



# РАДИОЛОЦМАН

НОЯБРЬ-ДЕКАБРЬ 2025 (141)

Журнал разработчиков электроники WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Ноябрь-Декабрь 2025 (141)

2026

2025

Бережно заряжаем NiMH аккумуляторы

Самые крутые гаджеты 2025 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал разработчиков электроники WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Ноябрь-Декабрь 2024 (135)

Gr

AI

IoT

5G

Pr+♥Dt+Fr+

2025

Что год грядущий нам готовит?

Журнал разработчиков электроники WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Ноябрь-Декабрь 2023 (129)

Бережно заряжаем NiMH аккумуляторы

Умные гаджеты 2023 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал разработчиков электроники WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Ноябрь-Декабрь 2022 (123)

БЕРЕЖНО ЗАРЯЖАЕМ NiMH АККУМУЛЯТОРЫ

График зависимости напряжения и температуры от тока зарядки

Умные гаджеты 2022 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал разработчиков электроники WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Ноябрь-Декабрь 2021 (117)

РС-ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДНЫХ СИГНАЛОВ С ОДНИМ КОНДЕНСАТОРОМ

Умные гаджеты 2021 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал разработчиков электроники WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Ноябрь-Декабрь 2020 (111)

ЦИФРОВОЙ КОНТУР УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Умные гаджеты 2020 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал для тех, кто интересуется электроникой WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Декабрь 2019 (103)

Уникальные, балансные, следующие поколения адаптивных инверторов

Уменьшение коммутационных ошибок в лазерном преобразователе энергии

RGB-СЕНСОР НА СВЕТОДИОДАХ

Технология SiC позволяет разместить мегаваттный инвертор в объеме компактного чемодана

Умные гаджеты 2019 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал для тех, кто интересуется электроникой WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Декабрь 2018 (91)

Энергосберегающая ртуть освещенная

Электронная кожа указывает путь на север

Светодиодная лампа может согревать

Сложнее за точкой максимальной мощности без вычисления

Умные гаджеты 2018 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал для тех, кто интересуется электроникой WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Декабрь 2017 (79)

Светодиоды увеличивают глобальное световое загрязнение

Почему импульсные преобразователи «на любителя» «каплют» нагрузку. Особенности

RS-фильтр низких частот расширяет выходной порт микроконтроллера

Умные гаджеты 2017 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал для тех, кто интересуется электроникой WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Декабрь 2016 (67)

Аналоговые комбинированные платы в мире сверхвысокочастотных инфракрасных светодиодов

Fast forward Point of Jurca и Vukobrat

Простые двухуровневые интерфейсы в микроконтроллерах управления

Ретро-микроскопы, которые не гонят на ум

Умные гаджеты 2016 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал для тех, кто интересуется электроникой WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Декабрь 2013 (31)

Электрические сигналы можно печатать на обычном струйном принтере

Печатная плата прямо на своем столе, на Kickstarter запущен проект настольного принтера

Устойчивость тиристора к dV/dt можно значительно повысить

Истинно дифференциальный операционный усилитель, сделанный из логических инверторов

ПЕЧАТАЕМ ПЛАТЫ НА ПРИНТЕРЕ

Умные гаджеты 2013 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал для тех, кто интересуется электроникой WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Декабрь 2014 (43)

Из миллионов ответвлений можно сделать аккумулятор

Сравнительная таблица транзисторов разного типа

Контроллер синхронного повышающего преобразователя отдаст в нагрузку сотни ватт при КПД 99%

Пробудят ли ЭМЭС закон Мура?

Умные гаджеты 2014 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал для тех, кто интересуется электроникой WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Декабрь 2015 (55)

Умные гаджеты 2015 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал для тех, кто интересуется электроникой WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Декабрь 2012

Микроконтроллеры с низким энергопотреблением для приложений Smart Power

Умные гаджеты 2012 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Журнал для тех, кто интересуется электроникой WWW.RLOCSMAN.RU  
**РАДИОЛОЦМАН**  
Март 2012

Умные гаджеты 2012 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов

Умные гаджеты 2012 года

Электроника для начинающих

Электроника для продвинутых

Электроника для любителей

Электроника для профессионалов



# РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

[www.rlocman.ru/magazine](http://www.rlocman.ru/magazine)

Официальные версии только здесь: без регистрации и назойливой рекламы, с высокой скоростью скачивания.



Если вы являетесь носителем передовых знаний в областях разработки электронных приборов и/или применения электронных компонентов и готовы популяризировать их – **приглашаем к сотрудничеству!**





**Ноябрь-Декабрь 2025 (141)**

Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

М. Басков  
Д. Захаров  
В. Колесник  
С. Муратчаев  
А. Николаев  
М. Шустов

По вопросам размещения  
рекламы, публикации авторских  
материалов, с замечаниями и  
пожеланиями обращаться:

[rlocman@rlocman.ru](mailto:rlocman@rlocman.ru)

☎ +7 (495) 721-72-14

[www.rlocman.ru](http://www.rlocman.ru)

Официальные версии журнала  
распространяются бесплатно и  
без регистрации только на сайте  
РадиоЛоцман

При любом использовании  
материалов, опубликованных в  
журнале, ссылка на РадиоЛоц-  
ман обязательна. Полное или  
частичное воспроизведение или  
тиражирование каким бы то ни  
было способом материалов  
настоящего издания допускает-  
ся только с письменного разре-  
шения редакции.

Мнения авторов не всегда  
отражают точку зрения редакции.

Оформление  
бесплатной подписки:  
[www.rlocman.ru/magazine](http://www.rlocman.ru/magazine)

## Новости

- МГТУ им. Н.Э. Баумана запускает производство специального оптического волокна
- Встречайте Arduino Nesso N1: будущее Интернета вещей у вас на ладони
- «Росатом» запустил в первую в России «гигафабрику» литийионных накопителей энергии
- Microchip вдвое сокращает мощность, необходимую для измерения энергопотребления портативных устройств
- НИИМЭ и НИИТМ первыми в России разработали оборудование для техпроцесса 65-нм на пластинах до 300 мм
- В ЛЭТИ создали компоненты оптического чипа для обеспечения эффективной работы фотонных радаров
- Оптические приемопередатчики Ethernet PHY нового поколения от Microchip поддерживают протокол точного времени и стандарт шифрования MACsec

## Статьи

- Почему жало паяльника выходит из строя раньше срока: анализ причин и методы продления ресурса
- Насколько полезны бесплатные инструменты искусственного интеллекта для электронного проектирования?
- Источник тока, нечувствительный к величине нагрузки
- Сборка специализированного Linux-образа для Orange Pi 3 LTS с помощью Yocto Project: от пустого листа до SDR-сервера
- Логические элементы «Запрет» и «Импликатор» на транзисторах
- Надежный источник питания с идеальными диодами
- Усилители Нортон: точность и мощность аналогового стиля, которые мы помним
- Мониторинг предвестников катастрофических геодинамических событий – землетрясений
- Неприхотливый, пригодный для массового производства генератор белого шума звуковой частоты
- Потеря точности при ШИМ-программировании регулятора  $V_{OUT} < V_{SENSE}$
- Минимизация излучений от регулятора Кука
- Токовое зеркало уменьшает эффект Эрли
- Активное токовое зеркало
- Почередная или одновременная передача цифровой информации по двухпроводной линии
- Концевые датчики положения: практическое руководство
- Стационарные телефоны: уходят, уходят... но окончательно не ушли
- Амплитудные селекторы – фильтры уровней напряжений и токов
- Терморезисторы обеспечивают дифференциальное измерение температуры

## Схемы

- Опыт модернизации ветрогенератора с AliExpress
- Схема возведения в квадрат
- Самодельный цифровой стерео FM-передатчик
- Более простая схема для определения характеристик JFET
- Программируемый источник тока с отключением при перегреве
- Маломощный генератор озона
- Понижающе-повышающий преобразователь на основе микросхемы XL6019
- Мой 100-мегагерцовый ПНЧ – аппаратная версия
- Обратноходовой AC/DC преобразователь 85-260 В AC в 12 В с трансформатором на сердечнике RM6
- Прецизионный источник тока, нечувствительный к напряжениям
- Защитите свой макет от перенапряжения
- Схема последовательной защиты от перенапряжений в линии электропитания
- Схема улучшает смещение для GaAs полевых транзисторов
- Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА
- Водитель ритма дыхания для оздоровительных процедур
- Игнорирование опорного напряжения регулятора
- Солнечный светильник в банке для консервирования
- До глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА
- Позолоченное ШИМ-управление линейными и импульсными регуляторами
- Двухвыводной прецизионный источник тока с широким рабочим диапазоном
- Регулируемая нагрузка
- Считывание изолированных цифровых сигналов без потребления энергии

# МГТУ им. Н.Э. Баумана запускает производство специального оптического волокна

На базе кампуса МГТУ им. Н.Э. Баумана стартует серийное производство специального оптического волокна – ключевого материала для сенсорных, лазерных и высокоточных измерительных систем. Это стало возможным благодаря вводу в эксплуатацию специализированного оборудования – башни вытяжки высотой 15 метров, размещенной в корпусе Квантум Парк. Подобное оборудование относится к уникальной научно-технологической инфраструктуре, а его размещение было предусмотрено на стадии проектирования кампуса.



Оптическое волокно – это тончайшая нить из стекла, способная передавать световые сигналы с зашифрованной информацией на большие расстояния. Специальное оптическое волокно ценится тем, что работает там, где обычное волокно не выдерживает, выполняя роль одновременно канала передачи данных и сверхчувствительного датчика. Оно стабильно в экстремальных условиях – при высоких и низких температурах, вибрациях, радиации и воздействии агрессивных сред – поэтому используется в сенсорных системах для мониторинга целостности космической техники, для технологий сжижения природного газа, в промышленности и энергетике. Такое волокно позволяет на протяжении десятков километров в реальном времени отслеживать утечки, вибрации, попытки проникновения и изменения состояния объектов, обеспечивая безопасность и предотвращая аварии. Также оно может

быть применимо в оптических системах бортового оборудования, включая БПЛА самолетного типа.

Производят такой продукт на специальных башнях вытяжки – вертикальных установках, в которых заготовка из стекла (преформа) нагревается до температуры размягчения, после чего вытягивается в волокно толщиной до сотен микрон. В процессе контролируются температура, скорость вытяжки, геометрия волокна и параметры защитного покрытия. На башне МГТУ реализованы автоматизированные системы управления, обеспечивающие стабильность параметров и высокую точность изготовления.

«Башня вытяжки, размещенная в Бауманке, относится к современным вытяжным системам и не уступает по техническим характеристикам лучшим зарубежным аналогам. Ввод в эксплуатацию и запуск состоялся в условиях санкционных ограничений, что подчеркивает способность университета обеспечивать критически важные технологические процессы собственными силами», – отмечает начальник лаборатории волоконно-оптических систем НОЦ «Фотоника и ИК-техника» МГТУ им. Н.Э. Баумана Алексей Пнев.



Пусконаладочные работы выполнены при непосредственном участии специалистов ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, что обеспечило формирование необходимых компетенций для создания отечественных аппаратных и программных решений в данной области. Сложившиеся за многие годы устойчивые

связи между МГТУ им. Н.Э. Баумана и ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова позволяют планировать дальнейшее расширение кооперации в сфере волоконных технологий на стратегической основе.

Специальное оптическое волокно в коммерческих объемах сегодня производят лишь несколько российских организаций. Появление собственной башни вытяжки в МГТУ им. Н.Э. Баумана позволит ежегодно выпускать несколько тысяч километров специального волокна.

МГТУ им. Н.Э. Баумана продолжает формировать технологическую базу, необходимую для развития отечественной оптической промышленности, обеспечивая стране независимость в критически важном сегменте высоких технологий.

Кампус МГТУ им. Н.Э. Баумана, частью которого является корпус Квантум Парк, построен в рамках федерального проекта «Создание сети современных кампусов». Проект реализуется в рамках национального проекта «Молодежь и дети».

## Встречайте Arduino Nesso N1: будущее Интернета вещей у вас на ладони

Будьте готовы строить будущее быстрее – благодаря новому Arduino Nesso N1, мощному, компактному и готовому к использованию комплекту разработчика, который привносит всю гибкость экосистемы Arduino в мир подключенных устройств и удаленного мониторинга.



Разработанный совместно с M5Stack – ведущим поставщиком этажерочных модулей Интернета вещей и удобных для разработчиков инструментов – Nesso N1 станет идеальным помощником для создания масштабируемых прототипов или полноценных подключенных решений. Независимо от того, создаете ли вы хабы умного дома, узлы периферийных вычислений, носимые датчики или

системы промышленной автоматизации, он разработан для того, чтобы помочь вам воплотить идеи в жизнь быстро, легко и надежно.

### Компактная конструкция, большие возможности

Пусть вас не смущают его небольшие размеры. Nesso N1 оснащен всем необходимым для разработки интеллектуальных сетевых решений:

- Основан на модуле ESP32-C6 с малопотребляющим одноядерным RISC-V процессором (до 20 МГц), обеспечивающим эффективную и надежную работу.
- Оснащен 16 МБ Nor Flash и 512 КБ SRAM, что достаточно для приложений Интернета вещей.
- Сенсорный экран 1.14 дюйма и программируемые кнопки для удобства взаимодействия.
- Встроенный инерциальный измерительный блок, ИК-передатчик, RGB-светодиод и излучатель звука.
- Питание от аккумулятора.
- Множество вариантов подключения, включая Bluetooth 5.3, Thread 1.4, Zigbee 3.0, Matter и LoRa (850–960 МГц).
- Поддержка Arduino Cloud для удаленного управления и визуализации данных.
- Разъемы USB-C, Grove и Qwiic для простого расширения с помощью узлов Arduino Modulino или модулей сторонних изготовителей.

Предварительно собранное оборудование и прочный корпус позволяют избавиться от головной боли, связанной с механическим проектированием, и сразу сосредоточиться на создании своего решения.

## Готов к вашему следующему проекту

Nesso N1 идеально подходит для тех, кто хочет сделать свой дом умнее, поскольку позволяет легко создать центральный хаб или превратить устройства с ИК-управлением в подключенные бытовые приборы. Но он также может быть полезен и тем, кто работает в сфере промышленной автоматизации: используйте его для мониторинга и управления оборудованием, сбора данных с датчиков или быстрого создания систем предиктивного обслуживания. Аналогичным образом, он может открыть доступ к точному земледелию или мониторингу окружающей среды, подключив датчики почвы, погоды и орошения. И, наконец, что не менее важно, он

может вывести на новый уровень научные исследования и STEM-образование, позволяя в реальном времени собирать данные для анализа или даже создать многопрототипный прототип Интернета вещей!

Более того, вы можете приступить к написанию кода для Nesso N1 в удобной вам среде – с помощью Arduino IDE, MicroPython или UIFlow, – что идеально подходит для любого рабочего процесса, от любителя до профессионального пользователя.

## Сделано с мыслью о вас

Запуск этого нового продукта еще раз подтверждает миссию Arduino – предоставлять открытые и доступные инструменты всем, кто стремится к инновациям в сетевом мире. Благодаря продуманной конструкции аппаратного обеспечения M5Stack и открытой экосистеме Arduino, Nesso N1 упрощает создание прототипов для продвинутых устройств Интернета вещей – как для учащихся, так и для инженеров и отраслевых команд.

# «Росатом» запустил в первую в России «гигафабрику» литийионных накопителей энергии

*Новое производство в Калининградской области обеспечит технологический суверенитет России в инновационной отрасли*

Топливный дивизион «Росатома» (управляющая компания – АО «ТВЭЛ») ввел в опытно-промышленную эксплуатацию первую в России «гигафабрику» накопителей энергии, построенную в Неманском районе Калининградской области.



Производственная мощность промышленной площадки – четыре гигаваатт-часа в

год (совокупная емкость выпускаемых устройств). Это единственное в стране крупное промышленное производство литийионных аккумуляторов полного цикла, от первичной химии для аккумуляторной ячейки до создания финальных модулей и комплектных батарей.

«Запуск Калининградской «гигафабрики» – это промышленный прорыв для России и огромный вклад в фундамент национального технологического суверенитета. Накопители энергии – это сквозная технология в портфеле новых неядерных бизнесов «Росатома», которая позволяет формировать целые производственные цепочки и продуктовые экосистемы. Это одновременно и цепочка производства литиевой продукции от добычи природного сырья до утилизации отработавших батарей, и промышленная кооперация по новому

бизнес-направлению «Электромобильность». Несмотря на то, что «гигафабрика» – уникальное для страны крупное предприятие, она была построена и введена в запланированный срок, в том числе благодаря эффектив-

ным мерам господдержки со стороны Калининградской области, Минпромторга России и институтов развития», – отметил генеральный директор госкорпорации «Росатом» Алексей Лихачев.

## Microchip вдвое сокращает мощность, необходимую для измерения энергопотребления портативных устройств

Устройства с батарейным питанием и приложения с ограниченным энергопотреблением должны отслеживать и контролировать потребление энергии, не тратя ее впустую. Для решения этой задачи компания Microchip Technology анонсирует два цифровых монитора контроля потребляемой мощности, которые потребляют вдвое меньше энергии, чем аналогичные решения в типичных рабочих условиях при частоте дискретизации 1024 выборки в секунду. Мониторы энергопотребления PAC1711 и PAC1811 достигают этого рубежа эффективности, одновременно обеспечивая выдачу в реальном времени системных оповещений о выходах за пределы допустимых значений мощности, а также функцию ступенчатого оповещения (подана заявка на патент) для выявления отклонений от средних значений за длительный период времени.



42-вольтовые 12-разрядные одноканальные мониторы PAC1711 и 16-разрядные PAC1811 выпускаются в корпусах VDFN. По расположению выводов и посадочным местам они совместимы с популярным корпусом SOT23-8. Такая совместимость упрощает разработчикам поиск вторых поставщиков, а

также упрощает модернизацию и интеграцию в существующие системы.

«До сих пор портативные устройства и различные приложения с ограниченным энергопотреблением должны были расходовать значительное количество ценной энергии для измерения собственного потребления, – сказал Кит Пазул (Keith Pazul), вице-президент подразделения Microchip по линейным устройствам смешанных сигналов. – В отличие от многих существующих решений, мониторы контроля мощности Microchip работают как независимые периферийные устройства – «сторожевые таймеры», освобождая микроконтроллер от необходимости выполнения задач мониторинга. Эти мониторы позволяют микроконтроллеру или хост-процессору оставаться в режиме ожидания до тех пор, пока не произойдет значимое событие, связанное с энергопотреблением, например, необходимость включения ЖК-экрана».

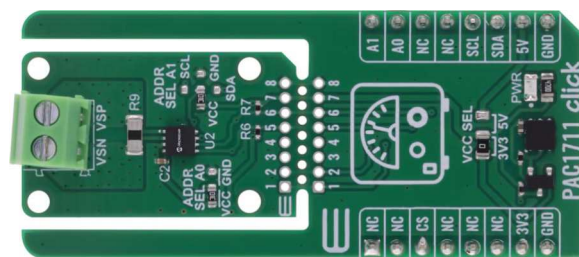
Функция ступенчатого оповещения мониторов мощности PAC1711 и PAC1811 поддерживает средние значения напряжения и тока. При наличии значительного, заданного пользователем отклонения монитор уведомляет микроконтроллер о необходимости принятия мер. Устройства поддерживают скользящее среднее значение, и любой новый отсчет может вызвать оповещение. Доступна опция медленной выборки, которая позволяет задерживать выборку данных о потреблении энергии до восьми секунд и дополнительно экономить энергию.

Регистр-аккумулятор монитора контроля мощности может использоваться для управления логистическими элементами, отслеживания старения аккумуляторной батареи сис-

темы или прогнозирования времени ее подзарядки, а также для предоставления краткосрочных данных о протекании процесса для продолжительного использования энергии, на основании которых может быть запрограммирован микроконтроллер. Обе микросхемы мониторов тока измеряют напряжение на шине от 0 до 42 вольт и могут обмениваться данными по интерфейсу I<sup>2</sup>C. Они хорошо подходят для использования в составе основного или дополнительного источника питания в вычислительных системах, сетевых приложениях, системах искусственного интеллекта и электромобилях.

### Инструменты разработки

Оценочная плата формата Click board совместима со стандартом разъемов материнской платы mikroBUS компании Mikro-Elektronika. Плата используется для оценки функций и характеристик устройств. Кроме того, на страницах продуктов можно найти драйвер Linux, обеспечивающий реализацию базовых функций и доступ к часто используемым регистрам для измерения мощности.



Оценочная плата PAC1711.

Microchip также предоставляет универсальную библиотеку C для PAC1711 и PAC1811, содержащую примеры их использования с различными микроконтроллерами Microchip.

### Цены и доступность

Микросхема PAC1711 доступна в корпусах VDFN-8 (PAC1711T-1E/3P) или VDFN-10 (PAC1711T-2E/9Q). Микросхема PAC1811 доступна в корпусах VDFN-8 (PAC1811T-1E/3P) или VDFN-10 (PAC1811T-2E/9Q). Цены начинаются от \$0.58 за штуку при заказе партии из 10,000 устройств для варианта PAC1711 в корпусе VDFN-8. Оценочная плата стоит \$15.00 за штуку и уже доступна для заказа.

## НИИМЭ и НИИТМ первыми в России разработали оборудование для техпроцесса 65-нм на пластинах до 300 мм

Научно исследовательские институты НИИМЭ и НИИТМ завершили разработку и сборку первых в России кластерных систем для процессов плазмохимического осаждения (ПХО) и травления (ПХТ). Установки позволяют выпускать интегральные микросхе-

мы по топологическим нормам 65 нм на пластинах 200 мм и 300 мм. Российские организации вошли в пятерку компаний в мире, обладающих компетенциями в разработке и производстве данного класса технологического оборудования.



Главным исполнителем проекта стал НИИМЭ, обеспечивший строительство чистых производственных помещений (ЧПП), монтаж и подключение опытных образцов оборудования в ЧПП, разработку технологических процессов и испытание оборудования. Основным соисполнителем выступил НИИТМ, чьи специалисты разработали само оборудование и участвовали в проведении испытаний.

«Создание первых российских кластерных систем для ПХО и ПХТ – важный практический результат. Установки для уровня 65 нм на пластинах 300 мм обеспечат в том числе пер-

спективную потребность отечественной микроэлектроники. Особую ценность представляет модульность платформы: она позволяет обрабатывать процессы на существующем оборудовании и служит основой для перехода к более тонким техпроцессам. Этот проект демонстрирует, что кооперация наших научных институтов и промышленности способна решать сложнейшие технологические задачи», – отметил заместитель министра промышленности и торговли Василий Шпак.

В мировой практике в качестве стандарта для производства микросхем используется оборудование кластерного типа, так как оно позволяет объединять от 2 до 8 технологических установок с общей системой загрузки. Это дает возможность последовательно проводить ряд технологических процессов без выгрузки пластин в атмосферную среду помещения. Модульная структура позволяет гибко конфигурировать оборудование в зависимости от потребностей и мощности производств. Все эти факторы влияют на снижение себестоимости продукции и улучшение качества чипов.

Сегодня техпроцессы с топологическими нормами 28-90 нм на мировом рынке обеспечивает наиболее массовый выпуск микросхем для автомобильной и авиакосмической промышленности, систем автоматизации и управления.

Оборудование разработано для работы с пластинами диаметром 200 и 300 мм. Это дает возможность применять установки на действующих и планируемых производствах как с технологическими нормами, реализуемыми на пластинах 200 мм, так и обеспечить своевременную подготовку к переходу на

работу на 300-миллиметровых пластинах. При использовании конфигурации оборудования для пластин диаметром 200 мм возможно применение с проектными нормами – 90, 130, 180, 250 нм.

В дальнейшем разработанные и аттестованные в рамках проекта базовые технологические процессы осаждения и травления диэлектрических слоев являются базой для их адаптации под существующие техпроцессы и для разработки перспективных, включая 28 нм.

«Вхождение в мировой топ обладателей технологии кластерных систем для микроэлектроники – это одновременно и колоссальное достижение, и серьезная ответственность перед отечественными разработчиками. Создание российских кластерных систем для ПХО и ПХТ стало ключевым этапом на пути к технологической самостоятельности отечественной микроэлектроники. Мы заложили основу для дальнейшего развития», – отметил генеральный директор НИИМЭ Александр Кравцов.

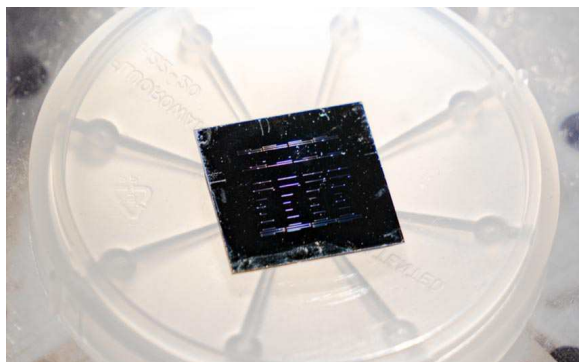
«Разработка кластерных установок ПХО и ПХТ для обработки кремниевых пластин диаметром 300 мм открывает новые перспективы для вывода российской микроэлектронной отрасли на новый технологический уровень. Создание оборудования для технологий с проектной нормой до 65 нм – важный шаг в развитии электронной промышленности нашего государства, демонстрирующий высокий уровень компетенций и готовность обеспечить российские предприятия отечественным оборудованием, не уступающим зарубежным аналогам», – сказал генеральный директор НИИТМ Михаил Бирюков.

## В ЛЭТИ создали компоненты оптического чипа для обеспечения эффективной работы фотонных радаров

*Разработана технология базовых компонентов для серийного производства фотонных интегральных схем. Индустриальным партнером проекта выступает Новосибирский завод полупроводниковых приборов «Восток», входящего в группу компаний «Элемент».*

Сегодня в России гражданская авиация ежедневно обслуживает сотни тысяч пассажиров и логистических операций, и именно поэтому безопасность аэропортов остаётся

приоритетом для всей отрасли. Для оперативного выявления различных рисков, например, птиц в районе взлётно-посадочных полос, в аэропортах задействуются специа-



лизированные системы мониторинга, основанные на радиолокационных технологиях. Радары обеспечивают всесторонний контроль воздушного пространства: от навигационной поддержки и предупреждения столкновений до мониторинга метеоусловий.

Хотя современные радары отличаются высокой точностью и способны работать в любых погодных условиях на расстояниях в десятки километров, их эффективность в обнаружении очень мелких объектов ограничена физическими возможностями традиционной электроники. Ключевые проблемы (узкая полоса рабочих частот и нестабильность радиосигнала) снижают разрешающую способность систем и затрудняют регистрацию слабых отражённых сигналов.

Решением для преодоления текущей проблемы может стать разработка радаров на основе радиофотоники, которая исследует способы генерации, передачи и обработки радиосигналов с помощью света. В отличие от обычной электроники такой подход может обеспечить более эффективную работу радаров. Однако переход на новые технологии требует разработки материалов, компонентов и технологии производства, а также времени на их внедрение.

В частности, в рамках реализации программы «Приоритет-2030» в СПбГЭТУ «ЛЭТИ» совместно с группой компаний (ГК) «Элемент» запускается разработка компонентной базы для различных отечественных фотонных устройств, в частности, фотонных радаров.

«Мы разрабатываем технологию базовых компонентов для создания фотонных интегральных схем, которая обеспечит более эффективную работу нового класса радаров

для контроля воздушного пространства. Кроме того, мы выпустили конструкторскую документацию и осуществляем мероприятия по освоению производства на базе Новосибирского завода полупроводниковых приборов «Восток», входящего в состав ведущего разработчика и производителя отечественной микроэлектроники – ГК «Элемент». В будущем мы планируем совместно с ними запустить серийное производство, разработанных компонентов», – сказал проректор по научной и инновационной деятельности СПбГЭТУ «ЛЭТИ» Александр Анатольевич Семёнов.

Фотонная интегральная схема (ФИС) представляет собой небольшой полупроводниковый кремниевый чип, использующий свет для обработки и передачи информации, аналогично тому, как электронные схемы используют электрические сигналы.

На текущий момент изготовлены следующие компоненты ФИС: микромодуляторы, микрорезонаторы и делители/сумматоры оптического излучения – ключевые элементы схемы для обработки сигнала и хранения информации.

Ранее в лаборатории магноники и радиофотоники им. Б.А. Калиникова, которая была создана в СПбГЭТУ «ЛЭТИ» в 2021 году в рамках мегагранта Правительства Российской Федерации, проводились исследования по созданию кольцевого резонатора – важного компонента фотонной интегральной схемы.

«Мы смогли изготовить компоненты ФИС, используя технологию кремний-на-изоляторе, которая широко применяется в микроэлектронике и КМОП-технологиях. В результате, на основе линейных и нелинейных оптических эффектов были продемонстрированы ключевые операции обработки сигнала (модуляция, фильтрация, хранение информации). Это стало одним из решающих шагов для создания образца фотонной интегральной схемы», – добавил руководитель лаборатории магноники и радиофотоники, профессор кафедры физической электроники и технологии СПбГЭТУ «ЛЭТИ» Алексей Борисович Устинов.

В разработке фотонной интегральной схемы также принимали участие специалисты подразделения Института силовой электроники-

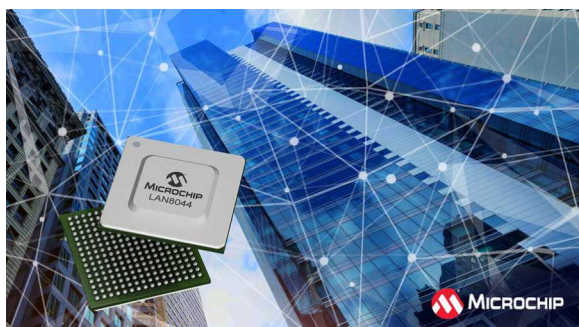
ки и фотоники СПбГЭТУ «ЛЭТИ» – дизайнера центра силовой электроники. Интегратором технологической части работ является предприятие ООО «ЛЭТИЭЛ», созданное совместными усилиями ЛЭТИ и ГК «Элемент».

Результаты проекта были представлены на Школе молодых учёных «Нелинейная и

микроволновая фотоника», которая проходила в рамках Всероссийской конференции по волоконной оптике. Работа проводилась в рамках реализации программы развития СПбГЭТУ «ЛЭТИ» «Приоритет-2030», национального проекта «Молодёжь и дети» и инициативы Десятилетия науки и технологий.

## Оптические приемопередатчики Ethernet PHY нового поколения от Microchip поддерживают протокол точного времени и стандарт шифрования MACsec

Развитие интеллектуальных фабрик, удаленного мониторинга и подключенной инфраструктуры повышает спрос на передовые сетевые системы, способные работать на больших расстояниях и в сложных условиях. Чтобы удовлетворить потребность в надежных и безопасных решениях для подключения, Microchip Technology представляет новую линейку оптических Ethernet-трансиверов физического уровня (PHY), доступных в версиях 25 Гбит/с и 10 Гбит/с, с поддержкой протокола точного времени IEEE 1588 (Precision Time Protocol, PTP) и стандарта безопасности MACsec (IEEE 802.1AE).



Оптические приемопередатчики Ethernet PHY LAN802x, LAN804x и LAN826x от Microchip представляют собой безопасную, детерминированную и масштабируемую альтернативу традиционным Ethernet-решениям на основе меди. Они поддерживают линии связи длиной до 10 километров по одномодовому оптоволокну для простого развертыва-

ния в распределенной инфраструктуре, например, в кампусах компаний и колледжей или на складах. Интеграция временных меток PTP обеспечивает субнаносекундную (менее 1 нс) точность синхронизации между распределенными узлами. Такой уровень точности синхронизации критически важен для чувствительных к задержкам приложений, таких как промышленная автоматизация, телекоммуникации и робототехника.

Новые варианты поддерживают скорости Ethernet от 1 до 25 Гбит/с, обеспечивая более высокую пропускную способность для высоконагруженных приложений, таких как центры обработки данных, кампусные сети и системы промышленной автоматизации. Разработчики могут легко масштабировать свои сети, выбирая подходящую скорость передачи данных и среду передачи (оптический кабель или медный с прямым подключением) в соответствии с требованиями своего приложения.

Для защиты конфиденциальных данных в подключенных средах система безопасности с поддержкой шифрования MACsec реализована на уровне кремния. Эта аппаратная реализация обеспечивает защиту от утечки сетевых данных путем шифрования трафика между устройствами Ethernet. Стандарт MACsec разработан для предотвращения распространенных кибератак, включая атаки типа «человек посередине», отказ в обслуживании (DoS), подслушивание и спуфинг, для обеспечения целостности данных в сети.

# Почему жало паяльника выходит из строя раньше срока: анализ причин и методы продления ресурса

Реклама. ООО «СДС». ИНН 7734425377. erid: 2VSb5xR9m8V

**Жало** – один из ключевых элементов паяльного инструмента, определяющий качество, скорость и стабильность пайки. Нарушение правил эксплуатации жал приводит к ускоренному разрушению рабочей поверхности и снижению эффективности теплопередачи.

Цель статьи – рассмотреть основные причины преждевременного выхода жал из строя и показать, какие профилактические меры позволяют увеличить их рабочий ресурс в 2-3 раза. Особое внимание уделяется решениям REXANT, которые соответствуют современным требованиям пайки и отличаются повышенной долговечностью.

## Основные причины разрушения жала

**Перегрев и термоудары.** Избыточный нагрев – одна из наиболее распространенных эксплуатационных ошибок. При превышении рабочей температуры нарушается структура защитного покрытия, появляются микротрещины и повышается риск выгорания медного ядра.

Кратковременные термоудары – резкий нагрев и столь же быстрое охлаждение – также ускоряют деградацию материала. Особенно часто это происходит при переходе от массивных деталей к мелким контактам или при использовании паяльников с нестабильным нагревателем.

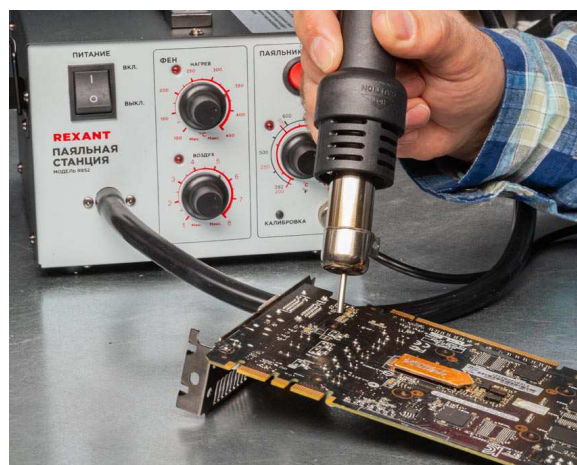
**Неправильная очистка.** Неправильные методы очистки также ускоряют износ жала. Использование наждачной бумаги или других абразивов неизбежно повреждает защитное покрытие. Удаление окалины металлическими предметами оставляет царапины, которые становятся очагами коррозии. Неподхо-

дящие для чистки жала химические средства, такие как соляная кислота, уксусная эссенция, ацетон, растворители 646/647, обезжириватели для металла, агрессивно воздействуют на материалы.

**Отсутствие правильного лужения.** Лужение – обязательная часть подготовки жала к работе. Незалуженная поверхность быстро окисляется, ухудшается теплопередача, появляется нагар и кратеры. Если жало используется в сухом, незалуженном состоянии, разрушение защитного слоя происходит особенно быстро. Основные ошибки, которые приводят к разрушению жала: лужение не всей рабочей части жала, отсутствие финального лужения перед выключением.

## Профилактика и продление срока службы жала

**Поддержание корректной температуры.** Необходимо придерживаться рабочих диапазонов температуры пайки и избегать длительного удержания инструмента на максимальном нагреве. Правильная эксплуатация паяльника требует соблюдение определен-



ного алгоритма при включении и выключении. Нельзя сразу включать паяльник на полную мощность, особенно если он холодный. Резкий перепад температуры вызывает деформацию компонентов паяльника и негативно сказывается на долговечности жала. Выключать паяльник тоже лучше не сразу – желательно сначала снизить температуру примерно до 200 °С, очистить его и при необходимости залудить, а затем уже выключить.

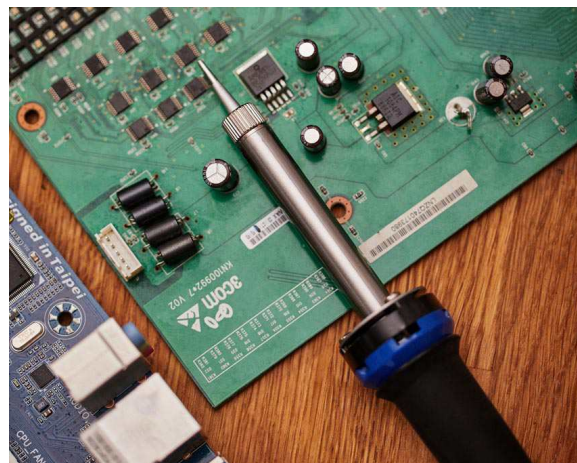
**Правильная очистка.** Для грамотной очистки жала используйте только специально предназначенные для этого инструменты: мягкую увлажненную целлюлозную губку или контейнер с латунной стружкой. Губка бережно удаляет окалину за счет мгновенного испарения воды, а стружка счищает загрязнения механически, не царапая защитное покрытие, поскольку латунь мягче стали. В случае сильного окисления применяйте специальные неагрессивные пасты-активаторы, которые очищают и дополнительно залуживают жало.

**Регулярное лужение.** С появлением долговечных жал с защитным покрытием многие специалисты отдают им предпочтение, поскольку они сочетают длительный ресурс с менее строгими требованиями к обслуживанию. Тем не менее, даже такие жала нуждаются в правильном уходе для сохранения рабочих свойств. Перед первым использованием такое жало не нуждается в лужении – достаточно заводского защитного покрытия. В процессе пайки припой рекомендуется наносить преимущественно для обеспечения эффективной теплоотдачи, а не для формирования защитного покрытия. По окончании работ обильное лужение необязательно, однако тонкий слой припоя может служить дополнительной защитой жала при длительном хранении.

## **REXANT: решения, ориентированные на долговечность**

**Защитный слой.** Металлический защитный слой жал REXANT устойчив к температурным воздействиям и при корректном уходе служит значительно дольше обычных недорогих аналогов. Это позволяет снизить затраты на расходные материалы при регулярной эксплуатации.

**Профессиональный стандарт.** Жала REXANT изготавливаются по стандарту



900M, распространенному в профессиональной среде. Это обеспечивает совместимость с большим количеством паяльников и облегчает подбор и замену.

**Широкий ассортимент.** Бренд предлагает комплексный набор приборов и материалов для пайки: [паяльники](#) и [паяльные станции](#), [паяльные ванны](#), [вспомогательное оборудование](#), [жала](#) разных форм и типов, [припой](#), [флюсы](#) и [расходные материалы](#). Наличие всей необходимой продукции в единой линейке снижает риск несовместимости и повышает стабильность технологического процесса.

**Соответствие стандартам электробезопасности.** Все паяльники и паяльные станции REXANT соответствуют строгим стандартам электробезопасности, действующим на территории стран ЕАЭС. Надежная изоляция, защита от перегрева и безопасная конструкция корпуса минимизируют риски поражения электрическим током даже при длительной эксплуатации.

---

Преждевременный выход жала из строя – результат комплекса эксплуатационных факторов: перегрева, отсутствия правильного лужения и неверно подобранных расходников. Однако большинство этих проблем легко предотвратить. Регулярное обслуживание и грамотный выбор оборудования позволяют значительно сократить затраты на расходные материалы.

Решения REXANT полностью соответствуют современным тенденциям стандартизации в пайке. При соблюдении рекомендаций по уходу, жала REXANT служат долго и надежно, а сам процесс пайки становится более безопасным и экономичным. **РЛ**

**R REXANT**



# ВАШ ИДЕАЛЬНЫЙ ИНСТРУМЕНТ

для качественной  
пайки



# Насколько полезны бесплатные инструменты искусственного интеллекта для электронного проектирования?

Damian Bonicatto, Phoenix Bonicatto

EDN



Copilot



ChatGPT

**В** последние несколько лет для помощи в разработке аппаратных и программных проектов я использовал искусственный интеллект (ИИ). В целом, опыт был положительным, хотя результаты не всегда оказывались полезными. Итак, я представляю краткий обзор нескольких заданий, которые я пытался выполнить, и даю свою ненаучную оценку результатам. В конце оценки будут усреднены. Примечание: у меня нет платных подписок на ИИ – я использовал только бесплатные инструменты, в основном Microsoft Copilot и ChatGPT (хотя я пробовал и несколько других). Это лишь некоторые из моих впечатлений от использования онлайн-ИИ.

## Преобразование напряжения в процент заряда

**Оценка: А\*)**

Я хотел показать оставшийся заряд литий-полимерного аккумулятора, используемого

для питания устройства. Это не так просто, поскольку функция преобразования напряжения в процент заряда для литий-полимерного аккумулятора нелинейна. Я попросил Copilot составить таблицу из 20 напряжений от 3.2 В до 4.2 В и соответствующих им процентов заряда. Затем я попросил его создать функцию на C для выполнения соответствующего преобразования. Он отлично справился с этой задачей, включая линейную интерполяцию.

## Нахождение медианы без сортировки

**Оценка: D**

Некоторое время назад в рубрике «Конструкторские идеи» вышла моя статья о нелинейных фильтрах [1]. В процессе работы над ней я попросил Copilot создать программу на C, которая могла бы найти медиану пяти чисел и сделать это без сортировки. (Отсутствие сортировки при небольшом количестве точек полезно для увеличения скорости). Программа получилась привлекательной на вид – с приятным форматированием и хорошими комментариями. Компиляция также прошла успешно. Проблема заключалась в том, что программа не работала – в некоторых случаях она находила неверное значение медианы.

\*) В ряде стран используется буквенная система оценок (A, B, C, D, F), в которой «А» – высший результат, «F» – худший.

## Инициализация АЦП

**Оценка: C+**

В другом проекте мне потребовалось написать код инициализации АЦП микроконтроллера SAMD51 для высокоскоростной выборки. Поскольку я пытался добиться от АЦП максимальной скорости, конфигурация была довольно сложной, особенно система синхронизации. Я несколько раз пытался создать код как в Copilot, так и в ChatGPT.

Какие-то коды не компилировались из-за таких вещей, как, например, неправильные имена регистров, а некоторые просто не работали, не выдавая показаний АЦП. После нескольких итераций эти проблемы были исправлены. Некоторые комментарии в коде вводили в заблуждение или были просто неверными в отношении тактовых частот. Когда код приблизился к рабочему состоянию, его доработку я взял на себя.

## Графический дизайн

**Оценка: C+**

Я занимался дизайном графики для ЖК-дисплея в рамках одного проекта, и одной из его частей был индикатор заряда аккумулятора. Этот символ, обозначающий процент заряда аккумулятора, должен был отобра-

жаться на ЖК-дисплее с контроллером ILI9321. (Этот стандартный символ выглядит как батарейка AA с зеленой внутренней частью, отображающей процент заряда).

Я попросил Copilot написать для этого код на C с использованием графической библиотеки GFX. Длина зеленой заливки работала хорошо, но изображение батареи не походило на батарею. Это был прямоугольник с двумя большими кругами на обоих концах. Мне пришлось переписать часть кода самостоятельно.

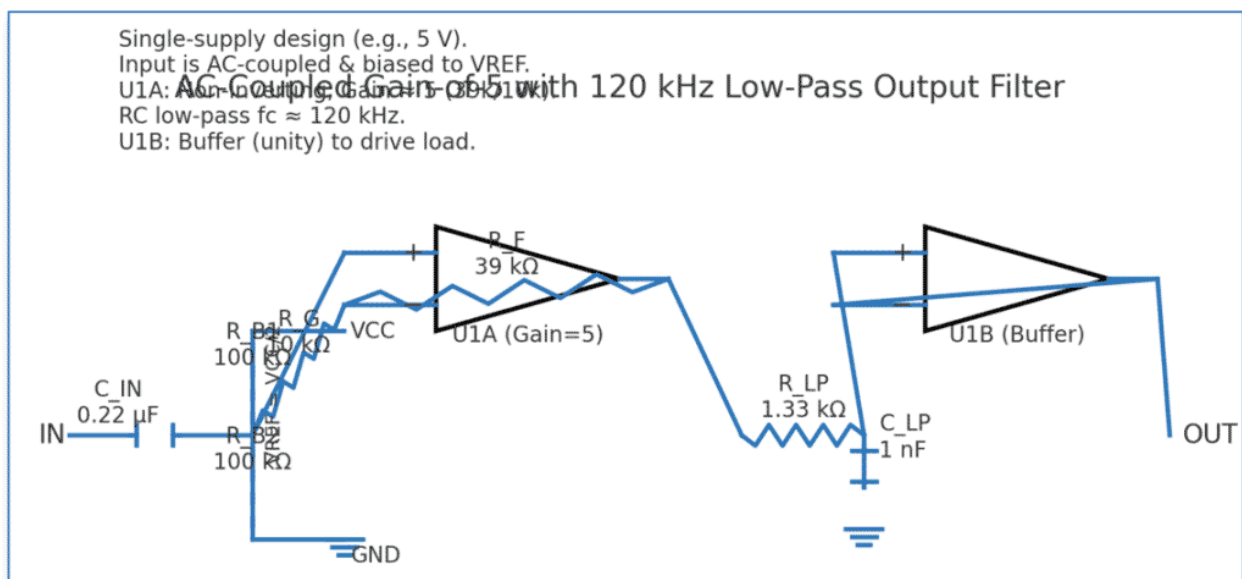
**Оценка: F**

В том же проекте я попросил Copilot создать символ USB с использованием той же графической библиотеки GFX. Это не было похоже на трезубец – универсальный символ USB. По сути, это были три линии, торчащие из центральной точки под разными углами. Это было непригодно для использования.

## Проектирование корпуса

**Оценка: D-**

Затем я попытался поручить Copilot и ChatGPT разработать корпус, который можно было бы разместить на рабочем столе, чтобы пользователь мог видеть ЖК-дисплей и легко подключать кабели с разъемами BNC. Все, что я получал, – это изображения прямоу-



**Рисунок 1.** Выходные данные ChatGPT для конструкции фильтра, который принимает сигнал, удалив постоянную составляющую, передает его на усилительный каскад с коэффициентом усиления 5, а затем перед выходом фильтрует его на частоте 120 кГц.

гольных коробок. Как бы я ни просил придать ему более уникальную форму, дальше прямоугольного корпуса дело так и не пошло. Но даже прямоугольную коробку нельзя было представить в виде пригодного для использования 3D-файла формата «step» или «stl» без привлечения других программ.

## Проектирование фильтра

### *Оценка: C-*

Я спросил ChatGPT: «Можете ли вы спроектировать и отобразить схему, которая принимает сигнал, удалив постоянную составляющую, передает его на усилительный каскад с коэффициентом усиления 5, а затем перед выходом фильтрует его на частоте 120 кГц?». Описывать результат я не буду; изображение на Рисунке 1 говорит само за себя.

В нем содержалось подробное объяснение того, как были выбраны компоненты, но схема была практически нечитаемой. Специальные инструменты проектирования фильтров, такие как Webench от TI, Filter Wizard от Analog Devices и eDesign Suite от ST, идеально подходят для разработки таких схем и на самом деле проще в использовании.

### *Оценка: Без оценки*

Я попытался написать код на C, как в Copilot, так и в ChatGPT, для расчета коэффициентов цифровых двухполюсных фильтров Саллена-Ки: фильтра верхних частот, фильтра нижних частот, полосового и режекторного. Я пытался много раз, но так и не смог получить нормально работающий алгоритм. Код был близок, но фильтры работали некорректно. В конце концов, после тщательного поиска я нашел код в Google. Возможно, проблема была связана с моим тестированием, но я не уверен.

### *Оценка: B*

Попутно я перепробовал множество небольших запросов, многие из которых оказались очень полезными.

## Лабораторный журнал

Я уверен, что некоторые проблемы связаны с моими навыками создания запросов для ИИ. Из-за этого, безусловно, мои попытки занимали больше времени, так как мне при-

ходилось добавлять больше деталей в последующие запросы. На самом деле, такой разговорный стиль общения я нашел более привлекательным, чем использование поисковых систем. Это не похоже на поиск в Google, где обычно нельзя продолжать запрос – приходится повторно вводить исходный запрос с изменениями.

Работа систем ИИ – это скорее разговор с коллегой. Вы можете сказать ему, что оставленный им код не скомпилировался, поскольку он не распознал имя регистра. Или вы можете попросить его выдать более быстрый код или изменить номинал резистора в схеме и пересчитать остальные компоненты.

При написании этой статьи я узнал, что и ChatGPT, и Copilot сохраняют полную историю наших разговоров. Это своего рода лабораторный журнал, показывающий ваш путь к определенному решению – очень полезно.

## Оценка C

Если судить по средней оценке, она находится где-то между C и C-. Я, пожалуй, отдам предпочтение C. Оценка C также соответствует моим внутренним ощущениям. Взаимодействие довольно простое – как будто общаешься с сослуживцем. Разговор продолжается, и мы пытаемся сформулировать окончательный ответ. Процесс взаимодействия намного лучше, чем поиск в Google и отсутствие простой возможности уточнения поиска после получения списка вариантов для выбора.

Экономит ли это время? Трудно сказать, так как я все еще учусь создавать более качественные запросы. Иногда я сразу получаю полезный ответ. При более сложных запросах я попадал в тупик и терял время, поскольку решение расходилось с тем, что я искал. Бывали случаи, когда мне приходилось корректировать результат, и, обращаясь к Google, получал ответ гораздо быстрее.

Вы можете легко поддаться ощущению, что общаетесь со знатоком, но на самом деле это скорее похоже на самоуверенность ИИ. Каждый ответ излучает уверенность, но это может быть уверенностью невежества. Помните, что эти ответы не были проверены или протестированы.

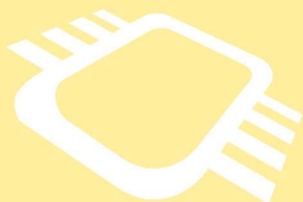
Буду ли я продолжать пользоваться этим? Конечно... Я научусь пользоваться ИИ лучше, а инструменты будут продолжать совершенствоваться. Я хотел бы увидеть инструмент ИИ, ориентированный конкретно на электротехнику (железо, встроенное ПО и системное проектирование). Возможно, он сконцентрирует свои навыки на поиске или создании схем, а также на глубоком анализе технических описаний и т. д. Было бы также неплохо,

если бы можно было проверить результаты с помощью моделирования или выполнения кода в серии тестов. Возможно, в будущем.

В целом, это стоит использовать, и каждый должен попробовать, просто внимательно проверяйте ответ. **PL**

### Ссылка

1. Damian Bonicatto, Phoenix Bonicatto. "[Non-linear digital filters: Use cases and sample code](#)".



## РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

[www.rlocman.ru/price](http://www.rlocman.ru/price)

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

# Источник тока, нечувствительный к величине нагрузки

Frank Vitaljic

EDN

Источники тока полезны во многих областях электроники, таких как делители напряжения и тока, токовые преобразователи, схемы возбуждения термисторов, резистивных датчиков температуры, мостов, потенциометров, а также цепи смещения. Источники тока бывают фиксированного и регулируемого типа. В показанном на Рисунке 1 источнике тока на двух операционных усилителях ток нагрузки  $I_L$  регулируется изменением напряжения  $V_{IN}$  (от 0 до  $\pm 1.2$  В) в соответствии со следующей формулой:

$$I_L = \left[ -\frac{V_{IN}}{R_{SENSE}} \right] + \left[ \frac{V_{OS1} + V_{OS2}}{R_{SENSE}} \right].$$

ИДЕАЛЬНЫЙ ИСТОЧНИК      ОШИБКА СМЕЩЕНИЯ

При сопротивлении токоизмерительного резистора  $R_{SENSE}$ , равном 200 Ом, максимальное изменение тока нагрузки составляет  $\pm 6$  мА. При таком изменении максимальное

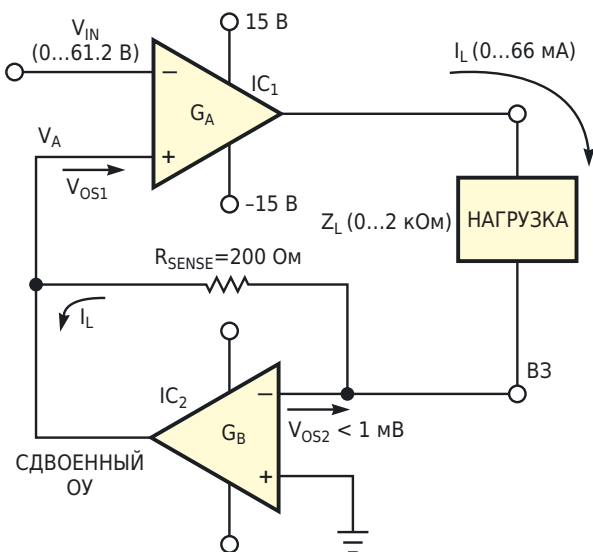


Рисунок 1. Источник тока  $\pm 6$  мА, стабильного при выходных напряжениях  $\pm 12$  В.

