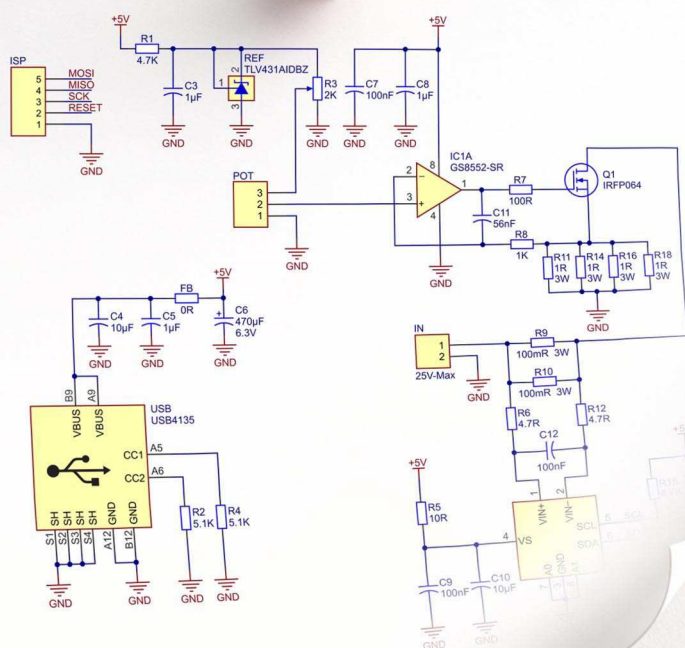
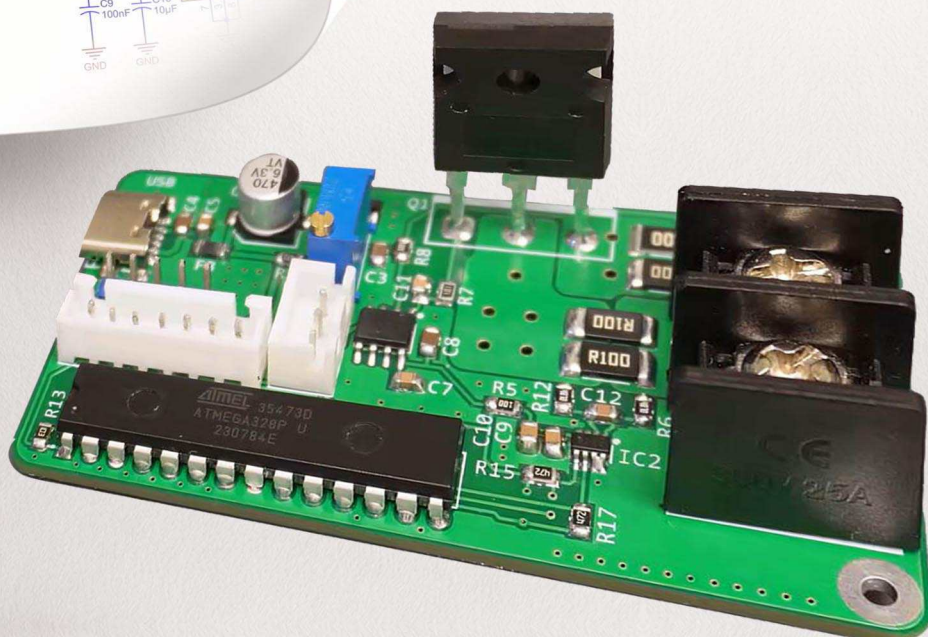




Цифровая регулируемая нагрузка постоянного тока





РадиоЛоцман.Журнал

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!



Главный редактор: А. Николаев

Директор: С. Муратчаев

Общественная редколлегия:

М. Басков

Д. Захаров

В. Колесник

М. Шустов

Все материалы электронного издания являются объектами авторского права и используются в информационных целях.

Права на материалы принадлежат их законным правообладателям.

В случае обращений правообладателей материалы будут удалены в установленном порядке.

Подробнее: [«Правовая информация»](#)

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

rlocman@rlocman.ru



+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

При любом использовании материалов, опубликованных в журнале, ссылка на РадиоЛоцман обязательна. Полное или частичное воспроизведение или тиражирование каким бы то ни было способом материалов настоящего издания допускается только с письменного разрешения редакции.

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:

www.rlocman.ru/magazine

© РадиоЛоман, 2011–2026.
Все права защищены.

Новости

- 4 Российские ученые впервые создали интегральный электрооптический модулятор для фотонных чипов
- 5 Toshiba представляет новое семейство электронных предохранителей для защиты цепей электропитания в промышленных и бытовых приложениях
- 6 Росэл впервые представил сверхточный прибор для контроля микроэлектроники на ИННОПРОМе
- 7 Toshiba выпускает высокоскоростной цветной линейный ПЗС-датчик изображения для оборудования автоматизированного оптического контроля
- 8 «Росатом» выпустил 350-ю лопасть для ветроэнергетических установок
- 9 «Росэл» разработал сверхнадежный планшет для аппаратуры связи
- 10 Освоено серийное производство линейки мощных СВЧ GaN-транзисторов серии «MGN» с категорией качества ОТК
- 10 WIZnet запускает новую серию Ethernet-модулей ioPort

Статьи

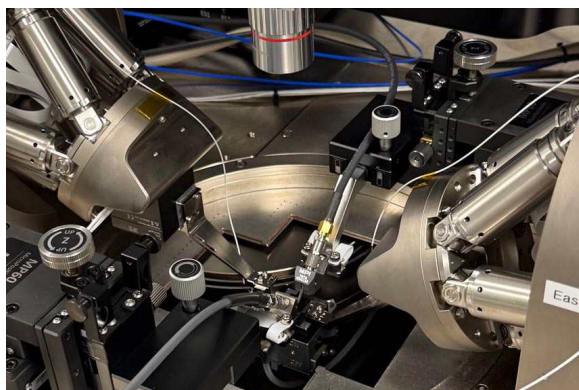
- 12 Температурная компенсация с помощью простого резистивного датчика температуры
- 15 Устройство плавного ШИМ-включения и отключения активной нагрузки
- 20 Активное двустороннее токовое зеркало
- 23 Быстрый поиск коротких замыканий на печатных платах с помощью недорогого метода трассировки
- 26 Схемы измерения и питания для безбатарейной мобильной системы мониторинга взвешенных частиц
- 31 Пассивная RC-цепь обеспечивает усиление
- 33 Кроссплатформенная программа представления чисел в двоичной, десятичной и шестнадцатеричной форме
- 36 Стремитесь к совершенству источников опорного напряжения
- 38 Получение отрицательного сопротивления
- 42 Точное измерение больших токов

Схемы

- 48 Дистанционное регулирование мощности в низковольтной нагрузке. Часть 1
- 52 FM-приемник на основе Arduino и TEA5767
- 58 5-октавный ГУН с линейной (почти) зависимостью высоты тона
- 61 ГУН на КМОП триггере Шмитта
- 62 Короткое или длительное нажатие для управления последовательностью включения источников питания
- 64 Мелодичная проверка дорожек
- 68 Еще один до глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА
- 70 Простой и быстрый АЦП однократного интегрирования
- 72 Коммутаторы нагрузки с защитой по току
- 74 Объедините два регулятора TL431 для создания универсального токового зеркала
- 76 Оптически изолированный детектор перегрузки по току работает от сети переменного тока
- 78 Трансформация тиристорной топологии в двухвыводной прецизионный источник тока на биполярном транзисторе
- 80 Бестрансформаторный преобразователь 85-260 В AC в 12 В DC/0.2 А
- 84 До глупости простая схема управления последовательностью включения/выключения питания
- 86 Расширение диапазона выходных напряжений операционных усилителей семейства LM358
- 89 И снова об игнорировании опорного напряжения регулятора
- 92 Измерение сопротивления и температуры с помощью звуковой карты
- 94 Инфракрасный дальномер с диапазоном измерений от 1 до 20 см
- 96 Перестройка частоты таймера 555 в диапазоне 4 декад
- 98 Схема контроля пускового тока в сетевых источниках питания
- 100 Индикаторы пересечения нуля сетевым напряжением
- 103 Автоколебательный генератор пилообразных импульсов с частотным диапазоном 5 декад
- 106 Замыкаем круг токовых петель: преобразуем 4-20 мА в 0-20 мА
- 108 Широкодиапазонные делители частоты на 1, 2, 3 ... 16 со скважностью 2
- 110 Классический каскод в источнике постоянного тока
- 112 Цифровая регулируемая нагрузка постоянного тока до 5 А
- 116 Простой обнаружитель коротких замыканий

Российские ученые впервые создали интегральный электрооптический модулятор для фотонных чипов

- Устройство для управления оптическим сигналом на чипе: сверхмалые размеры (в сотни раз аналогов на рынке) и сверхнизкие потери (меньше 1 дБ на метр)
- Разработка удостоена Премии молодым ученым Правительства Москвы 2026
- Результаты опубликованы в *Applied Physical Letters* (февраль 2026)



В Квантум Парке МГТУ им. Н.Э. Баумана в НОЦ Функциональные Микро/Наносистемы (НОЦ ФМН, совместный центр Бауманки и ФГУП «ВНИИА им. Н.П. Духова») впервые создан электрооптический модулятор для фотонной платформы на нитриде кремния (SiN) и прозрачных проводящих оксидах. Разработанное устройство обеспечивает быстрое управление оптическим сигналом с частотой выше 1 ГГц и высокую производительность для широкого ряда высокотехнологичных устройств: от беспилотных комплексов, центров обработки данных до систем связи нового поколения и фотонных квантовых вычислителей. Евгений Лотков, разработчик интегрального ЭО модулятора в НОЦ ФМН, удостоен Премии Правительства Москвы молодым ученым за 2026 год.

Инженерия невозможного: как электрооптическую модуляцию «приземлили» на чип

Нитрид кремния (SiN) – ведущая платформа фотонных устройств видимого и ближнего ИК-диапазона для телеком-индустрии, биофотоники и высокочувствительной сенсорики. Благодаря малым потерям сигнала, именно нитридные фотонные интегральные схемы (ФИС) представляются идеальным решением для работы с одиночными фотонами и могут

использоваться для квантовых и оптических гибридных вычислений.

До недавнего времени нитрид был бессильен перед главной задачей – быстрым управлением сигналом на чипе. За преобразование электрического сигнала в оптический отвечают устройства ЭО-модуляции, которые изготавливались исключительно на ниобате лития и имели большие – миллиметровые – размеры, что затрудняло их интеграцию на ФИС.

Устройство, изобретенное совместной командой МГТУ им. Н.Э. Баумана и ФГУП «ВНИИА», стало первым интегральным электрооптическим модулятором на нитриде кремния и прозрачных проводящих оксидах. Основа ЭО-модулятора – многослойная структура, состоящая из пяти ультратонких слоев материалов.

Ключевым элементом выступает активный слой прозрачного проводящего оксида (Transparent Conductive Oxide, TCO), обладающий выраженным электрооптическим эффектом и низкими вносимыми потерями. Именно он обеспечивает управление оптическим сигналом: при подаче электрического потенциала изменяется концентрация свободных носителей заряда, что приводит к изменению оптических свойств материала и позволяет эффективно регулировать прохождение сигнала. Разработанный модулятор имеет полосу пропускания выше 1 ГГц, размер менее 10 мкм и низкий уровень вносимых потерь на уровне 5.7 дБ.

«Разработка шла непросто: приходилось пересматривать и материалы, топологию, и подходы к изготовлению и характеристике устройства. В итоге создан модулятор, который существенным образом расширяет возможности нашей нитридной фотонной платформы. Благодарю всю команду за помощь и совместную работу, а Правительство Москвы

– за высокую оценку нашего общего труда!», – отметил научный сотрудник НОЦ ФМН Евгений Лотков.

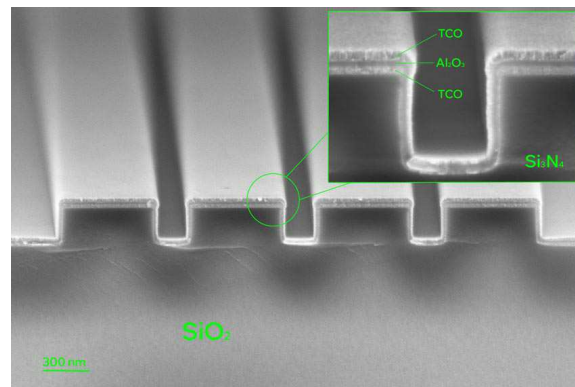
Сверхточная нанофабрикация на стыке физики и химии

Разработка электрооптического модулятора в МГТУ им. Н.Э. Баумана и ФГУП «ВНИИА» ведется с 2018 года. Командой исследователей проведена масштабная исследовательская работа по управлению свойствами ультратонких пленок ITO (Indium Tin Oxide, оксид индия-олова) толщиной всего 10–20 нанометров. В результате разработан оригинальный метод их синтеза и формирования многослойных структур, обеспечивающий стабильные и воспроизводимые характеристики материала. Полученные результаты впервые были представлены в высокоцитируемой публикации «ITO Film Stack Engineering for Low-loss Silicon Optical Modulators» в журнале Scientific Reports.

Дальнейшее развитие технологии описано в статье «Silicon Nitride Integrated Electro-Optic Absorption Modulator», опубликованной авторитетным научным журналом APL, где предложенное решение успешно интегрировано с существующей фотонной платформой на основе нитрида кремния. Одной из ключевых задач стало обеспечение прецизионного контроля оптических и электрических параметров сверхтонкого активного слоя ITO на всех этапах технологического процесса.

«Разработки в области электрооптической модуляции – это часть большой исследовательской работы в рамках стратегического технологического проекта Bauman DeepTech программы «Приоритет-2030» МГТУ им. Н.Э. Баумана. Мы совершенствуем разработанную в

Квантум Парке нитридную платформу, интегрируя на нее такие ключевые элементы как модуляторы и однофотонные детекторы. Монолитная интеграция позволит минимизировать потери в создаваемых устройствах. В перспективе наша MPW (Multi-Project Wafer) платформа со сверхнизкими потерями станет доступной для заказчиков из всей России», – отметил руководитель направления интегральной фотоники НОЦ ФМН Александр Бабурин.



СЭМ-снимок электрооптического модулятора, интегрированного на волноводы из нитрида кремния.

Интегральный электрооптический модулятор для фотонных чипов разработан в Квантум Парке – уникальном многофункциональном комплексе, специально спроектированном и построенном для решения практических задач на стыке квантовых, фотонных и флюидных технологий. Квантум Парк является частью кампуса МГТУ им. Н.Э. Баумана, построенного в рамках федерального проекта «Создание сети современных кампусов». Федеральный проект реализуется в рамках нацпроекта «Молодежь и дети».

Toshiba представляет новое семейство электронных предохранителей для защиты цепей электропитания в промышленных и бытовых приложениях

Компания Toshiba Electronics расширяет свою линейку электронных предохранителей (eFuse) выпуском 40-вольтовых устройств серии TCKE6. Пять новых продуктов – это

TCKE601RA, TCKE601RL, TCKE602RM, TCKE603RA и TCKE603RL. Микросхемы eFuse подходят для использования в промышленном оборудовании, таком как роботы



и программируемые логические контроллеры, а также в бытовой технике, включая роботы-пылесосы и копировальные машины.

Серия TCKE6 предназначена для выполнения множества функций, необходимых для надежной защиты цепей электропитания. Помимо того, что эти изделия обеспечивают защиту от короткого замыкания, аналогично стандартным физическим предохранителям, таким как стеклянные трубчатые предохранители и чип-предохранители, они также обеспечивают ограничение тока и защиту от перенапряжения. Эти дополнительные функции имеют решающее значение для защиты нижестоящих микросхем в цепи, предотвращая подачу чрезмерного тока или напряжения во время перегрузки по току или перенапряжения. Кроме того, в микросхемах eFuse реализована функция тепловой защиты, которая немедленно отключает устройство при обнаружении аномального нагрева или неожиданного короткого замыкания, защищая также и нижестоящую цепь.

Ключевым преимуществом интеграции этих функций защиты в одну микросхему eFuse является упрощение проектирования схемы. Благодаря исключению потребности

в нескольких дискретных компонентах, серия TCKE6 позволяет создавать более компактные и эффективные конструкции, сокращая количество компонентов и занимаемую площадь. Изделия выпускаются в небольшом корпусе TSOP6F, размером 2.9 мм × 2.8 мм, что позволяет уменьшить размеры печатной платы. Типовая высота корпуса составляет 0.8 мм, что позволяет создавать более тонкие и компактные конструкции.

Микросхемы серии TCKE6, рассчитанные на максимальное напряжение 40 В, поддерживает широкий диапазон входных напряжений от 3.3 В до 30 В. Это делает продукты подходящими для различных приложений управления питанием, включая системы с шинами 5 В, 9 В, 12 В и 24 В. Низкое сопротивление в открытом состоянии минимизирует рассеивание мощности во время работы, обеспечивая оптимальную эффективность.

Приборы серии TCKE6 позволяют гибко выбирать режимы работы, соответствующие требованиям конкретного проекта. Микросхемы TCKE601RA и TCKE603RA автоматически осуществляют попытки восстановления после сбоев. TCKE601RL и TCKE603RL – это устройства с фиксацией состояния, для восстановления которых требуется внешний сигнал. Разработчики также могут выбрать варианты устройств с функцией FLAG, которая обнаруживает и сообщает о ненормальных состояниях, или функцией разрешения (EN), управляющей работой микросхемы eFuse. TCKE602RM обеспечивает дополнительную гибкость, позволяя с помощью внешних сигналов переключаться между режимами автоматического восстановления и фиксации, что исключает необходимость использования функций FLAG или EN.

Росэл впервые представил сверхточный прибор для контроля микроэлектроники на ИННОПРОМе

Холдинг Росэл Госкорпорации Ростех впервые продемонстрировал зондовую станцию OmegaAir-150COAX на выставке «ИННОПРОМ. Саудовская Аравия». Высокоточный прибор предназначен для контроля качества микросэлектронных компонентов и

является полноценной заменой зарубежным аналогам.

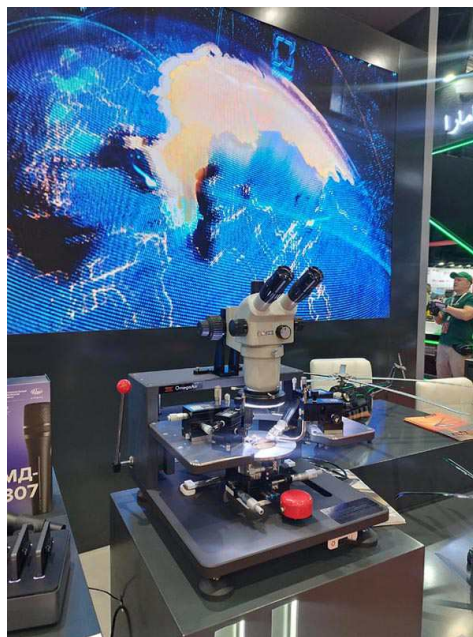
Качественное тестирование полупроводниковых приборов – критически важный этап разработки и внедрения в массовое производство микросэлектронных устройств. Зондовая

станция OmegaAir-150COAX, разработанная специалистами Томского Научно-исследовательского института полупроводниковых приборов (НИИПП) холдинга Росэл, позволяет в ручном режиме проводить контроль электрических характеристик устройств по постоянному току и в низкочастотном диапазоне.

OmegaAir-150COAX предназначена для работы с полупроводниковыми пластинами диаметром до 150 мм. Устройство поддерживает установку до четырех микропозиционеров – специальных механизмов, обеспечивающих точное перемещение измерительных зондов над поверхностью пластины. Благодаря продуманной системе позиционирования оператор может быстро направлять зонды к необходимым точкам, что существенно повышает эффективность работы. Оборудование рассчитано на эксплуатацию в лабораторных помещениях с умеренным и холодным климатом.

Ручная зондовая станция сочетает в себе конкурентоспособную цену и высокие технические характеристики: ее стоимость на 10-15% ниже, чем у зарубежных аналогов, при этом по функциональным параметрам устройство им не уступает. Станция совместима с измерительными приборами ведущих мировых производителей, что обеспечивает гибкость интеграции в существующие лабораторные комплексы. Еще одно весомое преимущество – компактность, что особенно актуально для лабораторий с ограниченной площадью.

«Презентация OmegaAir-150COAX в Саудовской Аравии открывает новые возможнос-



ти для продвижения российского высокотехнологического оборудования на международных рынках и подтверждает конкурентоспособность разработки. Покупатели нашего оборудования получают гарантию сроком от одного года и полный комплекс сервисного обслуживания. Такая поддержка дает пользователям уверенность в долгосрочной и бесперебойной эксплуатации станции», – отметили в Росэл.

OmegaAir-150COAX имеет сертификат, подтверждающий ее российское происхождение, удостоена двух престижных наград: она стала победителем регионального конкурса «Лучшие товары и услуги Томской области 2024» и «100 лучших товаров России 2024».

Toshiba выпускает высокоскоростной цветной линейный ПЗС-датчик изображения для оборудования автоматизированного оптического контроля

Компания Toshiba Electronics представляет TCD2400DG – новый линейный ПЗС-датчик изображения, разработанный в соответствии с высокими требованиями, предъявляемыми к современному оборудованию оптического контроля. Новый датчик содержит 4096 элементов с шагом 7 мкм и предназначен для использования в камерах с одно-

строчной разверткой, которые необходимы для задач высокоскоростного и высокоточного контроля, таких как сортировка по цвету в пищевой промышленности и контроль качества в промышленном производстве.

TDC2400DG поддерживает максимальную скорость передачи данных 100 МГц (частота задающего генератора 50 МГц × 2 канала).

Благодаря высокой максимальной частоте строк 22.7 кГц, новый датчик обеспечивает более чем в два раза большую скорость считывания по сравнению с предыдущей моделью Toshiba – TCD2564DG. Это значительное повышение производительности позволяет системам контроля быстро обрабатывать огромные объемы данных изображений, обеспечивая точную и аккуратную идентификацию быстро движущихся объектов.

TCD2400DG имеет 4096 независимых элементов для каждого из трех цветовых каналов RGB, расположенных в трех независимых строках, что позволяет напрямую получать цветные изображения высокого разрешения без необходимости цветовой интерполяции, требуемой для матрицы Байера. Такая архитектура обеспечивает мгновенную обработку данных, что делает ее идеальной для приложений, где решающее значение имеет быстрое и надежное принятие решения.

Ключевыми нововведениями TCD2400DG являются встроенный синхрогенератор и драйвер ПЗС-матрицы – компоненты, кото-



рые ранее устанавливались снаружи. Это уменьшает количество сигнальных линий, необходимых для управления датчиком, и устраняет необходимость во внешнем драйвере ПЗС-матрицы, упрощая подключение и конструкцию системы. Оптимизированная конфигурация не только сокращает количество компонентов и ускоряет разработку, но и помогает снизить уровень электромагнитных помех – распространенную проблему в высокоскоростных системах.

«Росатом» выпустил 350-ю лопасть для ветроэнергетических установок

Торжественное мероприятие состоялось на предприятии Композитного дивизиона «Росатома» с участием губернатора Ульяновской области Алексея Русских

22 января 2026 года на предприятии АО «Росатом Ветролопасти» в Ульяновске состоялось торжественное мероприятие по случаю выпуска юбилейной композитной лопасти.

«350 лопастей произвели на новом ульяновском заводе "Росатом Ветролопасти". Поздравил сегодня коллектив – здесь трудят-

ся почти 500 жителей нашего региона. Благодаря их слаженной работе за год предприятие вышло на проектную мощность. Юбилейная композитная лопасть будет доставлена для оборудования крупнейшего в России Новолакского ветропарка в Дагестане. Новое производство отечественных ветролопастей открыли на площадке бывшего иностранного предприятия год назад. Завод вносит весомый вклад в обеспечение технологического суверенитета страны. Постоянно совершенствуем инвестиционный климат, чтобы как можно больше таких предприятий могли успешно развиваться и укреплять экономику региона. У нас большие планы по сотрудничеству с госкорпорацией "Росатом"», – отметил губернатор Ульяновской области Алексей Русских.

«Производство 350-й лопасти – это символ технологической зрелости. Мы не только



создали конкурентоспособный продукт с нуля, но и доказали его надежность в реальных условиях – от ветропарков в Дагестане до первого экспортного ветропарка в Киргизии, открывая новую страницу для российских технологий», – отметил генеральный директор АО «Росатом Ветролопастей» Сергей Федченко.

Первый завод по производству российских композитных ветролопастей АО «Росатом Ветролопастей», входящий в состав Композитного дивизиона госкорпорации «Росатом», был запущен в 2024 году. Запуск производства позволил «Росатому» завершить

формирование полной технологической цепочки по стеклопластикам от сырья до готовых изделий. Композитные лопасти, произведенные с использованием отечественных материалов, устанавливаются на ветроустановки мощностью 2.5 МВт. Композитный дивизион уже завершил поставку для первой очереди крупнейшего в России Новолакского ветропарка в Дагестане (152.5 МВт) и продолжает поставку для второй его очереди. Также завершена поставка первых комплектов лопастей для строительства ветропарка в Киргизии (100 МВт).

«Росэл» разработал сверхнадежный планшет для аппаратуры связи

Устройство способно бесперебойно функционировать в широком температурном диапазоне и уже проходит тестовую эксплуатацию

Холдинг «Росэл» Госкорпорации Ростех завершил разработку планшетного компьютера «ПК-С» для оснащения аппаратуры связи, а также промышленного оборудования, например станков. Устройство, способное бесперебойно функционировать в широком температурном диапазоне, уже проходит тестовую эксплуатацию.



«ПК-С» разработан научно-производственным предприятием «Сигнал» (входит в концерн «Автоматика» холдинга «Росэл»). Он предназначен для комплектации аппаратуры связи собственного производства в качестве устройства ввода и вывода информации.

Изделие также может быть адаптировано под нужды конкретных заказчиков. Напри-

мер, для автомобилестроения, оснащения промышленных станков, устройств передачи и обработки информации, в том числе кодированной.

«Разработка собственного планшетного компьютера обеспечивает полную независимость нашего предприятия от внешних поставщиков при производстве продукции. „ПК-С“ имеет большой коммерческий потенциал, поскольку может быть адаптирован под конкретные нужды заказчиков.», – отметил генеральный директор НПП «Сигнал» Антон Балицкий.

Планшет стабильно функционирует в температурном диапазоне от -20°C до $+50^{\circ}\text{C}$, при относительной влажности до 98% и пониженном атмосферном давлении до 450 мм рт. ст. Изделие надежно защищено от воздействия влаги.

«ПК-С» работает на отечественной операционной системе Astra Linux. Он оснащен четырьмя портами USB 2.0, обладает оперативной памятью до 8 Гб, поддерживает ЕСС-модуль, который автоматически распознает и исправляет возникшие ошибки памяти.

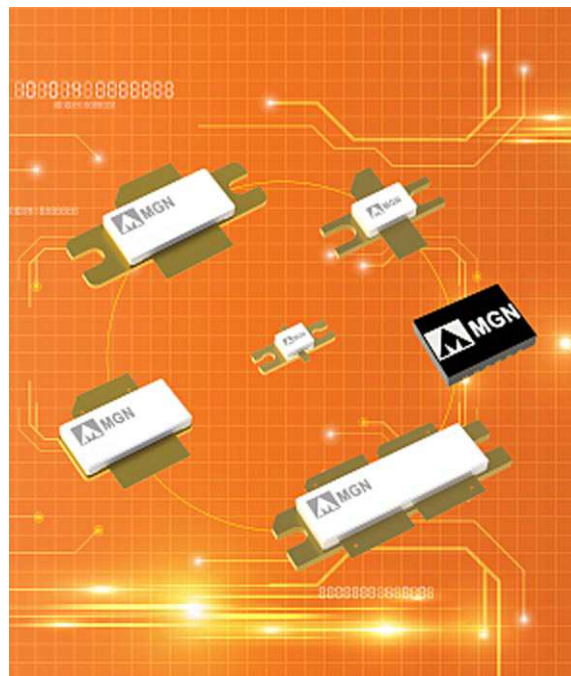
НПП «Сигнал» – один из ведущих в России разработчиков и производителей аппаратуры специальной связи.

Освоено серийное производство линейки мощных СВЧ GaN-транзисторов серии «MGN» с категорией качества ОТК

В АО «ПМК Миландр» разработана и освоена в серийном производстве с категорией качества ОТК линейка мощных импульсных СВЧ GaN-транзисторов в металлокерамическом корпусе с напряжением стока-истока 50 В, с выходной мощностью от 5 до 1200 Вт и диапазоном частот – L-, S- и C серии «MGN». Потребителям также доступен комплект средств обеспечения проектирования. Работа проведена за собственные средства предприятия.

Бескорпусные интегральные микросхемы усилителей СВЧ-сигналов уже включены в реестр продукции отечественного производства по 719-му Постановлению Правительства Российской Федерации. Сейчас ведётся работа по включению в Реестр корпусированных транзисторов серии «MGN».

Также доступны образцы СВЧ GaN-транзисторов в пластиковых корпусах без категории качества ОТК, с напряжением стока-истока 50 В, выходной мощностью от 5 до 50 Вт и диапазоном частот – L-, S- и C. Серийное освоение СВЧ GaN-транзисторов в пластиковых корпусах запланировано на II квартал 2026 г.



Данная линейка мощных СВЧ-транзисторов на основе нитрида галлия широко применяется в радиолокационных системах и телекоммуникационном оборудовании благодаря целому ряду преимуществ, включая широкую полосу рабочих частот, высокие удельные мощности и КПД.

WIZnet запускает новую серию Ethernet-модулей ioPort

Компания WIZnet выпускает новую серию модулей ioPort, оформленных в виде разъема RJ45, которые предназначены для добавления Ethernet во встраиваемые продукты с меньшими затратами на разработку печатных плат и более быстрым выходом на рынок. Модули ioPort, в которых микросхема Ethernet размещена внутри разъема, позволяют, не усложняя основную плату, обеспечить стабильную работу сети 10/100.

Модули ioPort разработаны для компактных и удобных в производстве конструкций:

- Ethernet в разъеме типа RJ45 (встроенный чип) для компактного исполнения.



- Экономит место на печатной плате по сравнению с добавлением отдельного модуля Ethernet.
- Простой интерфейс хоста (SPI или UART/TTL, в зависимости от модели) с минимальным количеством внешних компонентов.

- Уменьшает сложность разводки печатной платы (отсутствуют высокоскоростные линии Ethernet на основной плате).

Общие характеристики: 16-контактный разъем RJ45, 3.3 В, диапазон температур от -40 до +85 °С, габариты 32.5 × 16.5 × 17.3 мм

WIZ-IP20 (последовательный адаптер Ethernet, разъем MAG-JACK)

WIZ-IP20 – это модуль адаптера UART–Ethernet, помогающий быстро подключать оборудование на базе UART/TTL.

Основные моменты

- Готовая к использованию прошивка для быстрой интеграции.
- Варианты конфигурации: веб-интерфейс, инструмент настройки и AT-команды.
- Интерфейс TTL UART ×1 (адаптер UART–Ethernet).
- Сертификаты: CE/FCC/KC.

WIZ-IP20 основан на системе в корпусе W55RP20, в которой объединены:

- RP2040 (микроконтроллер),
- W5500 (аппаратный контроллер TCP/IP Ethernet).

Это означает, что вы получаете гибкое управление и аппаратную разгрузку обработки стека TCP/IP в одном устройстве, что отлично подходит для быстрой разработки и стабильной работы сети.

WIZ-IP55 (модуль Ethernet, разъем MAG-JACK)

WIZ-IP55 – это компактный модуль разгрузки Ethernet на базе контроллера W5500, содержащего стек TCP/IP, а также MAC и PHY для Ethernet 10/100.

Если раньше вы работали со встроенным Ethernet, то, скорее всего, уже сталкивались с W5500. Эта микросхема широко используется в экосистемах разработчиков и производителей предприятий, включая Ethernet-модули на базе W5500, такие как Arduino Ethernet Shield v2 (с помощью библиотеки Ethernet2).

Основные моменты

- Модуль Ethernet 10/100 на основе контроллера W5500.
- Интерфейс хоста SPI.
- Сертификаты: CE/FCC/KC.

Политика MAC-адресов (практично для использования в производственной среде)

- В модуле WIZ-IP20 использует заводской MAC-адрес, сохраненный внутри (используется автоматически).
- Модуль WIZ-IP55 поставляется с наклейкой с MAC-адресом – можно использовать предоставленный MAC-адрес или при необходимости назначить свой собственный.

