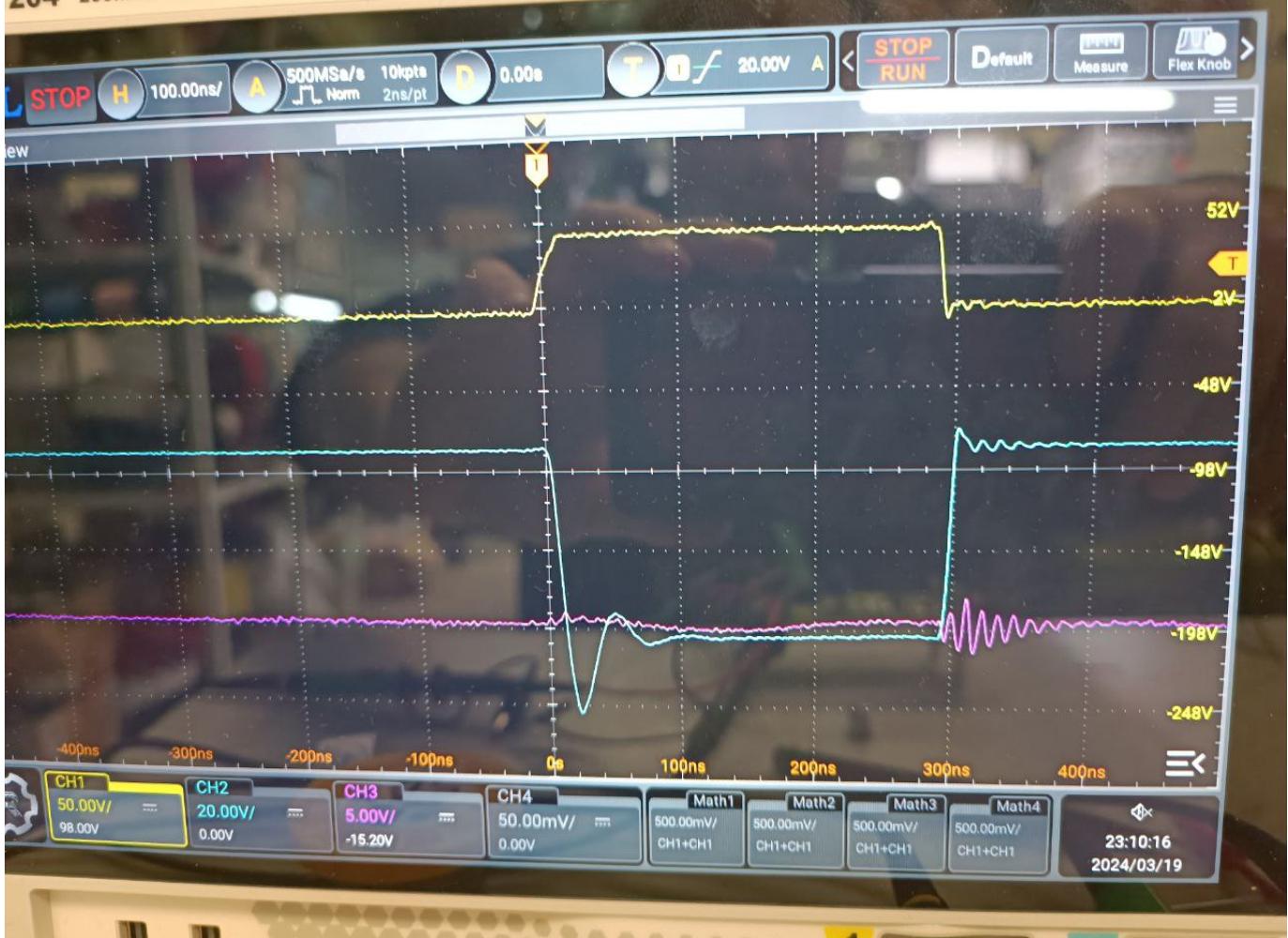


Рис. 3.3.13. Увеличенные осциллограммы при входном напряжении 48 В

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:

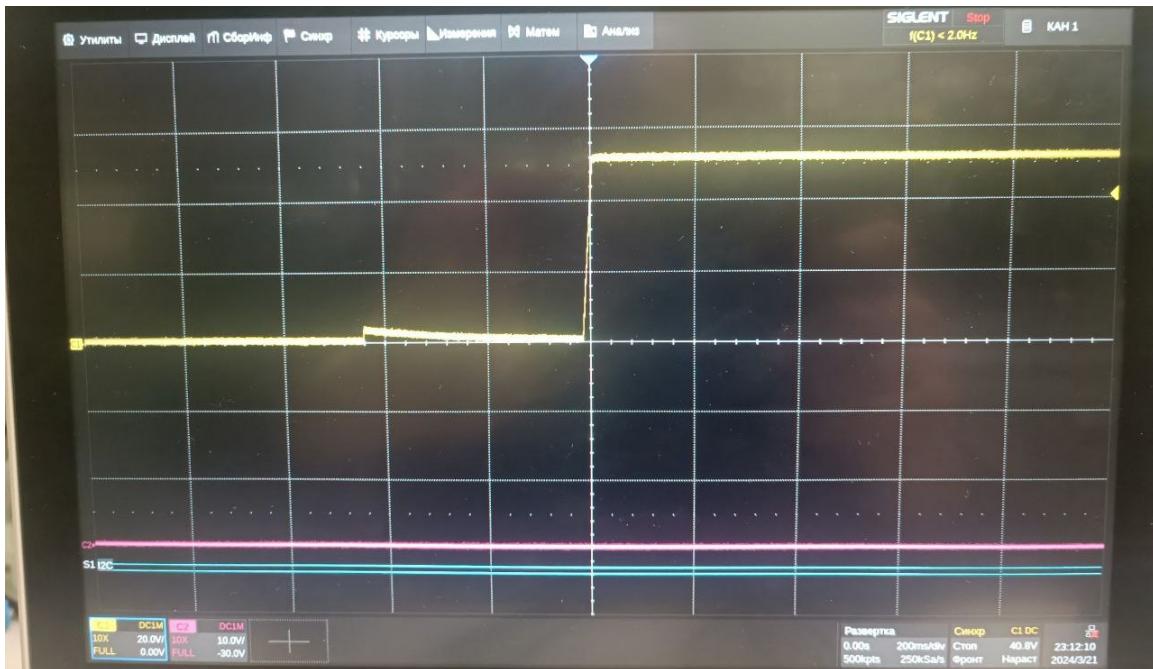


Рис. 3.3.14. Осцилограммы при старте работы РоE-контроллера

где, желтая осцилограмма – 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 Обоснование выбора компонентов измерительной части

#### 4.1.1 Операционный усилитель

Вопрос какой операционный усилитель (далее ОУ) использовать в качестве дифференциального усилителя – самый критичный для подсистемы измерения энергопотребления. Прежде всего стоит определиться с требованиями к самым важным параметрам ОУ. Одной из важных характеристик операционного усилителя (ОУ) является напряжение смещения  $V_{os}$  – или, говоря проще, напряжение ошибки на его входах. Любой неидеальный ОУ при отсутствии входного сигнала выдаёт выходной так, как будто бы на самом деле входной сигнал равен  $V_{os}$ .

Напряжение смещения обычно составляет от единиц микровольт до единиц милливольт – и, соответственно, доставляет серьёзные неудобства при работе с низковольтными источниками: термопарами, шунтами и так далее. Особенно – если оно отрицательное, а схема однополярная: тогда на выходе ОУ будет просто 0, пока напряжение входного сигнала не превысит  $V_{os}$ , и никакой калибровкой это устраниить невозможно [21] [22].

При измерении микро- и милиамперных диапазонов высокое напряжение смещение может стать проблемой. Для этого следует изучить реальную зависимость напряжения смещения от  $V_{cm}$  – синфазного напряжения на входах ОУ, и сравнить ее с той, которую приводят в datasheet, как, например, на рисунке 4.1.1 [23].

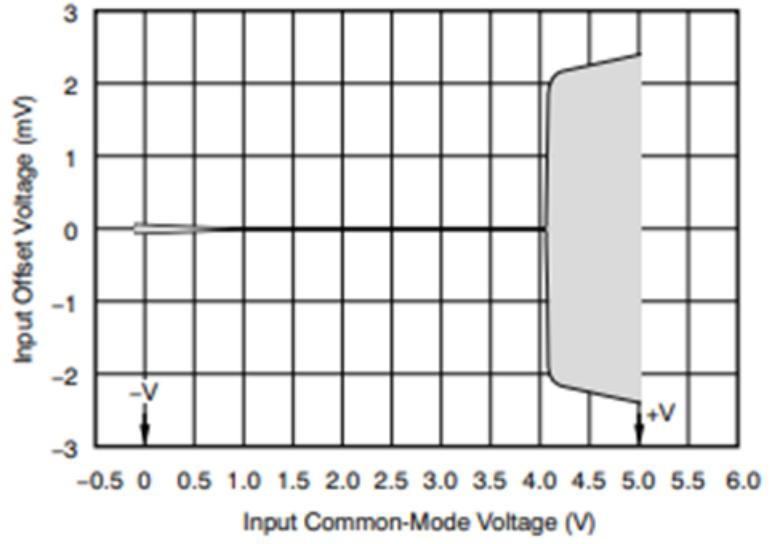


Рис. 4.1.1. Зависимость напряжения смещения от  $V_{cm}$

Так же стоит посмотреть на напряжение смещения в зависимости от ОУ в партии, на рисунке 4.1.2 представлен график для ОРА2376 [23]

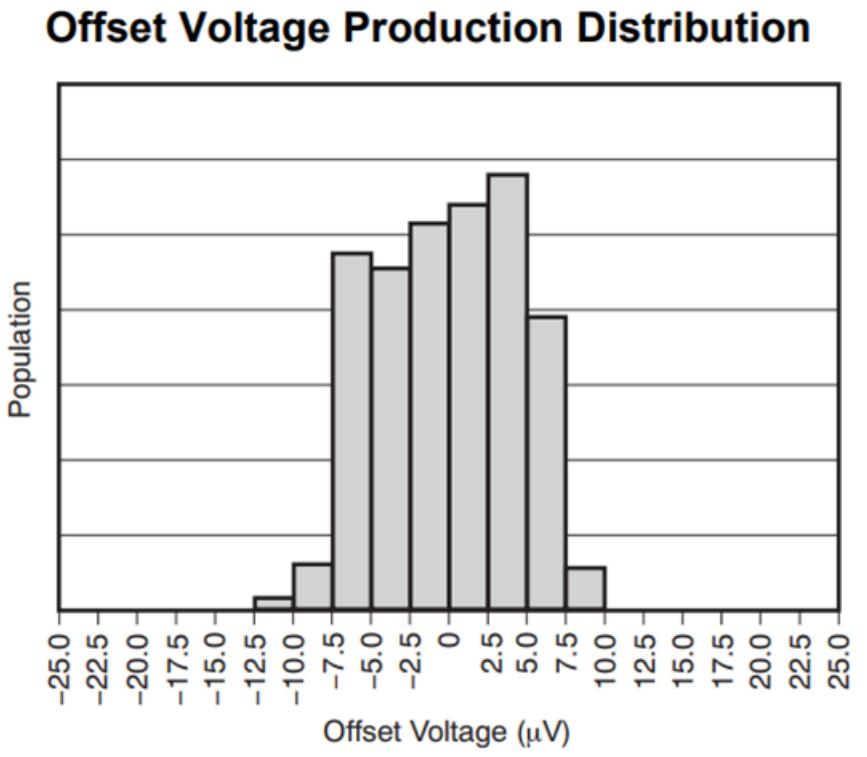


Рис. 4.1.2. Показатель напряжения смещения в рамках одной партии

Для получения наименьшего  $V_{os}$  очень хорошо подходят чоппер-стабилизированные ОУ. Они имеют напряжение смещения менее 5 мкВ при практически полном отсутствии измеряемого дрейфа.

Принцип работы чоппер-стабилизированных ОУ показан на рисунке 4.1.3 [31].

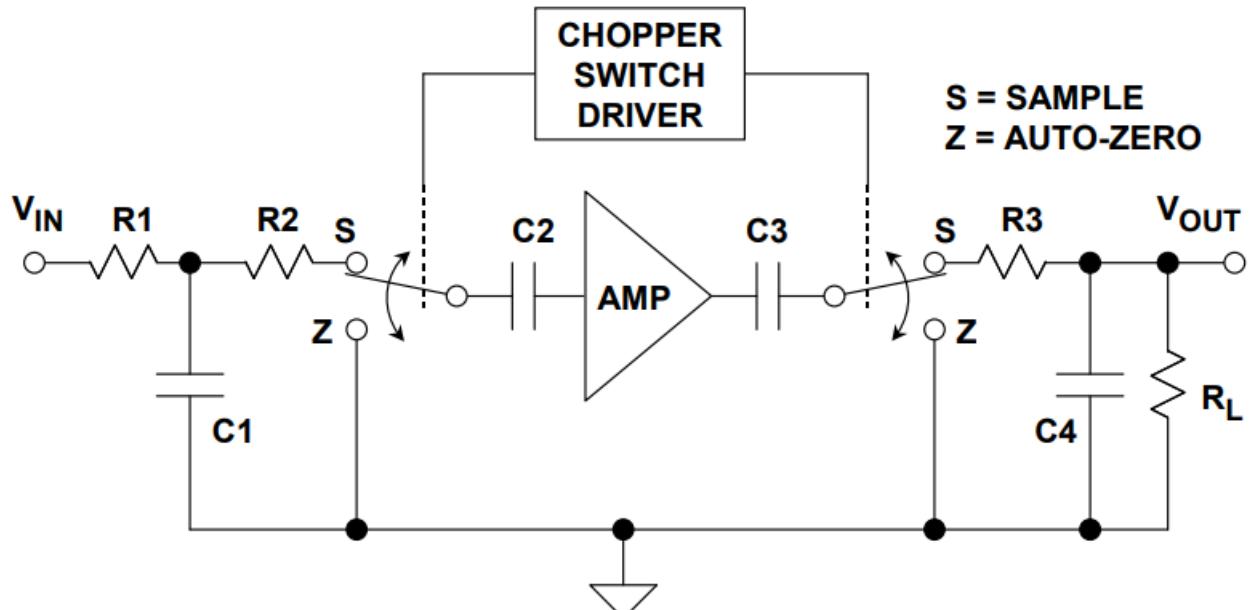


Рис. 4.1.3. Типичная схема чопперного ОУ

Когда переключатели находятся в положении «Z», конденсаторы  $C2$  и  $C3$  заряжены до входного и выходного напряжения смещения усилителя, соответственно. Когда переключатели находятся в положении «S»,  $V_{IN}$  соединяется с  $V_{out}$  через канал, состоящий из  $R1$ ,  $R2$ ,  $C2$ , усилителя,  $C3$  и  $R3$ . Комбинация  $R1-C1$  служит в качестве фильтра сглаживания. Также предполагается, что после достижения устойчивого состояния во время циклов переключения передается лишь минимальное количество заряда. Выходной конденсатор  $C4$  и нагрузка  $R_L$  должны быть подобраны таким образом, чтобы во время цикла автообнуления наблюдался минимальный спад  $V_{out}$  [31].

Также стоит упомянуть про то, что при использовании автоматического переключения шунтов чоппер-стабилизированные ОУ малопригодны из-за долгого времени восстановления, так как из-за частоты работы АЦП порядка сотен кГц, время переключения свыше 1 мкс нам не подходит [21].

Другой технологией операционных усилителей с малым напряжением смещения является DigiTrim (в терминологии Analog Devices) или E-Trim (в терминологии Texas Instruments).