напряжение на нагрузке составляет  $\pm 12$  В (на 3 В меньше напряжений питания). Ошибка смещения тока не превышает 0.01 мА при напряжениях смещения  $V_{OS1}$  и  $V_{OS2}$ , равных 1 мВ. Такое смещение является нормальным для операционных усилителей невысокого класса. Обратите внимание, что один конец нагрузки подключен к виртуальной земле (ВЗ).  $IC_1$  действует как усилитель напряжения ошибки, а управляемый напряжением усилитель тока  $IC_2$  измеряет ток нагрузки и преобразует его в напряжение  $V_A$ . Управляющие уравнения следующие:

$$(V_A - V_{IN})G_A = Z_L I_L, \quad (1)$$

$$\left( 1 + \frac{1}{G_B} \right) V_A = -R_{SENSE} I_L, \quad (2)$$

где  $G$  – коэффициент усиления усилителя без обратной связи и

$$\frac{G_0}{1 + (G_0/W)s}, \quad (3)$$

где

$G_0$  – коэффициент усиления по постоянному току,

$W$  – полоса единичного усиления,

$s = j\omega$  – комплексная частота.

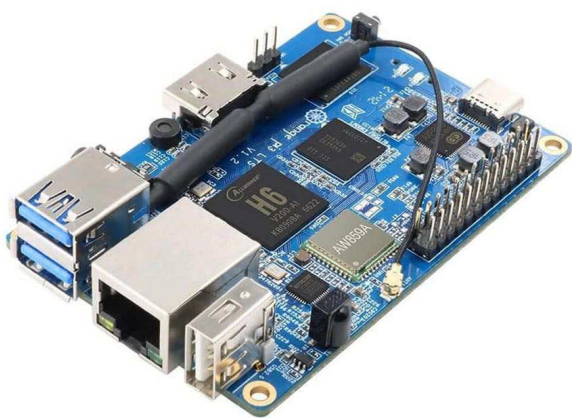
Решая уравнения (1) и (2) относительно  $I_L$  и подставляя  $G$  в (3) вместо  $G_A$  и  $G_B$ , получаем выражение для тока нагрузки:

$$I_L = \frac{-WV_{IN}}{R_{SENSE}W + Z_L s} \approx \frac{-V_{IN}}{R_{SENSE}}$$

что демонстрирует нечувствительность токов нагрузки к величине нагрузки  $Z_L$  для  $R_{SENSE} \gg Z_L W$ . **ПЛ**

# Сборка специализированного Linux-образа для Orange Pi 3 LTS с помощью Yocto Project: от пустого листа до SDR-сервера

Анатолий Белых, г. Санкт-Петербург



Одноплатные компьютеры давно перестали быть экзотикой. Они стоят в промышленных шкафах, обслуживают датчики, играют роль «маленьких серверов» в самых разных системах. Радиотехника, разумеется, не осталась в стороне: компактная плата рядом с антенной и обычный ПК на рабочем месте оператора часто оказываются более логичным решением, чем одна большая машина, к которой тянется длинный и капризный коаксиал.

Orange Pi 3 LTS неплохо вписывается в роль такого выносного узла для SDR. Четырёхъядерный Allwinner H6 (Cortex-A53), 2 ГБ ОЗУ, встроенный eMMC, гигабитный Ethernet и USB 3.0 позволяют без особого труда обслуживать USB-приёмник семейства RTL-SDR и отдавать поток IQ-данных по сети. При этом сама плата может работать «без головы», тихо и незаметно, где-нибудь ближе к антенне, в то время как оператор сидит за

нормальным компьютером с большим монитором и привычной графической оболочкой.

Цель этой статьи – собрать под Orange Pi 3 LTS специализированный Linux-образ с помощью Yocto Project, рассчитанный как раз на такую конфигурацию. Образ должен работать без графики, поднимать systemd, содержать комплект `rtl-sdr` и автоматически запускать `rtl_tcp` как сервис. Заодно хочется избежать тащащего за собой половину мира Qt, GNURadio и gqrx: на плате они будут только мешать и удлинять время сборки.

## Как устроен Yocto и почему он полезен в такой задаче

Yocto Project часто воспринимают как «ещё один способ собрать Linux», хотя по сути это конструктор дистрибутивов. Вместо готового образа мы получаем набор слоёв и рецептов, из которых уже описываем, как должна выглядеть целевая система.

Базовым «кирпичом» являются слои. Слой – это каталог с рецептами (`.bb`), настройками и патчами, описанный через файл `conf/layer.conf`. В нашем случае используются несколько ключевых слоёв: Року как эталонный дистрибутив и набор базовых рецептов; `meta-openembedded` с дополнительным пользовательским софтом; `meta-arm` с архитектурной поддержкой ARM; `meta-sunxi`, где живут BSP-конфигурации для SoC Allwinner, в том числе Orange Pi 3 LTS; `meta-sdr` с набором пакетов для программно-определяемого радио. Всё, что относится к

конкретному проекту, удобнее вынести в отдельный локальный слой, чтобы не пачкать чужие деревья: в нашем случае это будет meta-local.

Поверх слоёв работает BitBake. Он читает рецепты, строит граф зависимостей и выполняет для каждого рецепта набор стандартных задач: `do_fetch`, `do_unpack`, `do_compile`, `do_install`, `do_rootfs`, `do_image`. Когда мы запускаем `bitbake core-image-base`, для Yocto это означает: «собери мне образ, соответствующий рецепту `core-image-base`, и всё, от чего он зависит». Рецепт образа ничем не отличается от остальных; он так же описывает, какие пакеты должны попасть в rootfs и какие опции должны быть включены.

Собственно, «под что мы собираем» задаётся тройкой параметров: `MACHINE`, `DISTRO` и выбранный image-рецепт. Параметр `MACHINE` определяет конкретную плату и тянет за собой нужное ядро, device tree и загрузчик. Для Orange Pi 3 LTS это значение `orange-pi-3lts` из слоя meta-sunxi. `DISTRO` описывает общую политику дистрибутива, в базовом

```
sudo apt update
sudo apt install -y \
  build-essential gawk wget git-core diffstat unzip texinfo \
  chrpath socat cpio python3 python3-pip python3-pexpect \
  xz-utils debianutils iputils-ping \
  python3-git python3-jinja2 python3-subunit \
  zstd liblz4-tool file locales ca-certificates
sudo dpkg-reconfigure locales
```

Для проекта создаём отдельный каталог, например `/opt/yocto/orangepi3-sdr`. Удобно

```
sudo mkdir -p /opt/yocto
sudo chown "$USER":"$USER" /opt/yocto
cd /opt/yocto
mkdir orangepi3-sdr
cd orangepi3-sdr
```

Дальнейшая работа будет происходить внутри этого дерева.

## Клонирование слоёв и выбор версий

Чтобы сборка была воспроизводимой, имеет смысл зафиксироваться на конкретном

```
cd /opt/yocto/orangepi3-sdr

git clone https://git.yoctoproject.org/poky.git
```

случае это просто `poky`. Image-рецепт задаёт состав rootfs: `core-image-minimal` собирает минимально работоспособную систему, `core-image-base` более комфортен для повседневной эксплуатации.

Ещё одна важная деталь Yocto – кэш. Результаты выполнения задач складываются в sstate-кэш, а исходники – в отдельный каталог загрузок. Это позволяет не пересобирать всё с нуля при каждом эксперименте, а переиспользовать готовые артефакты, если рецепт и его окружение не изменились. Без этого любое изменение превращало бы инженера в наблюдателя за компилятором на несколько часов.

## Подготовка хоста сборки

В качестве хостовой системы удобно использовать современный Debian или Ubuntu для x86\_64. Набор пакетов, который рекомендует документация Yocto, покрывает компиляторы, утилиты, Python и всё, что нужно для работы BitBake. Устанавливается он одной командой:

но сразу выдать себе права на `/opt/yocto`, чтобы не ловить каждый раз `sudo`:

релизе Yocto и соответствующих ветках слоёв. В качестве базы используем Poky с релизом `yocto-5.2.3` (ветка `walnascar`). Остальные слои тоже берём с веткой `walnascar`, чтобы избежать сюрпризов при сборке.

Базовое дерево Poky:

```
cd poky
git checkout -b walnascar-5.2.3 yocto-5.2.3
cd ..
```

Слои meta-openembedded, meta-sunxi, meta-arm и meta-sdr подтягиваем аналогичным образом:

```
git clone -b walnascar https://git.openembedded.org/meta-openembedded.git
git clone -b walnascar https://github.com/linux-sunxi/meta-sunxi.git
git clone -b walnascar git://git.yoctoproject.org/meta-arm.git
git clone -b walnascar https://github.com/balister/meta-sdr.git
```

В результате в каталоге проекта появляются подкаталоги **poky**, **meta-openembedded**, **meta-sunxi**, **meta-arm** и **meta-sdr**. В слое **meta-arm** нас будут интересовать два вложенных слоя: **meta-arm/meta-arm** и **meta-arm/meta-arm-toolchain**. Именно их нужно подключать в конфигурации, а не корневой каталог **meta-arm**.

```
cd /opt/yocto/orangepi3-sdr
source poky/oe-init-build-env build-orangepi3
```

После выполнения этой команды создаётся каталог **build-orangepi3** с файлами **conf/local.conf** и **conf/bblayers.conf**, а текущая оболочка переключается внутрь build-директории.

```
BBLAYERS += " \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/poky/meta \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/poky/meta-poky \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/poky/meta-yocto-bsp \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-openembedded/meta-oe \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-openembedded/meta-networking \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-openembedded/meta-python \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-openembedded/meta-fileformats \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-arm/meta-arm \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-arm/meta-arm-toolchain \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-sunxi \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-sdr \
/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-local \
"
```

Локальный слой **meta-local** на этом шаге ещё не создан, но уже указан, чтобы не забыть про него позже.

Особое внимание стоит обратить на строки с **meta-arm**: подключать нужно именно **meta-arm/meta-arm** и **meta-arm/meta-arm-**

## Создание build-директории и подключение слоёв

Yocto разделяет исходники слоёв и рабочие артефакты сборки. Для последних создаётся отдельная build-директория. В нашем случае это будет **build-orangepi3**:

В файле **conf/bblayers.conf** нужно явно перечислить все слои, которые должны участвовать в сборке. Для рассматриваемой конфигурации это может выглядеть так:

**toolchain**, поскольку **layer.conf** лежит во вложенных каталогах.

## Настройка сборки для Orange Pi 3 LTS

Второй важный конфигурационный файл – **conf/local.conf**. Здесь задаются целевая

машина, тип пакетов, расположение кэша и дополнительные возможности образа.

```
MACHINE ?= "orange-pi-3lts"  
DISTRO ?= "poky"
```

```
PACKAGE_CLASSES ?= "package_deb"  
EXTRA_IMAGE_FEATURES ?= "allow-empty-password allow-root-login ssh-server-dropbear"
```

```
BB_NUMBER_THREADS ?= "8"  
PARALLEL_MAKE ?= "-j8"
```

```
DL_DIR ?= "${TOPDIR}/../downloads"  
SSTATE_DIR ?= "${TOPDIR}/../sstate-cache"
```

Здесь **MACHINE** выбирает описание платы из слоя **meta-sunxi**. Параметр **EXTRA\_IMAGE\_FEATURES** использует актуальные фичи (**allow-empty-password**, **allow-root-login**, **ssh-server-dropbear**) вместо более старого объединяющего флага **debug-tweaks**. Пара **DL\_DIR** и **SSTATE\_DIR** выносит каталоги с исходниками и кэшем на один уровень вверх по отношению к build-директории, что упрощает повторную сборку и перенос проекта.

На этом этапе можно выполнить пробную сборку **core-image-minimal**, чтобы проверить корректность конфигурации слоёв и базовых опций. Полезно сделать это ещё до начала любых экспериментов с SDR-частью – так проще локализовать ошибки.

В файле **/opt/yocto/orangepi3-sdr/meta-sdr/conf/layer.conf** находится строка:

```
LAYERDEPENDS_sdr-layer = "core openembedded-layer qt5-layer"
```

Её достаточно заменить на

```
LAYERDEPENDS_sdr-layer = "core openembedded-layer"
```

После этого Yocto перестает требовать наличия слоя **meta-qt5** при подключении **meta-sdr**.

Следующий шаг – маскировка рецептов

```
BBMASK += "meta-sdr/recipes-applications/gqrx/"
```

```
BBMASK += "meta-sdr/recipes-core/gnuradio/"
```

Директива **BBMASK** говорит BitBake игнорировать рецепты, попадающие под указанный путь. В результате **gqrx** и **GNURadio** просто не

Для Orange Pi 3 LTS базовую конфигурацию можно задать так:

## Отключение Qt, gqrx и GNURadio в слое meta-sdr

Слой **meta-sdr** ориентирован на широкий набор задач: помимо консольных утилит в нём есть рецепты для **GNURadio**, **gqrx** и других графических инструментов. Все они несут за собой зависимость от **Qt** и соответствующих классов сборки вроде **cmake\_qt5.bbclass**. В сценарии с Orange Pi 3 LTS, работающей без графики, **Qt** на плате не нужен, а привязка к нему только усложнит жизнь при сборке.

Чтобы отрезать зависимости от **Qt**, нужно сделать два шага. Во-первых, убрать ссылку на **qt5-layer** из описания самого слоя. Во-вторых, сказать BitBake не парсить рецепты, которые в любом случае тянут за собой **Qt**, даже если остальной слой от него формально «отвязан».

**gqrx** и **GNURadio**. Делается это через переменную **BBMASK** в **conf/local.conf**. В конец файла добавляем строки:

участвуют в сборке, а консольные компоненты из **meta-sdr** остаются доступными.

## Переход на systemd и подготовка образа под SDR-сервер

Так как целевая система должна запускать `rtl_tcp` в виде сервиса, имеет смысл

```
INIT_MANAGER = "systemd"
DISTRO_FEATURES:append = " systemd "
VIRTUAL-RUNTIME_init_manager = "systemd"
```

Пакеты `rtl-sdr` и `rtl-tcp` будут подключены немного позже, когда появится собственный рецепт для сервиса. На этом шаге важно только перевести систему на `systemd`, чтобы не приходилось потом перестраивать образ из-за смены `init`-схемы.

Создать локальный слой можно с помощью утилиты `bitbake-layers`:

```
cd /opt/yocto/orangepi3-sdr
source poky/oe-init-build-env build-orangepi3
bitbake-layers create-layer ../meta-local
bitbake-layers add-layer ../meta-local
```

После выполнения этих команд создаётся каталог `meta-local` с минимальной структурой, а файл `bblayers.conf` обновляется автоматически и включает новый слой.

```
mkdir -p ../meta-local/recipes-rtl/rtl-tcp
```

Внутри него размещаем файл `rtl-tcp.service` со стандартным описанием простого сервиса:

```
[Unit]
Description=RTL-SDR TCP server
After=network-online.target
Wants=network-online.target

[Service]
Type=simple
ExecStart=/usr/bin/rtl_tcp -a 0.0.0.0 -p 1234
Restart=on-failure

[Install]
WantedBy=multi-user.target
```

Файл рецепта `rtl-tcp.bb` может выглядеть так:

```
SUMMARY = "Systemd service for rtl_tcp SDR server"
LICENSE = "MIT"
LIC_FILES_CHKSUM = "file://${COREBASE}/meta/files/common-licenses/MIT;md5=
0835ade698e0bcf8506ecda2f7b4f302"
```

использовать `systemd` в качестве `init`-системы и базироваться на образе `core-image-base`. Это можно задать в `local.conf` несколькими строками:

## Локальный слой meta-local и рецепт для rtl\_tcp

Все изменения, специфичные для проекта, удобно держать в отдельном слое. Это упрощает сопровождение и даёт возможность переносить слой в другие проекты без вмешательства в чужой код.

Следующая задача – описать `unit`-файл `systemd` и рецепт, который установит его в систему и включит сервис. В каталоге `meta-local` создаём подкаталог `recipes-rtl/rtl-tcp`:

```
inherit systemd
```

```
SRC_URI = "file://rtl-tcp.service"
```

```
SYSTEMD_SERVICE:${PN} = "rtl-tcp.service"
```

```
SYSTEMD_AUTO_ENABLE:${PN} = "enable"
```

```
do_install() {  
    install -d ${D}${systemd_system_unitdir}  
    install -m 0644 ${WORKDIR}/rtl-tcp.service ${D}${systemd_system_unitdir}  
}
```

```
FILES:${PN} += "${systemd_system_unitdir}/rtl-tcp.service"
```

```
RDEPENDS:${PN} += "rtl-sdr"
```

Рецепт использует класс `systemd`, чтобы корректно установить `unit`-файл и включить сервис при установке пакета. В качестве зависимости по времени выполнения (`RDEPENDS`) указан пакет `rtl-sdr`, чтобы сервис не оказался в системе без необходимых бинарников.

После добавления рецепта имеет смысл

```
IMAGE_INSTALL:append = " rtl-sdr rtl-tcp "
```

Таким образом, в `rootfs` попадут и консольные утилиты для RTL-SDR, и пакет с `systemd`-сервисом.

```
BBMASK += "meta-sdr/recipes-applications/gqrx/"
```

```
BBMASK += "meta-sdr/recipes-core/gnuradio/"
```

В итоге в образ включаются только те компоненты, которые действительно нужны для `headless`-сервера.

## Сборка образа и получение артефактов

После того как слои подключены, Qt-зависимости отключены, а рецепт для `rtl_tcp` добавлен, можно переходить к сборке полноценного образа. Всё так же начинаем с активации окружения:

```
cd /opt/yocto/orangepi3-sdr
```

```
source poky/oe-init-build-env build-orangepi3
```

Для целевой системы удобнее использовать `core-image-base`, поэтому запускаем:

```
bitbake core-image-base
```

При первом запуске BitBake скачает все необходимые исходники, соберёт кросс-компилятор, ядро, библиотеки и сформирует `rootfs` с образом диска. В зависимости от мощности хостовой машины и состояния кэша процесс может занять заметное время, но при последующих сборках будет работать уже быстрее.

убедиться, что слой действительно виден системе сборки. Команда `bitbake-layers show-layers` должна показать строку с `meta-local` в общем списке.

Теперь можно попросить Yocto включить в образ оба пакета, и `rtl-sdr`, и `rtl-tcp`. Для этого в `conf/local.conf` добавляется строка:

Одновременно к блоку настроек, относящихся к SDR-части, относятся строки с отключением Qt-зависимых рецептов:

Готовые артефакты оказываются в каталоге `build-orangepi3/tmp/deploy/images/orange-pi-3lts`. Здесь можно найти ядро (`Image`), набор файлов `device tree (*.dtb)`, бинарник U-Boot и образ формата `.wic` с разметкой разделов. Как правило, образ дополнительно сжимается в `.wic.bz2`.

## Запись образа на карту памяти и запуск платы

Образ `.wic.bz2` нужно распаковать и записать на карту памяти. Для распаковки достаточно одной команды:

```
cd /opt/yocto/orangepi3-sdr/build-orangepi3/tmp/deploy/images/orange-pi-3lts
bunzip2 core-image-base-orange-pi-3lts.wic.bz2
```

Далее можно воспользоваться утилитой `bmptool`, если она установлена, либо классическим `dd`. В первом случае команда выглядит так:

```
sudo bmptool copy core-image-base-orange-pi-3lts.wic /dev/sdX
sync
```

где `/dev/sdX` – устройство карты памяти, определяемое, например, через `lsblk`. Вторым вариантом:

```
sudo dd if=core-image-base-orange-pi-3lts.wic of=/dev/sdX bs=4M status=progress
sync
```

После записи карта вставляется в Orange Pi 3 LTS. К плате подключается UART-консоль, подаётся питание. В последовательном терминале последовательно появляются сообщения SPL, U-Boot, ядра и `systemd`, после чего система переходит к штатному режиму работы.

```
systemctl status rtl-tcp.service
```

Если рецепт и `unit`-файл описаны корректно, сервис будет находиться в состоянии **active (running)**. Для дополнительной проверки можно убедиться, что нужный порт слушается:

```
ss -ntl | grep 1234
```

Со стороны рабочей станции, находящейся в той же сети, подключение к серверу выполняется командой:

```
rtl_tcp -a <ip_orangepi> -p 1234
```

Дальше в ход идут привычные SDR-клиенты, умеющие работать через `rtl_tcp`: `gqrx`, `SDR#`, `CubicSDR` и другие. Они запускаются уже на «большом» компьютере, а Orange Pi 3 LTS остаётся на своём месте, занимаясь только приёмом и пересылкой данных.

## Заключение

В результате получается специализированный образ Linux для Orange Pi 3 LTS, собранный при помощи Yocto Project и рассчитанный на работу в роли SDR-сервера. В качестве основы используется Poky с релизом `yocto-5.2.3` и веткой `walnascar`. Поддержка платы берётся из слоя `meta-sunxi` через `MACHINE = "orange-pi-3lts"`. Архитектурные особенности ARM закрывает связка `meta-arm` и `meta-arm-toolchain`.

## Проверка работы SDR-сервера

Чтобы убедиться, что все усилия не пропали зря, имеет смысл сразу посмотреть состояние сервиса `rtl_tcp` на живой плате. Делается это привычной командой:

Слой `meta-sdr` используется в «облегчённом» варианте: из него берутся консольные утилиты для RTL-SDR, а Qt-зависимые рецепты GNURadio и `gqrx` отключаются через комбинацию правки `layer.conf` и `BBMASK` в `local.conf`. Собственный слой `meta-local` добавляет рецепт для `rtl_tcp` и оформляет его как `systemd`-сервис, автоматически запускающийся при старте системы.

Главное, что все шаги описаны декларативно и живут в репозитории, а не в истории терминала. При необходимости тот же образ можно пересобрать через год на другой машине, скорректировать состав пакетов или добавить новые сервисы, не превращая процесс в расследование «что же тогда было сделано на той единственной успешно работающей карте памяти». **PL**

# Логические элементы «Запрет» и «Импликатор» на транзисторах

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены электрические схемы логических элементов «Запрет» и «Импликатор», выполненные из минимального количества дискретных компонентов. Синтез таких логических элементов из числа традиционных, например, AND, OR и XOR, требует использования не менее двух таких элементов. В то же время для создания аналога логического элемента «Запрет» достаточно всего лишь одного транзистора и резистора. С использованием транзисторных аналогов элементов «Запрет» приведена электрическая схема логического элемента «Классификатор уровней логических сигналов».

Логические элементы «Запрет» и «Импликатор» [1–3] не так широко известны и распространены в любительских и профессиональных конструкциях. Тем не менее, они представляют интерес в плане развития представлений о возможностях современной цифровой техники. Кроме того, такие элементы зачастую востребованы в технике физического эксперимента, в научных и прикладных изысканиях.

Логические элементы «Запрет» (схема антисовпадений) и «Импликатор» обычно синтезируют не менее чем из двух распространенных логических элементов AND, OR, NOR и т.п. [3]. В то же время такие элементы несложно получить из минимального набора дискретных компонентов, Рисунки 1 и 2.

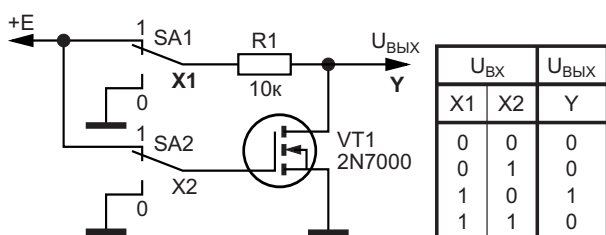


Рисунок 1. Электрическая схема эквивалента логического элемента «Запрет» и его таблица истинности.

«Запрет» – логический элемент, Рисунок 1, имеющий два входа, один из которых имеет приоритет над другим. На выходе элемента устанавливается уровень «лог. 1» только тогда, когда логический уровень на приоритетном входе X1 превышает логический уровень на втором входе X2.

«Импликатор» – логический элемент, Рисунок 2, имеющий два входа, один из которых имеет приоритет над другим. На выходе элемента устанавливается уровень «лог. 0»

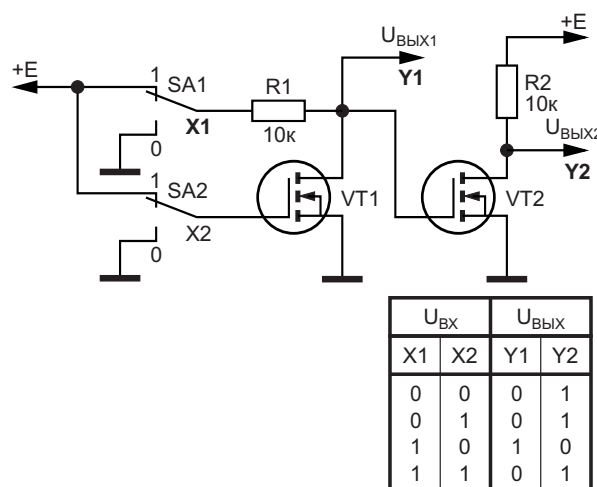
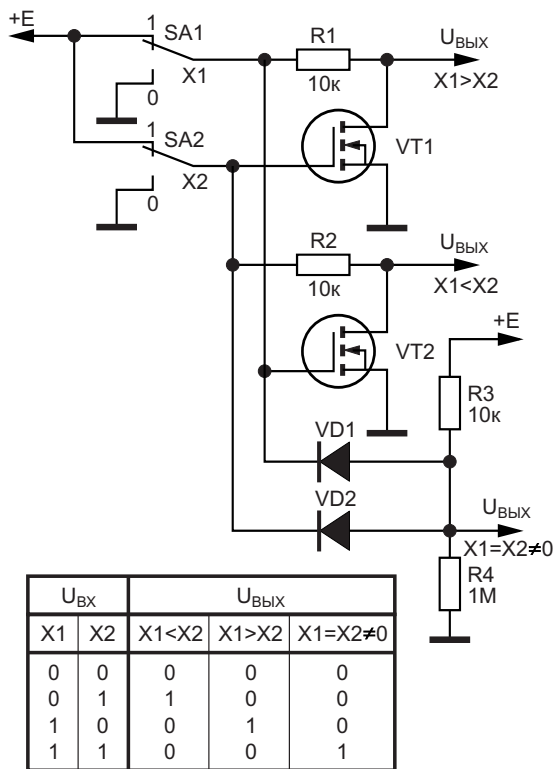


Рисунок 2. Электрическая схема эквивалента логического элемента «Импликатор» и его таблица истинности.



**Рисунок 3.** Электрическая схема эквивалента логического элемента «Классификатор уровней логических сигналов» и его таблица истинности.

только тогда, когда логический уровень на приоритетном входе **X1** превышает логический уровень на втором входе **X2**.

На основе двух транзисторных аналогов логических элементов «Запрет», входы которых включены перекрестно, а также с использованием диодно-резистивного элемента 2AND, может быть получен логический элемент под названием «Классификатор уровней логических сигналов», Рисунок 3.

К недостаткам простейших аналогов рассмотренных выше логических элементов можно отнести их относительно невысокую нагрузочную способность, повысить которую при необходимости можно за счет использования повторителей напряжения. **РЛ**

### Литература

1. Шустов М.А. [Приоритетные логические элементы](#). РадиоЛоцман, 2023, № 7–8, С. 12–17.
2. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.
3. Шустов М.А. [Логические элементы «Запрет» и «Импликатор» и их применение](#). РадиоЛоцман, 2025, № 5–6, С. 26–29.

# Надежный источник питания с идеальными диодами

Frederik Dostal

## Аннотация

В системах высокой надежности часто предусматривается питание от нескольких источников. В таких случаях необходимо использовать коммутаторы для разделения источников питания друг от друга во избежание повреждений. Это можно реализовать с помощью нескольких диодов в цепи питания. Однако более гибким и гораздо более эффективным способом решения этой задачи является использование идеальных диодов. В этой статье объясняется, в чем заключаются преимущества таких идеальных диодов. Показаны два варианта идеальных диодов: один, в котором выбор входной шины не зависит от уровня напряжения, и более простой, в котором система всегда питается от более высокого напряжения.

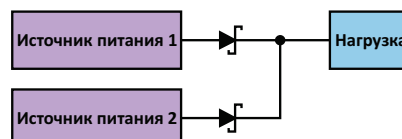
## Введение

Существует множество приложений, которые могут работать от нескольких различных источников напряжения. Помимо основного источника питания, устройства с питанием от батареек часто оснащаются возможностью использования сетевого блока питания в качестве альтернативы. Также распространено использование сетевого AC/DC преобразователя в качестве дополнения к основному источнику питания через кабель USB.

Разнообразие источников питания устройства не только удобно для пользователя, но и обеспечивает повышенную надежность за счет резервирования источников энергии.

Использование различных источников напряжения требует более сложных схемотехнических решений. Часто необходимо гарантировать, что энергия одного источника

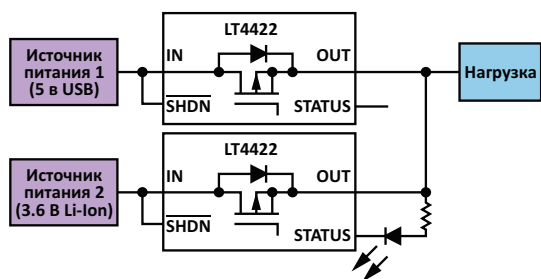
не будет поступать обратно в другой, что может привести к его повреждению. На Рисунке 1 показана простая схема защиты соответствующего неиспользуемого источника напряжения. В цепи питания используются диоды. Это работает надежно, но имеет одно существенное ограничение. В такой схеме для питания нагрузки всегда используется источник энергии с более высоким напряжением. Кроме того, на диодах в цепи питания падает напряжение от 150 до 450 мВ, что приводит к значительным потерям мощности, особенно при низком напряжении. Для устройств с батарейным питанием повышенные потери мощности нежелательны.



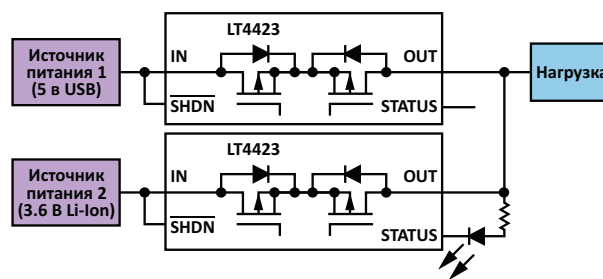
**Рисунок 1.** Два источника питания с диодами в силовой цепи для питания приложения.

Обойти упомянутые недостатки можно с помощью идеальных диодов. Термин «идеальный диод» относится к компонентам, в которых вместо диода используется ключ (обычно MOSFET). В открытом состоянии идеальный диод имеет значительно меньшее падение напряжения. Это падение напряжения определяется фактическим током, протекающим через ключ, и зависит от его сопротивления во включенном состоянии ( $R_{DS(ON)}$ ).

На Рисунке 2 показана схема с двумя идеальными диодами, выполненная на двух микросхемах LT4422. Эти интегральные схемы имеют низкое падение напряжения благода-



**Рисунок 2.** Два идеальных диода обеспечивают более высокий КПД и дополнительные функции.



**Рисунок 3.** Два идеальных диода с возможностью выбора источника питания независимо от напряжения соответствующего источника.

ря низкому сопротивлению, вносимому в цепь питания, которое не превышает 50 мОм. Собственный ток, потребляемый микросхемой, составляет лишь 10 мкА, что дополнительно снижает общие потери. На Рисунке 2 показана дополнительная функция. Чтобы в любой момент времени видеть, какой источник напряжения питает нагрузку, можно добавить светодиодную индикацию.

Таким образом, схема на Рисунке 2 является заменой схемы на Рисунке 1, с меньшим рассеиванием мощности и расширенными функциями, такими как светодиодная индикация.

Однако у схемы на Рисунке 2 осталась прежней одна особенность. Устройство питается от источника напряжения с более высоким значением напряжения. Идеальный диод (LT4422) имеет вход разрешения (SHDN), но когда входное напряжение превышает выходное, паразитный диод встроенного MOSFET становится проводящим. Для предотвращения этого существует производная от LT4422 – микросхема LT4423, в которой используются два встречно включенных MOSFET. Они расположены таким образом, что соответствующие паразитные диоды не пропускают ток, если одновременно не открыт другой MOSFET.

На Рисунке 3 показана схема, позволяющая произвольно выбрать источник для питания нагрузки. Таким образом, поведение схемы не зависит от уровня напряжения питания. Однако, поскольку в этой схеме интегрированы два MOSFET, сопротивление в цепи

питания увеличивается с 50 мОм (LT4422) до 200 мОм (LT4423) во включенном состоянии.

Наконец, версия с двумя MOSFET на основе микросхемы LT4423 также поддерживает интегрированную функцию защитного отключения при перегреве. В отличие от обычного диода, этот идеальный диод отключается при нагревании выше 160 °С (типичное значение). Эта функция позволяет создать еще более надежную систему.

Идеальные диоды не только позволяют использовать различные варианты питания устройства, но и обеспечивают повышенную надежность за счет реализованного резервирования. Кроме того, идеальные диоды позволяют добавить такие функции, как индикация статуса источника питания с помощью светодиода и защитное отключение при превышении допустимых температур.

## Заключение

Идеальные диоды являются полезной заменой обычных диодов для повышения КПД систем с несколькими источниками питания. Помимо снижения потерь мощности, такие идеальные диоды также обеспечивают гибкость и дополнительные функции. Они просты в использовании и проектировании. Это утверждение особенно справедливо при использовании устройств с высокой степенью интеграции, таких как LT4422 и LT4423. **РЛ**

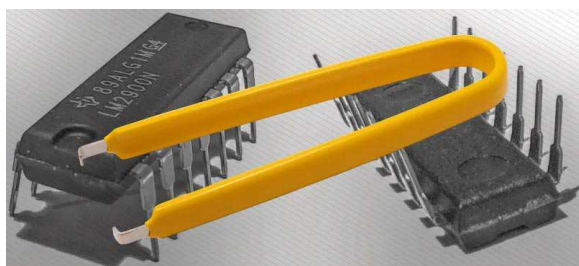
## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT4422](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT4423](#)

# Усилители Нортон: ТОЧНОСТЬ И МОЩНОСТЬ аналогового стиля, КОТОРЫЕ МЫ ПОМНИМ

T. K. Hareendran

EDN



Топология усилителя Нортон выражает суть аналоговой техники благодаря использованию продуманных схемотехнических решений, обеспечивающих высокие характеристики при минимальном количестве компонентов. Она является отражением непреходящей аналоговой философии, которая и сегодня продолжает вдохновлять инженеров и любителей. Реализованный в ней подход показывает, почему аналоговые схемы остаются мощными и актуальными даже в нашу цифровую эпоху.

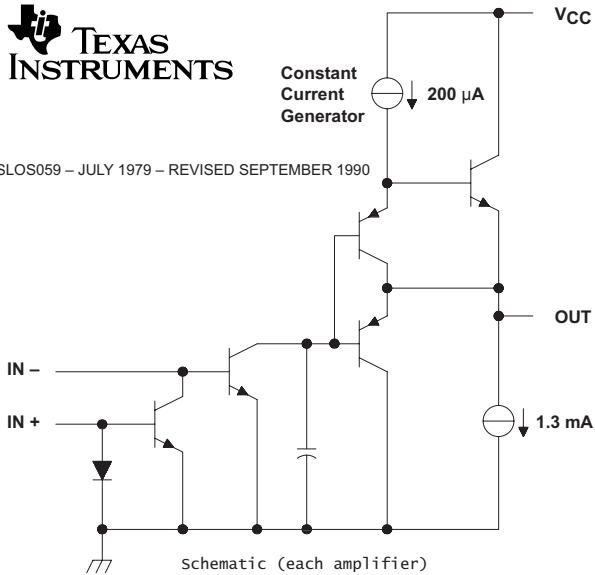
В электронике усилитель Нортон, также известный как дифференциальный усилитель тока, представляет собой специализированную аналоговую схему, функционирующую как источник напряжения, управляемый током. Его выходное напряжение прямо пропорционально разности между двумя входными токами, что делает его идеальным для приложений, требующих точной обработки токовых сигналов.

Концептуально он является аналогом транскондуктивного операционного усилителя, предоставляя дополнительные возможности аналогового проектирования и расширяя набор инструментов для инженеров, работающих с системами, управляемыми током.

Таким образом, в то время как большинство обсуждений усилителей вращается вокруг операционных усилителей и обратной связи по напряжению, усилитель Нортон предлагает более тонкую токовую альтернативу, элегантно в своей простоте и мощную в своем отходе от нормы. Давайте пойдем дальше.

## Аналоговая элегантность усилителя Нортон

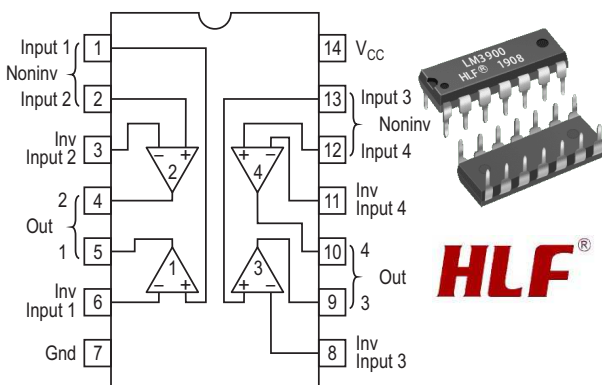
Как показано на эквивалентной схеме микросхемы LM2900 на Рисунке 1, внутренняя архитектура на удивление проста. Наиболее заметное отличие от традиционного операционного усилителя, обычно основанного на дифференциальной паре, усиливающей напряжение, заключается во входном каскаде. Вместо привычной двухтактной схемы с общим катодным сопротивлением в этом усилителе Нортон используется токовое зеркало, за которым следует усилитель с общим эмиттером.



**Рисунок 1.** Эквивалентная схема демонстрирует минималистскую внутреннюю структуру микросхемы усилителя Нортон LM2900.

Эти устройства существуют уже несколько десятилетий и, очевидно, продолжают интриговать любителей аналоговой техники. Недавно я приобрел партию микросхем LM3900-HLF у интернет-продавца (Рисунок 2). Судя по всему, LM3900-HLF является китайским вариантом классического LM3900 – счетверенного операционного усилителя Нортон, известного своим дифференциальным токовым входом и довольно нетрадиционной топологией. Эти недорогие счетверенные усилители в настоящее время широко используются в аналоговых системах, особенно в среднечастотных системах с однополярным питанием.

На мой взгляд, серии LM2900 и LM3900 – это больше, чем просто реликвии; они напо-



**Рисунок 2.** Расположение выводов LM3900-HLF обеспечивают простоту использования в практических схемах.

минают о тех временах, когда в аналоговом проектировании изобретательность преобладала над конформизмом. Их дифференциальная токовая архитектура, когда-то бывшая скромной альтернативой ортодоксальным усилителям напряжения, по-прежнему актуальна в сигнальных цепях промышленного оборудования, где важны подавление помех, однополярное питание и низкоомные интерфейсы.

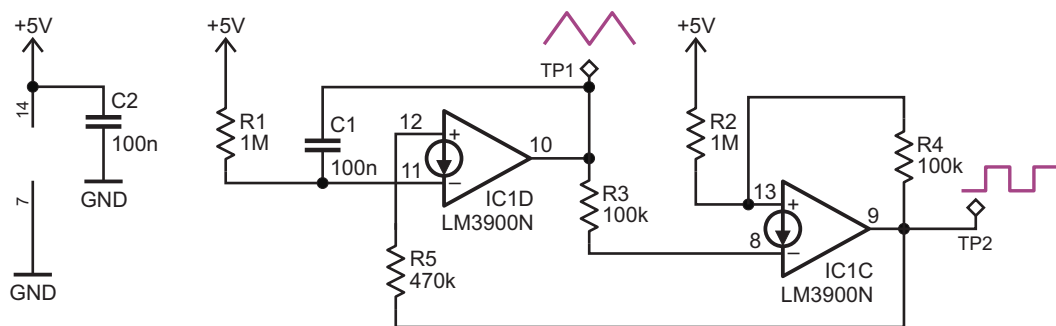
Эти микросхемы не станут флагманами новых разработок, но принципы, которые они воплощают – надежность, элегантность и неброская эффективность, – продолжают определять очертания сенсорных интерфейсов, приводов двигателей и телеметрических систем. Микросхемы, возможно, и устарели, но сама технология продолжает существовать, тихо работая под поверхностью современной инфраструктуры.

Усилитель Нортон LM359, хотя и не так широко романтизированный, как LM3900, остается достаточно мощным выбором для любителей аналоговой техники, которые ценят скорость и элегантность. Специально разработанный для обработки видео и быстрых аналоговых сигналов, он обладает серьезной полосой пропускания и высокой скоростью нарастания. Этот сдвоенный быстродействующий усилитель Нортон обрабатывает широкополосные сигналы со скоростью нарастания до 60 В/мкс, а его производство усиления на полосу пропускания достигает 400 МГц, что явно превосходит его старших собратьев.

В промышленности и приборостроении дифференциальный токовый входной каскад LM359 до сих пор пользуется уважением за низкое входное смещение, быстрое установление и грациозную работу с емкостной нагрузкой. Его наследие продолжает жить в системах распределения видеосигналов, усилителях импульсов и высокоскоростных аналоговых компараторах, особенно в конструкциях, где скорость и стабильность важнее размаха rail-to-rail.

## Завершение с легким ароматом флюса

На данный момент нам больше нечего рассказать об усилителях Нортон, поэтому здесь мы завершим эту немного необычную публикацию. В качестве прощального подар-



**Рисунок 3.** Вдохните жизнь в эту схему генератора треугольных/прямоугольных импульсов на базе LM3900 и оцените ее сдержанную элегантность в стиле Нортон.

ка предлагаю практичную схему на базе LM3900 – как раз того, что нужно тем, кто находит удовольствие в запахе дыма от пайки (Рисунок 3).

Треугольные импульсы обычно формируются интегратором, на вход которого попеременно подается положительное и отрицательное постоянное напряжение. Усилитель Нортон LM3900 обеспечивает реализацию этой функции в системах с однополярным питанием благодаря наличию токового зеркала на его неинвертирующем входе. Эта функция позволяет генерировать треугольные импульсы без необходимости использования отрицательного входного напряжения.

На приведенной выше схеме усилитель IC1D работает как интегратор. Вначале он работает с током, идущим через резистор R1, формируя отрицательный наклон выходного напряжения. Когда выход усилителя IC1C (триггера Шмитта) переключается на высо-

кий уровень, ток через резистор R5 вызывает рост выходного напряжения.

Для оптимальной симметрии импульсов сопротивление резистора R1 должно быть вдвое больше R5 (здесь  $R1 = 1 \text{ МОм}$ , а  $R5 = 470 \text{ кОм}$ , что достаточно близко). Обратите внимание на схему триггера Шмитта, которая дополнительно обеспечивает прямоугольные выходные импульсы той же частоты.

Почувствовали вдохновение? Запустите свой макет, протестируйте схему или поделитесь своими идеями. Независимо от того, являетесь ли вы опытным мастером или только открываете для себя радость аналоговых технологий, пусть это станет для вас стимулом к дальнейшим исследованиям. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2900](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM3900](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM359](#)

# Мониторинг предвестников катастрофических геодинамических событий – землетрясений

Михаил Шустов, г. Томск

*Описана возможность технического наблюдения активности земных недр, приведено описание приборных методов контроля предвестников природных катастроф. Показана возможность создания измерительного комплекса для исследования излучений недр Земли, позволяющего избирательно воспринимать сигналы, исходящих из земных недр, что позволит более надежно контролировать предвестники экстремальных геодинамических событий.*

Поверхность Земли, на которой обитает человечество, проживает своей мало предсказуемой жизнью. Время от времени в том или ином ее регионе наблюдаются катастрофические геодинамические события – землетрясения. Согласно ряду теорий строения Земли наша планета представляет собой изнутри раскаленный шар-океан расплавленного металла, который по неведомым законам медленно вращается внутри нашей планеты и провоцирует геодинамические события на ее поверхности. По мере удаления от центра Земли температура понижается. Лежащие выше слои представляют собой расплавы, а затем породы, сложенные из силикатов и оксидов, покрытые слоем осадочных отложений.

Выражаясь образным языком, поверхность Земли напоминает омлет, который жарится на раскаленной и трясущейся сковородке. Конечно, это слишком упрощенное сравнение. На самом деле процессы, протекающие в слоях Земли, описываются гораздо более сложными законами. Зачастую поверхность Земли представляют в виде плит, которые время от времени перемещаются в том или ином направлении, сталкиваясь и наползая друг на друга. В местах активного взаимодействия таких плит чаще всего и отмечаются катастрофические землетрясения.

Отметим, что горные породы при их перемещении постоянно подвергается как интен-

сивным тепловым, так и механическим воздействиям. Всем нам с детства знаком опыт, когда при соударении кремней высекаются искры, способные поджечь легковоспламеняемый материал. Такие соударения сопровождаются громким треском. При перемещении земных плит по поверхности друг друга происходят подобные явления, только выраженные в макромасштабе. Соответственно генерируется мощное электромагнитное и акустическое излучение. Люди, проживающие вблизи энергоактивных зон Земли, зачастую отмечают земной гул, помехи в радиосвязи, а также свечение воздуха в ночное время. Животные, более тонко воспринимающие малоосознаваемые для человека предвестники бурных геодинамических событий, стремятся заблаговременно покинуть опасный и малокомфортный регион.

Еще в далеком 1900 г. Джордж Дари [Georges Dary] (1857–?) опубликовал монографию [1], в которой, ссылаясь на свою догадку, высказанную в 1885 г., предположил, что в недрах Земли происходят процессы, подобные тем, что протекают во время гроз в атмосфере. Он, пожалуй, впервые назвал процессы, происходящие в земной коре при землетрясениях, земными грозами.

Через несколько десятилетий, а именно в 1967–1970 гг. профессор Александр Акимович Воробьев (1909–1981), специалист в области техники высоких и сверхвысоких

напряжений, с научной точки зрения попытался теоретически обосновать зарождение земных гроз. Он также предложил инструментальные методы наблюдения их в динамике, создал первые лаборатории для исследования предвестников землетрясений [2–7].

Во второй половине XX в. во многих странах появились лаборатории и даже целые институты, изучающие предвестники стихийных бедствий и катастроф [8–12]. Гипотезы профессора Александра Воробьева, хотя и не все, подтвердились на практике. Многие из них получили развитие и продолжают развиваться. Ныне экспериментально обоснован и доказан совместный электрический и акустический отклик приповерхностных осадочных пород на деформацию при прохождении сейсмических волн от землетрясений.

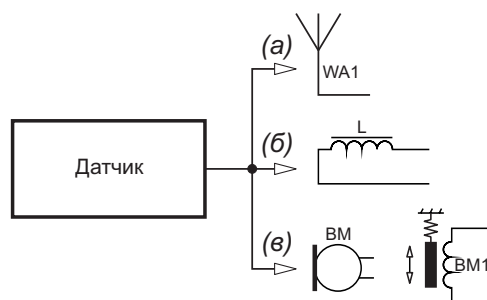
Так, например, ученые с Камчатки установили гидрофоны в нескольких озерах полуострова и обнаружили, что в 70% случаев эти приборы за несколько часов до события слышат характерный шум от грядущего землетрясения в радиусе 100...200 км [11].

Первые устройства для регистрации излучений земных пород, Рисунок 1, представляли собой обычный радиоприемник амплитудно-модулированных колебаний. С выхода приемника сигнал поступал на электронный самопишущий потенциометр. Аналогичным образом были устроены первые приборы для регистрации магнитных составляющих излу-

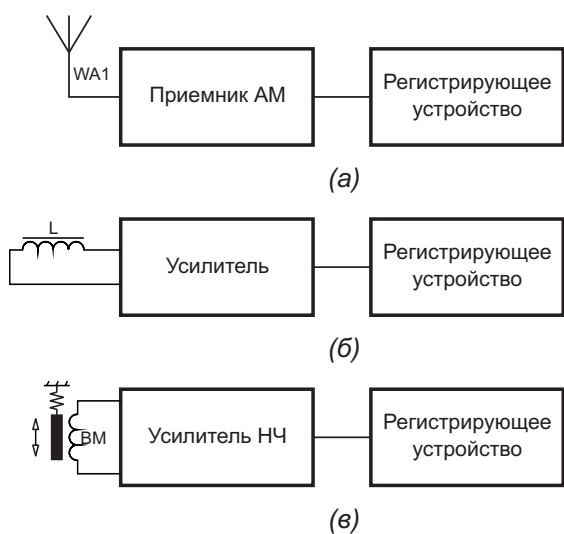
чения земных пород, Рисунок 1. Для регистрации микроколебаний почвы использовались сейсмодатчики с горизонтальной или вертикальной поляризацией, а также высокочувствительные широкополосные микрофоны. Сигналы с выходов этих устройств также подавались на записывающие приборы.

Разумеется, наиболее значимые, экстремальные сигналы отмечались в случае бурной деятельности земных недр. Однако, как выяснилось в дальнейших экспериментах, такая аппаратура, к сожалению, не могла достоверно прогнозировать землетрясения, а лишь констатировала текущие проявления активности земных недр.

На Рисунке 2 показаны традиционные датчики для измерения электрической, магнитной и акустической составляющих излучения недр Земли.



**Рисунок 2.** Датчики для измерения: а) электрической; б) магнитной и в) акустической составляющих излучений недр Земли.



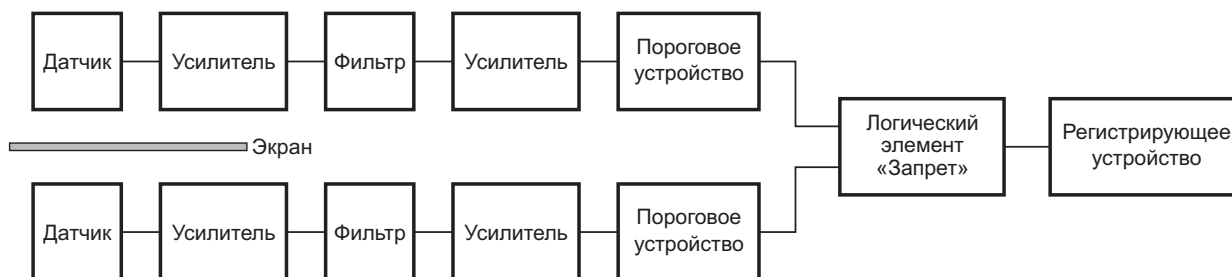
**Рисунок 1.** Простейшие и ныне устаревшие приборы для измерения: а) электрической; б) магнитной и в) акустической составляющих излучений недр Земли.

В приборах более совершенного построения выходной сигнал с оконечных усилителей тракта приема подавался на амплитудно-частотный анализатор. Такие приборы чаще всего использовали в исследовательских лабораториях для определения характеристик излучений, генерируемых Землей, а также в попытках найти закономерности протекания геофизических процессов в районах локализации предполагаемых землетрясений.

Строение современного измерительного автоматизированного комплекса «МГР-01» для мониторинга геодинамических процессов в земной коре показано в виде блок-схемы на Рисунке 3 [12]. Прибор содержит несколько входов для регистрации электрической и магнитной горизонтальной и вертикальной составляющих излучений, усилите-



**Рисунок 3.** Современный измерительный комплекс для исследования излучений недр Земли.



**Рисунок 4.** Перспективный измерительный комплекс для исследования излучений недр Земли.

ли сигналов, фильтры, компараторы с дискретно переключаемыми порогами переключения, преобразующими аналоговый сигнал в цифровой, а также приборы регистрации и накопления информации, выполненные с использованием микроконтроллеров.