Температурная компенсация с помощью простого резистивного датчика температуры

Alain Stas

EDN

В связи с тенденцией к миниатюризации влияние температуры на силовую электронику становится более заметным, чем когда-либо. Если вы сталкиваетесь с колебаниями температуры в вашей схеме, вам может потребоваться система стабилизации для поддержания постоянной температуры и минимизации шума в отклике схемы.

$$R=\{mc(500,0.005)*(1+(1-mc(1,0.0002))*(TEMP-25))\}$$

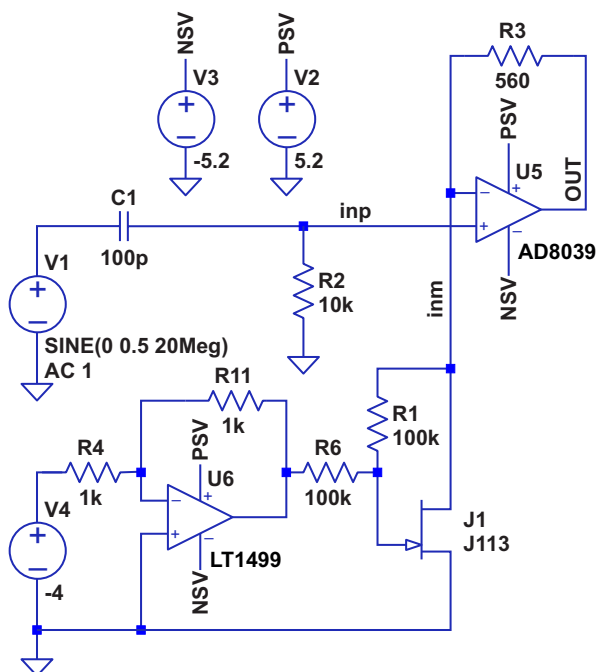


Рисунок 1. Рассматриваемая схема (обычно используемая, например, для преобразования тока фотодиода в напряжение) представляет собой широкополосный усилительный каскад на основе JFET (J113). Линейность функции управления достигается с помощью JFET в цепи обратной связи неинвертирующего усилителя.

Один из подходов заключается в использовании оптоэлектронной схемы с чувствительным элементом с отрицательным температурным коэффициентом и термоэлектрическим охлаждающим компонентом. Однако более экономичным и не менее эффективным решением является замена некоторых постоянных резисторов резисторами с сопротивлениями, зависящими от температуры, которые автоматически компенсируют колебания температуры.

Схема, показанная на Рисунке 1, представляет собой широкополосный усилительный каскад, построенный на основе полевого транзистора с p-n переходом (JFET). Подобные схемы обычно используются для преобразования тока фотодиода в сигнал напряжения. Благодаря полемому транзистору, включенному в цепь обратной связи неинвертирующего усилителя, такая конфигурация позволяет линейно регулировать усиление в диа-

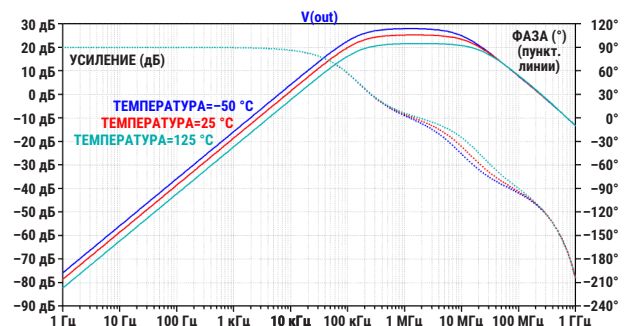


Рисунок 2. Причина показанного здесь изменения коэффициента усиления при изменении температуры может быть связана с температурными коэффициентами крутизны JFET J113 (SPICE-параметр BETA TCE).

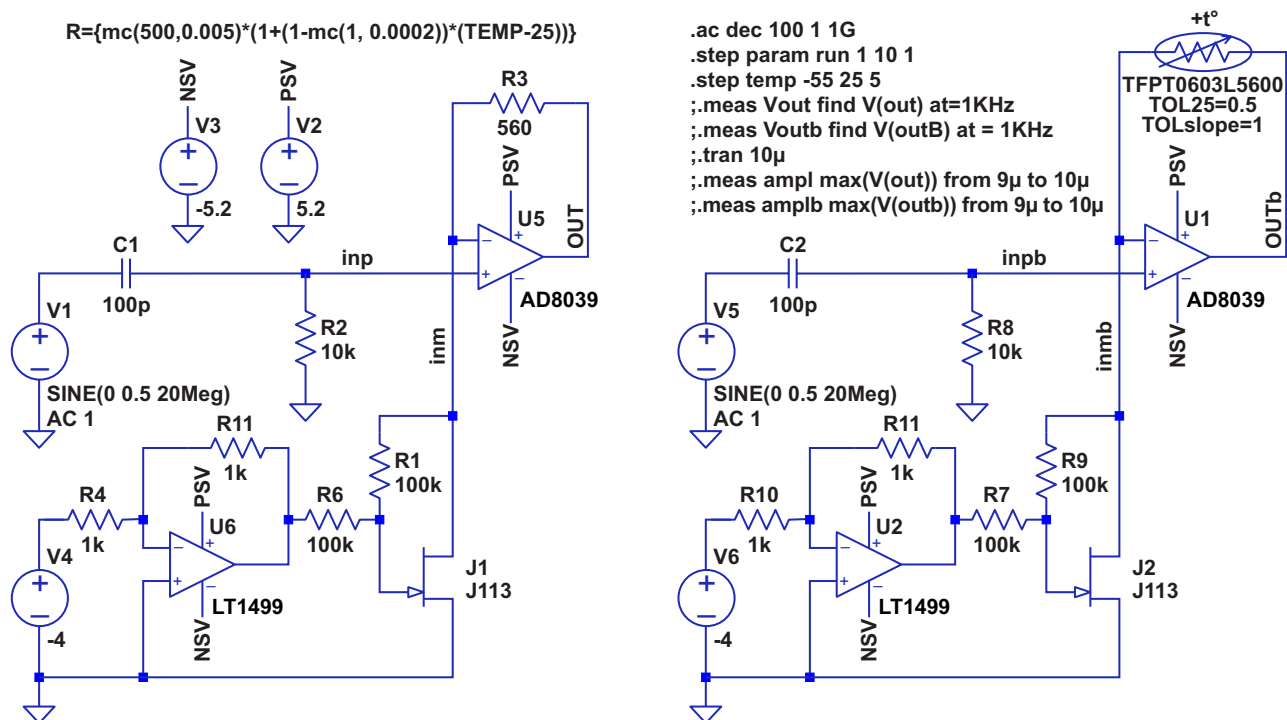


Рисунок 3. Показаны исходная (слева) и модифицированная (справа) версии схемы широкополосного усилительного каскада.

пазоне до трех порядков. Эта схема подробно описана в руководстве по применению мощных MOSFETAN-6603 компании onsemi [1].

Но как насчет колебаний температуры? Благодаря очень мощному SPICE-симулятору LTspice [2], малосигнальный анализ схемы на Рисунке 1 по переменному току (от 1 Гц до 1 ГГц) очень прост, а обусловленный температурой (от -50°C до 125°C) паразитный эффект может быть непосредственно представлен на Рисунке 2.

В руководстве по применению компании onsemi признается, что усиление этой схемы зависит от температуры, что является результатом присущей JFET чувствительности к температуре. В руководстве также кратко упоминается, что этот эффект может быть смягчен использованием кремниевого резистора в качестве резистора обратной связи R3, но никаких дополнительных указаний не содержится. Отсутствие подробностей заставило автора искать более понятное решение.

К сожалению, широко используемая серия кремниевых резисторов KTY81 (компонент с положительным температурным коэффициентом) была снята с производства в 2023 году, и в настоящее время не имеет четкого аналога

– по крайней мере, насколько известно автору. Так что же можно использовать вместо них?

В качестве одной из альтернатив можно использовать терморезистор TFPT0603 для поверхностного монтажа, представляющий собой никелевый резистивный элемент на подложке из оксида алюминия с хорошо описанным положительным температурным коэффициентом.

Основная причина изменения коэффициента усиления, показанного на Рисунке 2, заключается в температурном коэффициенте крутизны характеристики JFET J113, как это указано в его SPICE-модели. Частичная коррекция достигается заменой резистора R3 на TFPT0603, температурный коэффициент которого составляет $4110 \pm 400 \text{ ppm/K}$.

Обе версии схемы – исходная и модифицированная с использованием резистора TFPT – показаны на Рисунке 3. Для обеспечения точности моделирования были учтены все соответствующие допуски: на значения сопротивлений, на температурные коэффициенты постоянных резисторов и самого TFPT. При моделировании эти параметры изменялись случайным образом. Для обеспечения достоверного сравнения допусти-

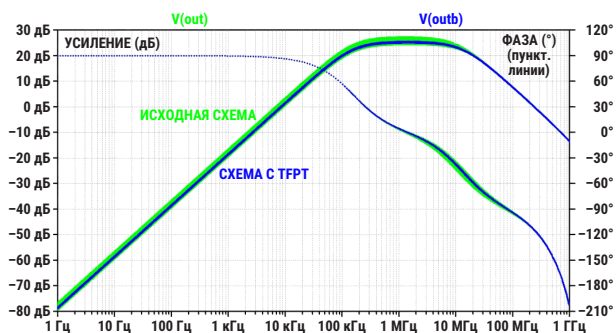


Рисунок 4. Синие кривые (представляющие схему с TFPT) показывают значительное снижение обусловленных изменениями температуры как амплитудных, так фазовых шумов, по сравнению с зелеными кривыми, представляющими исходную схему с постоянным резистором.

мые отклонения номиналов, как для постоянного резистора, так и для TFPT, были заданы равными $\pm 0.5\%$.

На Рисунке 4 показано существенное улучшение температурной стабильности версии, компенсированной с помощью TFPT0603.

Таким образом, простая модификация схемы может при разумных затратах эффективно снизить температурные помехи и повысить общую стабильность системы. **РЛ**

Ссылки

1. [AN-6603. A Linear Gain Controlled Amplifier](#)
2. [LTspice](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi J113](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD8039](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1499](#)
4. [Datasheet Vishay TFPT](#)
5. [Datasheet NXP KTY81](#)

Устройство плавного ШИМ-включения и отключения активной нагрузки

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы нескольких коммутирующих устройств, позволяющих плавно и практически без потерь наращивать или снижать потребляемую мощность в активной нагрузке при ее включении или отключении. Минимальные потери и плавность включения или отключения обусловлены использованием плавающей во времени ширины цифровых сигналов, поступающих на вход ключевых элементов, управляющих нагрузкой. Приведены также схемы устройств, позволяющих плавно и без потерь периодически перераспределять мощность между двумя нагрузками.

Хорошо известно, что срок службы нагревательных приборов, ламп накаливания, тела накала мощных генераторных и усилительных радиоламп определяется условиями подачи на них питающего напряжения. Мгновенная подача напряжения питания сопровождается мощным тепловым ударом тела накаливания, вызывает его механическую деформацию и, порой, разрушение. Многократные ударные циклы деформации тела накала при включении и отключении ламп способствуют образованию и росту многочисленных центров концентрации механических напряжений; срок службы изделия существенно сокращается. Долговечность работы таких изделий определяется совсем не продолжительностью их работы в стационарных условиях, а, в большей степени, количеством циклов механических напряжений, возникающих при коммутации электрического тока.

До настоящего времени остается проблематичным вопрос плавного наращивания мощности, выделяемой в активной нагрузке с минимальными потерями. Чаще всего в этих целях используют обычные реостаты или управляемые элементы, работающие в аналоговом режиме (транзисторы). Очевидно, что коэффициент полезного действия преобразования электрической энергии в

тепловую или световую, тем более, с учетом потерь на элементах регулирования, весьма невелик. Использование современных цифровых методов управления энерговыделением в нагрузке предусматривает применение программируемых источников с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Коэффициент заполнения импульсов, подаваемых на вход коммутирующего элемента – полевого или биполярного транзистора, должен плавно повышаться от 0 до 100% при включении и обратно – при выключении.

В настоящей статье предложено простое решение задачи плавного изменения во времени коэффициента заполнения импульсов, поступающих на коммутирующий элемент. Базовым элементом представленных устройств является псевдомикросхема 222, описание которой приводилось в предшествующих публикациях [1–4].

На Рисунке 1 показана схема плавного включения или отключения ламп накаливания с использованием широтно-импульсно модулированных сигналов. Саму микросхему 222, Рисунок 1, несложно воспроизвести из широко распространенных компараторов и нескольких резисторов. Разумеется, приведенные ниже схемы можно было бы представить в полном объеме, не прибегая к исполь-

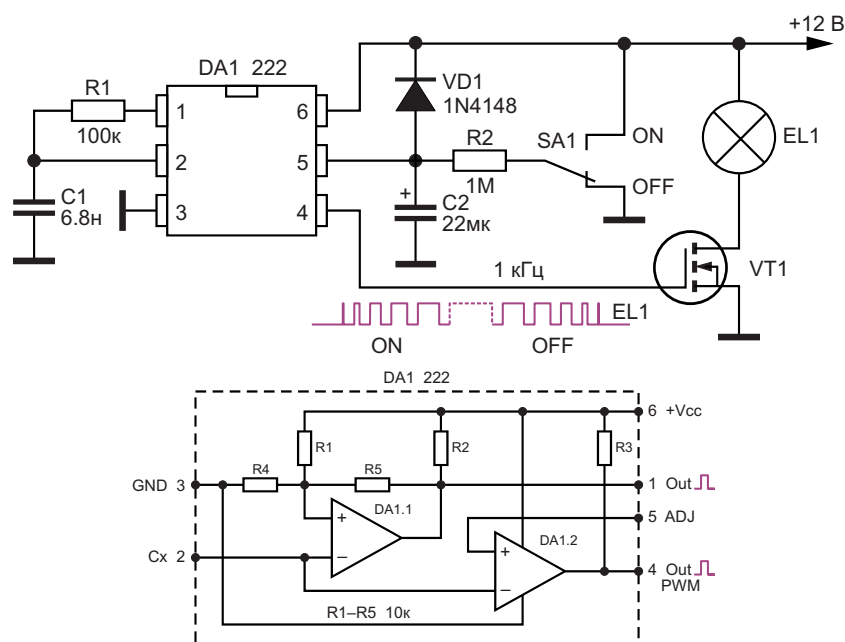


Рисунок 1. Устройство плавного включения и отключения активной нагрузки на микросхеме 222, а также эквивалентная схема этой микросхемы.

зованию графического представления микросхемы 222, однако они потеряли бы простоту и наглядность.

Вернемся к описанию схемы. Резистор R1 и конденсатор C1 задают рабочую частоту генератора импульсов. Частота генерации равна 1 кГц и не меняется как при изменении длительности выходных сигналов, так и при изменении напряжения питания. На вход управления (вывод 5 микросхемы) подается сигнал с времязарядной цепочки R2, C2. Постоянная времени этой цепочки определяет время, в течение которого происходит рост или спад мощности, выделяемой в нагрузке. С вывода 4 микросхемы импульсы прямоугольной формы с изменяемым коэффициентом заполнения поступают на затвор тран-

зистора VT1, нагрузкой которого является, для примера, лампа накаливания EL1.

Для включения или отключения нагрузки (лампы накаливания EL1) использован переключатель SA1. Дiode VD1 предназначен для разряда конденсатора C2 при отключении источника питания.

При переводе переключателя SA1 в положение ON напряжение на конденсаторе C2 начинает плавно возрастать, Рисунок 2. Напомним, что на выходе микросхемы DA1 222 (вывод 4) узкие импульсы прямоугольной формы начинают появляться при напряжении на управляющем входе 5 выше $1/3$ от напряжения питания. Коэффициент заполнения импульсов с ростом этого напряжения от $1/3$ до 0.6 от напряжения питания растет от 0

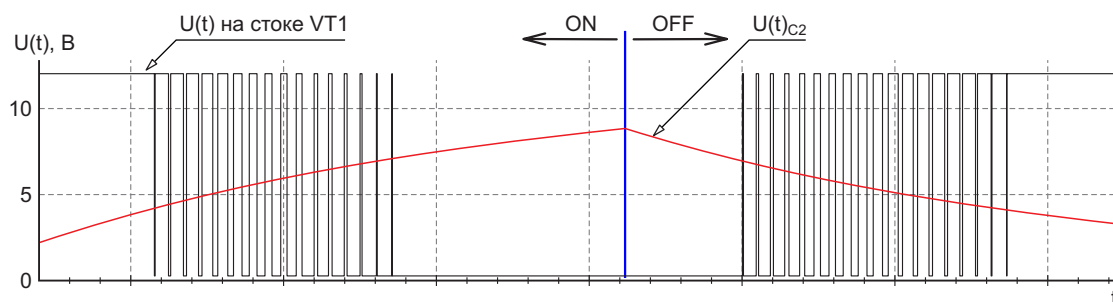


Рисунок 2. Динамика электрических процессов на конденсаторе C2 и на стоке силового транзистора VT1 при включении и отключении нагрузки.

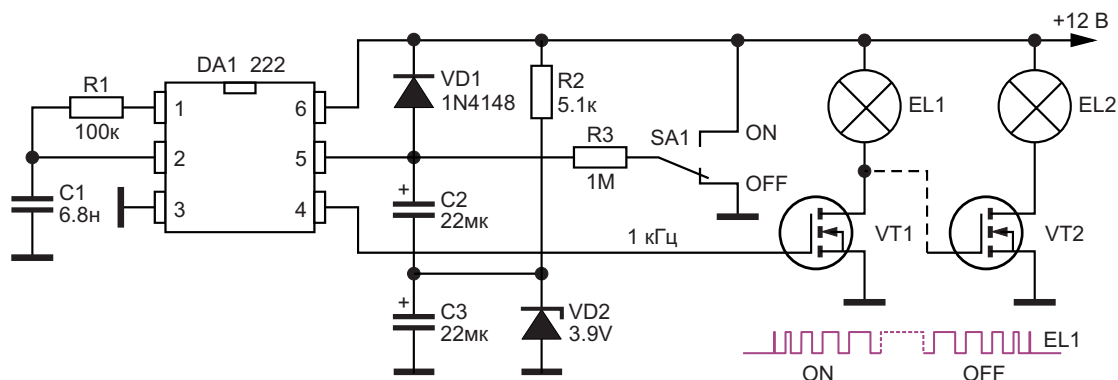


Рисунок 3. Коммутатор нагрузки с компенсацией времени запаздывания подачи управляющих импульсов при включении устройства.

до 100%. Соответственно, происходит плавный разогрев тела накала лампы.

При переводе переключателя SA1 в положение OFF происходит обратный процесс: конденсатор C2 разряжается на резистор R2; напряжение на нем плавно снижается, так же плавно гаснет лампа EL1, Рисунок 2.

Особенностью устройства, Рисунки 1 и 2, является наличие паузы до начала подачи управляющих импульсов на затвор транзистора VT1, что обусловлено начальной стадией заряда конденсатора C2 от 0 до 1/3 от напряжения питания.

Обратная ситуация наблюдается при переводе переключателя SA1 в положение OFF. Пауза с начала момента начала отключения нагрузки происходит за счет разряда предварительно заряженного конденсатора C2 до напряжения, равного 0.6 от напряжения питания.

На Рисунке 3 приведена схема устройства аналогичного назначения, в котором миними-

зировано время начала включения нагрузки (лампы накаливания EL1). Задача решается за счет подачи начального напряжения на нижнюю обкладку конденсатора C2. Это напряжение снимается со стабилитрона VD2, напряжение стабилизации которого определяет задержку времени подачи управляющих напряжений на затвор транзистора VT1.

Исключить времена задержки включения и отключения нагрузки можно также за счет использования резистивного делителя, Рисунок 4а. Резистивный делитель позволяет автоматически самонастраивать диапазоны изменения ширины управляющих импульсов от 0 до 100% при изменении напряжения питания устройства. Плавно регулировать соотношение времен включения и отключения нагрузки позволяют модификации зарядно-разрядных схем, Рисунки 4б и 4в.

К стоку транзистора VT1 для расширения функциональных возможностей устройства может быть подключен второй элемент ком-

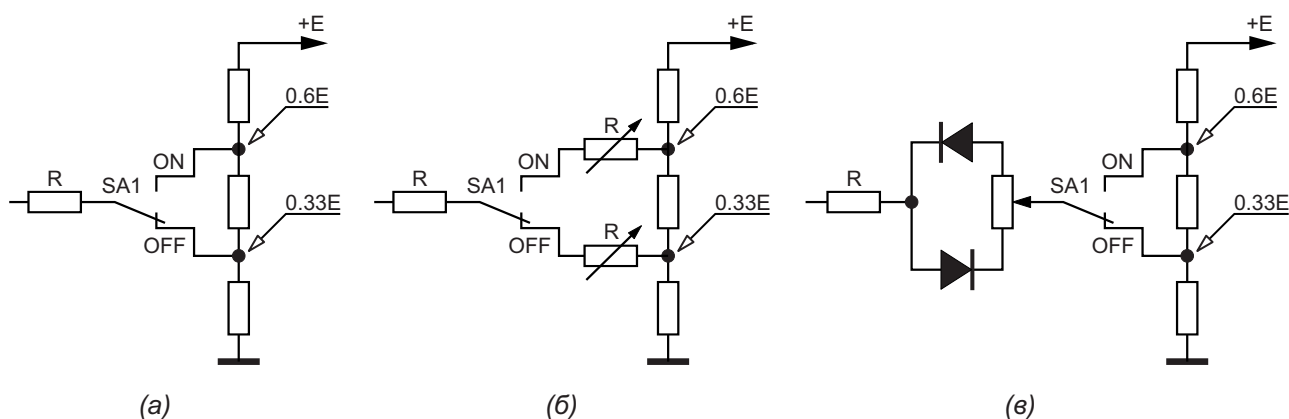


Рисунок 4. Варианты схем компенсации запаздывания и регулировки времен подачи и отключения управляющих импульсов: а) симметричная; б) раздельная; в) перераспределяемая.

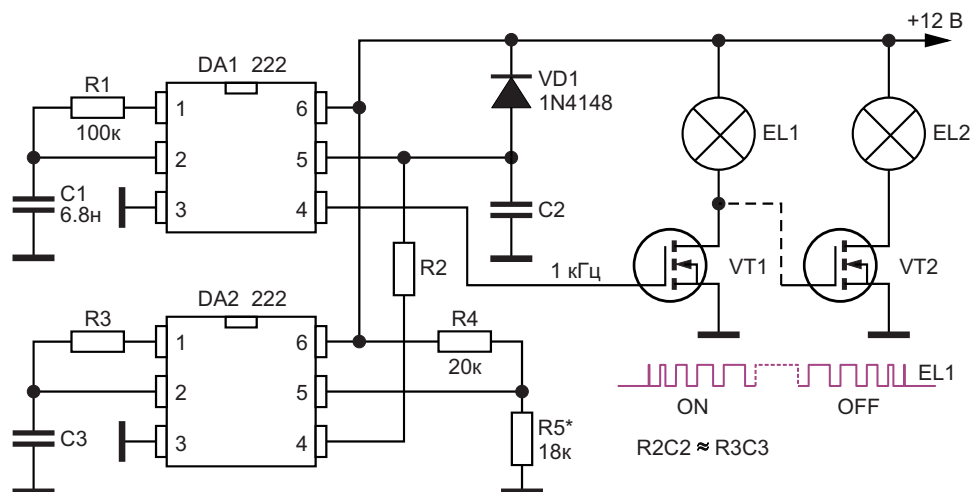


Рисунок 5. Коммутатор нагрузки с периодическим плавным нарастанием свечения и последующим угасанием ламп накаливания.

мутации – транзистор VT2, нагрузкой которого является лампа накаливания EL2. Эта лампа накаливания, разумеется, работает в момент включения устройства в неоптимальном режиме, поскольку на нее подается полное напряжение питания.

Устройства, показанные на Рисунках 5 и 6, предназначены для периодического плавного включения и отключения нагрузки (лампы накаливания EL1). Оба устройства выполнены на двух микросхемах 222, которые можно заменить всего одной микросхемой, содержащей четыре компаратора, например, LM339.

В первом из устройств, Рисунок 5, микросхема DA1, как и ранее, вырабатывает сигналы прямоугольной формы с переменным

коэффициентом заполнения импульсов частотой 1 кГц. Управляющее напряжение на конденсатор C2 подается через резистор R2 с выхода второго генератора импульсов, выполненного на микросхеме DA2. Генератор этой микросхемы работает на частоте порядка единиц или долей Гц, определяемой постоянной времени R3C3.

С вывода 4 микросхемы DA2 снимаются прямоугольные импульсы низкой частоты, которые периодически заряжают и разряжают конденсатор C2, управляя тем самым шириной сигналов частотой 1 кГц, подаваемых на затвор транзистора VT1. Соотношение резисторов R4/R5 определяет коэффициент заполнения импульсов низкой частоты.

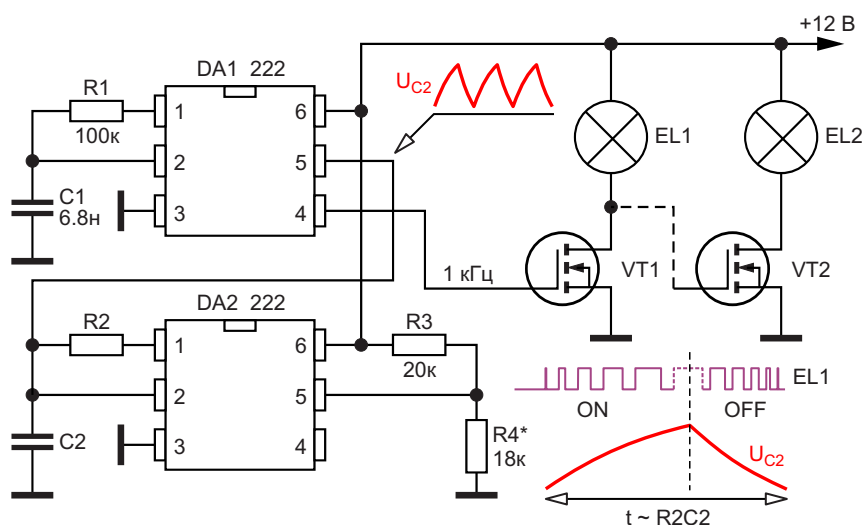


Рисунок 6. Вариант коммутатора с поочередным плавным периодическим включением и отключением нагрузки.

На Рисунке 6 показана модификация схемы плавного периодического ШИМ-включения и отключения нагрузки. Для этого управляющий сигнал пилообразной формы снимается с RC-времязадающей цепочки генератора импульсов на микросхеме DA2.

Коммутаторы нагрузки могут работать и в области более высоких напряжений, вплоть до 36 В (определяется свойствами используемых компараторов). Саму нагрузку можно питать от источника отдельного напряжения, максимальная величина которого определяется свойствами коммутирующего элемента – выходного транзистора. **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. [Микросхема 222 – альтернатива 555. ШИМ-генератор с независимой регулировкой частоты](#). РадиоЛоцман. 2021. № 9–10. С. 92–103.
2. Шустов М.А. Силовая электроника в электропитании и освещении. От азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.
3. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.
4. Shustov M.A. [O circuito integrado 222 – substituto do temporizador 555 \(ART5552\)](#). INCB. 15 janeiro 2025.

Активное двустороннее токовое зеркало

Stephen Woodward

EDN

В мае 2025 года в рубрике EDN Конструкторские идеи был опубликован мой проект топологии пассивного двустороннего токового зеркала [1], которое, по аналогии с оптическими двусторонними зеркалами, может отражать или пропускать.

Эта конструкция состоит всего из двух биполярных транзисторов и одного диода. Но хотя ее простота и хороша, о ее симметрии этого не скажешь. Иными словами, для некоторых приложений она недостаточно точна.

К счастью, как это часто бывает, когда точность аналоговой схемы недостаточна, а требуемые характеристики не могут быть снижены, решение может заключаться в добавле-

нии rail-to-rail операционного усилителя. Затем, если мы заменим биполярные транзисторы двумя точно подобранными токоизмерительными резисторами и одним MOSFET, то в результате получим активное двустороннее токовое зеркало (active two-way current mirror, ATWCM), показанное на Рисунке 1.

На Рисунке 2 показано, как работает ATWCM, когда диод D1 смещен в прямом направлении, переводя его в зеркальный режим.

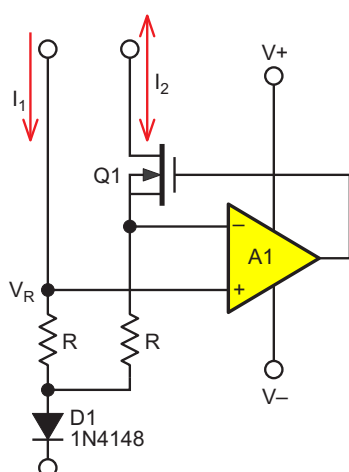


Рисунок 1. Активное двустороннее зеркало втекающего/вытекающего тока. Входной ток отражается как втекающий ток, когда диод D1 смещен в прямом направлении, и передается как вытекающий ток, когда диод D1 смещен в обратном направлении.

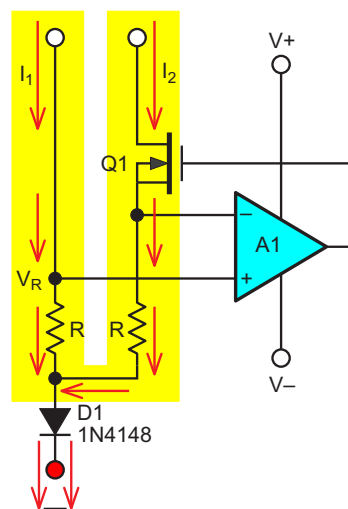


Рисунок 2. При работе ATWCM в зеркальном режиме втекающий ток I_1 создает напряжение V_R , которое вынуждает A1 управлять транзистором Q1 так, чтобы токи отражались зеркально: $I_2 = I_1$.

Работа ATWCM в зеркальном режиме предельно проста. Напряжение $V_R = I_1 R$ на

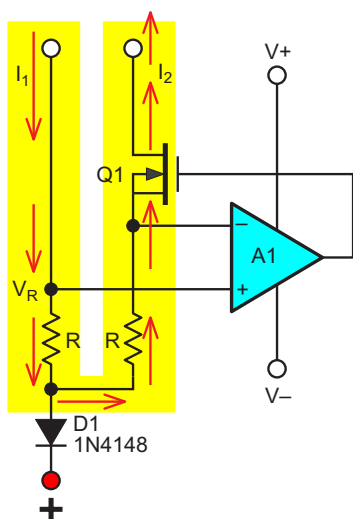


Рисунок 3. ATWCM в режиме пропускания. При обратном смещении диода D1 току I_1 некуда деваться, кроме как течь через резисторы и (насыщенный и инвертированный) транзистор Q1, откуда он передается обратно как I_2 .

неинвертирующем входе усилителя A1 заставляет транзистор Q1 проводить такой ток I_2 , чтобы $I_2 R = I_1 R$.

Следовательно, если резисторы равны, параметры, ограничивающие точность усилителя A1 (напряжение смещения, произведе-

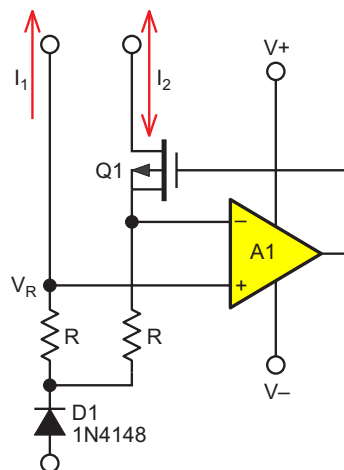


Рисунок 4. Двустороннее зеркало вытекающего/втекающего тока с диодом D1, перевернутым в противоположном направлении, и транзистором Q1, замененным на р-канальный.

ние усиления на полосу пропускания, входные токи, токи смещения и т. д.), достаточно малы, и транзистор Q1 не насыщается, то $I_1 = I_2$ настолько точно, насколько вам нужно.

Ладно, я соврал. На самом деле, работа ATWCM в режиме пропускания еще проще, как показано на Рисунке 3.