Базовая схема таких ОУ изображена на рисунке 4.1.4 [22].

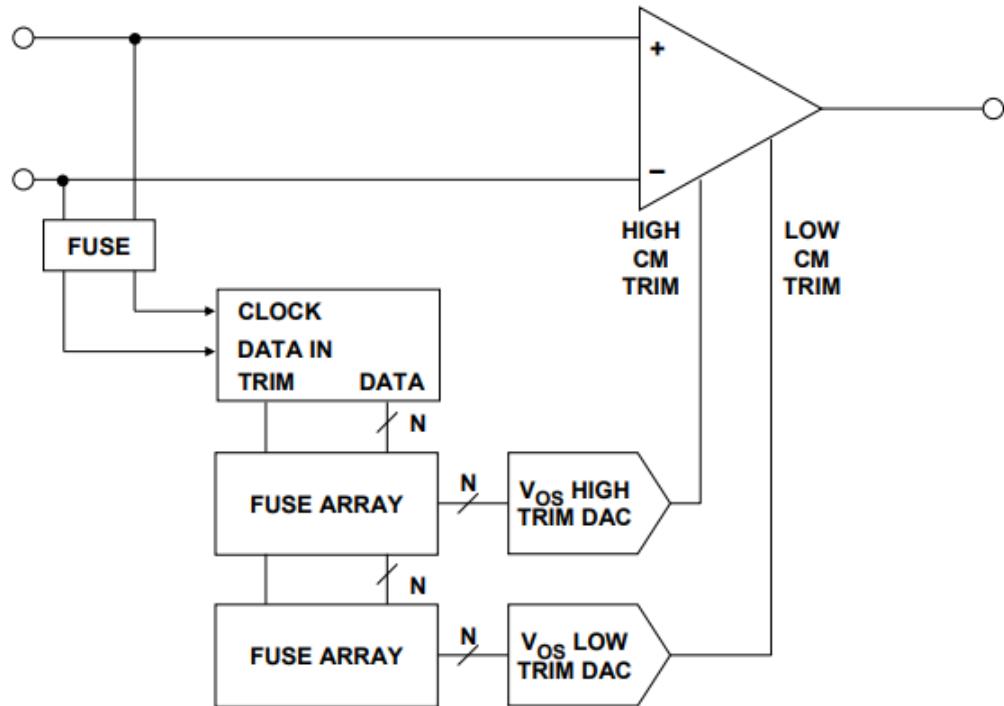


Рис. 4.1.4. Типичная схема DigiTrim ОУ

DigiTrim регулирует напряжение смещения путем программирования источников тока с цифровым взвешиванием. Информация о подстройке вводится через существующие контакты с помощью специальной цифровой последовательности. Значения регулировки могут быть временно запрограммированы, оценены и скорректированы для достижения оптимальной точности перед выполнением постоянной регулировки. После завершения настройки схема настройки блокируется, чтобы исключить возможность случайной повторной настройки конечным пользователем [22].

Исходя из вышесказанного, можно изучить следующие ОУ:

- OPA2376 от Texas Instruments – прецизионный rail-to-rail, выполненный по технологии etrim
- OPA2376 от Fulihaо – в ходе дальнейших экспериментов было выяснено, что это чоппер-стабилизированный ОУ
- AD8606 от Analog Devices – прецизионный rail-to-rail, выполненный по технологии etrim
- TP2312 – прецизионный малошумящий rail-to-rail
- RS8552 – чоппер-стабилизированный
- RS8562 – чоппер-стабилизированный

На выбор ОУ влияла так же возможность быстро и без проблем приобрести на территории РФ.

На рисунке 4.1.5 представлена схема измерения напряжения смещения [32] [33].

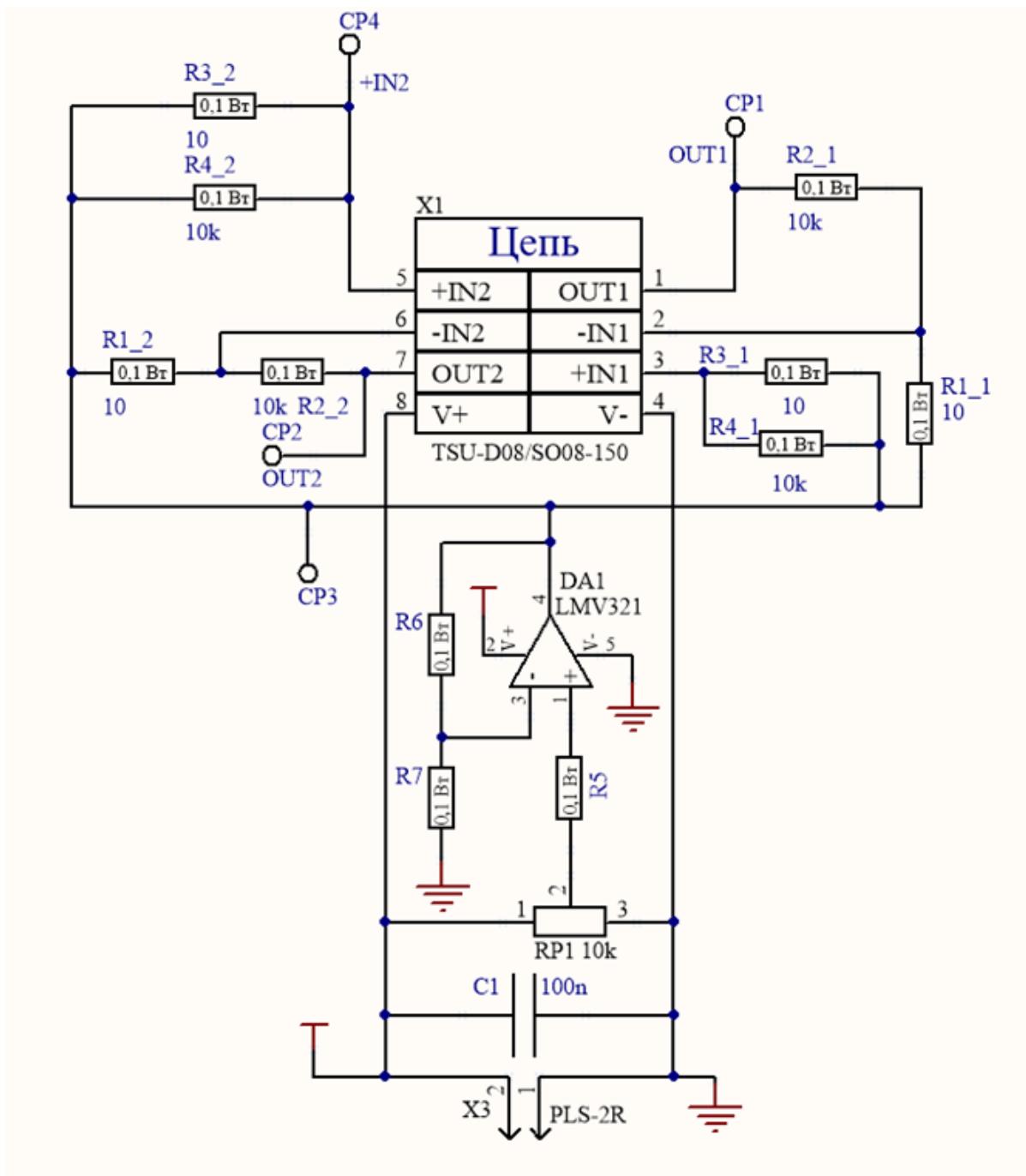


Рис. 4.1.5. Схема измерительной установки

Здесь X1 – контактирующее устройство, предназначенное для быстрой смены операционного усилителя в корпусе SOIC-8 – самого распространённого типа корпуса для ОУ. Испытуемый ОУ включён по схеме неинвертирующего усилителя с коэффициентом усиления 1000, который обеспечивается резисторами R2\_1 и R1\_1 для первого ОУ и резисторами R2\_2 и R1\_2 для второго ОУ в корпусе. DA1 с обвязкой к нему выполняет роль буферного ОУ для обеспечения лучшего импеданса и большей нагрузочной способности при низком токе через делитель R3 и R4.

Данная схема позволит преобразовать микровольтное напряжение смещение в милливольты, что достаточно для измерения обычным вольтметром. Подстроенным резистором RP1 регулируется input common-mode voltage, как на рисунке 4.1.1. Напряжение питания схемы 5 В. Результаты измерений представлены в таблице 4.1.1 для ОРА2376 всех производителей, AD8606 и ТР2312, и в таблице 4.1.2 для RS8552 и RS8562.

Таблица 4.1.1. Результаты измерений напряжения смещения у разных ОУ

Тип ОУ	Номер экземпляра	Номер ОУ в корпусе	Напряжение смещения, мкВ								
			При Vcm, В								
			0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5
OPA2376 TI	1	1	13,4	7,9	2,4	-2,4	-8,1	-11,8	-15,3	-12,8	483
		2	4,2	6	4,3	2,3	-1	-3,5	-6	-9,7	-1813
	2	1	28,5	18,7	9,3	0,3	-8	-15,2	-22,7	-58,5	-388
		2	-5,5	-7,5	-8,5	-6,8	-6,1	-3,9	-1,9	-8,9	-680
	3	1	26,7	20,3	14,2	9,1	3,6	-0,2	-4,4	-16,6	-2230
		2	-55,7	-33,4	-21,7	-12,3	-7,3	-1,5	2,9	-10,9	-4500
	4	1	-18,2	-10,8	-6,3	-2,5	0,1	2,5	4,6	14,5	-1532
		2	7,2	5,5	-0,1	-4,8	-9,2	-13,4	-17,2	-23,3	-1517
	5	1	-18,8	-10,4	-4,5	0,2	3,2	6,3	8,6	22	395
		2	-70,4	-43,6	-24,7	-11,2	-1,6	7,5	14,4	30	624
OPA2376 Fulihaoy	1	1	-6,3	-6,5	-8,4	-8,2	-7,35	-7,9	-10	-5,9	-4,6
		2	-2,8	-2,9	-4,5	-4,3	-3,1	-3,3	-4,7	-2,7	-1,7
	2	1	-6,8	-6,8	-9	-9	-8,01	-8,9	-10,4	-11,8	-10,1
		2	1,3	1	-0,6	-0,5	0,2	1,2	-0,1	2	3,4
	3	1	-4,6	-4,4	-6,4	-6,8	-6,4	-6,5	-8,5	-7,7	-6,2
		2	-1,4	-1,2	-2,3	-2,1	-0,8	-0,6	-2,3	-1,5	0,2
AD8606	1	1	40,1	36,3	33,7	33,5	31,3	30,6	3,5	6,2	19,8
		2	11,4	32,8	49,3	59,67	72	80,5	19,2	-10,4	-13,6
	2	1	21,4	27,2	31,3	34,5	36,1	38,3	87,5	73,8	93,6
		2	12,8	4,6	0,6	-0,3	-2,2	-2,1	-94,4	-39,9	-46,5
	3	1	17,8	34,3	47,5	59,2	71,8	84,9	29,7	29,5	23,6
		2	-16,3	-3,3	6,6	13,9	1,3	27,9	48,8	9,3	15,6
	4	1	74,7	63,5	51,1	40,5	31,9	24,1	40,9	61,6	73,7
		2	15,3	-6,9	-25,1	-38,5	-51,4	-64,2	-53,8	-17,5	-29,4
	5	1	59,5	51,8	41,9	35,3	24,8	18,3	10,4	0,9	11,8
		2	14,9	22,5	32,1	37,4	44,2	48,6	35,2	35,7	40,4
TP2312	1	1	17,4	18,2	18,8	20,6	23,3	26,5	28,9	165,9	-1072
		2	30,4	38,6	43,6	47,9	49,7	50,6	51,2	-41,7	-1550
	2	1	-12,4	-10,2	-7	-2,6	3,2	7	12,9	-391	-3330
		2	8,3	14,9	19,3	22,4	26,9	30,8	34,2	24,3	-1183
	3	1	12,8	6,6	2,3	-4,2	-10,9	-16,9	46,3	34,9	-403
		2	16,2	15,4	17,1	19,4	23	27,5	51,2	330	-1491
	4	1	-24,1	-16,9	-11	-4,3	0,5	4,1	8,4	269	-2530
		2	3,7	3,9	4,5	6,8	9,1	12,9	16,7	468	-1950
	5	1	3,6	-13,8	-23,8	-31,8	-38,5	-43,8	-47,3	-123,2	-2660
		2	28,2	23	18,5	14	8,8	5,3	1,3	934	-171

Таблица 4.1.2. Результаты измерений напряжения смещения у разных ОУ

Тип ОУ	Номер экземпляра	Номер ОУ в корпусе	Напряжение смещения, мкВ								
			При $V_{cm}$ , В								
			0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5
RS8552	1	1	-0,1	-0,4	-0,5	0,3	-0,6	-0,4	0,9	-0,8	-0,5
		2	-1,3	-0,5	-0,4	-0,1	-0,5	0,6	-0,2	-0,2	-0,9
	2	1	-0,3	-0,4	-0,1	-0,4	-0,2	-0,3	-0,2	-0,6	-5
		2	-0,4	-0,2	0	-0,1	-0,8	-0,5	-0,3	-0,5	-0,5
	3	1	-0,5	0,5	0,2	-0,6	-0,2	-0,9	-0,7	-0,3	-0,4
		2	-0,3	-0,6	-0,3	-0,2	-0,3	-0,2	-0,8	-0,4	-0,5
	4	1	0,8	1,1	1,4	1	0,8	-0,7	-0,1	-0,6	-0,3
		2	-0,6	-0,4	-0,6	-0,2	-0,4	-0,3	-0,1	-0,7	-0,9
	5	1	-0,4	0,1	-0,4	-0,1	-0,2	-0,2	-0,3	-0,5	-0,4
		2	-0,3	-0,3	-0,2	-0,5	-0,2	-0,1	-0,6	-0,5	-0,6
RS8562	1	1	-1,3	-0,6	-0,4	-0,3	-0,1	-0,9	-0,4	-0,6	-0,1
		2	-1,3	-0,4	-0,9	-0,5	-0,8	-0,3	-0,4	-0,8	-0,7
	2	1	0,1	0,5	0,1	-0,6	0,5	-0,2	-0,2	-0,2	0,3
		2	-1,2	-0,9	-1	-0,5	-0,2	-0,9	-0,2	-0,5	-0,8
	3	1	0	0,3	0,2	-0,2	0,6	-0,8	-0,7	-0,6	0,4
		2	-0,8	-0,1	-1,2	-0,1	-0,1	-0,4	-0,6	-0,6	-0,9
	4	1	0,2	0,6	-0,3	-0,7	-0,2	-0,9	-0,7	-0,2	-0,1
		2	-1,8	-1,5	-2,1	-0,6	-0,6	-0,1	-0,7	-0,4	-0,8
	5	1	-0,1	0,2	0,4	-0,9	0,3	-0,6	-0,8	0,1	-0,6
		2	-1,6	-1	-0,6	-0,4	-0,5	-0,9	-0,1	-0,9	-0,7

В данных таблицах результаты измерения после усиления напряжения смещения в 1000 раз. Из результатов измерений можно сказать, что заявленное производителями напряжение смещения соответствует измеренному.

Для RS8552 и RS8562 падение напряжения сильно менялось в ходе измерений, в таблице представлено среднее значение, что может говорить о внешних наводках и помехах, что вряд ли, так как такое поведение было замечено только у этих двух ОУ, либо о том, что эти операционные усилители ведут себя нестабильно при малом выходном напряжении.