По данным авторов этого комплекса [12] при наличии даже одной станции наблюдения возможно обнаружение процессов подготовки опасного сейсмического события в радиусе до 1000 км с вероятностью 0.8.

Несмотря на многочисленные достоинства рассмотренных выше приборов и комплексов, большинство из них не могло различить электрические и акустические сигналы, генерируемые в воздушной среде (верхняя полусфера) и в земной коре (нижняя полусфера). Более удачное решение этой задачи, по мнению автора, приведено на Рисунке 4, где показан перспективный измерительный комплекс, см. также [13–15]. Этот комплекс включает ранее известные и ранее используемые компоненты: усилители, фильтры и компараторы, но, во-первых, отличается тем, что в нем использованы два идентичных канала регистрации, имеющих одинаковые датчики.

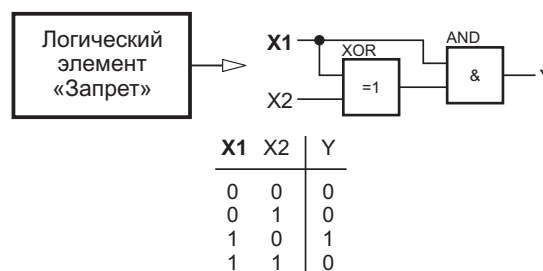
Во-вторых, выходные сигналы с того и другого каналов регистрации поступают на устройство, именуемое инверсным импликатором. В электронике инверсный импликатор или логический элемент «Запрет» [16], Рисунок 5, – это логический элемент, имеющий два входа, один из которых (X1) имеет при-

оритет над другим (X2). На выходе Y логического элемента «Запрет» устанавливается уровень «лог. 1» только в том случае, если логический уровень на приоритетном входе (X1) превышает логический уровень на втором входе (X2).

В ядерной технике подобное устройство называется схемой антисовпадений и предназначено для избирательной регистрации сигналов с одного из нескольких датчиков при условии, что сигналы с этого датчика не совпадают по времени с сигналами, снимаемыми с других датчиков.

К выходу логического элемента «Запрет» подключена обычная схема накопления и обработки информации; регистрации текущей и/или долговременной активности очагов излучения.

Третьим отличительным свойством рассматриваемого комплекса является использование экрана – электрического, магнитно-



**Рисунок 5.** Пример логического элемента «Запрет» (схемы антисовпадений) и его таблица истинности.

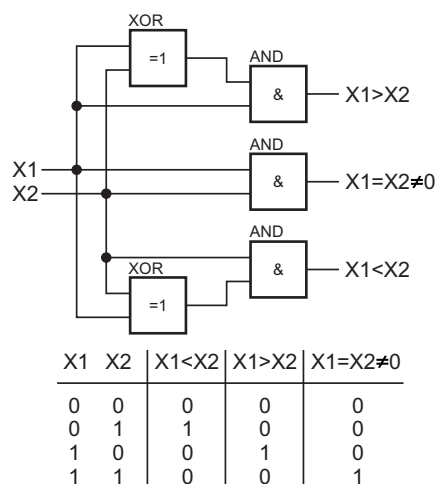
го, акустического, разделяющего оба канала регистрации. Это позволит избирательно воспринимать сигналы, поступающие на датчики как с верхней, так и с нижней полусфер. Таким образом становится возможным уверенно различать сигналы, например, от грозовых разрядов в атмосфере от сигналов, генерируемых недрами Земли.

Для расширения возможностей измерительного комплекса и обеспечения отдельной и/или совместной регистрации сигналов обоих каналов вместо логического элемента «Запрет» может быть использован «Классификатор уровней логических сигналов» (узел сортировки логических сигналов) [16], Рисунок 6. Узел имеет три выхода ( $X1 > X2$ ,  $X1 = X2 \neq 0$ ,  $X1 < X2$ ) и позволяет разделять совпадающие и не совпадающие по времени сигналы, снимаемые с обоих каналов регистрации.

При использовании разнесенных в пространстве двух или более аналогичных измерительных комплексов возможна пеленгация источника излучения как в 2D-, так и в 3D-пространствах. Отметим, что аналоговые сигналы, снимаемые с выходов конечных усилителей амплитудных сигналов, могут быть поданы на амплитудно-частотные анализаторы для углубленного анализа характеристик излучений. **РЛ**

## Литература

1. Dary G. A travers l'électricité. Paris. Vuibert&Nony Editeurs, 1900, 438 pp.
2. Воробьев А.А. О возможности электрических разрядов в недрах Земли. Геология и геофизика, 1970, № 12, С. 3–13.
3. Воробьев А.А. К вопросу об инициировании землетрясений подземными грозовыми явлениями. Электрофизическая аппаратура и электрическая изоляция. Сб. докл. Междунар. научно-техн. конф. по вопросам создания и методам испытания высоковольтной электрофизической аппаратуры. г. Томск, 1967, М.: Энергия, 1970. 668 с.
4. Воробьев А.А. Электрические разряды и грозы в недрах Земли. Известия Томского политехнического института, 1974, Т. 195, С. 30–34.
5. Воробьев А.А. Физические условия явления залегания глубинного вещества и сейсмические явления. Томск: Изд-во ТГУ, 1974, 270 с.
6. Воробьев А.А., Сальников В.Н., Коровкин М.В. Наблюдения радиоимпульсов при нагревании кристаллов и минералов в вакууме. Известия вузов. Физика. 1975, Т. 18, № 7, С. 59–64.



**Рисунок 6.** Классификатор уровней логических сигналов и его таблица истинности.

7. Арефьев К.П., Заверткин С.Д., Сальников В.Н. Термостимулированные электромагнитные явления в кристаллах и гетерогенных материалах. Томск: STT, 2001, 400 с.
8. Гохберг М.Б., Гуфельд И.Л., Добровольский И.П. Источники электромагнитных предвестников землетрясений. Доклады АН СССР, 1980, Т. 250, № 2, С. 323–326.
9. Соболев Г.А. Основы прогноза землетрясений. М.: Наука, 1993, 313 с.
10. Соболев Г.А. Физика землетрясений и предвестники. М.: Наука, 2003, 270 с.
11. Комаров С.М. Дрожь Земли. Химия и жизнь, 2011, № 7, С. 2–7.
12. Патент РФ № 2238575. G01V 9/00, 1/00. Способ прогноза землетрясений. Выдан 20.10.2004, Бюл. № 29. Малышков Ю.П., Джумабаев К.Б., Малышков С.Ю., Гордеев В.Ф., Шталин С.Г., Масальский О.К.
13. Шустов М.А. Аппаратурные методы идентификации подземных аномалий. Непериодические быстропотекающие явления в окружающей среде. Тез. докл. Всес. междисциплинар. научно-техн. школы-семинара. 18-24.04.1988. Томск, ТПУ, 1988, Часть III, С. 175–177.
14. Лунев В.И., Сивцов В.П., Царапкин Г.С., Шашкин А.Б., Шустов М.А. Дистанционный мониторинг геодинамических событий по вариациям фоновых физических полей. Корреляция биологических и физико-химических процессов с солнечной активностью и другими факторами: Тез. докл. Междунар. симп. 27.9-01.10.1993. Пущино: ИТЭБ, 1993, С. 111.
15. Шустов М.А., Лунев В.И. Установка для комплексной регистрации физических параметров окружающей среды. Информ. листок Томского межотрасл. територ. центра научно-техн. информации и пропаганды. Томск, 2002, № 72-045-02, 4 с.
16. Шустов М.А. [Логические элементы «Запрет» и «Импликатор» и их применение](#). РадиоЛоцман. 2025. № 5–6. С. 26–29.

# Неприхотливый, пригодный для массового производства генератор белого шума звуковой частоты

Christopher Paul

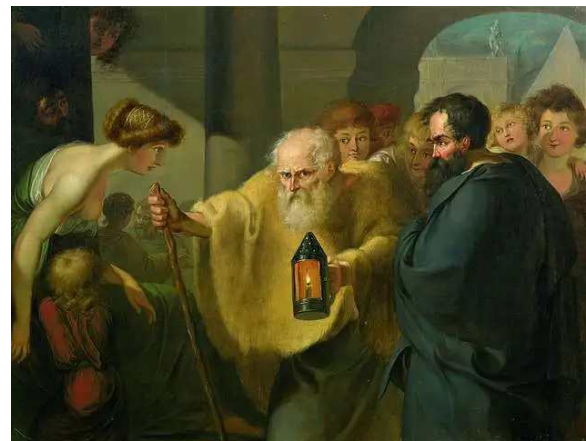
EDN

Этот проект заставил меня почувствовать своего рода родство с Диогеном, хотя я искал предмет, описанный в названии, а не честного человека.

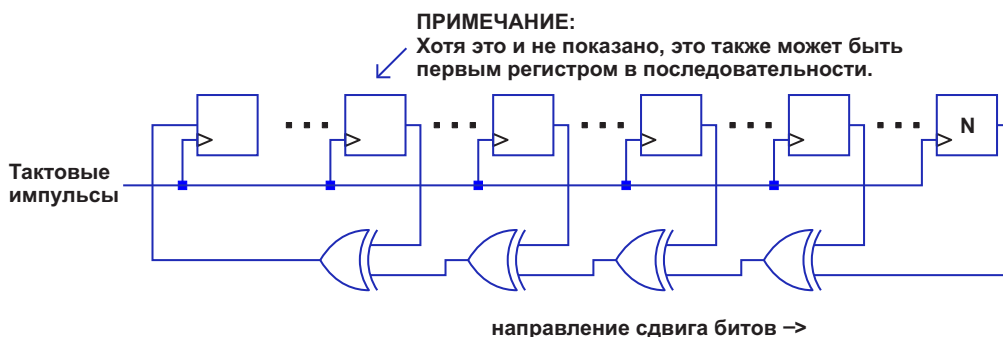
Я хотел создать конструкцию, не требующую оценочных испытаний и выбора одного компонента из группы. Для достижения предсказуемых характеристик я согласился бы (хотя и не приветствовал) с использованием частотной коррекции и даже автоматической регулировки усиления (АРУ). Назовем мою желаемую конструкцию «надежно воспроизводимой».

## Стандартная цифровая схема MLS

Поначалу я полагал, что ни один из перечисленных атрибутов не понадобится, и что



**Рисунок 1.** «Диоген в поисках честного человека» – картина, приписываемая Иоганну Генриху Вильгельму Тишбейну (1751-1829). Автор этой статьи преследовал более скромные цели.



**Рисунок 2.** Общий вид генератора MLS. В справочнике приведена таблица с 2–5 конкретными отводами для регистров длиной от  $N = 2$  до 32 для создания повторяющихся последовательностей длиной  $2^N - 1$ . При инициализации регистра хотя бы один бит должен иметь ненулевое значение. Автор сначала прослушал версию, использующую только один вентиль «исключающее ИЛИ» с регистром длиной  $N = 31$ , в которой выбирались выходы только 28-го и 31-го регистров.

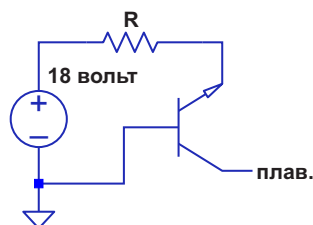
подойдет простая, хорошо известная цифровая схема – генератор последовательности максимальной длины (maximal length sequence, MLS) [1]. Эта схема генерирует псевдослучайную последовательность, имеющую белый спектр. Общий пример такой схемы показан на Рисунке 2.

Запрограммировать код, описанный в подпункте к Рисунку 2, в микропроцессор ATtiny13A и получить тактовый период 1.35 мкс было несложно. Конечно, для проверки шум нужно прослушивать. И действительно, преобладающим звуком является «шипение» белого шума.

Но на заднем плане также слышны щелчки, треск и другие нежелательные артефакты. Я попросил своего друга, у которого слух лучше, чем у меня, прослушать запись, чтобы подтвердить мой неутешительный вывод. И тогда я взял фонарь и отправился на поиски следующего кандидата.

## Обратносмещенный п-р-п транзистор

Меня заинтриговало обратное смещение перехода база-эмиттер транзистора при плавающем коллекторе (см. Рисунок 3).



**Рисунок 3.** Тестовое приспособление для проверки шумовых характеристик п-р-п транзисторов с обратносмещенными переходами база-эмиттер.

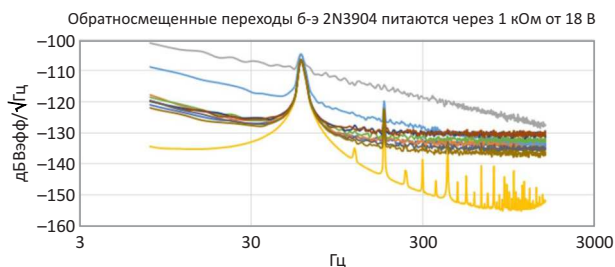
Я протестировал десять транзисторов 2N3906 со значениями R, равными  $10^3$ ,  $10^4$ ,  $10^5$  и  $10^6$  Ом. Были собраны как величины постоянных напряжений, так и частотные развертки (отношение напряжения к корню квадратному из спектральной плотности в единицах дБВэфф/ $\sqrt{\text{Гц}}$ ).

Было очевидно, что с уменьшением R средний уровень шума снижался, а постоянное напряжение немного увеличивалось, оставаясь в диапазоне от 7.2 до 8.3 В. Это

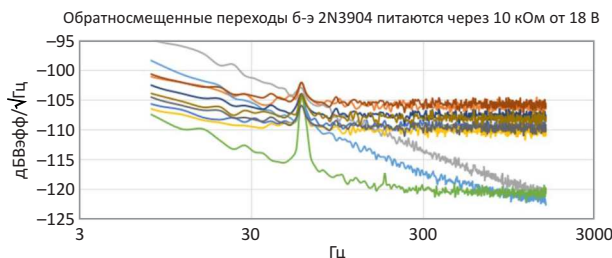
вселило в меня надежду, что простая схема АРУ, в которой изменяется ток смещения транзистора, может удовлетворить моим требованиям.

Увы, этого не произошло. На Рисунках 4а, 4б, 4в и 4г показан спектральный шум в низкочастотном диапазоне. (Дополнительная фильтрация источника питания 18 В не повлияла на основную частоту сети 60 Гц или ее гармоники – они приходили от моего тестового оборудования. Среднеквадратичный уровень основной гармоники 60 Гц составлял около 10 мкВ).

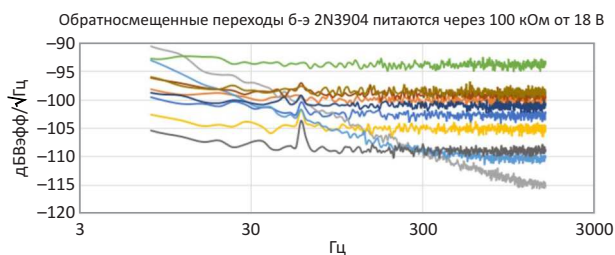
Я пробовал другие транзисторы и получил похожие результаты. Поскольку рассчиты-



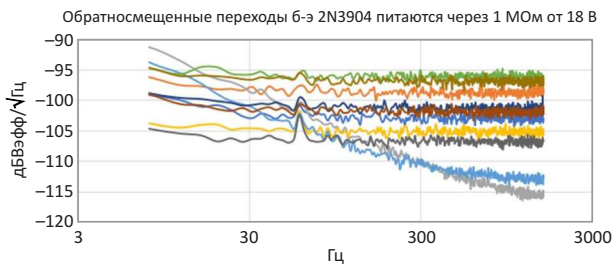
**Рисунок 4а.** Обратите внимание на проблему «фона» гармоник электрической сети, которую в частности создает «тихий оранжевый» транзистор.



**Рисунок 4б.** Смещение «оранжевого» транзистора меньшим током увеличило шум и скрыло гармоники электрической сети, но не основную гармонику.

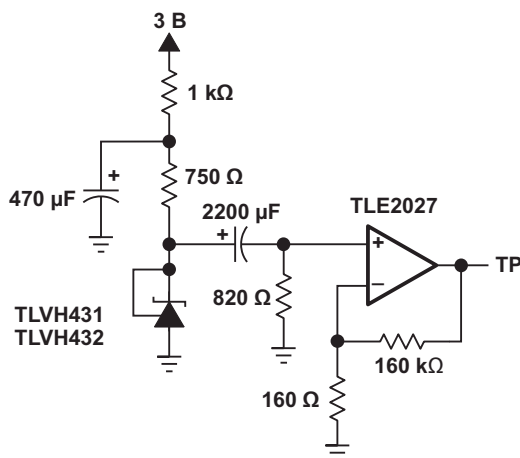
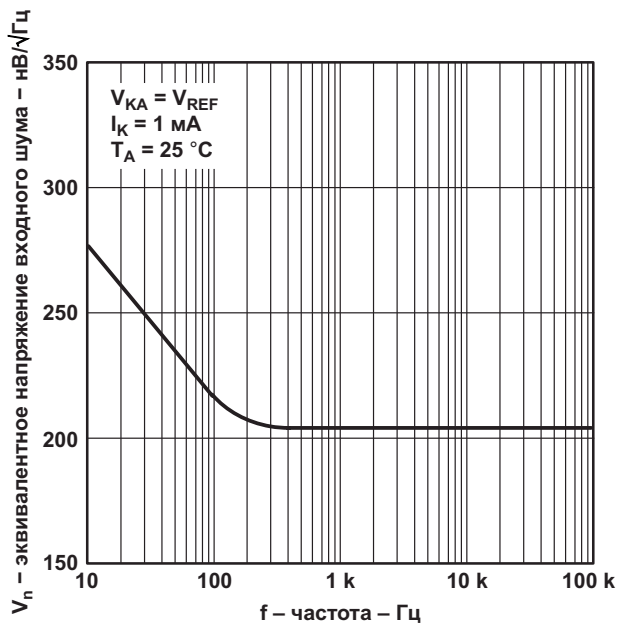


**Рисунок 4в.** При уменьшении тока смещения шумы некоторых (но не всех) транзисторов маскируют основную гармонику частоты 60 Гц.



**Рисунок 4г.** Независимо от того, можно ли замаскировать или устранить помехи от электрической сети, очевидно, что говорить о постоянстве формы частотной характеристика для всех сопротивлений резистора  $R$  нельзя.

вать на определенную форму частотной характеристики транзистора с обратносме-



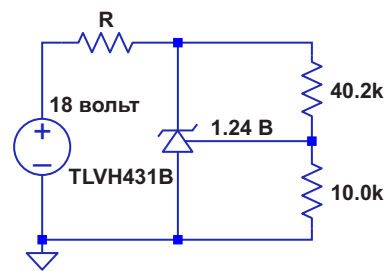
**Рисунок 5.** Эквивалентный входной шум и тестовая схема для TLVH431B (Рисунок 5-9 в техническом описании микросхемы).

щенным переходом база-эмиттер нельзя, он не может быть подходящим источником сигнала для надежно предсказуемой конструкции. Пора снова взять фонарь в руки и продолжить поиски.

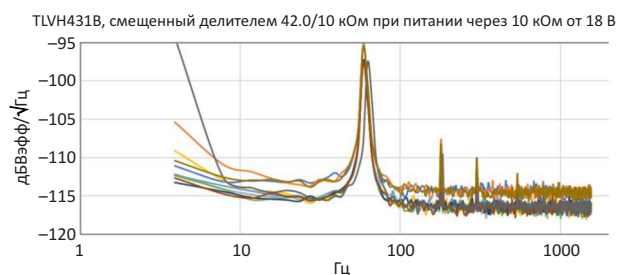
## Параллельный регулятор

В некоторых технических описаниях микросхем семейства 431, и в частности TLVH431B, есть график, показывающий эквивалентный входной шум этих устройств. (См. Рисунок 5).

Если бы шум повторялся от устройства к устройству, его рост почти на 3 дБ от 300 Гц до 10 Гц можно было бы компенсировать. Я измерял напряжения на катодах десяти устройств, используя испытательную схему, показанную на Рисунке 6. Спектральные характеристики представлены на Рисунке 7.



**Рисунок 6.** Испытательное устройство для измерения спектральной плотности шума TLVH431B. Значительной разницы в результатах, показанных на Рисунке 7, при использовании сопротивлений  $R$ , равных 1 кОм и 10 кОм, не наблюдалось. Сопротивления 100 кОм и 1 МОм не обеспечивали токов, достаточных для работы устройств.



**Рисунок 7.** Спектр шумов TVH431B; 10 выборов с одинаковой датой изготовления.

Хотя TLVH431B является лучшим выбором, чем 2N3904, уровень его шума все еще непостоянен, что требует использования какой-либо АРУ. По-прежнему присутствова-

ли сигналы от электрической сети, и ослабить их, подбирая различные сопротивления R, было невозможно. Все протестированные компоненты имеют одинаковую дату изготовления, и нет никаких доступных числовых характеристик, определяющих предельные значения шумовых амплитуд или частотных откликов.

Кто знает, как бы повели себя приборы с другими кодами даты? Собранные данные, конечно, не позволяют мне утверждать, что этот компонент может быть частью «надежно воспроизводимой» конструкции, как я определил этот термин. Но знаете что? Таскать с собой этот фонарь становится довольно уютно.

## Xorshift32

Я продолжал думать, что у этой проблемы должно быть цифровое решение, даже если оно не может быть тем, которое создает MLS. Я провел небольшое исследование, и в голову пришел вариант генератора случайных чисел, называемого «xorshift», а именно xorshift32 [2].

Xorshift32 начинается с инициализации 32-битной переменной ненулевым значением. Создается копия этой переменной, в которую сдвигаются влево 13 нулей, удаляя 13 крайних левых исходных значений регистра.

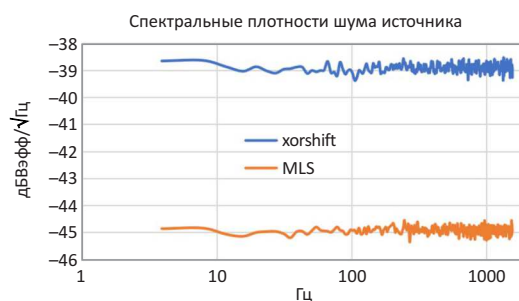
Оригинал и сдвинутая копия подвергаются побитовой операции «исключающее ИЛИ» и сохраняются в исходной переменной. Создается копия этого результата. Затем в копию сдвигаются вправо 17 нулей, чтобы исключить 17 крайних правых значений копии. Над сдвинутой копией снова производится побитовая операция «исключающее ИЛИ» с обновленным исходным регистром, и результат сохраняется в этом регистре.

И снова создается копия последнего обновления оригинала. В новейшую копию сдвигаются влево 5 нулей, после чего она подвергается операции «исключающее ИЛИ» с последним обновлением оригинала и сохраняется в этом оригинале. По мере повторения этого трехэтапного процесса генерируется случайная последовательность длиной  $2^{32}-1$ , состоящая из уникальных 32-разрядных целых чисел.

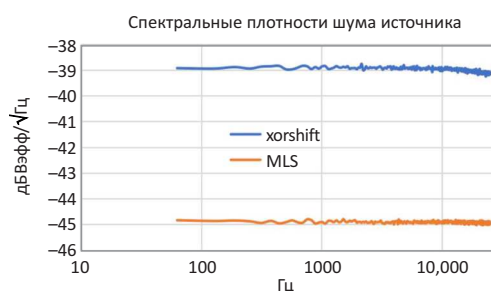
Этот алгоритм был запрограммирован для микропроцессора ATtiny13A, работающего на тактовой частоте 9.6 МГц, что обеспечивало период сдвига битов 5.8 мкс. Младшему разряду регистра был назначен бит 0 порта В устройства (вывод 5 восьмивыводного корпуса PDIP).

Этот вывод через разделительный конденсатор был подключен к усилителю мощности акустической системы Polk Audio. Мы с другом пришли к единому мнению, что слышим только белый шум; щелчки и треск последовательности MLS, отсутствовали.

На Рисунках 8 и 9 показаны частотные развертки спектральной плотности последовательностей MLS и xorshift.



**Рисунок 8.** Спектральные плотности шума в полосе от 4 до 1550 Гц двух прослушанных цифровых последовательностей, созданных с помощью микропроцессоров ATtiny13A, питающихся от 5 В.



**Рисунок 9.** Спектральные плотности шума в полосе от 63 до 25000 Гц двух прослушанных цифровых последовательностей, созданных с помощью микропроцессоров ATtiny13A, питающихся от 5 В.

Из Рисунков 8 и 9 можно сделать несколько выводов.

Уровни белых шумов последовательностей достаточно высоки, чтобы скрыть за

собой помехи частоты сети и ее гармоник, исходящие от моего испытательного оборудования, которые очень заметны при оценке 2N3904 и TLVH431B.

Разница в уровнях двух цифровых последовательностей обусловлена более высокой тактовой частотой MLS, из-за чего та же общая энергия, что и в xorshift, распределяется по более широкой полосе частот, что приводит к более низкой плотности энергии в любом заданном интервале частот слышимого диапазона.

Наконец, xorshift32 имеет провал примерно 0.1 дБВэфф/√Гц на частоте 25 кГц. Если бы ATtiny13A тактировался от внешнего источника 20 МГц, исчез бы даже этот небольшой провал АЧХ.

## Акустически чистый источник белого шума

Источник чистого белого шума для диапазона частот от инфразвука до 20 кГц можно получить, реализовав алгоритм xorshift32 на недорогом микропроцессоре.

Результат надежно воспроизводим, что исключает необходимость выбора оптималь-

ного компонента из группы. Напряжение в звуковом диапазоне вычисляется как:

$$10^{\frac{39 \text{ дБВэфф}}{20}} \cdot \sqrt{20000} \sqrt{\text{Гц}},$$

что соответствует сигналу 1.6 В с.к.з. Этот метод лишен недостатков, присущих исследованным аналоговым источникам шума. Нет необходимости иметь дело с низкими и неопределенными уровнями сигнала, требующими применения большого усиления и АРУ, формирования АЧХ на частотах ниже 300 Гц или в других областях, а также с помехами от электрической сети, уровень которых сопоставим с преднамеренным шумом.

Наконец-то я могу опустить этот чертов фонарь. Интересно, как сложились дела у Диогена. **РЛ**

## Ссылки

1. [Maximal-length Sequence Generator](#)
2. [Xorshift](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLVH431](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLVH432](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLE2027](#)

# Потеря точности при ШИМ-программировании регулятора $V_{OUT} < V_{SENSE}$

Stephen Woodward

EDN

Недавно в разделе «Конструкторские идеи» я опубликовал ряд статей, в которых показаны схемы для линейного ШИМ-программирования стандартных стабилизаторов напряжения понижающего типа в приложениях, выходные напряжения которых могут опускаться ниже напряжения входа обратной связи ( $V_{SENSE}$  или  $V_S$ ). Например: «Простой ШИМ-интерфейс позволяет программировать напряжение регулятора  $V_{OUT} < V_{SENSE}$ » [1].

Однако были высказаны возражения, что подобные схемы влекут за собой значительную потерю точности аналогового программирования, поскольку они основаны на добавлении составляющей напряжения,

обычно получаемой из доступного источника напряжения (например, шины питания логики). Поэтому их следует избегать.

Аргумент основан на том факте, что точность и стабильность таких источников, как правило, значительно ниже (например,  $\pm 5\%$ ), чем у внутренних опорных напряжений регуляторов (например,  $\pm 1\%$ ).

Но верно ли это возражение на самом деле, и если да, то насколько серьезна проблема? В какой степени на самом деле снижается точность? В данной статье рассматриваются эти вопросы.

На Рисунке 1 показана базовая топология регулятора, выходное напряжение которого

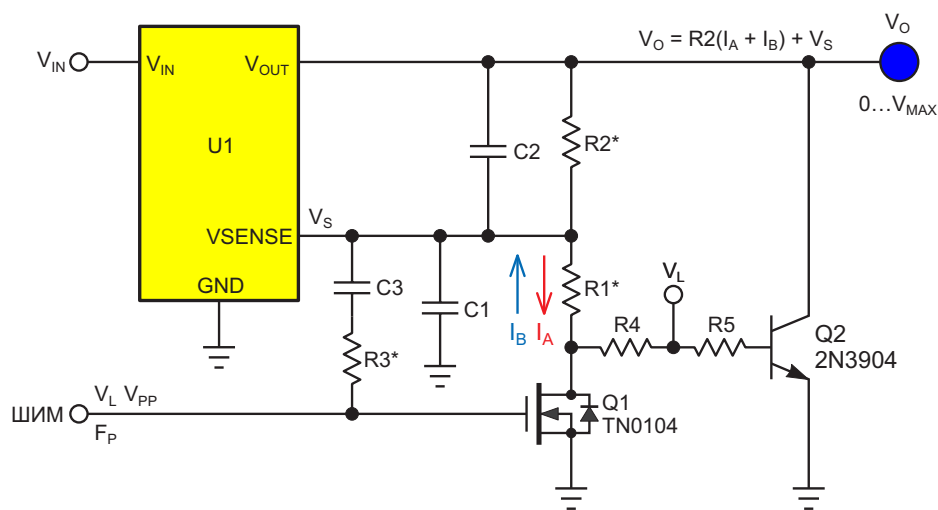
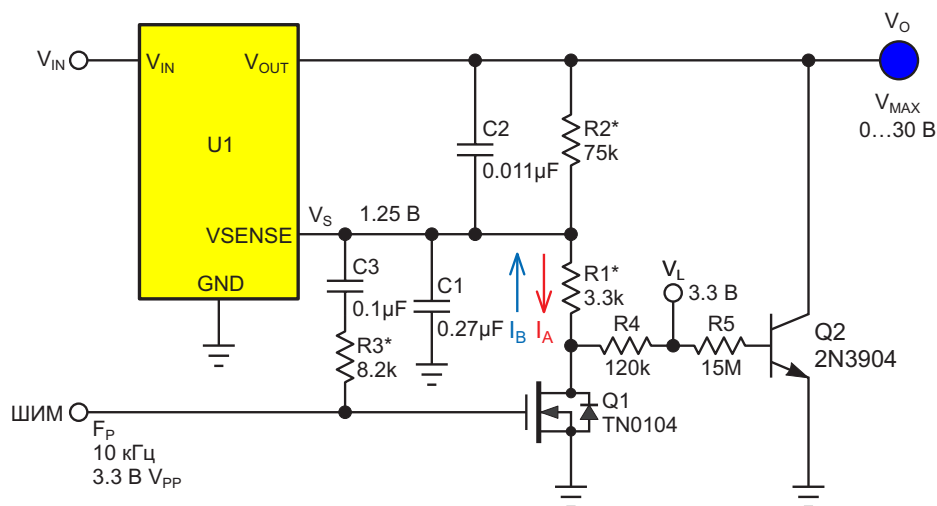


Рисунок 1. Базовая схема регулятора с ШИМ-программированием.



**Рисунок 2.** Натягиваем немного мяса на скелет Рисунок 1, добавляя примеры конкретных значений, с которыми будем работать.

может программироваться ниже  $V_S$ ; его токи описываются следующими выражениями:

$$I_A = \frac{DV_S}{R1},$$

$$I_B = \frac{(1-D)(V_L - V_S)}{R1 + R4}.$$

Здесь

$I_A$  – первичный программирующий ток;

$I_B$  – ток, программирующий выходное напряжение.

$$V_{OUT} = R2(I_A + I_B) + V_S.$$

Анализ выражений для токов  $I_A$  и  $I_B$  показывает, что если коэффициент заполнения ШИМ ( $D$ ) установлен на 100% от полной шкалы ( $D = 1$ ), то  $I_B = 0$ . Это связано с членом  $(1 - D)$ .

Таким образом, при максимальном выходном напряжении напряжение логической шины  $V_L$  не может вносить никаких ошибок.

Однако при других значениях  $D$  это благоприятное обстоятельство больше не действует, и ток  $I_B$  становится ненулевым. Таким образом, отклонения  $V_L$  и помехи снижают точность, по крайней мере, в некоторой степени. Но насколько?

Самый простой способ ответить на этот важный вопрос – оценить ошибку на примере общей топологии, представленной на Рисунок 1, с правдоподобными номиналами компонентов. Добавляя несколько примеров значений номиналов, Рисунок 2 предоставляет для этого конкретную основу.

Если предположить, что резисторы идеальны, то номинальные токи, проходящие через резистор  $R1$ , будут следующими:

$$I_A = \frac{DV_S}{3300},$$

$$I_B = \frac{(1-D)(V_L - V_S)}{123,300}.$$

$$V_{OUT} = R2(I_A + I_B) + V_S = 75,000(I_A + I_B) + 1.25.$$

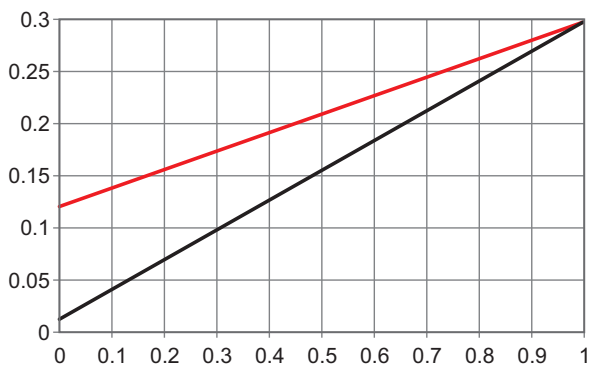
Затем, если сделать предположение (крайне пессимистичное), что ошибки опорного напряжения складываются как сумма абсолютных значений, ошибки токов  $I_A$  и  $I_B$  ( $I_{A\_ERR}$  и  $I_{B\_ERR}$ , соответственно) будут следующими:

$$I_{A\_ERR} = D \cdot \frac{1\%V_S}{3300} = D \cdot 3.8 \text{ мкА}.$$

$$I_{B\_ERR} = (1-D) \cdot \frac{5\%3.3\text{В} + 1\%1.25\text{В}}{123,300} = (1-D) \cdot 1.44 \text{ мкА}.$$

Общая ошибка выходного напряжения  $V_{OUT}$  равна

$$75,000(D \cdot 3.8 \text{ мкА} + (1-D) \cdot 1.44 \text{ мкА}) + 1\%V_S.$$



**Рисунок 3.** Графики ошибок  $V_{OUT}$ , где ось  $X - D$ , а ось  $Y - V_{OUT}$ . Черная линия означает  $V_{OUT} = V_S$  при  $D = 0$ , а красная линия —  $V_{OUT} = 0$  при  $D = 0$ .

Графики результирующих ошибок напряжения  $V_{OUT}$  показаны на Рисунке 3.

Вывод. Функция  $V_{OUT} < V_{SENSE}$  увеличивает погрешность в нижнем диапазоне  $V_{OUT}$ , но вся разница полностью исчезает в верхней части диапазона. Таким образом, выбор зависит от полезности функции  $V_{OUT} < V_{SENSE}$ . **ПЛ**

### Ссылка

1. Stephen Woodward. [Простой ШИМ-интерфейс позволяет программировать напряжение регулятора  \$V\_{OUT} < V\_{SENSE}\$](#)

### Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip TN0104](#)

# Минимизация излучений от регулятора Кука

Frederik Dostal

Топология Кука идеально подходит для получения отрицательного выходного напряжения из положительного напряжения питания. Отрицательные напряжения необходимы во многих системах для обеспечения возможности считывания сигналов с некоторых датчиков. Для этого может потребоваться питание сигнальной цепи, например, напряжением +5 В и –5 В или даже +15 В и –15 В. Отрицательные напряжения также используются для безопасного переключения некоторых коммутационных элементов, таких как карбид кремниевые (SiC) транзисторы.

Топология Кука также известна как инвертирующая топология 2L, поскольку она требует использования двух дросселей в цепи питания. На Рисунке 1 показана принципиальная схема топологии Кука.



Рисунок 1. Схема топологии Кука для получения отрицательных напряжений.

При выборе подходящей микросхемы импульсного регулятора важно убедиться в наличии вывода обратной связи для отрицательного напряжения. Широкий выбор таких микросхем предлагает компания Analog Devices, как регуляторов со встроенными ключами, так и контроллеров с внешними переключающими транзисторами.

Основным фактором стоимости и занимаемого пространства топологии Кука является необходимость в двух дросселях. В то же время эти два индуктивных компонента находятся в сильноточной цепи преобразователя,

как на ее входе, так и на выходе. Это препятствует быстрому переключению токов на входе и на выходе. Поэтому топология Кука обычно считается особенно малозумящей. Конечно, как и в любом другом импульсном регуляторе, в топологии Кука есть коммутируемые токи. На Рисунке 1 они показаны синим цветом в виде горячей петли. Под «горячей петлей» мы подразумеваем группу печатных проводников с быстрыми переключениями  $di/dt$ . Чтобы минимизировать помехи, создаваемые коммутируемыми токами, паразитная индуктивность и, следовательно, физические размеры этой петли должны быть минимальными.

Следовательно, при оптимальной компоновке платы для преобразователя Кука обратный диод D, разделительный конденсатор C и ключ S1 должны быть расположены как можно ближе друг к другу. При соответствующем расположении выводов микросхемы, такой как LT8330, компактное размещение этих линий не представляет проблемы. На Рисунке 2 показана область путей коммутируемых токов (горячая петля) в конкретной топологии платы.

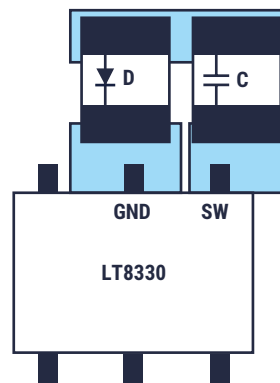
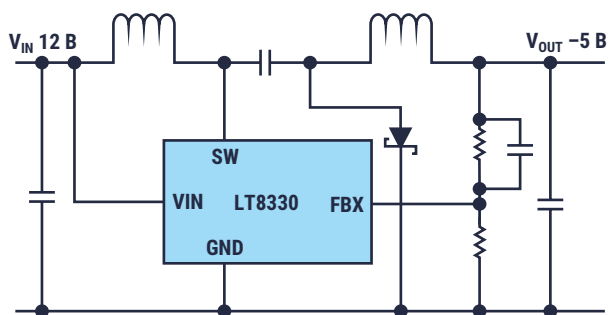


Рисунок 2. Разводка печатной платы, оптимизированная для топологии Кука.



**Рисунок 3.** Пример схемы регулятора Кука с микросхемой LT8330.

Критический контур образован внешним диодом D, разделительным конденсатором C и внутренним соединением между выводами GND и SW микросхемы импульсного регулятора LT8330. Горячий контур спроектирован таким образом, чтобы быть максимально компактным.

На Рисунке 3 показан пример схемы с микросхемой LT8330, подходящей для использо-

вания в регуляторе с топологией Кука. Важной особенностью микросхемы является вывод FBX. Это специальный тип вывода обратной связи FB, на который можно подавать как отрицательные напряжения, необходимые в топологии Кука, так и положительные напряжения. Если LT8330 используется в повышающей или SEPIC-топологии, на вывод обратной связи подается положительное напряжение.

Индуктивность, как на входе, так и на выходе регулятора влияет на величину излучаемых им кондуктивных помех. При оптимизированной топологии платы с очень компактной горячей петлей достигается очень низкий уровень помех. Эти особенности делают регуляторы Кука исключительно подходящими для получения малозумящих отрицательных напряжений. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT8330](#)

# Токовое зеркало уменьшает эффект Эрли

Stephen Woodward

EDN

Это просто факт жизни. Биполярный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, даже после компенсации влияния производственного разброса и температурных колебаний, все равно не является идеальным источником тока.

Одной из ложек дегтя в этой бочке меда является обусловленное эффектом Эрли влияние напряжения коллектора на ток коллектора. Иногда, если в техническом описании указана выходная проводимость  $h_{OE}$ , эффект Эрли можно приблизительно оценить по отношению  $h_{OE}$  к испытательному току. Типичное значение составляет 1% на вольт. На Рисунке 1 показано его влияние на работу простого токового зеркала, где:

$$I_2 = I_1 \cdot \left( 1 + \frac{V_{CB}}{V_A} \right),$$
$$V_A \approx 100 \text{ В},$$
$$I_{ERR} = \frac{V_{CB}}{V_A} \approx \frac{1\%}{\text{В}}.$$

Здесь

$V_{CB}$  – напряжение коллектор-база,

$V_A$  – напряжение Эрли,

$I_{ERR}$  – ток ошибки).

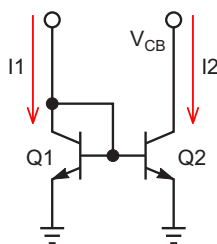


Рисунок 1. Токовое зеркало без использования вырождения эмиттера.

Если два транзистора согласованы, ток  $I_2$  должен быть равен току  $I_1$ . Но вместо этого ток коллектора Q2 может увеличиваться на 1% на каждый вольт напряжения  $V_{CB}$ . Двухзначное значение  $V_{CB}$  может привести к двухзначному проценту погрешности. «Зеркало» получилось бы довольно затуманенным!

К счастью, квалифицированным специалистам в этой области хорошо известен простой способ смягчения эффекта Эрли. (См. Сноску). Вырождение эмиттера основано на эффекте, который в 4000 раз сильнее, чем влияние  $V_{CB}$  на ток коллектора  $I_C$ .

Это влияние напряжения база-эмиттер  $V_{BE}$  на ток коллектора, которое может легко снизить эффект Эрли на два порядка. На Рисунке 2 показано, как это работает:

$$I_2 \approx I_1 \cdot \left( 1 + \frac{V_{CB}}{V_A} \right) - 0.026R \cdot (I_2 - I_1),$$
$$I_{ERR} \approx \frac{V_{CB}/V_A}{V_R/(26 \text{ мВ} + 1)}.$$

На одинаковых резисторах  $R$ , подключенных последовательно к обоим эмиттерам,

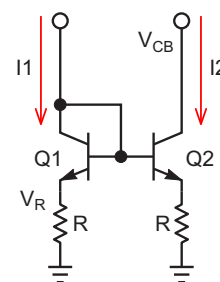


Рисунок 2. Токовое зеркало с использованием вырождения эмиттера.

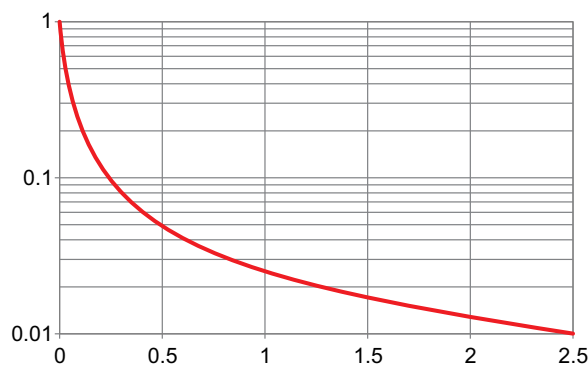
будут падать напряжения  $V_R = I_1 \times R$  и  $I_2 \times R$ , которые будут равны, если равны токи. Но если токи различаются (например, из-за эффекта Эрли), то возникнет разность напряжений  $V_{BE}$ ... Кто бы мог сомневаться...

Это полезно, поскольку разность напряжений  $V_{BE}$  будет противодействовать начальной разности токов, и ее влияние будет значительным, даже если напряжение  $V_R$  мало. На Рисунке 3 показано, насколько значительно это снижает величину  $I_{ERR}$ .

## Сноска

В одной из статей ранее обсуждались токовые зеркала и эффект Эрли: «Двустороннее зеркало – то есть, токовое зеркало» [1]. В лучших традициях кухни раздела Конструкторские идеи постоянный и опытный комментатор Ашутош предположил, как вырождение эмиттера может улучшить характеристики зеркала:

*Что касается вырождения, я обнаружил, что полвольта при токе полной шкалы, скажем, 1 мА помогает гораздо лучше согласовать входной и выходной токи даже при одной десятой тока, и даже при совершенно случайно выбранных транзисторах. Полагаю, это связано с тем,*



**Рисунок 3.** Нормализованный эффект Эрли (ось Y) в зависимости от напряжения вырождения эмиттера  $V_E = I_A \times R$  (ось X). Обратите внимание, что всего лишь 50 мВ снижают эффект Эрли в 3 раза. Это действительно «ощутимо»!

что кривые будут ближе при меньших токах, так что даже падение в 50 мВ будет ощутимым.

Ашутош определенно попал в точку! 50 мВ действительно дают ощутимый (3:1) эффект! **РЛ**

## Ссылка

1. Stephen Woodward. [Двустороннее зеркало – то есть, токовое зеркало](#)

# Активное токовое зеркало

Stephen Woodward

EDN

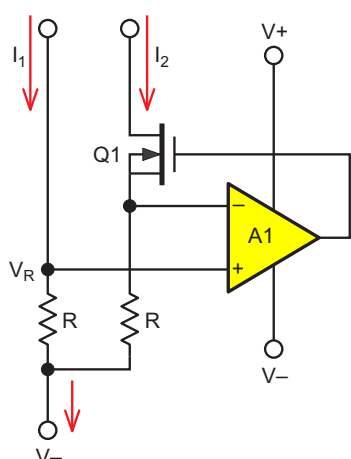
Токовые зеркала – распространенная схемная функция, и иногда от нее требуется высокая точность. Проблема обеспечения точности токовых зеркал породила длинный список хитростей и приемов. В этот список входят согласованные транзисторы, монокристаллические транзисторные умножители, вырождение эмиттера, сложные топологии с дополнительными транзисторами, например, схемы Вильсона, каскадные схемы и т. д.

Но когда все остальные способы не помогают, и точность не допускает никаких компромиссов, на Рисунке 1 показан радикаль-

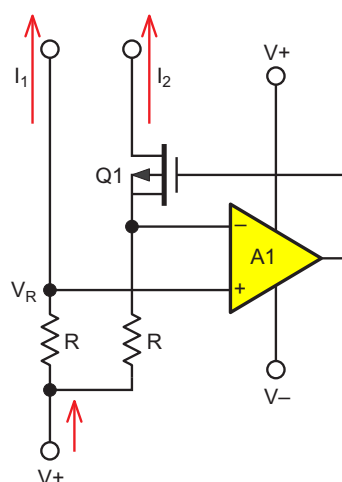
ный вариант решения. Просто добавьте rail-to-rail операционный усилитель!

Нет ничего проще принципа работы активного токового зеркала. Напряжение  $V_R$ , равное  $I_1 \times R$ , подключено к неинвертирующему входу усилителя A1, заставляя его управлять транзистором Q1 таким образом, чтобы протекающий через него ток  $I_2$  подчинялся соотношению  $I_2 \times R = I_1 \times R$ .

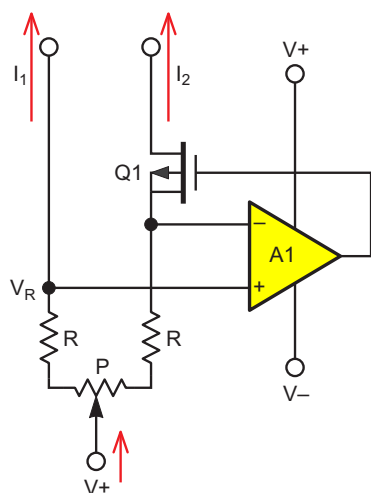
Таким образом, если сопротивления резисторов равны, параметры, ограничивающие точность усилителя A1, такие как напряжение смещения, коэффициент усиления, полоса пропускания, токи смещения и т. д.,



**Рисунок 1.** Активное зеркало втекающего тока. Если сопротивления резисторов равны, и погрешность смещения усилителя A1 пренебрежимо мала, обратная связь A1 заставляет транзистор Q1 поддерживать точное равенство втекающих токов:  $I_2 = I_1$ .



**Рисунок 2.** Активное зеркало вытекающего тока. Это идентично Рисунку 1, за исключением того, что транзистор Q1 является n-канальным, и полярности поменялись местами.



**Рисунок 3.** Если под рукой нет достаточно точных резисторов, для подстройки после сборки может пригодиться подстроечный резистор.

адекватны, и транзистор Q1 не насыщается, ток  $I_1$  может быть равен  $I_2$  с любой желаемой точностью.

Очевидно, что напряжение  $V_R$  должен быть намного больше напряжения смещения усилителя, а диапазон выходных напряжений A1 должен быть намного больше порога включения транзистора Q1, даже после вычитания из него напряжения  $V_R$ .

Замените n-канальный МОП-транзистор, показанный на Рисунке 1, на p-канальный, и получите зеркало вытекающего тока, как показано на Рисунке 2.

Точность активного токового зеркала может быть выше, чем у легкодоступных токоизмерительных резисторов. Поэтому может оказаться полезной небольшая подстройка после сборки, как показано на Рисунке 3. **РЛ**

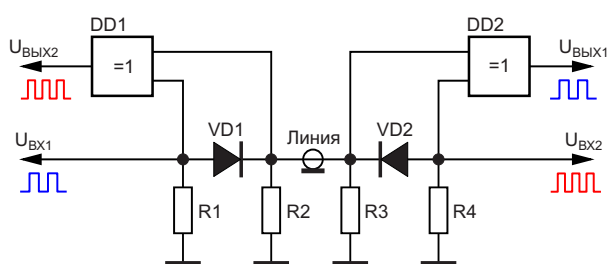
# Поочередная или одновременная передача цифровой информации по двухпроводной линии

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрена возможность поочередной или одновременной передачи цифровой информации по двухпроводной линии. В первом случае для выделения принимаемой информации на каждом из концов линии передачи использована простейшая схема, содержащая логический элемент «Исключающее ИЛИ», а также диод. Во втором случае на каждом из концов линии использован по меньшей мере трехуровневый амплитудный селектор, а уровни входных напряжений цифровых сигналов соотносятся, например, как 1 к 2.

Передача цифровой информации по двухпроводной линии обычно не вызывает больших проблем при условии поочередной передачи сигналов от источника информации к приемнику на другом конце линии [1, 2]. В ряде случаев неудобство использования подобной линии связи вызывает то обстоятельство, что передаваемые сигналы одновременно регистрируются по обе стороны линии связи.

На Рисунке 1 показана несложная схема, позволяющая передавать цифровые сигналы с входа  $U_{ВХ1}$  через линию связи на выход  $U_{ВЫХ1}$  без дублирования передаваемого сигнала на выходе передающей стороны  $U_{ВЫХ2}$ . Соответственно, при прохождении сигнала с  $U_{ВХ2}$  через линию связи на  $U_{ВЫХ2}$  этот сигнал не будет дублироваться на  $U_{ВЫХ1}$ .



**Рисунок 1.** Электрическая схема реализации поочередной передачи цифровой информации по двухпроводной линии.

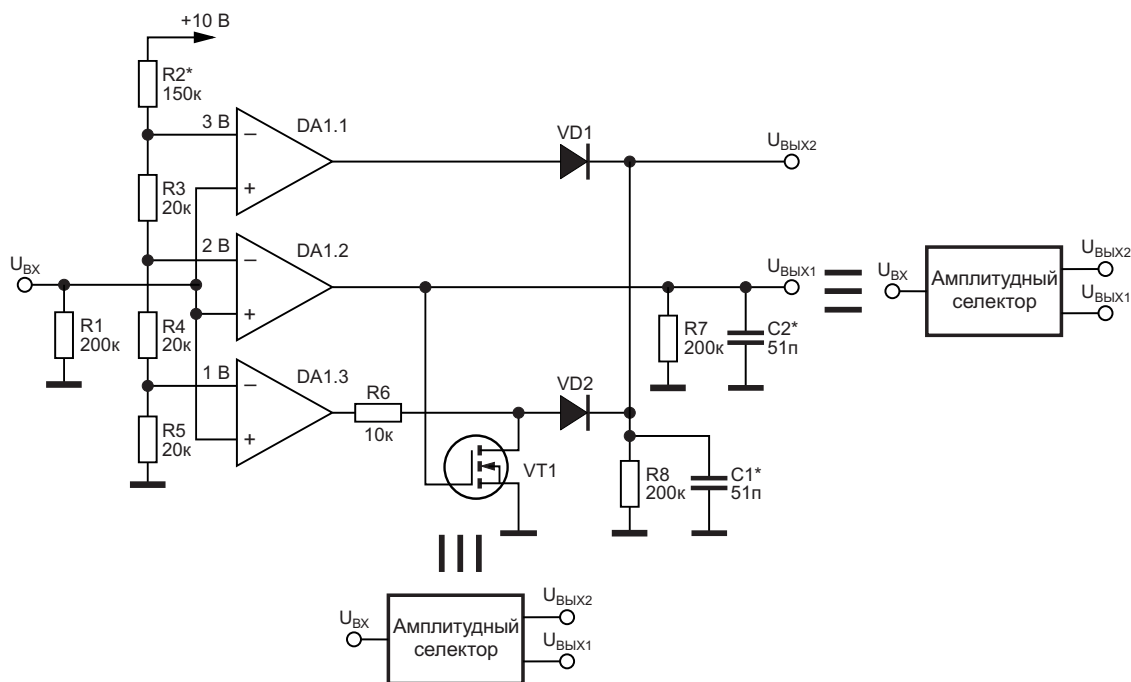
Исключение дублирования сигналов обеспечивается за счет использования элементов DD1 и DD2 «Исключающее ИЛИ», а также диодов VD1 и VD2.