Благодаря току I_1 , протекающему через цепь сопротивлением $2R$, на выходе усилите-

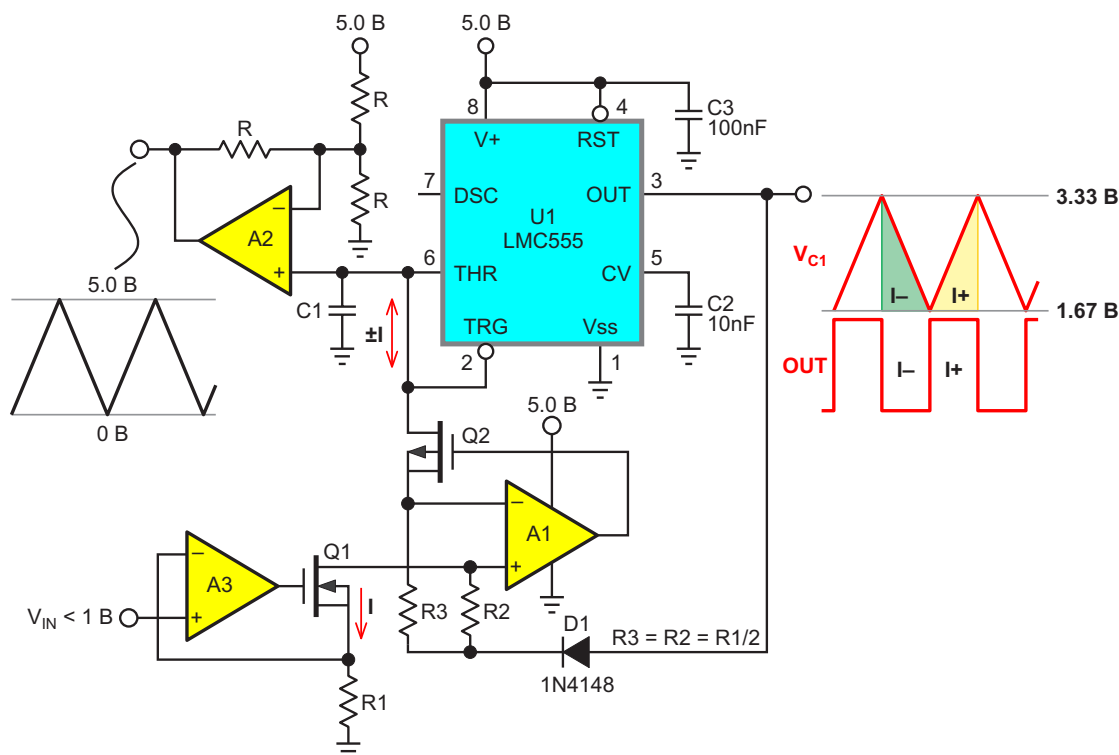


Рисунок 5. Точная симметрия треугольных и прямоугольных импульсов является результатом симметрии, присущей схеме двустороннего зеркала A1-Q2.

ля A1 устанавливается положительное напряжение, которое насыщает транзистор Q1, обеспечивая току обратный путь к выводу I₂. Поскольку транзистор Q1 смещен в обратном направлении, его паразитный диод будет замыкать цепь от I₁ к I₂ до тех пор, пока усилитель A1 не возьмет управление на себя. A1 только выполняет функцию компаратора.

Переверните диод D1 и замените транзистор Q1 на p-канальный, и, конечно же, получится зеркало вытекающего/втекающего тока, показанное на Рисунке 4.

На Рисунке 5 показана схема из Рисунка 4, дополненная выходным мультивибратором, формирующим симметричные треугольные и прямоугольные импульсы с размахом от шины до шины. 

Ссылка

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

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)

Быстрый поиск коротких замыканий на печатных платах с помощью недорогого метода трассировки

Teno P Cipri

EDN

Одной из основных причин отказов серийно выпускаемых печатных плат являются короткие замыкания дорожек. Поиск скрытых коротких замыканий часто отнимает много времени и вызывает разочарование. Типичные методы, такие как перерезание дорожек, подъем контактных площадок и «продувка» коротких замыканий, в лучшем случае сомнительны, поскольку могут повлиять на надежность схемы, а постоянно уменьшающиеся размеры и снижающееся рабочее напряжение микросхем делают эти методы сложными и рискованными. Высококачественные цифровые мультиметры или омметры с возможностью четырехпроводного подключения, способные точно измерять малые значения сопротивления, дороги и иногда недоступны для разработчиков.

Недорогой альтернативный подход к поиску коротких замыканий с использованием концепций четырехпроводных цифровых мультиметров и омметров прост и требует только тех инструментов, которые уже есть у вас на рабочем столе, и базового понимания закона Ома. Этот подход основан на том факте, что все проводники обладают сопротивлением, и между различными узлами в закор-

оченной цепи существуют различные падения напряжения. При этом подходе систематически определяются узлы с наименьшим сопротивлением между ними, и место повреждения локализуется до двух узлов.

Большинство цифровых шин имеют сопротивление не менее 1 Ом по всей длине, но даже при сопротивлении дорожки всего в 200 мОм падение напряжения при токе 10 мА составляет 2 мВ. Большинство портативных цифровых мультиметров лабораторного класса легко обеспечивают разрешение до 1 мВ. Поскольку вам нужны относительные значения, абсолютная точность прибора не имеет решающего значения. Однако для получения воспроизводимых результатов ток должен быть неизменным, и источник тока необходимо изолировать от земли проверяемой цепи.

Подходящим для этой цели источником тока является 1.5-вольтовая батарея, соединенная последовательно с резистором 1.5 кОм. Батарея обеспечивает изоляцию и относительно постоянное напряжение; резистор следует выбирать таким, чтобы он обеспечивал ток порядка 10 мА. (Для дорожек с более низким сопротивлением, таких как линии питания, или в ситуациях, когда мульт-

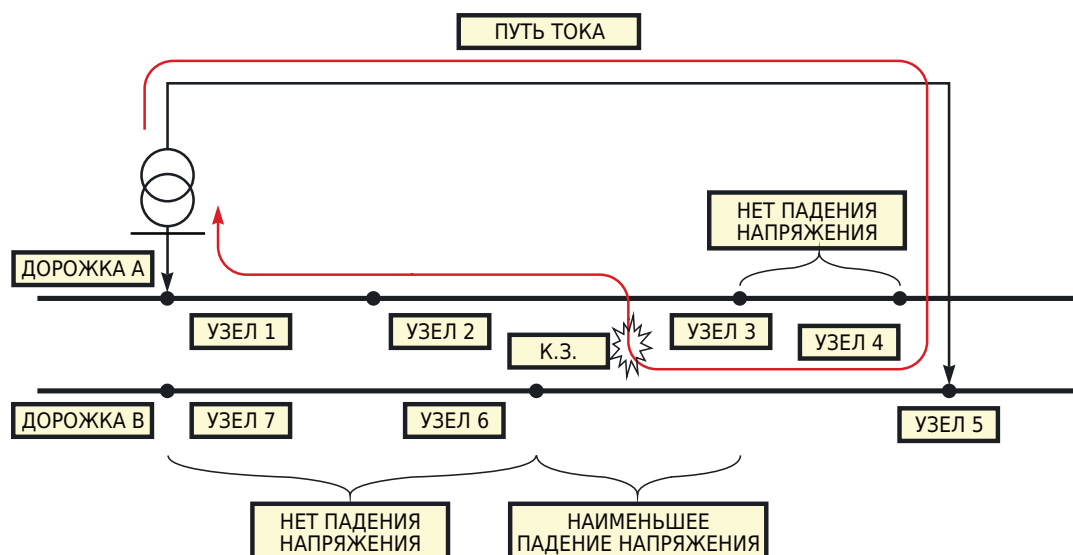


Рисунок 1. Подавая фиксированный ток в различные узлы и наблюдая за возникающими падениями напряжения, можно определить вероятное место короткого замыкания на печатной плате.

тиметр не обладает милливольтным разрешением, используйте больший ток). Дополнительный ограничительный диод, катод которого подключен к отрицательной клемме батареи, а анод – к свободному концу резистора, обеспечивает защиту низковольтных логических схем. При использовании диода может также потребоваться добавить выключатель питания, чтобы предотвратить разряд батареи, когда схема не используется.

Узлом может быть любая доступная часть тестируемой схемы, например, переходное отверстие, контактная площадка или контрольная точка (Рисунок 1). Обратите внимание на путь тока: когда ток протекает между двумя узлами, на этих узлах происходит незначительное падение напряжения. Когда ток не протекает между двумя узлами, падение напряжения на этих узлах отсутствует.

Чтобы найти короткое замыкание в этом примере, подключите один щуп мультиметра к любому узлу Дорожки А, а другой – к любому узлу на Дорожки В, и запомните падение напряжения. В этом примере, если бы вы начали с положительного щупа на Узле 1 и отрицательного щупа на Узле 5, а затем переместили отрицательный щуп к Узлу 6, вы бы заметили небольшое падение напряжения. Затем вы перемещаете щуп к Узлу 7 и отмечаете, что падение напряжения эквивалентно падению напряжения в Узле 6. Из этого теста можно сделать вывод, что короткое замыкание должно быть между узлами 5 и 6, поскольку ток от Узла 6 к Узлу 7 не течет. Затем переместите положительный щуп к Узлу 2 и зафиксируйте небольшое падение напряжения. Продолжайте движение до Узла 3 и обратите внимание на еще одно небольшое падение напря-

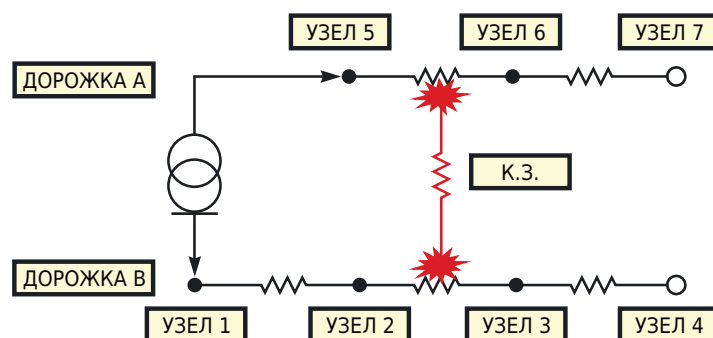


Рисунок 2. Эквивалентная схема разводки печатной платы демонстрирует принцип работы метода источника тока и щупа.

жения. Затем проверьте Узел 4 и убедитесь, что падения напряжения нет. Теперь можно сделать вывод, что короткое замыкание должно быть между узлами 2 и 3 и узлами 5 и 6.

Показанная на Рисунке 2 эквивалентная схема Рисунка 1 позволяет уяснить, как работает этот метод. Теперь вы рассматриваете простую последовательную цепь резисторов и ищите падение напряжения на любом резисторе, через который протекает ток. Когда узел находится вне пути прохождения тока, падения напряжения не происходит. Понимая взаимосвязь каждого из переходных отверстий и их положения на пути тока, можно последовательно изолировать место короткого замыкания, ища более низкое напряжение (ток течет) или более высокое напряжение (ток не течет). Когда ток течет, короткое замыкание находится дальше от источника тока. Если ток не течет, то короткое замыкание находится ближе к источнику тока. Эта двузначная логика упрощает выявление проблемы. Красота этого метода

заключается в том, что не имеет значения, к каким двум узлам подключен источник тока, главное, чтобы одна сторона источника тока была подключена к любому узлу Дорожки А, а другая сторона – к любому узлу Дорожки В.

В данном примере короткое замыкание находится между двумя парами узлов, и его можно локализовать с точностью до этих пар. Теперь в дело вступают знание схемы платы и здравый смысл. Вам нужно только знать, где две дорожки соседствуют между узлами 5 и 6 и узлами 2 и 3, и вы найдете наиболее вероятное место короткого замыкания. Если короткое замыкание находится под компонентом, придется удалить этот компонент; удаление компонента часто устраняет короткое замыкание. Если короткое замыкание находится во внутреннем слое, возможно, потребуется выполнить несколько выборочных разрезов и перемычек, чтобы изолировать короткое замыкание от дорожек, но, по крайней мере, вы минимизируете количество разрезов на плате. **РЛ**

Схемы измерения и питания для безбатарейной мобильной системы мониторинга взвешенных частиц

Tommy Liu, учащийся

EDN

Мониторинг взвешенных частиц¹⁾ (PM2.5) является ключевым показателем общественного здравоохранения. Датчики, устанавливаемые на автомобилях и беспилотных летательных аппаратах, могут расширить зону охвата, но многие существующие системы слишком дороги для широкого внедрения. В этой статье представлен прототип входного интерфейса для измерения PM2.5 и выработки энергии для недорогого безбатарейного узла, устанавливаемого на транспортном средстве.

На проект схемы были установлены два ограничения:

1. Минимизация энергопотребления для обеспечения работы без использования батарей.
2. Сбор и регулирование энергии от источника с переменной выходной мощностью.

Помимо использования малопотребляющего датчика и микроконтроллера, встроенное ПО активно управляет режимами работы, полностью отключая датчик PM2.5 между измерениями и переводя микроконтроллер (МК) в режим глубокого сна. Размещение

MOSFET выключателя питания датчика в верхнем плече предотвращает риск возникновения помех по земле, характерных для коммутации земляной шины.

Недорогие ветряные микротурбины могут собирать энергию от движения транспортных средств, но при обычных скоростях движения доступная мощность ограничена, и выходная мощность меняется в зависимости от воздушного потока. Суперконденсатор обеспечивает буферизацию энергии, а понижающий DC/DC преобразователь ограничивает и стабилизирует напряжение на шине для надежной работы датчика и микроконтроллера.

Схемы были собраны и протестированы; результаты выявили имеющиеся ограничения и определили дальнейшие шаги по улучшению конструкции.

Схема датчика PM2.5 и микроконтроллера

На Рисунке 1 показана измерительная схема, состоящая из датчика PM2.5 типа PM2105, микросхемы ESP32-C3 и р-канального MOSFET ключа верхнего плеча FQP27P06.

¹⁾ PM2.5 – обозначение мелкодисперсных частиц размером 2.5 мкм и менее. (PM – particulate matter, взвешенные частицы). Всемирной организацией здравоохранения (ВОЗ) установлен показатель контроля загрязнения воздуха PM2.5.

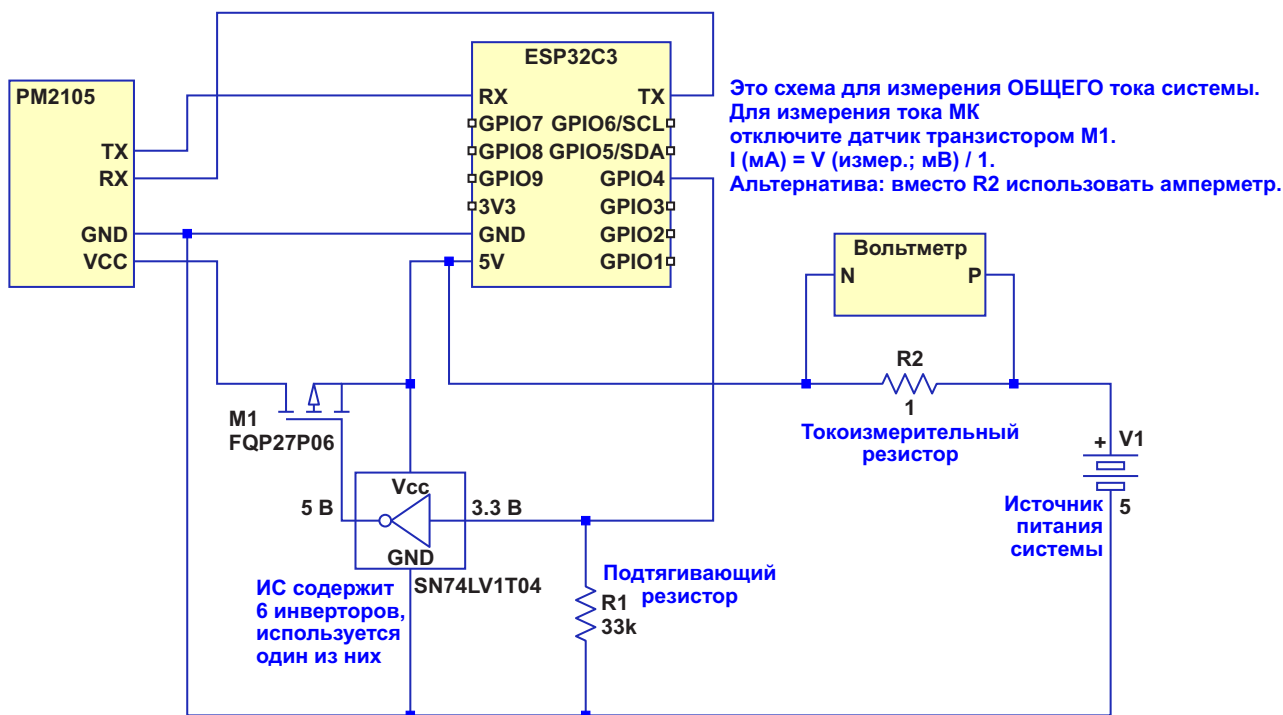


Рисунок 1. Измерительная схема с датчиком PM2.5 PM2105, микросхемой ESP32-C3 и р-канальным MOSFET ключом верхнего плеча FQP27P06.

Расчет энергетического баланса

Датчик PM2105 был выбран из-за низкого рабочего тока (53 мА) и малого времени выборки данных (4 с). Для оценки энергетического баланса безбатарейной системы мы измерили общее энергопотребление измерительной цепи (PM2105 плюс ESP32-C3), используя схему тестирования с чередованием включения и ожидания (Рисунок 2).

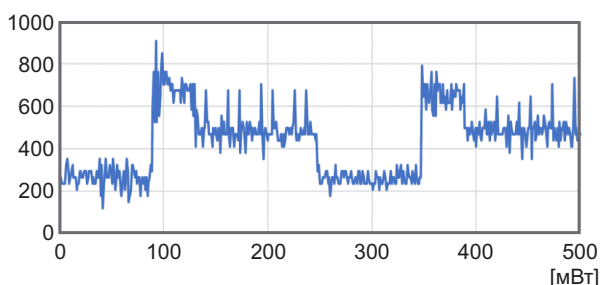


Рисунок 2. Энергопотребления измерительной схемы в режимах работы и ожидания.

Потребляемая мощность достигает максимума примерно в течение первых 4 с после включения датчика и во время его работы. Этот скачок потребления при запуске происходит, когда для стабилизации показаний

датчик увеличивает интенсивность излучения лазера и скорость вращения вентилятора. При напряжении питания 5 В измеренная средняя мощность составляет приблизительно 650 мВт в течение первых 4 секунд и порядка 500 мВт в течение оставшегося интервала включения. В режиме ожидания мощность падает примерно до 260 мВт; при этом большая часть потребления приходится на микроконтроллер.

Поскольку показания датчика PM2105 устанавливаются приблизительно за 4 с, программа производит выборку данных в течение примерно 4 с, а затем отключает датчик и переводит МК в режим глубокого сна до следующего момента выборки.

Режимы работы и глубокого сна

Микроконтроллер основан на маломощной СнК ESP32-C3 компании Espressif Systems. Он управляет датчиком, собирает данные о взвешенных частицах и передает их на автомобильный шлюз, роутер или портативную точку доступа. Оба устройства поддерживают интерфейсы I²C и UART, но был выбран UART из-за возможности использования более длинных кабелей в автомобиле.

Для полного отключения питания PM2105 между измерениями высоковольтный ключ на основе р-канального полевого транзистора FQP27P06 разрывает цепь VCC (Рисунок 1). Ключ в нижнем плече также мог бы отключать питание, но токи цифровой коммутации могут создавать падения напряжения и помехи на шине земли. В измерительных системах помехи по шине земли обычно более опасны, чем пульсации напряжения питания. Транзистор FQP27P06 был выбран из-за низкого сопротивления в открытом состоянии и большого номинального тока.

В режиме глубокого сна входы/выходы общего назначения (GPIO) микроконтроллера находятся в плавающем (высокоимпедансном) состоянии. Во время сна подтягивающий резистор 33 кОм и инвертор удерживают затвор р-канального полевого транзистора в заданном выключенном состоянии. Поскольку GPIO микросхемы ESP32-C3 рассчитаны на напряжение 3.3 В, для управления затвором требуется преобразование уровня. Один логический элемент SN74LV1T04 обеспечивает одновременно как инверсию, так и преобразование уровня.

Безбатарейное получение энергии

Ветряная турбина

Движение транспортного средства обеспечивает наличие воздушного потока, что делает микротурбину удобным устройством для сбора энергии. В качестве турбины используется небольшой коллекторный двигатель постоянного тока с ротором (Рисунок 3). Предполагая, что скорость транспортного средства находится в диапазоне приблизительно от 15 до 65 миль в час, типичная средняя скорость встречного ветра составляет примерно 30–40 миль в час.

При скорости 35 миль в час (56 км/ч) испытываемая турбина выдавала примерно 3.2 В



Рисунок 3. Ветряная микротурбина, состоящая из двигателя постоянного тока и ротора.

и 135 мВт на нагрузке 41 Ом, приблизительно соответствующей средней нагрузке, создаваемой микроконтроллером и датчиком. Для стабилизированной шины 5 В и пиковой мощности при запуске около 650 мВт этого недостаточно.

Суперконденсатор

Для преодоления этого разрыва используется суперконденсатор емкостью 10 Ф, который накапливает энергию и буферизует турбину от нагрузки датчика. Поскольку выходное напряжение турбины зависит от скорости, а максимальное напряжение на микроконтроллере и датчике должно оставаться ниже 5.5 В, турбина не может быть подключена к измерительной цепи напрямую. Для поддержания напряжения в допустимых пределах мы использовали регулируемый понижающий преобразователь LM2596 с установленным выходным напряжением 5 В.

На Рисунке 4 показана схема выработки энергии. Включенный последовательно диод Шоттки (D1) защищает понижающий каскад, если турбина меняет полярность во время вращения в обратном направлении.

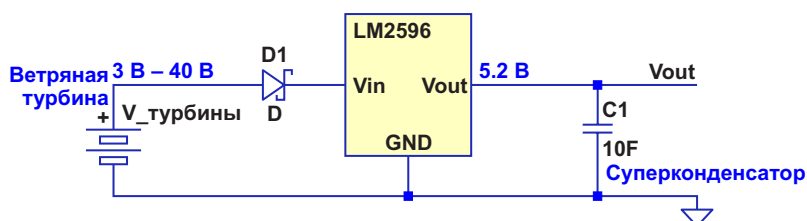


Рисунок 4. Система питания, в которой включенный последовательно диод Шоттки (D1) защищает понижающий каскад, если турбина меняет полярность во время вращения в обратном направлении.

Во время работы измерительной схемы питание нагрузки обеспечивается суперконденсатором. Спад напряжения на суперконденсаторе за время одной выборки составляет:

$$\Delta V = \frac{1}{C} \cdot T = \frac{125 \text{ мА}}{10 \text{ Ф}} \cdot 4 \text{ с} = 50 \text{ мВ},$$

где

I – средний рабочий ток,

T – время работы на одну выборку.

При включенной измерительной схеме напряжение турбины может опуститься ниже 5 В, например, до 3.2 В при скорости 35 миль в час, и выходное напряжение LM2596, соответственно, упадет. Поскольку LM2596 является понижающим преобразователем с диодным выпрямлением, при спаде выходного напряжения преобразователя ниже напряжения суперконденсатора обратный ток блокируется, предотвращая разряд суперконденсатора обратно в преобразователь.

По завершении выборки датчик отключается, и микроконтроллер переходит в режим глубокого сна. Нагрузка уменьшается, и напряжение турбины повышается. На скорости 35 миль в час турбина выдает около 9 В, одновременно заряжая суперконденсатор емкостью 10 Ф через преобразователь LM2596 без дополнительной нагрузки.

Выходное напряжение понижающего преобразователя, заряжающего суперконденсатор, поддерживается на уровне 5 В. Вблизи 5 В измеренная скорость заряда составляет приблизительно 2.3 мВ/с. Таким образом, время восстановления спада напряжения примерно на 50 мВ после выборки составляет:

$$T_2 = \frac{50 \text{ мВ}}{2.3 \text{ с}} = 22 \text{ с}.$$

При скорости около 35 миль в час это позволяет производить выборки с периодом порядка 30 секунд. Изменение скорости движения транспортного средства будет влиять на достижимую частоту выборки, но для мониторинга PM2.5 в приложениях общественного здравоохранения часто достаточно интервалов обновления порядка 1 минуты.

Результаты и дальнейшая работа

На Рисунке 5 показан прототип платы датчика с модулем PM2105, микроконтроллером ESP32-C3 и суперконденсатором 10 Ф на одной плате. На Рисунке 6 показан модуль понижающего преобразователя с микросхемой LM2596, сконфигурированной для выходного напряжения 5 В.

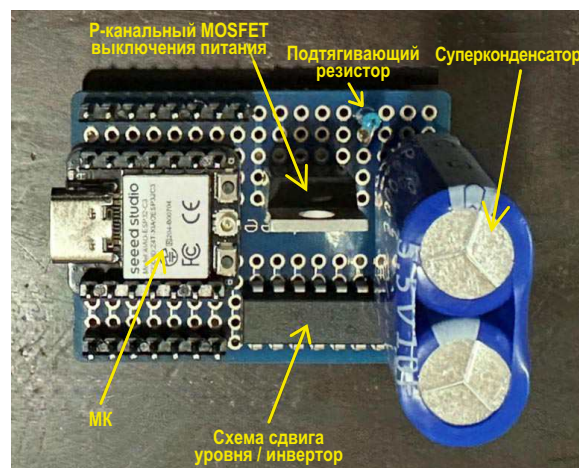


Рисунок 5. Прототип платы датчика с модулем PM2105, микроконтроллером ESP32-C3 и суперконденсатором 10 Ф.

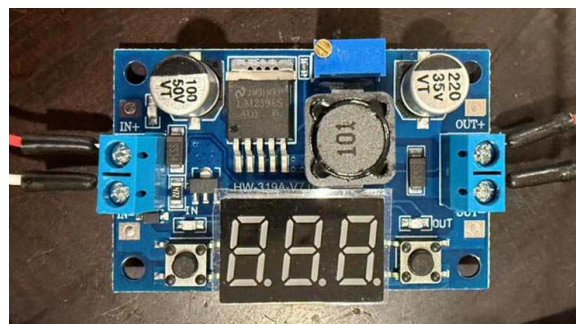


Рисунок 6. Понижающий DC/DC преобразователь LM2596, сконфигурированный для выходного напряжения 5 В.

Постоянный встречный ветер обеспечивал непрерывный воздушный поток со скоростью около 35 миль в час, что было подтверждено анемометром, направленным на лопасти турбины. Микроконтроллер включал датчик каждые 30 секунд и производил выборку PM2.5. Перед началом испытаний суперконденсатор был предварительно заряжен до 5 В от источника USB. Во время испытания система питалась только от суперконденсатора и ветряной турбины.

Таблица 1. Фрагмент собранных показателей РМ (датчик не калиброван)

```
22:37:10.200 -> ----- BEGIN pm.csv -----
22:37:10.200 ->
trial,t_мс,PM1_мкг/м³,PM25_мкг/м³,PM10_мкг/м³
1: PM1=2, PM2.5=2, PM10=2
2: PM1=1, PM2.5=1, PM10=1
3: PM1=1, PM2.5=1, PM10=1
4: PM1=2, PM2.5=2, PM10=2
5: PM1=2, PM2.5=2, PM10=2
6: PM1=2, PM2.5=2, PM10=2
7: PM1=2, PM2.5=2, PM10=2
8: PM1=1, PM2.5=1, PM10=1
9: PM1=1, PM2.5=1, PM10=1
10: PM1=1, PM2.5=1, PM10=1
11: PM1=1, PM2.5=1, PM10=1
12: PM1=1, PM2.5=1, PM10=1
13: PM1=1, PM2.5=1, PM10=1
14: PM1=1, PM2.5=1, PM10=1
```

Система регистрировала показатели РМ в течение часа работы с интервалом выборки 30 секунд. В Таблице 1 представлен фрагмент собранных данных.

Затем система будет установлена на автомобиле для проведения дорожных испытаний. Одним из ограничений является низкая выходная мощность микротурбины. После зарядки суперконденсатора до 5 В система может продолжать работу, но первоначальная зарядка с использованием только турбины происходит медленно. При емкости суперконденсатора 10 Ф время первоначальной зарядки может составлять порядка 30 минут. Уменьшение емкости сокращает время зарядки, но боль-

шая емкость помогает при движении на низких скоростях и остановках.

В этом прототипе данные РМ регистрировались локально и выгружались через USB после завершения теста. При использовании передачи данных по Wi-Fi мощность, потребляемая микроконтроллером при каждой выборке, увеличилась бы. Соединение и передача данных могут занимать до 1 секунды активного времени. Эти факторы увеличивают мощность, которую должна вырабатывать система. В будущих исследованиях основное внимание будет уделено увеличению мощности, вырабатываемой системой, за счет использования более мощного двигателя, улучшенной конструкции ротора или нескольких турбин, работающих параллельно. Цель – создание системы самозапуска, которая при типичных скоростях движения заряжает суперконденсатор в течение нескольких минут. **РЛ**

Литература

1. Rohal, Shubham, Zhang, Joshua, Montgomery-Yale, Farren, Lee, Dong Yoon, Schertz, Stephen, & Pan, Shijia. (2025, May 6–9). [Self-Adaptive Structure Enabled Energy-Efficient PM2.5 Sensing](#). 13th International Workshop on Energy Harvesting and Energy-Neutral Sensing Systems (ENSsys '25).

Материалы по теме

1. [Espressif ESP32-C3](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM2596](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74LV1T04](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor FQP27P06](#)
5. [Datasheet Cubic PM2105](#)

Пассивная RC-цепь обеспечивает усиление

Mike Wyatt

EDN

Может ли простая пассивная RC-цепь без трансформаторов, дросселей, ключей или нелинейных компонентов обеспечить усиление напряжения?

Ну, это не «свободная энергия», однако, да, и можно даже использовать резисторы и конденсаторы одинаковых номиналов в лестничной схеме, показанной на Рисунке 1, хотя можно использовать и другие значения.

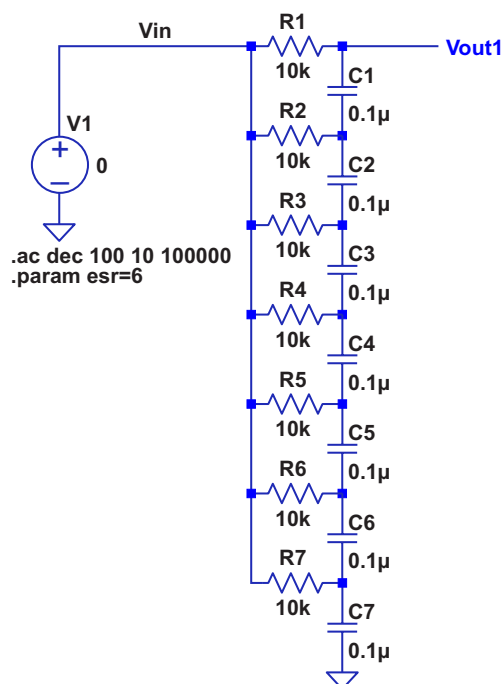


Рисунок 1. Пассивная лестничная RC-цепь, в которой используются резисторы и конденсаторы одинаковых номиналов.

Конечно, это не имеет особого практического значения, кроме как для любопытства, но это забавная схема, которую интересно собрать и с которой интересно поиграть!

Я собрал схему из семи секций (Рисунок 2), используя резисторы R по 10 кОм и конденсаторы C по 0.1 мкФ, а затем построил график результатов.

Диаграмма Бode представлена на Рисунке 3. Как видно, коэффициент усиления оста-

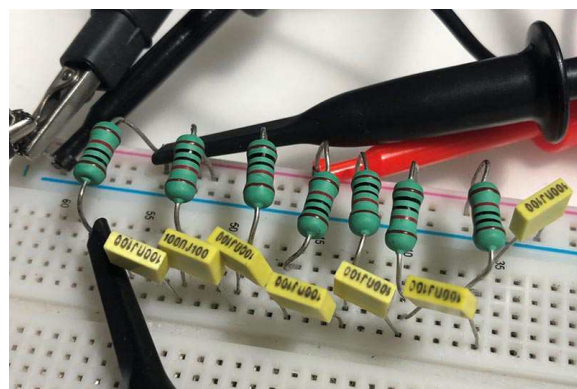


Рисунок 2. Семисекционная лестничная RC-цепь с резисторами по 10 кОм и конденсаторами по 0.1 мкФ.