Так же важным параметром, влияющим на быстродействие, что важно для динамической нагрузки, является время восстановления после перегрузки. Под перегрузкой подразумевается любое состояние, при котором сигнал на выходе операционного усилителя достигает крайних значений как максимального, так и минимального, так как на этих граничных состояниях нарушается правило одинаковости сигналов на входах ОУ [21].

Для измерения времен восстановления используем схему, изображенную на рисунке 4.1.6 [34].

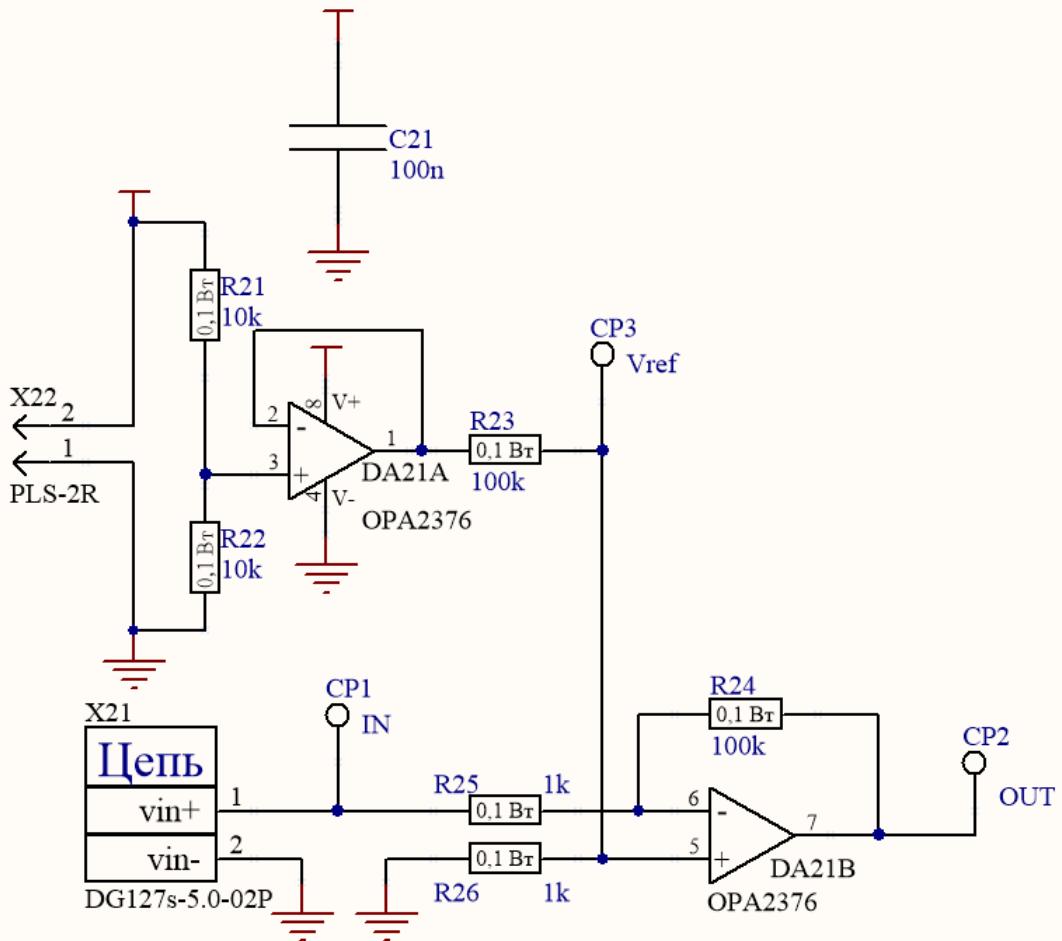


Рис. 4.1.6. Схема установки для измерения времен восстановления после перегрузки

На этой схеме первый ОУ в корпусе DA21A задает стабильные 2,5 В, полученные с делителя R21, R22 с коэффициентом деления равным 2, на неинвертирующем входе второго ОУ в корпусе DA21B, включенного по схеме инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления равным -100.

Осцилограммы измерения времени восстановления после положительной перегрузки (Positive Over-Voltage Recovery) и после отрицательной перегрузки (Negative Over-Voltage Recovery) для вышеперечисленных операционных усилителей представлены на рисунках 4.1.7 - 4.1.18. На всех рисунках желтый сигнал - на инвертирующем входе ОУ, а розовый - сигнал с выхода ОУ. Разворотка по вертикали у входного сигнала – 50 мВ/деление, у выходного 1 В/деление.

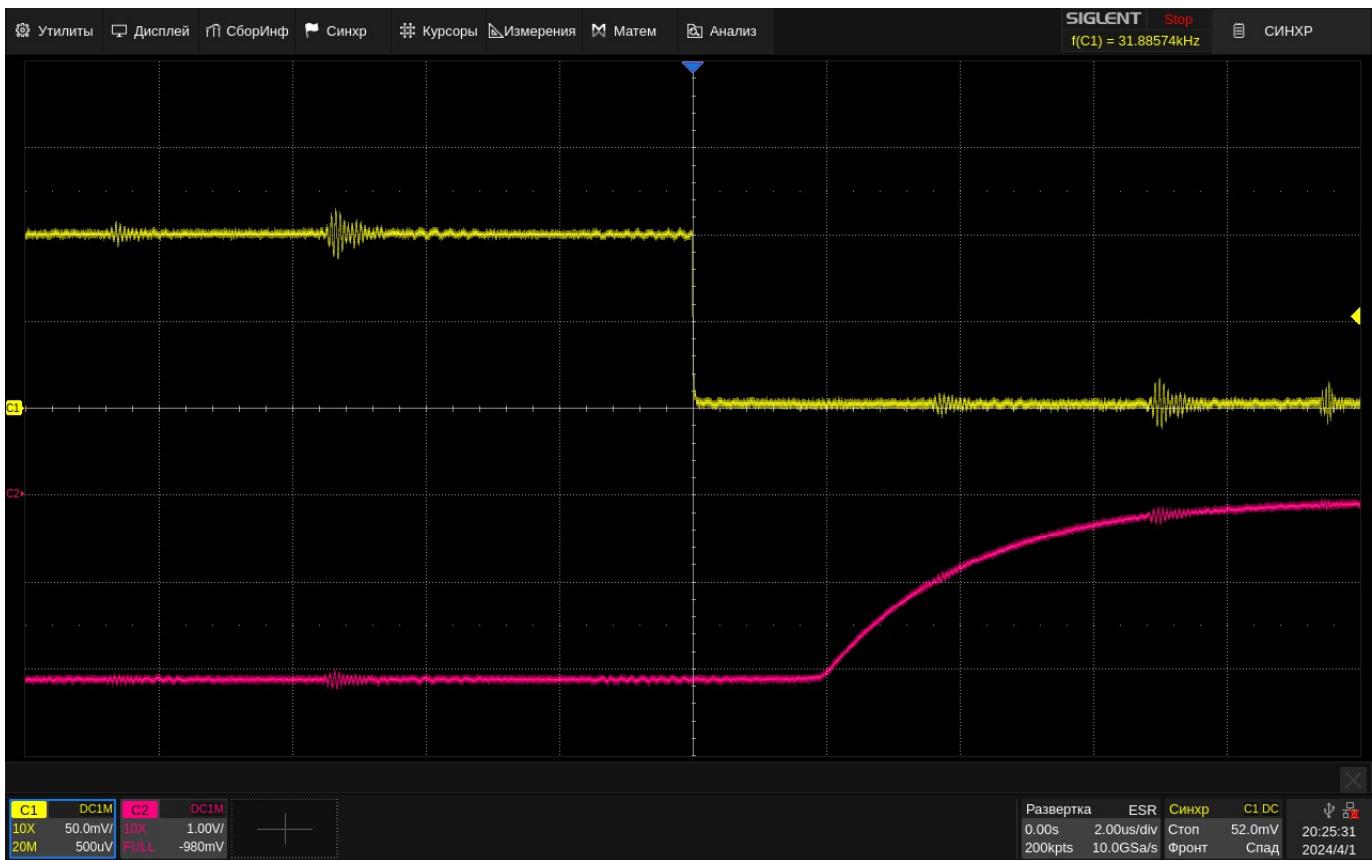


Рис. 4.1.7. Negative Over-Voltage Recovery у AD8606, развертка 2 мкс/деление

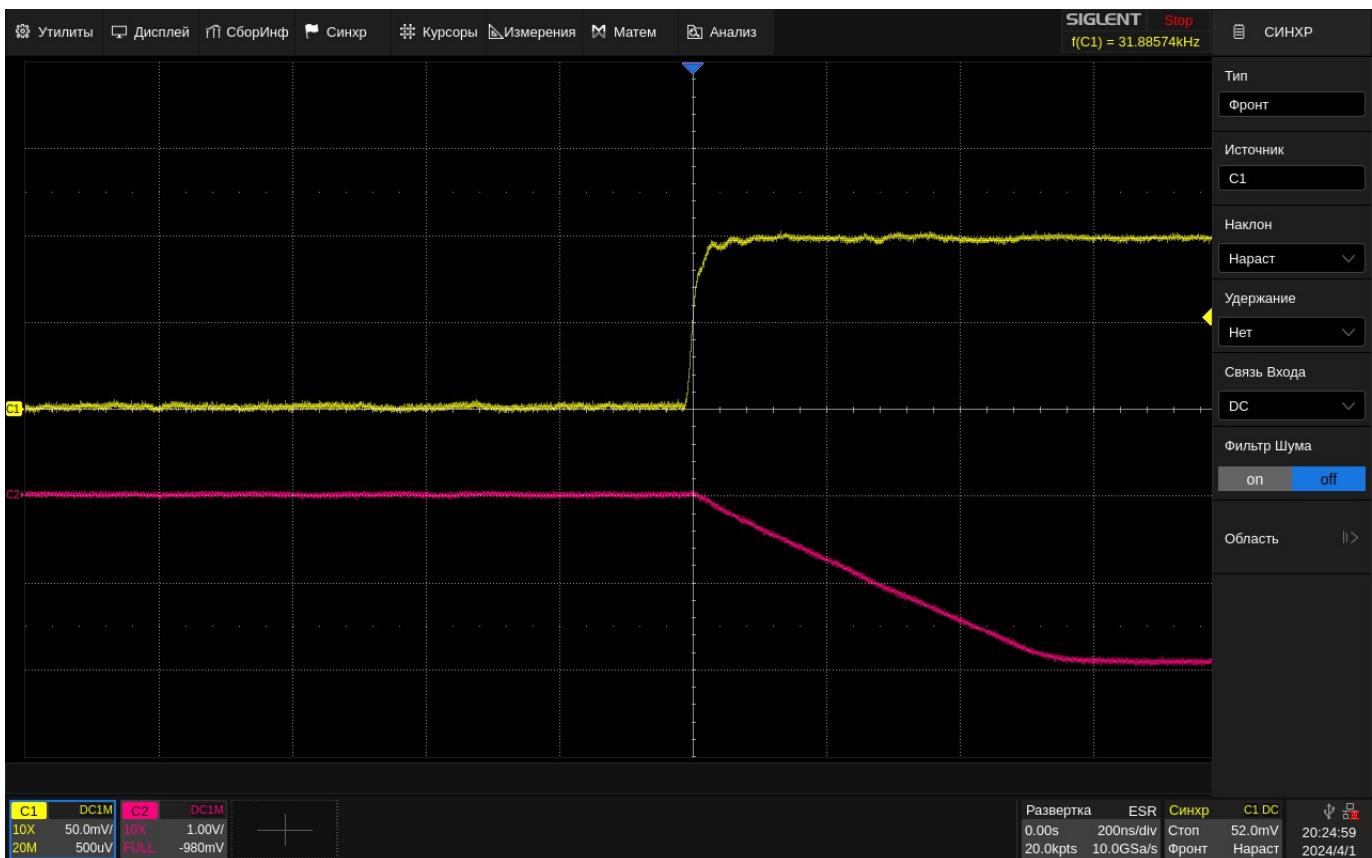


Рис. 4.1.8. Positive Over-Voltage Recovery у AD8606, развертка 200нс/деление

У AD8606 Negative Over-Voltage Recovery (здесь и далее NOR) примерно равно 5 мкс, Positive Over-Voltage Recovery (здесь и далее POR) примерно равно 450 нс.

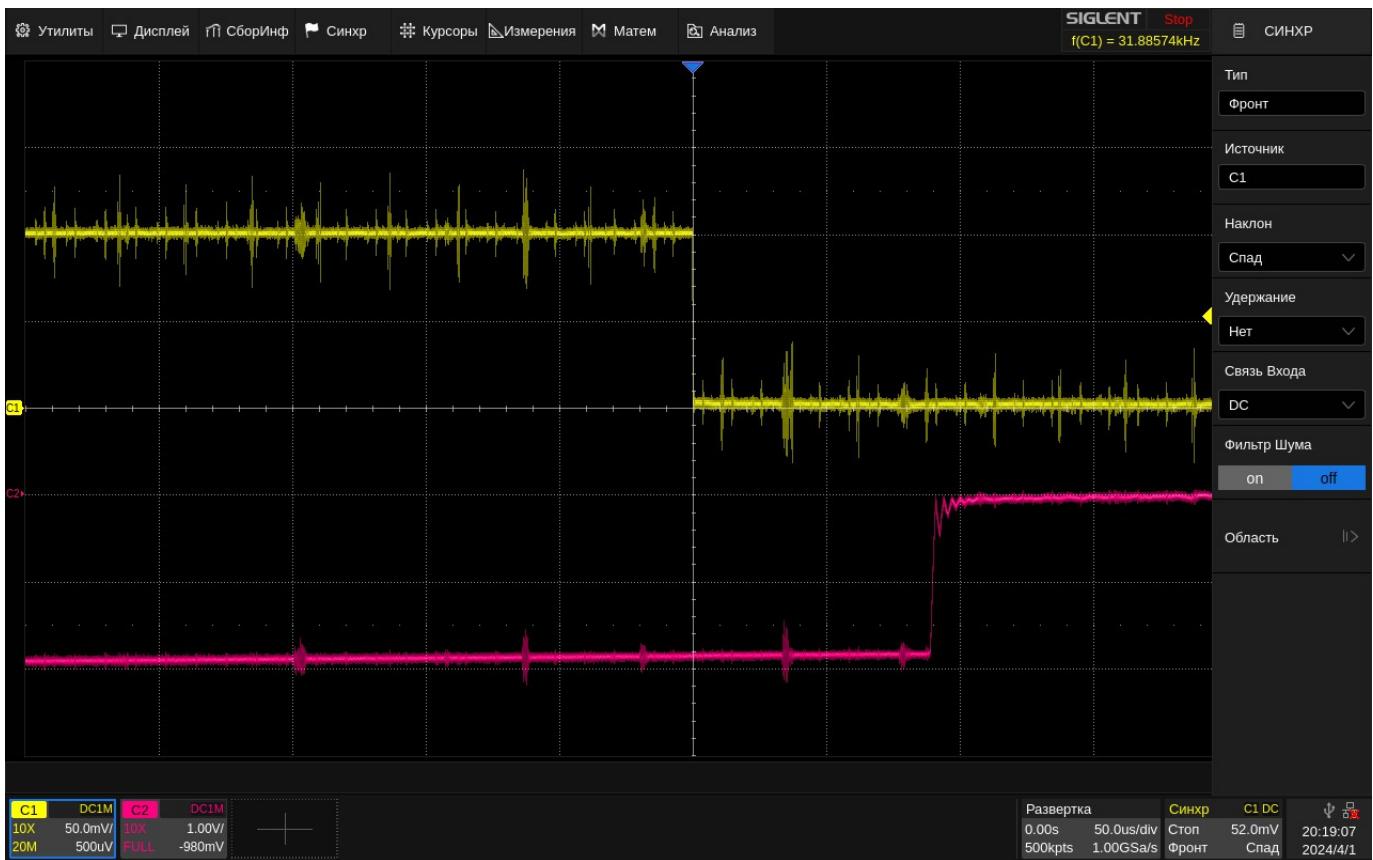


Рис. 4.1.9. Negative Over-Voltage Recovery у OPA2376 Fulihao, развертка 50 мкс/деление