Так, например, в случае передачи цифрового сигнала с входа  $U_{ВХ1}$  сигнал высокого логического уровня беспрепятственно проходит через диод VD1 и линию связи на приемную сторону. Поскольку на входах логического элемента DD1 одновременно присутствует сигнал высокого логического уровня, на выходе этого элемента сигнал отсутствует. Аналогично, сигнал на выходе элемента DD1 отсутствует, если сигнал на входе  $U_{ВХ1}$  имеет уровень логического нуля.

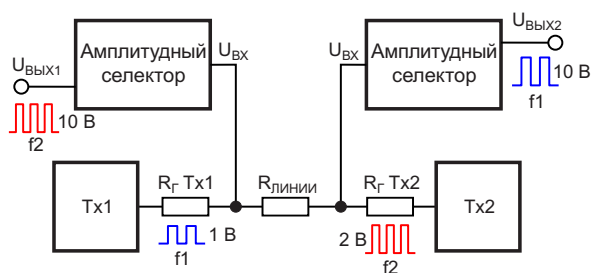
В то же время, если на приемной стороне на катоде диода VD2 присутствует сигнал высокого логического уровня, а на аноде – низкого уровня, сигнал на выходе логического элемента DD2 имеет высокий логический уровень. Таким образом, сигнал на выходе этого элемента  $U_{ВЫХ1}$  полностью повторяет сигнал передающей стороны, присутствующий на  $U_{ВХ1}$ .

Разумеется, использование столь простейшей схемы не позволяет одновременно обмениваться сигналами с той и другой стороны.

Решить проблему одновременного двухстороннего обмена цифровой информацией



**Рисунок 2.** Трехуровневый амплитудный селектор с возможностью отдельного выделения на его выходах сигналов, амплитуда которых на входе устройства относится как 1 к 2.



**Рисунок 3.** Электрическая схема реализации способа одновременной передачи цифровой информации по двухпроводной линии. Tx1, Tx2 (transmitter) – передатчики-источники информации.

можно за счет использования многоуровневых амплитудных селекторов, настроенных в соответствии с изложенными в статье [3] правилами.

Базовый элемент селекции импульсов описан ранее в статье [3] и приведен на Рисунке 2.

Для реализации одновременного двухстороннего обмена информацией с использованием двух источников и двух приемников информации необходимо, чтобы амплитуда входных цифровых сигналов на той и другой стороне соотносилось как 1 к 2.

В этом случае при определенной настройке трехуровневого амплитудного селектора, как на стороне передачи, так и на стороне приема, можно избирательно выделить сигналы передающих сторон, Рисунок 3. **РЛ**

## Литература

1. Шустов М.А. Реверсивные регенераторы логического уровня. Радиомир, 2011, № 4, С. 14–15.
2. Шустов М.А. [Оптоэлектронный реверсивный канал передачи данных](#). РадиоЛоцман, 2020, № 1, С. 49–51.
3. Шустов М.А. [Многоканальная одновременная передача цифровой информации по двухпроводной линии](#). РадиоЛоцман, 2025, № 5–6, С. 12–15.

# Концевые датчики положения: практическое руководство

T. K. Hareendran

EDN

**К**онцевой датчик положения – это устройство, используемое в некоторых машинах для определения фиксированной точки отсчета, что позволяет машине определять свое точное исходное положение. При включении машина движется до срабатывания датчика, что позволяет ей точно отслеживать движение от этой точки вперед. Это важно для обеспечения точности и повторяемости в автоматизированных системах перемещения.

Выбор правильного концевого датчика может существенно повлиять на точность, надежность и общую стоимость. Вот краткий обзор трех основных типов (Рисунок 1).

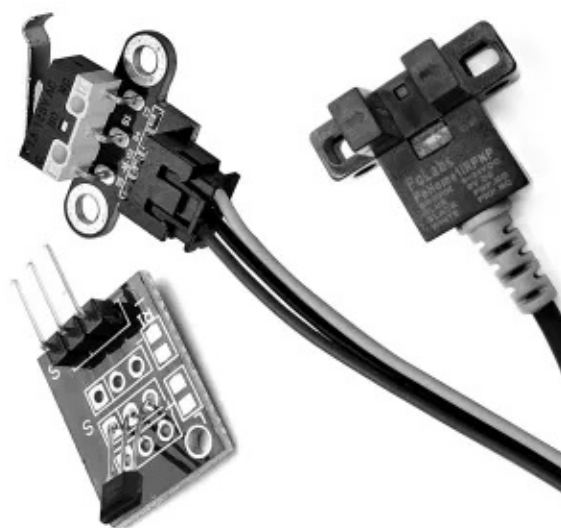
**Механические концевые датчики положения.** Определение местоположения обеспечивается непосредственно переключающими контактами или рычагами.

- **Преимущества:** простота, доступная цена и легкость установки.
- **Недостатки:** со временем подвержены износу, медленнее реагируют и менее точны.

**Магнитные концевые датчики положения.** Основанные на измерении магнитных полей, часто с помощью датчиков Холла, они не требуют физического контакта.

- **Преимущества:** долговечность, эффективность в тяжелых условиях эксплуатации и отсутствие необходимости в обслуживании.
- **Недостатки:** подвержены влиянию магнитных помех и обычно обеспечивают немного меньшее разрешение, чем оптические датчики.

**Оптические концевые датчики положения.** В них используют инфракрасный свет в

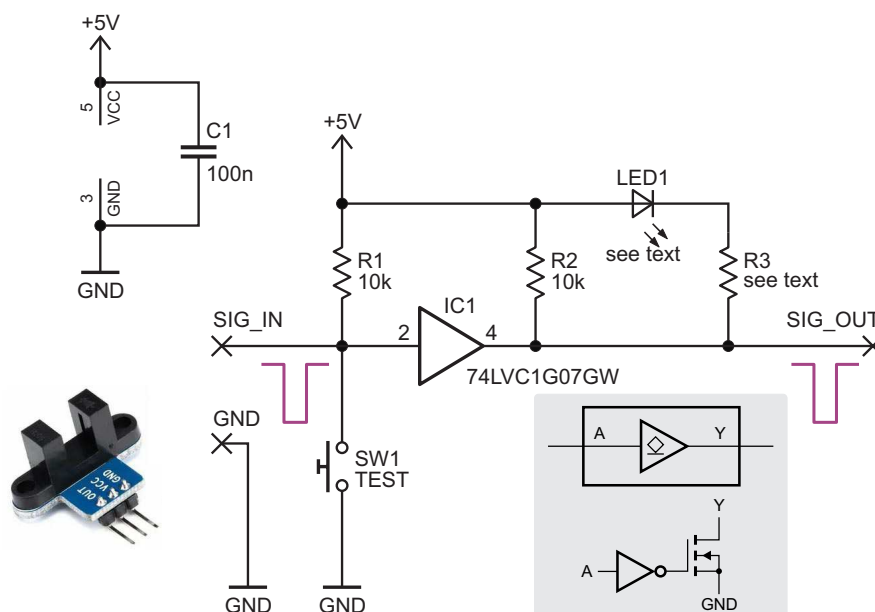


**Рисунок 1.** Магнитные, механические и оптические датчики положения предлагаются в стандартных конфигурациях.

сочетании с прорезными дисками или отражающими поверхностями.

- **Преимущества:** чрезвычайно высокая точность, малое время отклика и отсутствие механического износа.
- **Недостатки:** чувствительность к пыли и рассогласованию положения, а также, как правило, более высокая стоимость.

Оптические датчики идеально подходят для чистых и высокоточных приложений, таких как 3D-принтеры или станки с ЧПУ. В более сложных или промышленных условиях идеальный баланс часто обеспечивают магнитные датчики. А если главными приоритетами являются простота и низкая стоимость, надежным выбором остаются механические датчики.



**Рисунок 2.** Конструкция универсального адаптера концевого датчика минималистична.

Ниже подробно описывается структура конструкции универсального адаптера концевого датчика положения.

Начнем с простой и понятной схемы универсального адаптера концевого датчика, показанной на Рисунке 2. Разработанный для широкой совместимости, он принимает входные сигналы логических уровней, включая КМОП и ТТЛ, практически от любых датчиков положения, будь то механические, магнитные или оптические, что делает его гибким выбором для самых разных применений.

Схема проста, экономична и сделана с использованием доступных и недорогих компонентов. Встроенная кнопка тестирования

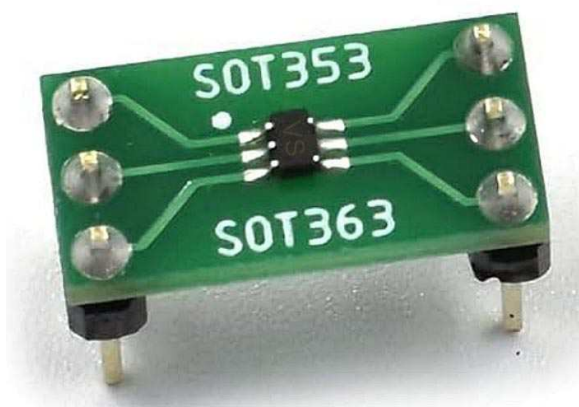
(SW1) аналогична по электрической конструкции механическому датчику положения, обеспечивая удобную замену для задач настройки и устранения неполадок.

Микросхема 74LVC1G07 (IC1) представляет собой одиночный буфер с выходом с открытым стоком. На ее входы можно подавать сигналы от устройств с напряжением питания как 3.3 В, так и 5 В, что обеспечивает беспрепятственное преобразование уровней в системах со смешанными сигналами. Использование триггера Шмитта на входах обеспечивает надежную работу даже при медленном нарастании и спаде входного сигнала.

Дополнительная функция: светодиод LED1 не является обязательным элементом, но служит полезным визуальным индикатором. Я протестировал схему с красным светодиодом и резистором 1 кОм (R3) – просто, эффективно и с уверенным откликом.

Как обычно, я на скорую руку собрал прототип на беспаячной макетной плате, используя для размещения основного чипа плату-адаптер SOT353 – DIP6 (Рисунок 3).

Заканчивая настройку, обратите внимание, что возврат станка в исходное положение подразумевает перемещение оси к определенному датчику исходного положения – конкретному физическому месту, где установлен датчик или переключатель. Когда ось достигает этой точки, контроллер использует



**Рисунок 3.** Хорошая плата SMD-адаптера позволяет «засиять» даже самому крошечному чипу.

ее в качестве точки отсчета для точного определения положения оси. Для надежной работы крайне важно, чтобы датчик положения был установлен точно в предназначенном для него месте на станке.

В заключение приведем несколько дополнительных рекомендаций по проектированию для тех, кто рассматривает альтернативные варианты, поскольку до сих пор мы лишь вкратце рассмотрели простейший подход. Давайте подробнее рассмотрим несколько случайно выбранных дополнительных компонентов и устройств, которые, возможно, лучше подходят для решения задач обнаружения положения.

- SN74LVC1G16: инвертирующий буфер с триггером Шмитта на входе и выходом с открытым стоком; идеально подходит для формирования сигнала и защиты от помех.
- SN74HCS05: шесть инверторов с триггерами Шмитта на входе и выходами с открытым стоком; полезны для многоканальных логических интерфейсов.
- TCST1103/1202/1300: оптический датчик пропускающего типа с фототранзисторным выходом; идеально подходит для приложений, требующих определения положения или обнаружения наличия или отсутствия объекта.
- TCRT5000: отражающий оптический датчик; идеально подходит для обнаружения объектов на близком расстоянии.
- MLX75305: преобразователь света в напряжение (серия EyeC); преобразует окружающий свет в пропорциональный сигнал напряжения, подходящий для оптического обнаружения.
- Серия OPVxxxx: щелевые оптические переключатели; предназначены для точного обнаружения объектов и определения положения в автоматизированных системах.



**Рисунок 4.** Индуктивный датчик приближения Omron E2B-M18KN16-M1-B1 поддерживает функции определения положения, обнаруживая металлические объекты в фиксированных опорных точках. Это обеспечивает точное бесконтактное позиционирование в промышленных установках.

Кроме того, компактные индуктивные датчики приближения, такие как Omron E2B-M18KN16-M1-B1 (Рисунок 4), часто используются в качестве концевых датчиков положения для обнаружения металлических объектов – как правило, деталей машин или исполнительных механизмов – в фиксированной опорной точке. Отсутствие в них контактов обеспечивает надежное, повторяемое позиционирование с минимальным износом, что идеально подходит для роботизированных манипуляторов, линейных исполнительных механизмов и станков с ЧПУ. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC1G16](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HCS05](#)
3. [Datasheet Vishay TCST1103/1202/1300](#)
4. [Datasheet Vishay TCRT5000](#)
5. [Datasheet Melexis MLX75305](#)
6. [Datasheet TT Electronics OPVxxx](#)
7. [Datasheet OMRON E2B](#)

# Стационарные телефоны: уходят, уходят... но окончательно не ушли

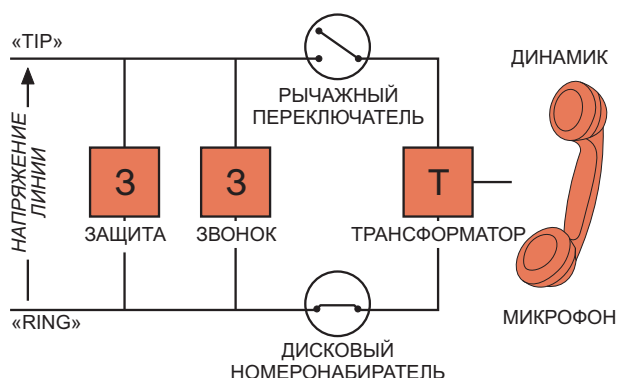
Majeed Ahmad

EDN

Глядя на повсеместное распространение беспроводных смартфонов, легко предположить, что классический проводной «стационарный» телефон с кабельным абонентским шлейфом (спасибо Александру Грэму Беллу и другим) – это пережиток прошлого. И что он пригоден разве что для экспонатов в исторических музеях.

В просторечии это называли стандартной телефонной услугой (plain old telephone service, POTS), и она принесла в массы двустороннюю связь, в отличие от телеграфа, который ей предшествовал, или радио, появившегося вслед за ней. Схема, конечно, была полностью аналоговой и концептуально простой (Рисунок 1).

Реальность же такова, что это ощущение упадка и почти полного устаревания несколь-



**Рисунок 1.** Базовый телефон POTS с кабельным абонентским шлейфом был концептуально прост и понятен; в 1960-х годах импульсный набор номера был выведен из обращения, и на смену пришел тональный набор.

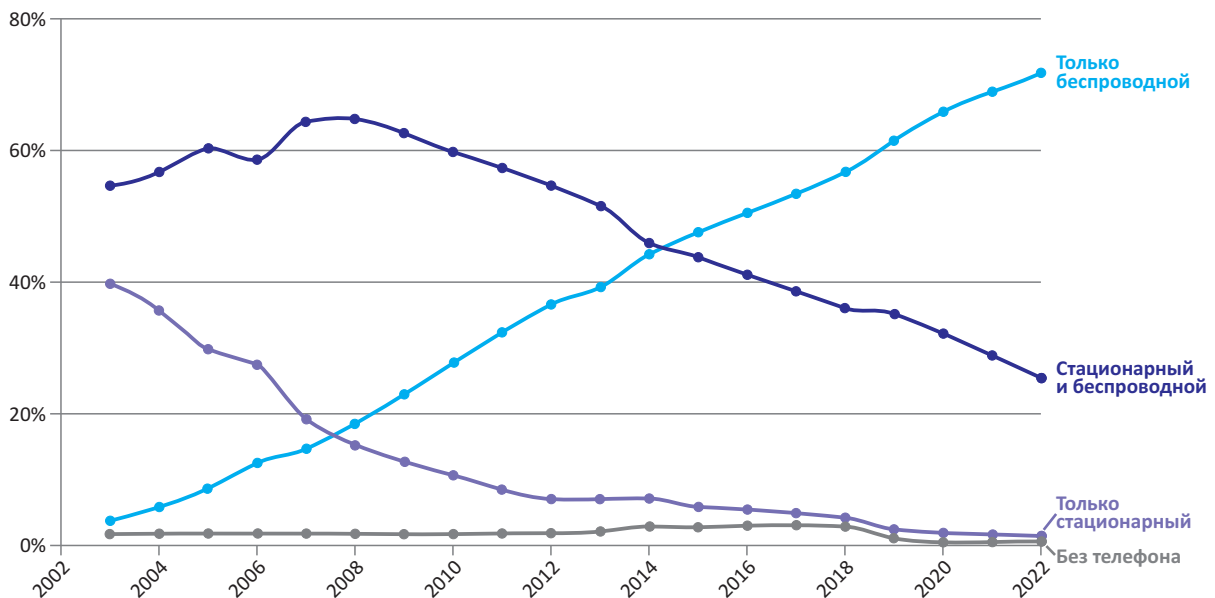
ко преждевременно. Рынок проводных телефонов разделен на две четкие части: потребительский (бытовой) и корпоративный, и для обоих сегментов доступны достоверные данные. В обоих сегментах еще продолжается жизнь, хотя в бизнес-сегменте ее гораздо больше.

## Стандартные телефонные услуги для домохозяйств

Что касается домохозяйств, то тенденция очевидна (Рисунок 2). Также доступны данные с разбивкой по возрасту и регионам; неудивительно, что среди пожилых людей и в старых районах США (северо-восток) доля тех, кто все еще пользуется стационарным телефоном, более высока.

У пользователей стационарных телефонов есть веские причины оставаться с POTS. Это высокая надежность системы при ее правильном обслуживании, спокойствие, которое дарит уверенный гудок, умеренная стоимость базового тарифа в большинстве регионов и, как правило, очень хорошее качество звука (да, есть исключения из этих характеристик). Кроме того, нельзя отрицать фактор комфорта.

Пользователям стационарных телефонных линий с медным кабелем в районах, где местный оператор телефонной связи переходит с медной на оптоволоконную связь, не нужно отказываться от своих телефонов. Большинство государственных и региональных регулирующих органов требуют, чтобы местная телефонная компания предоставля-



**Рисунок 2.** Тенденции в области проводных, беспроводных и комбинированных домашних телефонных услуг ясны и впечатляющи.

ла бесплатный конвертер «оптоволоконно-медь», который устанавливается на стену у входной двери (Рисунок 3). Вот если бы только это позволяло избежать устаревания за счет модернизации с помощью современной электроники... эй, можем же мы пометчать, правда?

Это стремление к обеспечению совместимости как с предыдущими, так и с будущими поколениями устройств, является концептуальным наследием той Bell Telephone System, какой она была до ее распада. Их правило заключалось в том, что любое обновление должно быть совместимым с находящимися в эксплуатации старыми устройствами, и не делать их устаревшими. Более того, Bell System, а позже и AT&T, сотрудничали со своим производственным подразделением



**Рисунок 3.** Для тех, кто хочет сохранить свой телефон с кабельным абонентским шлейфом, пока их провайдер переходит на оптоволоконные линии, прозрачное соединение обеспечивают интерфейсные преобразователи, такие как это спаренное устройство.

Western Electric, чтобы гарантировать надежную работу своей продукции в течение 40 лет, что сейчас звучит почти невероятно.

Даже после перехода от «импульсного набора» (когда на набранные номера указывала последовательность замыканий контактов) к двухтональному многочастотному набору (DTMF), обычно называемому тональным набором, центральные офисы стационарной связи продолжают поддерживать более старый протокол (Рисунок 4).



**Рисунок 4.** Телефон с дисковым номеронабирателем все еще существует: можно приобрести старые отремонтированные аппараты или даже новые, выполненные в ретро-стиле, которые можно подключить и использовать.

Для тех домохозяйств, где все еще используются телефоны с дисковым набором (либо в силу личной инертности, либо в качестве «дани» ретро-тренду), существуют адаптеры для преобразования импульсного набора в DTMF, позволяющие винтажным телефонам работать с оптическим волокном.

## Проводной телефон для бизнеса

Если бы стационарные телефоны были только у старомодных людей, консерваторов и поклонников ретро-трендов, это не попало бы в новости мира технологий; в лучшем случае, это была бы милая «заставка» для новостей дня, бедного новостями. Однако оказывается, что модернизированные проводные телефоны, физически привязанные к столу или стене, все еще с нами и будут с нами еще какое-то время.

Для этого есть несколько причин. Во-первых, когда вы звоните на номер мобильного телефона, вы звоните человеку, у которого есть этот телефон, а не в какое-то место. Но что делать, если вам нужно позвонить на стойку регистрации отеля, в кабинет врача или в другое подобное место? Вам нужен телефон, который привязан к конкретному физическому месту, а не к неизвестному человеку. Такие телефоны используются повсеместно – от больниц до ресторанов.

Многие строительные нормы и правила требуют наличия таких устройств для доступа в чрезвычайных ситуациях в общественных местах, таких как отели, как для звонков на стойку регистрации, так и для звонков со стойки в определенный номер, чтобы убедиться, что все в порядке. Кроме того, для некоторых финансовых операторов, например, для зарегистрированных биржевых маклеров, все офисные звонки должны записываться в целях соблюдения нормативных требований, и это гораздо проще сделать с помощью проводной телефонной системы.

Такие компании, как Cisco Systems и AT&T, ведут устойчивый бизнес по продаже стационарных телефонов. Хотя эти телефоны выглядят как усовершенствованные модели старых стационарных аппаратов, их физичес-

кий интерфейс не похож на старомодную выделенную линию с «коммутацией каналов». Вместо этого многие используют передачу оцифрованного голоса и интернет-протокол (VoIP, или Voice over IP) с подключением по Ethernet для упрощения и сокращения количества проводов. Они также предлагают множество ожидаемых сегодня функций, таких как ожидание звонка, удержание вызова для принятия другого вызова, идентификация вызывающего абонента и многое другое.

Почему этим так интересуется «аналоговый» мир? Исследовательская компания Synergy Research Group оценивает объем мирового рынка IP-телефонов в 2024 году примерно в 1.3 миллиарда долларов. Стационарный телефон с кабельным шлейфом, подключенный через электронно-оптический преобразователь, или периферийное устройство с IP-подключением, требуют множества аналоговых компонентов, как для передачи звука, так и для подключения к сети. Драйверы линий, усилители, фильтры, дуплексеры, светодиоды, интерфейсы, устройства защиты от скачков напряжения и перенапряжения... Это длинный список, который становится еще длиннее, если у телефона есть еще многострочный дисплей, как у большинства современных устройств.

Цифры говорят сами за себя: в типичном отеле на 250 номеров будет более 300 отдельных физических телефонов, включая, по крайней мере, один телефон в каждом номере, а также в других зонах, таких как стойка регистрации, вестибюль, фитнес-центры и служебные помещения. Они там есть и всегда готовы к использованию. Если вам кажется, что какую-то технологию никто не использует, это еще не значит, что это так.

Бывали ли моменты, когда вы жалели, что у вас нет старого доброго проводного телефона с его потенциально надежной работой и уверенностью, которую он может обеспечить? И наоборот, приходилось ли вам объяснить кому-то, как пользоваться кнопочным телефоном (например, что такое сигнал готовности к набору)? И что нет необходимости нажимать кнопку в конце цепочки набранных цифр. **РЛ**

# Амплитудные селекторы – фильтры уровней напряжений и токов

Михаил Шустов, г. Томск

*Показана возможность использования амплитудных селекторов в качестве своеобразных фильтров уровней напряжений и токов. По аналогии с частотными фильтрами фильтры уровней напряжений и токов можно подразделить на фильтры высоких или низких напряжений (токов), полосовых выделяющих или заграждающих фильтров, перестраиваемых фильтров и т.д. В отличие от частотных фильтров фильтры уровней напряжений и токов могут иметь практически прямоугольную характеристику. Такие фильтры могут быть использованы для создания новых источников питания, преобразователей напряжения, устройств защиты радиоэлектронной аппаратуры от повышенных или пониженных напряжений или токов.*

**А**мплитудные селекторы – электронные устройства, предназначенные для разделения сигналов по их амплитуде. Амплитудные селекторы по своему назначению очень напоминают частотные фильтры, если частотные фильтры способны выделить из совокупности частот сигналы определенной частоты, то амплитудные селекторы могут выделить из совокупности амплитуд аналогового или цифрового сигнала сигналы определенной амплитуды.

Кстати, сам термин «Селектор» (латин. Selector) образован от глагола seligere, который переводится как «избирать», «выбирать», а термин «Фильтр» (латин. Filtrum) обозначает устройство, выделяющее или удаляющее из исходного объекта некоторую часть с заданными свойствами.

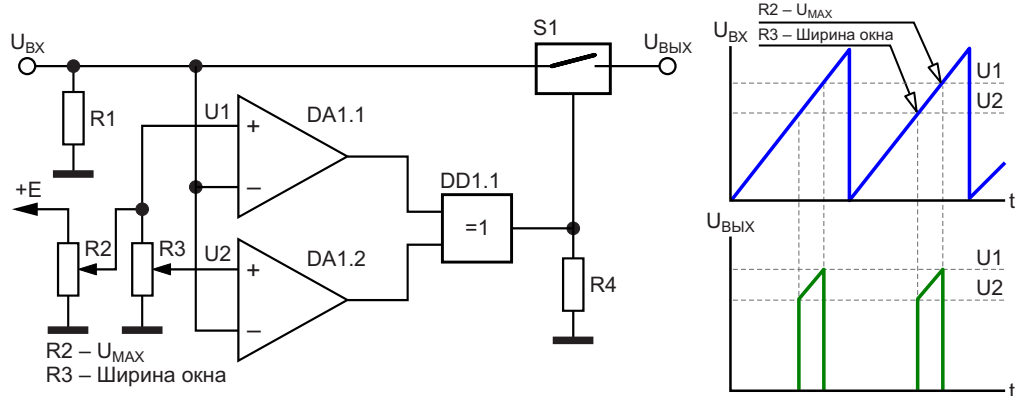
Продолжая аналогию, точно так же как для частотных фильтров известны полосовые фильтры, фильтры верхних, нижних частот и пр.; для амплитудных фильтров-селекторов

можно выделить устройства аналогичного назначения, но с заменой термина «частоты» на «амплитуду».

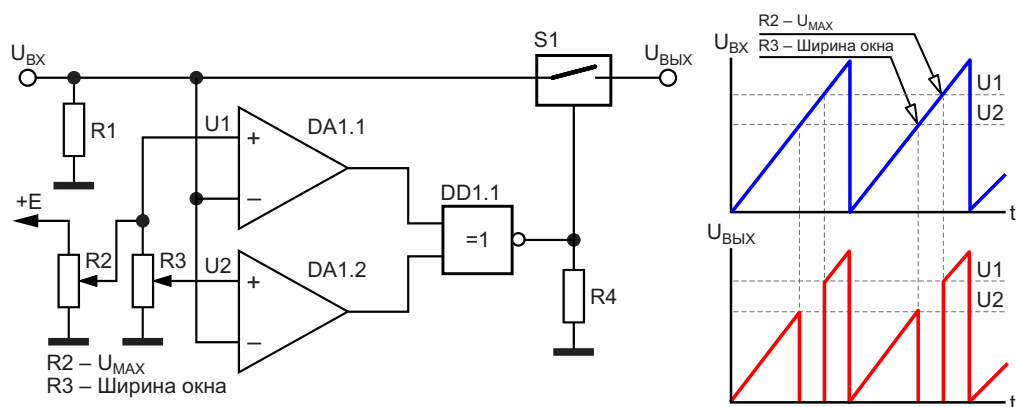
В отличие от частотных фильтров амплитудные фильтры чаще всего имеют практически прямоугольную характеристику.

На Рисунке 1 приведена схема двухсекционного амплитудного фильтра-селектора или так называемого оконного компаратора, предназначенного для создания регулируемого пропускающего фильтра напряжений. Устройство содержит линейку из двух компараторов DA1.1 и DA1.2, логический элемент «Исключающее ИЛИ» DD1.1, а также ключевой элемент S1.

При помощи потенциометра R2 можно установить максимально амплитуду пропускаемых на выход устройства сигналов, а регулировкой потенциометра R3 – ширину окна пропускания. Подобное устройство может быть использовано при создании баристорных источников питания [1–13]; выделения



**Рисунок 1.** Использование двухсекционного амплитудного селектора для создания регулируемого пропускающего фильтра напряжений.

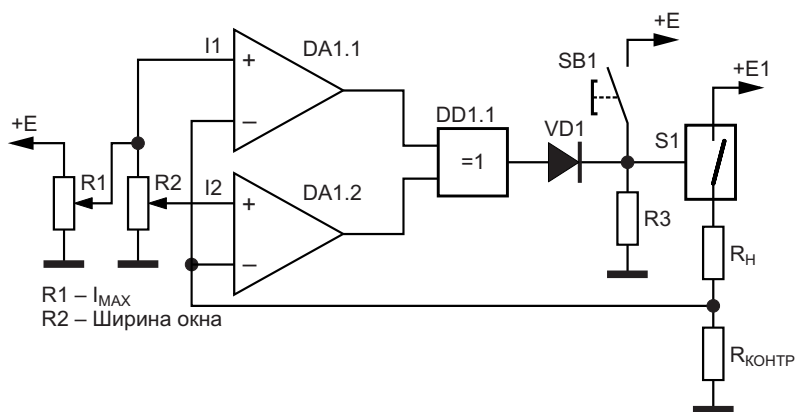


**Рисунок 2.** Использование двухсекционного амплитудного селектора для создания регулируемого заграждающего фильтра напряжений.

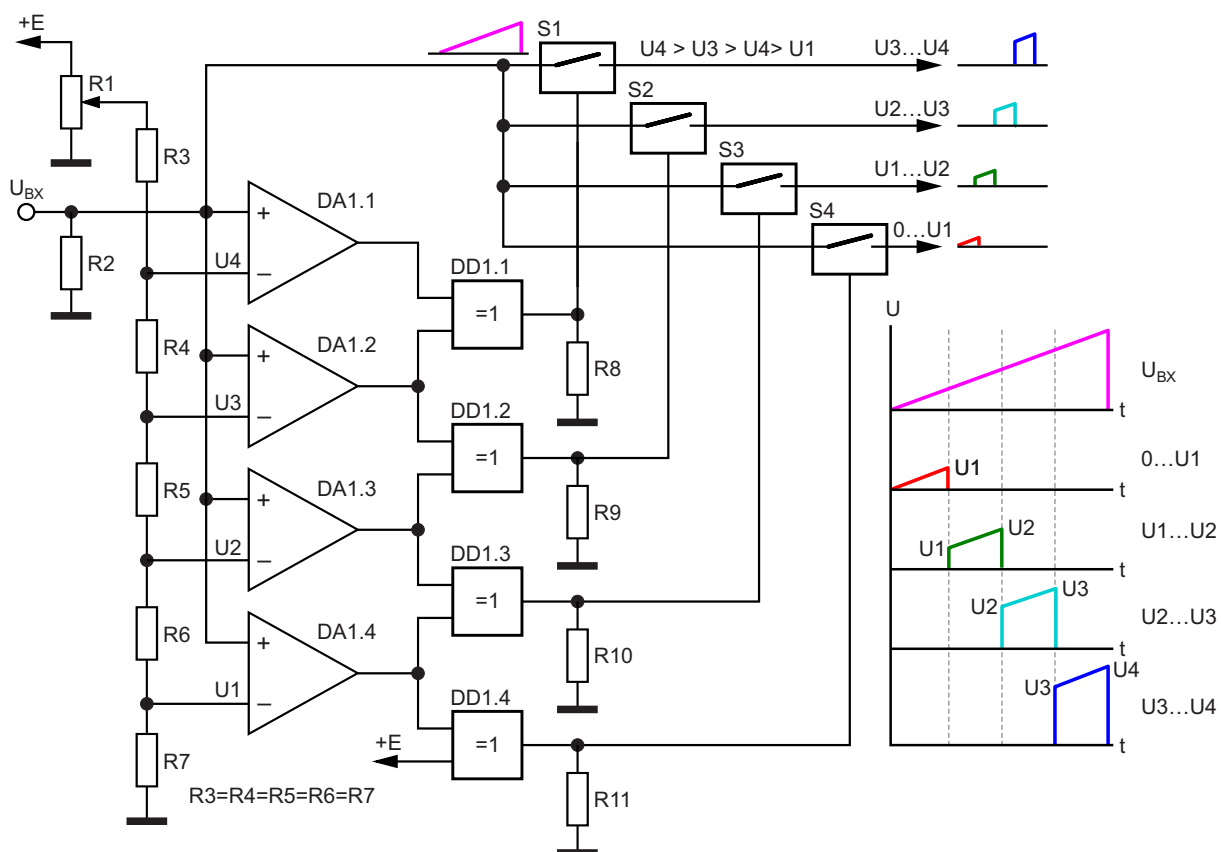
сигналов или импульсов определенного диапазона амплитуд; выделения полезного сигнала с отсечением шумовой компоненты и т.д.

Если к выходам компараторов DA1.1 и DA1.2, Рисунок 1, подключить вместо элемента «Исключающее ИЛИ» элемент «Исключающее ИЛИ-НЕ», Рисунок 2, можно получить регулируемый заграждающий фильтр напряжений.

Амплитудные фильтры-селекторы можно использовать не только для фильтрации напряжений, но и токов, Рисунок 3. Как и ранее, регулировкой потенциометров можно задавать как максимально допустимую силу тока через нагрузку, так и определять диапазон токов (окно токов), протекающих через нагрузку. Для первоначального запуска (включения) устройства контроля необходи-



**Рисунок 3.** Использование двухсекционного амплитудного селектора в качестве регулируемого пропускающего фильтра токов.



**Рисунок 4.** Использование линейки компараторов для создания регулируемого многооконного фильтра напряжений с равномерным шагом разбиения диапазона.

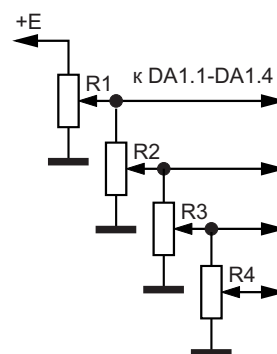
мо кратковременно нажать кнопку SB1. Если сила тока, протекающего через нагрузку  $R_H$ , не попадает в диапазон допустимых токов, заданных регулировкой потенциометров R1 и R2, устройство автоматически отключит нагрузку от источника питания.

До настоящего времени были рассмотрены двухсекционные амплитудные селекторы и их использование в качестве задатчиков диапазонов напряжений и токов. На Рисунке 4 показан пример использования вертикальной линейки компараторов для создания регулируемого многооконного фильтра напряжений с равномерным шагом разбиения диапазона. Максимальную амплитуду выходного напряжения регулируют потенциометром R1. При условии равенства номиналов резистивных делителей напряжения R3–R7 шкала разбиения выходных напряжений устройства линейна.

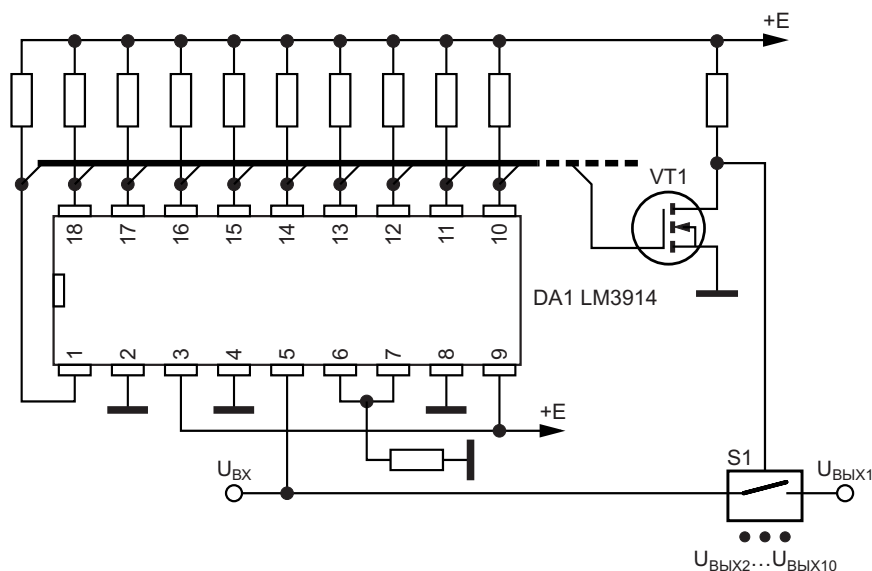
Для обеспечения возможности индивидуальной регулировки ширины окон выходных

напряжений может быть использован входной резистивный узел линейки компараторов, показанный на Рисунке 5.

Существенно упростить создание многоканального фильтра напряжений возможно за счет использования специализированных поликомпараторных микросхем, например, LM3914, Рисунок 6. Подобные микросхемы



**Рисунок 5.** Вариант выполнения входного узла линейки компараторов с возможностью плавного регулирования ширины каждого поддиапазона выходных напряжений.



**Рисунок 6.** Десятиканальный фильтр напряжений на основе специализированной поликомпараторной микросхемы LM3914.

представляют собой поликомпараторные коммутирующие устройства, плавное повышение уровня входного управляющего сигнала у которых вызывает поочередно-последовательное переключение выходных ключей. Вместо микросхемы LM3914, разумеется, могут быть использованы ее многочисленные аналоги и клоны [12]. **РЛ**

## Литература

1. Schustow M.A. Spannungswandler mit Begrenzung. Funkamateuer, 2000, Bd. 49, H. 6, S. 641.
2. Shustov M.A. Multichannel amplitude discriminator. Electronics World Incorporating Wireless World, 2000, V. 106, № 6 (1770), P. 458.
3. Шустов М.А. Применение барьерно-резистивных элементов – баристоров в источниках питания. Радиоаматор-Электрик, 2002, № 11, С. 4–5.
4. Шустов М.А., Шустов А.М. Барьерно-резистивные элементы и их применение. Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика, 2003, № 1, С. 27–29.
5. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Полупроводниковые приборы и их применение. М.: Altex, 2004, Кн. 5, 304 с.
6. Шустов М.А. Основы силовой электроники. СПб.: Наука и Техника, 2017, 336 с.
7. Shustov M.A., Shustov A.M. Baristors and Symbaristors. Pioneering invention in the field of power and analogue electronics. Elektor Electronica Fast Forward Start-Up Guide 2016–2017, 2017, P. 34–36.
8. Shustov M.A., Shustov A.M. Electronic Circuits for All. London: Elektor International Media BV, 2017, 397 p.; Elektronika za sve: Priručnik praktične elektronike, Niš: Agencija EHO, 2018, 392 St.
9. Shustov M.A., Shustov A.M., Giesberts T. [Three Baristor circuits for experimentation](#). ElektorLabs. Project Essentials, September 24, 2018.
10. Shustov M.A., Shustov A.M. AC-in, DC-out Baristors. ElektorLabs, 2019, Vol. 45, № 4 (496), P. 84–89.
11. Шустов М.А. Баристорные регуляторы напряжения. Радиоаматор, 2019, № 7–8, С. 14–15.
12. Шустов М.А. [Реле номинального напряжения, тока и мощности](#). РадиоЛоцман, 2020, № 3, С. 52–54.
13. Шустов М.А. Регулируемые источники постоянного напряжения баристорного типа. Радиолюбитель, 2025, № 7, С. 32–33.

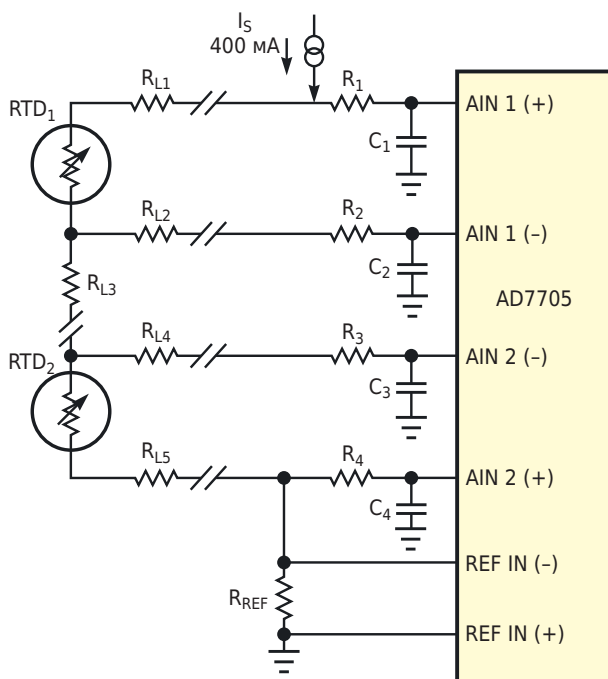
# Терморезисторы обеспечивают дифференциальное измерение температуры

John Wynn

EDN

Иногда необходимо измерить разность температур между двумя точками в системе с большей точностью, чем требуется при измерении абсолютной температуры в каждой из этих точек. Измерение разности температур необходимо, например, при мониторинге потребления энергии на отопление в квартире. Горячая вода поступает по одной трубе, проходит по квартире через радиаторы и выходит по второй трубе. Расчет стои-

мости энергии зависит от разности температур между входной и выходной трубами, поэтому абсолютная температура не имеет значения. Один из способов измерения – прикрепить резистивный датчик температуры (RTD) к каждой трубе на входе или выходе из квартиры и измерить разницу напряжений между двумя терморезисторами. Чтобы гарантировать, что измерения действительно относительно, необходимо соединить терморезисторы последовательно и возбуждать их общим током  $I_S$  от одного источника (Рисунок 1). Тот же ток возбуждения протекает через опорный резистор  $R_{REF}$  и создает опорное напряжение для АЦП. Таким образом, вся схема является логотметрической. Поэтому для правильной работы схемы не требуется, чтобы опорный резистор и источник протекающего через него тока имели высокую термостабильность. Схема также устойчива к омическим падениям напряжения на соединительных проводах при трехпроводном подключении RTD.



**Рисунок 1.** Эта логотметрическая система измерения дифференциальной температуры исключает ошибки, обусловленные падением напряжения на проводах.

Канал 1 микросхемы AD7705 считывает входное напряжение, равное  $I_S \cdot R_{RTD1} + I_S \cdot R_{L1}$ . Канал 2 считывает входное напряжение, равное  $I_S \cdot R_{RTD2} + I_S \cdot R_{L5}$ .  $R_{L1}$  и  $R_{L5}$  представляют собой сопротивление проводов между локальной электроникой и удаленными элементами RTD. RTD следует подключить таким образом, чтобы  $R_{L1} = R_{L5}$ . С помощью программы вычитите показание Канала 1 АЦП из показания Канала 2. Омические падения напряжения компенсируются, и единственным оставшимся элементом оказывается

разность температур. Сопротивление  $R_{L3}$  между резисторами RTD в формулах не фигурирует и, следовательно, не оказывает никакого влияния. Входное сопротивление AD7705 очень велико, поэтому через  $R_{L2}$  и  $R_{L4}$  ток практически не протекает. Комбинации R и C действуют как фильтры нижних частот, ослабляющие высокочастотный помехи, улавливаемый проводами. Эта функция фильтрации особенно важна для RTD, удаленных от AD7705 и связанной с микросхемой измерительной электроники.

RTD являются определенным источником ошибок. Рассмотрим распространенный платиновый терморезистор (PRTD) с сопротивлением 100 Ом и коэффициентом сопротивления 0.003 Ом/Ом/°C. Этот тип датчика, европейский PRTD, является наиболее распространенным типом резистивных датчиков температуры. Он доступен в классах точности A и B (или DIN A и DIN B), которые определяют как начальную точность при 0 °C, так и взаимозаменяемость в рабочем диапазоне температур. Для класса A задано значение  $\pm(0.15+0.002|t|)$ , а для класса B –  $\pm(0.3+0.005|t|)$ , где  $t$  – заданная температура взаимозаменяемости. Вы можете приобрести два платиновых терморезистора класса A с сопротивлением 100 Ом у одного и того же производителя и обнаружить, что при 25 °C один показывает на 0.2 °C больше, а другой –

на 0.2 °C меньше. Для устранения этой начальной ошибки необходимо либо запросить у производителя подобранную пару RTD, либо откалибровать эту разницу во время установки. Например, некоторые производители датчиков разделяют PRTD на группы по допускам с максимальным значением  $\Delta t$ , равным  $\pm 0.05$  °C в диапазоне от 0 до 100 °C. Альтернативно, погрешность можно легко устранить калибровкой, с использованием отдельных регистров усиления и смещения AD7705 для двух каналов.

Микросхема AD7705 обеспечивает интегральную нелинейность 14 бит или лучше. Однако АЦП измеряет два входных сигнала с пиковым разрешением 16 бит. Такое разрешение полезно, поскольку линейность АЦП одинакова для обоих каналов, каким бы ни было это разрешение. Это утверждение основано на том, что усиление внутреннего программируемого усилителя АЦП не изменяется между каналами. Смена каналов через внутренний мультиплексор не создает дополнительных источников ошибок. Таким образом, измерения дифференциальной температуры выполняются с разрешением 14 бит или выше. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD7705](#)

# Опыт модернизации ветрогенератора с AliExpress

Михаил Басков



Зная о моём интересе к «зелёной» энергетике, друзья подарили мне на день рождения китайский ветрогенератор [1] (его внешний вид показан в начале статьи). В приложенной инструкции утверждалось, что мощность генератора составляет **1000 Вт(!)** при скорости ветра 10 м/с.

Некоторое время объёмная коробочка кочевала с места на место, пока не нашла пристанище в дальнем углу сарая. Однако осенью, когда огородные заботы отошли на второй план, а солнечных дней стало мало, я вспомнил о «супермощном» ветрогенераторе. Мне пришла в голову мысль подключить его в помощь солнечным панелям, которые заряжали аккумуляторы для декоративной подсветки участка.

Генератор был быстро собран и водружён на трёхметровую металлическую опору, в качестве основания которой послужила тяжёлая 20-дюймовая докатка от «Кадиллака».

Первое же испытание показало, что заявленный китайский киловатт, видимо, следует поделить как минимум на десять. Аккумуля-

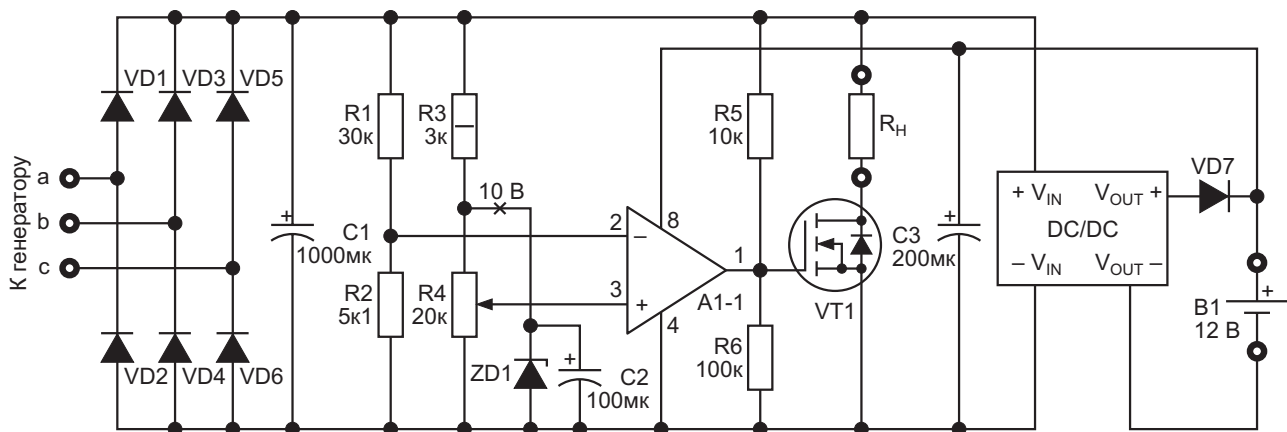
лятор ёмкостью 1.5 А·ч заряжался от этого генератора двое суток. Поскольку разбирать конструкцию было лень, она ещё долго украшала участок своим футуристическим видом, пока я не нашёл на пункте приёма металлолома выброшенный электроскутер.

Об использовании мотор-колеса от скутера в качестве генератора я где-то читал, так что эта идея не моя. Но настало время сравнить его с китайским «чудом техники».

Был собран испытательный стенд, где генератор приводился в движение двигателем постоянного тока через ременную передачу. Регулировка оборотов позволяла менять скорость ротора от 0 до 5 оборотов в секунду. При радиусе крыльчатки ветрогенератора 45 см это соответствовало линейной скорости кромки крыла около 11 м/с.

Испытания заключались в измерении тока заряда аккумулятора, предварительно разряженного до 10 В, при скорости вращения генератора 5 об/с. Китайский генератор «выдавил» из себя ток всего в 0.25 А. Мотор-колесо обеспечило зарядный ток в 2 А, но это был его максимум. При снижении частоты вращения до 1.5 об/с (скорость кромки крыла ~4.2 м/с) ток упал до нуля.

Я решил перемотать катушки статора генератора более тонким проводом, чтобы повысить выходное напряжение на низких оборотах. Однако, вскрыв генератор, я обнаружил, что обмотки статора были намотаны в четыре провода. Перематывать ничего не потребовалось – нужно было просто соединить провода в каждой обмотке последовательно. Что я и сделал.



A1 – LM393 VD1-VD7 – SR560 VT1 – IRF540 ZD1 – 1N4740A DC/DC – XL4015

**Рисунок 1.** Принципиальная схема контроллера ветрогенератора.

Испытания модернизированного генератора показали, что напряжение холостого хода существенно возросло, но максимальный ток упал из-за возросшего сопротивления обмоток (2.8 Ом на фазу).

Напрашивалось решение для увеличения тока заряда использовать импульсный понижающий преобразователь, у которого выходной ток может превышать входной.

Испытания на стенде показали, что с применением DC/DC-преобразователя ток заряда аккумулятора разряженного до 10 В, составляет около 0.45 А при 1.5 об/с. Выходное напряжение преобразователя было ограничено на уровне 14.7 В, а ток на уровне 0.5 А. Такое ограничение тока создаёт щадящую нагрузку на генератор.

Оставалось решить ключевую проблему всех ветрогенераторов: по мере заряда аккумулятора нагрузка на генератор падает, и входное напряжение может достигать опасных значений. Напряжение холостого хода генератора на базе мотор-колеса при 5 об/с составило 70 В.

Чтобы защитить преобразователь, в контроллер была добавлена схема ограничения входного напряжения на безопасном уровне (в нашем случае 27 В).

Принципиальная схема контроллера представленная на Рисунке 1, достаточно проста и не требует детальных пояснений.

Входное напряжение от генератора выпрямляется диодным мостом VD1-VD6. Резистором R4 выставляется порог срабатывания компаратора A1.1. При превышении порогового напряжения компаратор открывает транзистор VT1, который подключает буферную нагрузку  $R_H$  к выходу выпрямителя. Это увеличивает нагрузку на генератор и эффективно ограничивает рост входного напряжения.

В моей конструкции в качестве буферной нагрузки используется светодиодный COB-модуль (24 В/10 Вт). В видеоприложении к статье показан процесс тестирования контроллера при малой нагрузке на генератор.

## Заключение

Применение ветрогенераторов с крыльчаткой, расположенной на относительно небольшой высоте, в нашем регионе не имеет практического смысла, и такие ветряки являются скорее декоративными элементами.