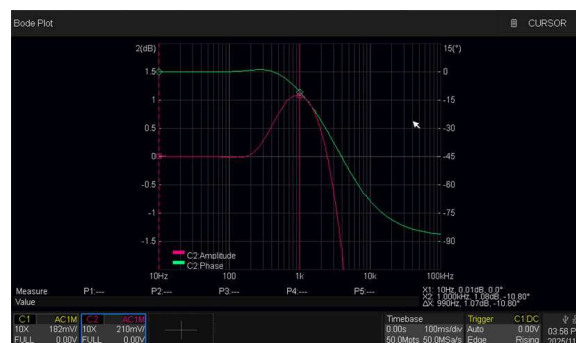


Рисунок 3. Диаграмма Бode пассивной RC-цепи, ведущая себя как фильтр нижних частот до начала медленного нарастания до пикового значения 1.07 дБВ на частоте 1 кГц.

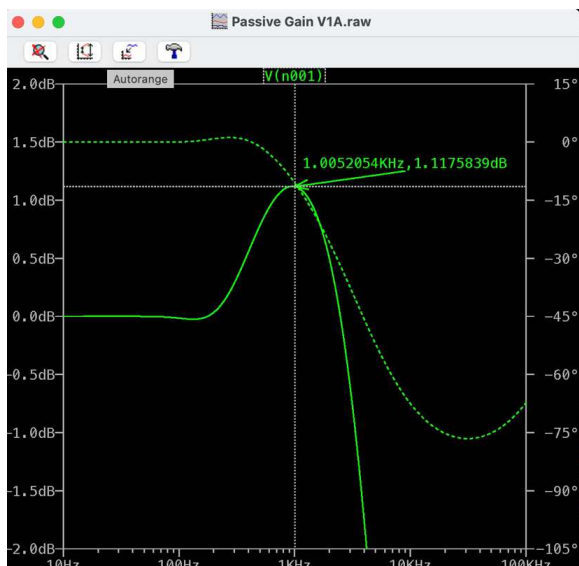


Рисунок 4. Моделирование пассивной RC-цепи, которая точно соответствует диаграмме Бode, показанной на Рисунке 3.

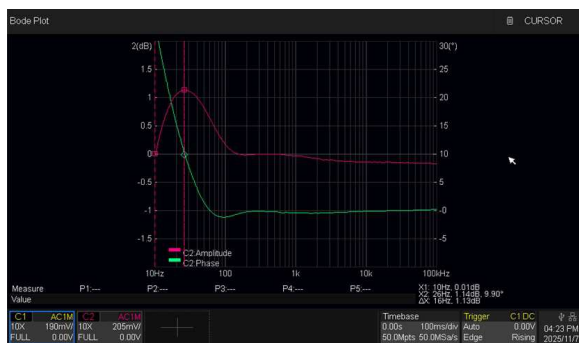


Рисунок 5. Диаграмма Бode пассивной RC-цепи, демонстрирующая поведение фильтра верхних частот.

ется вблизи 0 дБВ, и схема ведет себя как фильтр нижних частот, затем медленно растет до пика 1.07 дБВ на частоте 1 кГц, после чего падает.



Рисунок 6. Реакция смоделированной пассивной RC-цепи точно соответствует диаграмме Бode, показанной на Рисунке 5.

Это хорошо согласуется с результатами моделирования, показанными на Рисунке 4.

Если поменять местами резисторы и конденсаторы, схема будет вести себя как фильтр верхних частот и обеспечит более высокое усиление 1.13 дБВ на частоте 26 Гц, как показывают Рисунок 5 и результаты моделирования на Рисунке 6.

Как кто-то заметил, этот метод можно использовать с эмиттерным повторителем, имеющим коэффициент усиления по напряжению меньше единицы, чтобы создать генератор. Однако это тема для другой будущей статьи, в которой, в частности, будет показано, как один несмещенный полевой транзистор с p-n переходом может обеспечить коэффициент усиления по напряжению больше 0 дБВ!

В любом случае, надеюсь, кому-нибудь это покажется интересным и доставит удовольствие! **РЛ**

Кроссплатформенная программа представления чисел в двоичной, десятичной и шестнадцатеричной форме

Сергей Суров

Данная программа может пригодиться инженерам-программистам, оперирующим числами, указанными в заголовке статьи.

Программа позволяет вводить числа в диапазоне от 0 до 18446744073709551615 (64 бита) в одном из трех форматов – двоичном, десятичном и шестнадцатеричном с одновременным переводом числа в два других формата. Возможны операции с введенным числом – побитовый сдвиг, инверсия, инкремент и декремент. Программа копирует результат в виде шестнадцатеричного и двоичного представления числа в буфер обмена, откуда его можно вставить в текстовый документ, например, в файл исходного текста программы.

Существуют различные калькуляторы и конвертеры для тех же целей, но не все они

удобны. Автору хотелось создать конвертер для 64-разрядных чисел с удобным побитовым вводом для двоичного вида.

Программа кроссплатформенная, автор создал инсталляторы для ОС Windows и Linux. Работа программы тестировалась в Windows 7 x86 с установленным пакетом обновлений SP1 (KB976932), Windows 10, Windows 11; Debian-12.7.0 и Debian-13.3.0 с установленной средой рабочего стола Xfce. Для ОС Windows ширина окна программы составляет 1280 пикселей, соответственно разрешение дисплея по горизонтали должно быть не менее 1280. Для ОС Linux ширина окна программы выбрана 1600 пикселей, что связано с особенностью шрифтов, применяемых в ОС по умолчанию.

Вид окна программы показан на Рисунке 1.

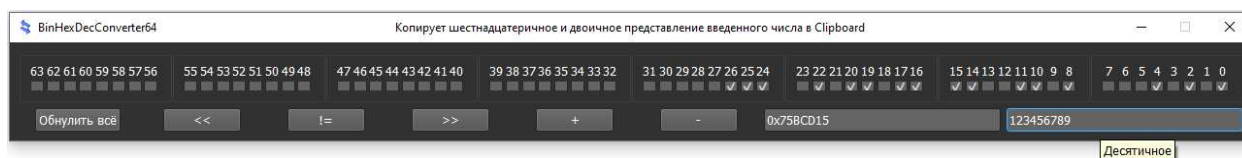


Рисунок 1. Вид окна программы с всплывающей подсказкой для окна ввода чисел десятичного формата.

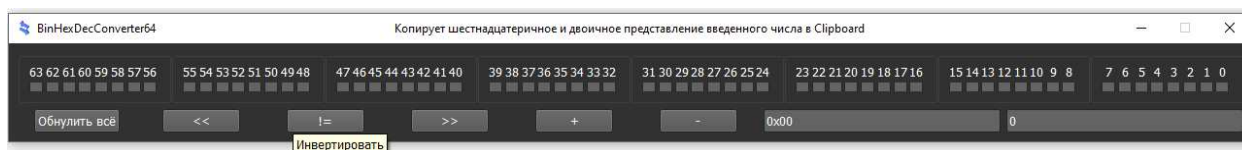


Рисунок 2. Вид окна программы с всплывающей подсказкой для кнопки инверсии введенного числа.

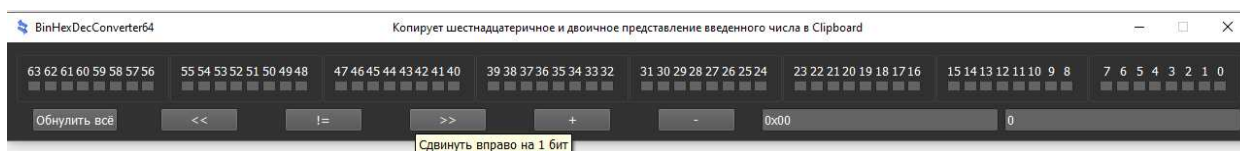


Рисунок 3. Вид окна программы с всплывающей подсказкой для кнопки побитного сдвига вправо введенного числа.

При наведении курсора мыши на два поля, расположенных в нижней правой части окна, где после запуска программы отображаются числа 0x00 и 0, появляются всплывающие подсказки «Шестнадцатеричное» для ввода чисел, например, в виде: 0xFB32 и «Десятичное», как видно на Рисунке 1. При наведении курсора на кнопки, помеченные значками, также появляются всплывающие подсказки, как например, на Рисунках 2 и 3.

В указанные поля нужно ввести числа в соответствующем формате и нажать клавишу Enter на клавиатуре компьютера. Также можно навести курсор мыши на квадратики, помеченные цифрами от 0 до 64, и нажать левую кнопку мыши. Выбранный квадратик будет помечен галочкой, что будет соответствовать установке бита в логическую едини-

цу. Введенное число отобразится в остальных форматах.

Как уже сообщалось ранее, программа копирует результат в виде шестнадцатеричного и двоичного представления числа в буфер обмена.

Например, при вводе десятичного числа 123456789 (Рисунок 1) в буфер обмена будет записан текст 0x75BCD15; // 0111 0101 1011 1100 1101 0001 0101, который можно вставить оттуда в файл исходного текста программы.

Инсталлятор BinHexDecConverter64-installer.exe для ОС Windows имеет возможность установки как для старых 32-разрядных систем (Рисунок 4), так и для современных 64-разрядных.

Установка программы BinHexDecConverter64 из инсталлятора в ОС Windows не имеет осо-

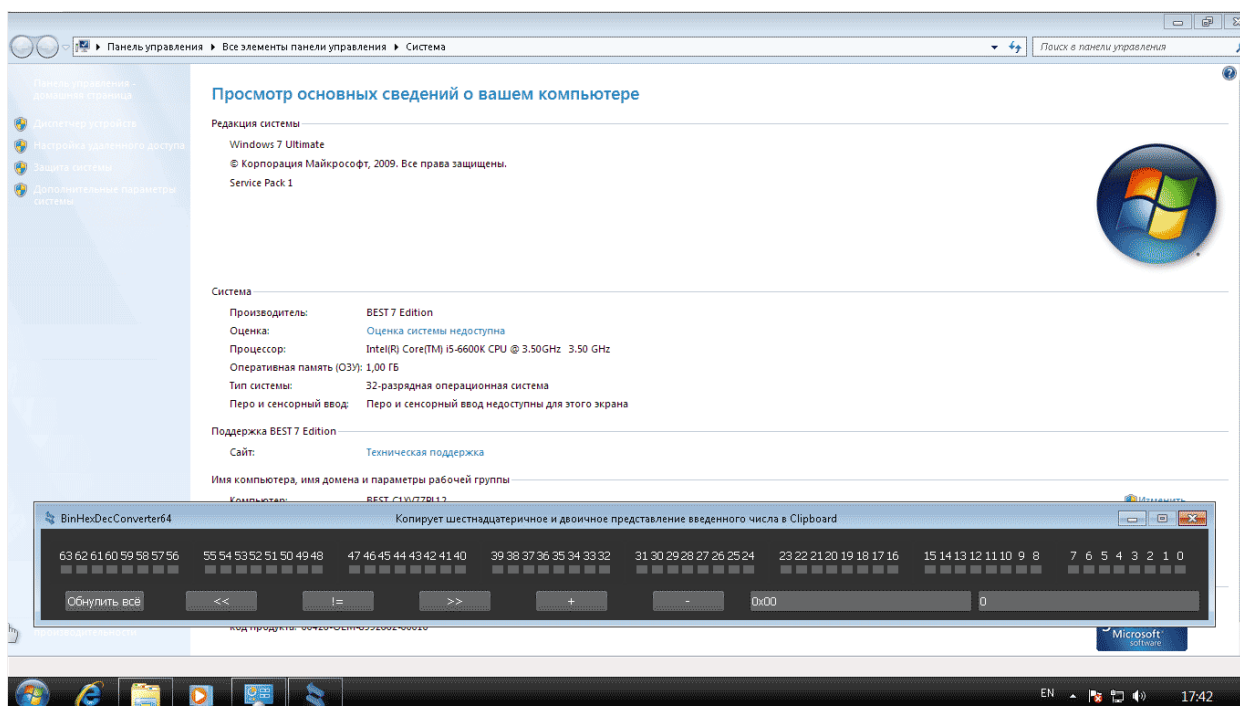


Рисунок 4. Возможность работы программы в 32-разрядной ОС Windows 7.



Рисунок 5. Значок для ярлыка программы.

бенностей. По окончании инсталляции на рабочем столе создается ярлык для запуска программы с изображением, как на Рисунок 5.

Установка программы BinHexDecConverter64 в ОС в Debian-13.3.0 из инсталлятора InstallerBinHexDecConverter64.run производилась автором с правами суперпользователя root, и других особенностей не имеет. По окончании инсталляции в меню **Приложения** появляется раздел **Прочее** и в нем ярлык **BinHexDecConverter64** со значком (Рисунок 6). При желании деинсталлировать программу в папке **root/BinHexDecConverter64/** находим файл BinHexDecConverter64Tool и запускаем его двойным щелчком левой кнопки мыши; в открывшемся окне экранной кнопкой **Next** стартуем процесс удаления программы. **РЛ**

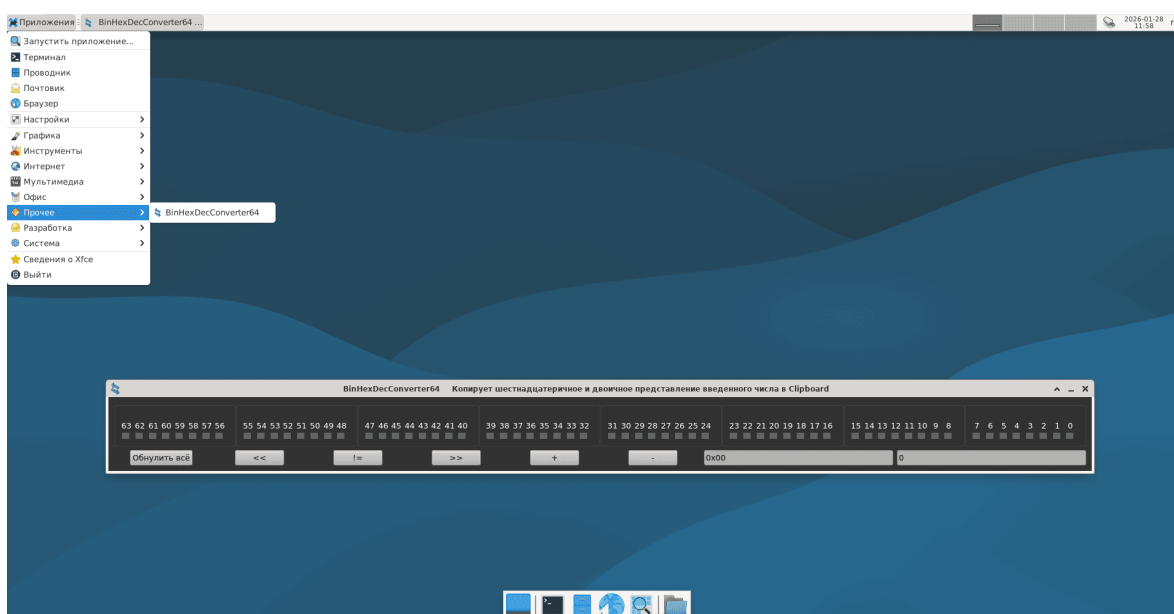


Рисунок 6. Вид рабочего стола в ОС Debian-13.3.0 с запущенной программой.

Загрузки

[Инсталлятор для ОС Windows](#)



[Инсталлятор для ОС Linux](#)



Стремитесь к совершенству источников опорного напряжения

Bonnie Baker

EDN

Устройства смешанных сигналов высокого разрешения ставят перед вами интересную задачу, когда вы пытаетесь найти правильную схему источника опорного напряжения. Хотя универсального подхода к конструированию таких схем не существует, на Рисунке 1 показано интересное решение для преобразователей с разрядностью более 15 бит.

При проектировании преобразователей высокого разрешения возникают такие проблемы, как шум опорного напряжения, устойчивость и способность источника опорного напряжения отдавать достаточный ток на вход опорного напряжения преобразователя. Пассивный фильтр, состоящий из элементов R_1 , C_2 и C_3 , значительно снижает шумы опорного напряжения. Частота среза этого фильтра

нижних частот составляет 1.59 Гц. Этот фильтр снижает как широкополосный, так и сверхнизкочастотный шум. Дополнительный RC-фильтр позволяет контролировать шум на уровне, достаточном для 20-битного АЦП. Эта ситуация обнадеживает. Однако, если ток от вывода опорного напряжения АЦП проходит через резистор R_1 , падение напряжения на нем исказит результаты преобразований при обработке каждого бита [1].

Схема на Рисунке 1 содержит операционный усилитель, необходимый для изоляции фильтра нижних частот, состоящего из элементов R_1 , C_2 и C_3 , и для обеспечения достаточного тока на входе опорного напряжения АЦП. Входной ток смещения КМОП операционного усилителя OPA350 составляет 10 пА

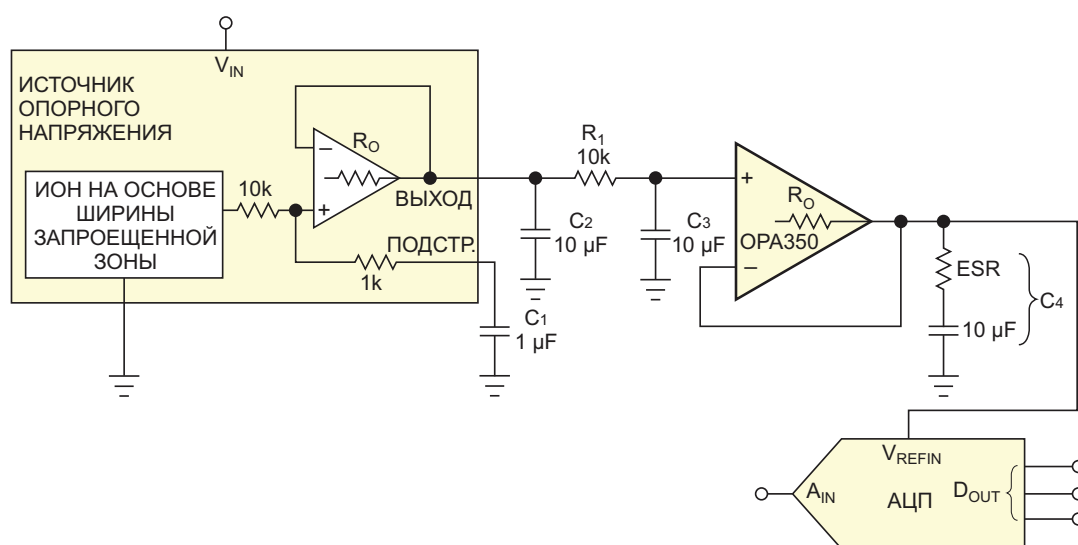


Рисунок 1. Хотя универсального подхода к проектированию подобных источников опорного напряжения не существует, данная схема представляет собой интересный вариант для преобразователей с разрешением более 15 бит.

при 25 °С. Этот ток создает на 10-килоомном резисторе R_1 постоянное падение напряжения 100 нВ, которое не влияет на окончательное разрешение 23-разрядного АЦП. Входной ток смещения операционного усилителя изменяется в зависимости от температуры, но можно ожидать, что его максимальное значение не превысит 10 нА при 125 °С, что приведет к изменению на 100 мкВ в диапазоне температур 100 °С.

Полезно оценить это падение напряжения на R_1 , которое увеличивает погрешности источника опорного напряжения. Предположим, что начальная погрешность источника опорного напряжения составляет $\pm 0.05\%$, а температурный дрейф – 3 ppm/°С. При опорном напряжении 4.096 В начальная ошибка опорного напряжения при комнатной температуре равна 2.05 мВ, а при 125 °С к ней добавляется еще 1.23 мВ. В схеме на Рисунке 1 погрешность опорного напряжения преобладает над ошибками, вносимыми смещением и входными токами операционного усилителя. АЦП, включенный по схеме на Рисунке 1, воспринимает сумму ошибок от опорного напряжения, резистора R_1 и операционного усилителя ОРА350 как ошибку усиления.

Операционный усилитель нагружен на конденсатор C_4 емкостью 10 мкФ и на вход опорного напряжения АЦП. Во время аналого-цифрового преобразования заряд на конденсаторе C_4 поддерживает необходимое напряжение на выводе опорного напряжения, входная емкость которого составляет приблизительно от 2 до 50 пФ.

Устойчивость усилителя может быть нарушена, поскольку конденсатор C_4 и собственное выходное сопротивление операционного усилителя R_O изменяют амплитудную характеристику усилителя без обратной связи. В принципе, устойчивость схемы считается хорошей, если измененная характеристика усилителя без обратной связи и характеристика усилителя с обратной связью имеют ско-

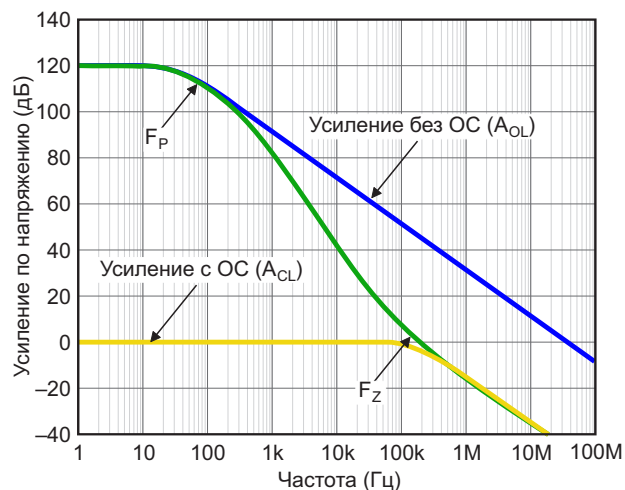


Рисунок 2. Устойчивость схемы считается хорошей, если измененная характеристика усилителя без обратной связи и характеристика усилителя с обратной связью имеют скорость спада 20 дБ/дек.

рость спада 20 дБ/дек (Рисунок 2). Рассчитать положения полюса и нуля этой устойчивой схемы позволяют следующие формулы:

$$F_p = \frac{1}{2\pi(R_O + R_{ESR_C4})C_4} = 318 \text{ Гц};$$

$$F_z = \frac{1}{2\pi R_{ESR_C4} C_4} = 78 \text{ кГц}.$$

Выходное сопротивление усилителя ОРА350 без обратной связи составляет 50 Ом, а ESR (эквивалентное последовательное сопротивление) конденсатора C_4 равно 2 мОм. **РЛ**

Ссылки

1. Baker, Bonnie, "[Taking the mixed-signal voltage reference to a higher level.](#)"
2. Baker, Bonnie, "[Just use a 100Ω resistor: Understanding a rule of thumb for oscillating amplifiers.](#)"

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA350](#)

Получение отрицательного сопротивления

Bob Zollo

Electronic Design

Я работаю с источниками постоянного тока и батареями уже более 30 лет, и каждый день использую закон Ома — $V = I \cdot R$ — для решения различных задач или выполнения расчетов, связанных с постоянным током. Если ток протекает через провода, разъемы, реле, резисторы или другие компонента схемы, на них падает напряжение. Чем больше ток, тем больше падение напряжения. Чем больше сопротивление, тем длиннее провода, чем тоньше провода... и опять же... тем больше падение напряжения. Это падение напряжения, описываемое законом Ома, обычно является первым, на что я обращаю внимание, когда где-то возникают проблемы в цепях постоянного тока.

Падение напряжения происходит до тех пор, пока сопротивление R в законе Ома *положительно*. А R всегда должно быть положительным — как же может быть отрицательное сопротивление? В природе R всегда кажется положительным. Однако закон Ома работает и с отрицательным R . При *отрицательном* сопротивлении R протекающий ток *увеличивает* напряжение. Это неестественно, но работает.

Повседневный пример отрицательного сопротивления

Наиболее распространенное применение отрицательного сопротивления — дистанционные измерения. Оно используется в источниках питания с большими токами, где пользователи с большей вероятностью сталкиваются с падениями напряжения на выводах для подключения нагрузки при высоких токах. Благодаря дистанционному измере-

нию источник питания может самостоятельно регулировать выходное напряжение для компенсации падения напряжения на выводах нагрузки, даже при изменении тока.

Для работы дистанционного измерения источник питания должен иметь четыре выходных клеммы. Клеммы «+» и «-» являются стандартными выходными клеммами источника питания, к которым подключаются провода нагрузки, и через которые потекут токи в тестируемое устройство (DUT). Они также называются силовыми клеммами. Две другие клеммы — это измерительные клеммы, обычно обозначаемые как «+S» и «-S». Подсоединенные к ним провода называются измерительными выводами (Рисунок 1).

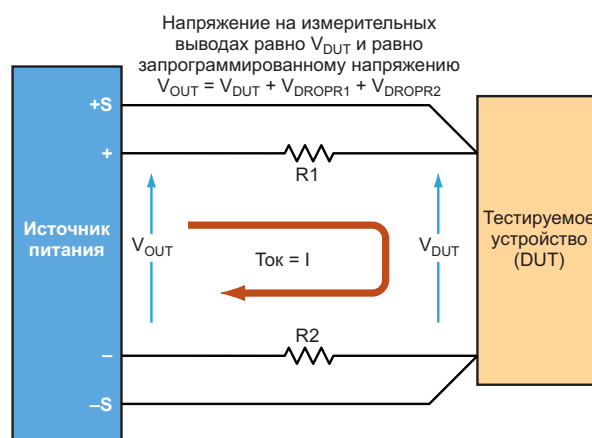


Рисунок 1. С помощью дистанционного измерения компенсируются падения напряжения на выводах нагрузки, так что напряжение на тестируемом устройстве соответствует запрограммированному напряжению источника питания. (V_{DROP1} и V_{DROP2} — падения напряжения на резисторах $R1$ и $R2$, соответственно).

Входное сопротивление со стороны измерительных клемм велико, поэтому в измерительные клеммы ток поступать не будет. Поскольку ток не поступает в измерительные клеммы, он не будет течь и через измерительные провода. Если ток не протекает, то независимо от сопротивления или сечения измерительных проводов падения напряжения на них не будет (можно использовать тонкий провод, например, диаметром 1 или 0.6 мм).

Следовательно, напряжение на тестируемом устройстве будет присутствовать на измерительных клеммах, что позволит источнику питания измерять фактическое напряжение на тестируемом устройстве. Источник питания будет стабилизировать напряжение на выходных клеммах, чтобы поддерживать напряжение на измерительных клеммах точно на запрограммированном уровне, даже если падение напряжения на выводах нагрузки будет изменяться при изменении тока.

Таким образом, концептуально, дистанционное считывание приводит к тому, что выход источника питания ведет себя так, как будто он имеет отрицательное сопротивление, включенное последовательно с выводами нагрузки, чтобы преодолеть сопротивление в выходных выводах источника питания, соединяющих тестируемое устройство. Когда ток увеличивается, выходное напряжение источника питания также увеличивается (на его выходных клеммах). В то же время ток, протекающий через реальное положительное сопротивление R проводов, создает равное и соответствующее ему падение напряжения. В результате в измерительной точке тестируемого устройства напряжение стабилизируется, независимо от величины протекающего тока.

Получение отрицательного сопротивления

Недавно я столкнулся с другим применением отрицательного сопротивления. В данном случае тестируемым устройством был аккумулятор. Для этого конкретного теста требовалось, чтобы аккумулятор заряжался постоянным напряжением при малом токе через фиксированный резистор R . Самый простой способ сделать это – вставить реальный резистор $R_{FixedReal}$ в силовой провод

между источником питания и аккумулятором. Однако, поскольку пользователь хотел провести этот тест при разных значениях R , использование реального резистора с постоянным сопротивлением было неудобным, так как для каждого прохода теста пришлось бы менять физические резисторы (Рисунок 2).

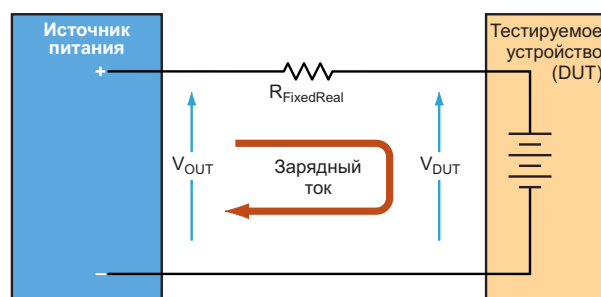


Рисунок 2. В этой установке для тестирования аккумулятора источник питания медленно заряжает аккумулятор через постоянный резистор $R_{FixedReal}$.

Вместо этого мы установили реальное сопротивление $R_{FixedReal}$ (в данном случае 10 Ом) последовательно с силовым проводом. Когда пользователю требовалось другое значение, тестовая программа имитировала дополнительное сопротивление $R_{SimNegR}$ последовательно с реальным сопротивлением. Если пользователь хотел получить общее сопротивление R_{NET} менее 10 Ом, имитированное сопротивление представляло собой отрицательное сопротивление (Рисунок 3).

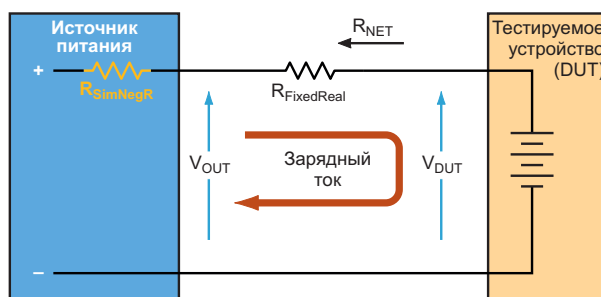


Рисунок 3. Сымитированный отрицательный резистор $R_{SimNegR}$ дает $R_{NET} = R_{FixedReal} + R_{SimNegR}$.

Для моделирования отрицательного R управляющая программа, запущенная на ПК, будет выполнять непрерывный цикл. В каждой итерации цикла программа будет исполь-

Таблица 1. Расчеты отрицательного сопротивления

Зарядный ток	Имитируемое отрицательное R	Увеличение напряжения на моделируемом R при зарядном токе	Реальное R	Падение напряжения на реальном R при зарядном токе	Общее напряжение на полном R (увеличения напряжения + падение напряжения)	Полное R = общее напряжение/ зарядный ток
20 мА	-2 Ом	0.04 В	10 Ом	0.2 В	0.16 В	8 Ом = 0.16 В/20 мА
10 мА	-2 Ом	0.02 В	10 Ом	0.1 В	0.08 В	8 Ом = 0.08 В/10 мА
5 мА	-2 Ом	0.01 В	10 Ом	0.05 В	0.04 В	8 Ом = 0.04 В/5 мА
0 мА	-2 Ом	0 В	10 Ом	0 В	0 В	Нет тока, нет напряжения, нет полного R

зовать источник питания для измерения зарядного тока, поступающего в аккумулятор. Затем программа использовала бы закон Ома для расчета повышения напряжения на имитируемом отрицательном сопротивлении R и добавляла бы это рассчитанное значение к запрограммированному постоянному напряжению на выходе источника питания, заряжающего батарею.

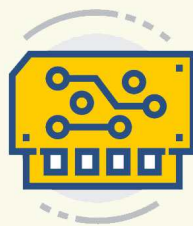
Следовательно, по мере зарядки аккумулятора ток падает, а повышение напряжения на отрицательном сопротивлении уменьшается. В конечном итоге, источник постоянного напряжения зарядит аккумулятор до конечного напряжения, при котором зарядный ток прекратится, и, как следствие, не будет ни падения, ни повышения напряжения.

ElectroFind.ru

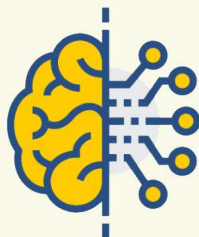
ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



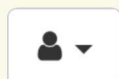
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

В Таблице 1 приведены результаты расчетов для получения суммарного сопротивления $R_{\text{NET}} = 8 \text{ Ом}$ при использовании реального сопротивления 10 Ом , и имитируемого отрицательного сопротивления -2 Ом для тестовой установки на Рисунке 3.

Обратите внимание, что этот метод использования программного управления в цикле измерения-расчета-перепрограммирования для моделирования сопротивления работает только потому, что это приложение низкочастотное, близкое к постоянному току. Батарея заряжается очень медленно, поэтому ее ток изменяется медленно. Каждая итерация моделируемого цикла занимала около 70 мс , пока управляющая программа производила измерение тока (60 мс), вычисляла новое значение (намного меньше 1 мс) и перепрограммирова-

ла напряжение (10 мс). Эти 70 мс – очень быстро по сравнению с медленными изменениями тока при зарядке аккумулятора.

Для батареи это имитируемое сопротивление неотличимо от реального отрицательного сопротивления (если таковое существует), и, следовательно, суммарное сопротивление (сумма имитируемого отрицательного сопротивления и реального сопротивления) ведет себя точно так же, как реальное сопротивление того же значения. Таким образом, мы создали полностью программируемое сопротивление, хотя и работающее на скоростях, близких к постоянному току.