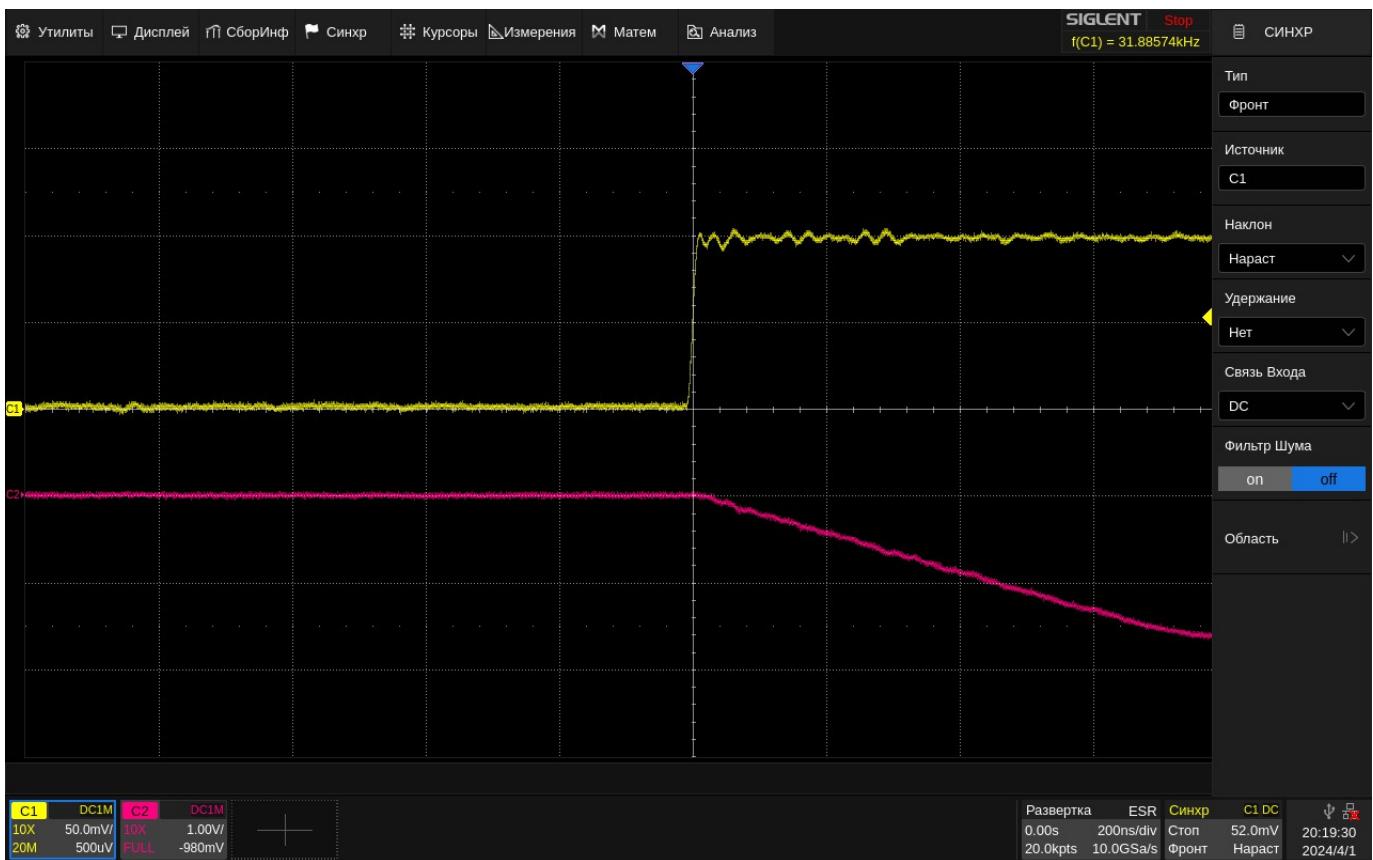


Рис. 4.1.10. Positive Over-Voltage Recovery у OPA2376 Fulihao, развертка 200 нс/деление

У OPA2376 Fulihao NOR примерно равно 90 мкс, POR примерно равно 600 нс.

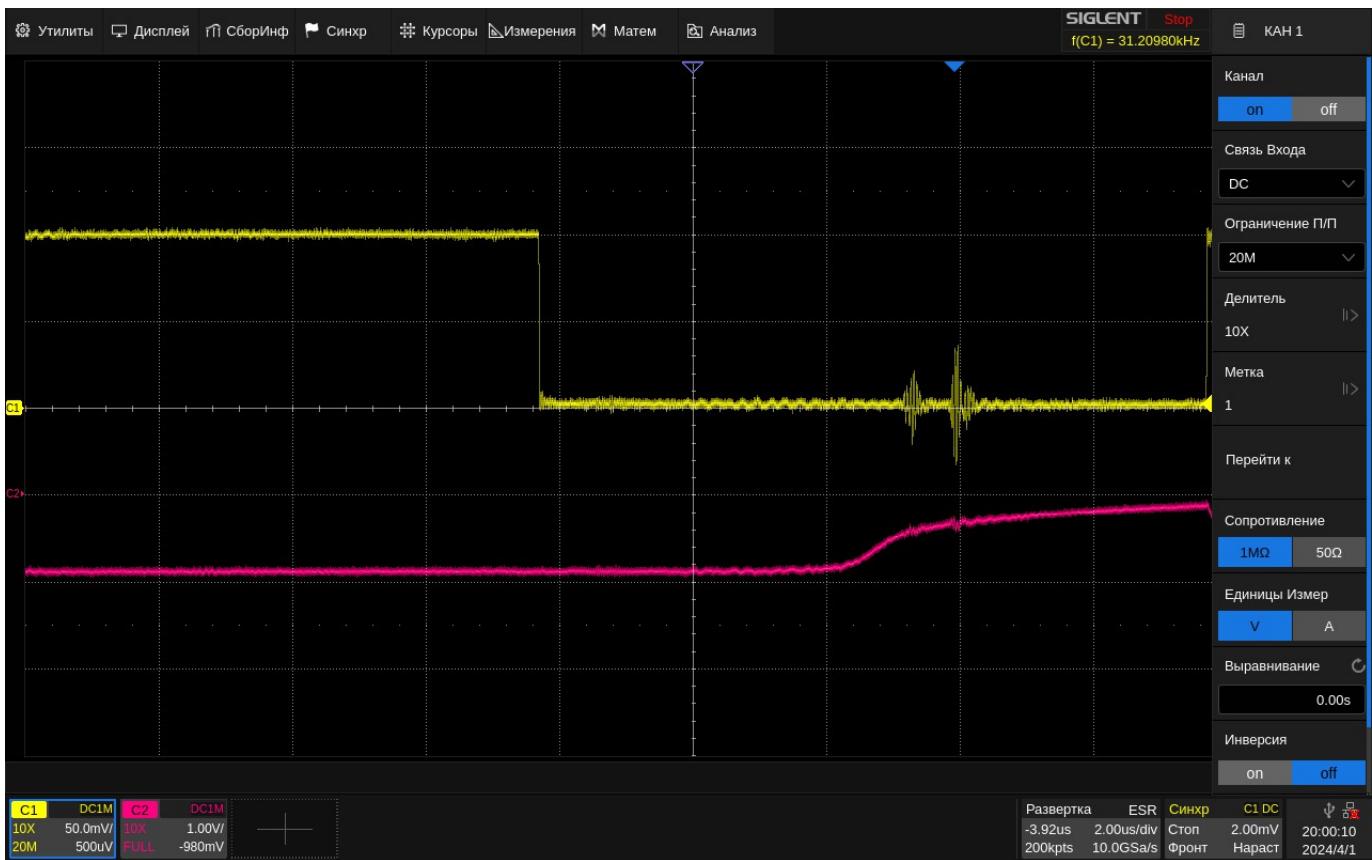


Рис. 4.1.11. Negative Over-Voltage Recovery у OPA2376 TI, развертка 2 мкс/деление

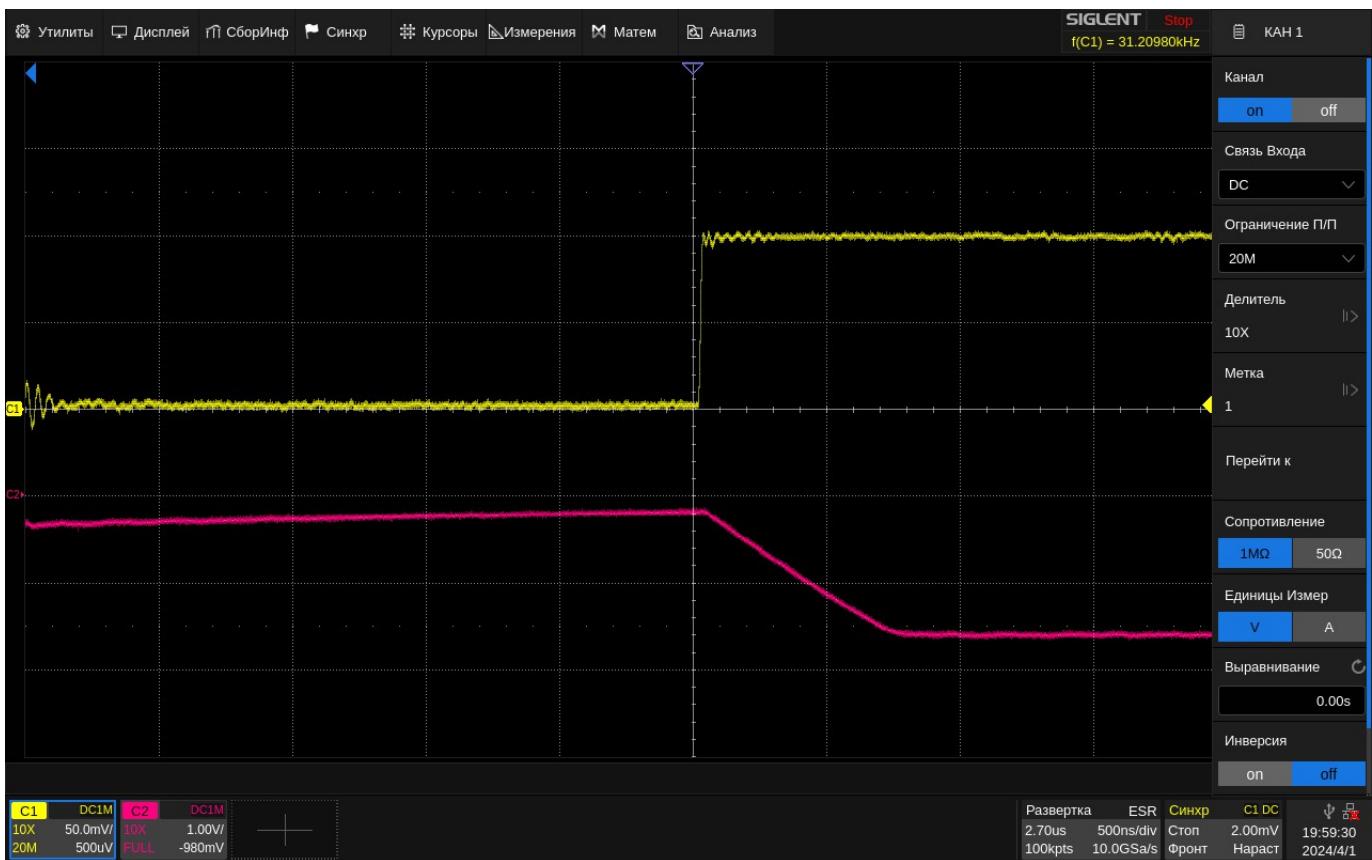


Рис. 4.1.12. Positive Over-Voltage Recovery у OPA2376 TI, развертка 500 нс/деление

У OPA2376 TI NOR примерно равно 4,25 мкс, POR примерно равно 600 нс.

Здесь видна разительная разница во временах восстановления после отрицательной перегрузки у OPA2376 от разных производителей. Разница составляет больше, чем в 20 раз. Это свидетельствует о том, что OPA2376 от Fulihao на самом деле не etrim, а чоппер-стабилизированный, ведь именно для этого типа ОУ характерны такие времена восстановления. Это не только делает OPA2376 от Fulihao непригодным к использованию для наших целей, но и заставляет внимательнее следить в целом за всеми заказанными OPA2376, особенно от китайских производителей.