В то же время я не исключаю, что авторские решения с большей площадью лопастей и тщательно подобранными параметрами генераторов могут найти практическое применение.

## Дополнение

- Реквизиты ветрогенератора на сайте продавца: Производитель MARS ROCK
- Номер модели: 5D-400-12V

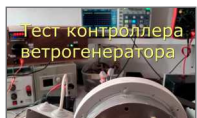
- Сертификация: Евротест (CE), FCC, RoHS
- [Ссылка на сайт продавца](#) (актуальна на момент выхода статьи)

*Примечание:* Один и тот же товар продается с указанной мощностью в 400, 1000 и 5000 Вт. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Taiwan Semiconductor 1N4740A](#)
2. [Datasheet Vishay IRF540](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
4. [Datasheet Won-Top Electronics SR560](#)
5. [Datasheet XLSEMI XL4015](#)

## Загрузки



[Видео испытания контроллера ветрогенератора при малых нагрузках](#)



# Схема возведения в квадрат

Stephen Woodward

EDN

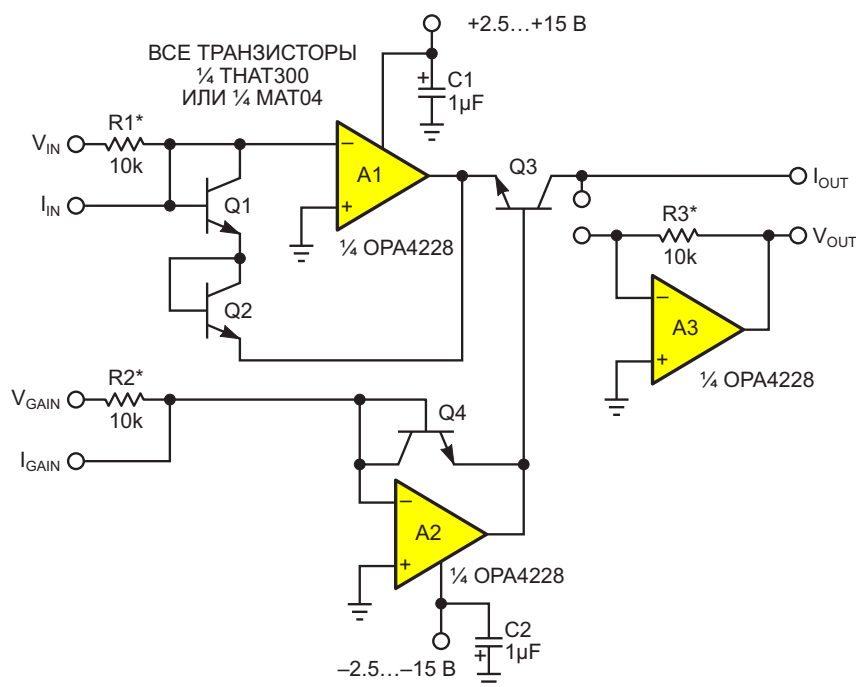
**К**лассическая нелинейная аналоговая функция – схема возведения в квадрат. Она полезна для измерения мощности, умножения частоты, вычисления среднеквадратичного значения и многих других задач, возникающих при лабораторных исследованиях.

Вариант на Рисунке 1 прост, быстр, термокомпенсирован, не требует калибровки и, при правильном подборе транзисторов, точен. Конечный результат выглядит следующим образом:

$$V_{\text{OUT}} = R3 \cdot \text{antilog} \left( 2 \log \left( \frac{V_{\text{IN}}}{R1} \right) - \log \left( \frac{V_{\text{GAIN}}}{R2} \right) \right) = R3 \cdot \text{antilog} \left( \log \left( \frac{(V_{\text{IN}}/R1)^2}{V_{\text{GAIN}}/R2} \right) \right).$$

$$V_{\text{OUT}} = \left( \frac{R2 \cdot R3}{R1^2} \right) \cdot \left( \frac{V_{\text{IN}}^2}{V_{\text{GAIN}}} \right).$$

На его вход может подаваться как напряжение, так и ток ( $V_{\text{IN}}/I_{\text{IN}}$ ). Дополнительную универсальность обеспечивает отдельный вход управления усилением, на который также можно подавать напряжение или ток ( $V_{\text{GAIN}}/I_{\text{GAIN}}$ ). Помимо этого схема имеет такой же универсальный выход, сигналом которого может быть как напряжение, так и ток (инвертированный). Если выбран токовый режим, элементы А3 и R3 можно исключить и использовать сдвоенный операционный усилитель OPA2228 вместо показанного на рисунке счетверенного OPA4228.



**Рисунок 1.** Быстрая, термокомпенсированная, не требующая калибровки и точная (если транзисторы хорошо согласованы) схема возведения в квадрат.

Последовательное соединение транзисторов Q1 и Q2 формирует сигнал, пропорциональный

$$2 \log \left( \frac{V_{IN}}{R1} \right) = \log \left( \frac{V_{IN}}{R1} \right)^2.$$

Этот сигнал подается на антилогарифмическую схему на транзисторе Q3, которая вычитает из него

$$\log \left( \frac{V_{GAIN}}{R2} \right)$$

чтобы в результате получить

$$- \text{antilog} \left( \log \left( \frac{(V_{IN}/R1)^2}{V_{GAIN}/R2} \right) \right).$$

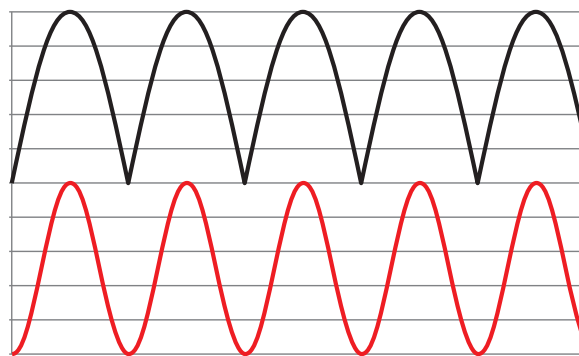
Затем это инвертируется и масштабируется с помощью R3 и A3, чтобы получить окончательный результат:

$$V_{OUT} = \frac{R2 \cdot R3}{R^2} \cdot \frac{V_{IN}^2}{V_{GAIN}}.$$

Обратите внимание, что если три резистора одинаковы и  $V_{IN} = V_{GAIN}$ , то

$$V_{OUT} = \frac{R \cdot R}{R^2} \cdot \frac{V_{IN}^2}{V_{IN}} = V_{IN}.$$

И схема возведения в квадрат будет иметь единичное усиление.



**Рисунок 2.** При каскадировании двухполупериодного выпрямителя (черный) со схемой возведения в квадрат получается удвоитель частоты (красный) с низкими искажениями.

Интересное применение возникает при комбинации схемы возведения в квадрат и прецизионного двухполупериодного выпрямителя (например, описанного в статье «Новый прецизионный двухполупериодный выпрямитель имеет универсальный токовый выход» [1]). Смотрите Рисунок 2. [РЛ](#)

## Ссылка

1. Stephen Woodward. [Новый прецизионный двухполупериодный выпрямитель имеет универсальный токовый выход](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA2228](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA4228](#)
3. [Datasheet Analog Devices MAT04](#)
4. [Datasheet THAT Corporation THAT300](#)

# Самодельный цифровой стерео FM-передатчик

Hesam Moshiri

hackster.io

**FM**-передатчик и FM-приемник, несомненно, входят в число самых популярных тем электронных проектов, однако создание цифрового FM-передатчика для энтузиастов электроники может оказаться непростой задачей. Передатчик можно подключить к источнику звука, например, телефону или компьютеру, для трансляции музыки или другого аудиоконтента.

В этом проекте я представил схему компактного цифрового стерео FM-передатчика, работающего в диапазоне частот от 87 МГц до 108 МГц. Частота перестраивается с шагом 0.1 МГц с помощью двух тактовых кнопок. Сердцем схемы является микроконтроллер ATmega8, который взаимодействует с 0.96-дюймовым OLED-дисплеем через интерфейс SPI, а с микросхемой FM-передатчика KT0803L – через интерфейс I<sup>2</sup>C. К плате можно напрямую подключить микрофон или дополнительный кабель для трансляции желаемого звука, например, воспроизведения музыки с мобильного телефона, компьютера и т. д. После проведения нескольких тестов было установлено, что схема работает достаточно стабильно, а принимаемый звук чистый и четкий.

Для разработки схемы и печатной платы я использовал Altium Designer 23 и поделился проектом с друзьями, чтобы получить их отзывы и обновления до Altium-365. Я уверен, что использование этой схемы доставит вам удовольствие.

## Технические характеристики

- Входное напряжение: 7 - 9 В DC;
- Потребляемый ток: 50 мА;

- Диапазон частот: от 87 МГц до 108 МГц;
- Шаг перестройки частоты: 0.1 МГц;
- Дополнительный вход: стерео.

## Анализ схемы

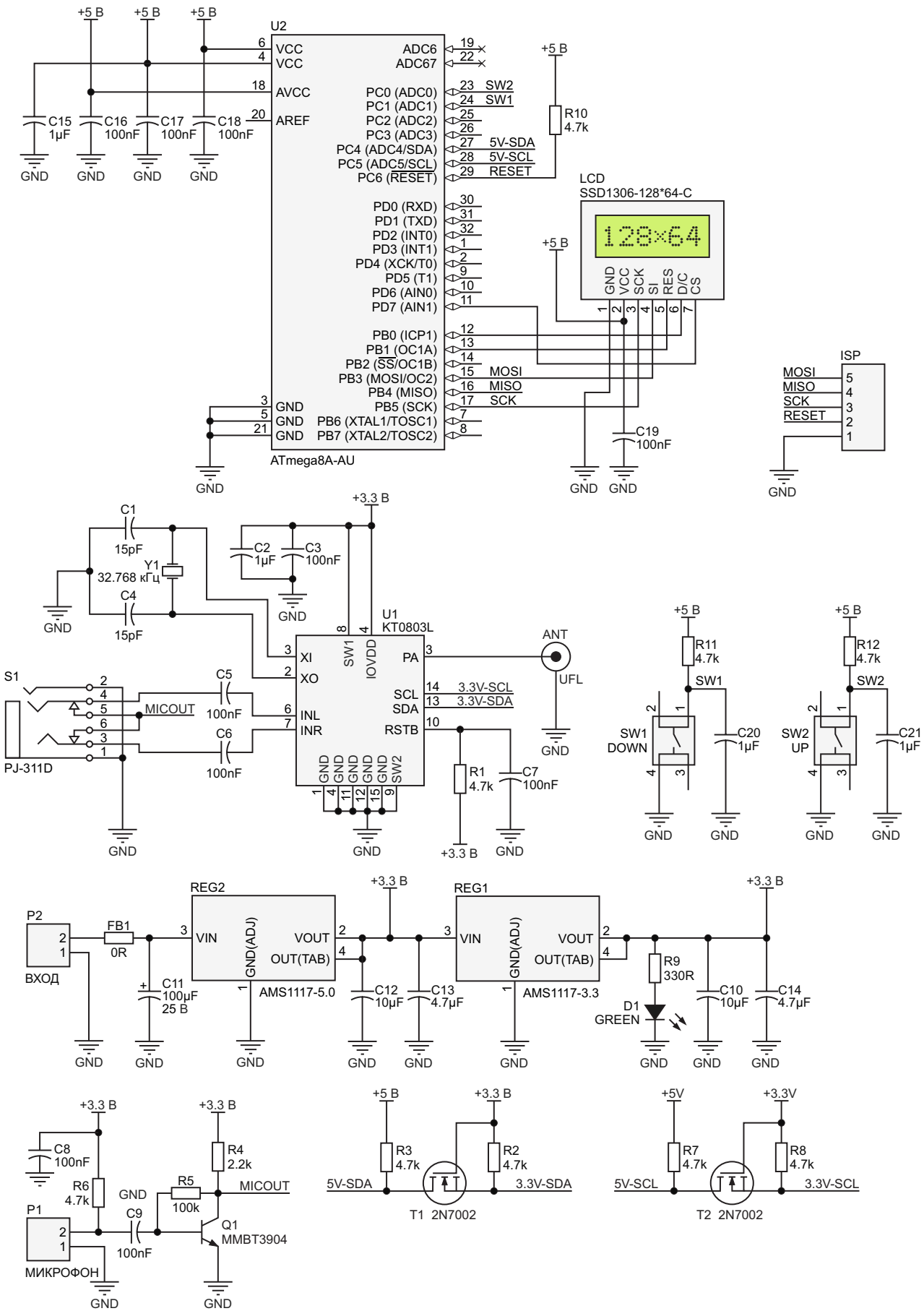
На Рисунке 1 показана принципиальная схема цифрового FM-передатчика для диапазона частот 87–108 МГц. Схема состоит из нескольких частей, которые я объясню последовательно.

### Источник питания

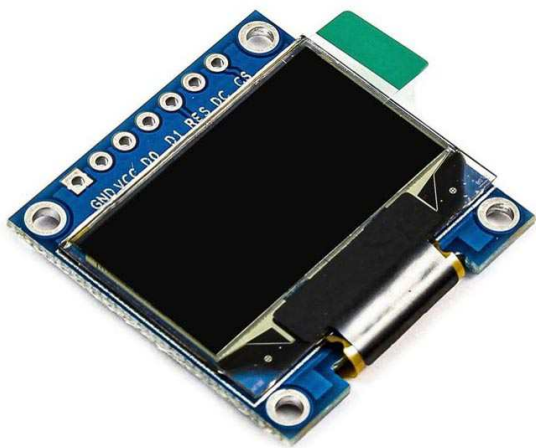
P2 – это разъем типа ХН для подачи питания на плату. Входное напряжение может составлять от 7 до 9 В DC. Элементы FB1 и C11 образуют фильтр нижних частот для снижения входных помех. REG2 – это регулятор TLV1117-5.0, стабилизирующий напряжение шины питания +5 В. Конденсаторы C12 и C13 предназначены для снижения его выходных шумов. Регулятор REG1 (TLV1117-3.3) стабилизирует напряжение шины питания +3.3 В. D1 – это светодиод, указывающий на правильность подключения питания, а конденсаторы C10 и C14 используются для снижения выходных шумов REG1.

### Микрофонный вход

P1 – это разъем типа ХН для подключения к плате электретного микрофона. C8 – развязывающий конденсатор для снижения помех, а резистор R6 обеспечивает условия для питания микрофона. Конденсатор C9 удаляет постоянную составляющую сигнала, а транзистор Q1 усиливает слабые сигналы микрофона для передачи в микросхему FM-передатчика.



**Рисунок 1.** Принципиальная схема цифрового FM-передатчика.



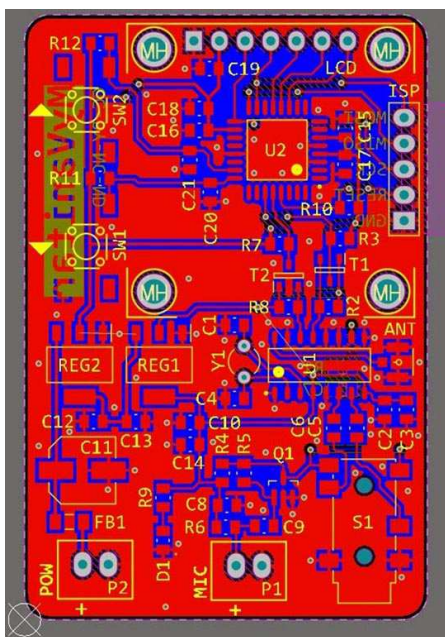
**Рисунок 2.** Изображение 0.96-дюймового желто-синего SPI OLED-дисплея с разрешением 128×64.

### Преобразователь логического уровня

T1 и T2 – это n-канальные MOSFET 2N7002, которые используются для преобразования логического уровня 5 В шины I<sup>2</sup>C микроконтроллера (U2) в логический уровень 3.3 В для подачи на микросхему FM-передатчика (U1). Резисторы R2, R3, R7 и R8 служат для подтяжки к шинам питания.

### FM-передатчик

Основным компонентом этой части схемы является микросхема KT0803L (U1). S1 – это



**Рисунок 3.** Печатная плата цифрового FM-передатчика.

SMD-разъем для наушников, используемый для подключения к плате дополнительного кабеля, который позволяет передавать звук с мобильного телефона, ПК или другого устройства на плату. Конденсаторы C5 и C6 используются для передачи звукового сигнала в микросхему U1. C2 и C3 – это развязывающие конденсаторы, а ANT – высокочастотный разъем, обеспечивающий интерфейс подключения телескопической антенны к плате.

### Микроконтроллер и дисплей

Сердце схемы – микроконтроллер ATmega8-AU (U2). C15...C18 – развязывающие конденсаторы для снижения уровня помех. R10 – резистор, подтягивающий вход RESET к шине питания. LCD – это 0.96-дюймовый OLED-дисплей с разрешением 128×64 и интерфейсом SPI, показанный на Рисунке 2. C19 – развязывающий конденсатор для вывода питания ЖК-дисплея. SW1 и SW2 – тактовые кнопки для увеличения и уменьшения частоты. Конденсаторы C20 и C21 используются для устранения дребезга кнопок, а R11 и R12 – подтягивающие резисторы. Разъем внутри-схемного программирования ISP предназначен для прошивки микроконтроллера. Хотя это не обязательно, вы можете припаять штыревой разъем.

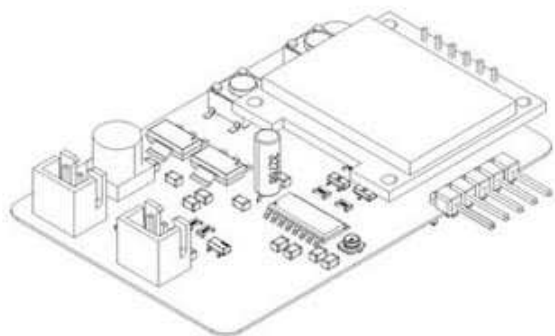
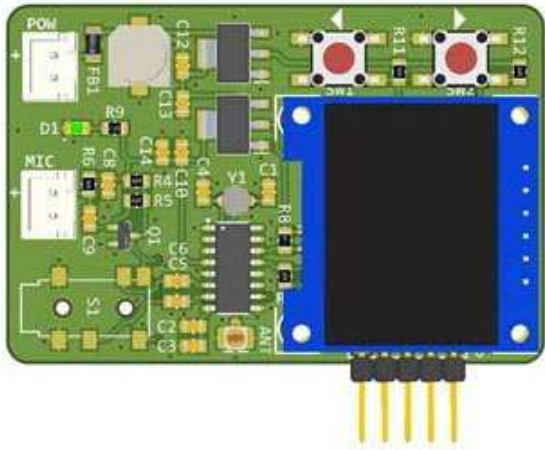
### Разводка печатной платы

На Рисунке 3 показана разводка печатной платы. Плата двухсторонняя; почти все используемые компоненты – SMD. На Рисунке 4 показана плата в сборе.

### Программа и программирование

Если вы просто хотите собрать проект, как он есть, скачайте HEX-файл по ссылке из раздела Загрузки и запрограммируйте микроконтроллер. Установите Fuse-биты для внутреннего источника тактовой частоты микроконтроллера 8 МГц.

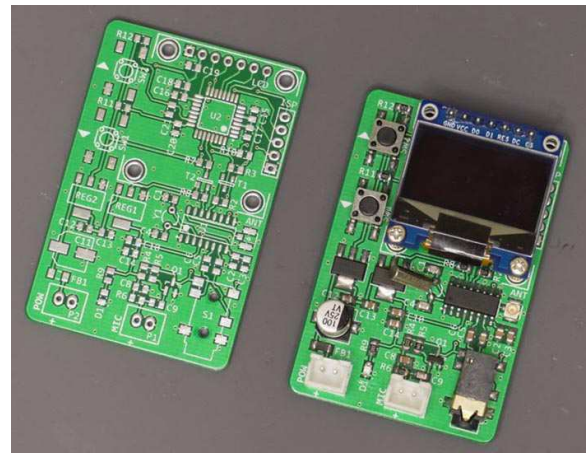
Если вы планируете изменить программу, ниже в разделе Загрузки можно скачать код микроконтроллера для платформы Arduino. Обязательно добавьте в среду разработки Arduino библиотеку FM [1], библиотеку SPI OLED [2] и библиотеку MiniCore Board Manager [3]. Источник тактовой частоты установите на внутренний, 8 МГц.



**Рисунок 4.** Размещение компонентов на печатной плате цифрового FM-передатчика.

## Сборка и испытание

Пайка компонентов не должна вызывать затруднений, поскольку на плате нет компо-



**Рисунок 5.** Собранная плата цифрового FM-передатчика.

нентов, которые были бы меньше, чем 0805 и разъем UFL. На Рисунке 5 показана собранная плата. [РЛ](#)

## Ссылки

1. [Arduino KT0803L Library](#)
2. [SPI OLED Library](#)
3. [MiniCore Board Manager](#)

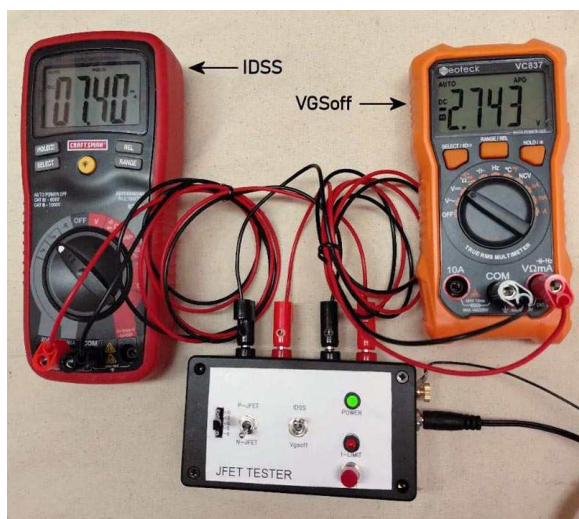
## Материалы по теме

1. [Datasheet Solomon Systech SSD1306](#)
2. [Datasheet Microchip ATMEGA8A-AU](#)
3. [Datasheet KT Micro KT0803L](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLV1117](#)
5. [Datasheet Microchip 2N7002](#)

## Загрузки

<a href="#">HEX файл микроконтроллера</a>	
<a href="#">Код микроконтроллера для платформы Arduino</a>	
<a href="#">Файлы Gerber цифрового FM-передатчика</a>	
<a href="#">Перечень компонентов печатной платы</a>	





**Рисунок 2.** Тестирование n-канального транзистора MPF4392 с использованием схемы для определения характеристик JFET.



**Рисунок 3.** Для проверки функции ограничения тока переключатель «n-канал/p-канал» устанавливается в положение «p-канал» для n-канального транзистора MPF102.

ничения тока заряда паразитной емкости затвора).

Кнопка S3 подает питание на переключатель полярности S1, а переключатель S2 выбирает измеряемый параметр. J1 и J2 – это гнезда типа «банан» для измерения циф-

ровым мультиметром тока насыщения сток-исток ( $I_{DSS}$ ). Аналогичные гнезда J3 и J4 предназначены для измерения мультиметром напряжения отсечки  $V_{GS(OFF)}$ .

Обратите внимание на полярности гнезд мультиметра. Они расположены таким образом, чтобы считывание тока стока и напряжения отсечки были правильными для тестируемого типа JFET: положительный ток  $I_{DSS}$  и отрицательное напряжение  $V_{GS(OFF)}$  для n-канальных транзисторов и отрицательный ток  $I_{DSS}$  и положительное напряжение  $V_{GS(OFF)}$  для p-канальных.

Элементы R2 и D1 индицируют наличие входного напряжения, а резистор R6 обеспечивает минимальную нагрузку для ограничителя тока. Резистор R8 изолирует проверяемое устройство от влияния паразитных параметров выводов мультиметра, а R9 обеспечивает путь к земле для рассеивания зарядов статического электричества.

## Тестирование JFET

На Рисунке 2 показано измерение тестером напряжения  $V_{GS(OFF)}$  и тока  $I_{DSS}$  для n-канального устройства MPF102. В техническом описании этого транзистора указаны максимальное значение напряжения  $V_{GS(OFF)}$ , равное  $-8\text{ В}$ , и ток  $I_{DSS}$  от 2 до 20 мА. Обратите внимание, что при фотографировании использовалась функция удержания показаний мультиметров. Источником питания для этой конструкции служит 12-вольтовый сетевой адаптер от вышедшего из строя роутера.

На Рисунке 3 показана в действии проверка функции ограничения тока при установке переключателя «n-канал/p-канал» в положение «p-канал» для n-канального транзистора MPF102. Ток ограничения составляет 52.2 мА, и светодиод I-LIMIT (D2) ярко горит. [РЛ](#)

## Ссылка

1. Cor van Rij. [Простая схема, позволяющая более точно определить характеристики JFET](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor MPF102](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MPF4392](#)
3. [Datasheet Vishay IRF9610](#)

# Программируемый источник тока с отключением при перегреве

Stephen Woodward

EDN

Недавно мы познакомились с идеями создания программируемых источников тока повышенной точности, основанных на использовании трехвыводных регуляторов серии LM3х7. В этих конструкциях также используются преимущества встроенных в классические устройства функций защиты от перегрева.

Некоторые из них очень хороши, например «Повышение точности программируемых источников питания на основе регуляторов LM317 и LM337» [1].

Другие, возможно, не очень... «Перекрестное соединение комплементарных источников тока для уменьшения ошибки саморазогрева» [2].

Однако при таком использовании все эти схемы должны были обеспечивать необходимый микросхемам семейства LM3х7 запас по напряжению питания около 5 В. Это напряжение, получаемое от источника питания, никогда не может быть подано на нагрузку. Таким образом, это приводит к существенной неэффективности использования энергии. Возможно, я привередлив, но не мог удержаться от вопроса, что можно было бы сделать, чтобы улучшить (уменьшить) потери.

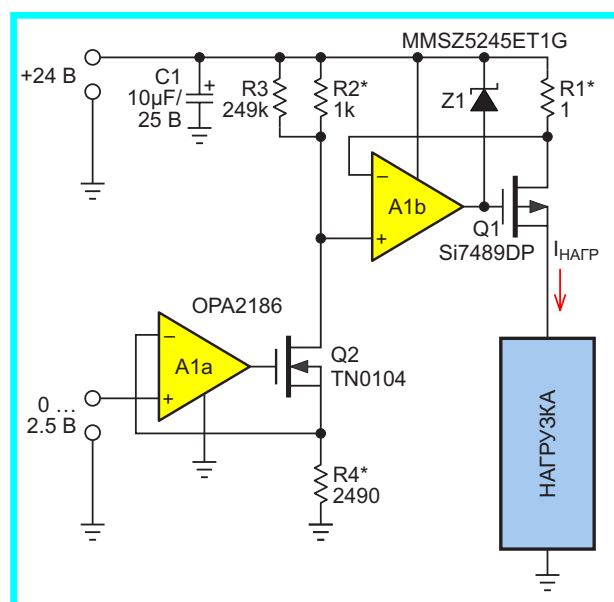
## Источник тока без защиты от перегрева

На Рисунке 1 показано, с чего я начал: простой, понятный и точный источник тока от 0 до 1 А, программируемый на напряжение от 0 до 2.5 В. Ему достаточно запаса всего около 1.25 В, необходимого, в основном, для компенсации падения напряжения на токоизмерительном резисторе R1 (плюс еще немного на сопротивлении канала транзистора Q1); таким образом, это позволило

устранить проблему, которую я начал решать.

Но, к сожалению, решив одну проблему, я создал другую.

Устранение из схемы того, что мешало снизить требования к запасу по напряжению, также устранило защиту от перегрева. Без солидного внешнего радиатора допустимая мощность рассеяния полевого транзистора Si7489DP составляет всего около 6 Вт при 25 °С. Если рассеиваемая мощность, температура окружающей среды или и то, и другое вдруг повысятся, транзистор Q1 изжарится, и теперь ничто не сможет этому помешать.



**Рисунок 1.** Точный источник тока с повышенным КПД не имеет защиты от перегрева. При отсутствии защиты, если радиатор транзистора Q1 имеет недостаточные размеры, высокая мощность или температура окружающей среды могут привести к его повреждению.

## Источник тока с защитой от перегрева

И вот я задумался, что можно с этим сделать. Результат моих размышлений (или блужданий?) показан на Рисунке 2.

Требовалась внешняя версия отсутствующей теперь функции отключения при перегреве внутреннего перехода LM3x7. Конечно, сложность реализации внешнего ограничителя температуры перехода заключается в том, что внутренние переходы транзистора – троюродные братья классического кота Шредингера.

Ну, может быть, не совсем. В отличие от знаменитой квантовой киски, температура которой (будь то температура тела или помещения) теоретически непознаваема. Температуру перехода, хотя ее и сложно наблюдать напрямую, можно, по крайней мере, рассчитать.

И на самом деле именно это делает правая половина Рисунка 2.

Математика, необходимая для расчета температуры перехода:

$$T_J = \frac{I_J \cdot V_J}{S_{JA}} + T_A$$

Где:

$T_J$  – температура перехода,

$I_J$  – сила тока через переход,

$V_J$  – напряжение на переходе,

$S_{JA}$  – теплопроводность (ватт/градус) от перехода к окружающей среде из технического описания Q1,

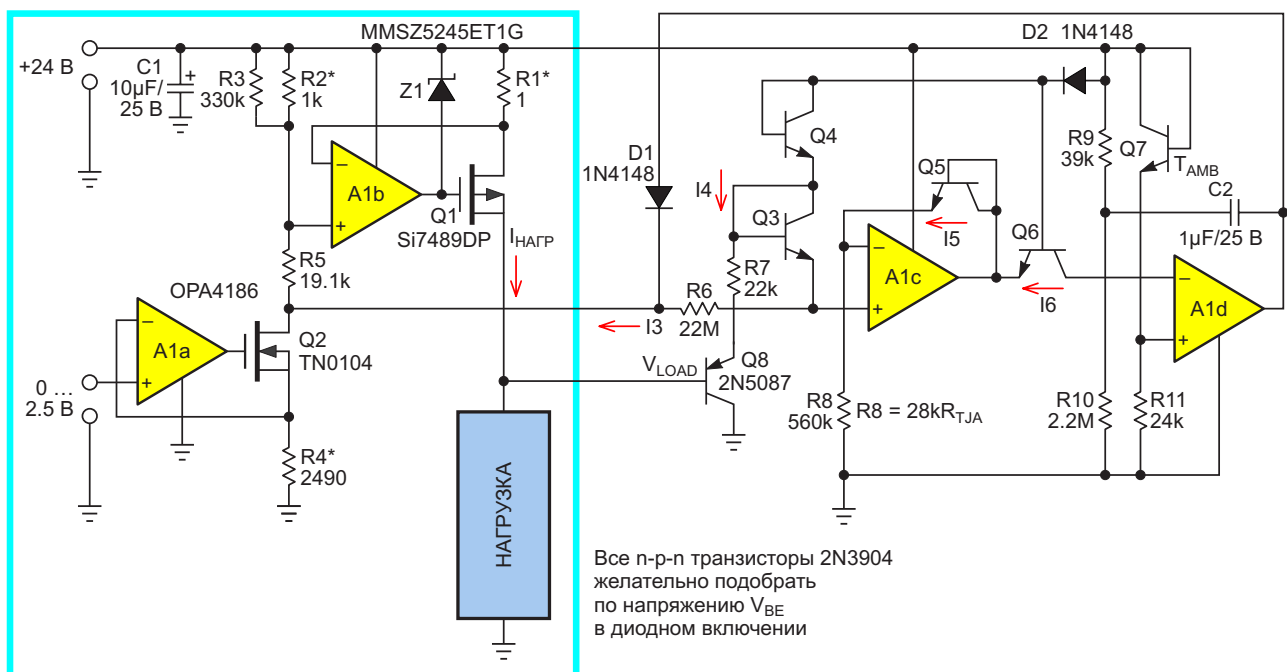
$T_A$  – температура окружающей среды.

## Аналоговая арифметика

Схема на Рисунке 2 выполняет аналоговую арифметику, опираясь на изящное изобретение Джона Непера XVII века для умножения и деления путем сложения и вычитания логарифмов. Вот как схема на Рисунке 2 выполняет работу по делению (и умножению).

Напряжение база-эмиттер ( $V_{BE}$ ) транзистора Q3 – это логарифм сигнала программирования тока транзистора Q1, измеряемого резистором R6. В то же время, напряжение  $V_{BE}$  транзистора Q4 регистрирует напряжение на транзисторе Q1, контролируемое элементами Q8 и R6.

Транзисторы Q3 и Q4 соединены последовательно, поэтому логарифмы их напряже-



**Рисунок 2.** Внешняя защита перехода проходного транзистора Q1 от перегрева. Поскольку измерить внутреннюю температуру перехода Q1 напрямую невозможно, ее необходимо определить на основе рассеиваемой мощности, теплового сопротивления перехода относительно окружающей среды и температуры окружающей среды. Если температура превышает 150 °C, усилитель A1d прекращает шоу.

ний суммируются. Около 400 лет назад (вот уж, действительно, устаревшая технология!) Непер показал, что сложение логарифмов эквивалентно умножению. Таким образом, сумма  $V_{BE}$  становится сомножителем произведения  $I_J V_J$  в математике для  $T_J$ .

Сигнал  $I_J V_J$  подается на неинвертирующий вход усилителя A1c, и из него вычитается напряжение  $V_{BE}$  транзистора Q5, присутствующее на инвертирующем входе. Поскольку вычитание логарифмов равнозначно делению (еще раз спасибо, Джонни!), при правильном масштабировании сопротивления R8 это деление обеспечивает нормализацию члена  $S_{JA}$  для  $R_{JA}$ . Результат деления дает логарифм превышения температуры перехода над температурой окружающей среды.

Антилогарифмический коллекторный ток транзистора Q6 в сочетании с цепью R9/R10 (наконец-то!) преобразует выходной сигнал усилителя A1c в сигнал температуры перехода  $2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ . Этот сигнал суммируется усилителем A1d с сигналом температуры окружающей среды Q7.

Когда сумма достигает предельного для Q1 значения  $150^\circ\text{C}$ , выходной сигнал A1d становится положительным, изменяя запрограммированный ток источника до безопасного уровня.

Что можно назвать кошачьим мяуканьем.

## Запоздалая мысль

Мне с опозданием пришла в голову мысль, что альтернативный (и, вероятно, более точный) план, нежели использование Q7 для измерения температуры окружающей среды, заключался бы в том, чтобы термически прикрепить его (т. е. плотно прижать) к корпусу транзистора Q1 и заставить его сообщать о своей температуре, которая заведомо включает эффекты теплоотвода. Тогда мы сможем использовать тепловое сопротивление переход-корпус, указанное в техническом описании Q1 (т.е.  $R_{JC}$  вместо  $R_{JA}$ ), максимальное значение которого для Si7489DP равно  $1.5^\circ\text{C}/\text{Вт}$ .

В этом случае сопротивление резистора R8 стало бы равным  $28,000 \times 1.5 = 42 \text{ кОм}$ . [РЛ](#)

## Ссылки

1. Christopher Paul. [Повышение точности программируемых источников питания на основе регуляторов LM317 и LM337](#)
2. Stephen Woodward. [Перекрестное соединение комплементарных источников тока для уменьшения ошибки саморазогрева](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA186](#)
2. [Datasheet Vishay MMSZ5245](#)
3. [Datasheet Vishay Si7489DP](#)

# Маломощный генератор озона

Joribo

EDN

Насыщать воздух озоном и отрицательными ионами можно с помощью коронного разряда. Для этого используется острый наконечник отрицательной полярности, воздействующий на плоскую металлическую поверхность с положительным или нейтральным потенциалом. Устройство вырабатывает отрицательные ионы воздуха и озон. Озон борется с гнилью и плесенью, а также может освежить нездоровый воздух влажных подвалов или любых других помещений, содержащих бактерии, грибки или неприятные запахи.

Каскад, генерирующий высокое постоянное напряжение из напряжения сети, прост, бесшумен и обладает гораздо более высоким КПД, чем обычные обратноходовые преобразователи. В Германии мы называем его выпрямителем Грейнахера. В англоязычном мире эта схема скорее называется умножителем Кокрофта-Уолтона, вероятно, изобретенным независимо.

## Схема генератора озона

Схема генератора озона показана на Рисунке 1. Конденсаторы были установлены на верхней стороне, а диоды – на нижней стороне перфорированных макетных плат без медных островков, только на чистой

пластиковой плате. В отрицательной ветви установлено 15 конденсаторов емкостью 68 нФ на напряжение 630 В, в положительной ветви – 14.

Нам понадобится 29 диодов.

Чтобы избежать возникновения коронных разрядов в нежелательных местах, в области высоких напряжений места соединений были тщательно закруглены и зачищены от заусенцев, а затем все острые края были покрашены эпоксидным клеем. Этот клей имеет относительную диэлектрическую проницаемость около 5 и снижает напряженность поля до уровня, исключающего появление коронного разряда.

Диоды могут быть типа 1N4007, но первым из них должен быть 1N5408 или аналогичный. Это очень важно! Потому что при подключении устройства к сети первый незаряженный конденсатор потребляет пиковый ток, ограниченный только собственным импедансом и сопротивлениями сети, кабеля, предохранителя и диода.

1N4007 будет поврежден, а предохранители на ток ниже 2 А перегорят. В схемах, публикуемых в книгах и Интернете, это обычно не учитывается.

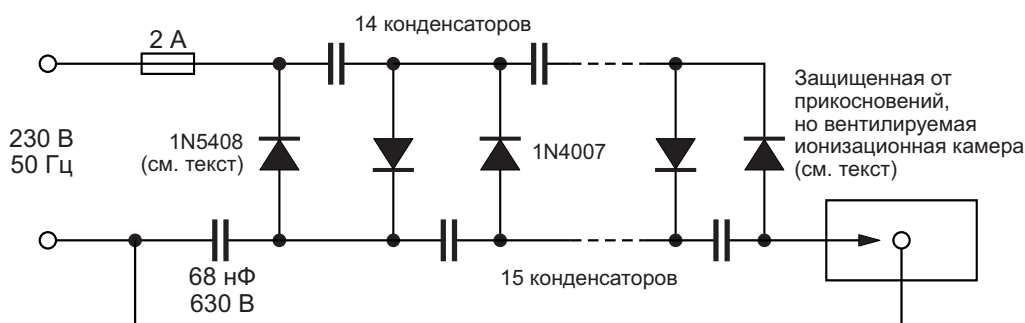


Рисунок 1. Схема генератора озона 230 В/7 кВ.

Я изготовил свой собственный полностью изолирующий и защищающий от прикосновений корпус из оргстекла, склеенного с помощью UHU Plast. Винты для крышки и печатной платы изготовлены из полиамида.

**Вам также необходимо сделать защищенную от прикосновений разрядную камеру, иначе 7 кВ будут слишком опасны.**

Первые разрядные элементы представляли собой графитовые вставки для карандашей со сменными стержнями на отрицательном полюсе и латунное кольцо на положительном. Вокруг разрядных элементов была установлена стеклянная выходная трубка, настолько высокая, чтобы, просунув внутрь палец, достать до каких-либо деталей было невозможно. В нижней части выходного канала есть отверстие, настолько узкое, что туда нельзя просунуть пальцы. Таким образом, устройство защищено от прикосновения, но не от вмешательства. Теоретически, кто-то может просунуть внутрь спицу, ложку или что-то еще. Если в комнате есть маленькие дети, выключите устройство и уберите подальше.

Карандашные графитовые стержни были вклеены в латунный держатель смесью графитового порошка и лака на основе «бананового масла», которая после высыхания довольно хорошо проводит ток. Это проработало около года, но затем начались проблемы: время от времени графитовый наконечник раскалялся докрасна, а затем вспыхивал, разрушая предохранитель.

Поэтому я заменил разрядные элементы на закаленные стальные гвозди, разряжающиеся на оцинкованные стальные шайбы. Такое решение также обеспечивает хороший ионный ветер и восходящий поток воздуха в выходной трубке. Поэтому нам не нужен вентилятор.

Расстояние должно быть подобрано таким образом, чтобы при нормальных условиях воздуха наблюдался видимый и слышимый

коронный разряд, но не возникало искрового разряда при повышенной влажности. В темноте наконечники должны слегка светиться синим светом. Подходящее расстояние составляет порядка 5-7 мм.

Описанного здесь устройства достаточно для большой гостиной. Для непрерывной работы в небольшой комнате оно слишком мощное. От сети 230 В/50 Гц оно потребляет ток 0.35 мА.

Если в помещении нет людей или животных, вы можете генерировать столько озона, сколько захотите, но если вам нужно остаться в помещении, генератор необходимо выключить.

Правильная концентрация озона – это когда вы входите в помещение и просто чувствуете, что воздух «какой-то свежий», но не можете уловить явного запаха озона. Слишком высокая концентрация озона становится опасной для здоровья, вызывая кашель, слезы на глазах или насморк. Она немного превышает допустимый уровень, при котором можно определить содержание озона в воздухе. «Измерение» необходимо проводить, постояв некоторое время на улице, а затем войти в помещение, сделать глубокий вдох и оценить его. Потому что, находясь в помещении, вы привыкаете к озону.

Через некоторое время (6–12 месяцев) наконечники тупятся, а цинк на шайбах превращается в оксид цинка (этот эффект не имеет значения). Кроме того, скапливается пыль. Поэтому рекомендуется чистить устройство и затачивать наконечники раз в год. Если вы сможете приобрести шайбы из нержавеющей стали, устойчивые к воздействию морской воды (например, в магазине лодок), они прослужат дольше. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 1N4007](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 1N5408](#)

# Понижающе-повышающий преобразователь на основе микросхемы XL6019

Hesam Moshiri

В этом проекте представлен компактный и эффективный понижающе-повышающий DC/DC преобразователь на основе микросхемы XL6019, предназначенный для поддержания стабилизированного выходного напряжения 12 В в широком диапазоне входных напряжений от 9 В до 30 В. XL6019 – это высокоэффективный импульсный регулятор, способный работать в понижающем и повышающем режимах, что делает его идеальным для приложений, где входное напряжение может изменяться выше или ниже желаемого выходного напряжения (например, в легковых и грузовых автомобилях).

При установке радиатора на микросхему для отвода тепла схема может отдавать в нагрузку ток до 2 А. Такая конструкция преобразователя, в которой используются синфазный дроссель с бифилярной намоткой и микросхема XL6019, по всей видимости, в интернете публикуется впервые.

## Анализ схемы

Принципиальная схема преобразователя показана на Рисунке 1. Сердцем схемы является микросхема IC1, содержащая 5-амперный n-канальный DMOS ключ

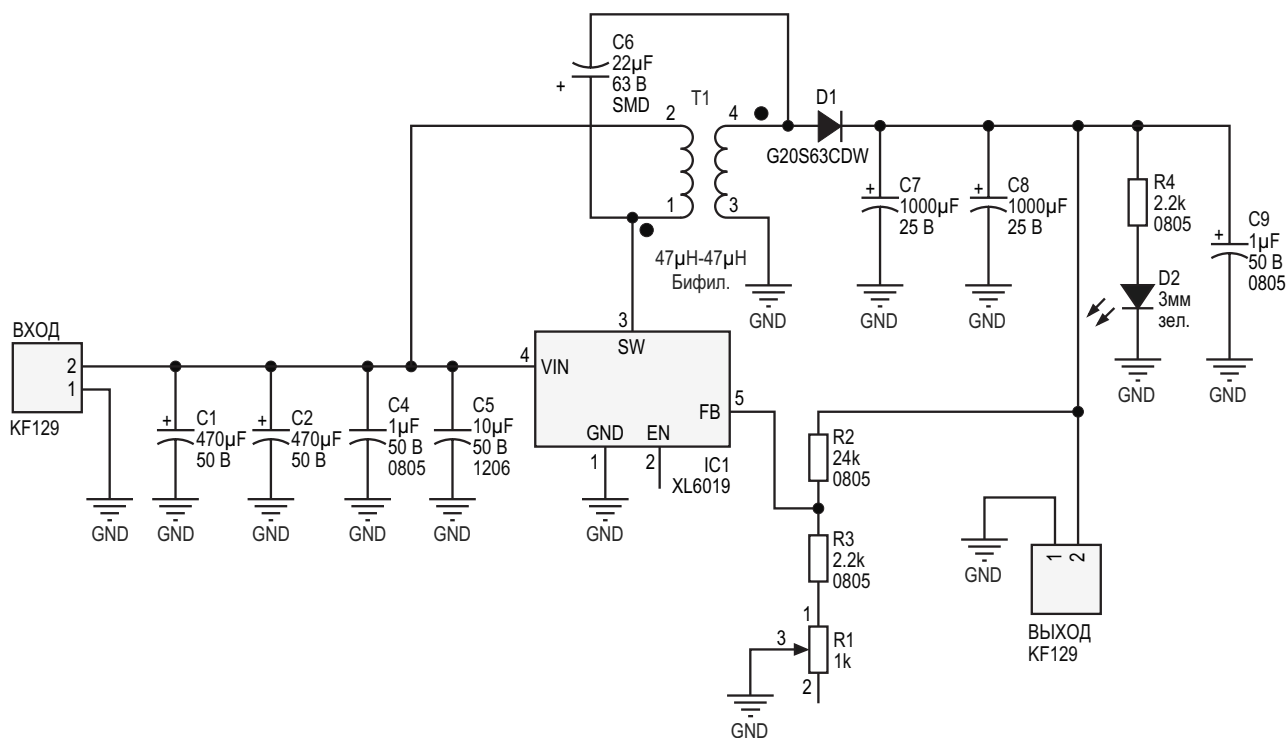


Рисунок 1. Принципиальная схема повышающе-понижающего преобразователя на основе микросхемы XL6019.

Согласно техническому описанию, XL6019 представляет собой высокоэффективный DC/DC преобразователь, способный работать в повышающем, понижающе-повышающем или инвертирующем режимах. Он поддерживает как положительное, так и отрицательное выходное напряжение в широком диапазоне входных напряжений от 5 В до 40 В.

Микросхема работает на фиксированной частоте переключения 180 кГц, и для улучшения реакции на изменения напряжения в ней используется управление по току дросселя.

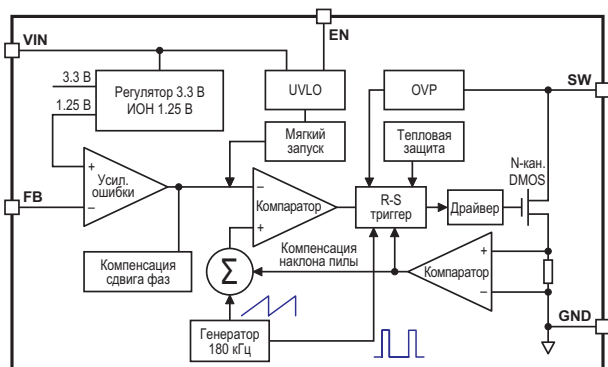
Надежность работы XL6019 обеспечивается рядом встроенных функций:

- Функция мягкого запуска для снижения бросков тока при включении питания.
- Защита от перенапряжения на выходе SW силового коммутатора.
- Защита от перегрузки по току и отключение при перегреве.
- Высокий КПД – до 94% в типичных условиях.
- Вход разрешения для удобного управления включением/выключением сигналами логического уровня.

Микросхема выпускается в корпусе TO-263-5L, что позволяет легко монтировать ее на стандартные печатные платы с установленным радиатором.

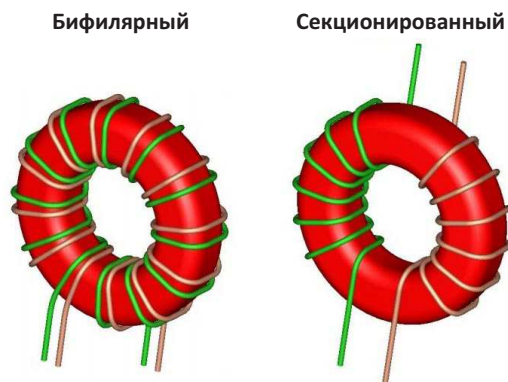
Эта микросхема идеально подходит для автомобильной, промышленной и портативной электроники, где требуется стабилизированное выходное напряжение. Функциональная схема преобразователя показана на Рисунке 2.

C1 и C2 – это входные конденсаторы большой емкости для снижения помех и подавления



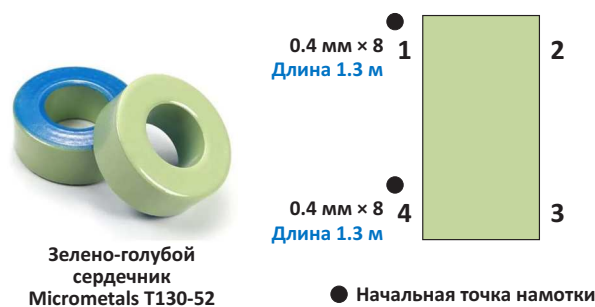
**Рисунок 2.** Функциональная схема преобразователя XL6019. (UVLO – блокировка при пониженном напряжении; OVP – защита от перенапряжения).

ния бросков тока. Небольшие конденсаторы C4 и C5 расположены максимально близко к контроллеру для поглощения высокочастотных помех. T1 – это бифилярный синфазный дроссель для передачи энергии на выход. На Рисунке 3 показаны два типа синфазных дросселей (с секционированной и бифилярной намоткой).



**Рисунок 3.** Два типа синфазных дросселей (с секционированной и бифилярной намоткой).

Индуктивность каждой обмотки дросселя должна находиться в диапазоне примерно от 47 мкГн до 50 мкГн. Пиковый ток дросселя/коммутатора составляет около 5 А, а максимальные пульсации тока дросселя – около 20%. Выбран зелено-голубой тороидальный сердечник из порошкового железа T130-52 компании Micrometals. Информации, представленной на Рисунке 4, должно быть достаточно для намотки дросселя.



**Рисунок 4.** Тип сердечника дросселя и схема намотки.

Выходные конденсаторы C7, C8 и C9 используются для снижения помех и стабилизации контроллера. D2 – светодиод диаметром 3 мм, указывающий на наличие выходного напряжения. R1, R2 и R3 – резис-

торы обратной связи. R1 позволяет устанавливать выходное напряжение в диапазоне от 11 В до 13 В.

D1 – это мощный выпрямительный диод Шоттки в корпусе DPACK, рассчитанный на ток 20 А и напряжение 63 В. Он предназначен для силовых приложений, требующих низкого прямого падения напряжения, что делает его подходящим для схем преобразования энергии и управления питанием.

Основные параметры:

- Максимальное повторяющееся пиковое обратное напряжение: 63 В.
- Максимальное постоянное запирающее напряжение: 63 В.
- Средний выпрямленный выходной ток: 20 А (при температуре корпуса 110 °С).
- Пиковый кратковременный прямой импульсный ток: 150 А (одиночная полусинусоида 8.3 мс).

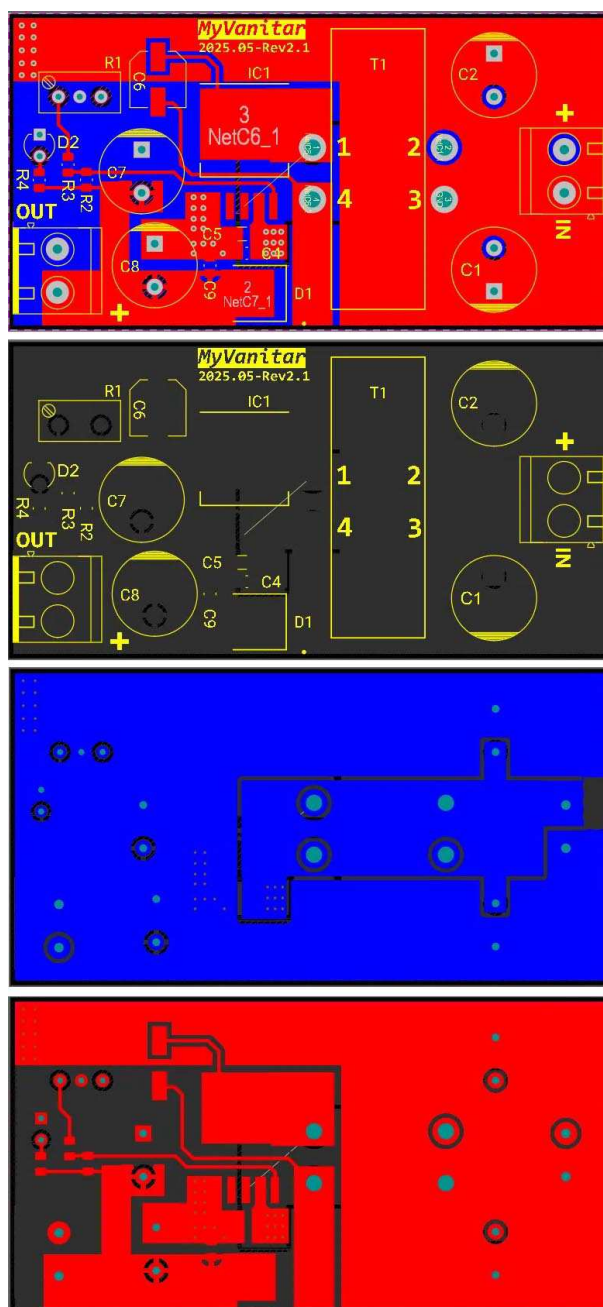
## Разводка печатной платы

Разводка печатной платы показана на Рисунке 5. Это двухсторонняя печатная плата, для которой я использовал смесь SMD-компонентов и компонентов для монтажа в отверстия.