Следует отметить, что этот метод имитации сопротивления также подойдет для имитации положительного сопротивления, но это тема другой статьи. **РЛ**

Точное измерение больших токов

Simon Bramble

Аннотация

В данной статье описывается схема, позволяющая с высокой степенью точности измерять токи от нескольких ампер до сотен ампер.

Введение

Измерения тока требуются во множестве приложений. Измерять с высокой точностью токи до 10 А могут многие цифровые мультиметры. Однако, для измерения больших токов необходимо использовать другие методы. Хотя включить токоизмерительный резистор последовательно с нагрузкой и измерить падение напряжения на нем не

составляет труда, здесь есть один компромисс. Напряжение на измерительном резисторе должно быть достаточно малым, чтобы обеспечить максимальное напряжение на нагрузке и свести к минимуму тепловыделение в измерительном резисторе, но при этом достаточно большим, чтобы напряжение на резисторе можно было измерить с высокой степенью точности. Дополнительная проблема связана с измерением напряжения, например, с помощью осциллографа, когда земляной провод не имеет привязки к земле. Схема, описанная в этой статье, облегчает измерение низкого напряжения на измерительном резисторе и выдает усиленное выходное напряжение с привязкой к земле и с высокой точностью.

Схема

В показанной на Рисунке 1 схеме используется микросхема LTC6102 и 50-микроомный токовый шунт компании Isabellenhütte¹). Ток нагрузки создает падение напряжения на токоизмерительном резисторе R1. Это устройство имеет контур обратной связи, который поддерживает равенство напряжений на выводах +IN и -INS, забирая ток из вывода -INF. Поэтому напряжение на резисторе R1 совпадает с напряжением на R2. Таким образом, ток через R2 меньше, чем ток нагрузки, на величину отношения R2 к R1. Этот ток протекает через вывод OUT и создает на резисторе R3 напряжение, которое затем можно измерить.

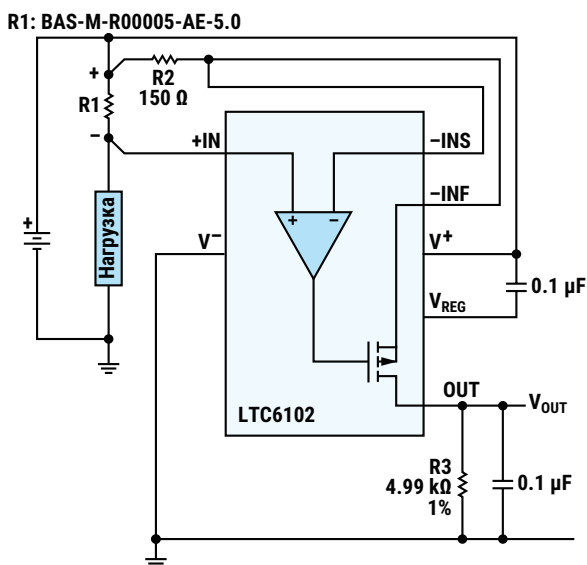


Рисунок 1. Схема измерения тока.

Таблица 1. Зависимость выходного напряжения и ошибки от напряжения на токоизмерительном резисторе (при сопротивлении резистора 1 Ом)

A	B	C	D	E	F
Напряжение на нагрузке В	Сопротивление нагрузки Ом	Напряжение на измерительном резисторе мВ	Измеренное выходное напряжение мВ	Рассчитанное выходное напряжение мВ	Процентная ошибка %
12.05	217000	0.0555	1.92	1.85	3.94
12.05	178700	0.0674	2.26	2.24	0.75
12.05	97300	0.1238	4.14	4.12	0.49
12.06	46500	0.2594	8.56	8.63	-0.79
12.05	21500	0.5605	18.50	18.64	-0.78
12.05	9910	1.2159	40.20	40.45	-0.62
12.04	6670	1.8051	59.60	60.05	-0.75
12.04	3240	3.7160	123.00	123.62	-0.50
12.05	2180	5.5275	183.00	183.88	-0.48
12.04	985	12.2234	404.00	406.63	-0.65

Выходное напряжение V_{OUT} представлено формулой (1), где I_{LOAD} – ток нагрузки.

$$V_{OUT} = \frac{I_{LOAD} \times 50 \text{ мкОм}}{150} \times 4.99 \text{ кОм}. \quad (1)$$

И, соответственно

$$I_{LOAD} = \frac{V_{OUT}}{4.99 \text{ кОм}} \times \frac{150}{50 \text{ мкОм}}. \quad (2)$$

Измерение на постоянном токе

Вместо того чтобы оценивать работу схемы с использованием большого тока, измерительный резистор 50 мкОм можно заменить прецизионным резистором сопротивлением 1 Ом, и, следовательно, схема будет выдавать то же выходное напряжение, но с нагрузочными резисторами, сопротивление которых в 20,000 раз больше. Кроме того, использование более высокоомных нагрузочных резисторов означает, что сопротивление измерительных проводов не влияет на измерение сопротивления. Напряжение на нагрузочном резисторе и сопротивление нагрузки можно измерить с помощью стандартного мультиметра, и, значит, ток нагрузки может быть рассчитан с высокой степенью точности.

Таким образом, напряжение на резисторе 1 Ом можно рассчитать при различных токах

нагрузки. Затем выходное напряжение микросхемы можно измерить с помощью осциллографа или вольтметра. В Таблице 1 представлены результаты испытаний, проведенных при различных нагрузках с использованием измерительного резистора сопротивлением 1 Ом и точностью 1%. Показания в столбцах A, B и D получены с помощью откалиброванного мультиметра. Значения в столбце C рассчитаны путем деления напряжения на нагрузке (столбец A) на измеренное сопротивление нагрузки (столбец B) и умножения на сопротивление измерительного резистора. Значения в столбце E рассчитываются путем деления напряжения на измерительном резисторе на 150 (R2) и умножения на 4990 (R3). Значения в столбце F рассчитываются путем вычитания рассчитанного выходного напряжения (столбец E) из измеренного выходного напряжения (столбец D) и деления на рассчитанное выходное напряжение.

На Рисунке 2 показана зависимость выходного напряжения от напряжения на измерительном резисторе. Правая ось показывает процентное расхождение между расчетным и измеренным выходным напряжением.

Входное напряжение смещения добавляет погрешность к напряжению, измеренному на токоизмерительном резисторе, поэтому напряжение на резисторе должно быть значительно выше напряжения смещения. На-

¹⁾ Любопытный факт: компания Isabellenhütte считается старейшим производителем электроники в мире.

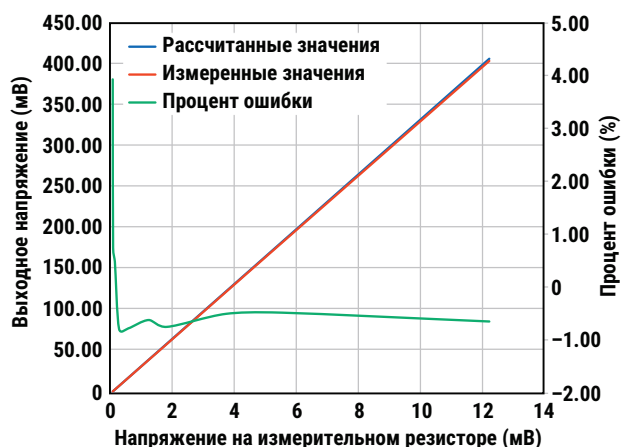


Рисунок 2. Зависимость выходного напряжения и ошибки от напряжения на измерительном резисторе.

пример, если напряжение на измерительном резисторе составляет 100 мВ, то входное напряжение смещения токоизмерительного усилителя в 1 мВ приведет к погрешности показаний в 1%. Однако, хотя более высокое напряжение на измерительном резисторе обеспечивает более точный результат, оно также увеличивает тепловыделение в измерительном резисторе и снижает напряжение на нагрузке. Большое напряжение смещения также ограничивает динамический диапазон токов нагрузки, которые можно измерять с необходимой точностью. По мере уменьшения тока нагрузки напряжение на измерительном резисторе уменьшается, и входное напряжение смещения пропорционально увеличивает погрешность.

Входное напряжение смещения микросхемы составляет 10 мкВ, поэтому оно вносит очень незначительный вклад в ошибку измерения и обеспечивает возможность измерения токов нагрузки в широком диапазоне. Как видно из Таблицы 1 и Рисунка 2, напряжение смещения начинает вносить существенную погрешность, когда измеряемое напряжение падает ниже 55 мкВ.

Калибровка

В Таблице 1 показано, что при сопротивлении нагрузочного резистора 985 Ом напряжение на измерительном резисторе равно 12.2234 мВ. Входное напряжение смещения незначительно по сравнению с напряжением на измерительном резисторе, поэтому оно не влияет на погрешность считывания. Теперь система может быть откалибрована. Сопро-

тивление R3 можно подобрать таким, чтобы измеренное напряжение было равно расчетному выходному напряжению 406.63 мВ, таким образом устраняя ошибки, вносимые резисторами R1, R2 и R3.

Из Таблицы 1 видно, что погрешность при больших токах составляет -0.65% , а при малых $+3.94\%$. Если система откалибрована регулировкой резистора R3, то ошибка при низких токах составит $+4.59\%$, поэтому измеренное выходное напряжение теперь должно составлять 1.935 мВ. Разность между рассчитанным выходным напряжением и новым измеренным выходным напряжением позволяет рассчитать входное напряжение смещения V_{OFFS} , как показано в формуле (3).

$$V_{\text{OFFS}} = \frac{1.935 \text{ мВ} - 1.85 \text{ мВ}}{4.99 \text{ кОм}} \times 150 = 2.55 \text{ мкВ.} \quad (3)$$

Это согласуется со значением входного напряжения смещения, указанным в технической документации, которое составляет приблизительно 3 мкВ.

Измерение на переменном токе

Микросхема LTC6102 хорошо подходит для высокоточного измерения постоянного тока, но как насчет ее способности измерять переменный ток? Входной ток понижающего преобразователя имеет большую переменную составляющую, и для определения его КПД микросхема должна измерять этот ток с высокой степенью точности.

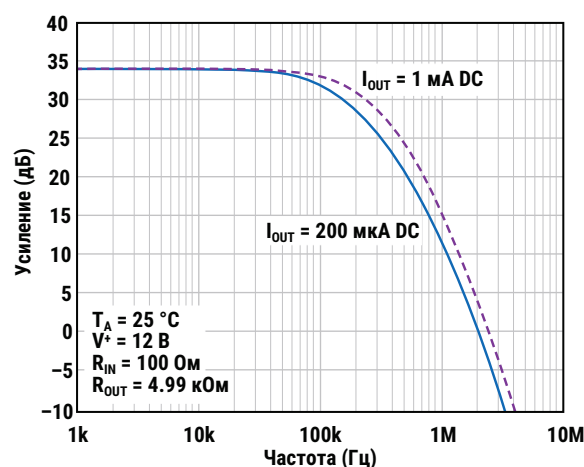


Рисунок 3. Зависимость коэффициента усиления микросхемы LTC6102 от частоты.

На Рисунке 3 показана частотная характеристика. Здесь

R_{IN} – входное сопротивление,

R_{OUT} – сопротивление на выходе OUT схемы,

I_{OUT} – ток выхода OUT.

Многие DC/DC преобразователи работают на частотах от 200 кГц до 500 кГц, и на Рисунке 3 показано, что ослабление на этих частотах незначительно, поэтому при измерении входного тока понижающего преобразователя на выходе микросхемы будут наблюдаться пульсации. Однако это ослабление можно значительно увеличить, добавив конденсатор параллельно выходному резистору R3, как показано на Рисунке 1.

Для проверки точности измерений понижающий преобразователь LTC3891 с входным напряжением 15 В и выходным напряжением 3.3 В был нагружен током 4.3 А, а схема, показанная на Рисунке 1, была включена во

входную линию. Измерительный резистор 50 мкОм был заменен семью резисторами 1 Ом, соединенными параллельно, что дало результирующее сопротивление 142.8 мОм. Напряжение, измеренное на измерительных резисторах, показано на Рисунке 4.

Напряжение на конденсаторе фильтра, показанное на Рисунке 5, измерялось с RC-фильтром, состоящим из резистора 47 Ом и конденсатора 10 мкФ, который был подключен параллельно токоизмерительным резисторам. Это позволило более точно измерять входной ток с помощью мультиметра, но без изменения номинала измерительного резистора.

Напряжение, измеренное на конденсаторе 10 мкФ, составило 143.6 мВ, что соответствует входному току 1.005 А.

Затем было измерено выходное напряжение микросхемы LTC6102. На Рисунке 6 пока-

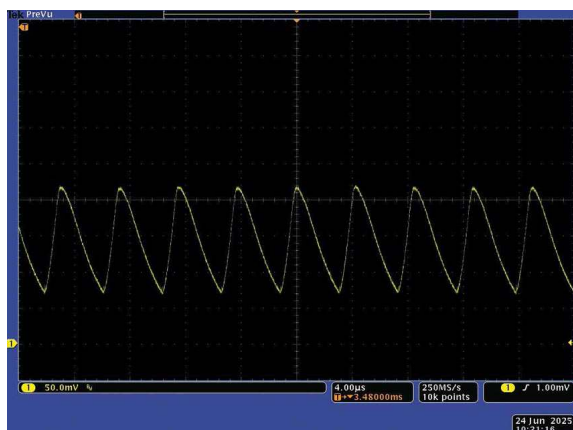


Рисунок 4. Напряжение на измерительном резисторе 143 мОм.

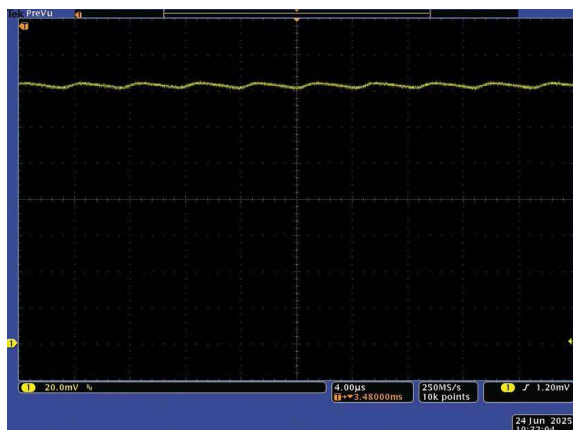


Рисунок 5. Фильтрованное напряжение, падающее на измерительном резисторе.

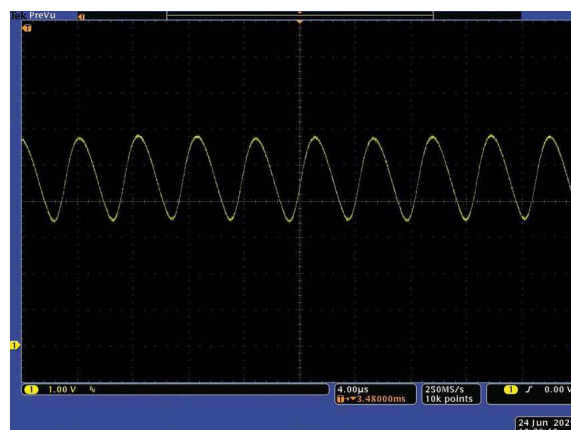


Рисунок 6. Нефильтрованное выходное напряжение.

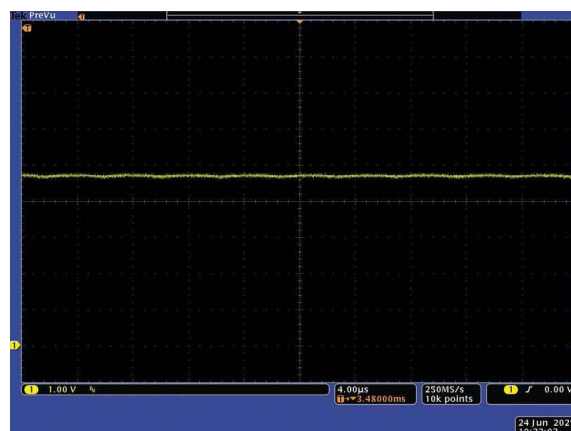


Рисунок 7. Выходное напряжение при подключении к резистору R3 параллельного конденсатора 100 нФ.

зано выходное напряжение для случая, когда конденсатор 0.1 мкФ не подключен к резистору R3.

Добавление конденсатора емкостью 0.1 мкФ параллельно резистору R3 позволило измерять выходное напряжение более точно, как показано на Рисунке 7.

Измеренное мультиметром выходное напряжение на резисторе R3 составило 4.75 В. Это соответствует напряжению на измерительном резисторе 142.79 мВ и, следовательно, току измерительного резистора 0.999 А, что близко к ранее измеренному значению 1.005 А. Интересно отметить, что процентная разница между этими двумя значениями тока составляет –0.57%, что аналогично ошибке, показанной в Таблице 1.

Исходя из этого, можно рассчитать КПД преобразователя LTC3891 при измеренном выходном напряжении 3.28 В, как показано в выражении (4).

$$\text{КПД} = \frac{3.28 \times 4.3}{15 \times 0.999} = 94\%. \quad (4)$$

Измерение больших токов

Использовалась схема на Рисунке 1. Были соединены параллельно тридцать резисторов по 4.7 Ом, чтобы создать нагрузку 156.6 мОм. Для их соединения использовался медный провод длиной 10 см и сечением 10 мм². Удельное сопротивление меди (ρ) равно 1.68×10^{-8} мОм·м, и, исходя из этого, можно рассчитать сопротивление медного провода с помощью формулы (5).

$$\begin{aligned} \text{Сопротивление} &= \rho \frac{\text{длина}}{\text{площадь}} = \\ &= 1.68 \times 10^{-8} \times \frac{10 \text{ см}}{10 \text{ мм}^2} = 168 \text{ мкОм}. \end{aligned} \quad (5)$$

Следовательно, медный провод добавлял к нагрузке незначительное сопротивление.

На Рисунке 8 показана схема измерительного резистора, подключенного к автомобильному аккумулятору. Для пайки проводов к резистору использовался термофен.

Вольтметры были подключены к нагрузке и выходу LTC6102, как показано на Рисунке 9. Выходное напряжение 115.4 мВ соответствует току нагрузки 69.38 А. Расчетный ток

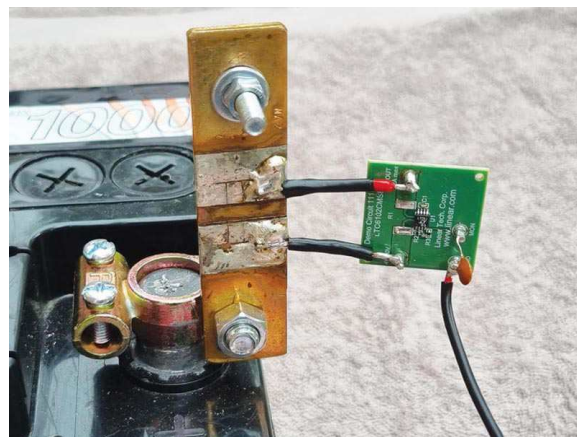


Рисунок 8. Полная схема измерения тока.

нагрузки для аккумуляторной батареи 10.76 В составляет 68.68 А, таким образом, устройство измеряет ток с точностью 1%.

Что касается точности, то резистор R2 на Рисунке 1 имеет допуск 5%, как и шунт 50 мкОм. Если система должна быть откалибрована при больших токах, необходимо измерить сопротивление каждого нагрузочного резистора, чтобы можно было рассчитать эффективное параллельное сопротивление. Как только сопротивление нагрузки будет известно с высокой степенью точности,



Рисунок 9. Напряжение на батарее и на выходе микросхемы LTC6102.

можно измерить напряжение на нагрузке и, соответственно, определить истинную точность системы, работающей при больших токах.

Заключение

Как видно из рисунков, микросхема LTC6102 представляет собой компактное решение для измерения очень больших токов и получения выходных сигналов, привязанных к земле. Измерительный резистор 50 мкОм,

используемый на Рисунке 1, может рассеивать до 36 Вт, что означает, что эта схема может использоваться для точного измерения токов нагрузки до 800 А. Микро-схема рассчитана на напряжение 60 В (LTC6102HV на 105 В), что делает ее отличным решением для широкого спектра применений. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC6102](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC3891](#)

Дистанционное регулирование мощности в низковольтной нагрузке

Часть 1 – Три уровня мощности

Михаил Басков

Представленные конструкции предназначены для дистанционного управления мощностью устройств, питающихся от низковольтных источников, например аккумуляторов, заряжаемых от солнечной батареи или ветрогенератора. В моем конкретном случае такие устройства управляют яркостью декоративной подсветки в саду и насосами системы автополива на огороде.

Небольшая предыстория. Все устройства садово-огородной инфраструктуры, упомянутые выше, ранее изготовленные с использованием ШИМ-модулей HW-618, хорошо известных DIY-мастерам, приказали долго жить во время октябрьских ливней прошлого года. Недостатками этих устройств была

необходимость их локального управления и отсутствие защиты от перегрузки. Поэтому было решено сделать устройства с дистанционным управлением и защитой от перегрузки.

Передача управляющих сигналов в новых изделиях осуществляется на частоте 433 МГц при помощи широко распространенного комплекта из передатчика TX118SA-4 и приемника RX480E-4 фирмы Qiachip.

Приемник и передатчик рассчитаны на исполнение четырех команд, что мы и будем использовать. Три команды осуществляют ступенчатое изменение мощности (30, 60 и 100 процентов соответственно), а четвертая команда выключает устройство.

Трех уровней мощности достаточно для большинства практических случаев.

Для регулировки мощности используется широтно-импульсная модуляция. В качестве коммутирующего элемента используются спаренные n-канальные транзисторы AOD240, отличающиеся низким сопротивлением канала даже при напряжении затвор-исток 3 В. Измеренное сопротивление канала при управляющем напряжении 5 В составило около 3 мОм. При прямом токе в 10 А нагрев транзисторов не отмечен. Эти великолепные транзисторы доступны на AliExpress по вполне демократичным ценам.

Для того, чтобы последующее изложение было проще, приведем схему пульта управления, показанную на Рисунке 1.

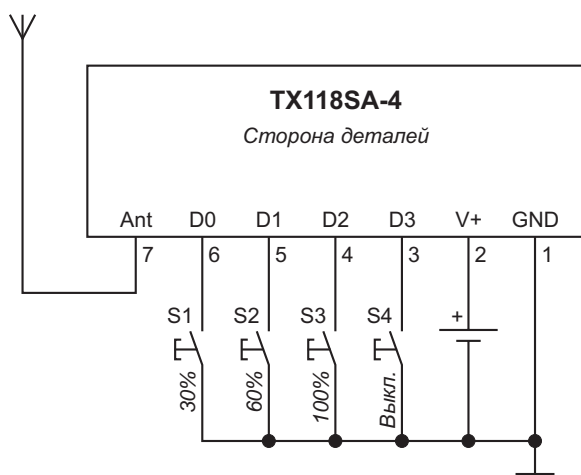


Рисунок 1. Принципиальная схема пульта управления.

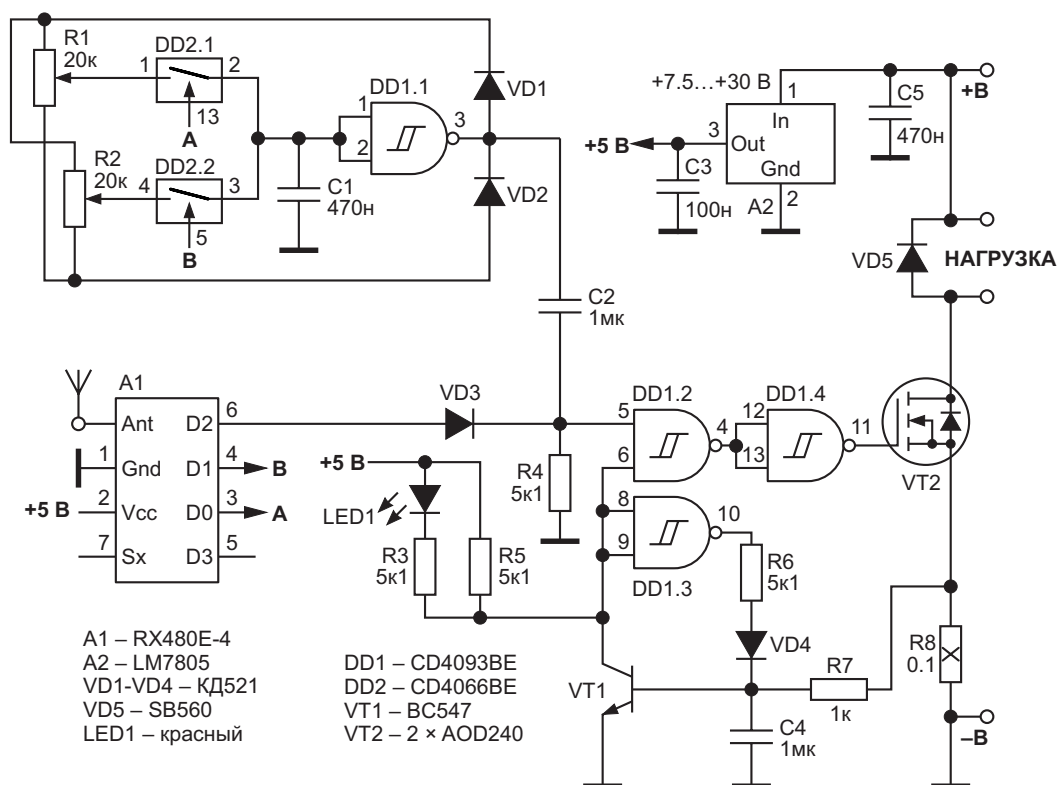


Рисунок 2. Принципиальная схема дистанционного регулятора мощности в нагрузке.

Рассмотрим изображенную на Рисунке 2 схему дистанционного регулятора мощности в нагрузке, основанную на генераторе с изменяемым коэффициентом заполнения импульсов, выполненном по классической схеме.

Коэффициент заполнения импульсов генератора на элементе DD1.1 регулируется потенциометрами R1 и R2 для значений 30% и 60% соответственно. Сигнал обратной связи генератора снимается с движков потенциометров R1 и R2 и подключается к входу элемента DD1.1 электронными ключами DD2.1 и DD2.2, управляемых сигналами приемника A1.

В исходном состоянии на всех выходах приемника присутствует логический «0».

При нажатии кнопки S1 на пульте, логическая «1» появляется на выходе «D0» приемника и открывает ключ DD2.1. При этом на выходе элемента DD1.1 формируется импульсная последовательность с коэффициентом заполнения 30%. При нажатии кнопки S2 логическая «1» появляется на выходе «D1» приемника и открывает ключ DD2.2. Коэффици-

ент заполнения выходных импульсов генератора увеличивается до 60%.

При нажатии кнопки S3 логическая «1» появляется на выходе «D2» приемника и через диод VD3 поступает на вход «драйвера» на элементах DD1.2 и DD1.4, которые совместно с элементом DD1.3 и транзистором VT1 реализуют схему защиты от перегрузки.

При нажатии кнопки S4, логическая «1» появляется на выходе «D3» приемника и устройство выключается.

Рассмотрим защиту от перегрузок. При увеличении тока нагрузки растет падение напряжения на резисторе R8. Когда это напряжение достигает примерно 0.6 В, отпирается транзистор VT1, логический «0» с коллектора которого поступает на вход «драйвера» и закрывает выходной транзистор, прекращая протекание тока через нагрузку. Одновременно логический «0» с коллектора VT1 появляется на входе элемента DD1.3, на выходе которого появляется логическая «1», удерживающая VT1 в открытом состоянии.

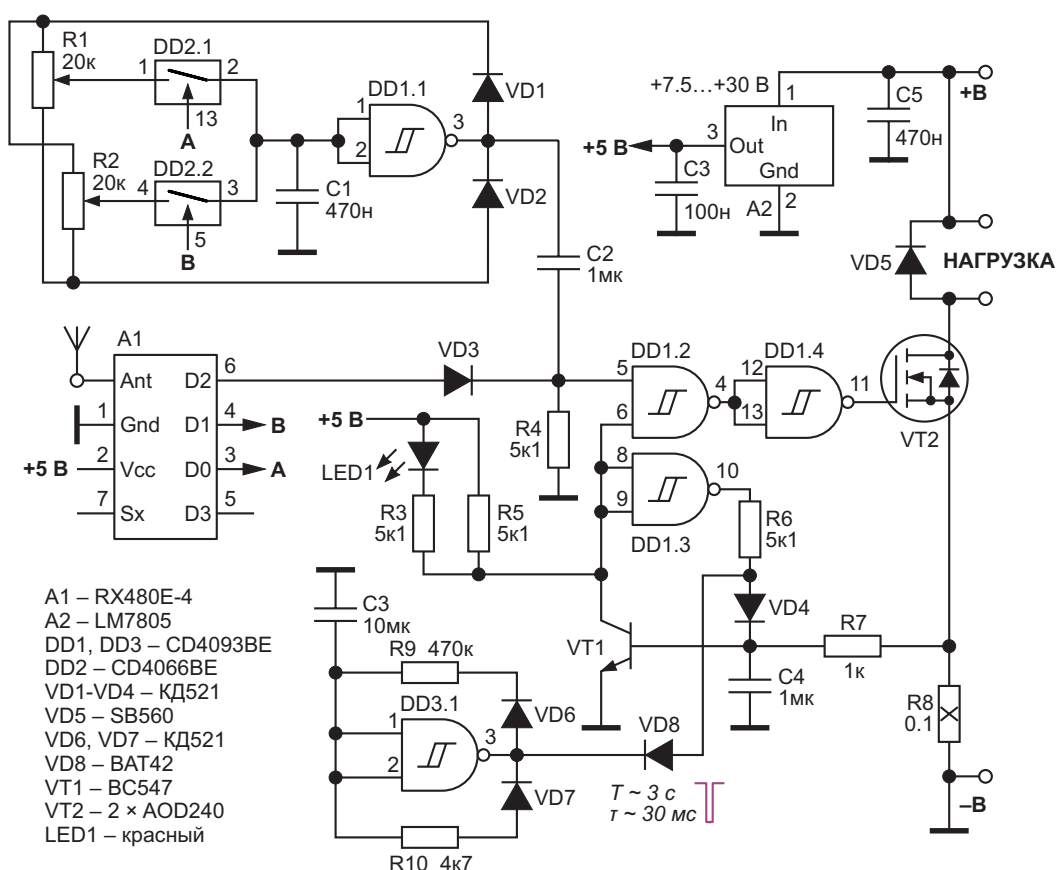


Рисунок 3. Принципиальная схема дистанционного регулятора мощности с модифицированной схемой защиты.

После изготовления трех устройств, было решено добавить автоматический сброс схемы защиты после исчезновения перегрузки.

Оставшиеся три устройства изготовлены с модифицированной схемой защиты (Рисунок 3).

В схеме, изображенной на Рисунке 3, добавлен генератор, на элементе DD3.1, формирующий отрицательные импульсы длительностью 30 мс с периодом около 3 секунд. Логический ноль на выходе DD3.1 разрывает цепь положительной обратной связи, которая удерживала транзистор VT1 открытым после срабатывания защиты. Благодаря этому управляющий сигнал снова начинает поступать на затвор выходного транзистора VT2, и он кратковременно открывается. Если причина перегрузки (например, затор в шланге) сохранилась, ток нагрузки снова превышает порог, транзистор VT1 вновь открывается, и защита отключает нагрузку. Таким образом, схема защиты каждые 3 секунды тестирует наличие перегрузки и при ее исчезновении

автоматически восстанавливает работоспособность устройства.

Три оставшихся элемента в микросхеме DD3 соединены параллельно элементу DD1.4 для ускорения перезаряда входной емкости транзистора VT2 (на схеме не показаны).

По приведенным схемам было изготовлено шесть устройств, три – для освещения участка по первой схеме и три – для насосов автополива по второй схеме. Электронные платы помещены в распаечные коробки размером 75×75×45 мм со степенью защиты IP67 и дополнительно покрыты двухкомпонентным компаундом ПК-68.

Для дистанционного управления были изготовлены два пульта, каждый из которых содержит три передатчика с кнопками управления, согласно Рисунку 1.

В заключение краткая инструкция по программированию приемника RX480E-4.

1. Для сброса старой программы нажать кнопку на приемнике 8 раз. Нажимать кноп-

ку нужно с паузами примерно в 1 секунду. В ответ светодиод мигнет 6 раз.

2. Нажать кнопку на приемнике три раза. После каждого нажатия светодиод должен мигнуть! После третьего нажатия через некоторое время светодиод загорится и будет светить постоянно.
3. Нажать любую кнопку на пульте управления. Светодиод на приемнике погаснет. Устройство готово к работе.