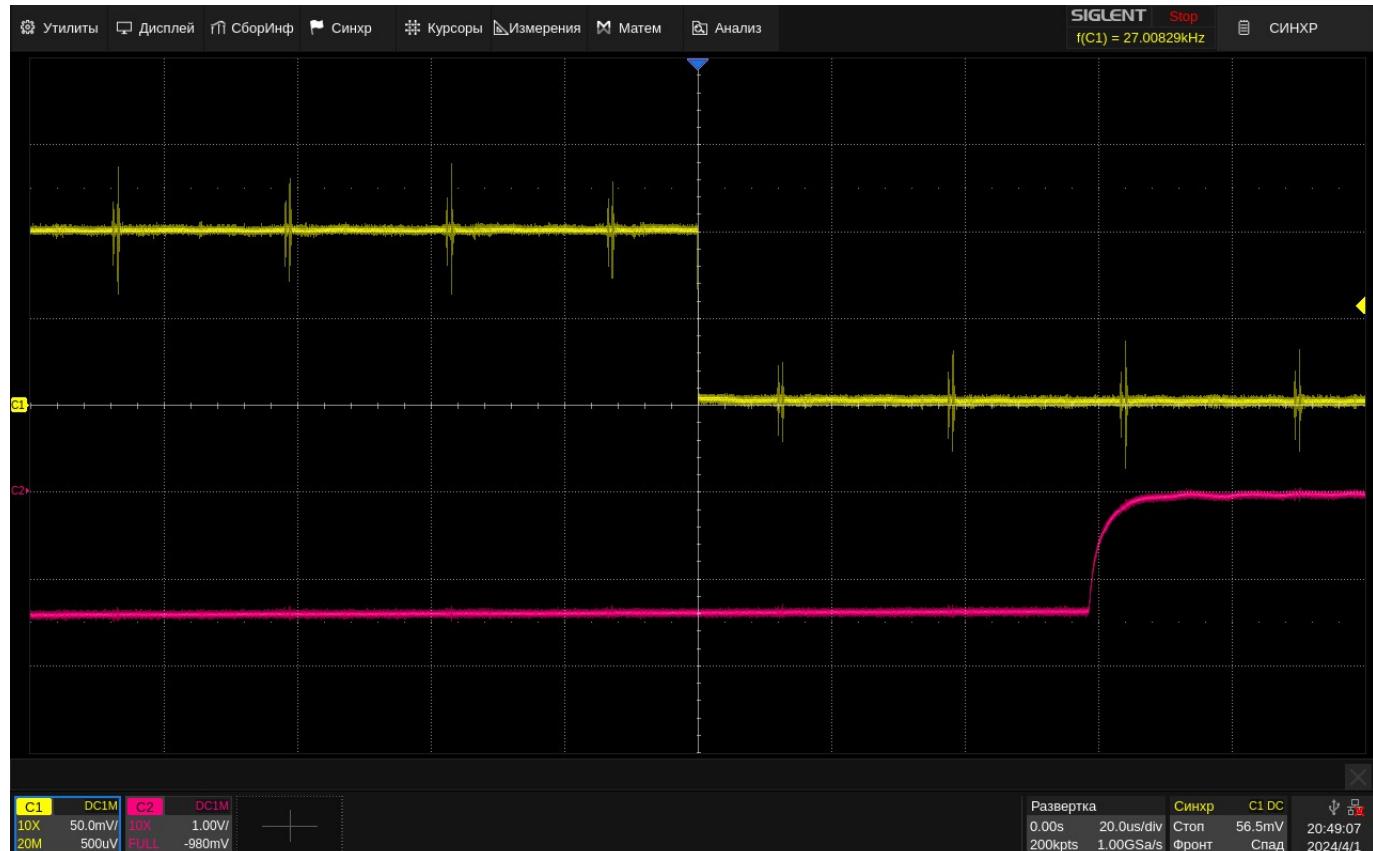


Рис. 4.1.13. Negative Over-Voltage Recovery у RS8552, развертка 20 мкс/деление

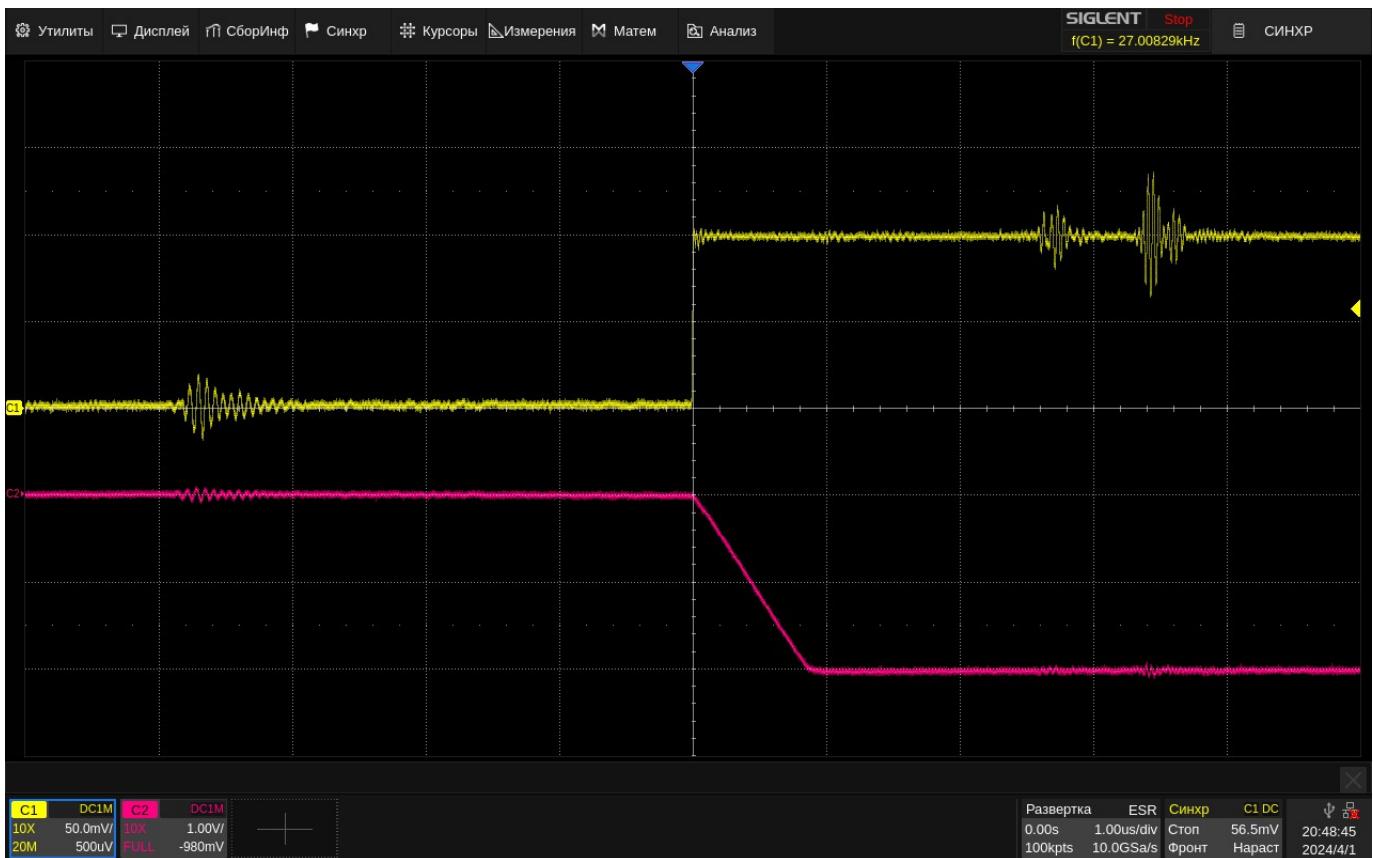


Рис. 4.1.14. Positive Over-Voltage Recovery у RS8552, развертка 1 мкс/деление

У RS8552 NOR примерно равно 60 мкс, POR примерно равно 750 нс.

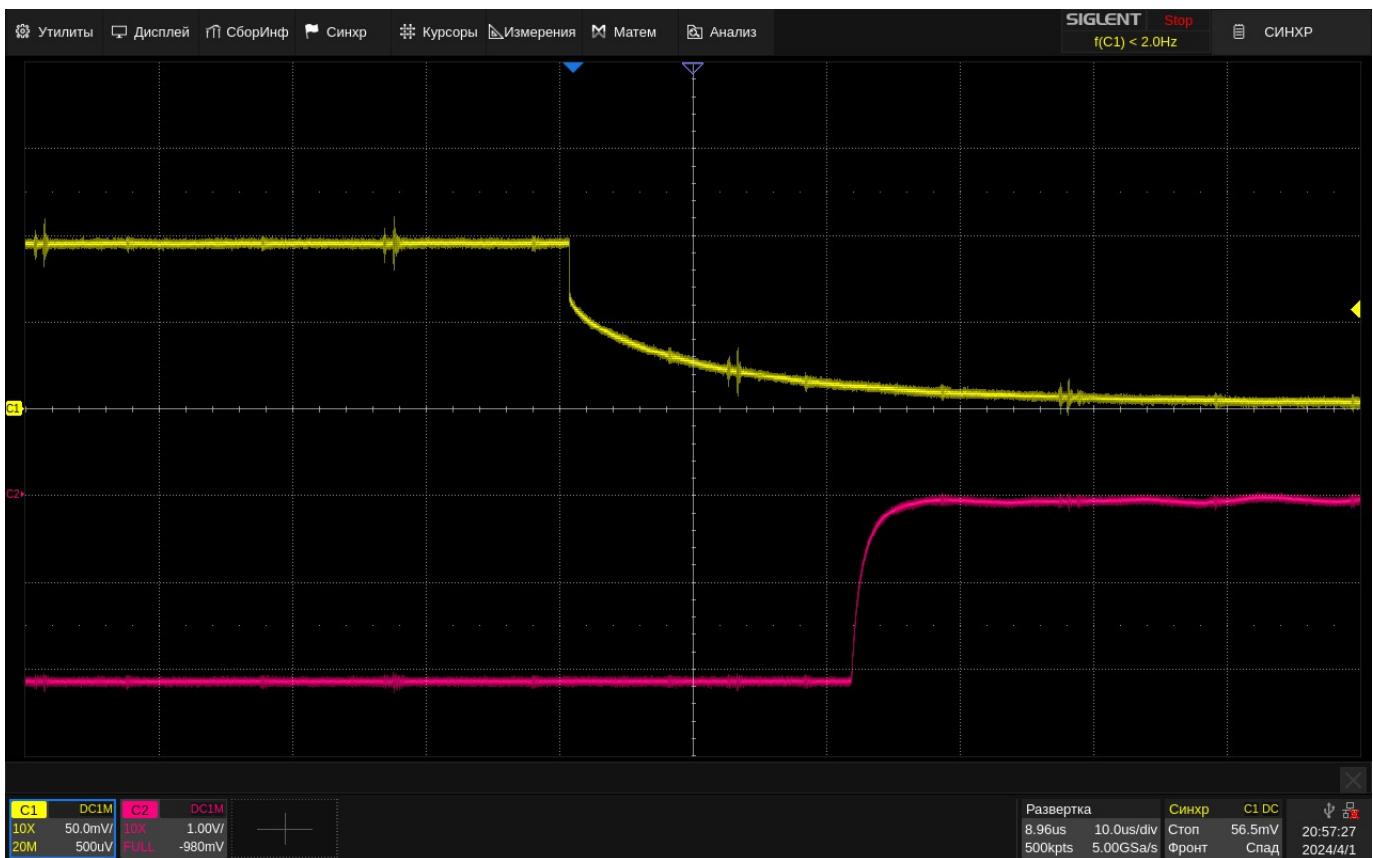


Рис. 4.1.15. Negative Over-Voltage Recovery у RS8562, развертка 10 мкс/деление

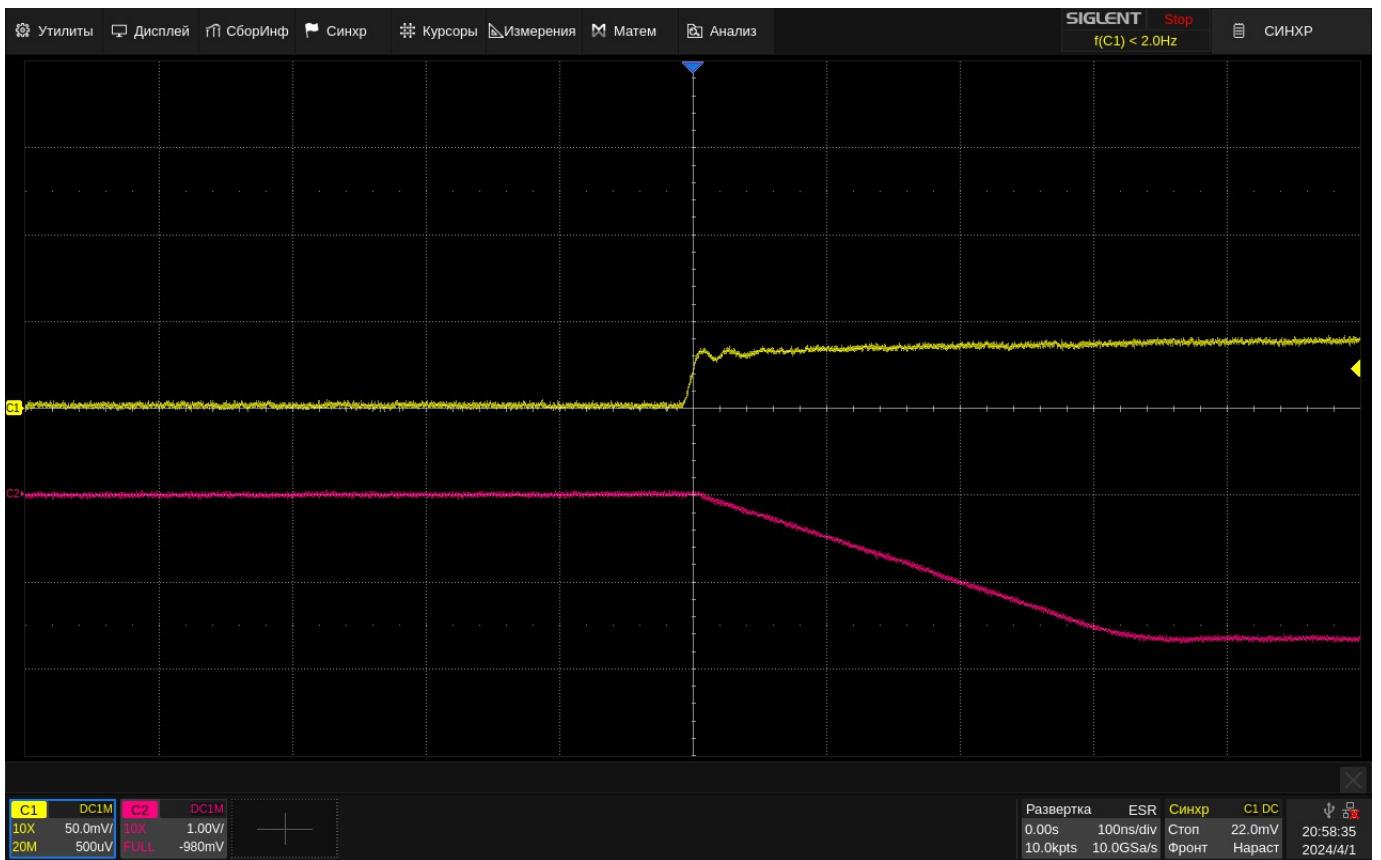


Рис. 4.1.16. Positive Over-Voltage Recovery у RS8562, развертка 100 нс/деление

У RS8562 NOR примерно равно 22,5 мкс, POR примерно равно 300 нс.