Земляные полигоны верхнего и нижнего слоев спроектированы таким образом, чтобы минимизировать длину и импеданс пути прохождения тока. Такой подход улучшает характеристики преобразователя и снижает уровень электромагнитных излучений. Кроме того, входные конденсаторы (C4 и C5) рекомендуется размещать ближе к входному выводу контроллера.

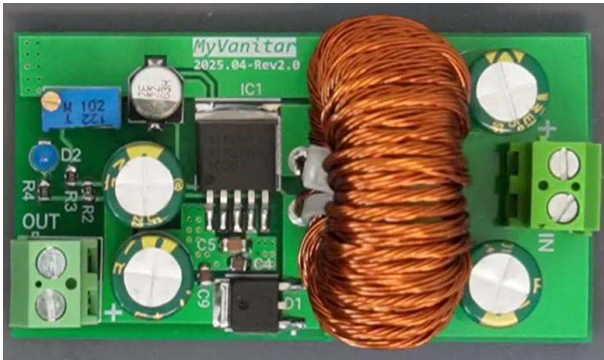
Переходные отверстия расположены вблизи критически важных областей, таких как вывод земли контроллера и конденсаторы. Это снижает сопротивление пути тока и увеличивает допустимую нагрузку по току (обратите внимание на переходные отверстия рядом с выводами контроллера на Рисунке 5).

Выход внутреннего силового коммутатора (вывод 3) должен быть расположен как можно ближе к дросселю. Поскольку через полигон между выводом 3 контроллера и выводом 1 дросселя проходят мощные токи коммутации, он легко может действовать как антенна, вызывая излучения, уровни которых превышают значения, допустимые стандартами.



**Рисунок 5.** Разводка печатной платы повышающе-понижающего преобразователя на основе микросхемы XL6019.

«Тепловая разгрузка» – это метод подключения чувствительных к нагреву компонентов (таких как выводы конденсатора) к полигону рядом с источником тепла. Вот почему я предусмотрел тепловую разгрузку для конденсаторов C7, C8 и C9, которые находятся на том же полигоне, что и диод Шоттки (источник тепла). Хотя использованный диод Шоттки достаточно мощен для данного уровня тока и вряд ли будет выделять значительное количество тепла, эта мера предосторожности



**Рисунок 6.** Собранная плата повышающе-понижающего преобразователя.

улучшает поддержание теплового режима. Высокая температура существенно влияет на срок службы конденсатора; именно поэтому вы довольно часто встречаете вздутые конденсаторы в блоках питания.

## Сборка и тестирование

На Рисунке 6 показана собранная печатная плата. Пайка этой платы проста, поскольку наименьший размер корпуса компонента – 0805, и отсутствуют компоненты с малыми расстояниями между выводами.

Я протестировал плату во всем диапазоне входных напряжений от 9 В до 30 В с помощью нагрузки постоянного тока



**Рисунок 7.** Испытания стабильности выходного напряжения и нагрузочной способности в полном диапазоне входных напряжений.

SDL1020X-E, подтвердив стабильность напряжения и способность выдерживать требуемый ток (Рисунок 7). [PL](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet XLSEMI XL6019](#)
2. [Datasheet Micrometals T130-52](#)
3. [Datasheet Diodes G20S63CDW](#)

## Загрузки

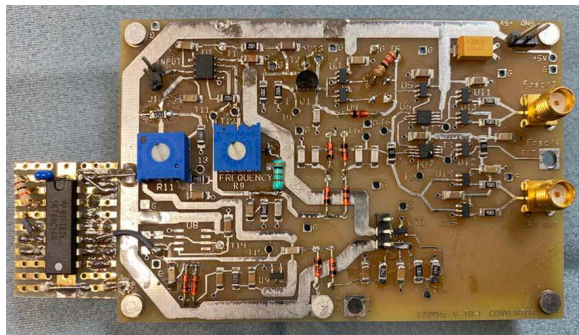
[Файлы Gerber платы повышающе-понижающего преобразователя](#)





монтажа, установил их на плату и запалял оплавлением припоя, после чего протестировал конструкцию.

Аппаратная реализация схемы показана на Рисунке 2.



**Рисунок 2.** Аппаратная реализация 100-мегагерцового ПНЧ была создана с целью выявления фактов, которые невозможно получить с помощью модели.

Моей целью было получить информацию о работе схемы.

Теория и моделирование важны, но факты становятся известны только после того, как схема собрана и протестирована. Именно тогда становятся очевидными непреднамеренные/неожиданные последствия.

В целом схема работала так, как и ожидалось, но для ее корректной работы необходимо было устранить ряд существенных проблем.

## Чувствительность преобразования напряжения в частоту

Первое, что вызвало мою озабоченность, – высокая чувствительность схемы к малейшим изменениям входного напряжения. Чувствительность составляет 100 МГц на 5 вольт, то есть 20 МГц на вольт. Это означает, что изменение входного напряжения на 1 мВ приводит к изменению выходной частоты на 20 кГц!

Как же тогда обеспечить входное напряжение, практически полностью свободное от шума и/или пульсаций, которые могут вызвать дрожание сигнала генератора? Чтобы решить эту проблему, я использовал батарейный источник питания: четыре соединенные последовательно щелочные батарейки, с подключенным к ним 10-оборотным

100-килоомным потенциометром, чтобы подавать на вход схемы напряжение от 0 до 6 В. Это сработало довольно хорошо. Для защиты от повышенного напряжения последовательно с неинвертирующим входом усилителя U1 я добавил резистор 10 кОм.

## Проблемы и их решения

Первой неожиданной проблемой стало то, что таймер NE555 не обеспечивал достаточного тока для управления схемами инвертора и удвоителя напряжения. Это на моей совести; я невнимательно изучил техническое описание, в котором указано, что, хотя он и может отдавать большой выходной ток, при большом токе выходное напряжение падает настолько сильно, что схемы инвертора и удвоителя не обеспечивают достаточных выходных напряжений. А модель LTspice, которую я использовал для моделирования, оказалась совершенно нереалистичной. Я не рекомендую ее использовать!

Я справился с этим, заменив таймер NE555 на микросхему триггера Шмитта 74HC14. Выходного тока и напряжения 74HC14 достаточно для управления двумя схемами. Схему на 74HC14 я реализовал как внешний модуль, соединяемый с основной платой.

Я изменил выходное напряжение схемы удвоителя напряжения на стабилизированные 6 В (R16 заменил на 274 Ом, R18 – на 3.74 кОм, а D8 и D9 заменил на SD103). Это позволяет усилителю U1 работать с входными напряжениями примерно до 5.9 В. Кроме того, усилители U1/U2 я заменил на сдвоенный операционный усилитель TLV9162, поскольку стоимость TLV9162 значительно ниже, чем у LT1797.

Подав правильные напряжения на U1/U2, я начал тестировать схему и обнаружил, что генератор зависает на частоте около 2 МГц. Причина была в параллельно соединенных инверторах с триггерами Шмитта. Один инвертор переключался раньше другого, что приводило к большому потреблению тока из инвертора, на выходе которого установился высокий уровень, и генератор переставал работать. Параллельное включение инверторов, управляемых относительно медленно спадающим (или нарастающим) входным сигналом, – определенно, нежизнеспособная идея!

Чтобы устранить проблему, я удалил из схемы инвертор U4 и подключил резистор 22 Ом последовательно с выходом инвертора U3, чтобы уменьшить токовую нагрузку на него, и генератор заработал, как и ожидалось.

Я внес некоторые изменения в схему преобразователя тока в напряжение, чтобы расширить диапазон регулировки и использовать номиналы компонентов, оптимальные для 5-вольтового питания. Я изменил сопротивление резистора R8 на 3.09 кОм, потенциометра R9 – на 1 кОм и резистора R13 – на 2.5 кОм.

## Регулировки

В схеме предусмотрены две регулировки: R9 – регулировка преобразователя тока в напряжение на усилителе U2, а R11 – регулировка тока смещения.

Я подстроил R9, чтобы установить частоту генератора 100 МГц при входном напряжении 5.00 В, а затем регулировал R11 при установке частоты 2 МГц.

Процентная погрешность схемы увеличивается на низких частотах; возможно, из-за токов утечки диодов или нелинейного поведения преобразователя частоты в напряжение, состоящего из D2–D4 и C8–C11.

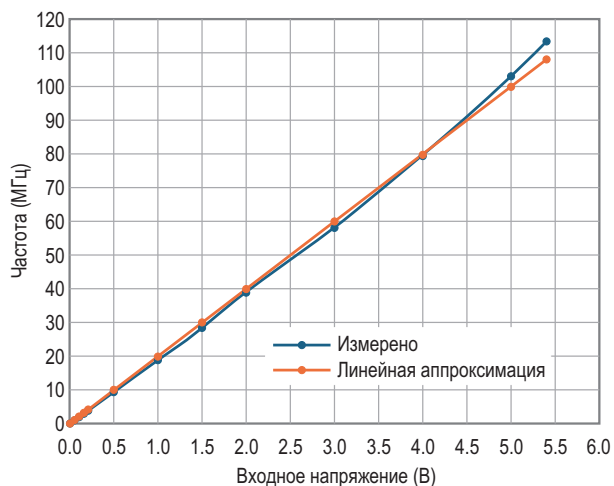
## Результаты теста

Внеся указанные изменения, я приступил к тестированию ПНЧ. Проблема джиттера выходного сигнала была очевидной, особенно на низких частотах.

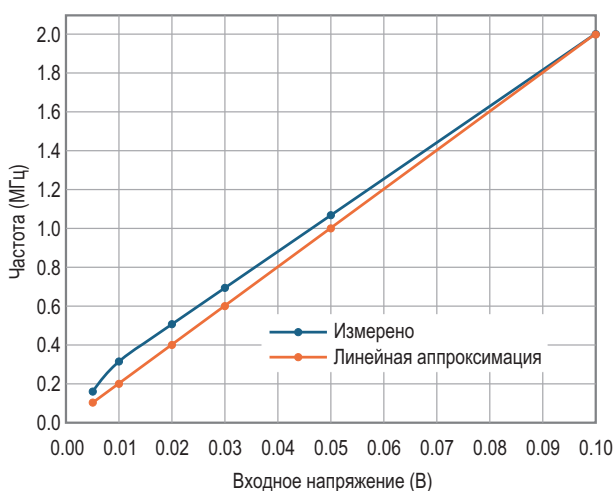
Я понял, что пульсации и помехи в источнике 5 В могут вызвать дрожание выходного сигнала. Как отмечено на схеме, частота генератора FOSC зависит от напряжения питания.

Чтобы избежать этой проблемы, я снова решил использовать для питания батарейки. Я использовал шесть щелочных батареек для получения напряжения порядка +9 В и стабилизировал напряжение до +5 В с помощью регулятора LM317T и нескольких других компонентов.

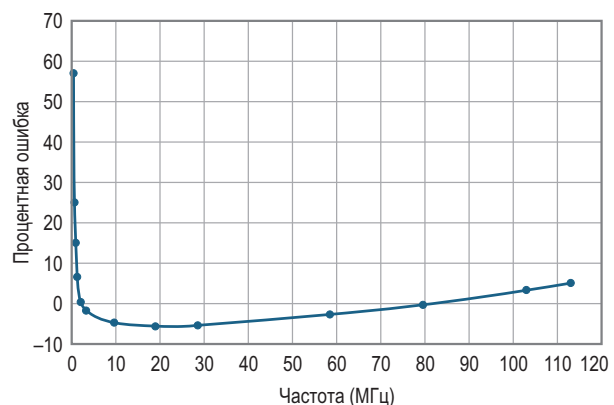
Такая конфигурация обеспечивает минимальные пульсации и помехи по питанию, а также минимальный джиттер генератора. Остальными возможными источниками шума/джиттера являются импульсные источники питания усилителя U1, напряжение обратной связи усилителя U1, а также пере-



**Рисунок 3.** Зависимость частоты в диапазоне от 1.07 МГц до 103.0 МГц от входного напряжения в диапазоне от 50 мВ до 5.00 В.



**Рисунок 4.** Зависимость частоты (до 2 МГц) от входного напряжения  $V_{IN}$  при  $V_{IN} \leq 0.1$  В.



**Рисунок 5.** Зависимость процентной ошибки от частоты.

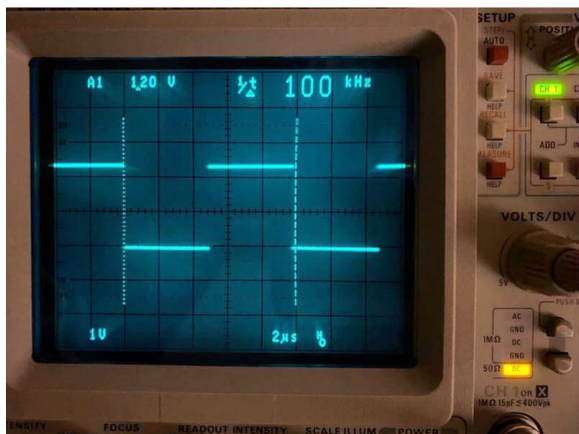
ключения счетчиков и инверторов, которые могут создавать помехи на шине +5 В.

График зависимости частоты от входного напряжения не такой линейный, как ожидалось, но он довольно хорош в широком диапазоне входных напряжений от 50 мВ до 5.00 В для соответствующего диапазона частот от 1.07 МГц до 103.0 МГц (Рисунки 3 и 4). Зависимость процентной погрешности от частоты показана на Рисунке 5.

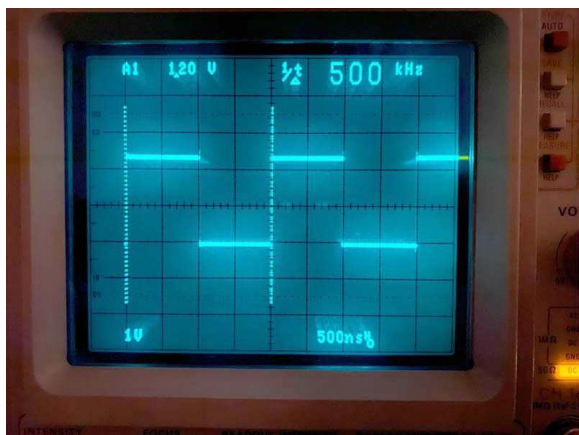
## Осциллограммы

На Рисунках 6, 7, 8 и 9 показаны некоторые осциллограммы. Большинство из них получены на выходе делителя на 2, поскольку это визуально интереснее, чем выходные импульсы генератора длительностью 3.4 нс. (Чтобы получить частоту генератора, умножьте на 2 выходную частоту делителя на 2).

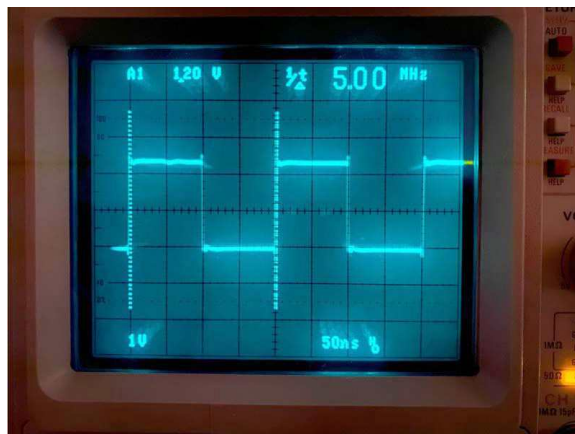
Входное напряжение изменяется в диапазоне от 10 мВ до 5 В: при этом частота выходного сигнала генератора/инвертора изменяется от 200 кГц до 100 МГц.



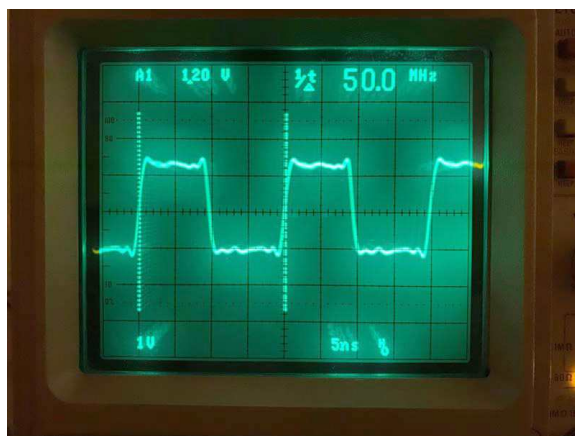
**Рисунок 6.** Осциллограмма сигнала на выходе делителя на два при частоте 100 кГц.



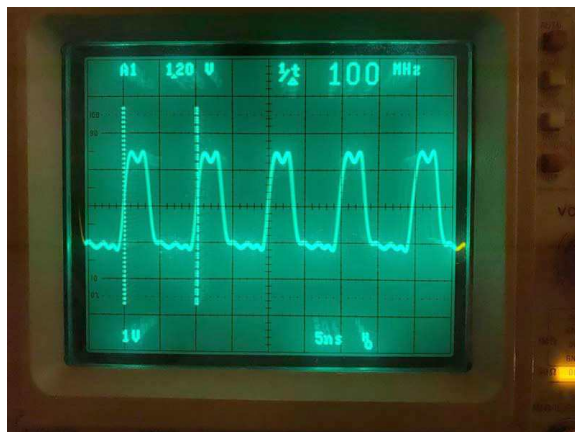
**Рисунок 7.** Осциллограмма сигнала на выходе делителя на два при частоте 500 кГц.



**Рисунок 8.** Осциллограмма сигнала на выходе делителя на два при частоте 5 МГц.

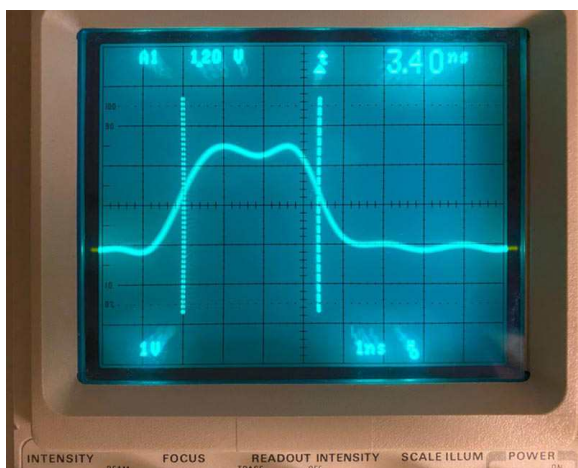


**Рисунок 9.** Осциллограмма сигнала на выходе делителя на два при частоте 50 МГц.



**Рисунок 10.** Осциллограмма сигнала на выходе генератора при частоте 100 МГц.

На Рисунке 10 показан выходной сигнал генератора/инвертора на частоте 100 МГц. На Рисунке 11 показан выходной импульс генератора/инвертора длительностью 3.4 нс.



**Рисунок 11.** Осциллограмма импульсов генератора длительностью 3.4 нс.

## Факты

Итак, вот факты. Два инвертора, включенных параллельно, в этом приложении не работали. Проблема была устранена путем исключения одного из них и подключения последовательно с выходом оставшегося инвертора резистора увеличенного номинала для снижения токовой нагрузки на него.

Высокая чувствительность схемы к входному напряжению создает практические проблемы. Получение достаточно тихого входного напряжения представляет собой сложную задачу.

Отчасти помогает работа от батареи, но на практике это создает свои сложности. Сопутствующей проблемой являются помехи в источнике питания 5 В. Питание для второй схемы делителя на два на триггере U7 должно быть строго стабилизировано и максимально свободно от шумов и пульсаций, чтобы минимизировать джиттер сигнала генератора.

И, как было отмечено выше, для достижения приемлемой работы потребовались некоторые изменения номиналов нескольких компонентов.

Наконец, для более точного преобразования напряжения в частоту на более низких частотах, если это необходимо, потребуются более тщательное проектирование. Я оставляю решение этого вопроса на усмотрение пользователя.

На данный момент я удовлетворен схемой в ее нынешнем виде (чувствую, что пора сделать перерыв).

## Некоторые предложения по улучшению результатов

Схема усложняется из-за необходимости обеспечения ее работы от одного источника питания 5 В. Было бы проще использовать отдельные, хорошо стабилизированные и отфильтрованные источники питания для усилителей U1/U2, например, 14 В, стабилизированные до 11 В для положительного напряжения, и –5 В, стабилизированные до –2.5 В для отрицательного. (Для обоих источников питания используйте линейные стабилизаторы)!

Тогда входное напряжение сможет изменяться от 0 до 10 В, что в два раза снизит чувствительность входа и упростит проектирование более тихих источников питания для входного усилителя и цепей преобразования тока в напряжение на усилителях U1/U2.

На более низких частотах необходимо провести исследование, чтобы выявить причины нелинейности в этом диапазоне частот и обозначить изменения, которые могли бы улучшить работу схемы.

Другим вариантом было бы разделить рабочую область на два диапазона, например, от 100 кГц до 1 МГц и от 1 МГц до 100 МГц.

## Заключительный факт

После всех сделанных модификаций работа схемы впечатляет. Я считаю, что создание генератора с выходной частотой от 200 кГц до 113 МГц – это замечательный результат. Спасибо покойному Джиму Уильямсу [2] и жизнерадостному Стивену Вудворду [3] за то, что они помогли реализовать эту схему! **PL**

## Ссылки

1. Jim McLucas. [Смоделированный 100-мегагерцовый ПНЧ](#)
2. Jim Williams. [Преобразователь напряжение-частота с динамическим диапазоном 160 дБ и максимальной частотой 100 МГц](#)
3. Stephen Woodward. [100-мегагерцовый ПНЧ с зарядовым насосом ТВН](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC1G14](#)
3. [Datasheet Texas Instruments 74LVC1G74](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLA431](#)
5. [Datasheet Texas Instruments TLV9162](#)
6. [Datasheet Taiwan Semiconductor BAS40](#)
7. [Datasheet NXP BAT81](#)

# Обратноходовой AC/DC преобразователь 85-260 В AC в 12 В с трансформатором на сердечнике RM6

Hesam Moshiri

Power Electronics News

**И**золированный AC/DC обратноходовой преобразователь является наиболее распространенным типом источника питания для бытовых и промышленных устройств. Страх перед высоким напряжением сети и сложностью расчетов заставляют начинающих электронщиков и энтузиастов откладывать создание подобных схем. В этом проекте представлен импульсный AC/DC обратноходовой преобразователь, преобразующий переменное напряжение 50 Гц (85-260 В) в постоянное напряжение 12 В при токе нагрузки до 0.5 А (6 Вт), в котором используется минимум компонентов, как по цене, так и по количеству.

Ферритовый сердечник трансформатора – RM6, а микросхема контроллера – DK106. Индуктивность первичной обмотки трансформатора составляет 2 мГн, а частота переключения – 65 кГц. Стабилизация выходного напряжения осуществляется стабилитроном, а микросхема контроллера не нуждается ни во внешней шине питания, ни во вспомогательной обмотке трансформатора, что делает схему простой в освоении и использовании для начинающих радиолюбителей.

При работе над проектом использовались следующие ресурсы:

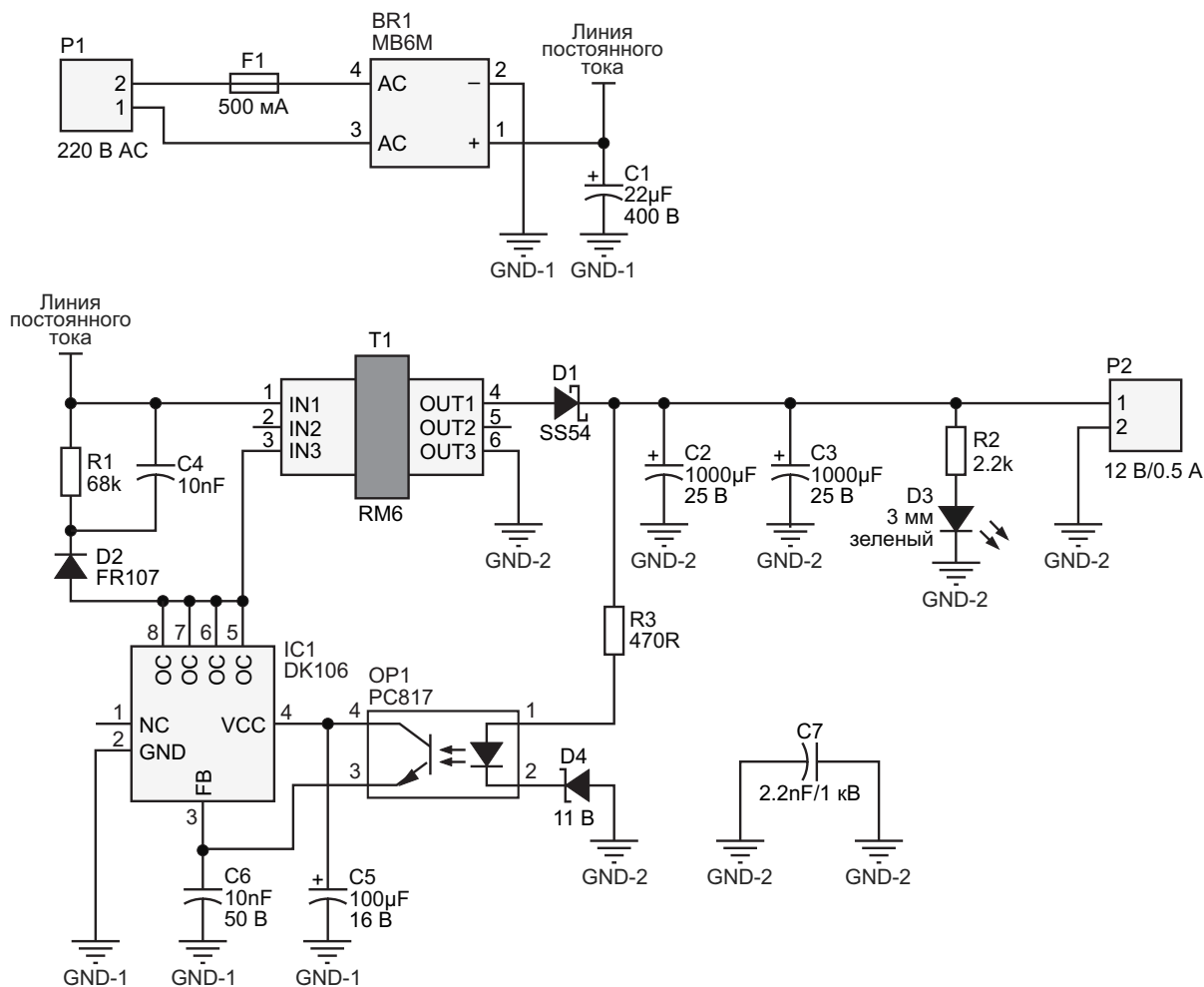
- САПР: Altium Designer;
- Измерительное оборудование:
  - Нагрузка постоянного тока Siglent SDL1020X-E;
  - Цифровой запоминающий осциллограф Siglent SDS2102X Plus;
  - Тепловизионная камера VEVOR SC240M.

## Анализ схемы

На Рисунке 1 показана принципиальная схема устройства. Сердцем схемы является микросхема контроллера DK106, которая делает ее простой, недорогой и легкой в сборке.

Согласно техническому описанию, контроллер DK106 имеет следующие особенности:

- Широкий диапазон входных переменных напряжений 85 В – 265 В.
- Двухкристальная конструкция с биполярным транзистором для снижения затрат.
- Цифровая схема высокой интеграции на МОП-транзисторах, управляющая биполярным транзисторным каскадом класса E для повышения устойчивости к высоким напряжениям.
- Собственный источник питания, не требующий внешней микросхемы и позволяющий снизить количество и стоимость компонентов.
- Внутренняя высоковольтная схема управления током, не требующая дополнительного резистора.
- Защита от перегрузки по току, перегрева, перенапряжения, короткого замыкания выхода и отказа оптопары.
- Внутренняя схема компенсации наклона пилы для поддержания устойчивости схемы при низких напряжениях и больших выходных токах.
- Внутренняя схема генератора ШИМ с контролем джиттера для сохранения характеристик ЭМС.



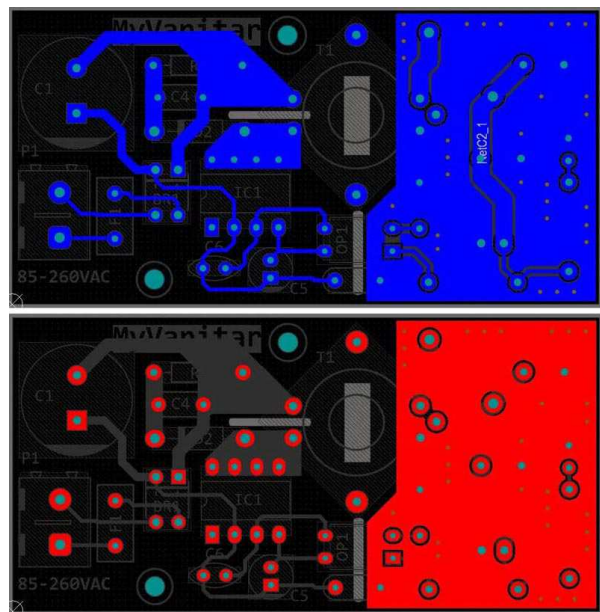
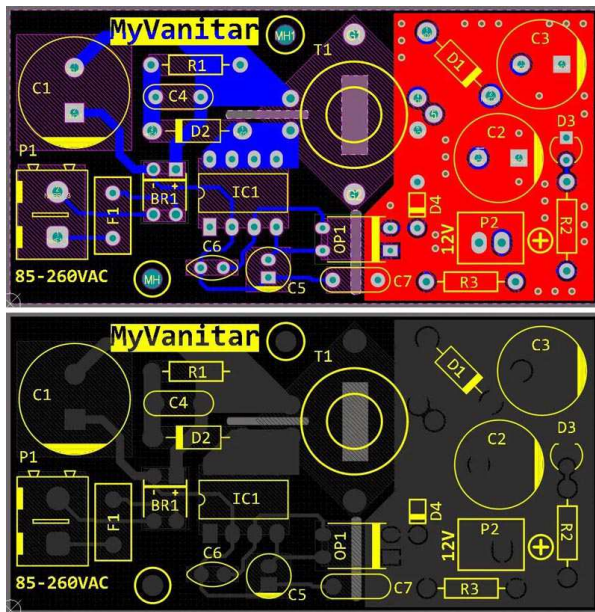
**Рисунок 1.** Принципиальная схема изолированного обратноходового AC/DC преобразователя, преобразующего напряжение 85-260 В переменного тока в постоянное напряжение 12 В при токе нагрузки до 0.5 А.

- Внутреннее преобразование частоты. Снижение частоты в условиях низкой нагрузки в соответствии с требованиями стандарта Европейского союза (мощность в режиме ожидания меньше 0.3 Вт); также снижает пульсации выходного напряжения.
- Схема управления пилообразным током для снижения мощности потерь микросхемы и повышения КПД схемы.
- Защита от статических разрядов до 4 кВ.

P1 – это клемма для входа переменного напряжения. F1 – предохранитель на ток 500 мА. Предпочтительно вместо F1 использовать плавкий резистор, поскольку это помогает еще больше очистить входное напряжение (RC-фильтр). BR – мостовой выпрямитель типа MB6M, а C1 – электролитический конденсатор 22 мкФ/400 В, сглаживающий

пульсации. Элементы R1, C4 и D2 образуют снабберную RCD цепь для подавления высоковольтных коммутационных выбросов и звона на стоке внутреннего MOSFET контроллера (выводы OC). Конденсаторы C5 и C6 используются для снижения уровня помех.

OP1 – оптоизолятор PC817, который обеспечивает гальваническую развязку контура обратной связи, позволяя контроллеру измерять выходное напряжение и регулировать коэффициент заполнения импульсов ШИМ на первичной обмотке трансформатора. D4 – стабилитрон на напряжение 11 В для стабилизации выходного напряжения, а резистор R3 ограничивает ток, протекающий через светодиод оптрона OP1. Конденсаторы C2 и C3 снижают уровень высокочастотных помех. 3-миллиметровый светодиод D3 индицирует правильную работу источника питания.

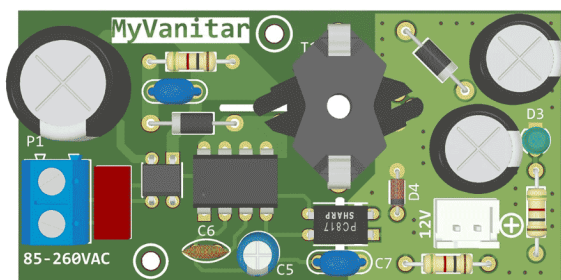


**Рисунок 2.** Разводка печатной платы изолированного обратногоходового AC/DC преобразователя.

## Компоновка печатной платы

Разводка печатной платы источника питания показана на Рисунке 2. Это простая в сборке и пайке двухслойная печатная плата, в которой использованы только компоненты для монтажа в отверстия.

Три изолирующих зазора (защита от токов утечки) сделаны для соответствия устройства требованиям стандартов безопасности высоковольтных печатных плат. Два сшитых полигона в выходной части схемы уменьшают длину и импеданс земляного контура, что снижает уровень помех и электромагнитных излучений. С этой же целью вывод стока MOSFET (вывод ОС микросхемы контроллера) должен располагаться как можно ближе к первичной обмотке трансформатора. Кроме того, снабберная цепь должна располагаться как можно ближе к трансформатору, а площадь токовых

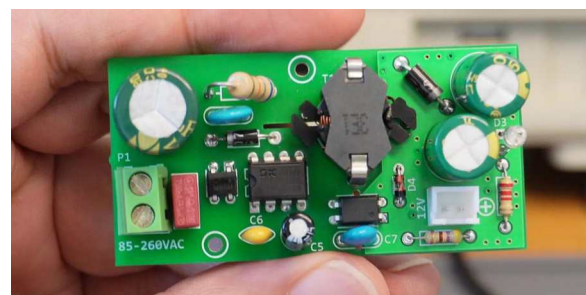


**Рисунок 3.** Схема размещения элементов на печатной плате.

петель следует свести к минимуму. На Рисунке 3 показан сборочный чертеж.

## Сборка

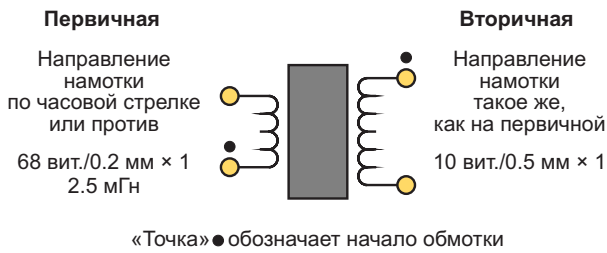
Фотография собранной печатной платы показана на Рисунке 4, из которого видно, что плату можно легко собрать с помощью обычного паяльника. Остатки флюса на печатной плате следует удалить 99%-ным изопропиловым спиртом, особенно вблизи высоковольтных компонентов. Остатки флюса могут привести к коротким замыканиям и нестабильной работе.



**Рисунок 4.** Печатная плата в сборе.

## Трансформатор

На Рисунке 5 показана схема намотки трансформатора. Использован ферритовый сердечник RM6.

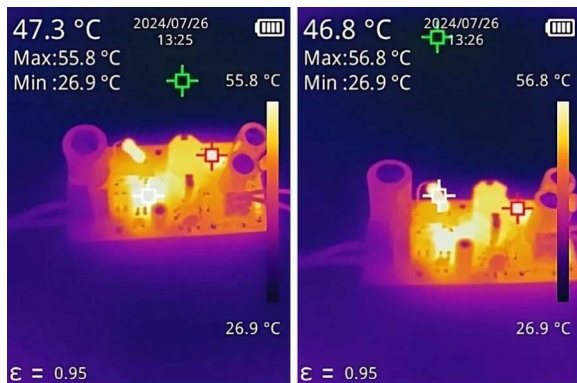


**Рисунок 5.** Трансформатор и указания по намотке.

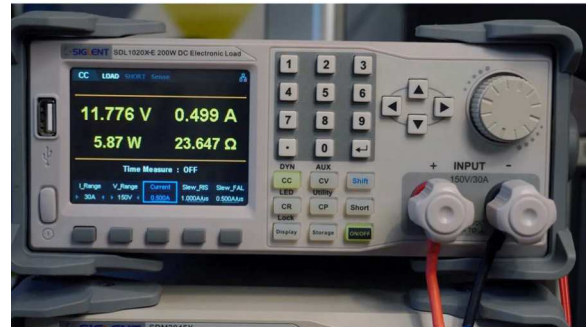
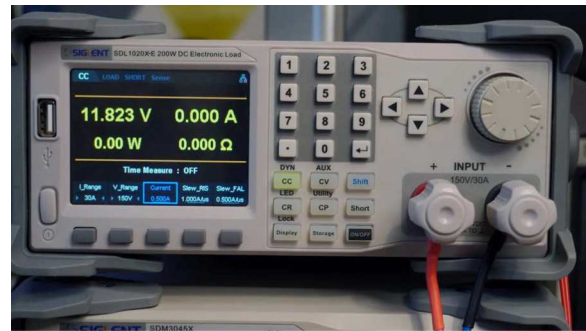
Начинайте с намотки первичной обмотки по часовой стрелке или против. Затем поместите каркас катушки в ферритовый сердечник и измерьте индуктивность первичной обмотки с помощью измерителя LCR. Если ваш измеритель LCR позволяет задавать частоту измерения, наилучшим значением будет 65 кГц (частота коммутации трансформатора), в противном случае установите 40 кГц. Шлифуйте центральный керн ферритового сердечника и измеряйте индуктивность первичной обмотки, пока не получите значение, максимально близкое к 2.5 мГн. Небольшое отклонение допустимо и не создаст проблем (например, 2.46 мГн или 2.54 мГн). Наконец, намотайте вторичную обмотку, соберите трансформатор и установите его на место.

## Тест

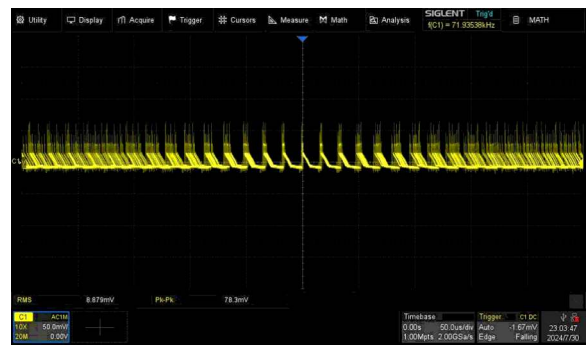
Этот источник питания был протестирован на стабильность выходного напряжения. Для проверки эффективности снаббера форма ШИМ-сигнала на выводе ОС контроллера (вывод стока внутреннего MOSFET) контролировалась на стабильность, наличие скач-



**Рисунок 6.** Тепловой портрет компонентов (ток нагрузки 500 мА в течение 15 мин). Входное напряжение 220 В.



**Рисунок 7.** Нестабильность выходного напряжения по нагрузке (нет нагрузки, нагрузка 0.5 А).

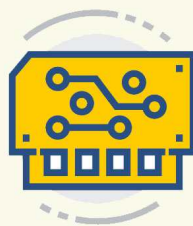


**Рисунок 8.** Помехи на выходе источника питания (ток нагрузки 500 мА).

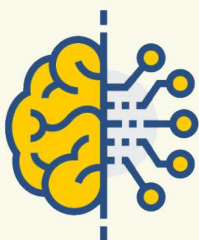
ков высокого напряжения и звона. На Рисунке 6 показан тепловой портрет компонентов после 15 минут максимальной рабочей нагрузки. Самая горячая точка была зафиксирована на выходном диоде Шоттки (около 56 °C), измеренная температура контроллера составила около 47 °C, а снабберного резистора – около 47 °C (температура окружающей среды составляла около 27 °C). Рисунок 7 позволяет оценить стабильность выходного напряжения, а на Рисунке 8 показаны выходные помехи при максимальном токе нагрузки. На Рисунке 9 показана осциллограмма сигнала на выводах ОС (относительно земли). На нем виден близкий к иде-



Радиодетали



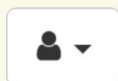
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

альному пример демпфирования высоковольтных всплесков и звона.

## Дополнительные улучшения

Включение RC-снаббера параллельно выходному диоду Шоттки может дополнительно снизить электромагнитные помехи ( $R = 10 \text{ Ом}/0.5 \text{ Вт}$ ,  $C = 1 \text{ нФ}/100 \text{ В}$ ). Плавкий резистор  $10 \text{ Ом}/1 \text{ А}$ , включенный вместо предохранителя F1, действует как RC-фильтр и помогает снизить высокочастотные помехи на входе переменного тока. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Dongke Semiconductor DK106](#)
2. [Datasheet First Silicon PC817](#)



**Рисунок 9.** Осциллограмма сигнала на выводах ОС (относительно земли).

3. [Datasheet Nanjing International Group SS54](#)
4. [Datasheet Won-Top Electronics FR107](#)
5. [Datasheet Vishay MB6M](#)

# Прецизионный источник тока, нечувствительный к напряжениям

Christopher Paul

EDN

## Простой источник тока

Давно известно, что простая комбинация MOSFET с обедненным каналом (а до того, как они стали доступны, – полевого транзистора с управляющим p-n переходом) и резистора позволяет создать простой и удобный источник тока, подобный показанному в правой части Рисунка 1.

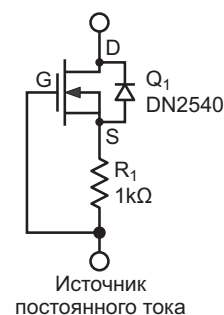
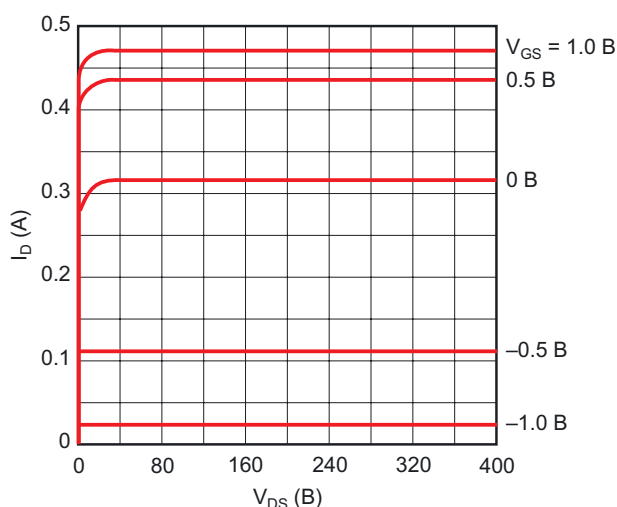
Это видно из левой части рисунка, на котором показаны зависимости тока стока от напряжения стока при различных напряжениях затвор-исток MOSFET DN2540. Как только напряжение на стоке поднимается выше определенного уровня, дальнейшее увеличение вызывает лишь очень небольшое увеличение тока стока (незаметное в данном масштабе). Этой простой схемы может быть достаточно для многих приложений, если не

считать того, что напряжение затвор-исток  $V_{GS}$ , требуемое для определенного тока стока, будет меняться в зависимости от температуры и производственного разброса. Для получения тока стока с любой требуемой степенью точности требуется что-то еще.

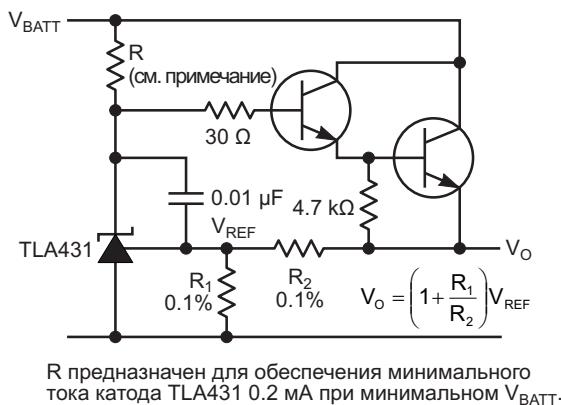
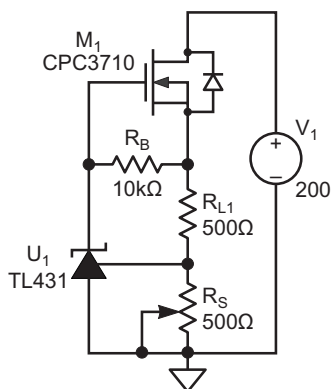
## Альтернативные схемы источников тока

И поэтому мы обращаемся к чему-то вроде схем на Рисунке 2.

В этих схемах мы видим микросхемы семейства 431, стабилизирующие напряжения истока MOSFET и эмиттера биполярного транзистора. Схема Texas Instruments справа нуждается в использовании конденсатора для подавления генерации, и мой опыт показывает, что он также необходим и для схемы IXYS слева.



**Рисунок 1.** Вольтамперные характеристики MOSFET DN2540, работающего в режиме обеднения, и схема простого источника тока, выполненного на его основе.



**Рисунок 2.** Источники тока с более предсказуемыми токами на основе MOSFET IXYS (слева) и на основе регулятора напряжения Texas Instruments (справа).

Хотя резисторы  $R_{L1}$ ,  $R_S$  и  $R_1$  пропускают к своим соответствующим транзисторам точные, хорошо стабилизированные токи, резисторы  $R_B$  и  $R$  этого не делают. Ток через  $R_B$  зависит от плохо контролируемого напряжения  $V_{GS}$ , а на ток через  $R$  влияют любые колебаний напряжения  $V_{BATT}$ .

Схема на MOSFET представляет собой истинно двухвыводной источник тока, поэтому нагрузка может быть подключена последовательно с источником тока как к его положительному, так и к отрицательному выводу. Но тогда на нагрузку всегда будет влиять плохо контролируемый ток через резистор  $R_B$ .

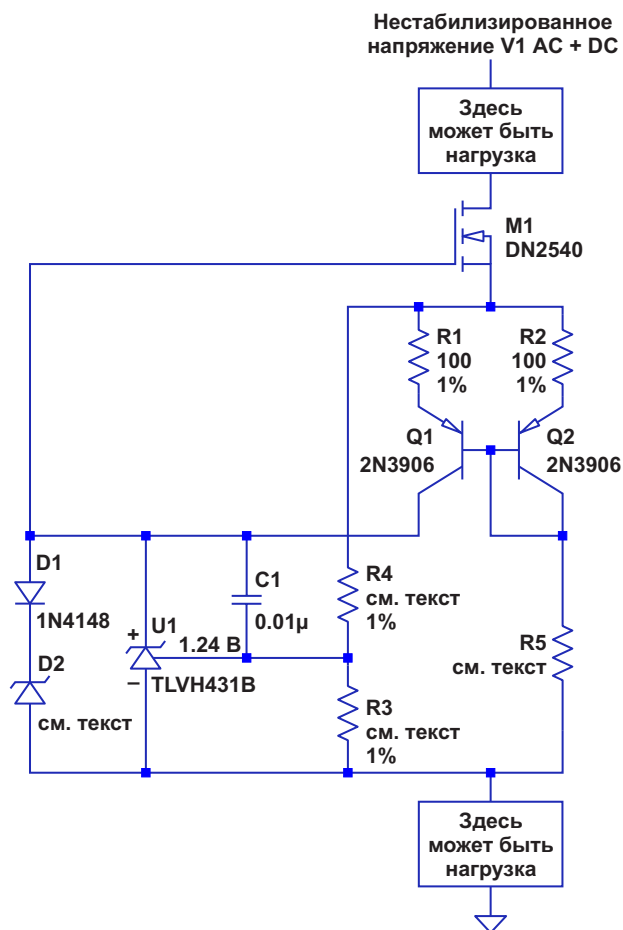
Биполярный транзистор является частью трехвыводной схемы, и для того, чтобы на нагрузку не влиял обусловленный напряжением  $V_{BATT}$  ток через резистор  $R$ , она может быть подключена только между  $V_{BATT}$  и коллекторами биполярных транзисторов. Тем не менее, изменения  $V_{BATT}$  могут привести к возникновению токов, которые не будут полностью подавлены на катоде TL431 и, следовательно, к возникновению неконтролируемых токов в биполярных транзисторах и, соответственно, в нагрузке.

### Истинно двухвыводной источник тока

Эти ограничения в характеристиках схемы показаны на Рисунке 3. При анализе я, как всегда, опираюсь на максимальные и минимальные значения из технических описаний, если они доступны, но, когда их нет, использую типовые значения и заявляю об этом.

Регулятор  $U_1$  устанавливает напряжение стока  $V_S$  равным

$$1.24 \times \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$$



**Рисунок 3.** Эта схема обеспечивает предсказуемые токи через  $U_1$  и  $M_1$ , а, следовательно, и через нагрузку. Это истинно двухвыводной источник тока, позволяющий подключать нагрузку как к его нижнему, так и к верхнему выводу.

и добавляет ток

$$\frac{V_S}{R_4 + R_3}$$

к току стока MOSFET.

Дополнительный ток стока определяется выражением

$$2 \times \frac{V_S - V_{BE(Q2)}}{R_2 + R_5}$$

Число «2» обусловлено тем, что токи, протекающие через резисторы  $R_2$  и  $R_1$  идентичны (без учета влияния эффекта Эрли на транзистор  $Q_1$ ). Ток через  $R_1$  практически постоянен независимо от значения  $V_{GS}$ . Этот ток обеспечивает работу регулятора  $U_1$ .

Точность полного постоянного тока, протекающего через нагрузку, ограничена отклонениями сопротивлений резисторов  $R_1$ – $R_5$ , точностью источника опорного напряжения  $U_1$  и величиной зависящего от температуры напряжения база-эмиттер  $V_{BE}$  биполярного транзистора. (Максимальный ток обратной связи микросхемы  $U_1$  в диапазоне рабочих температур составляет пренебрежимо малую величину 1 мкА).

Для работы микросхемы  $U_1$  требуется не менее 100 мкА, поэтому резистор  $R_5$  выбран таким, чтобы обеспечить ток 150 мкА. Согласно техническому описанию onsemi, при таком токе и в диапазоне рабочих температур  $Q_1$  типовое напряжение насыщения коллектор-эмиттер транзистора 2N3906 составляет 50 мВ. Добавьте это к 15 мВ, падающим на  $R_1$ , и в общей сложности получится 65 мВ, что является минимально достижимым значением напряжения затвор-исток  $V_{GS}$ .

Соответственно, мы немного, но не можем точно сказать на сколько, отстаем от максимального тока стока, гарантированного для транзистора (известны только напряжения  $V_{GS} = 25$  В и  $V_{GS} = 0$  В при 25 °С) в его техническом описании. С другой стороны, при прочих равных условиях, напряжение  $V_{GS}$ , равное –3.5 В, гарантирует ток стока менее 10 мкА. В этом случае микросхема  $U_1$  и схема в целом будут работать должным образом при напряжении  $V_S$ , равном 5 В.

Более высокие температуры могут потребовать более отрицательного напряжения  $V_{GS}$  (максимум на –4.5 мВ/°С) и, следовательно, больших значений  $V_S$  и, соответственно,  $R_5$ . Это необходимо для того, чтобы при любых условиях напряжение на катоде  $U_1$  оставалось выше 1.24 В.