В следующей части статьи будет приведена схема дистанционного регулирования с

большим числом градаций мощности в нагрузке. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Qiachip RX480E-4](#)
2. [Datasheet Qiachip TX118SA-4](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4066BE](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD4093BE](#)
5. [Datasheet Texas Instruments LM7805](#)
6. [Datasheet Alpha and Omega AOD240](#)
7. [Datasheet STMicroelectronics BAT42](#)
8. [Datasheet Vishay SB560](#)

Загрузки



[Видео тестирования устройств, описанных в статье](#)



FM-приемник на основе Arduino и TEA5767

Hesam Moshiri

Анализ схемы

Принципиальная схема устройства показана на Рисунке 1. Как видно, схема состоит из 3 основных частей: Arduino-Nano (контроллера), модуля FM-приемника и аудиоусилителя.

Модуль FM-приемника

Модуль FM-приемника основан на микросхеме TEA5767. Это хорошо известный модуль, которым можно управлять по шине

I²C. Он работает в диапазоне частот FM от 76 МГц до 108 МГц. Его выходные стереофонические аудиосигналы L и R требуют усиления, так как в противном случае уровень звука будет слабым, и его нельзя будет услышать даже в наушниках. Выбор частоты и измерение уровня сигнала выполняются программой Arduino-Nano.

Элементы R3, C7, C8 и C9 образуют RC-фильтр нижних частот первого порядка, который снижает шум источника питания. R1 и R2 являются обязательными подтягиваю-

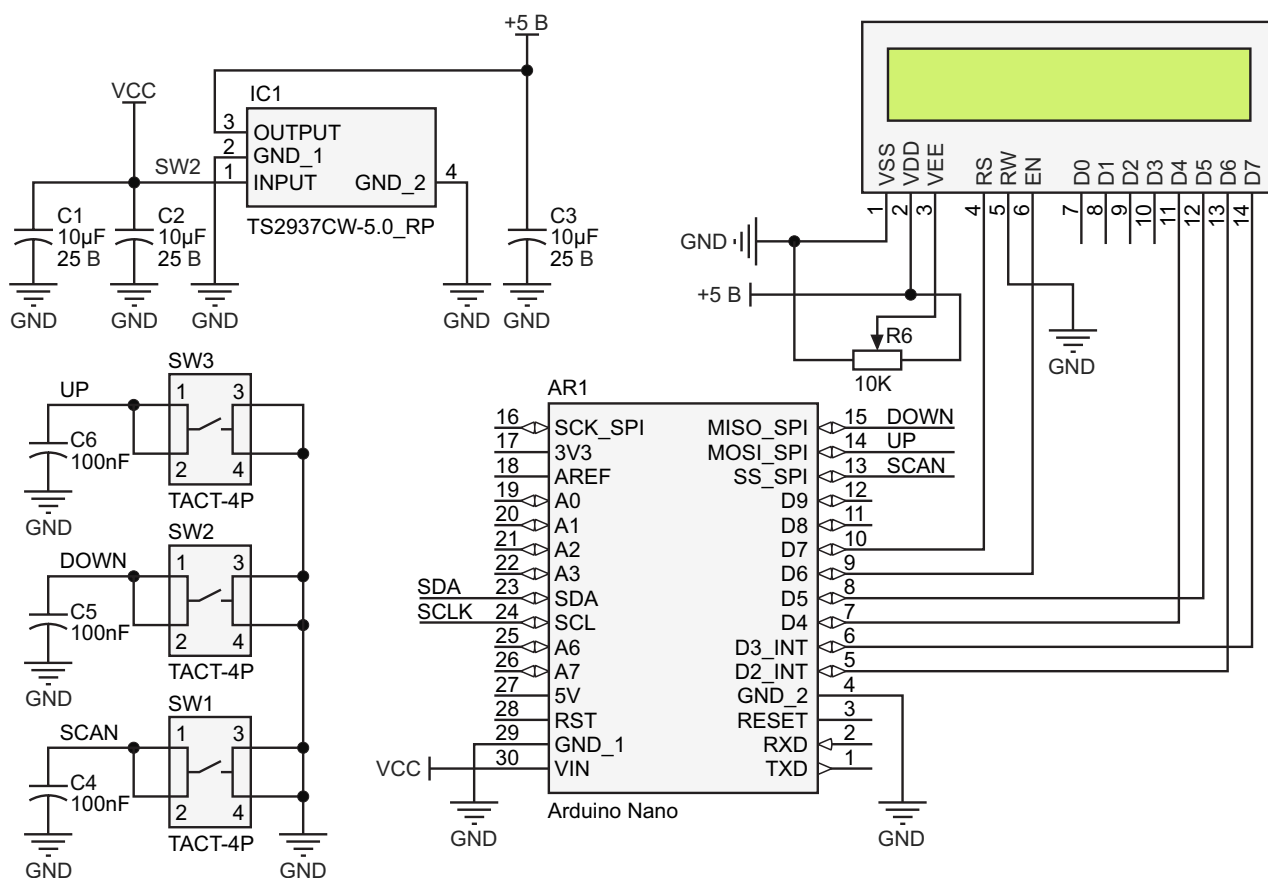


Рисунок 1. Принципиальная схема цифрового FM-приемника.

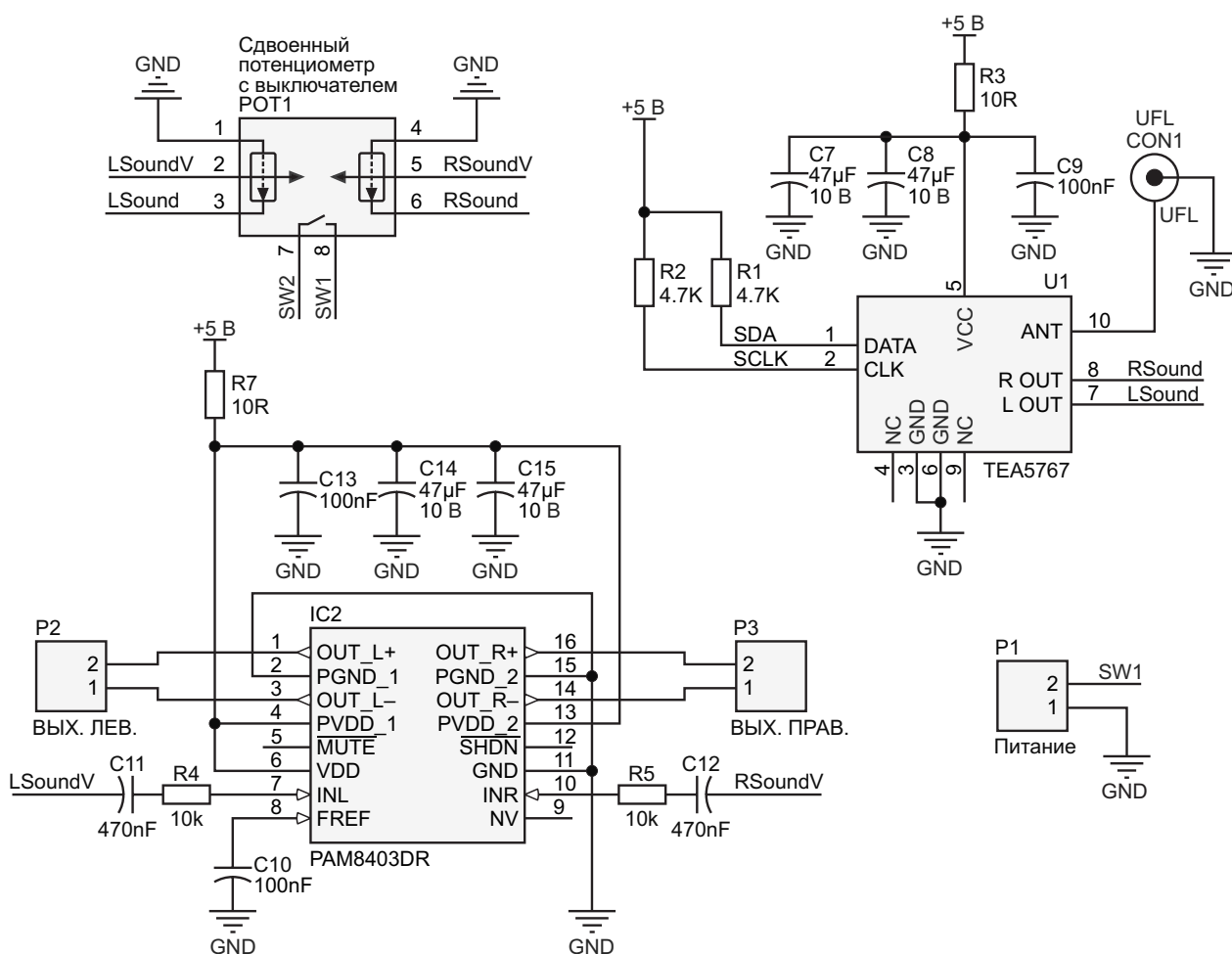


Рисунок 1. Принципиальная схема цифрового FM-приемника.

щими резисторами для шины I²C, а CON1 – это высокочастотный разъем, обеспечивающий подключение антенны. Модуль TEA5767 показан на Рисунке 2.

Аудиоусилитель

Аудиоусилитель выполнен на микросхеме PAM8403. Эта микросхема представляет собой двухканальный Hi-Fi усилитель класса D мощностью 3 Вт + 3 Вт, способный работать от одного источника питания 5 В. Максимальная выходная мощность достигается при использовании 4-омных динамиков. Согласно техническому описанию: «PAM8403 – это аудиоусилитель класса D мощностью 3 Вт. Он имеет низкий уровень общих гармонических искажений и шума, обеспечивая высокое качество воспроизведения звука. Новая бесфильтровая архитектура позволяет подключать динамики напрямую, не требуя выходных фильтров нижних частот, что снижает

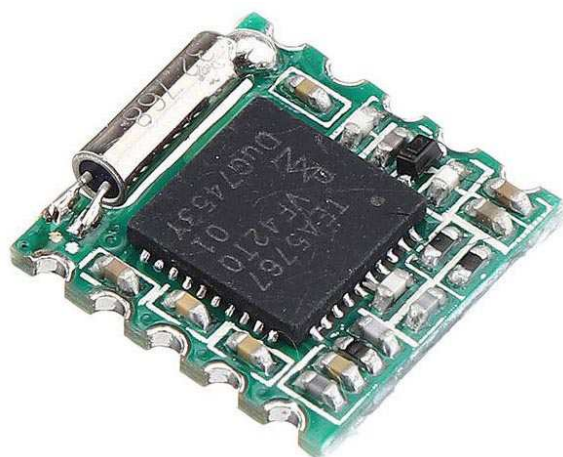


Рисунок 2. Модуль FM-приемника TEA5767.

стоимость системы и экономит место на печатной плате».

Блокировочные конденсаторы C13, C14 и C15 снижают уровень помех источника питания. Элементы R4, R5, C11 и C12 используют

ся для передачи выходных аудиосигналов к усилителю. На Рисунке 3 показана рекомендованная изготовителем схема включения усилителя PAM8403. P2 и P3 – это угловые 2-контактные разъемы типа XH, используемые для подключения динамиков к плате.

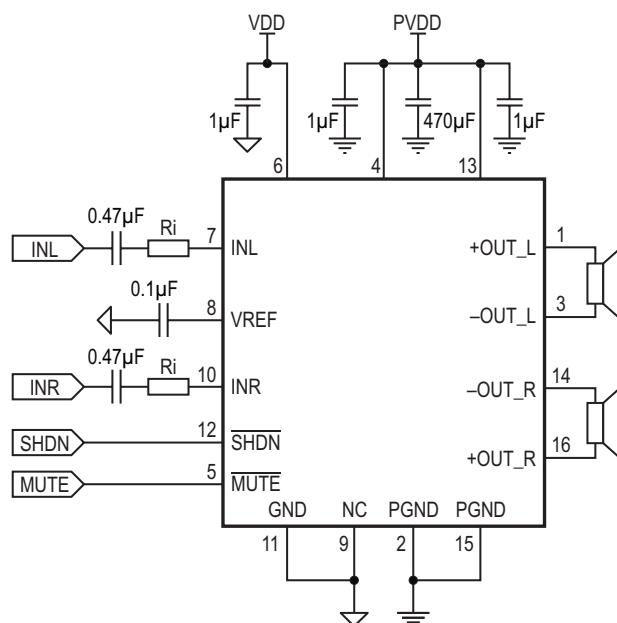


Рисунок 3. Схема включения PAM8403 из технического описания.

Контроллер

В качестве контроллера схемы используется плата Arduino-Nano (AR1), показанная на Рисунке 4. Плата управляет ЖК-дисплеем 8×2 (LCD1), а также считывает состояние кнопок SW1, SW2 и SW3. Кроме того, она обменивается данными с микросхемой TEA5767

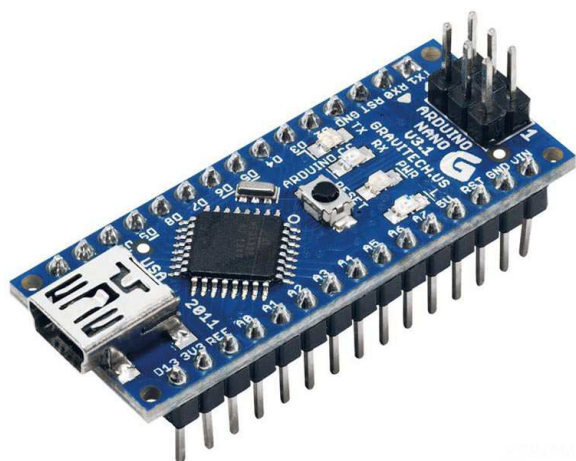


Рисунок 4. Плата Arduino-Nano.

по шине I²C. Подстроечный резистор R6 устанавливает уровень контрастности ЖК-дисплея, а конденсаторы C4, C5 и C6 используются для снижения механических шумов кнопок (подавление дребезга контактов).

Источник питания

Основным компонентом источника питания является микросхема TS2937, обеспечивающая питание схемы стабильным напряжением +5 В. Конденсаторы C1, C2 и C3 используются для снижения помех, а POT1 – это двойной 50-килоомный потенциометр с выключателем. POT1 одновременно включает/выключает устройство и регулирует уровень звука. Внешний вид потенциометра POT1 показан на Рисунке 5.

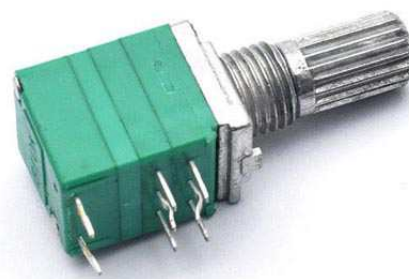


Рисунок 5. Сдвоенный потенциометр с выключателем.

Разводка печатной платы

На Рисунке 6 показана разводка печатной платы цифрового FM-приемника. Это последняя версия двусторонней печатной платы. Плата Arduino-Nano устанавливается на ее нижней стороне, а ЖК-дисплей – на вер-

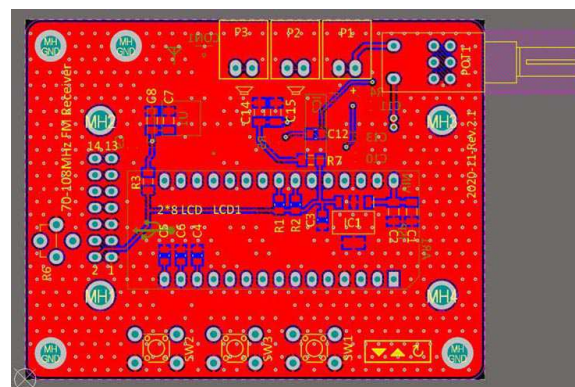


Рисунок 6. Разводка печатной платы цифрового FM-приемника.

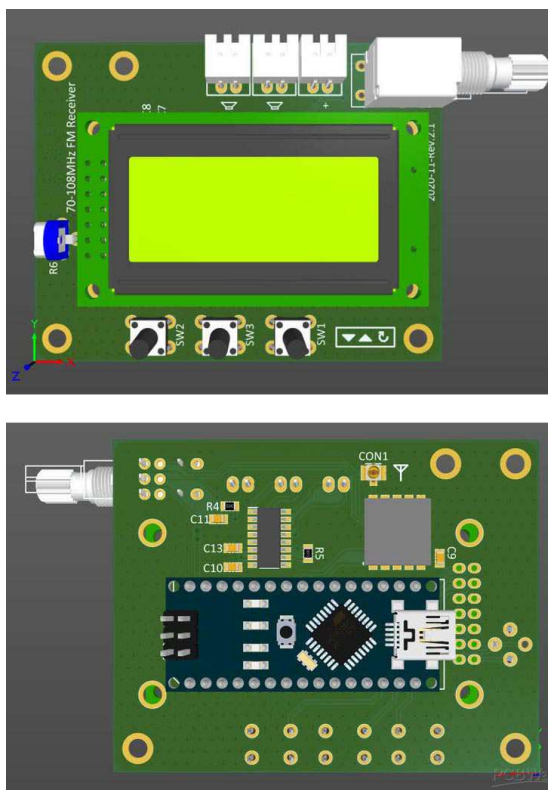


Рисунок 7. 3D-изображения печатной платы сверху и снизу.

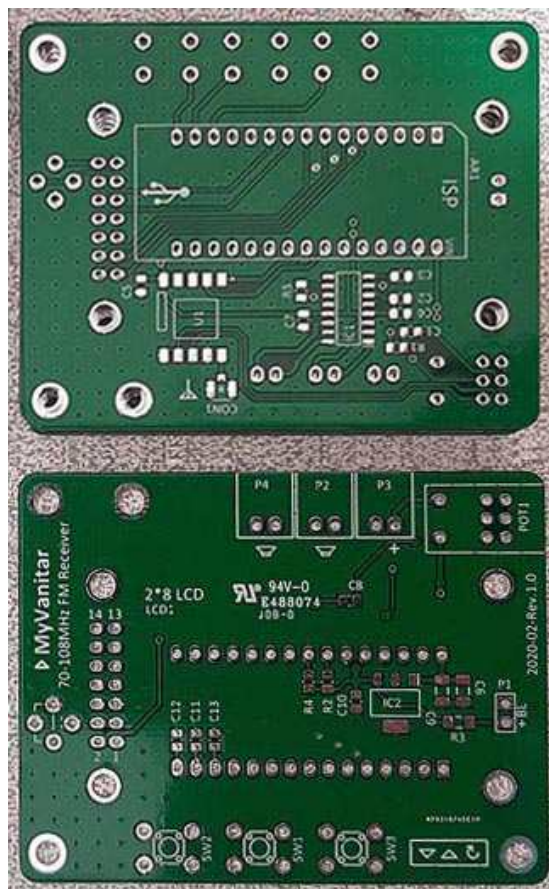


Рисунок 8. Печатная плата цифрового FM-приемника промышленного изготовления.

хней, предпочтительно с использованием гнезд под штыревые контакты. Более наглядно это видно на 3D-изображениях и реальных фотографиях. На Рисунке 7 показаны 3D-изображения платы. На Рисунке 8 показана плата цифрового FM-приемника промышленного изготовления.

В этом проекте я, как обычно, использовал библиотеки компонентов SamacSys (для микросхем IC1 и IC2). Это значительно экономит время и предотвращает ошибки проектирования, что снижает стоимость. Все библиотеки компонентов SamacSys (схемные обозначения, посадочные места и 3D-модели) бесплатны и соответствуют строгим промышленным стандартам IPC. Вы можете скачать и установить библиотеки с сайта Electronic Component Search Engine [1] или установить их напрямую с помощью предоставленных плагинов. Я использовал плагин Altium, однако поддерживаются практически все САПР электроники, такие как Eagle, KiCad, OrCAD, Proteus и т. д. [2].

Сборка и тестирование

В схеме нет компонентов с корпусами меньше 0805, поэтому у вас не должно возникнуть проблем с пайкой платы. На Рисунке 9 представлен вид собранной печатной платы сверху, а на Рисунке 10 – снизу. Плата была спаяна мной вручную. Вам также понадобятся четыре 5-миллиметровые пластиковые втулки для установки ЖК-дисплея на печатную плату.

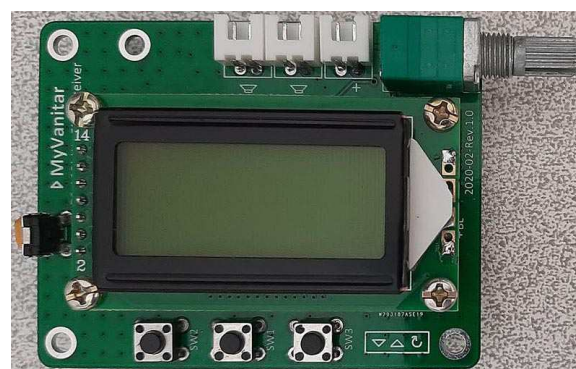


Рисунок 9. Собранная печатная плата (вид сверху).

Для подключения антенны к печатной плате нужно использовать переходник

Таблица 1. Перечень компонентов схемы

Компонент	Корпус	Обозначение	Количество
Arduino Nano		AR1	1
10 мкФ-25 В	1206	C1, C2, C3	3
100 нФ	0805	C4, C5, C6, C9, C10, C13	6
47 мкФ-10 В	1206	C7, C8, C14, C15	4
470 нФ	0805	C11, C12	2
UFL		CON1	1
TS2937CW-5.0		IC1	1
РАМ8403DR		IC2	1
Символьный ЖКИ (8?2)		LCD1	1
ХН-2Р	Угловая вилка	P1, P2, P3	3
Сдвоенный потенциометр 50 кОм с выключателем		POT1	1
4.7 кОм	0805	R1, R2	2
10 Ом	1206	R3, R7	2
10 кОм	0805	R4, R5	2
Стандартный потенциометр 10 кОм		R6	1
Тактовые кнопки	4 вывода	SW1, SW2, SW3	3
Модуль приемника TEA5767FM		U1	1

UFL–SMA-F. Внешний вид этого переходника показан на Рисунке 11.

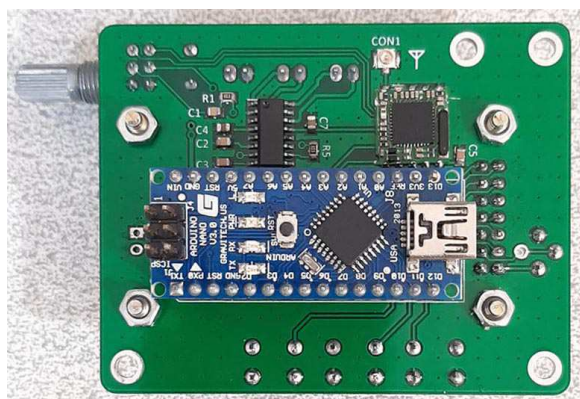


Рисунок 10. Собранная печатная плата (вид снизу).



Рисунок 11. Переходник UFL–SMA-F.

Программа Arduino

Код для Arduino доступен ниже в разделе Загрузки. Просто подключите Arduino-Nano к компьютеру, а затем скомпилируйте и загрузите код.

Тестирование

Нижний предел частоты составляет 76.0 МГц, а верхний – 108.0 МГц. Частоту можно увеличивать или уменьшать на 0.1 МГц, нажимая кнопки «Up» (Вверх) и «Down» (Вниз). Аналогично, при длительном нажатии этих кнопок частота будет непрерывно увеличиваться или уменьшаться.

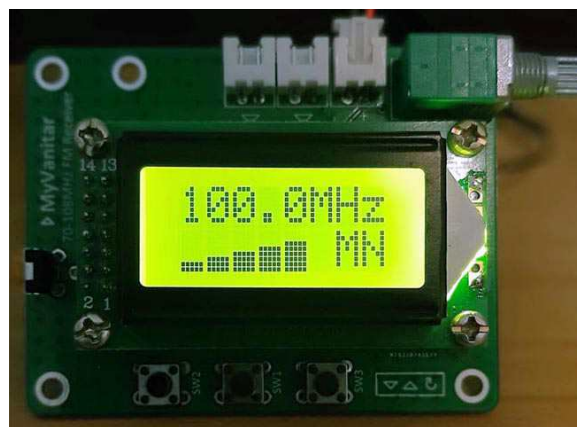


Рисунок 12. Приемник настроен на мощную FM-станцию, работающую на частоте 100.0 МГц.

Таким образом, настроить приемник на нужную частоту (FM-станцию) довольно просто. Более того, кнопка «Scan» (Сканирование) может автоматически искать достаточно мощные FM-станции и настраивать приемник на соответствующие частоты. Для поиска следующей станции необходимо снова нажать кнопку «Scan».

Уровень FM-сигнала отображается на ЖК-экране в виде столбиковой диаграммы. На Рисунке 12 приемник настроен на мощную FM-станцию, работающую на частоте 100.0 МГц.

Перечень компонентов схемы

Список необходимых компонентов приведен в Таблице 1. Соберите устройство и получите удовольствие!

Коррекция

Сопrotивление резистора R7 равно 0 Ом (1206). В качестве IC1 лучше использовать TS2940CW50 (SOT-223). Для предотвращения возможной тепловой перегрузки регулятора IC1 при высокой выходной мощности используйте 8-омные динамики или более мощный регулятор. **РЛ**

Ссылки

1. [Electronic Component Search Engine](#)
2. [Library Loader help](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes PAM8403](#)
2. [Datasheet TSC TS2937](#)
3. [Datasheet TSC TS2940](#)
4. [Datasheet NXP TEA5767HN](#)

Загрузки

[Код для Arduino](#)



[Файлы проекта](#)



5-октавный ГУН с линейной (почти) зависимостью высоты тона

Stephen Woodward

EDN

Несколько месяцев назад постоянный автор раздела Конструкторские идеи Ник Корнфорд продемонстрировал нам несколько интересных схем, использующих аудиоусилитель TDA7052A в качестве мощного генератора. Его конструкции также демонстрируют полезность удобного входа управления усилением микросхемы 7052 (регулировка по антилогарифмическому закону):

«Усилители мощности, которые генерируют колебания – преднамеренно. Часть 1 – Простое начало» [1].

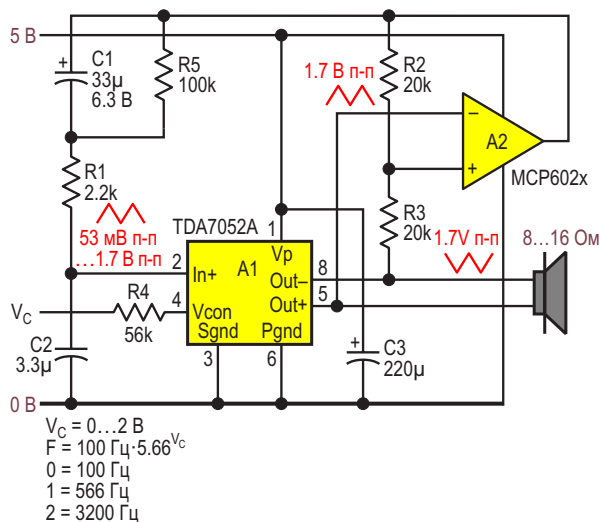


Рисунок 1. Обратная связь усилителя A2 и антилогарифмическая регулировка усиления V_{con} микросхемы TDA7052A создают ГУН с выходной мощностью около 300 мВт с линейной зависимостью высоты тона и диапазоном 5 октав. Более или менее...

«Усилители мощности, которые генерируют колебания – преднамеренно. Часть 2 – Хитроумное заключение» [2].

В конце концов, соблазн попробовать использовать этот хитрый чип в похожей (в некотором роде) области стал непреодолимым. И вот она. См. Рисунок 1.

5-вольтовые прямоугольные импульсы с выхода компаратора A2, связанного по переменному току конденсатором C1 с цепочкой R1C2, интегрируются ею для получения (приблизительно) треугольных импульсов на выводе 2 микросхемы A1. Эти импульсы усиливаются микросхемой A1 с коэффициентом усиления от 0 до 30 дБ (от 1 до 32) в соответствии с сигналом на входе управления усилением V_{con} , чтобы на выводах 5 и 8 стать комплементарными сигналами управления динамиком.

Компаратор A2 сравнивает сигналы, идущие на динамик, со своими собственными 5-вольтовыми прямоугольными импульсами, чтобы замкнуть петлю обратной связи, управляемую колебаниями. Эти 5-вольтовые прямоугольные импульсы суммируются с инвертированным выходным сигналом усилителя A1 (вывод 8) размахом 1.7 В, уменьшаются вдвое делителем R2R3, а затем сравниваются с неинвертированным выходным сигналом A1 (вывод 5) с пиковым значением 1.7 В. В результате A2 переключается на пиках треугольных импульсов, когда их уровень достигает 1.7 В. Это приводит к тому, что наклон

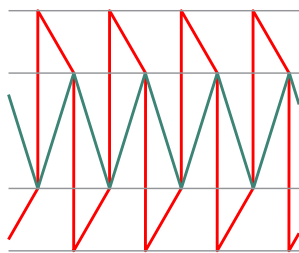


Рисунок 2. Сигналы на неинвертирующем (красный) и инвертирующем (зеленый) входах компаратора A2.

треугольного сигнала быстро изменяется на противоположный. Этот процесс схематически иллюстрируется Рисунком 2.

Это приводит к (довольно) точной стабилизации амплитуды треугольных импульсов на постоянном уровне 1.7 В п-п. Но как это позволяет V_C управлять частотой колебаний?

Вот как.

Наклон пилы на входе 2 микросхемы A1 фиксирован и составляет $2.5 \text{ В}/(R1C2)$, или 340 В/с. Следовательно, наклоны треугольных импульсов на выходах 5 и 8 микросхемы A1 равны $\pm G_{A1} \times 340 \text{ В/с}$, где G_{A1} – коэффициент усиления A1. Это означает, что время, необходимое в каждом полупериоде для нарастания этих сигналов до уровня 1.7 В, равно

$$\frac{1.7}{G_{A1} \times 340 \text{ В/с}} = \frac{5 \text{ мс}}{G_{A1}}.$$

Таким образом, полное время цикла равно

$$2 \times \left(\frac{5 \text{ мс}}{G_{A1}} \right) = \frac{10 \text{ мс}}{G_{A1}},$$

что дает частоту колебаний $F = 100 \text{ Гц} \times G_{A1}$.

Усиление микросхемы A1 регулируется входным напряжением V_C , которое может изменяться от 0 до 2 В. Вход V_{con} микросхемы (вывод 4) внутренне смещен к 1 В резистором с эквивалентным сопротивлением 14 кОм, как показано на Рисунке 3.

Резистор R4 участвует в этом процессе, обеспечивая деление напряжения в соотношении 5:1, которое преобразует рекомендуемый диапазон напряжений V_C от 0 до 2 В в диапазон от 0.8 до 1.2 В на выводе 4. На Рисунке 4 показано, как это преобразуется в диапазон усилений от 0 дБ до 30 дБ.

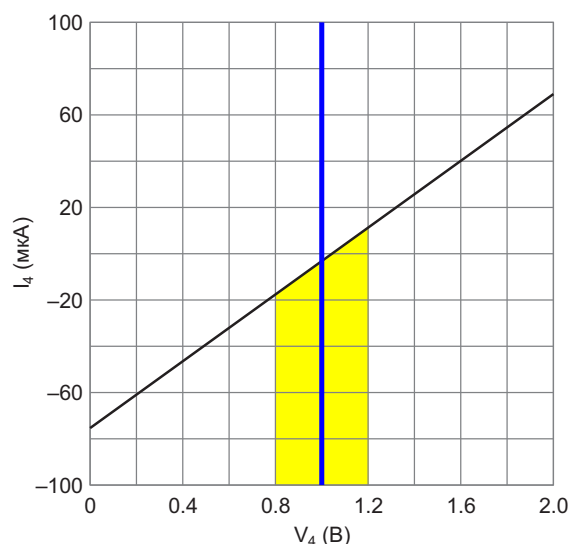


Рисунок 3. Резистор R4 вместе с внутренним 14-килоомным резистором на входе V_{con} образуют делитель напряжения 5:1, преобразуя диапазон напряжений от 0 до 2 В в диапазон от 0.8 до 1.2 В.