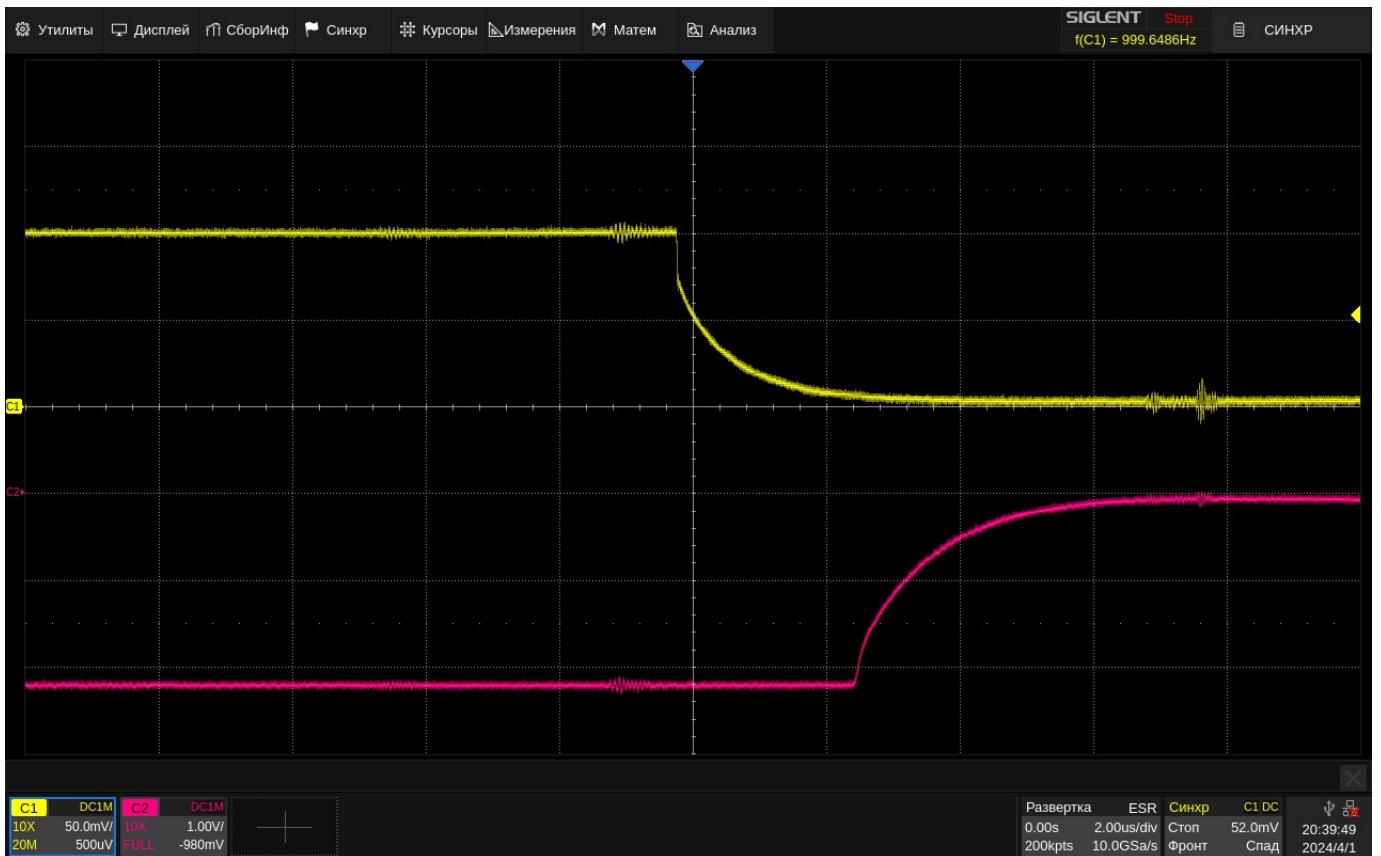


Рис. 4.1.17. Negative Over-Voltage Recovery у TP2312, развертка 2 мкс/деление

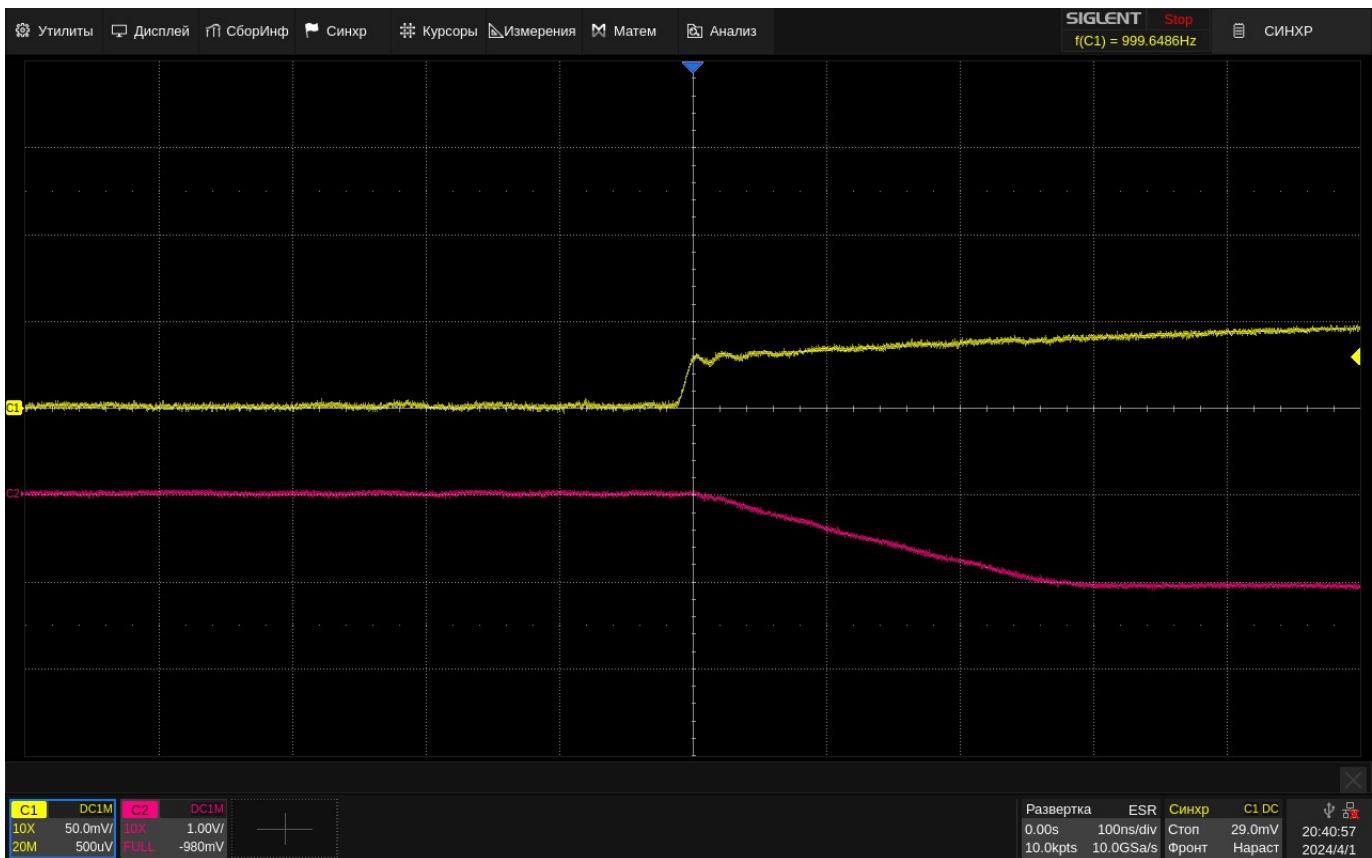


Рис. 4.1.18. Positive Over-Voltage Recovery у TP2312, развертка 100 нс/деление

У TP2312 NOR примерно равно 2,25 мкс, POR примерно равно 200 нс.

По результатам всех проведенных измерений выбор основного измерительного операционного усилителя пал на TPS2376, у него одно из самых малых напряжений смещений, не было замечено нестабильностей в работе, а так же у него оказались самые маленькие времена восстановлений после перегрузки. Так же стоит отметить его доступность в РФ.

#### 4.1.2 Измерительный шунт

Важным элементом в измерительной схеме выступает шунт, — его физические свойства, такие как сопротивление, максимальная мощность или температурный коэффициент, сильно влияют на точность всего измерения. Поэтому выбор подходящей модели шунтирующего резистора важен для корректных измерений. Например, слишком высокое сопротивление шунта может привести к значительному падению значения выходного напряжения ниже допустимого уровня, что приведет к снижению эффективности устройства. Кроме того, большая мощность, рассеиваемая на шунте, повысит его температуру, что дестабилизирует его рабочие параметры и ухудшит точность измерений. Так же высокий температурный коэффициент сопротивления (ТКС) сделает всю измерительную часть нетермостабильной, что так же нарушит корректность измерений. Этот параметр описывает повышение значений сопротивления элемента в зависимости от его температуры — чем больше ТКС, тем ниже точность измерения.

Другой важной характеристикой шунтирующего резистора является тепловой коэффициент ЭДС. На стыке соединений двух разных металлов создается электродвижущая сила порядка микровольт. Величина этой силы (и создаваемое ею напряжение) изменяется в зависимости от температуры. Эти изменения описываются тепловым коэффициентом (чаще всего выражают в мкВ/°C). Шунтирующие резисторы могут работать в широком диапазоне измерений – при измерении очень малых токов дополнительное напряжение, вызванное

фактором ЭДС, может значительно исказить результаты.

Для того чтобы значение тока измерялось с хорошей точностью следует отказаться от упрощенной модели состоящей из одного значения сопротивления, заменив ее более сложной, хотя и более реалистичной моделью, состоящей из трех последовательно соединенных сопротивлений. Это номинальное и двухкомпонентное сопротивление. В случае обычных резисторов сопротивления выводов имеют пренебрежимо малые значения, в случае шунтирующих, характеризующихся очень малыми значениями номинального сопротивления, эти дополнительные паразитные параметры вносят существенный вклад в работу, а игнорирование их влияния приводит к увеличению погрешности измерения. Схема замещения шунта изображена на рисунке 4.1.19.

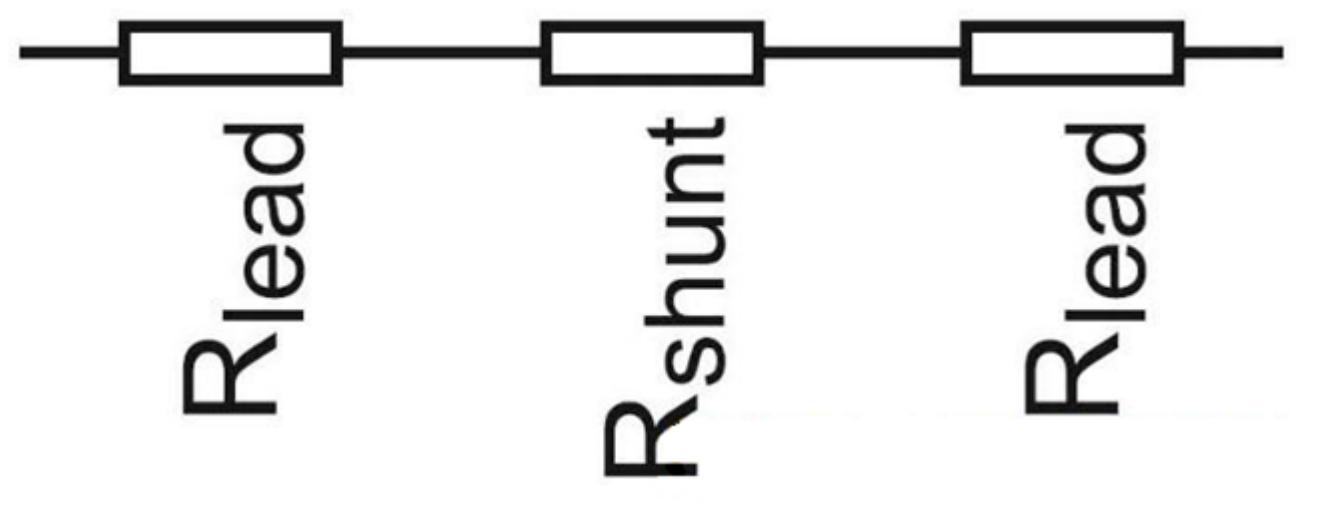


Рис. 4.1.19. Схема замещения шунтирующего резистора

Для достижения требуемой точности измерения тока в 0,5% на разных диапазонах измеряемого тока, требуется использовать шунты разного номинала. С учетом требований к устройству, сформированных в главе 1, номиналы шунтов, которых хватит для покрытия всего измеряемого диапазона, были выбраны 0,01 Ом, 1 Ом, и 100 Ом. С точки зрения подбора ЭКБ самыми проблемными являются шунты на 0,01 Ом. В ходе поиска и подбора шунтов выбор пал на серию WSL2512 для шунтов 0,01 Ом, так как шунты данной серии подходят под все требования [10].

## 4.2 Описание схемотехнического решения

Даже в рамках измерения по схеме нижнего плеча существуют разные решения. Рассмотрим рисунки 4.2.20 – 4.2.21.

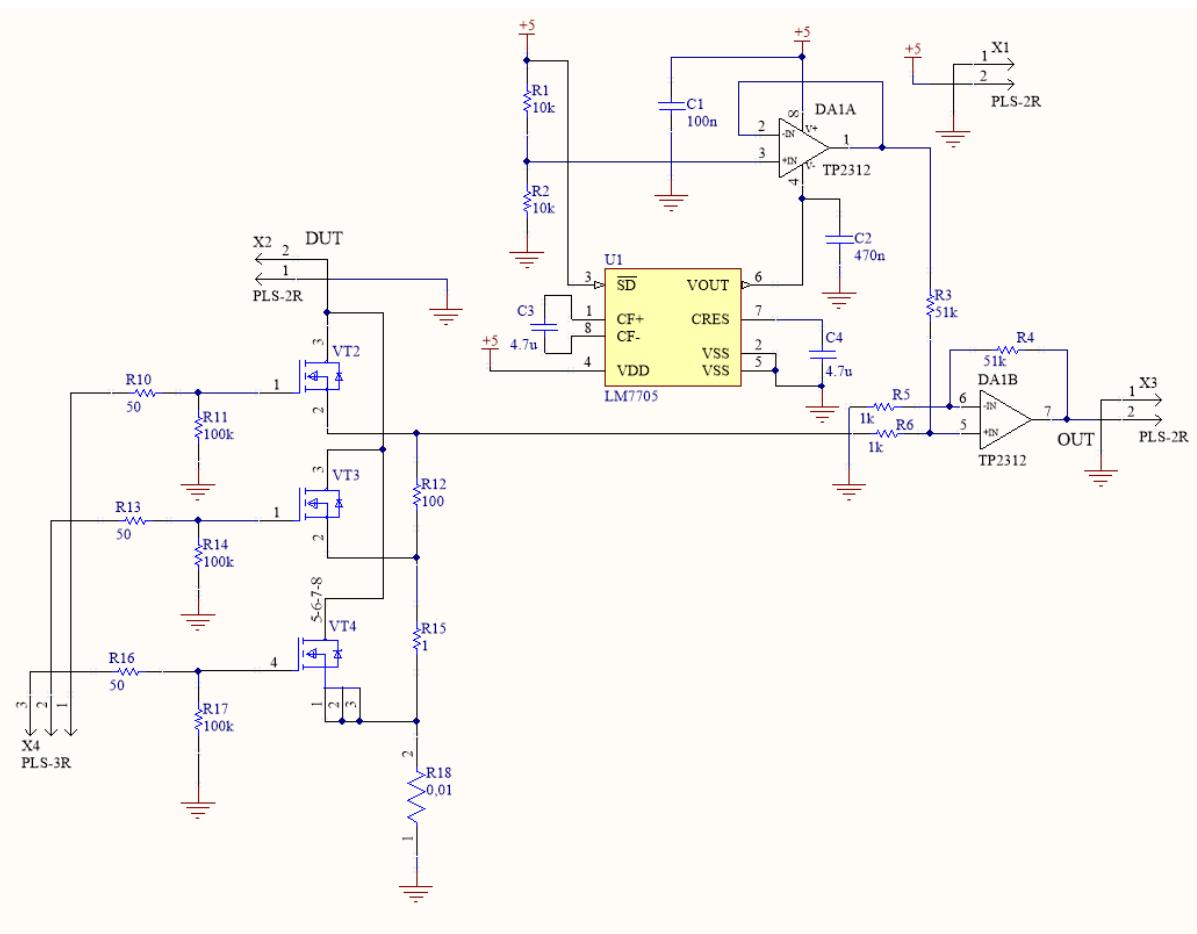


Рис. 4.2.20. Схема измерения с LM7705

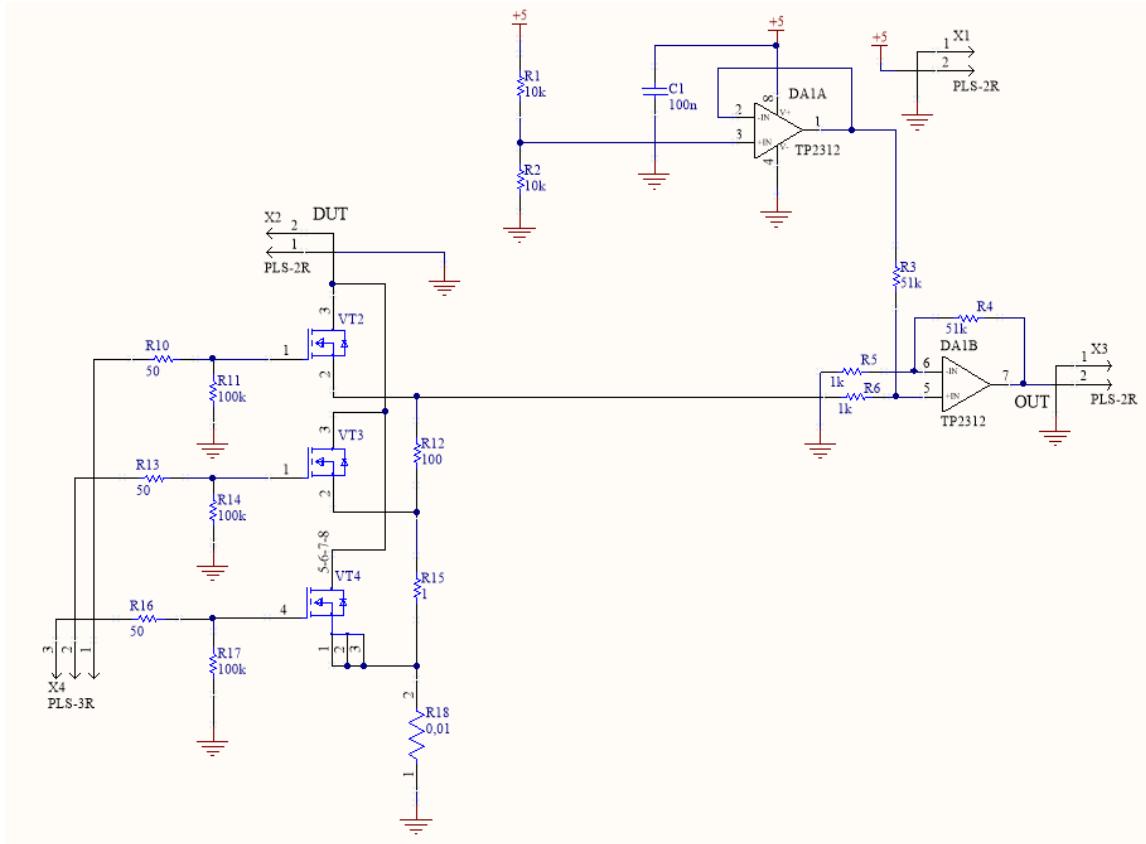


Рис. 4.2.21. Схема измерения без LM7705

В основе данных схем лежит операционный усилитель DA1B, включенный по схеме дифференциального усилителя с коэффициентом усиления 51, который задан резисторами R3-R6. Суть его работы заключается в усилении разницы напряжений между входами. На неинвертирующий вход подано смещение 2,5 В, которое задается делителем R1, R2 и стабилизируется ОУ DA1A, включенным по схеме повторителя. С разъема X3 снимается выходное усиленное напряжение.