Напряжение стабилитрона  $D_2$  было выбрано таким, чтобы в сумме с падением напряжения на диоде  $D_1$  оно было больше  $V_S$ , но меньше наименьшего из двух значений: максимально допустимого напряжения катод-анод микросхемы  $U_1$  (18 В) и максимально допустимого напряжения  $V_{GS}$  транзистора  $M_1$  (20 В). Небольшая емкость диода  $D_1$  экранирует остальную часть схемы от емкости стабилитрона, которая в противном случае могла бы привести к возбуждению. Диоды, вероятно, не нужны, но они служат дешевой защитой. При нормальной работе они не пропускают ток и не влияют на работу схемы.  $C_1$  обеспечивает стабильную работу.

Регулятор  $U_1$  стремится поддерживать постоянное напряжение стока  $V_S$  независимо от колебаний постоянного и переменного напряжения нестабилизированного источника питания  $V_1$ . Ему препятствуют (в порядке убывания) величина проводимости цепочки резисторов  $R_3 + R_4$ , падение усиления контура обратной связи  $U_1$  с ростом частоты, а также большое сопротивление и малая емкость сток-исток транзистора  $M_1$ . Тем не менее, схема, построенная на 400-вольтовом MOSFET  $M_1$ , демонстрирует удивительно хорошие результаты в тестовой схеме, представленной на Рисунке 4.

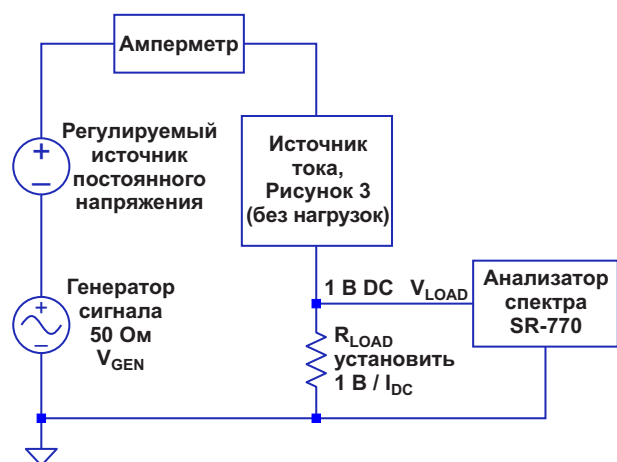
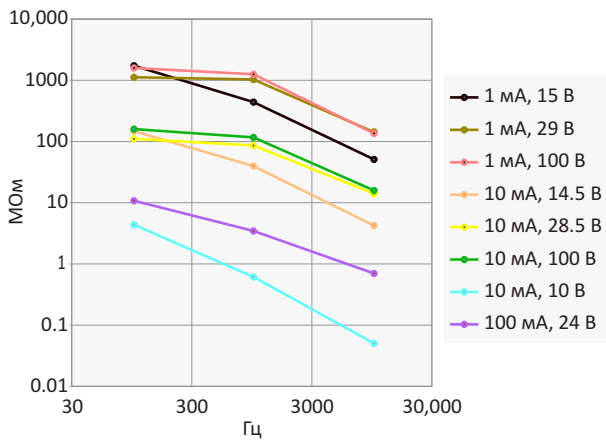


Рисунок 4. Схема, используемая для проверки сопротивления источника тока на Рисунке 3.



**Рисунок 5.** Построенные кривые сопротивления источника тока на Рисунке 3.

На Рисунке 5 показаны результаты некоторых измерений. Сопротивления в мегаомах рассчитываются по формуле

$$R_{LOAD} \times 10^{\frac{V_{LOAD}/V_{GEN}}{20}} \times \frac{1}{10^6}.$$

### Наблюдения

Из кривых на Рисунке 5 можно сделать несколько выводов. Главный из них заключается в том, что на низких частотах импеданс  $Z$  по переменному току примерно обратно пропорционален току. Более наглядно это выражается так:  $Z$  пропорционален сумме сопротивлений  $R_3 + R_4$ , которая задает величину тока. При большем сопротивлении изменения тока создают большие напряжения, которые микросхема 431 может использовать для стабилизации; то есть в цепи обратной связи схемы имеется больше усиления для увеличения импеданса.

Другое явление заключается в том, что на кривых тока 1 и 10 мА импеданс растет гораздо быстрее при увеличении частоты выше

1 кГц. Это согласуется с тем фактом, что коэффициент усиления TLVH431B остается более или менее пологим от постоянного тока до 1 кГц, а затем падает. Следующее явление несколько маскирует этот эффект при более высоком токе 100 мА.

Наконец, при всех токах видно преимущество работы при более высоких значениях напряжения  $V_{DS}$ . Это особенно заметно при максимальном токе 100 мА. И это согласуется с тем фактом, что, как видно из вольтамперных кривых MOSFET DN2540, показанных на Рисунке 1, чтобы кривые стали горизонтальными, при более высоких токах требуются более высокие напряжения.

### Прецизионный источник тока

Был представлен прецизионный высокоимпедансный источник тока, нечувствительный к напряжениям от среднего до высокого. Его двухвыводная структура позволяет последовательно с ним подключать нагрузку как к положительной, так и к отрицательной шине питания. В отличие от предыдущих конструкций, рабочий ток микросхемы регулятора 431 не зависит ни от напряжения питания истока, ни от напряжения  $V_{GS}$  его MOSFET. В результате обеспечивается более предсказуемый постоянный ток, а также более высокие импедансы по переменному току, чем можно было бы получить в противном случае. [РЛ](#)

### Материалы по теме

1. [Datasheet Littelfuse CPC3710](#)
2. [Datasheet Microchip DN2540](#)
3. [Datasheet Diodes TL431](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLA431](#)
5. [Datasheet Texas Instruments TLVH431B](#)



увеличением количества задействованных проводов. При этом часто упускаются из виду самые элементарные вещи. Хотя щупы и провода проверяются и перепроверяются, чтобы убедиться, что все подключено правильно, неправильная установка напряжения в лабораторном источнике питания может привести к катастрофическим последствиям и потребовать многочасовых усилий для восстановления схемы.

Спасти положение помогает схема, описанная в этой статье. Работа инженера по эксплуатации также приводит к накоплению множества оценочных плат, каждая из которых находится в состоянии доработки, некоторые из которых могут быть использованы для личных нужд. Эта схема основана на микросхеме MAX16126, которая представляет собой компонент защиты от перенапряжения и обратного напряжения подключенных к ней схем автомобильной электроники. Подобные события возникают из-за неправильного подключения автомобильного аккумулятора или сброса нагрузки, когда генератор отключается от аккумулятора, что приводит к повышению напряжения, подаваемого на электронику. Очень удобно сделать такую схему, немного переделав плату из оценочного комплекта MAX16126EVKIT.

## Схема

Как показано на Рисунке 1, MAX16126 – это контроллер защиты от сброса нагрузки, предназначенный для защиты компонентов автомобильной электроники от перенапряжения и переполюсовки. Он содержит встроенный зарядовый насос, который управляет двумя встречно включенными n-канальными MOSFET, обеспечивая низкий уровень потерь в прямом канале, если входное напряжение находится в определенном диапазоне, установленном с помощью внешних резисторов. Если входное напряжение становится слишком высоким или слишком низким, управляющее напряжение снимается с затворов MOSFET, и питание нагрузки прекращается. Микросхема MAX16127 аналогична MAX16126, но в случае перенапряжения она переходит на импульсное возбуждение MOSFET для поддержания напряжения на нагрузке. При возникновении обратного напряжения на входе внутренний резистор

сопротивлением 1 МОм, включенный между выводами GATE и SRC микросхемы MAX16126, обеспечивает запирающее MOSFET Q1 и Q2, предотвращая попадание отрицательного напряжения на выход. MOSFET включены встречно, чтобы исключить прохождение тока через паразитные диоды.

Вывод контроля пониженного напряжения (UVSET) используется для установки нижнего порога срабатывания схемы, а вывод контроля повышенного напряжения (OVSET) – для установки верхнего порога. Также имеется вывод TERM, подключенный через внутренний ключ к входному выводу; этот ключ разомкнут, когда устройство находится в выключенном состоянии, поэтому резистивные делители на выводах UVSET и OVSET не нагружают источник входного напряжения.

В данной конструкции вывод UVSET соединен с выводом TERM, поэтому MOSFET включаются, когда устройство достигает минимального рабочего напряжения 3 В. Вывод OVSET подключен к потенциометру, который регулируется для изменения порога срабатывания схемы при повышенном напряжении. Чтобы задать максимальное значение этого порога, необходимо установить минимальное сопротивление потенциометра, а для минимального значения – максимальное. Микросхема выключает MOSFET, когда напряжение на выводе OVSET поднимается выше 1.225 В. Пороги срабатывания защиты от перенапряжения должны быть ограничены диапазоном 5–30 В, поэтому над и под потенциометром добавлены резисторы, определяющие значения верхнего и нижнего порогов. Стабилитроны, подключенные к выводам UVSET и OVSET, ограничивают напряжение на этих выводах до уровня менее 5.1 В.

Предполагая, что используется потенциометр 47 кОм, можно рассчитать сопротивления верхнего и нижнего резисторов на Рисунке 1.

Для получения порога срабатывания 30 В используется формула (1):

$$\frac{R3}{R2 + 47 \text{ кОм} + R3} \times 30 \text{ В} = 1.225 \text{ В}. \quad (1)$$

Порог срабатывания 5 В рассчитывается по формуле (2):

$$\frac{R3 + 47 \text{ кОм}}{R2 + 47 \text{ кОм} + R3} \times 5 \text{ В} = 1.225 \text{ В}. \quad (2)$$

Приравнивая предыдущие формулы, получаем формулу (3):

$$\begin{aligned} \frac{R3}{R2 + 47 \text{ кОм} + R3} \times 30 \text{ В} = \\ = \frac{R3 + 47 \text{ кОм}}{R2 + 47 \text{ кОм} + R3} \times 5 \text{ В}. \end{aligned} \quad (3)$$

Отсюда находим величину сопротивления R3:

$$\begin{aligned} 30 \times R3 = 5 \times (R3 + 47 \text{ кОм}), \\ R3 = 9400 \text{ Ом}, \end{aligned} \quad (4)$$

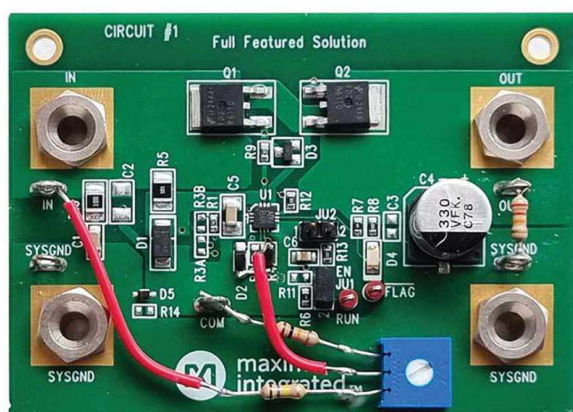
и сопротивления R2:

$$R2 = 173,804 \text{ Ом}. \quad (5)$$

Исходя из рассчитанных сопротивлений, выберем R3 = 10 кОм и R2 = 180 кОм. Это дает верхний порог 29 В и нижний порог 5.09 В – значения, идеально подходящие для лабораторного источника питания 30 В.

## Тестирование

На Рисунке 2 показан макет печатной платы. Схема была протестирована при пороговом напряжении срабатывания, установленном на уровне 12.0 В.

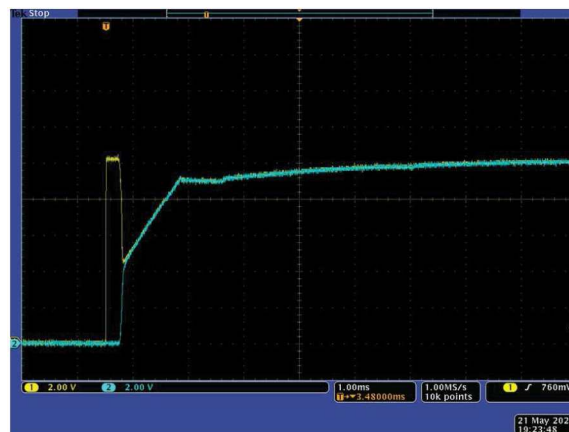


**Рисунок 2.** Модифицированный оценочный набор.

Измеренное напряжение нижнего порога составило 5.06 В, а верхнего – 28.5 В. При входном напряжении 10 В и токе нагрузки 1 А напряжение между входом и выходом составило 19 мВ, что соответствует указанному в

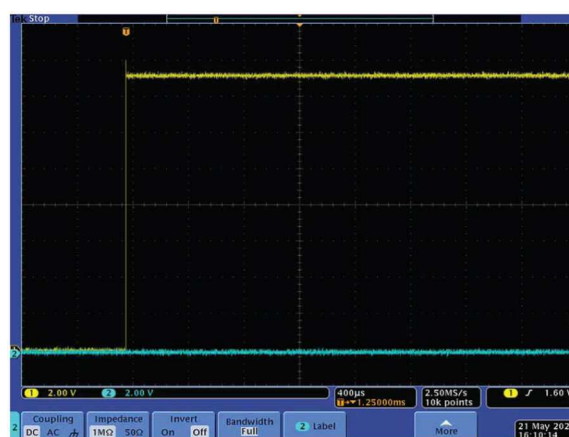
техническом описании сопротивлению открытого канала MOSFET около 10 мОм.

На Рисунке 3 показана реакция схемы на ступенчатое увеличение входного напряжения на 10 В. Желтая осциллограмма соответствует входному напряжению, а синяя – выходному. Порог срабатывания был установлен равным 12 В, поэтому входное напряжение проходило на выход с очень малым падением.



**Рисунок 3.** Отклик схемы на подачу на вход микросхемы MAX16126 скачка напряжения 10 В.

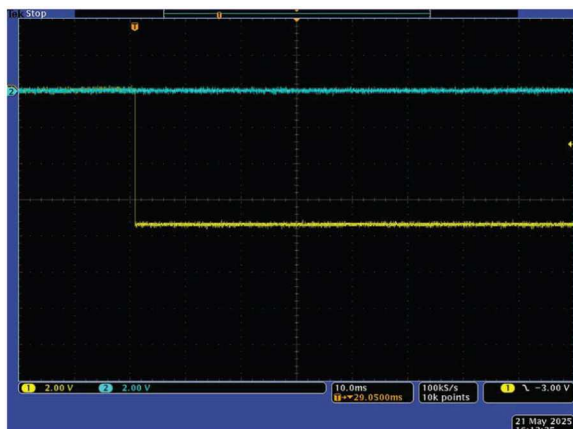
Входное напряжение было увеличено до 15 В и проведено повторное тестирование. Как видно из Рисунка 4, выходное напряжение остается на уровне 0 В.



**Рисунок 4.** Отклик схемы на подачу на вход микросхемы MAX16126 скачка напряжения 15 В.

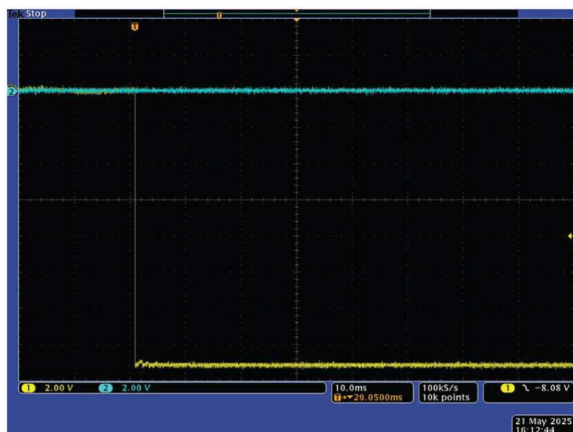
Полярность входного напряжения была изменена на противоположную, и на вход

был подана ступенька  $-7$  В. Результаты показаны на Рисунке 5.



**Рисунок 5.** Отклик схемы на подачу на вход микросхемы MAX16126 скачка напряжения  $-7$  В.

Отрицательное входное напряжение было увеличено до  $-15$  В и снова подано на вход схемы. Результаты показаны на Рисунке 6.



**Рисунок 6.** Отклик схемы на подачу на вход микросхемы MAX16126 скачка напряжения  $-15$  В.

Следует соблюдать осторожность, измеряя напряжения на выводах затворов MOSFET при отрицательном входном напряжении. Как

видно из Рисунка 1, паразитный диод транзистора Q1 подтягивает выводы двух истоков к входу схемы, находящемуся под отрицательным напряжением. Между выводами GATE и SRC микросхемы MAX16126 имеется внутренний резистор  $1$  МОм, поэтому при касании выводов затворов MOSFET щупом осциллографа сопротивлением  $1$  МОм, контакт «земля» которого подключен к земле системы, щуп действует как резистор  $1$  МОм, подтягивающий затворы к шине  $0$  В. Поскольку входное напряжение отрицательное, между  $0$  В, напряжением затвора и истоком Q2 образуется резистивный делитель, который подтягивается к отрицательному потенциалу паразитным диодом транзистора Q1. Когда в результате входное напряжение оказывается ниже удвоенного напряжения включения Q2, этот MOSFET открывается, и выходное напряжение становится отрицательным. Эту проблему устранил использование щупа с более высоким импедансом.

## Заключение

Простая модификация платы из оценочного комплекта для микросхемы MAX16126 обеспечивает надежную защиту нагрузки от аварийных событий, вызванных кратковременной потерей внимания пользователя при лабораторном тестировании схем. При использовании компонентов с номиналами из оценочного комплекта схема представляет собой устройство защиты с малыми потерями, рассчитанное на напряжение до  $90$  В при токах нагрузки до  $50$  А. **РЛ**

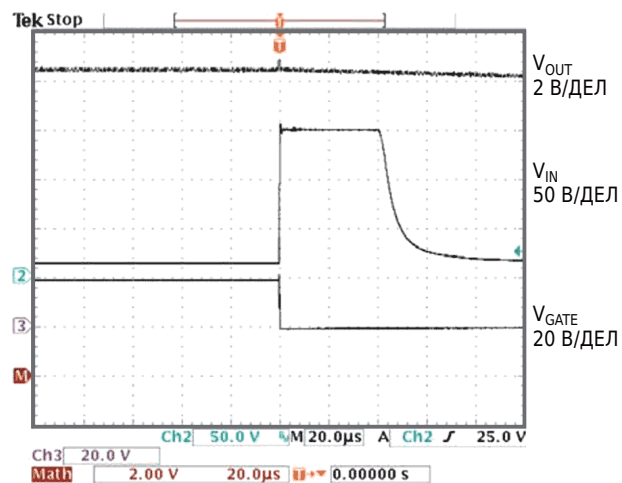
## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices MAX16126](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics BAT46](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor CMHZ5231B](#)
4. [Datasheet Central Semiconductor CMPZ5245B](#)
5. [Datasheet Central Semiconductor CMZ5946B](#)
6. [Datasheet ISC FDD86110](#)



В схеме, питающей нагрузки током до 1 А от линии с номинальным напряжением 12 В, драйвер коммутатора верхнего плеча IC<sub>1</sub> полностью открывает выключатель питания. Максимальный ток нагрузки можно увеличить, заменив элементы D<sub>1</sub> и Q<sub>1</sub>. Для защиты от пониженного напряжения питания в микросхеме IC<sub>1</sub> предусмотрена соответствующая функция блокировки, которая разрешает работу только при входном напряжении, превышающем 10 В. Для защиты от перенапряжений в схему включен трехтранзисторный детектор повышенного напряжения без тока смещения, срабатывающий за 50 нс, когда входное напряжение достигает приблизительно 20 В. В этот момент транзистор Q<sub>4</sub> замыкает затвор силового ключа на землю, жестко запирая его. Рост напряжения сначала включает стабилитрон D<sub>2</sub>, который защищает микросхему, ограничивая напряжение на ней примерно до 18 В. Падение напряжение от тока стабилитрона, протекающего через резистор 2.2 кОм, открывает транзистор Q<sub>2</sub>. Это действие запускает быструю последовательность: транзистор Q<sub>3</sub> открывается, открывая транзистор Q<sub>4</sub>, который запирает MOSFET Q<sub>1</sub>, быстро разряжая его затворную емкость.

Чтобы проверить работоспособность схемы, можно приложить к шине питания импульс амплитудой 150 В в то время, когда с выхода схемы в нагрузку выдается ток 1 А при напряжении (Рисунок 2). Внутреннее сопротивление источника скачка напряжения составляет 1 Ом, а время воздействия – 1 мкс.



**Рисунок 2.** Подача импульса амплитудой 150 В на вход питания  $V_{IN}$  схемы на Рисунок 1 практически не влияет на выходное напряжение  $V_{OUT}$ .

В нормальном режиме работы схема потребляет 20 мкА, включая 3 мкА, идущие через делитель напряжения на входе детектора пониженного напряжения, и 17 мкА, потребляемые самой микросхемой IC<sub>1</sub>. Если ваша конструкция требует работы при высоких температурах, учтите, что выходной ток управления затвором микросхемы IC<sub>1</sub> относительно невелик. В расчетах конструкции для работы при высоких температурах также следует уделять повышенное внимание токам утечки, которые вносят другие компоненты схемы. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices MAX1614](#)
2. [Datasheet ISC IXFH26N50](#)

# Схема улучшает смещение для GaAs полевых транзисторов

Tom Roberts

EDN

При питании ВЧ/СВЧ GaAs МОП-транзисторов или микросхем монолитных СВЧ-усилителей важно соблюдать правильную последовательность подачи напряжений. Эти устройства чрезвычайно чувствительны к уровням напряжений на стоке и затворе, а также к порядку включения и выключения этих напряжений. Усилителю на GaAs МОП-транзисторах, для питания которого используются два напряжения смещения – отрицательное  $V_{GG}$  на затворе и положительное  $V_{DD}$  на стоке, – до подачи напряжения  $V_{DD}$  требуется наличие напряжения  $V_{GG}$ . При выключении усилителя, прежде чем напряжение  $V_{GG}$  изменится с отрицательного значения на 0 В, напряжение  $V_{DD}$  должно опуститься до нуля. На Рисунке 1 показана схема отключения, часто встречающаяся во многих технических описаниях регуляторов

напряжения. В схеме используется ключевой транзистор 2N3904, который подтягивает вывод ADJ к земле и отключает регулятор напряжения. Но эта схема не устанавливает выходное напряжение регулятора равным нулю, а вместо этого снижает его до уровня опорного напряжению регулятора 1.25 В. Состояние, при котором напряжение на затворе GaAs полевого транзистора или микросхемы равно 0 В, а на стоке – 1.25 В, может привести к повреждению устройства. Например, для усилителя мощности МААМ26100-PI требуется напряжение 8 В для  $V_{DD}$  и –5 В для  $V_{GG}$ . При напряжении 1.25 В на шине  $V_{DD}$  и 0 В на шине  $V_{GG}$  микросхема потребляет ток, примерно в три раза превышающий номинальный, что может привести к серьезному отказу. На Рисунке 2 показана усовершенствованная схема регулируемого стабилизатора.

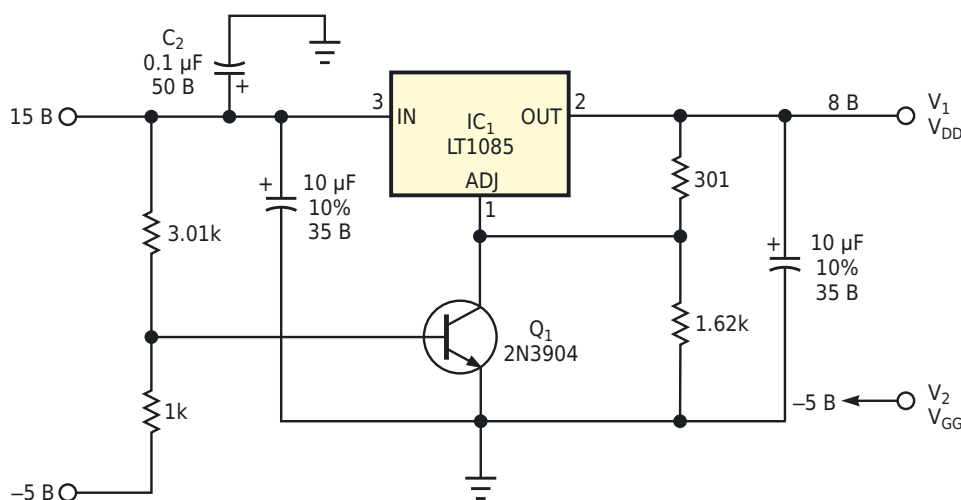
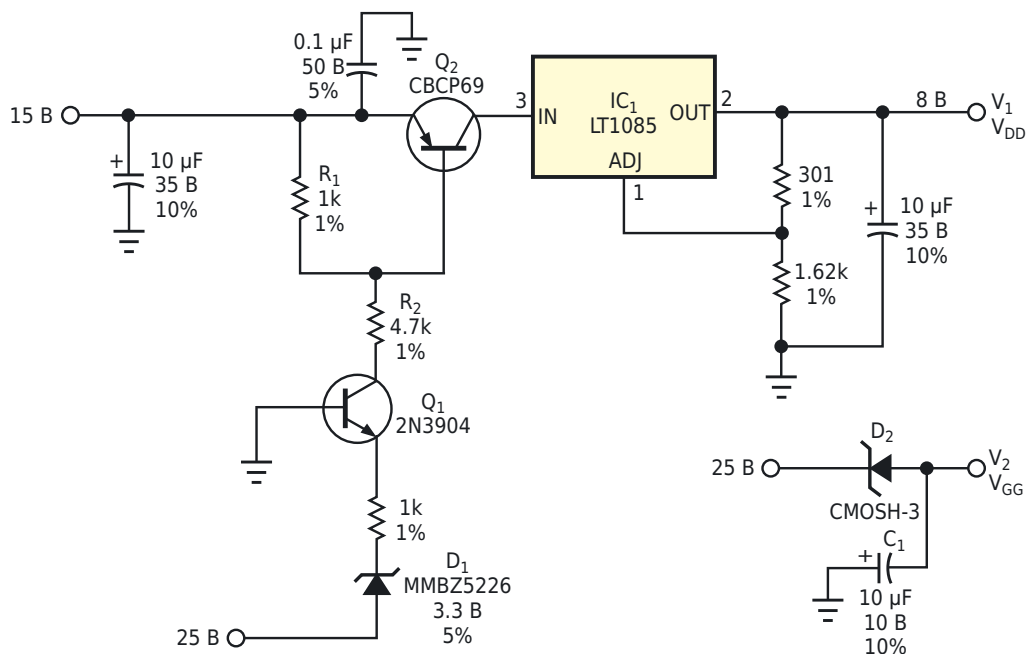


Рисунок 1. Схема улучшает смещение GaAs полевых транзисторов.



**Рисунок 2.** Эта схема обеспечивает безопасную последовательность включения и выключения питания чувствительных GaAs полевых транзисторов и микросхем.

Проходной транзистор средней мощности  $Q_2$  (CBCP69) подключается к входу регулятора напряжения для отключения стабилизированного выходного напряжения. В режиме отключения напряжение на выходе регулятора равно нулю. Во включенном режиме транзистор  $Q_1$  насыщается и активирует делитель напряжения, состоящий из резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Транзистор  $Q_2$  насыщается, и выходное напряжение увеличивается с 0 до 8 В. Благодаря задержке распространения в цепи переключающего транзистора выходное напряжение 8 В устанавливается после того, как напряжение питания  $-5$  В изменится с 0 на  $-5$  В. Диод  $D_1$  устанавливает порог отключения напряжения  $-5$  В примерно на уровне  $-4$  В, чтобы минимизировать задержку между спадом до нуля напряжения  $-5$  В и переключением регулятора с 8 В на 0 В. Чтобы гарантировать, что напряжение  $V_{GG}$  останется равным  $-5$  В после выключения регулятора  $IC_1$ ,

можно использовать высокое сопротивление затвора полевого транзистора и низкий ток утечки диода Шоттки. Сочетание высокого сопротивления затвора GaAs полевого транзистора, низкого тока утечки диода Шоттки  $D_2$  и емкости  $10$  мкФ конденсатора  $C_1$  обеспечивает большую постоянную времени RC для шины  $V_{GG}$  при отключенном питании  $-5$  В (то есть, при 0 В). Постоянная времени RC, определяемая сопротивлением утечки диода Шоттки, сопротивлением затвора полевого транзистора и емкостью конденсатора  $C_1$ , больше чем постоянная времени шины  $V_{DD}$ . Помимо низкого тока утечки, диод  $D_2$  имеет низкое ( $0.1$  В) прямое падение напряжения. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1085](#)
2. [Datasheet Central Semiconductor CBCP69](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor CMOSH-3](#)
4. [Datasheet Vishay MMBZ5226](#)

# Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА

Jayapal Ramalingam

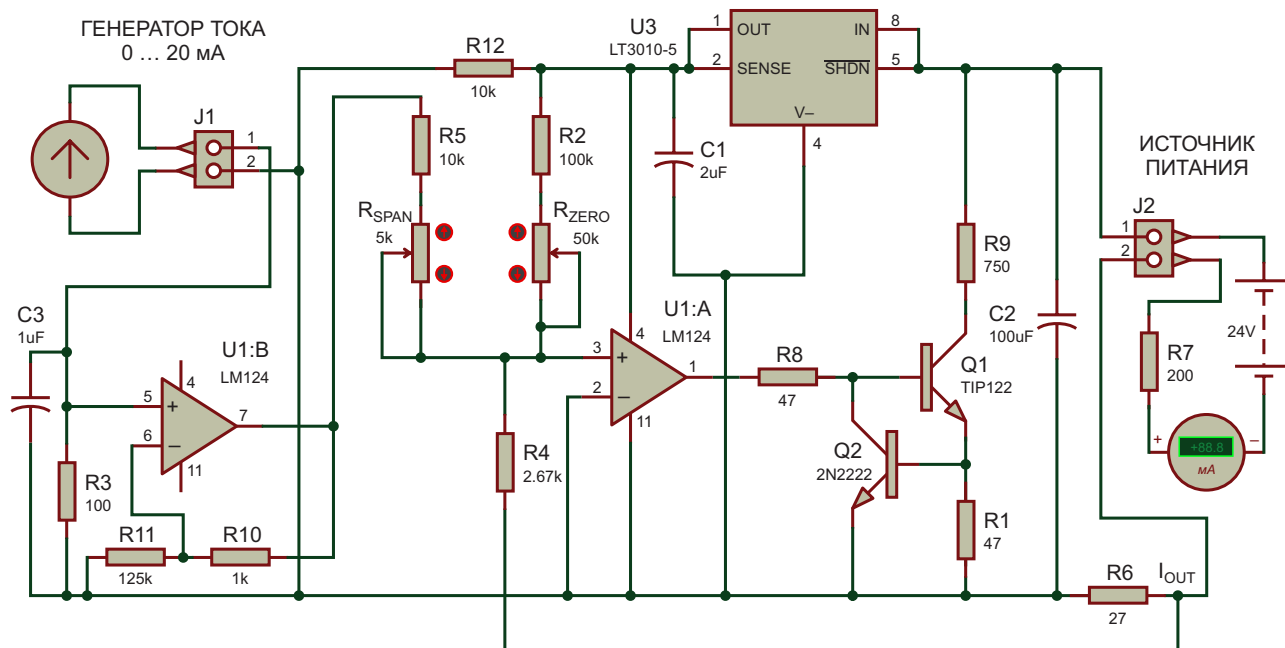
EDN

Термин «токовая петля 4-20 мА» популярен среди инженеров-электронщиков, работающих в измерительной и обрабатывающей отраслях. Полевые датчики давления, температуры, расхода и т. д. выдают токовые сигналы 4-20 мА, соответствующие параметрам процесса.

Для мониторинга, регистрации и управления этими параметрами процесса промышленное оборудование, такое как пультовые помещения (расположенные на расстоянии

от полевых объектов), будет содержать распределенную систему управления (PCU) или программируемый логический контроллер (ПЛК). Это оборудование будет по одному проводу подавать на типичный датчик постоянное напряжение 24 В и по другому проводу получать ток, пропорциональный параметру процесса.

Обычно для подключения напряжения питания и земли требуется два провода, и еще два необходимы для подключения токо-



**Рисунок 1.** Схема модуля преобразователя тока источника 0–20 мА в ток петли 4–20 мА. Для точной настройки потенциометры  $R_{SPAN}$  и  $R_{ZERO}$  могут быть многооборотными с выводами для монтажа на печатную плату. Транзистор Q1 должен быть установлен на радиатор.

вого сигнала. Таким образом, двухпроводная система сокращает стоимость кабеля на 50%. Следовательно, все полевые устройства в обрабатывающей промышленности должны быть приспособлены к этой двухпроводной системе. РСУ/ПЛК должны получать ток в диапазоне от 4 до 20 мА. Нулевой ток указывает на обрыв кабеля.

Тем не менее, существует оборудование, например, газоанализаторы, которые выдают обычный выходной ток 0-20 мА. Для подачи в пульт РСУ/ПЛК эти сигналы должны быть преобразованы в формат тока петли 4-20 мА.

Схема на Рисунке 1 делает именно это.

## Как это работает

Подключите источник питания 24 В, цифровой амперметр и нагрузочный резистор к разъему J2, как показано на Рисунке 1.

Затем подключите генератор тока к разъему J1. Этот ток протекает через резистор R3 и преобразуется в напряжение.

Выходное напряжение усилителя U1B равно этому напряжению, умноженному на выражение  $(1+(R10/R11))$ , которое почти равно единице. Назовем это напряжение  $V_{SPAN}$ . Выходное напряжение регулятора U3 назовем  $V_{REG}$ . Соответствующие токи обозначим  $I_{SPAN}$  и  $I_{REG}$ .

Через узел на выводе 3 усилителя U1A походят три тока. Проанализируем основные соотношения для этой цепи:

$$I_{SPAN} = \frac{V_{SPAN}}{R5 + R_{SPAN}},$$

$$I_{ZERO} = \frac{V_{REG}}{R2 + R_{ZERO}}.$$

Третий ток, проходящий через резистор R4, равен:

$$I_{OUT} \times \frac{R6}{R4 + R6}.$$

Сумма токов узла на выводе 3 микросхемы равна:

$$0 = I_{SPAN} + I_{ZERO} - I_{OUT} \times \frac{R6}{R4 + R6},$$

$$I_{OUT} = (I_{SPAN} + I_{ZERO}) \left( 1 + \frac{R4}{R6} \right).$$

В этой схеме отношение R4/R6 выбрано равным 99, поэтому:

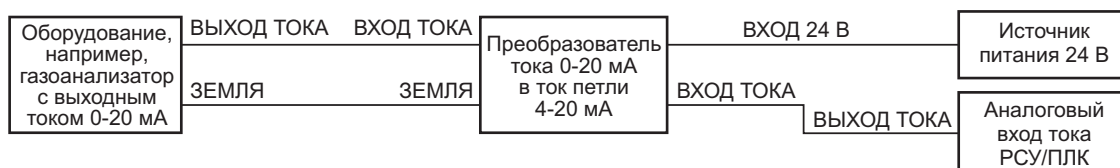
$$I_{OUT} = 100 \times (I_{SPAN} + I_{ZERO}).$$

Усилитель U1A и транзистор Q1 в замкнутом контуре управления стабилизируют ток через резистор R6 в соответствии с приведенной выше формулой. Регулятор U3 понижает входное напряжение 24 В до стабилизированных 5 В, необходимых для работы схемы.

Резистор R12 обеспечивает небольшой ток нагрузки регулятора. Элементы Q2 и R1 ограничивают выходной ток на уровне примерно 26 мА.

## Как откалибровать эту схему

- Подключите источник питания 24 В к разъему J2 через нагрузочный резистор 200 Ом и цифровой амперметр, как показано на Рисунке 1. Подключите генератор тока к разъему J1, как показано на том же рисунке.
- Сохраняйте ток равным нулю. Регулировкой потенциометра  $R_{ZERO}$  установите ток  $I_{OUT}$  равным 4 мА.
- Теперь подайте от генератора ток 20 мА. Регулировкой потенциометра  $R_{SPAN}$  установите ток  $I_{OUT}$  равным 20 мА.
- Повторите настройки несколько раз, чтобы получить правильные значения. Теперь этот преобразователь тока откалиброван.



**Рисунок 2.** Блок-схема, показывающая подключение преобразователя тока к промышленному оборудованию.

## Как повысить точность

Эта схема обеспечивает точность лучше 1%. Для повышения точности выбирайте компоненты с более строгими допусками номиналов.

После регулятора U3 можно добавить микросхему источника опорного напряжения 2.5 В. Подключите R2 и R<sub>ZERO</sub> к этому опорному напряжению. Тогда сопротивление резистора R2 будет равно 50 кОм, а R<sub>ZERO</sub> – 20 кОм.

На Рисунке 2 показано, как этот модуль преобразователя тока подключается между

полевым передатчиком и пультовой РСУ/ПЛК. Убедитесь, что в линии, ведущей к полемому передатчику, установлен подходящий ограничитель перенапряжений.

Для этого модуля не требуется отдельный источник питания. Его можно размещать в полевых условиях рядом с оборудованием, выдающим ток от 0 до 20 мА. [ПЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics LM124](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT3010](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor TIP122](#)

# Водитель ритма дыхания для оздоровительных процедур

Михаил Басков

## Аннотация

Автор делится проверенным на себе методом ритмичного дыхания для снятия стресса и лучшей переносимости ОРЗ при помощи прибора, описываемого ниже. При этом автор не претендует на оригинальность схемотехнического решения.

Связь дыхания с мозговой деятельностью и обменными процессами в организме общеизвестна. Существует несколько признанных врачебным сообществом школ лечебного и оздоровительного дыхания, главной идеей которых является ритмичное дыхание с обязательными паузами между вдохом и выдохом и между выдохом и вдохом.

Длительность фаз дыхательного цикла варьируется для достижения различных

эффектов. Так, например, для умеренного возбуждения нервной деятельности вдох должен быть длиннее выдоха, а для релаксации – наоборот. Однако базовым ритмом дыхания признается равенство длительности вдоха, выдоха и пауз между ними. Этим достигается наилучший результат для повседневной практики.

Ещё во времена модной болезни я сделал для всех членов семьи маленькие гаджеты – водители ритма дыхания, помогающие ритмично дышать.

Со временем мы перестали ими пользоваться, но в этом декабре нас посетил особо злобный ОРЗ, одним из симптомов которого стало поражение дыхательных органов. Пришлось отыскать все приборчики, зарядить их и пустить в дело. Благодаря ритмичному дыханию болезнь прошла у всех быстро

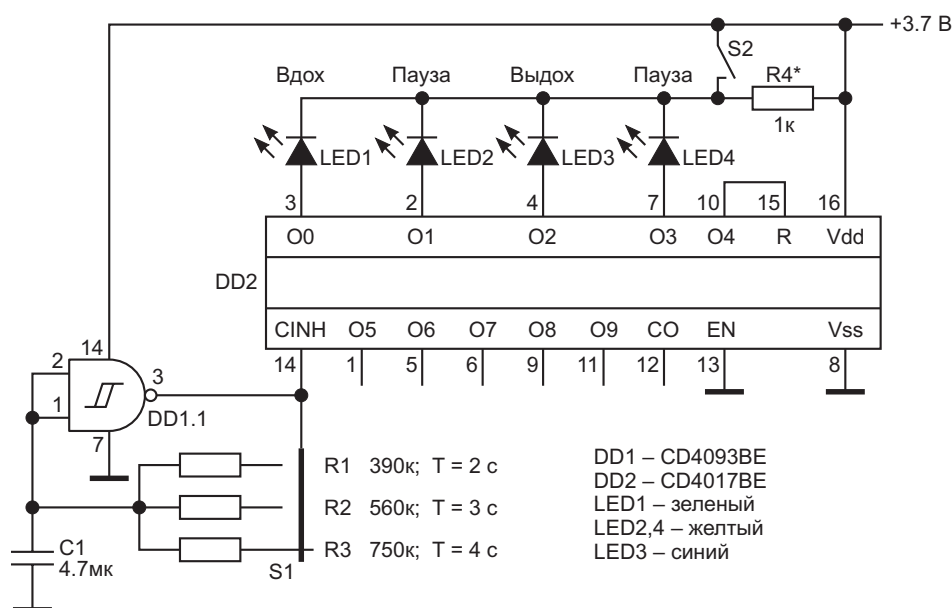


Рисунок1. Принципиальная схема водителя ритма дыхания.

и без осложнений. Поэтому я решил поделиться с читателями идеей прибора, схема которого изображена на Рисунке 1.

Генератор D1.1 вырабатывает прямоугольные импульсы, период которых определяется резисторами R1 – R3, выбираемых переключателем S1. При указанных на схеме номиналах резисторов R1 – R3, период следования импульсов составляет 2, 3 и 4 секунды. Это среднестатистическое время каждой фазы дыхательного цикла для детей, женщин и мужчин соответственно.

Прямоугольные импульсы с выхода генератора D1.1 поступают на счетный вход счетчика D2, к выходам которого подключены светодиоды LED1 – LED4, свечение которых задает ритм дыхательного цикла. Переключатель S2 уменьшает яркость светодиодов до комфортного уровня при использовании прибора в ночное время. Средний ток потребления составляет 1.2 мА для дневного режима и 0.5 мА для ночного режима.

Прибор собран в корпусе с размерами 50 × 30 × 10 мм и питается от Li-Po аккумулятора на 150 мА·ч, для зарядки которого использован модуль TP4056.

## Практические рекомендации

Длительность сеанса дыхания с лечебной целью не должна быть менее 20 минут.

## Загрузки



[Видео прибора с фазами дыхательного цикла. Если увеличить громкость можно услышать звук дыхания](#)



Для успокоения и засыпания достаточно 5-10 минут.

Если вы решите повторить этот простейший, но очень полезный прибор, можете исключить переключатель S1 и выбрать подходящую именно для вас длительность фазы дыхательного цикла. Для этого следует по секундомеру измерить время полного вдоха и затем подобрать подходящее значение резистора R1.

Такой прибор при желании можно реализовать на простейшем микроконтроллере, а для уменьшения размера четыре светодиода можно заменить одним RGB светодиодом.

## Заключение

Применение описанного выше прибора не является обязательным для выполнения дыхательной гимнастики. Вы можете просто считать про себя, ориентируясь на сердечный ритм, как это делают йоги, однако это возможно только в том случае, если ваш сердечный ритм в покое составляет около 60 ударов в минуту.

Желаю всем чистого дыхания и долгих лет жизни! **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4017BE](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4093BE](#)

# Игнорирование опорного напряжения регулятора

Stephen Woodward

EDN

Управление регуляторами с помощью ЦАП (с использованием ШИМ или других источников сигналов) – популярная тема в рубрике Конструкторские идеи. Есть даже особый аспект этой темы, который часто вызывает бурные и противоречивые (даже конфликтные) дискуссии.

Это многочисленные и разнообразные возможности интеграции в конструкцию внутреннего источника опорного напряжения регулятора. Обсуждение, как правило, становится особенно оживленным (а схема – сложной), когда конструкция предусматривает получение выходных напряжений ниже внутреннего опорного напряжения регулятора.

Что можно сделать, чтобы упростить (и снизить накал) дискуссии?

Старое эмпирическое правило гласит, что когда один аспект проблемы усложняет реше-

ние, иногда можно найти простое (и лучшее) решение, просто проигнорировав этот аспект. Итак, я решил, просто для интереса, попробовать решить проблему с опорным напряжением регулятора. Результат показан на Рисунке 1.

Простая теория работы, представленная на Рисунке 1, основана на дифференциальном усилителе A1.

$$V_o = V_{OMAX} \left( \frac{V_{DAC}}{V_{DACMAX}} \right)$$

Если  $V_{DACMAX} \geq V_{OMAX}$ , то

$$R1a = \frac{R5}{\frac{V_{DACMAX}}{V_{OMAX}} - 1}$$

R1b опустить.

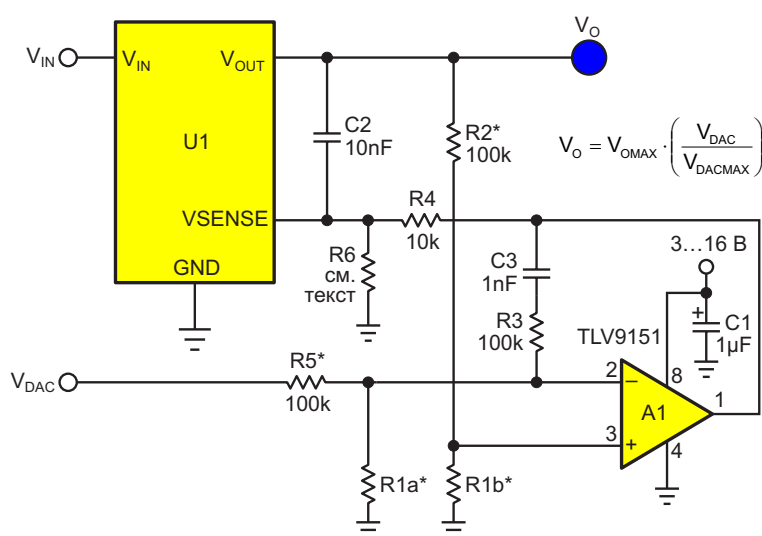


Рисунок 1. ЦАП управляет регулятором, игнорируя напряжение его внутреннего опорного источника.

Если  $V_{\text{OMAX}} \geq V_{\text{DACMAX}}$ , то

$$R1b = \frac{R2}{\frac{V_{\text{OMAX}}}{V_{\text{DACMAX}}} - 1},$$

R1a опустить.

Усилитель A1 вычитает (соответственно ослабленный) входной управляющий сигнал  $V_{\text{DAC}}$  из выходного напряжения  $V_{\text{O}}$  микросхемы U1 и интегрирует разницу в паре с цепью обратной связи R3C3. Получаемая отрицательная обратная связь, подаваемая на вывод  $V_{\text{SENSE}}$  микросхемы U1, не зависит от напряжения  $V_{\text{SENSE}}$  на этом выводе и, следовательно, не зависит от внутреннего опорного напряжения регулятора U1.

Таким образом, устраняется влияние точности (и неточности) внутреннего источника опорного напряжения регулятора U1, а значит, устраняется и проблема его интеграции в конструкцию.

Оказывается, потенциал достижения действительно высокой точности фактически повышается, если игнорировать опорное напряжение регулятора, поскольку оно все равно редко бывает лучше 1%.

В показанной на Рисунке 1 схеме точность в конечном итоге ограничивается только ЦАП, а высокоточные ЦАП можно собрать без больших затрат. В качестве примера смот-

рите «Хороший, простой и достаточно точный 16-разрядный ЦАП с ШИМ-управлением» [1].

Еще одна приятная особенность заключается в том, что в схеме на Рисунке 1 в цепь обратной связи не просачивается нежелательный ток смещения. Это смещение обычно составляет десятки микроампер и при небольшой выходной нагрузке может мешать выходному напряжению приблизиться к истинному нулю ближе, чем на десятки милливольт. Здесь такой проблемы нет, если только не учитывать пикоамперы (подсказка: они не считаются).

И я уже упоминал, что это просто?

Да, конечно. Что касается резистора R6: в зависимости от напряжения питания, подаваемого на вывод 8 микросхемы A1, и максимально допустимого напряжения на выводе  $V_{\text{SENSE}}$  регулятора U1, может существовать вероятность перенапряжения. Если так, отрегулируйте соотношение сопротивлений R4/R6, чтобы предотвратить это. В противном случае R6 можно не устанавливать. **PL**

## Ссылка

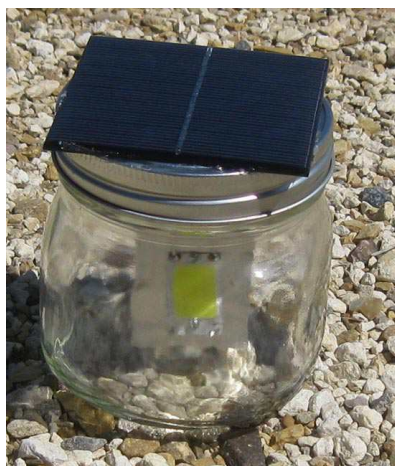
1. Christopher Paul. [Хороший, простой и достаточно точный 16-разрядный ЦАП с ШИМ-управлением](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLV9151](#)

# Солнечный светильник в банке для консервирования

David A. Johnson



За прошедшие годы я модернизировал несколько приобретенных в магазине садовых светильников на солнечных батареях. Я заменял светодиоды, солнечную панель, аккумулятор и схему управления. В результате освещение становилось гораздо лучше. Общим при использовании покупных садовых светильников было разочарование их конструкцией. Они настолько примитивны, что со временем внутрь попадают вода и



Рисунок 1. Банка для консервирования объемом 0.7 л.

насекомые и выводят их из строя. На случай чрезвычайных ситуаций было бы неплохо иметь светодиодный светильник, который можно было бы выставить на улицу, на солнечный свет, чтобы в течение дня собирать энергию, а затем зажечь свет в помещении, чтобы обеспечить некоторое освещение ночью в течение полных 12 часов.

Если бы я собирался сделать такой портативный светильник с нуля, я бы выбрал стеклянную банку для консервирования (Рисунок 1). Такие банки продаются повсюду. У некоторых даже есть стеклянная ручка, чтобы светильник можно было носить как подсвечник. Плотное прилегание крышки банки обеспечивает чистоту и прозрачность внутренних компонентов. Все детали, включая светодиодную лампу, можно установить внутри.

Классическая банка объемом 0.7 л, показанная на Рисунке 1 слева, отлично подошла бы. Та, что с ручкой, была бы еще лучше. Я предлагаю использовать банку с широким горлом и подходящей крышкой. Чтобы внутренняя поверхность не запотевала от влаги, я также предлагаю положить внутрь пакетик силикагеля.

Диаметр горлышка широкогорлой банки составляет около 7.5 сантиметров. Для размещения аккумулятора и платы управления я купил в магазине товаров для дома фитинг из ПВХ диаметром 5 сантиметров. Я отрезал от него кольцо высотой 2.5 см (Рисунок 2). Используя в качестве фрезы большое сверло, я сделал во внутренней части фитинга четыре круглых лунообразных выреза. Этого хватило, чтобы разместить рядом три NiMH аккумулятора типоразмера AA. В крышке банки я просверлил отверстие диаметром 3 мм.



Рисунок 2. Отрежьте кольцо от фитинга трубы из ПВХ.



Рисунок 3. 10-элементная солнечная панель 5 В/160 мА.

Я припаял два провода к нижней стороне 10-элементной 5-вольтовой солнечной панели 75 × 75 мм с выходным током 160 мА (Рисунок 3), а затем пропустил их через отверстие, прежде чем приклеить солнечную панель к крышке банки. Я обнаружил, что лучше всего подходит прозрачный клей E6000. После того, как солнечная панель была приклеена на место, я приклеил фитинг



Рисунок 4. Кольцо из ПВХ, приклеенное к крышке банки.

из ПВХ к нижней стороне крышки банки (Рисунок 4). Я спаял три NiMH-элемента типоразмера AA последовательно и припаял провода к положительному и отрицательному концам получившегося блока. Затем я вставил три аккумулятора внутрь фитинга (Рисунок 5). Наконец, я приклеил плату управления поверх батарейного блока, добавив пластиковую прокладку между батарейным блоком и платой. Затем к светодиоду были припаяны два жестких провода от платы.



Рисунок 5. Три NiMH аккумуляторных элемента типоразмера AA внутри кольца.

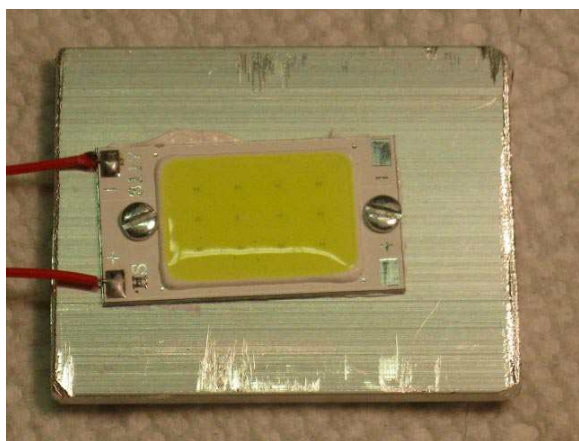


Рисунок 6. Сборка из 12 светодиодов.