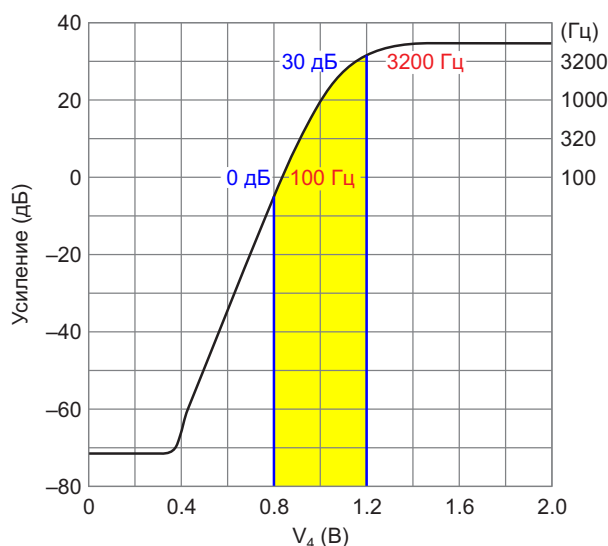


Рисунок 4. Сигнал от 0 до 2 В на входе V_C по антилогарифмическому закону программирует усиление микросхемы A1 от 1 до 32, и $F = 100 \text{ Гц} \cdot G_{A1} = 100 \text{ Гц} \cdot (5.66^{V_C}) = 100 \dots 3200 \text{ Гц}$.

Полученные сбалансированные треугольные выходные импульсы позволяют получить достаточно громкий звук порядка 300 мВт на нагрузке 8 Ом, не имеющий неприятных хрипов. Конечно, простой реостат сопротивлением порядка 50 Ом, включенный последовательно с выводом динамика, сделает его более подходящим для помещений, чувствительных к шуму.

Между тем, обратите внимание, что в техническом описании микросхемы 7052 нет никаких обещаний относительно компенсации температурного коэффициента или каких-либо других мер, обеспечивающих точное программирование усиления. И мне тоже нечего сказать по этому поводу. Таким образом, полезность Рисунка 1 в высокоточных приложениях (например, для синтеза музыки) определенно сомнительна.

На всякий случай, если кому-то интересно: резистор R5 был добавлен позже, чтобы создать между выходом и входом петлю инвертирующей обратной связи по постоянному напряжению для стимулирования пер-

воначального запуска колебаний. Это гораздо предпочтительнее, чем оглушительная (и сбивающая с толку) тишина. **РЛ**

Ссылки

1. Nick Cornford. [Усилители мощности, которые генерируют колебания – преднамеренно. Часть 1 – Простое начало](#)
2. Nick Cornford. [Усилители мощности, которые генерируют колебания – преднамеренно. Часть 2 – Хитроумное заключение](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP602x](#)
2. [Datasheet NXP TDA7052A](#)

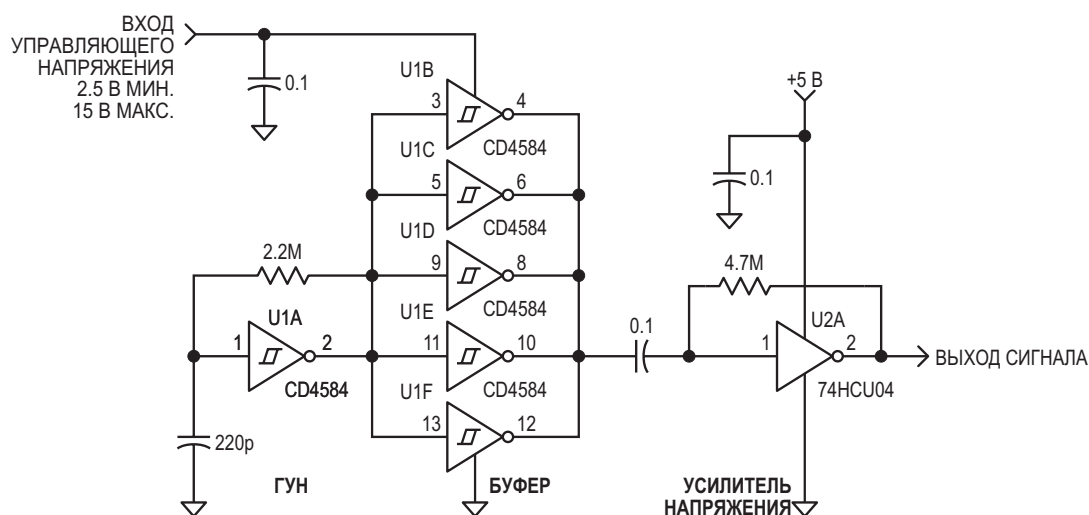
ГУН на КМОП триггере Шмитта

David A. Johnson

Изменяя напряжение питания классического генератора на триггере Шмитта CD4584, можно изменять частоту генерации в диапазоне 50:1. Для поддержания постоянного логического уровня ТТЛ на выходе CD4584 используется инвертор 74НСU04. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4069UB](#)
2. [Datasheet Lingxing CD4584](#)



ВХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ	ВЫХОДНАЯ ЧАСТОТА
2.5 В	1 кГц
3.0 В	1.75 кГц
3.5 В	3.12 кГц
4.0 В	6.26 кГц
5.0 В	10 кГц
6.0 В	12.5 кГц
9.0 В	20.8 кГц

Короткое или длительное нажатие для управления последовательностью включения источников питания

Jayapal Ramalingam

EDN

В промышленных системах обычно используются как аналоговые, так и цифровые схемы. В то время как цифровые схемы содержат микроконтроллеры, работающие при напряжении 5 В, напряжение питания

аналоговых схем, как правило, равно 12 или 15 В. В некоторых системах может потребоваться последовательное включение источников питания: сначала 5 В для цифровых схем, а затем 15 В для аналоговых.

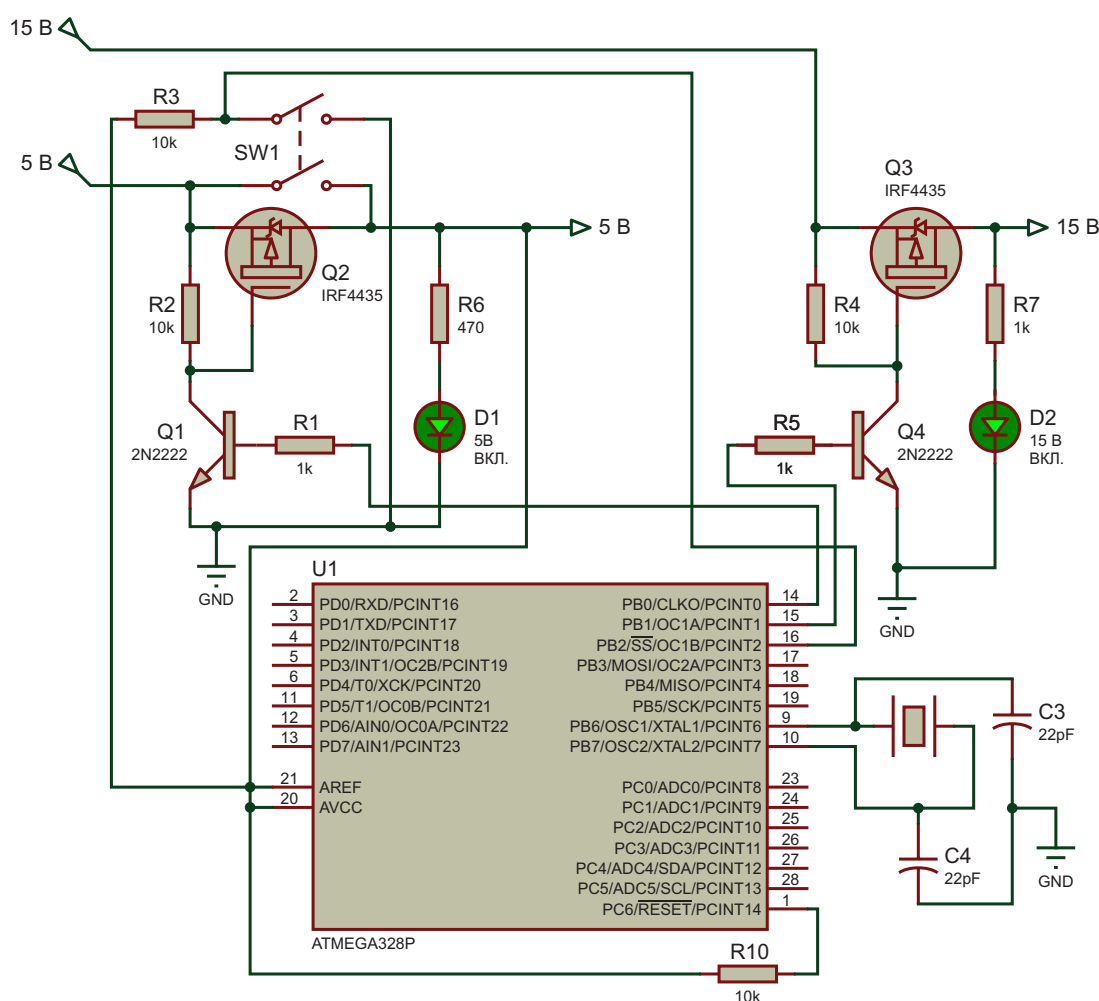


Рисунок 1. Одна кнопка последовательно подключает и отключает источники питания 5 В и 15 В. Светодиоды D1 и D2 показывают наличие питания 5 В и 15 В. В зависимости от токов нагрузки, для транзисторов Q2 и Q3 могут быть предусмотрены радиаторы соответствующей площади. На выходах 5 В и 15 В могут быть добавлены подходящие конденсаторы.

При выключении сначала снимается напряжение 15 В, а затем 5 В. В таких условиях очень полезной оказывается схема, показанная на Рисунке 1.

При однократном кратковременном нажатии кнопки сначала подается напряжение 5 В на цифровые схемы, включая схемы микроконтроллеров, а затем, после заданной задержки, подается напряжение 15 В на аналоговые схемы. При длительном нажатии кнопки SW1, например, в течение 2 секунд, сначала отключается питание 15 В, а затем 5 В. Таким образом, одна кнопка последовательно выполняет функции включения и выключения.

Данное решение предназначено для проектов на базе микроконтроллеров. Для реализации этой функции не требуется никаких дополнительных компонентов или схем. При кратковременном нажатии кнопки SW1 (двухполюсная кнопка) через первую пару замкнутых контактов SW1 на цифровую схему подается напряжение 5 В. Теперь микроконтроллер должен установить высокий уровень бита PB0 выходного порта. В результате транзистор Q1 включается и открывает транзистор Q2, установив на его затворе низкий уровень. Таким образом, теперь Q2 проводит ток и удерживает на цифровой схеме напряжение 5 В даже после отпускания кнопки SW1.

Далее, микроконтроллер после заданной задержки должен загрузить «лог. 1» в бит PB1 выходного порта. Это включит транзистор Q4 и установит низкий уровень на затворе Q3. Таким образом, транзистор Q3 будет проводить ток, подавая на аналоговую схему

напряжение 15 В. Теперь микроконтроллер может выполнять свои основные функции.

Для запуска последовательности выключения питания необходимо удерживать кнопку SW1 нажатой в течение длительного времени, скажем, 2 секунд. Через вторую пару контактов кнопки SW1 входная линия порта PB2 подтягивается к уровню земли. Это низкое состояние, сохраняющееся более 2 секунд, должно быть обнаружено кодом микроконтроллера либо с помощью прерывания, либо путем опроса, чтобы загрузить низкий уровень в бит порта PB1 и запустить последовательность выключения, закрыв транзистор Q4, а, следовательно, и Q3, то есть, отключив 15 В от аналоговой схемы. Затем после заданной задержки нужно вывести «лог. 0» в PB0. Это выключит транзистор Q1, и следовательно, Q2, и напряжение 5 В будет отключено от цифровой части схемы.

Таким образом, одна кнопка последовательно подключает и отключает источники питания 5 В и 15 В. При необходимости эту идею можно расширить на любое количество схем и последовательностей. Это решение предназначено для использования в проектах на базе микроконтроллеров без добавления дополнительных компонентов и схем. В данном проекте используются микроконтроллеры ATmega328P и р-канальные MOSFET IRF4435. Для схем без микроконтроллера я предложу схему выполнения этой функции в моей следующей статье. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip ATmega328P](#)
2. [Datasheet VBsemi IRF4435](#)

Мелодичная проверка дорожек

Nick Cornford

EDN

Еще один день, еще одно сомнительное устройство. На этот раз это был звуковой сигнал тестера целостности цепи на моем не самом лучшем цифровом мультиметре. Устав от простых индикаторов обрыва/короткого замыкания, я задумался о создании чего-то более информативного.

Возможно, у него мог бы быть входной каскад для усиления напряжения, если такое имеется, на измерительных токовых щупах, а за ним управляемый напряжением генератор тональных сигналов для индикации его величины и, следовательно, измеряе-

мого сопротивления. Легко!... а может, и нет, если мы хотим сделать это правильно.

На Рисунке 1 показан (более или менее) конечный результат, в котором используется тщательно настроенный усилительный каскад, управляющий входом ГУН с линейной зависимостью высоты тона (pitch-linear VCO, PLVCO). Схема также определяет момент касания щупа и, таким образом, не потребляет энергию в неактивном состоянии.

Самое важное, что она вырабатывает звуковой сигнал, высота тона которого линейно зависит от измеряемого сопротивления: при

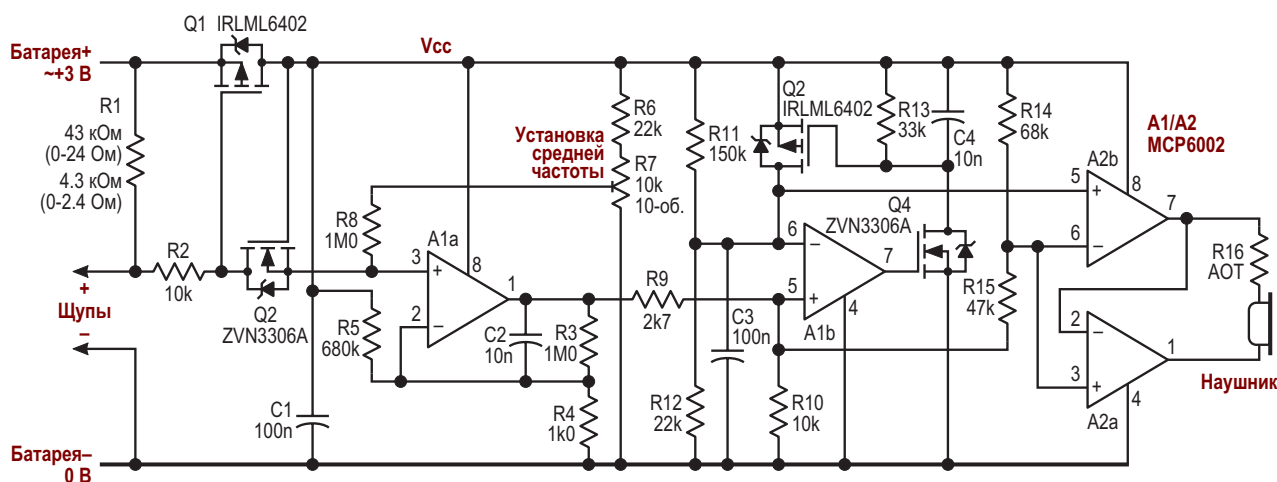


Рисунок 1. Выключатель питания и тщательно настроенный усилительный каскад, управляющий входом ГУН с линейной зависимостью высоты тона, образуют хороший тестер целостности цепи. Высота тона вырабатываемого звукового сигнала пропорциональна сопротивлению между наконечниками щупов.

проверке целостности цепи или короткого замыкания на плате вы можете услышать разницу между широкими силовыми проводниками и длинными, тонкими сигнальными дорожками, не глядя на измерительный прибор.

Это проще, чем может показаться на первый взгляд, поэтому давайте разберем схему. Через резистор R1 на измерительные щупы подается питание. Если щупы разомкнуты, р-канальный MOSFET Q1 будет закрыт, и питание схемы будет отключено (утечку менее 10 нА игнорируем).

Любой ток, протекающий через щупы, понизит напряжение на затворе транзистора Q1, открыв его и включив питание основной схемы. Это также включит транзистор Q2, который через резистор R2 подаст напряжение щупа на неинвертирующий вход усилителя A1a. Без транзистора Q2 входные защитные диоды микросхемы A1a потребляли бы ток при выключенном питании.

При номинале резистора R1, равном 43 кОм, диапазон индицируемых сопротивлений составляет от 0 до примерно 24 Ом, или 24 полутона. При других значениях диапазон изменится, поэтому, например, 4.3 кОм будут указывать на сопротивление до 2.4 Ом с полутонами 0.1 Ом. Добавление переключателя позволило использовать оба диапазона. (Фактический диапазон достигает приблизительно 30 Ом – или 3.0 Ом, – но точность при этом ухудшается). Для разных шкал можно использовать любые другие значения; ток зонда, разумеется, изменится.

Микросхема A1a усиливает напряжение щупа примерно в 1001 раз, что определяется сопротивлениями резисторов R3 и R4. Мы

работаем с напряжением до 0 В, что может быть непросто. Резистор R5 смещает инвертирующий вход усилителя A2a примерно на 5 мВ, что больше, чем максимальное входное смещение MCP6002, составляющее 3.5 мВ. Резисторы R2 и R6-R8 помогают добавить немного большее смещение к неинвертирующему входу усилителя A1a, которое позволяет как обнулить любые сдвиги, так и установить рабочую точку. Эта схема может сделать ненужной отрицательную шину питания в других приложениях.

Настройка тонов

Секция A1b – это еще один вариант моего базового ГУН с линейной зависимостью высоты тона, где импульс сброса формируется элементами Q4, C3 и R13. (Более подробную информацию об общей работе схемы см. в оригинальной статье [1]). Прояснить ситуацию должны осциллограммы на Рисунке 2.

Этот тип PLVCO лучше всего работает с управляющим напряжением, центрированным между шинами питания и изменяющимся на $\pm 20\%$ относительно этого среднего уровня, обеспечивая биполярный диапазон примерно ± 1 октава. В данном случае нам необходима однополярная работа, с самой низкой начальной частотой в этой точке -20% .

Следовательно, сопротивление 0 Ом на входе должно давать примерно $0.3 \cdot V_{CC}$ для генерации тона порядка 250 Гц, 12 Ом – примерно $0.5 \cdot V_{CC}$ (для 500 Гц) и 24 Ом – примерно $0.7 \cdot V_{CC}$ (для 1 кГц). Дальнейшее увеличение напряжения выше уровня порядка $0.8 \cdot V_{CC}$ будет сопровождаться постепенным снижением точности, и эти значения должны быть проигнорированы.

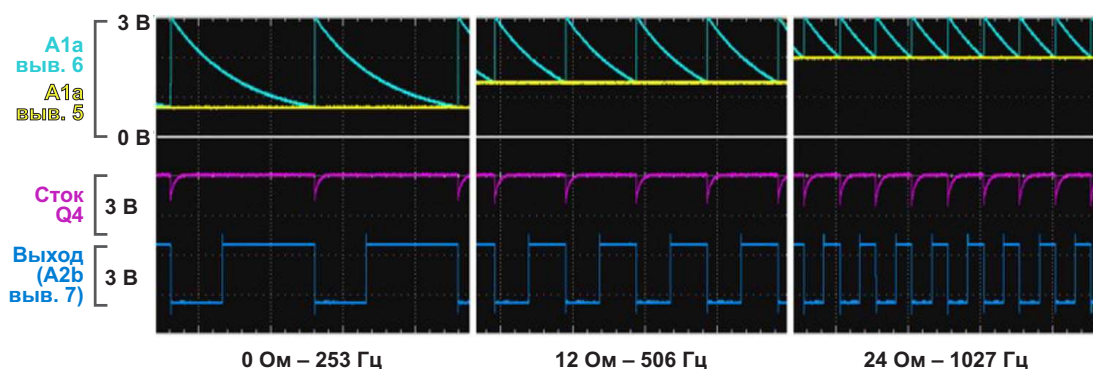


Рисунок 2. Осциллограммы внутренних сигналов схемы, демонстрирующие ее работу при измерении различных сопротивлений.

Теперь на выходе получается тон, высота которого соответствует сопротивлению между щупами, масштабированному как один полутон на ом и охватывающему две октавы в диапазоне 24 Ом (если R1 равно 43 кОм).

Модифицированная экспоненциально спадающая пила на конденсаторе C3 теперь создается усилителем A2b с использованием определенной доли управляющего напряжения в качестве опорного, чтобы получить на выходе «прямоугольные» импульсы, — действительно прямоугольные лишь в одной точке, но звучит неплохо, и такой подход упрощает схему. Усилитель A2a инвертирует выходной сигнал A2b, так что вместе эти усилители образуют мостовой драйвер наушника. (Здесь есть некоторые проблемы, но они пока могут подождать).

Резисторы R9 и R10 немного ослабляют выходной сигнал усилителя A1a, поскольку высокие сопротивления на входе приводят к его насыщению, что могло бы остановить генерацию колебаний усилителем A1b. В этой схеме при сопротивлении, выходящем за пределы диапазона, все равно будет вырабатываться звуковой сигнал, максимальная частота которого составляет порядка 1.6 кГц, что соответствует сопротивлению примерно 30 Ом. В зависимости от порогового напряжения транзистора Q1, для его включения достаточно нескольких десятков кОм на щупах, что немного выходит за пределы нашего диапазона индикации.

Можно громче

Теперь о наушнике и потенциальных проблемах. Схема на Рисунке 1 достаточно хорошо работала со старой, но чувствительной сбалансированной 250-омной гарнитурой, но была практически безнадежна при попытке подключить наушники или колонки (в основном с сопротивлением около 32 Ом).

Для приемлемой громкости попробуйте схему на Рисунке 3, которая хоть и примитивна, но функциональна. Обратите внимание на отдельную батарею, использование которой позволяет избежать чрезмерного разряда основной батареи и изолирует основную схему от довольно больших токов динамика.

Опять же, когда устройство неактивно, питание не потребляется. (Для подобных целей отлично подходят использованные

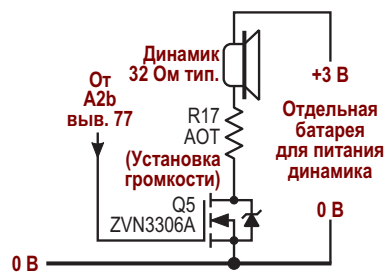


Рисунок 3. Простой, хотя и довольно неприятный способ управления динамиком.

батарейки из выброшенных электронных сигарет, которые часто остаются наполовину полными. И это бесплатно). Усилитель A2a теперь становится неиспользуемой частью микросхемы...

Настройка необходима, поскольку смещения непредсказуемы, но проста. Подключив к щупам резистор 12 Ом, отрегулируйте R7 так, чтобы на выводе 5 усилителя A1b было напряжение $V_{CC}/2$. Вот и все!

Комментарии к компонентам

Сдвоенный операционный усилитель MCP6002 недорогой и вполне подходящий. (У MCP6022 гораздо меньшее смещение, но и гораздо более высокая цена, а также большее потребление тока. Устройства с «нулевым смещением» еще дороже, а подстроечный резистор R7, вероятно, все равно потребуются).

Транзистор Q3, и особенно Q1, должны иметь низкие значения сопротивления канала и порогового напряжения затвора; обычно используемые мною ZVP3306A не подошли по обоим критериям, хотя хорошо работали в качестве Q2/Q4/Q5. (Вероятно, у вас есть свои любимые MOSFET и низковольтные rail-to-rail операционные усилители). Чтобы изменить диапазон частот, измените емкость конденсатора C3. Все остальное не критично.

Как отмечалось выше, резистор R1 определяет чувствительность прибора и может быть изменен в соответствии с конкретными требованиями, не влияя ни на что другое. При его сопротивлении 43 кОм ток щупа составляет приблизительно 70 мкА, что должно исключить любую возможность повреждения компонентов тестируемой платы.

(Для защитных диодов некоторых микросхем указаны, как можно надеяться, консерва-

тивные значения предельных токов 100 мкА, хотя большинство должны выдерживать не менее 10 мА). Резистор R2 помогает защитить от скачков внешнего напряжения, а также является частью цепи смещения.

А что насчет той появившейся свободной половины A2? Мы можем использовать ее для создания активного ограничителя, чтобы ограничивать размах выходного напряжения A1a, а не просто ослаблять его. Сопротивление R1 необходимо увеличить – 51 кОм вместо 43 кОм, – потому что дополнительное усиление нам больше не нужно.

Схема показана на Рисунке 4. Когда напряжение на инвертирующем входе усилителя A2a пытается подняться выше напряжения на неинвертирующем входе – опорной точки, – диод D1 ограничивает напряжение на этом опорном уровне.

Незначительное влияние напряжения питания на частоту можно игнорировать; повышение температуры на 20 °C привело к сдвигу примерно на полтона вверх. А жаль: при тщательной настройке его можно было бы использовать и как камертон.

Сказать «абсолютно точный тон» – было бы преувеличением, но, как и оригинальный PLVCO, это устройство можно использовать для воспроизведения мелодий! Отрезок про-

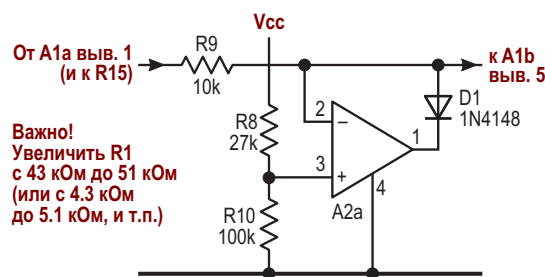


Рисунок 4. Активный ограничитель – лучший способ ограничения максимального управляющего напряжения, подаваемого на PLVCO.

волокни с подходящим сопротивлением, натянутый между парой канцелярских кнопок, может стать хорошим началом... Так, где же этот полумертвый проволочный потенциометр? Попытки подобрать мелодию из рождественской песни «Jingle Bells» могут развлекать меня часами (и неделями приводить в ярость соседей). **РЛ**

Ссылки

1. Nick Cornford. [ГУН с линейной зависимостью высоты тона](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP6002](#)
2. [Datasheet Infineon IRLML6402](#)
3. [Datasheet Diodes ZVN3306A](#)

Еще один до глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА

Ashutosh Sapre

EDN

В недавней статье автора многочисленных публикаций в разделе «Конструкторские идеи» Стивена Вудворда под названием «До глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА» [1] почтенный регулятор LM337 вместе с несколькими пассивными компонентами используется в нетрадиционной конфигурации для преобразования входного тока 0-20 мА (например, от датчика с отдельным источником питания, выдающим токовый сигнал 0-20 мА) в двухпроводную токовую петлю передатчика 4-20 мА (стандартный двухвыводной промышленный источник тока).

Ниже представлен еще один «до глупости простой» способ реализации той же функции с

помощью LM337. Он основан на уменьшении начального тока 4 мА до нуля пропорционально входному току 0-20 мА и добавлении к этой уменьшаемой части входного тока для создания двухпроводной выходной петли 4-20 мА. Способ базируется на другой замечательной находке Вудворда [2]. См. Рисунок 1.

Сначала представим, что входной ток равен 0 мА (входная петля разомкнута). Последовательное соединение двух цепей, состоящих из параллельного соединения R_1 с « $R_2 + P_Z$ » (« R_Z » при сопротивлении цепи 250 Ом) и параллельного соединения R_3 с « $R_4 + P_S$ » (« R_S » при сопротивлении цепи 62.5 Ом), имеющее номинальное сопротивление 312.5 Ом, устанавливает ток выходной петли, поступающий в вывод OUT и задаваемый регулировкой P_Z , равным 0 мА + 4 мА (4 мА = 1.25 В/312.5 Ом).

Представим, что теперь входной ток равен 20 мА; он вытягивается из узла X и проталкивается на вывод OUT микросхемы U1. Этот ток вытекает из клеммы «+» выходной петли, создавая на резисторе R_S падение напряжения 62.5 Ом × 20 мА = 1.25 В в направлении, противоположном внутреннему опорному напряжению. При правильной калибровке это уменьшает падение напряжения на R_Z до нуля, и, таким образом, уменьшает до нуля и вклад первоначального тока 4 мА, поступающего в вывод OUT через резистор R_Z .

Теперь ток выходной петли равен входному току 20 мА плюс 0 мА (добавленному на OUT), передаваемому из входной петли в выходную петлю от вывода OUT к выводу IN

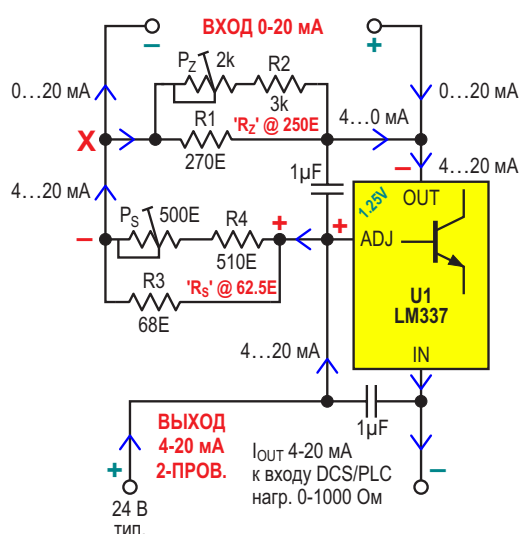


Рисунок 1. Входной ток 0-20 мА добавляется к пропорционально уменьшаемой части 4-0 мА на выводе OUT, чтобы получить выходной ток 4-20 мА.

микросхемы U1. Мы преобразовали ток входного источника 0-20 мА в ток двухпроводной петли 4-20 мА. Установка тока 20 мА выполняется с помощью потенциометра P_S .

Чтобы установить выходной ток с точностью 0.05% или (значительно) лучше, требуется выполнить два прохода регулировок потенциометров P_S и P_Z . Подстроечные резисторы должны быть многооборотными типа 3296 или аналогичными, однако подойдут и однооборотные, поскольку диапазоны регулировки обоих невелики.

Характеристики превосходные. Линейность сигналов базовой схемы от входа к выходу составляет 0.02%. При использовании небольшого радиатора кратковременная нестабильность находится в пределах 0.02%, а изменение тока петли составляет 0.05% в диапазоне напряжений от 5 В до 32 В. Точность и стабильность передачи высоки, поскольку мы не преобразуем входной сигнал, а только передаем его в выходную петлю. Дрейф опорного напряжения влияет только на базовый ток 4 мА и, следовательно, оказывает меньшее влияние на общий дрейф. Радиатор улучшает показатели дрейфа и di/dv в 3-4 раза.

Для промежуточных входных токов начальный ток 4 мА, поступающий в вывод OUT через резистор R_Z , уменьшается пропорционально входному току 0-20 мА. Таким образом, при входном токе 10 мА (половинном) напряжение в узле X изменяется соответствующим образом, поддерживая на резисторе R_Z напряжение 500 мВ, что обеспечивает вклад 2 мА в ток вывода OUT, по сравнению с исходными 4 мА, установленными при входном токе 0 мА. Ток выходной петли, протекающий через вывод OUT, теперь равен 12 мА (входной ток 10 мА плюс 2 мА), что также является средним значением тока петли 4-20 мА. Аналогичные рассуждения применимы и к другим соотношениям входных/выходных токов петли.

Для защиты от обратного напряжения в петле 4-20 мА рекомендуется использовать диод. Для ограничения тока короткого замыкания до безопасного уровня следует применять ограничение тока. Отличным вариантом является ограничитель тока на двух последо-

вательных транзисторах с соответствующими значениями сопротивлений, поскольку он отличается низким падением напряжения, небольшой стоимостью, быстродействием и не склонен к генерации. Полимерный предохранитель на 40 мА с положительным температурным коэффициентом в петле защитит нагрузку от полного короткого замыкания в обеих цепях (маловероятное событие).

Исходное падение напряжения со стороны сигнала 0-20 мА составляет от -1 В до 0 В. Два диода или светодиод, включенные последовательно с клеммой «+» входной петли 0-20 мА, позволяют сделать так, чтобы для источника падение напряжения всегда было положительным.

По поводу стабильности: чтобы обеспечить низкий общий температурный дрейф, только резисторы 68 Ом (R_3) и 270 Ом (R_1) должны иметь допуск 1% и температурный коэффициент 25 ppm, что является существенным плюсом. Дрейф сопротивлений потенциометров, обычно больший, чем у постоянных резисторов, оказывает меньшее влияние в используемой конфигурации, где потенциометры P_S и P_Z , имеющие относительно большие сопротивления, контролируют лишь небольшую часть основного тока. Большие сопротивления потенциометров также помогают минимизировать влияние изменяющегося контактного сопротивления их движков.

Для базовой схемы минимальное рабочее напряжение 3 В позволяет использовать сопротивление петли до 1000 Ом при напряжении питания 24 В.