Разъем X2 предназначен для подключения источника постоянного тока, имитирующего ток потребления отлаживаемых устройств. Транзисторы VT2 – VT4, включенные по ключевой схеме задают, при падоче на их затвор высокого уровня напряжения, через какие шунты R12, R15, R18 протечет ток с разъема X2, создавая определенное падение напряжения. Очевидно, что при включении транзистора VT2 ток будет протекать через все шунты, общим сопротивлением 101,01 Ом, создавая падение напряжения, согласно закону Ома, равное  $U_{drop} = I_{source} \cdot R_{shunt} = 101,01 \cdot I_{source}$ . При включении транзистора VT3 падение напряжения на шунтах будет составлять  $1,01 \cdot I_{source}$ , и  $0,01 \cdot I_{source}$  при включении транзистора VT4.

Так же стоит отметить, что неиспользуемые резисторы шунта всегда подключены к R6 и вносят некоторую погрешность в передаточную функцию.

Резисторы R10, R11, R13, R14, R16, R17 предназначены для защиты управляющего транзисторами элемента от короткого замыкания, путем ограничения протекающего тока. Это работает следующим образом: у каждого МОП-транзистора, из-за наличия у него рр-перехода, имеются паразитные емкости  $C_{gate-source}$ ,  $C_{gate-drain}$ ,  $C_{drain-source}$ . Не так важно их значение, как то, что переходная характеристика любой емкости в начальный момент зарядки имеет импеданс близкий к нулю, что показано на рисунке 4.2.22



Рис. 4.2.22. Переходная характеристика идеального конденсатора

, где из-за очень маленького начального соотношения  $\frac{Y_{(t)}}{I_{(t)}}$ , в момент возникновения ступенчатого скачка напряжения, через емкость протекает очень большой ток, ограниченный только сопротивлением дорожек на печатной плате и сопротивлением выводов конденсаторов, которые из-за конструктивных особенностей очень малы. А большой ток, как известно, вызывает короткое замыкание [24].

Единственное отличие между схемами в наличии или отсутствии на них микросхемы LM7705 с обвязкой. Эта микросхема предназначена для обеспечения смещения в -0,23 В на минусе питания ОУ, что необходимо для ухода из зоны с плохим напряжением смещения, см. рисунок 4.1.1, а так же для ОУ, которые не являются rail-to-rail (или почти являются), позволяет получить на выходе ровно 0 В, не напряжение смещения. Так как обе рассмат-

риваемых схемы являются двунаправленными, а для них оба преимущества, которые дает LM7705 не так важны, то в итоге за основу подсистемы измерения энергопотребления была выбрана схема, изображенная на рисунке 4.2.21.

После подбора основных компонентов подсистемы измерения энергопотребления и анализа деталей схемотехнического исполнения, можно составить схему электрическую принципиальную измерительной части отладчика, которая изображена на рисунке 4.2.23.

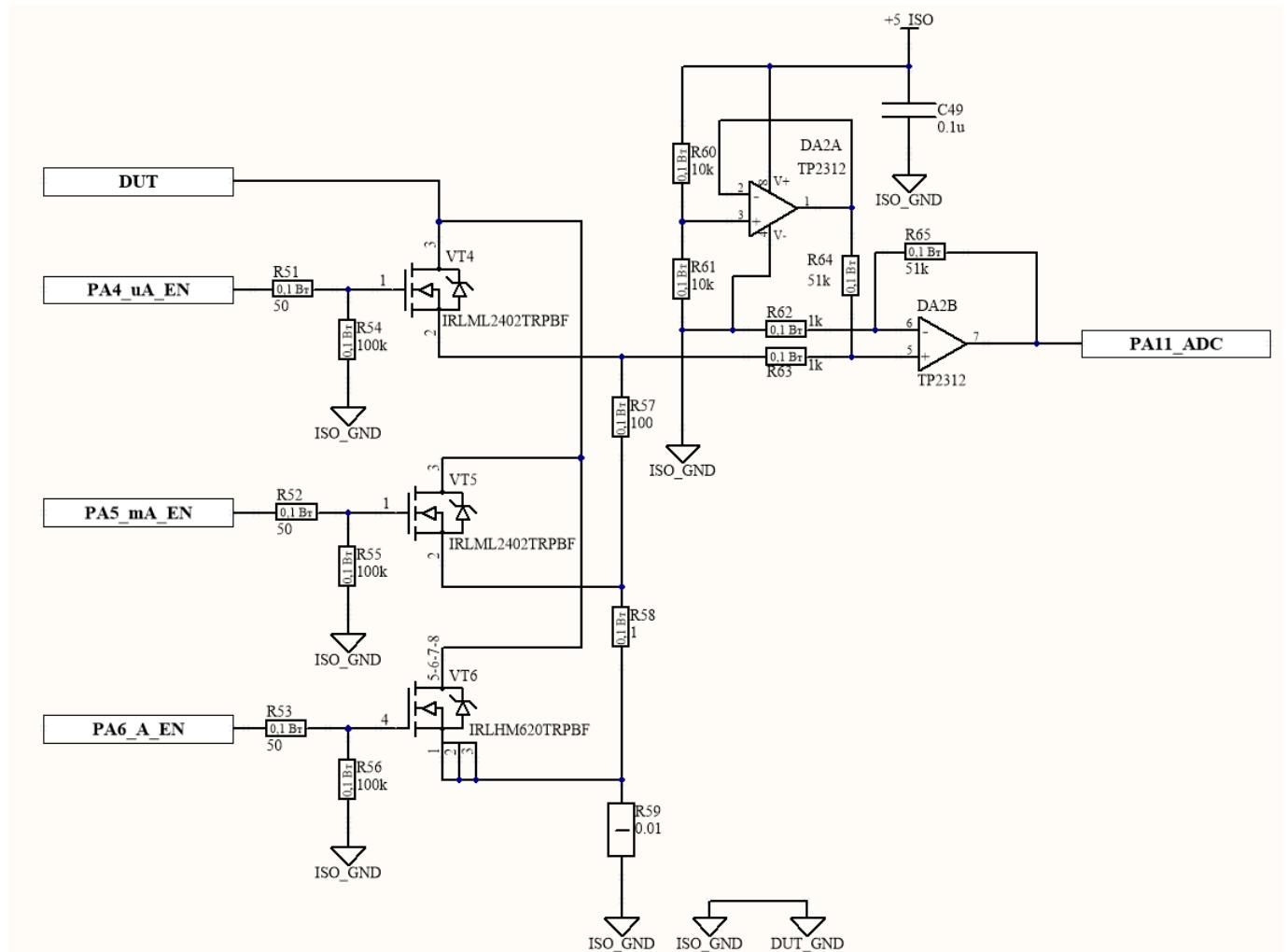


Рис. 4.2.23. Итоговая схема подсистемы измерения энергопотребления

Стоит обговорить еще раз принцип ее работы, учитывая специфику общей схемы. С порта DUT подается потребляемый отлаживаемым устройством ток, который дальше в зависимости от того, какой транзистор открыт, протекает через шунты R57, R58, R59, создавая тем самым падение напряжения, которое попадает на неинверсный вход операционного усилителя DA2B и разница между входами ОУ усиливается в 51 раз и подается на внутренний 12-битный АЦП микроконтроллера STM32F107, который оцифровывает значение напряжения.

Сигнал на порты PA4\_uA\_EN, PA5\_mA\_EN, PA6\_A\_EN приходит с микроконтроллера и открывает соответствующий транзистор, тем самым реализуя переключение диапазонов измеряемого тока.

Конденсатор C49 является фильтрующим по питанию.

Повторитель, реализованный на DA2A, задает смещение в 2,5 В на неинверсном входе ОУ DA2B, тем самым позволяя нам измерять как положительные, так и отрицательные значения токов. Так реализуется двунаправленный измеритель тока.

# Глава 5

## Описание принципа работы подсистемы Ethernet

### 5.1 Разъем RJ-25, трансформатор и обвязка

Рассмотрим основные особенности, связанные с связанные со схемотехникой Ethernet части.

На рисунке 5.1.1 изображена часть подсистемы от разъема RJ-45 до согласующего трансформатора.

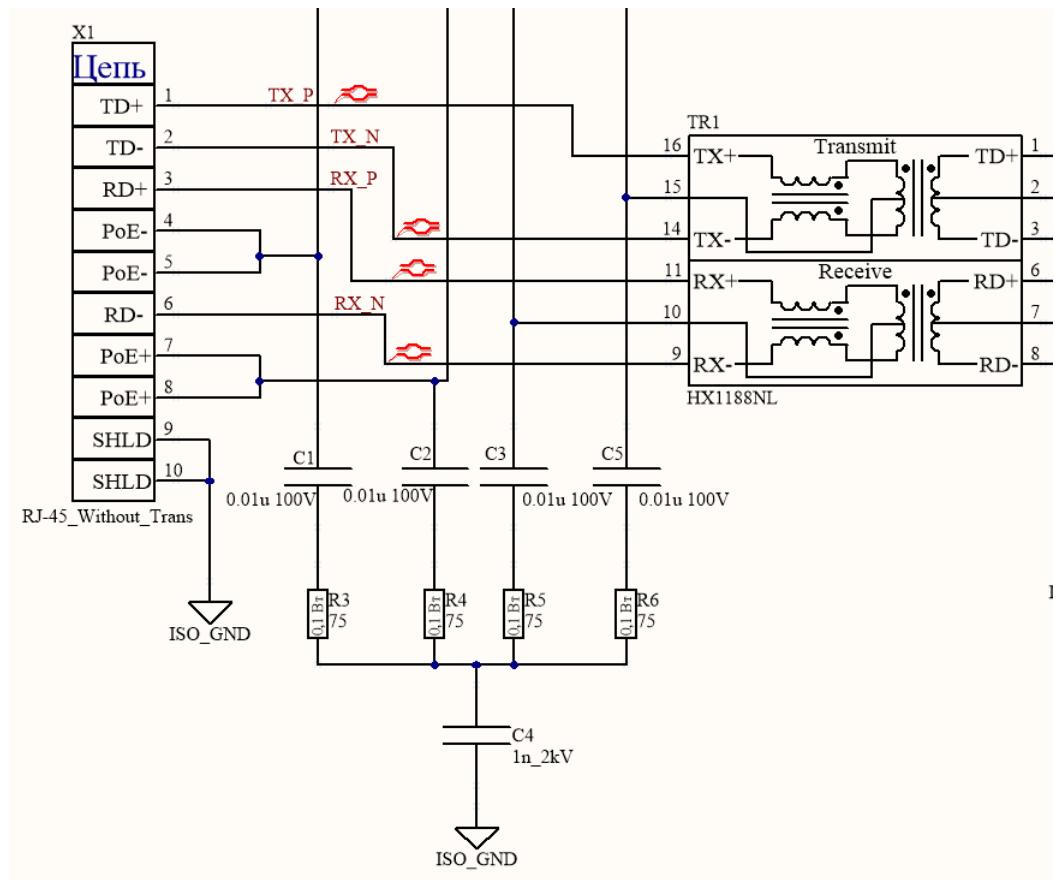


Рис. 5.1.1. Часть подсистемы Ethernet от разъема RJ-45 до согласующего трансформатора

Здесь линии TD+, TD- и RD+, RD- попарно представляют собой линии передачи и приема информации через Ethernet. конструктивно они реализуются в виде дифференциальных пар. Идея дифференциальной передачи сигналов проста. Вместо передачи одного сигнала

передаются два. Одновременно с полезным сигналом передается второй сигнал, точно такой же, как первый сигнал, но противоположной полярности. Возвратный ток первого сигнала — положительный. Возвратный ток второго сигнала — отрицательный. Они нейтрализуют друг друга 5.1.2

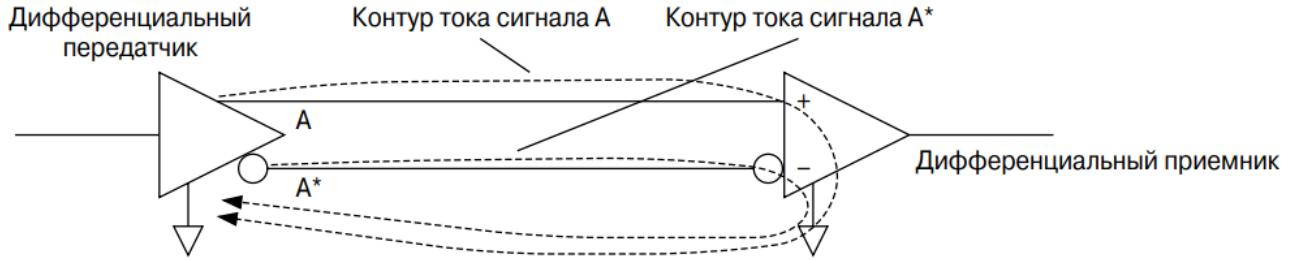


Рис. 5.1.2. Дифференциальная передача сигнала обеспечивает взаимную нейтрализацию возвратных токов

В приемнике производится сравнение двух сигналов для определения полярности логических сигналов. Для выполнения операции сравнения в приемнике нетребуется внутреннего опорного напряжения. Напряжения сдвига земли между передатчиком и приемником оказывают одинаковое воздействие на режим работы обеих линий передачи, поэтому не влияют на разность сигналов, передаваемых по ним. Режим приема дифференциального сигнала не подвержен влиянию напряжения сдвига земли между передатчиком и приемником.