Я обнаружил, что сборка из 12 кристаллов светодиодов на плате (chip-on-board, COB), показанная на Рисунке 6, создает приятный широкий световой поток. Излучаемого света достаточно для чтения или приготовления пищи.

Схема управления, которую я использовал, показана на Рисунке 7. Между солнечной панелью и аккумуляторной батареей подключен диод Шоттки 1N5817. Диод предотвращает обратную утечку тока в панель в ночное время. Микросхема триггера Шмитта контролирует напряжение на солнечной панели и включает светодиод ночью. 15-омный резистор ограничивает ток светодиода примерно до 50 мА. Я использовал солнечную панель из 10 элементов с общим напряжением 5 В и номинальным током 160 мА.

Если вы хотите увеличить интенсивность света лампы-банка, можно установить гораздо более мощную 10-элементную 5-вольтовую солнечную панель с номинальным током

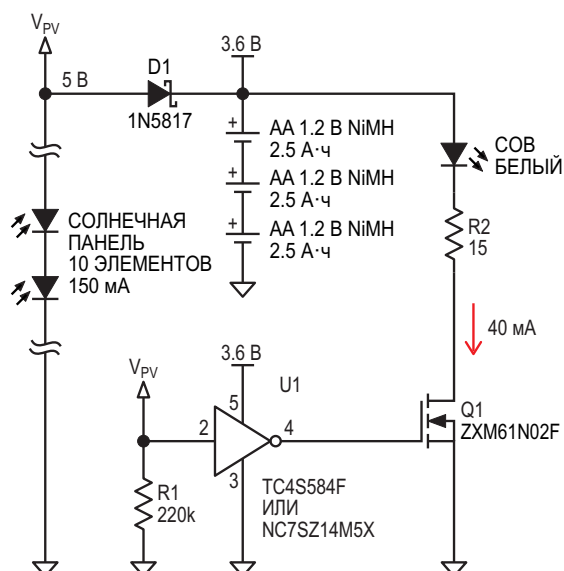


Рисунок 7. Схема управления.

600 мА. В этом светильнике можно использовать 6 NiMH-аккумуляторы, которые, соединенные параллельно-последовательно, образуют батарею напряжением 3.6 В и емкостью 5 ампер-часов. Затем можно увеличить ток светодиода примерно до 200 мА с помощью последовательного резистора сопротивлением 3.3 Ом. В результате получается действительно очень яркий свет, достаточный для освещения целой комнаты. Однако при более высоком токе я рекомендую закрепить светодиод на алюминиевой пластине, которая будет служить радиатором. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi NC7SZ14](#)
2. [Datasheet Toshiba TC4S584F](#)
3. [Datasheet Diodes ZXM61N02F](#)
4. [Datasheet Fairchild 1N5817](#)

# До глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА

Stephen Woodward

EDN

**В** этой статье предлагается альтернативное решение для приложения, заимствованного у постоянного участника раздела Конструкторские идеи Р. Джаяпала, представленного в статье «Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА» [1].

Схема преобразует входной токовый сигнал 0-20 мА, создаваемый, например, некоторыми контрольно-измерительными приборами, в стандартный промышленный выходной сигнал токовой петли 4-20 мА.

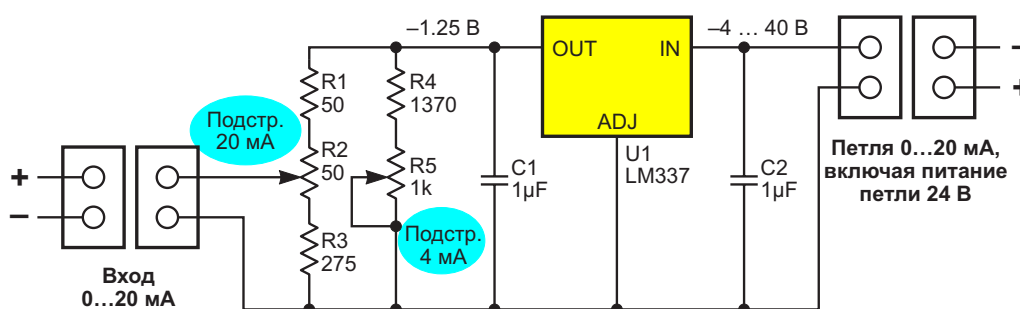
Схема показана на Рисунке 1. Она основана на (очень) старом знакомом – трехвыводном регуляторе LM337. Вот как это работает.

Фиксированное сопротивление цепи  $R1 + R2 + R3$ , работающей параллельно с регулируемой парой  $R4 + R5$ , создает общую нагрузку 312 Ом на выход регулятора U1,

напряжением на котором равно 1.25 В. В результате при нулевом входном токе ток петли, подстроенный потенциометром R5, составляет  $1.25/312 = 4$  мА (см. последовательность калибровки, подробно описанную ниже).

К этому добавляется ток от 0 до 16 мА, полученный из входного тока 0-20 мА путем расщепления тока в соотношении 4:1, обеспечиваемого делителем тока, образованным цепочкой  $R1/R2/R3$  и точно подстроенным потенциометром R2 (аналогично, калибровка описана ниже).

Обратите внимание, что 4 мА ниже гарантированного минимального тока стабилизации для LM337. На самом деле, большинство из них будут работать и при вдвое меньшем токе, но вам может попасться прожорливый вариант. Так что просто имейте это в виду.



**Рисунок 1.** Цепи управления током на основе регулятора U1 и резисторов R1–R5 преобразуют входной сигнал 0-20 мА в выходной сигнал 4-20 мА.

Результатом является точное преобразование входного тока 0-20 мА в ток петли 4-20 мА. Точность и стабильность преобразования не зависят от сопротивления движка подстроечного резистора R2 благодаря несколько необычной топологии входной цепи.

Калибровка представляет собой четырехэтапную линейную (однопроходную, без итераций) последовательность:

1. Подайте на вход ток 0.0 мА.
  2. Регулировкой R5 установите ток петли 4.00 мА.
  3. Подайте на вход ток 20.0 мА.
  4. Регулировкой R2 установите ток петли 20.00 мА.
- Готово.

Входное напряжение составляет минус 1.0 В. На выходной петле падает напряжения от 4 В (минимум) до 40 В (максимум). Максимальная температура окружающей среды, при которой микросхему U1 можно использовать без радиатора, равна 100 °С. Резисторы должны быть прецизионными, а подстроечные резисторы – многооборотными металло-керамическими или аналогичными. **РЛ**

### Ссылка

1. Jayaraj Ramalingam. [Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА](#). РадиоЛоцман, 2025, 11-12, [стр. 108](#).

### Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM337](#)



Предпочтительное значение  $R_G$  – сопротивление одного резистора, включаемого между землей и выводом обратной связи FB, – обычно указывается в техническом описании.

С учетом постоянного напряжения  $V_{FB}$  на выводе FB регулятора, сопротивление резистора  $R_3$  выбрано таким, чтобы усилитель  $U_{2A}$  выдавал напряжение  $V_{SUP}$  не меньше 3.0 В. Элементы  $C_7$  и  $R_3$  обеспечивают отсутствие генерации в композитном источнике даже при наличии развязывающего конденсатора  $C_6$ . Конденсатор  $C_6$  необходим для правильной работы микросхемы SN74AC04  $U_1$ .

Характеристики схемы определяют следующие формулы, где  $V_{MAX}$  – желаемое максимальное выходное напряжение регулятора:

$$R_3 = \left( \frac{V_{SUP}}{V_{FB} - 1} \right) \cdot 10 \text{ кОм},$$

$$R_{G1} = R_G \cdot \left( \frac{1 - V_{FB}/V_{MAX}}{1 - V_{FB}/V_{SUP}} \right),$$

$$R_{G2} = R_G \cdot \left( \frac{R_{G1}}{R_{G1} - R_G} \right),$$

$$R_F = R_G \cdot \left( \frac{V_{MAX}}{V_{FB} - 1} \right).$$

Они позволяют выходному напряжению регулятора достигать нуля вольт (если он на это способен), когда на входы ШИМ подаются импульсы с максимально возможным коэффициентом заполнения.

Шесть инверторов микросхемы  $U_1$  являются частями двух отдельных каналов ШИМ, композитный выходной сигнал которых может обеспечивать разрешение до 16 бит. Резисторы  $R_A$  и  $R_B + R_C$  устанавливают коэффициент 256 для относительной значимости каналов ШИМ.

Если требуется разрешение восемь бит или меньше, то резисторы  $R_A$  и  $R_B$ , а также наименее значимый канал ШИМ, можно исключить, и все шесть инверторов включить параллельно.

Указанные минимальные требования к частоте ШИМ важны, поскольку при их соблюдении пиковые пульсации на выходе последующего фильтра составляют менее  $2^{-16}$  от полного диапазона композитного сигнала

ШИМ. Этот фильтр состоит из элементов  $R_A$ ,  $R_B + R_C$ ,  $R_5 - R_7$ ,  $C_3 - C_5$  и  $U_{2B}$ .

## Ошибки

Наиболее строгие требования к минимизации погрешностей предъявляются к регуляторам с низкими и высокоточными опорными напряжениями. Возьмем для примера 600 мВ и точность 0.5%, и мы получим максимальную выходную погрешность регулятора в 3 мВ. (Конечно, это слишком строгое ограничение, поскольку предполагает использование нулевых допусков резисторов, устанавливающих выходное напряжение. Если бы рассматривались резисторы с допуском 0.1%, мы бы добавили 0.2%, чтобы получить ошибку 0.7% и более 4 мВ).

В целом, ошибки возникают из-за неидеальных соотношений сопротивлений резисторов и разброса номиналов компонентов, из-за входных напряжений и токов смещения операционного усилителя, а также из-за нелинейности выходного сопротивления инвертора SN74AC04. Резисторы с допуском 0.1% достаточно дешевы.

## Соотношения сопротивлений резисторов

При номинальном равенстве сопротивлений такие резисторы, образуя отношение, вносят погрешность в худшем случае  $\pm 0.1\%$ . Для резисторов с разными сопротивлениями наихудшее значение ошибки составляет  $\pm 0.2\%$ . К важным соотношениям относятся:

- $R_{G1}$ ,  $R_{G2}$  и  $R_F$ ;
- $R_3$  и  $R_4$ ;
- $R_A$  и  $R_B + R_C$ .

Регулятор используется с разными соотношениями сопротивлений резисторов  $R_F$  и  $R_G$ .

Пары  $R_{G1}$  и  $R_{G2}$ ,  $R_3$  и  $R_4$ ,  $R_A$  и  $R_B + R_C$  требуются для ШИМ-управления.

Ошибка, вносимая соотношением  $R_A/(R_B+R_C)$ , составляет  $\pm 0.2\%$ , но поскольку речь идет максимум о 8-битных ШИМ, эта ошибка составляет менее единицы младшего значащего бита.

Пара  $R_{G1}$ ,  $R_{G2}$  вносит погрешность не более  $\pm 0.2\%$ .

Пара резисторов  $R_3$ ,  $R_4$  определяет худший случай  $\pm 0.2\%$ . Все эти ошибки меньше упомянутых ранее 0.5%.

## Температурный дрейф

Наихудшее входное напряжение смещения усилителя OPA2376 в диапазоне температур составляет 25 мкВ. Даже если усилитель  $U_{2A}$  имеет коэффициент усиления 5 для преобразования 600 мВ на выводе FB в 3 В, это напряжение составит всего 125 мкВ.

Ток смещения не превышает 10 пА при 25 °С, но для 125 °С приводится только типовое значение 250 пА.

Из двух операционных усилителей сопротивление на входе больше у  $U_{2B}$ . Но, чтобы создать смещение даже в 1 мВ, его входной ток должен превышать 6 нА, поэтому эти операционные усилители безупречны.

Чтобы определить выходное сопротивление инвертора  $U_1$ , нужно воспользоваться приведенным в его техническом описании минимальным напряжением высокого логического уровня, которое при напряжении питания 3 В и токе нагрузки 12 мА составляет 2.46 В. Это означает, что максимальное сопротивление для каждого инвертора равно 45 Ом, что для пяти параллельно включенных инверторов дает нам 9 Ом. (Максимальное падение напряжения при логическом нуле на выходе и токе 12 мА меньше, что дает меньшее сопротивление, но мы не знаем, насколько меньше, поэтому вынуждены исходить из худшего варианта – смехотворных 0 В)!

Если считать, что в динамике конденсатор  $C_3$  представляет короткое замыкание, то пять инверторов нагружены сопротивлением 35 кОм, что приводит к ошибке менее 0.03%.

## Подведение итогов

Для регулятора и его выходного диапазона может потребоваться еще более высокое напряжение, но входное напряжение  $V_{IN}$  должно превышать 3.2 В. Это связано с тем, что согласно техническому описанию усилителя  $U_1$ , при нагрузке 2 кОм и более разница между максимальными уровнями выходного напряжения и напряжениями шин питания не превышает 80 мВ. (Я добавил небольшой запас, но он необходим только для случая максимального выходного напряжения).

Следует задать значение  $V_{MAX}$  немного выше необходимого, чтобы выходному напряжению  $U_{2B}$  не приходилось опускаться до земли. Тогда небольшое отрицательное напряжение для питания  $U_2$  не потребуется. Кроме того, входное напряжение должно быть меньше 5.5 В, чтобы не превышать предельно допустимого для  $U_2$  значения. Если регулятору необходимо большее напряжение  $V_{IN}$ , соответствующее питание  $U_2$  может обеспечить недорогой LDO стабилизатор.

Допускаю, что этот проект может показаться чрезмерно сложным, но я хотел посмотреть, что может потребоваться для достижения поставленных мною целей. Но кто знает, может быть, для кого-то он или какой-то его аспект окажется полезным. **РЛ**

## Материалы по теме

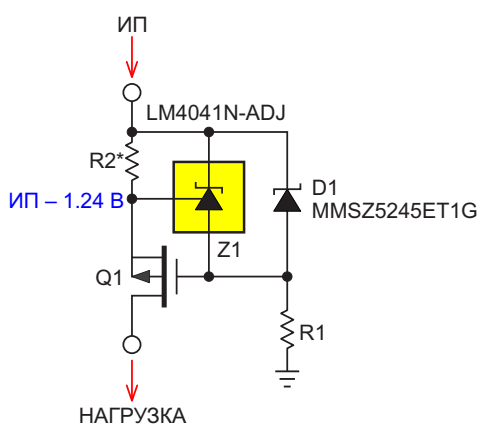
1. [Datasheet Texas Instruments OPA2376](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74AC04](#)

# Двухвыводной прецизионный источник тока с широким рабочим диапазоном

Stephen Woodward

EDN

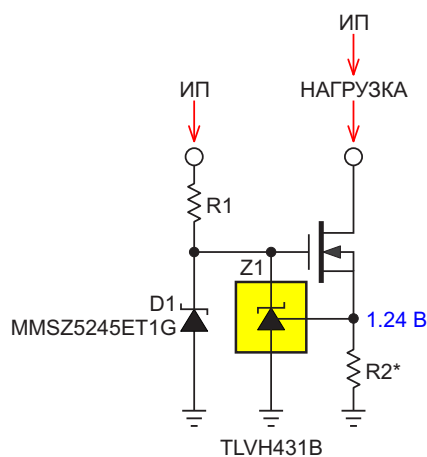
Прецизионные источники тока – интересная задача аналогового проектирования. Существует множество хороших схем, но большинство из них – трехвыводные, которые можно использовать как источник положительной (см. Рисунок 1) или отрицательной (Рисунок 2) полярности, но не обеих одновременно с помощью одной и той же схемы.



**Рисунок 1.** Типичный трехвыводной [источник питания (ИП), земля и нагрузка] прецизионный источник положительного тока, обеспечивающий точность 1% или лучше. Выходной ток составляет  $1.24 \text{ В}/R2$ .

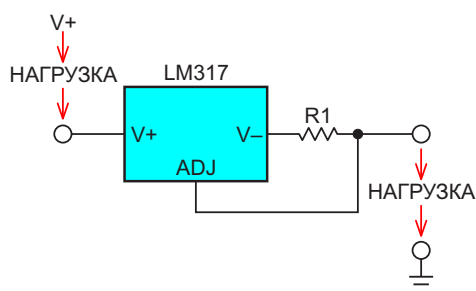
Существуют двухпроводные схемы, преимуществом которых является возможность любой полярности подключения. Некоторые из них просты и недороги, но несколько ограничены в плане характеристик. Классический пример показан на Рисунке 3.

Удивительно, но эта старая, но проверенная временем схема состоит всего из двух

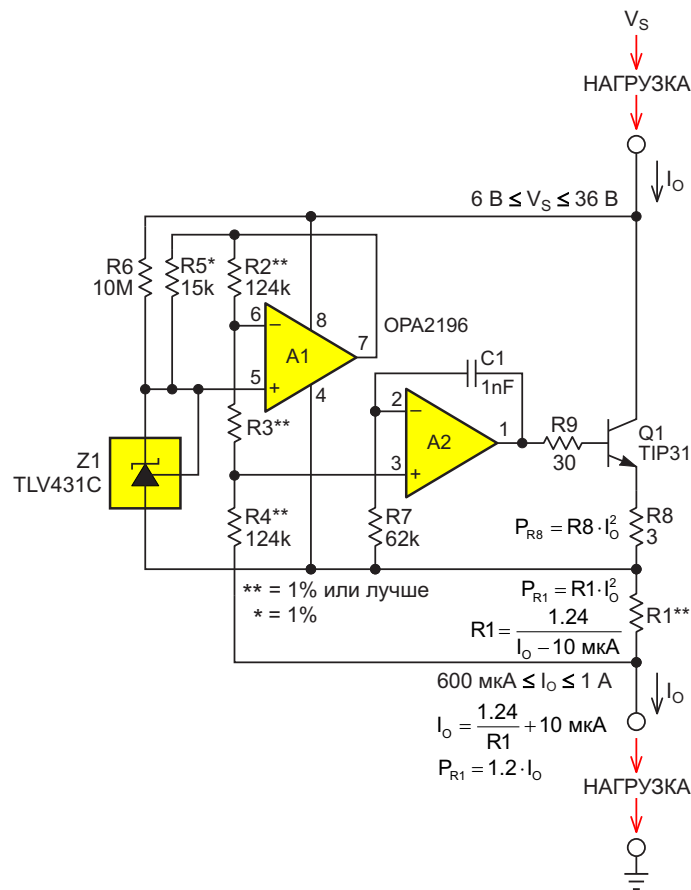


**Рисунок 2.** Типичный трехвыводной источник отрицательного тока.

стандартных компонентов, один из которых – программирующий ее единственный резистор (R1). Его основным ограничением является (консервативный) минимальный выходной ток 10 мА.



**Рисунок 3.** Классический, описанный в учебниках, двухвыводной источник втекающего/вытекающего тока, где  $40 \text{ В} > (V+ - V-) > 4.5 \text{ В}$ .



**Рисунок 4.** Двухвыводной источник втекающего/вытекающего тока с точностью 1% или лучше в диапазоне выходных токов больше 1000:1.

Выходной ток должен быть не меньше 10 мА и не больше 1.5 А. Точность (при идеальном R1) составляет  $\pm 2\%$ .

Из других новостей – недавно опубликованная оригинальная и элегантно простая схема высококачественного двухвыводного источника тока, предложенная Кристофером Полом. Схема Кристофера Пола значительно улучшает точность и нечувствительность к напряжению. Смотрите ее в статье «Прецизионный источник тока, нечувствительный к напряжениям» [1].

Я тоже работал над этой темой, и результаты моих усилий показаны на Рисунке 4. В этой конструкции используется другой подход к двухпроводной топологии, который обеспечивает соотношение между максимальным и минимальным запрограммированным выходным током более 1000:1. Она отличается бескомпромиссной точностью во всем диапазоне.

Вот как это работает.

Основой схемы является высокоточный источник опорного напряжения 1.24 В – микросхема Z1. Пусковой резистор R6 обеспечивает ему ток микроамперного уровня при включении питания. Это немного, но все, что ему нужно, – это выжать из себя больше, чем 100 мкВ входного смещения усилителя A1.

Затем положительная обратная связь усилителя A1 от резистора R2 возьмет на себя регенеративное обеспечение Z1 необходимым смещением в 80 мкА через резистор R5. В этот момент напряжение на выводе 5 усилителя A1 стабилизируется на уровне 1.240 В, а через резистор R3 будет проходить ток 10 мкА.

Это сместит вывод 3 усилителя A2 в положительном направлении и заставит A2 включить проходной транзистор Q1. Ток  $I_o$ , проходящий через транзистор Q1, создаст на резисторе R1 напряжение отрицательной обратной связи, пропорциональное выходному току.

Это создаст ток 10 мкА ( $1.24\text{ В}/R4$ ), проходящий через резистор R4, который обнулит и

уравновесит потенциал неинвертирующего входа усилителя A2 и его выхода. В результате установится ток

$$I_o = \frac{1.24 \text{ В}}{R2} + 10 \text{ мкА.}$$

Демпфирующие резисторы R8 и R9 вместе с корректирующей цепочкой R7C1 обеспечивают некоторое подавление колебаний и других капризов. Это, как правило, способствует послушанию и приличному поведению.

Минимальный программируемый ток  $I_o$  состоит из тока потребления операционного усилителя (максимум 500 мкА), плюс тока смещения источника опорного напряжения Z1 (максимум 82 мкА), плюс тока резистора обратной связи R4 (максимум 10.1 мкА), плюс ничтожного тока резистора R6 (максимум 4 мкА); итого 596 мкА. Максимальный ток  $I_o$  ограничен возможностями выхода усилителя A2 и областью безопасной работы транзистора Q1; консервативный предел – это 1 А.

Хотя и операционный усилитель, и транзистор Q1 рассчитаны на 36 В, не перегревайте их напряжением, превышающим то, которого требует соответствующая нагрузка. Но даже в этом случае для выходного тока Q1 амперного диапазона определенно потребуется мощный радиатор, а резисторы R1 и R8 должны быть большими и толстыми. **ПЛ**

## Ссылка

1. Christopher Paul. [Прецизионный источник тока, нечувствительный к напряжениям](#). РадиоЛоцман, 2025, 11-12, [стр. 96](#).

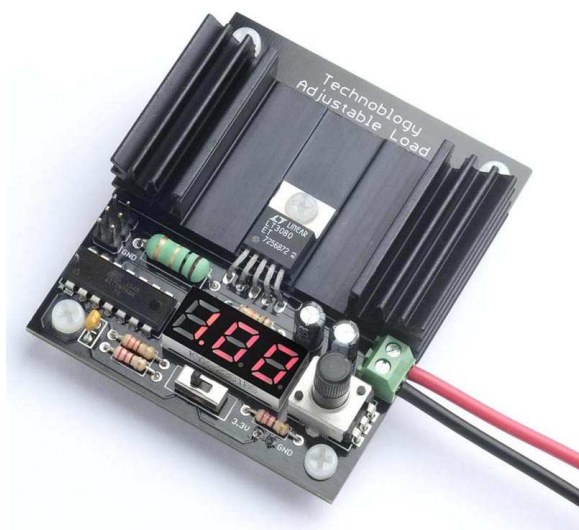
## Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild LM317](#)
2. [Datasheet Analog Devices LM4041](#)
3. [Datasheet Texas Instruments OPA2196](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor TLV431](#)
5. [Datasheet Texas Instruments TLVH431B](#)
6. [Datasheet Vishay MMSZ5245](#)
7. [Datasheet ON Semiconductor TIP31](#)

# Регулируемая нагрузка

David Johnson-Davies

**Р**егулируемая нагрузка на Рисунке 1 обеспечивает постоянный ток для тестирования источников питания и аккумуляторов. Она позволяет с помощью потенциометра устанавливать ток нагрузки до 1.05 А и отображать ток на трехразрядном светодиодном дисплее, управляемом микроконтроллером ATtiny84.



**Рисунок 1.** Регулируемая нагрузка на основе микросхемы регулятора LT3080 и процессора ATtiny84A, потребляет 1 А от проверяемого источника питания.

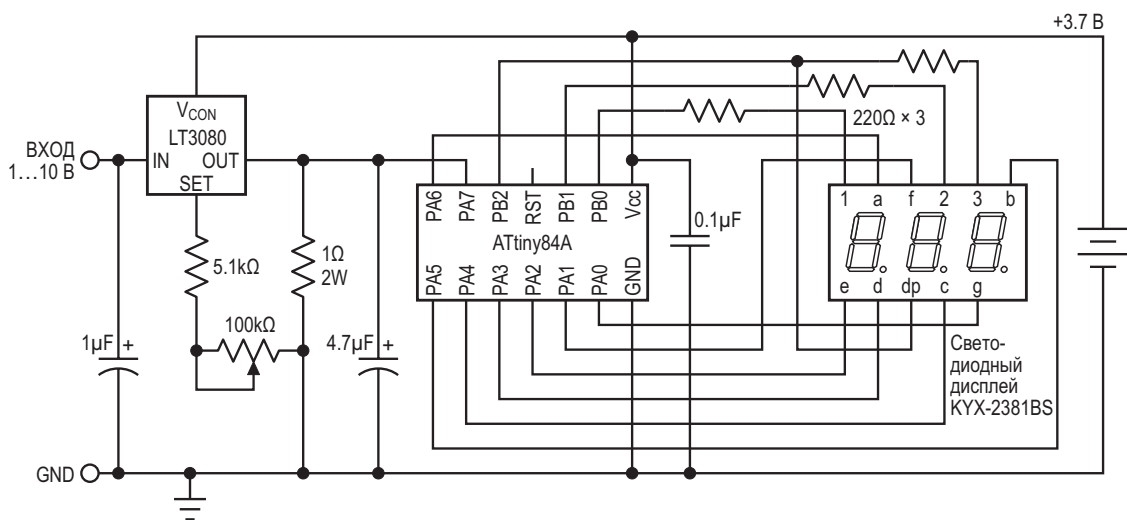
Помимо тестирования источников питания, регулируемую нагрузку можно использовать для проверки NiMH- и литий-ионных аккумуляторов при различных условиях нагрузки. Она измеряет изменение тока во времени и отображает емкость аккумулятора в мА·ч или А·ч. Это полезно для сравнения аккумуляторов разных марок или для оценки оставшегося срока службы аккумулятора.

## Введение

Для тестирования источника питания обычно требуется подключить его к нагрузке, чтобы увидеть, как он работает на пределе своих токовых возможностей, проверить тепловыделение и измерить уровень помех и пульсаций на выходе. Один из способов – использовать резистор большой мощности, но это позволяет проверить источник только при одной фиксированной нагрузке. Решением является регулируемая нагрузка – схема, имитирующая нагрузку и позволяющая регулировать ток через нее в широком диапазоне.

Недавно мне понадобилась регулируемая нагрузка для двух разных проектов, над которыми я работал. Я хотел проверить свою систему Power Delivery с монитором тока [1] при разных напряжениях и токах, а также проверить емкость нескольких литиевых аккумуляторов, чтобы определить, соответствует ли она заявленному значению в мА·ч.

Я уже создавал регулируемую нагрузку в более раннем проекте «Adjustable Load» [2], но, к сожалению, разобрал макет, поэтому для новой схемы решил разработать печатную плату. Изначально я думал обновить конструкцию, используя OLED-дисплей вместо оригинального светодиодного и новый процессор ATtiny нулевой серии вместо ATtiny84, который использовался в оригинале. Но я решил, что сохранение исходной схемы имеет свои преимущества. Это проверенная схема, поэтому я мог сразу приступить к конструированию печатной платы, и все компоненты устанавливаются в отверстия, так что для ее сборки не требуются навыки монтажа SMD-компонентов. Я внес небольшие улучшения в схему и программу, но, по сути, они остались такими же, как в оригинале.



**Рисунок 2.** Схема регулируемой нагрузки, основанная на регуляторе LT3080 и процессоре ATtiny84.

## Схема

Полная схема регулируемой нагрузки приведена на Рисунке 2.

Схема источника постоянного тока основана на регуляторе LT3080. В нем используется опорный ток 10 мкА, а не опорное напряжение, как в регуляторах типа LM317, и он работает при напряжении от 1.5 В, потребляя несколько миллиампер тока.

Ток измеряется по падению напряжения на резисторе сопротивлением 1 Ом, которое подается на вход SET регулятора через потенциометр 100 кОм и резистор 5.1 кОм. Поскольку ток через потенциометр и резистор составляет 10 мкА, при максимальном положении потенциометра напряжение на них будет равно 1.05 В, поэтому на выходе регулятора будет поддерживаться напряжение 1.05 В, и через подключенный к его выходу резистор 1 Ом будет протекать постоянный ток 1.05 А.

Регулятор LT3080 выпускается в корпусах нескольких различных типов. Я выбрал ТО-220-5, который имеет отдельный вывод  $V_{CON}$  и удобен для монтажа на радиатор.

Ток отображается на трехразрядном семи-сегментном дисплее. Я использовал трехразрядный семисегментный светодиодный дисплей с общим анодом и цифрами высотой 7 мм.

Можно питать ATtiny84 и дисплей от тестируемого источника питания через стабилизатор напряжения 3.3 В. Однако я решил

использовать отдельный литий-полимерный аккумулятор напряжением 3.7 В, поскольку это дает два преимущества. Во-первых, позволяет повернуть источники питания с выходным напряжением до 1 В. Во-вторых, это гарантирует, что микроконтроллер и дисплей будут получать питание даже при падении напряжения тестируемого источника питания до нуля, что крайне важно для испытания аккумуляторов.

Потенциометр 100 кОм линейного типа. Я использовал Alps Alpine RK09K1130C94. Другой подходящий вариант – Bourms PTV09A-4020U-B104. Я добавил последовательный резистор 5.1 кОм, поскольку хотел иметь возможность регулировать ток чуть выше 1 А.

Для работы регулятора LT3080 напряжение на выводе  $V_{CON}$  должно быть на 1.2–1.35 В выше выходного напряжения. В некоторых приложениях этот вывод можно просто подключить к IN, но в данном случае это ограничило бы минимальное напряжение, которым может управлять регулируемая нагрузка, примерно до 2 В. Решение заключается в подключении его к источнику 3.7 В, используемому для питания ATtiny84 и дисплея.

## Конструкция

Печатную плату я разработал в Eagle, конструируя ее под используемый мной радиатор. Его тепловое сопротивление равно 6.8 °C/Вт. При токе 1 А и напряжении 5 В напряжение на LT3080 составит 4 В, а мощ-

ность – 4 Вт; следовательно, температура радиатора будет на 27.2 °С выше температуры окружающей среды, что в типичном случае составит 47.2 °С. Это значительно ниже максимальной рабочей температуры 90 °С, рекомендуемой для LT3080.

Я предусмотрел на печатной плате участок меди размером 6 × 3 см, который можно использовать в качестве радиатора. Существует эмпирическое правило, согласно которому «один ватт мощности, рассеиваемый на одном квадратном дюйме меди толщиной две унции на квадратный фут, создает превышение температуры на 100 °С» [3]. Таким образом, тепловое сопротивление составит всего около 34 °С/Вт, и этого будет недостаточно, если вы хотите, чтобы регулируемая нагрузка работала при полном токе.

Корпус TO-220 микросхемы LT3080 предназначен для вертикального монтажа, поэтому выводы нужно аккуратно согнуть плоскогубцами, чтобы вставить их в печатную плату. Прикрепите регулятор к радиатору и плате с помощью винта и гайки М3.

Все компоненты устанавливаются в отверстия, поэтому их легко паять вручную. Установите резистор 1 Ом/2 Вт немного выше пла-

```
void SetupADC () {
```

```
  // Set up ADC on ADC7 (PA7)
```

```
  ADMUX = 2<<REFS0 | 7<<MUX0;
```

```
  ADCSRA = 1<<ADEN | 4<<ADPS0;
```

```
}
```

Аналоговое значение считывается процедурой `ReadADC()`:

```
int ReadADC () {
```

```
  unsigned char low, high;
```

```
  ADCSRA = ADCSRA | 1<<ADSC;
```

```
  while (ADCSRA & 1<<ADSC);
```

```
  return ADC;
```

```
}
```

Я использовал семисегментный светодиодный дисплей с общим анодом, но, изменив несколько строк в процедуре `DisplayNextDigit()`, вы можете использовать дисплей с общим катодом,

```
void SetupTimer0 () {
```

```
  TCCR0A = 2<<WGM00;
```

```
  TCCR0B = 0<<WGM02 | 3<<CS00;
```

```
  OCR0A = 49;
```

```
  TIMSK0 = 1<<OCIE0A;
```

```
}
```

ты, чтобы улучшить циркуляцию воздуха вокруг него.

На печатной плате предусмотрено место для 2×3 выводов разъема внутрисхемного программирования, который можно использовать для прошивки ATtiny84A. Подробности смотрите ниже в разделе «Компиляция программы».

Общий ток потребляемый, контроллером составляет примерно 10 мА; я питаю его от небольшого LiPo-элемента 3.7 В, подключенного к двум клеммам и прикрепленного к нижней части платы с помощью двухсторонней вспененной липкой прокладки. В качестве альтернативы вы можете использовать пару батареек типа AAA напряжением 1.5 В, размещенных в батарейном отсеке.

## Программа

### Отображение тока

Напряжение с резистора 1 Ом считывается аналоговым входом ATtiny84, который затем отображает его на трехразрядном семисегментном дисплее. Аналоговый вход ADC7 на PA7 конфигурируется функцией `SetupADC()` для использования опорного напряжения 1.1 В:

```
  // Опорное напряжение 1.1 В, вход АЦП – ADC7 (PA7)
```

```
  // Включить АЦП, частота 62.5 кГц
```

Таймер/Счетчик0 управляет мультиплексированием дисплея; для этого процедура `SetupTimer0()` устанавливает частоту прерываний 312.5 Гц – достаточную, чтобы избежать мерцания:

```
  // Режим CTC
```

```
  // Разделить на 64
```

```
  // Разделить на 50 для частоты прерываний 312.5 Гц
```

```
  // Разрешить прерывания по совпадению
```

Процедура обработки прерываний просто вызывает `DisplayNextDigit()`:

```
ISR(TIMO_COMPA_vect) {
    DisplayNextDigit();
}
```

```
void DisplayNextDigit() {
    static int LastReading;
    DDRB = 0; // Сделать все цифры входами
    DDRA = 0; // Сделать все сегменты входами
    digit = (digit+1) % (Ndigits+1);
    if (digit < Ndigits) {
        char segs = charArray[Buffer[digit]];
        if (digit == DP) {
            DDRB = DDRB | 0x04; // Выход десятичной точки
            PORTB = PORTB & 0xFB; // Низкий уровень на вывод десятичной точки
        }
        DDRA = segs & 0x7F; // Выход сегментов
        PORTA = ~segs & 0x7F; // Низкий уровень на выводы сегментов
        DDRB = DDRB | 1<<Digits[digit]; // Сделать цифру выходом
        PORTB = PORTB | 1<<Digits[digit]; // Высокий уровень на выводе цифры
    } else {
        // Чтение аналогового входа
        Current = (ReadADC()*29)/27;
        // Если ток близок к нулю, отобразить заряд
        if (Current < 100) { // < 0.1A
            int mAh = Charge/3600;
            if (mAh < 1000) Display(mAh, -1); else Display(mAh/10, 0);
            LastReading = 0;
        } else {
            // Добавить гистерезис для предотвращения мелькания цифр
            if (abs(LastReading - Current) >= 10) {
                Display((Current + 5)/10, 0);
                LastReading = Current;
            }
        }
    }
}
```

В каждом четвертом цикле эта процедура выключает дисплей, чтобы минимизировать помехи аналоговому входу, а затем вызывает `ReadADC()` для считывания напряжения с резистора 1 Ом. Поскольку АЦП использует опорное напряжение 1.1 В, его показание 1024 соответствует 1.1 В, поэтому ток в мА равен 1100/1024 от результата измерения. Хорошим приближением, позволяющим избе-

Здесь соответствующий сегмент данных помещается в PORTA, а затем через PORTB устанавливается высокий уровень на общем аноде цифры. Число, отображаемое каждой цифрой, задается массивом `Buffer[]`:

жать длинных арифметических вычислений, будет 29/27. Подробнее о точной настройке смотрите ниже в разделе Калибровка.

Затем процедура вызывает `Display()` для отображения силы тока в амперах или, если сила тока равна нулю, заряда в А·ч или мА·ч. Процедура `Display()` просто записывает три цифры измеренного значения в массив `Buffer[]`.

## Расчет емкости аккумулятора

Функция измерения емкости аккумулятора использует Таймер/Счетчик1 для генера-

```
void SetupTimer1 () {
  TCCR1A = 0<<WGM10;
  TCCR1B = 1<<WGM12 | 3<<CS10;           // Разделить на 64
  OCR1A = 15624;                          // Разделить на 15625 для частоты прерываний 1 Гц
  TIMSK1 = 1<<OCIE1A;                    // Разрешить прерывания по совпадению
}
```

Процедура обработки прерываний ежесекундно суммирует ток для расчета общего

```
ISR(TIM1_COMPA_vect) {
  Charge = Charge + Current;
  if (Current != 0) DP = DP ^ 0xFF;      // Мигание десятичной точки
}
```

## Применения

### Тестирование источника питания

Регулируемая нагрузка позволяет протестировать собранный вами или купленный источник питания, чтобы увидеть, как он справляется с различными нагрузками, проверить рассеивание тепла и измерить уровень помех и пульсаций на выходе.

Подключите источник питания к регулируемой нагрузке, соблюдая полярность, и потенциометром установите нагрузку, которую вы хотите имитировать.

### Проверка емкости аккумулятора

Чтобы проверить емкость аккумулятора, полностью зарядите его, а затем, соблюдая полярность, подключите к регулируемой нагрузке. Установите максимальный ток, который может выдержать аккумулятор.

Если не указано иное, максимальный ток разряда большинства литий-ионных аккумуляторов составляет 2С, что означает, что максимальный ток в два раза превышает номинальную емкость в мА·ч. Например, для аккумулятора емкостью 350 мА·ч максимальный безопасный разрядный ток составляет 700 мА. Это приводит к интересному следствию: при максимальном токе разряда каждого аккумулятора должно хватать на полчаса.

ции прерываний с частотой 1 Гц; это настраивается с помощью процедуры `SetupTimer1()`:

заряда. Она также управляет миганием десятичной точки, показывая, что схема работает:

Когда ток падает до нуля – либо из-за разрядки аккумулятора, либо из-за отсоединения аккумулятора, – измеритель автоматически переключается на отображение емкости, а не тока. Для емкостей до 999 мА·ч на дисплее отображается значение в мА·ч; в противном случае – в А·ч, до 9.99 А·ч. Чтобы сбросить результат измерения емкости, выключите и снова включите питание.

Я использовал регулируемую нагрузку для сравнения двух литиевых аккумуляторов типоразмера 10440 напряжением 3.7 В. Эти элементы удобно использовать в проектах, поскольку они помещаются в стандартный отсек для батареек AAA. Одним из них был аккумулятор РКCELL емкостью 350 мА·ч, а другой – TrustFire емкостью 600 мА·ч. Казалось немного неправдоподобным, что второму производителю удалось втиснуть в аккумулятор того же размера почти вдвое большую емкость.

После полной зарядки каждого элемента я подключил его к регулируемой нагрузке, установив ток 0.70 А. Примерно через полчаса каждый элемент перестал отдавать ток в нагрузку, и на дисплеях отобразилась емкость (Рисунок 3).

РКCELL продемонстрировал емкость 334 мА·ч, что близко к его номинальной емкости, а вот аккумулятор TrustFire показал емкость 342 мА·ч, что соответствовало ожиданиям, учитывая его размеры, но было значительно ниже заявленной емкости 600 мА·ч.

## Калибровка

Для повышения точности регулируемой нагрузки можно выполнить несколько калибровок.

### Ток

В техническом описании LT3080 указана точность источника опорного тока 10 мкА ±1%, но основным источником погрешности, вероятно, является нагрузочный резистор сопротивлением 1 Ом. К счастью, это легко исправить, изменив соотношение 29/27 в строке программы:

**Current = (ReadADC()\*29)/27;**

Подключите источник питания к регулируемой нагрузке через цифровой мультиметр, способный измерять ток 1 А, и установите ток регулируемой нагрузки равным 1.00 А. Затем увеличьте коэффициент 29/27 на d/1000, где d – показания цифрового мультиметра в мА.

### Емкость аккумулятора

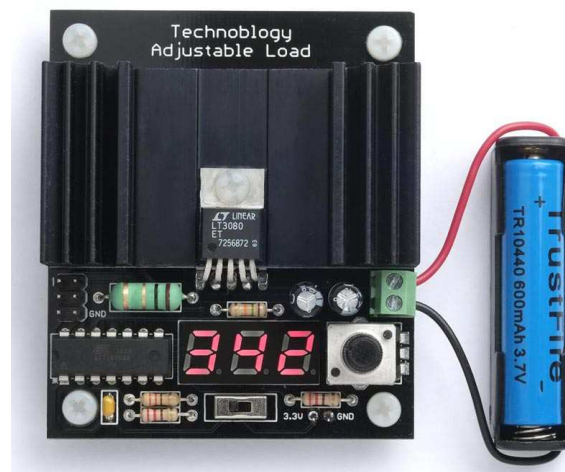
Расчет емкости аккумулятора основан на использовании частоты внутреннего генератора, точность которого составляет около 10%. Если вы хотите повысить точность, точности можно откалибровать его с помощью регистра OSCCAL до точности примерно 1%. Измерьте частоту на выходе порта PB1 с помощью мультиметра и перекомпилируйте программу с различными значениями OSCCAL, пока частота не будет максимально приближена к 78.125 Гц.

## Компиляция программы

Скомпилируйте программу, используя загруженное с GitHub ядро ATtiny Спенса Конде [4] (я использовал версию 1.5.2). Выберите опцию **ATtiny24/44/84(a) (No bootloader)** под **ATtinyCore** в меню **Board**. Убедитесь, что последующие опции установлены следующим образом:

**Chip: "ATtiny84(a)"****Clock: "1 MHz internal"**

Это установка фьюзов по умолчанию на новых ATtiny84; в противном случае, чтобы



*Рисунок 3. Использование регулируемой нагрузки для измерения емкости аккумулятора.*

правильно установить фьюзы, выберите **Burn Bootloader**. Затем загрузите программу в ATtiny84 с помощью подходящего внутрисхемного программатора, например, платы Tiny AVR Programmer (смотрите ATtiny-Based Beginner's Kit [5]).

Обратите внимание, что пока программатор подключен к разъему внутрисхемного программирования, подключение линии MOSI может привести к загоранию сегментов «а» дисплеев, поэтому во избежание появления вводящих в заблуждение показаний при тестировании платы отключите программатор. **РЛ**

## Ссылки

1. David Johnson-Davies. [Power deliverer with current monitor](#)
2. David Johnson-Davies. [Adjustable load](#)
3. [Accurate Thermal Calculations on the Back of a Napkin](#)
4. [megaTinyCore](#)
5. [ATtiny-Based Beginner's Kit](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip ATtiny84A](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT3080](#)
3. [Datasheet XLITX Technology 2381BS](#)



# Считывание изолированных цифровых сигналов без потребления энергии

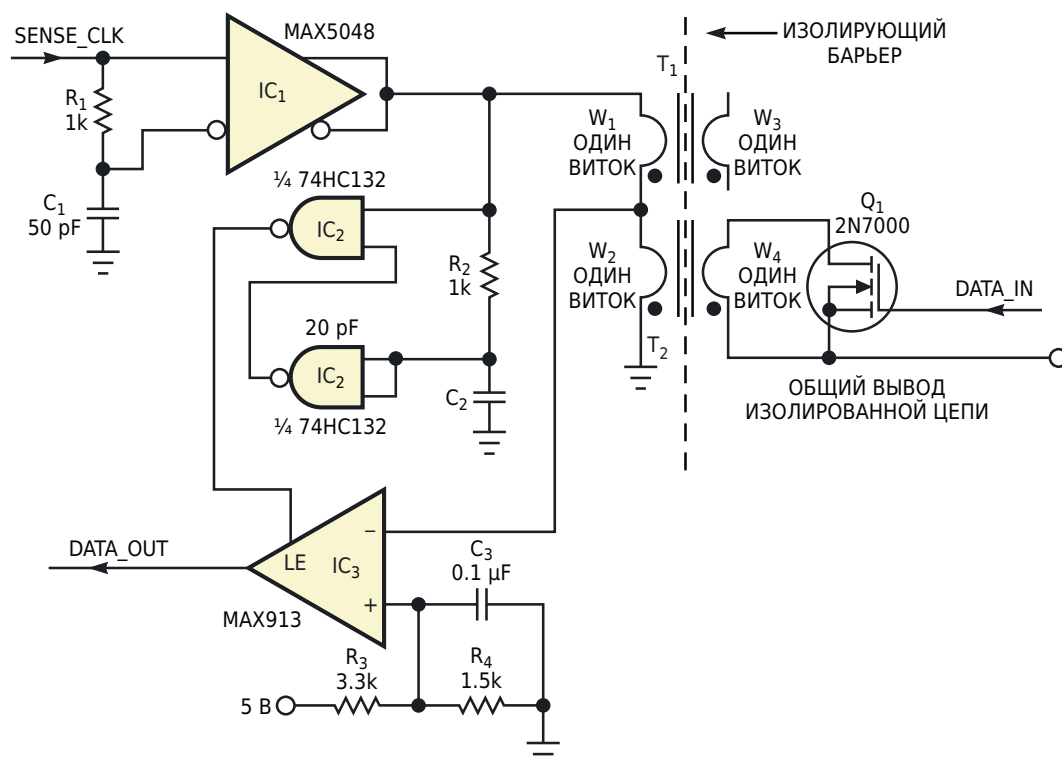
Alfredo Saab

В электронных системах часто требуется изолировать входы или выходы от основного опорного потенциала (земли). Необходимость в такой гальванической развязке может быть обусловлена различными причинами: типом входного датчика или управляемого исполнительного устройства, соображениями безопасности для медицинского оборудования, прикрепляемого к пациенту, или работой компонентов схемы во взрывоопасной или иной чувствительной среде.

Общим требованием для таких приложений является необходимость определения

состояния цифровой линии на плавающей стороне схемы. Обычно эта задача решается с помощью оптопары, но у оптопар есть ограничения: они потребляют довольно много энергии со стороны источника сигнала, работают относительно медленно, а старение излучателя света снижает коэффициент передачи тока.

Схема на Рисунке 1 воспроизводит состояние цифрового сигнала без потребления энергии со стороны его источника и с небольшим потреблением на заземленной стороне. Она просто определяет значение резистивной



**Рисунок 1.** По каждому положительному фронту сигнала SENSE\_CLK эта схема возвращает на выход DATA\_OUT состояние гальванически изолированного цифрового сигнала на входе DATA\_IN.

нагрузки (низкое значение сопротивления полностью открытого MOSFET или обрыв цепи при выключенном MOSFET), приложенной к вторичной обмотке миниатюрного одновиткового трансформатора с коэффициентом трансформации 1:1. Время выборки данных составляет несколько десятков наносекунд.

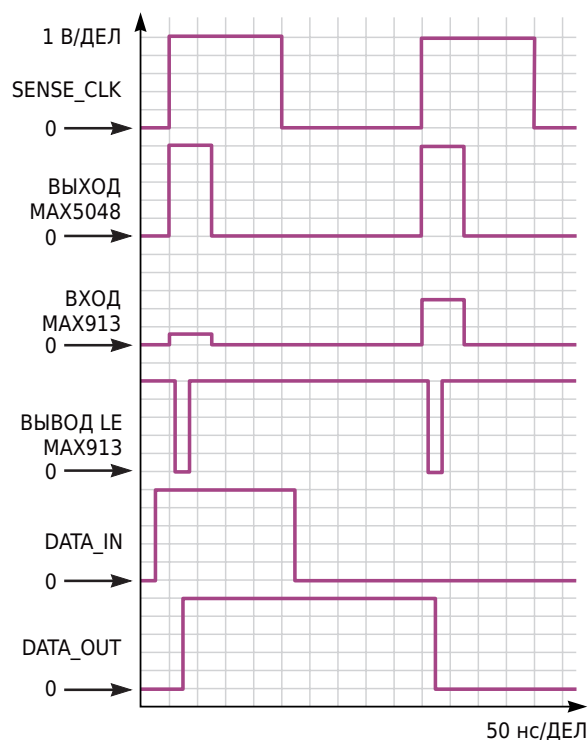
Передний фронт сигнала SENSE\_CLK дифференцируется комбинацией драйвера MOSFET (микросхема IC<sub>1</sub>) и RC-цепи, подключенной к его входу. Дифференцированный положительный 5-вольтовый импульс с выхода IC<sub>1</sub> затем подается на индуктивный делитель 2:1, образованный первичными обмотками трансформаторов T<sub>1</sub> и T<sub>2</sub>. Средняя точка этого делителя подключена к инвертирующему входу сверхбыстродействующего компаратора IC<sub>3</sub>.

Если вторичная обмотка трансформатора T<sub>2</sub> разомкнута (когда сигнал DATA\_IN = 0, и MOSFET выключен), амплитуды импульса (около 2.5 В) достаточно, чтобы установить низкий уровень на внутреннем выходе компаратора. При этом два логических элемента микросхемы IC<sub>2</sub> формируют короткий импульс (расположенный посередине импульса, подаваемого на трансформаторы T<sub>1</sub> и T<sub>2</sub>), который поступает на вход разрешения защелки (LE) микросхемы IC<sub>3</sub>. LE защелкивает сигнал внутреннего выхода компаратора на его внешнем выходе (DATA\_OUT), устанавливая на нем низкое напряжение, копирующее сигнал DATA\_IN. Однако при высоком уровне на входе DATA\_IN MOSFET включен и нагружает первичную обмотку T<sub>2</sub> низким сопротивлением открытого канала. Это снижает амплитуду импульса от делителя T<sub>1</sub>-T<sub>2</sub> до уровня, недостаточного для переключения компаратора. В результате импульс на входе LE фиксирует на выходе DATA\_OUT высокий уровень, снова копируя состояние DATA\_IN.

Микросхемы IC<sub>1</sub>, IC<sub>2</sub> и IC<sub>3</sub> работают от одного источника питания 5 В. Отдельные блокировочные конденсаторы, расположенные рядом с выводами питания каждой микросхемы минимизируют уровень помех. Резисторы R<sub>3</sub> и R<sub>4</sub> устанавливают пороговое напряжение срабатывания компаратора IC<sub>3</sub>.

Для трансформаторов T<sub>1</sub> и T<sub>2</sub> выбран ферритовый сердечник Fair-Rite (#2673000101) длиной 3 мм и диаметром 3.3 мм с одним витком для каждой первичной и вторичной

обмотки. Для минимизации индуктивности соединение между трансформатором T<sub>2</sub> и MOSFET должно быть как можно короче. Напряжение пробоя изолирующего барьера зависит от типа изоляции проводов, используемых в одновитковых обмотках, а также от конструкции и материала печатной платы. Например, пробивное напряжение тефлоновой или полиимидной изоляции составляет несколько киловольт. (Ферритовый сердечник считается проводящим).



**Рисунок 2.** Временные зависимости для некоторых сигналов в схеме на Рисунке 1.

Входная и выходная емкости всей схемы, при условии тщательной сборки, определяются межвитковой емкостью трансформатора T<sub>2</sub>. При использовании указанного сердечника и провода диаметром 0.5 мм с тефлоновой изоляцией результирующая межвитковая емкость составляет менее 0.2 пФ. Задержка выборки данных от положительного фронта SENSE\_CLK до DATA\_OUT (Рисунок 2) составляет порядка 20 нс. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74HC132](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX5048](#)
3. [Datasheet Analog Devices MAX913](#)
4. [Datasheet Microchip 2N7000](#)



# РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Если вам  
небезразличны темы:

- ▶ микроконтроллеры
- ▶ автоматизация
- ▶ силовая электроника
- ▶ светотехника
- ▶ САПР
- ▶ измерения
- ▶

или вы являетесь носителем  
передовых знаний в других  
областях электроники и готовы их  
популяризировать -

**приглашаем к сотрудничеству!**