В случае дифференциального сигнала единственной причиной появления возвратного тока в цепи передачи является разбаланс сигналов дифференциальной пары. Если сигналы дифференциальной пары не идеально противоположны друг другу, то полной взаимной нейтрализации возвратных токов сигналов не происходит. Этот ток разбаланса называется синфазным током. У качественного дифференциального передатчика синфазный ток в 100 раз меньше тока полезного сигнала. Снижение синфазного тока обеспечивает снижение уровня электромагнитного излучения [24].

Для грамотной трассировки этих линий, нужно рассчитать их ширину, с учетом конструктивных особенностей платы, для соблюдения необходимого импеданса, чтобы данные передавались корректно.

Для расчета воспользуемся средствами Saturn PCB Toolkit V7.03. Согласно документации на PHY-микросхему, целевой импеданс Ethernet линий должен быть равен 100 Ом [7]. В качестве допуска возьмем 10% от целевого импеданса.

Результаты расчета представлены на рисунке 5.1.4

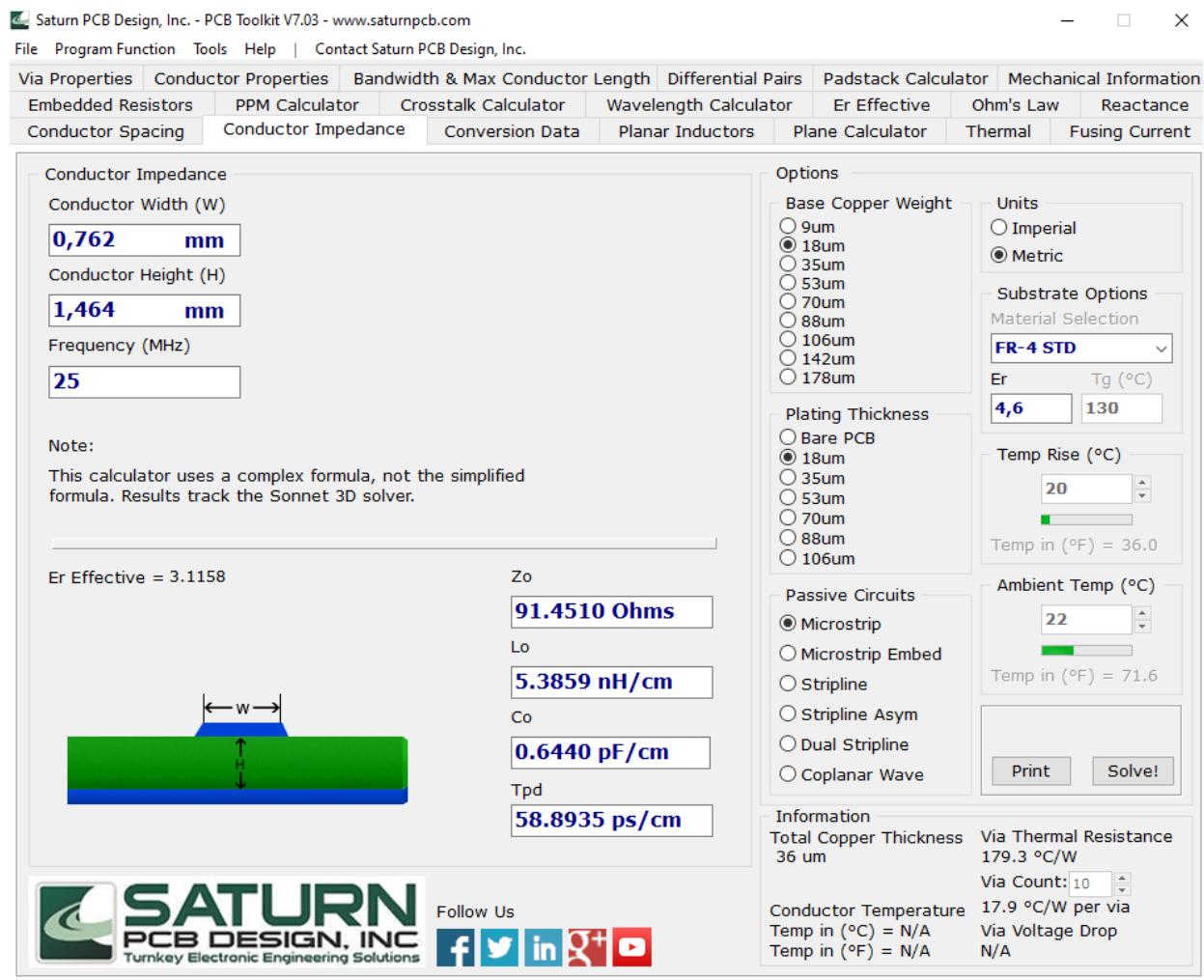


Рис. 5.1.3. Результаты расчета импеданса линий передачи данных Ethernet в Saturn Toolkit

Весь ход расчета определяет стек платы. Мы будем использовать стандартный стек компании ООО "Резонит". Плата будет двуслойная, с толщиной фольги 18 мкм, общей толщиной 1,5 мм и, следовательно, толщиной диэлектрика FR4 ( $Tg135$ ) 1,464 мм.

В разделе «Option» задаем конструктивные особенности платы, выбираем материал диэлектрика, его диэлектрическую проницаемость, конструктивное исполнение линий.

Далее в «Conductor Impedance» задаем толщину диэлектрика и максимальную тактовую частоту платы. Теперь плавно меняя значение в поле «Conductor Width» пытаемся добиться целевого импеданса с заданной точностью.

Получившиеся значения устраиваемого нас импеданса представлены на рисунке 5.1.4.

На рисунке 5.1.1 конденсаторы C1-C5 и резисторы R3-R6 образуют так называемый «Bob Smith Terminations». Их использование дает нам следующие преимущества [26]:

1. Уменьшение шума отражения сигнала.
2. Улучшение времени нарастания фронтов импульса снижая уровень электромагнитных помех и обеспечивая дополнительный запас по времени.
3. Из-за уменьшения отражений мы можем увеличить длину проводимых дорожек, что облегчает трасировку.
4. Резистивная нагрузка улучшает соотношение сигнал/шум.

Далее рассмотрим рисунок ??, на котором изображено соединение между согласующим трансформатором и PHY-микросхемы DP83848, а так же обвязка ее и интерфейс RMII, соединяющий DP83848 и микронтроллер.

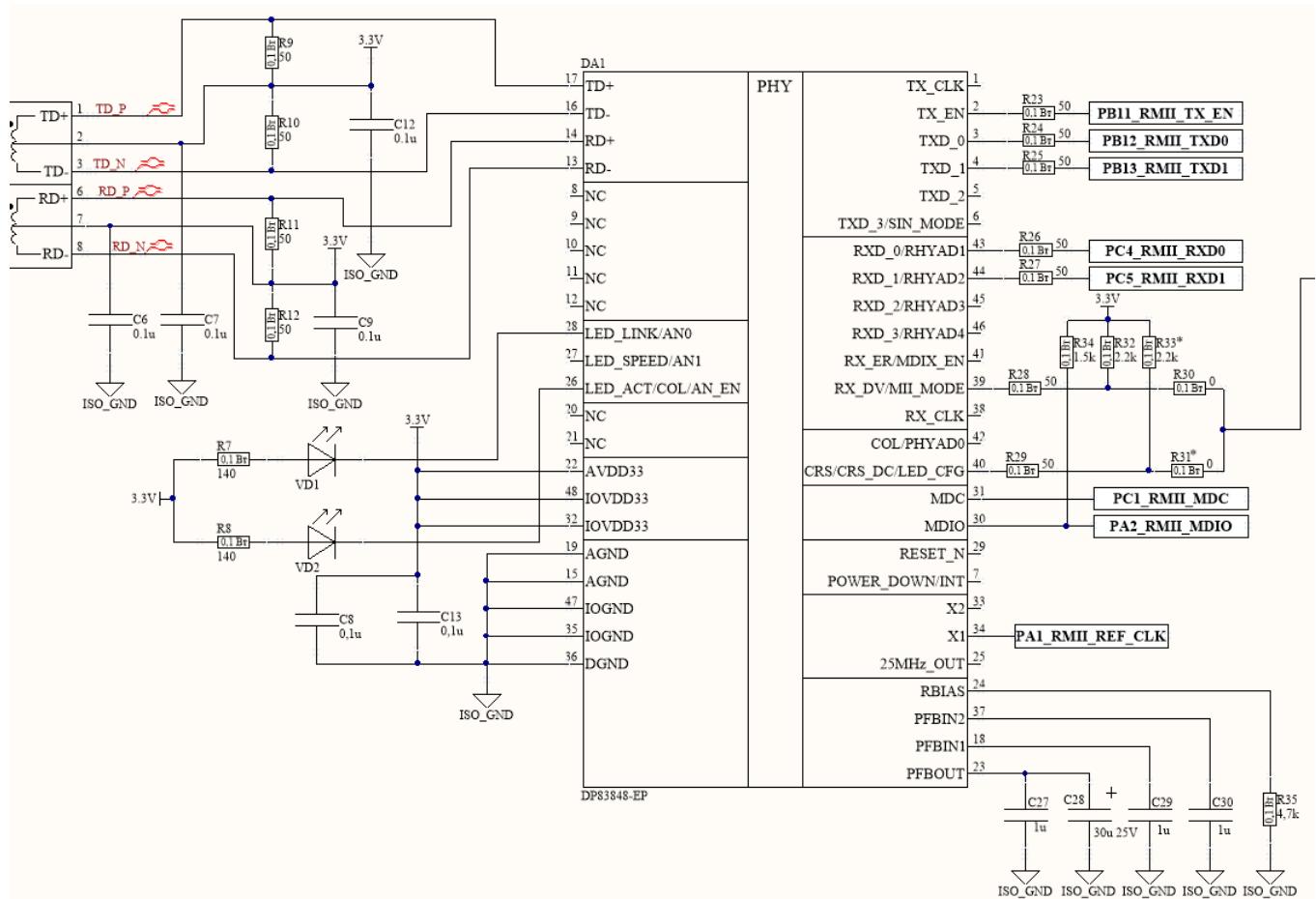


Рис. 5.1.4. Результаты расчета импеданса линий передачи данных Ethernet в Saturn Toolkit

Резисторы R9-R12 являются согласующими для линий дифференциальной передачи, их номинал равен 50 Ом и топологически их следует располагать как можно ближе к PHY-микросхеме, реализуя согласование последовательным резистором на стороне приемника.

# Литература

1. STLINK-V3 modular in-circuit debugger and programmer for STM32/STM8 – Development tools/ [Электронный ресурс] /STMicroelectronics// URL:<https://www.st.com/en/development-tools/stlink-v3set.html> – (Дата обращения: 15.05.2024)
2. Power profiling and power optimization of embedded solutions – Products/ [Электронный ресурс] /Nordic Semiconductor// URL:<https://www.nordicsemi.com/Products/Development-hardware/Power-Profiler-Kit-2> – (Дата обращения: 15.05.2024)
3. Consumption monitoring – Tools/ [Электронный ресурс] /FIT IoT-LAB// URL:<https://www.iot-lab.info/docs/tools/consumption-monitoring/> – (Дата обращения: 15.05.2024)
4. Лакамера, Д. *Архитектура встраиваемых систем* /Д. Лакамера // ДМК Пресс – Москва – 2023. – 332 с.
5. 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)
6. 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)
7. 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)
8. Хоровиц, П. *Искусство схемотехники издание седьмое* / П. Хоровиц, У. Хилл // «Бином» – Москва – 2003. – 704 с.
9. Обратноходовой преобразователь / [Электронный ресурс] /Алфавит силовой электроники// URL:<https://www.power-electronics.info/flyback.html> – (Дата обращения: 15.05.2024)
10. M. G. Liberty, Auto ranging ammeter with accurate measurement during range changes. – URL: <https://patents.google.com/patent/US11774469B2> (Дата обращения: 31.03.2024).
11. M. G. Liberty, Autoranging ammeter with fast dynamic response. – URL:<https://patents.google.com/patent/US11249117B2> (Дата обращения: 31.03.2024).
12. 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)

13. 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)
14. Designing Buck Converters with Isolated Outputs – Примечания по применению / [Статья] /Würth Elektronik // – Сентябрь, 2021 – 29 с.
15. Roberts, S. *DC/DC BOOK OF KNOWLEDGE Second Edition* / S. Roberts // RECOM – Австрия – 2015. – 234 с.
16. Designing an Isolated Buck (Fly-BuckTM) 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)
17. 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)
18. 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)
19. VERIFICATION METHODS OF SNUBBER CIRCUITS IN FLYBACK CONVERTERS – Application Note/ [Электронный ресурс] /Rohde & Schwarz// – Июнь, 2021 – URL:<https://rohde-schwarz.com/appnote/1SL363> – (Дата обращения: 15.05.2024)
20. 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)
21. Маленькие китайские хитрости, или Чоппер, но не мотоцикл – статья/ [Электронный ресурс] /Олег Артамонов// – Март, 2023 – URL:<https://habr.com/ru/articles/721750/> – (Дата обращения: 15.05.2024)
22. Op Amp Input Offset Voltage – Tutorial/ [Электронный ресурс] /Analoc Device// – 2009 – URL:<https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-037.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
23. OPAX376 Low-Noise, Low Quiescent Current, Precision Operational Amplifier e-trim Series – datasheet / [Электронный ресурс] /Texas Instruments// – Июнь, 2007 – URL:<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2376.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
24. Johnson, H. *КОНСТРУИРОВАНИЕ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ* / H. Johnson, M. Graham // «Вильямс» – Москва – 2006. – 619 с.
25. Electrical Transient Immunity for Power-Over-Ethernet – Application Report/ [Электронный ресурс] /Texas Instruments// – Август, 2006 – URL:<https://www.ti.com/lit/an/slva233a/slva233a.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
26. What is Bob Smith Termination? – статья/ [Электронный ресурс] /RayMingPCB// – Январь, 2022 – URL:<https://medium.com/@raymingpcb/what-is-bob-smith-termination-8302dbdbf51d> – (Дата обращения: 15.05.2024)
27. IEEE Std 802.3-2002 – стандарт IEEE / [Электронный ресурс] /IEEE// – Июнь, 2022 – URL:<https://standards.ieee.org/ieee/802.3af/1090/> – (Дата обращения: 15.05.2024)

28. Базовые определения Power over Ethernet (PoE) – статья/ [Электронный ресурс] /NETS// URL:<https://www.newnets.ru/knowledge/19769/> – (Дата обращения: 15.05.2024)
29. Current-sensing solutions – статья/ [Электронный ресурс] /Texas Instruments// URL:<https://www.ti.com/technologies/current-sensing-solutions.html#tab-3> – (Дата обращения: 15.05.2024)
30. 3 A, 900 kHz, monolithic synchronous step-down regulator IC – datasheet/ [Электронный ресурс] /STMicroelectronics// – Июнь, 2012 – URL:<https://www.st.com/resource/en/datasheet/st1s10.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
31. OChopper Stabilized (Auto-Zero) Precision Op Amps – Tutorial/ [Электронный ресурс] /Analoc Device// – 2009 – URL:<https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-055.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
32. Simple Op Amp Measurements – статья/ [Электронный ресурс] /J. M. Bryant// – Апрель, 2011 – URL:<https://www.analog.com/media/en/analog-digital/volume-45/number-2/articles/simple-op-amp-measurements.pdf> – (Дата обращения: 15.05.2024)
33. ГОСТ 23089.3-83. Микросхемы интегральные. Метод измерения напряжения и э.д.с смещения нуля операционных усилителей и компараторов напряжения – ГОСТ/ /СССР// – Январь, 2021 –
34. ГОСТ 23089.6-83. Микросхемы интегральные. Метод измерения времени установления выходного напряжения операционных усилителей – ГОСТ/ /СССР// – Январь, 2021 –