Само собой разумеется, что одна из петель будет (должна быть) плавающей. Обычно это петля источника, поскольку измерительное устройство, генерирующее ток 0-20 мА, питается от отдельного источника. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [До глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА](#)
2. Stephen Woodward. [Источник постоянного тока на основе регулятора LM317, программируемого ШИМ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM337](#)

Простой и быстрый АЦП однократного интегрирования

Stephen Woodward

EDN

Давным-давно люди выбрались из первобытной аналоговой трясины и начали осваивать цифровые технологии. Вскоре они заметили и количественно оценили фундаментальную потребность в соединении своих новых квантованных цифровых новинок с классическим континуумом предтеч инженерного мира. Так возник АЦП.

Конечно, существовало (и существует) множество схем АЦП. Одной из самых ранних и простых была схема с однократным интегрированием.

АЦП однократного интегрирования бывают двух типов. В одном из них формируется аналоговое линейно нарастающее напряжение, которое сравнивается с входным сигналом. Время, необходимое для того, чтобы линейно нарастающее напряжение выросло от нуля (или почти) до уровня, равного входному сигналу, пропорционально амплитуде входного сигнала и принимается за результат его цифрового преобразования.

Недавно мы увидели пример, представленный доктором Джорданом Димитровым в нашем разделе «Конструкторские идеи» в статье «Преобразователь напряжения в период обеспечивает высокую линейность и большую скорость» [1].

В другом варианте АЦП однократного интегрирования конденсатор заряжается до входного напряжения, а затем линейно разряжается до нуля. Необходимое для этого время пропорционально входному напряжению V_{IN} и считается результатом преобразования. (Чрезвычайно!) простой и недорогой пример такого типа был опубликован EDN около двух с половиной лет назад в статье «"Бесплатный" АЦП» [2].

Хотя простота и дешевизна, несомненно, хороши, иногда слишком много хорошего может быть не таким уж хорошим. Схема на Рисунке 1 добавляет несколько усовершенствований (и немного увеличивает стоимость) в базовую конструкцию в целях повышения точности на порядок (или два) и, возможно, некоторого повышения скорости.

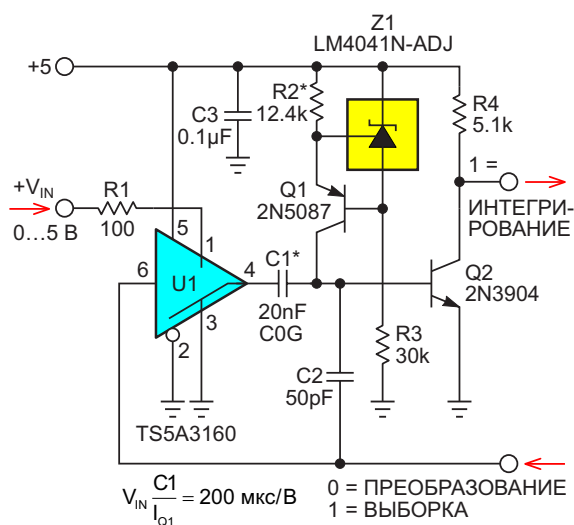


Рисунок 1. Простой быстрый АЦП однократного интегрирования с двухэтапным циклом преобразования. (I_{Q1} – ток транзистора Q1).

Вот как это работает:

1. (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ = 1): ключ U1 заряжает конденсатор C1 до напряжения V_{IN} .
2. (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ = 0): C1 разряжается током 100 мкА, вытекающим из источника тока Z1-Q1.

Примечание: элементы Z1, C1 и R2 должны быть точных типов.

Преобразование происходит в два этапа, выбираемых одним битом GPIO управляющего микроконтроллера, настроенным на вывод (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ/ ВЫБОРКА).

Постоянная времени выборки при заряде, определяемая емкостью конденсатора C1, регулятором Z1, сопротивлением замкнутого ключа U1 и входным сопротивлением транзистора Q2, составляет примерно 10 мкс.

Для завершения зарядки с точностью до ½ младшего бита при 12-битном разрешении требуется интервал ВЫБОРКИ, равный:

$$10 \text{ мкс} \times \ln(2^{12+1}) = 90 \text{ мкс.}$$

Затем микроконтроллер может вернуть 0 (ПРЕОБРАЗОВАНИЕ) на управляющий вход схемы, в результате чего входная сторона конденсатора C1 подключится к земле, и на базу транзистора компаратора будет подано отрицательное напряжение, равное $-V_{IN}$ плюс «небольшая добавка» (порядка 12 мВ).

Последнее обеспечивается конденсатором C2, компенсирующим смещения нуля, которое в противном случае возникло бы из-за конечного усиления напряжения и времени хранения транзистора Q2.

При выходе транзистора Q1 из насыщения уровень сигнала ИНТЕГРИРОВАНИЕ становится положительным. Такое состояние сохраняется до завершения разряда конденсатора C1 и следующего включения Q1. Этот интервал равен

$$V_{IN} \frac{C1}{100 \text{ мкА}} = 200 \text{ мкс/В} = 1 \text{ мс макс.}$$

Если подключенный таймер/счетчик микроконтроллера работает на частоте 20 МГц, максимальное накопленное число отсчетов и

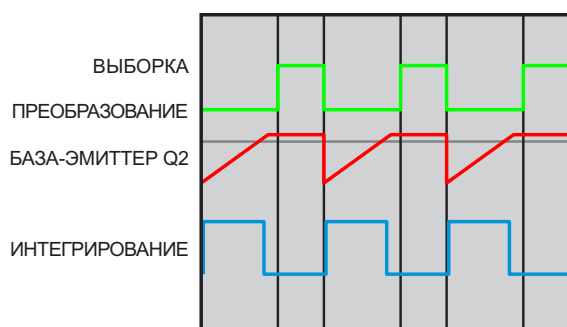


Рисунок 2. Формы сигналов АЦП однократно-го интегрирования. Длительность ВЫБОРКИ (12 бит) равна 90 мкс. Максимальная длительность этапа ИНТЕГРИРОВАНИЕ составляет 1 мс. Амплитуда 5 В пик-пик.

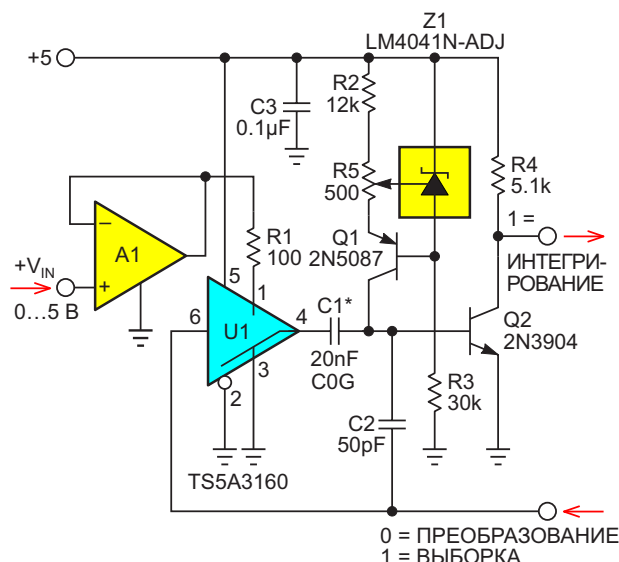


Рисунок 3. Входной буфер A1 разгружает источник входного напряжения V_{IN} , а потенциометр калибровки повышает точность.

разрешение преобразования составят 4000, или 11.97 бит.

Этот цикл преобразования длительностью 1 мс, соответствующей точности примерно 12 бит, иллюстрируется Рисунок 2. Следует отметить, что неотъемлемой характеристикой данной схемы являются хорошие значения интегральной и дифференциальной нелинейности.

Конечно, не все источники сигнала смогут корректно работать на нагрузку, создаваемую этой последовательностью преобразования, и не для всех приложений погрешность имеющихся источников опорного напряжения LM4041 и номиналов компонентов R1C1 будет достаточно низкой.

Решения обеих проблем показаны на Рисунок 3. Типичный КМОП rail-to-rail усилитель в качестве A1 устраняет проблему входной нагрузки, а подстроечный резистор R5 обеспечивает удобный способ улучшения калибровки преобразования. **РЛ**

Ссылки

1. Jordan Dimitrov. [Преобразователь напряжения в период обеспечивает высокую линейность и большую скорость](#)
2. Stephen Woodward. [«Бесплатный» АЦП](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4041N](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TS5A3160](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor 2N5087](#)

Коммутаторы нагрузки с защитой по току

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы коммутаторов нагрузки с однокнопочным управлением. Для переключения нагрузки использованы управляющие элементы, имеющие два стабильных состояния. Имеется регулируемая защита устройств по току.

Известно большое разнообразие электронных устройств, предназначенных для одно-кнопочного управления нагрузкой. В приводимых ниже коммутаторах нагрузки использованы бистабильные элементы, выполненные на компараторе DA1.1 и двух транзисторах VT1 и VT2, Рисунок 1, или на КМОП-коммутаторах DA1.1 и DA1.2, Рисунок 2.

Для перевода бистабильных элементов из одного состояния в другое использован принцип временного управления, для реализации которого на вход бистабильного элемента временно подключается предварительно заряженный конденсатор, параллельно кото-

рому подключен резистор. Изначально на входе и выходе бистабильного элемента поддерживается уровень логического нуля. При нажатии кнопки SB1 и кратковременном подключении заранее заряженного конденсатора C1 к входу бистабильного элемента элемент переключает свое состояние. Напряжение высокого уровня наступает на затвор силового полевого транзистора VT3, нагрузка транзистора подключается к источнику питания.

Для отключения нагрузки повторно нажимают кнопку SB1, но, более продолжительное время. За это время ранее заряженный кон-

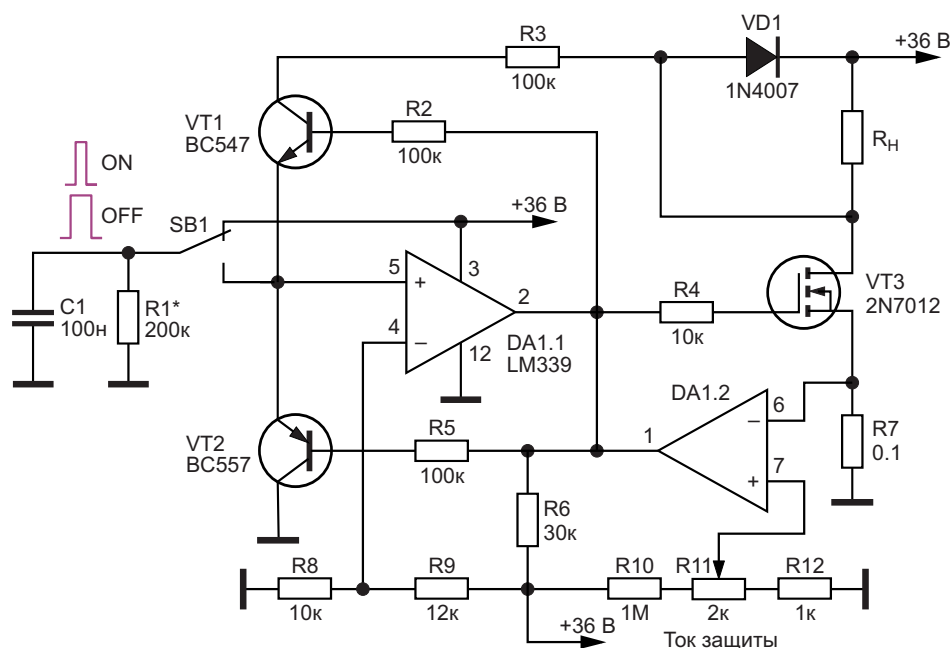


Рисунок 1. Коммутатор нагрузки с защитой по току на основе двух компараторов и трех транзисторов.

Объедините два регулятора TL431 для создания универсального токового зеркала

Stephen Woodward

EDN

В последнее время в разделе «Конструкторские идеи» активно обсуждаются различные схемы токовых зеркал. Обычно цель разработчика зеркала состоит в том, чтобы входной и выходной токи зеркала были точно равны, но на Рисунке 1 показана схема, которая идет по другому пути. Будучи невосприимчивой к традиционным недостаткам токовых зеркал (эффект Эрли и т. д.), она может довольно хорошо достигать критерия равенства, но также обладает особой универсальностью в приложениях, где входной и выходной токи должны быть различными.

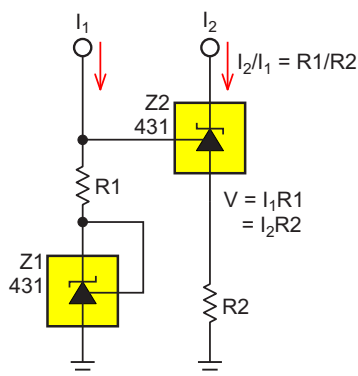


Рисунок 1. Отношение сопротивлений резисторов $R1/R2$ определяет отношение токов I_2/I_1 .

Вот предыстория: некоторое время назад я опубликовал статью «Прецизионный программируемый источник втекающего тока» [1], в которой почтенное семейство параллельных регуляторов напряжения $TLx431$ использовалось в качестве программируемых стабилизаторов тока.

Рисунок 1 снова демонстрирует их универсальность, на этот раз, объединяя два таких устройства, чтобы создать токовое зеркало с программируемым усилением.

Выбор между TL431 с опорным напряжением 2.5 В и TLV431 с напряжением 1.24 В может быть основан на различиях в их номинальных значениях тока и напряжения. Ток: от 1 мА до 100 мА для TL и от 100 мкА до 15 мА для TLV. Напряжение: от 2.5 В до 36 В для TL и от 1.24 В до 6 В для TLV.

Обратите внимание, что для эффективной стабилизации (и отражения!) токи I_1 и I_2 должны находиться в пределах указанных значений. Минимальное входное напряжение зеркала равно $V_{REF} + I_2R2$.

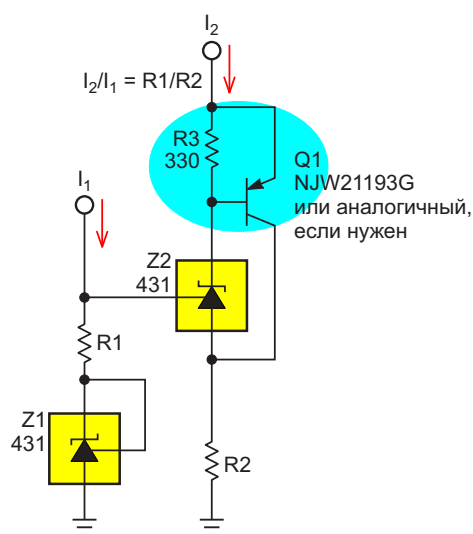


Рисунок 2. Усилительный транзистор Q1 способен выдерживать ток и мощность, намного превышающие возможности регулятора 431.

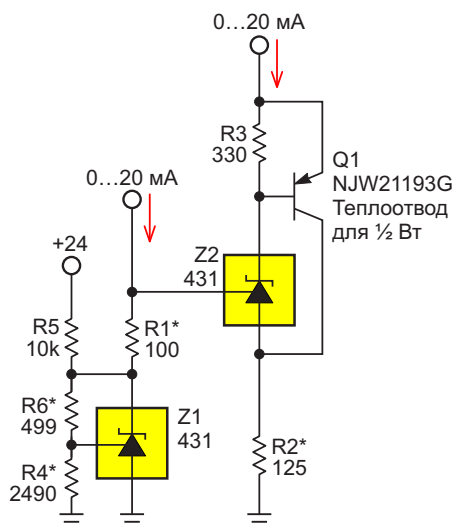


Рисунок 3. Добавьте шесть резисторов и один транзистор к двум регуляторам TL431, чтобы получить преобразователь токовой петли 0-20 мА в 4-20 мА. Z2 суммирует смещение 500 мВ, обеспечиваемое регулятором Z1, с напряжением от 0 до 2 В, падающим на токоизмерительном резисторе R1, а затем масштабирует это с помощью резистора R2 для получения выходного тока 4-20 мА с помощью усилительного транзистора Q1, который может работать с напряжением петли до 36 В. Обратите внимание, что резисторы R1, R2, R4 и R6 должны быть точными.

Конечно, необходимо также учитывать скромные возможности теплоотдачи этих небольших устройств. Однако нагрузочные

возможности по току (и мощности) можно расширять практически без ограничений с помощью простого приема, показанного на Рисунке 2.

И еще кое-что.

Вполне резонно обвинить регулятор Z1 в бездействии, поскольку его единственная задача – обеспечивать напряжение смещения для R1 и Z2. Но мы можем предложить ему более интересную работу с помощью трюка, показанного ниже. Эта схема позволяет не только устанавливать произвольные соотношения I1/I2, но и добавлять фиксированный ток смещения! Вот как это делается (см. Рисунок 3).

В результате получается (несколько более простое) решение задачи, заимствованной из предыдущей статьи постоянного автора Р. Джаяпала «Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА» [2]. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Прецизионный программируемый источник втекающего тока](#)
2. Jayaraj Ramalingam. [Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor TL431](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor TLV431](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor NJW21193G](#)

Оптически изолированный детектор перегрузки по току работает от сети переменного тока

José M Espí, Jaime Castelló, Rafael García-Gil, Marcos Arasa

EDN

Схема, представленная в этой статье, через изолирующий барьер обнаруживает короткие замыкания или превышение тока в сетевом оборудовании, таком как ИБП (источник бесперебойного питания). Если ток нагрузки превышает заданный уровень, схема вырабатывает 5-вольтовый импульс отключения инвертора. Эта компактная схема обеспечивает надежное средство защиты силовых полупроводников и батарей от перегрузки по току. Схема отличается изолированным выходом и быстрым откликом. Измери-

тельные цепи питаются от сети переменного тока. Для цепей, расположенных по другую сторону изолирующего барьера, схеме требуется источник питания 5 В. Схема обнаруживает перегрузки по току в любом полупериоде сетевого напряжения, используя сопротивление измерительного резистора R_{SHUNT} .

В течение положительного полупериода переменного напряжения компоненты R_1 , IC_1 , R_5 , C_1 , Q_1 , D_1 и C_3 работают для обнаружения перегрузки по току (Рисунок 1). Если нагрузка создает перегрузку по току, положи-

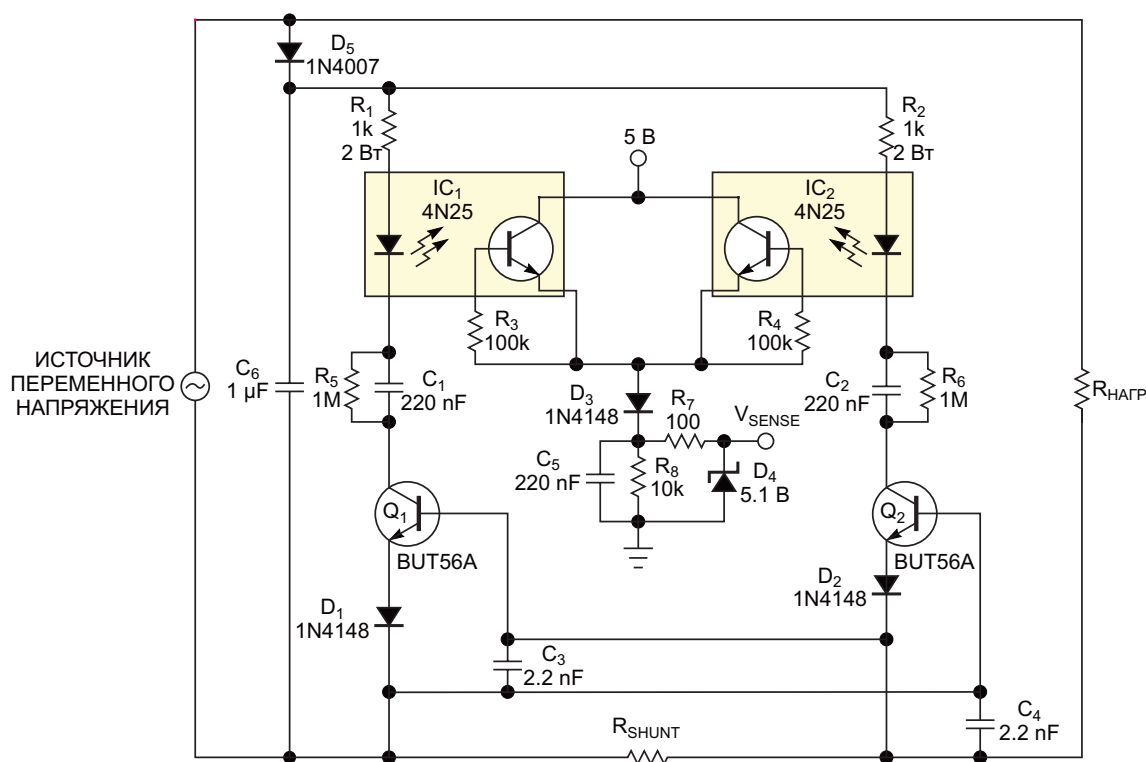


Рисунок 1. Эта изолированная схема обнаруживает биполярные перегрузки в ИБП или другой нагрузке переменного тока.

тельное падение напряжения на измерительном резисторе, приложенное к базе транзистора Q_1 , открывает его. Соответственно, конденсатор C_1 , изначально разряженный через резистор R_5 , получает заряд от тока, протекающего через резистор R_1 и фотодиод оптоизолятора IC_1 . Фототранзистор оптоизолятора IC_1 насыщается, заряжая конденсатор C_5 и создавая выходное напряжение V_{SENSE} с уровнем 5 В, что указывает на обнаружение перегрузки по току. Диод D_1 увеличивает пороговое напряжение включения базы транзистора Q_1 примерно до 1.4 В. Конденсатор C_3 фильтрует любые помехи или пики напряжения, которые могут случайно включить транзистор, тем самым повышая надежность обнаружения системой.

Цепь, состоящая из элементов R_2 , IC_2 , R_6 , C_2 , Q_2 , D_2 и C_4 , предназначена для обнаруже-

ния неисправностей во время отрицательного полупериода переменного напряжения и работает аналогичным образом. В этом случае направление тока, протекающего через измерительный резистор, таково, что положительное напряжение создается на базе транзистора Q_2 . Диод D_5 и конденсатор C_6 выпрямляют переменный ток, обеспечивая изолированное напряжение питания для питания фотодиодов. Напряжение 5 В подается от источника питания логики инвертора. Когда токи нагрузки находятся в допустимых пределах, выходной сигнал V_{SENSE} отсутствует, так как конденсатор C_5 разряжен через резистор R_8 . **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay 4N25](#)
2. [Datasheet ISC BUT56A](#)

Трансформация тиристорной топологии в двухвыводной прецизионный источник тока на биполярном транзисторе

Stephen Woodward

EDN

Недавно Кристофер Пол, регулярный автор раздела Конструкторские идеи, в статье «Прецизионный источник тока, нечувствительный к напряжениям» [1] продемонстрировал инновационный и высококачественный двухвыводной источник тока, основанный на использовании обедненного MOSFET в качестве проходного устройства.

В последующих комментариях возник вопрос, можно ли добиться аналогичных результатов, используя биполярный транзистор вместо полевого транзистора Кристофера в аналогичной (на первый взгляд) топологии?

Это создало интересную конструкторскую проблему, для которой я предлагаю здесь возможное (хотя и неправдоподобное) решение. Как ни странно, оно (примерно) основано на

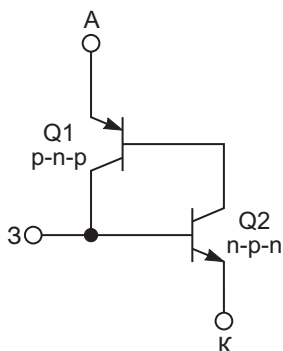


Рисунок 1. Положительная обратная связь в тиристоре представляется маловероятной основой для источника тока на биполярном транзисторе.

классической модели тиристора на дискретных транзисторах, показанной на Рисунке 1.

На Рисунке 2 показана петля нелинейной положительной обратной связи тиристора, преобразующая его в линейный источник тока.

Параллельный регулятор Z1 и проходной транзистор Q2 образуют очень знакомую схему прецизионного источника тока. На

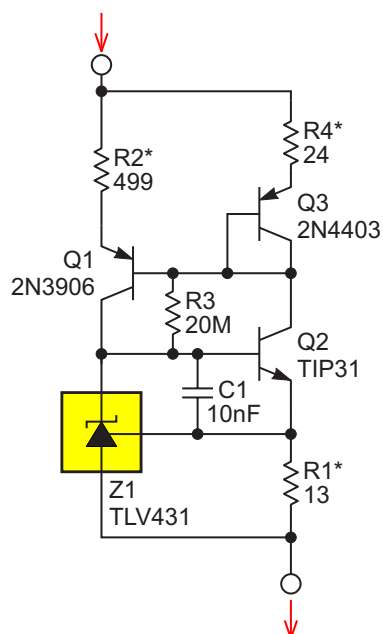


Рисунок 2. Токовое зеркало Q1 и Q3, регулятор Z1 и биполярный транзистор Q1 образуют прецизионный двухвыводной источник тока. Вытекающий ток равен $1.05 \cdot 1.24/R1$, или $1.30/R1$. Символом «*» отмечены точные резисторы.

самом деле, она очень похожа на ту, которую использует Кристофер Пол в своей схеме на основе MOSFET. Отрицательная обратная связь от токоизмерительного резистора R1 заставляет параллельный регулятор Z1 поддерживать ток эмиттера Q2 на постоянном уровне $1.24 \text{ V}/R1$.

Кроме того, подобно топологии Кристофера Пола, смещение для Z1 и Q2 создается токовым зеркалом на основе p-n-p транзистора. Однако, в отличие от симметричного зеркала в схеме Кристофера Пола, это зеркало выполнено асимметричным, чтобы обеспечить возможность работы при максимальном рекомендуемом токе регулятора Z1.

Значительное вырождение эмиттера (примерно 2.5 В) используется для поддержания точного соотношения токов и обеспечения управляемости усиления в контуре положительной обратной связи, чтобы регулятор Z1 мог контролировать его.

Пусковой резистор R3 необходим, поскольку смещение для транзисторов и регулятора обеспечивается регенеративной положительной обратной связью, аналогичной тиристорной. Резистор R3 обеспечивает небольшой ток в несколько сотен наноампер, достаточный для того, чтобы замкнуть (запустить?) петлю обратной связи при первом включении питания.

Чтобы запрограммировать источник на выбранный выходной ток I_O :

Если $I_O > 5 \text{ mA}$, то

$$R1 = 1.30/I_O,$$

$$R2 = 49.9/I_O,$$

$$R4 = 2.40/I_O.$$

Если $I_O < 5 \text{ mA}$, то

$$R1 = 1.55/I_O,$$

$$R2 = 8/I_O,$$

$$R4 = 2/I_O.$$

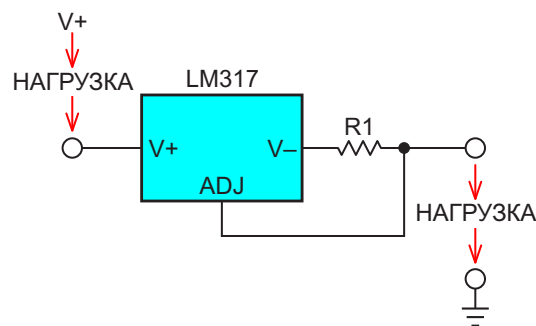


Рисунок 3. Точный, надежный, быстродействующий, самовосстанавливающийся ограничитель тока короткого замыкания с уровнем ограничения $1.25/R1$.

Минимальная точность при $I_O = 500 \text{ мкА}$. Максимальная – при 200 мА.

И в качестве завершающего штриха заметим, что частый комментатор Ашутosh обратил внимание на то, что хорошей практикой является защита нагрузок от ошибочных и потенциально разрушительных токов короткого замыкания. Гибкий и очень надежный страховой полис предлагает Рисунок 3. Подключите его последовательно с Рисунком 2, и проблемы с токами короткого замыкания исчезнут.

В заключение я оставляю вам, читатель, право решить, является ли сходство Рисунка 2 с конструкцией Кристофера Пола лишь поверхностным, действительно значимым, откровенным плагиатом или просто мистическим. **РЛ**

Ссылка

1. Christopher Paul. [Прецизионный источник тока, нечувствительный к напряжениям](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild LM317](#)
2. [Datasheet Diodes TLV431](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor TIP31](#)

Бестрансформаторный преобразователь 85-260 В AC в 12 В DC/0.2 А

Hesam Moshiri

Power Electronics News

Когда вам говорят «бестрансформаторный источник питания», вы, прежде всего, представляете себе решение на основе конденсаторов: высоковольтный неполярный конденсатор, включенный последовательно с сетью, мостовой выпрямитель, стабилитрон и электролитический конденсатор фильтра. Такая схема работает неэффективно и для многих приложений не может обеспечить достаточный ток. Однако подобные схемы можно встретить в некоторых недорогих устройствах.

В данной статье используется микросхема высоковольтного понижающего регулятора AL17150 компании Diodes, преобразующая входное переменное напряжение от 85 до 260 В в постоянное напряжение 12 В при токе 200 мА. Выходное напряжение можно установить другим, изменив сопротивления резисторов обратной связи. Печатная плата, в которой используются SMD-компоненты, компактна и может устанавливаться вертикально на материнской плате.

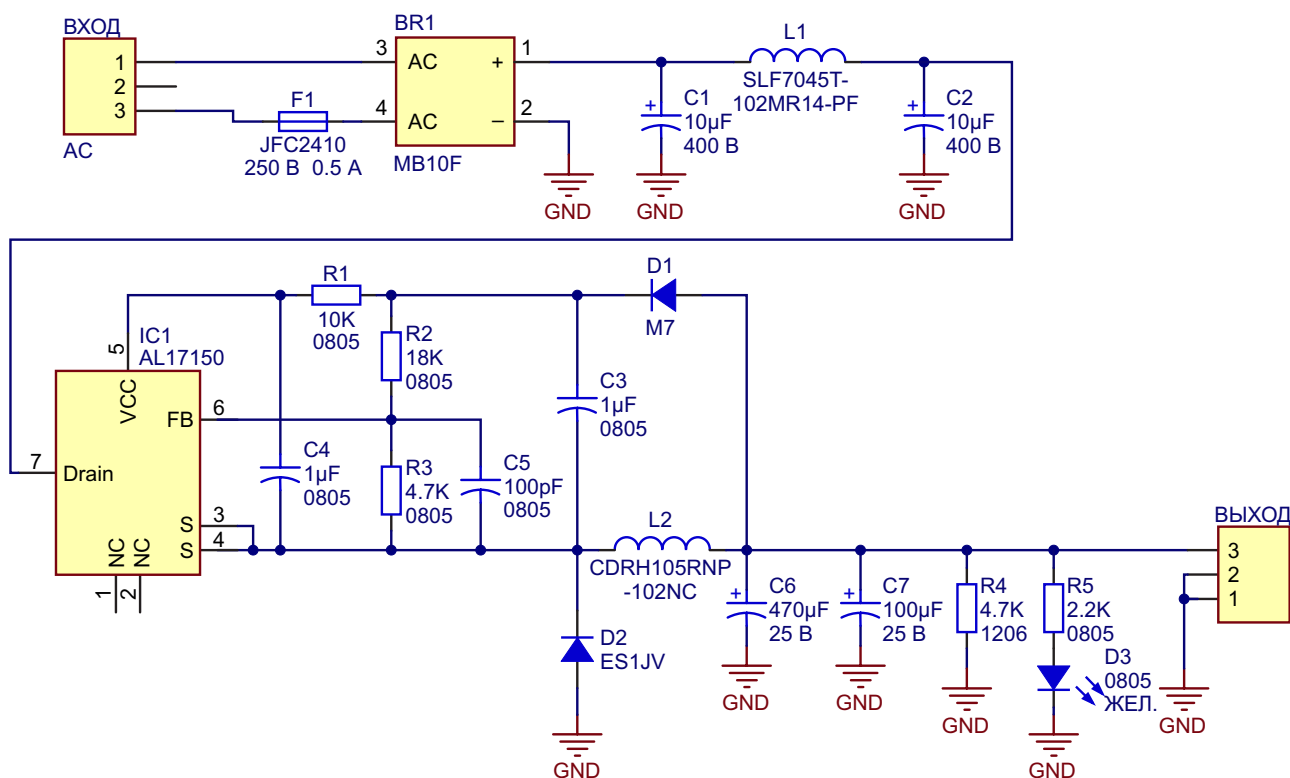


Рисунок 1. Принципиальная схема бестрансформаторного преобразователя 85-260 В AC в 12 В DC/0.2 А.

Анализ схемы

Принципиальная схема показана на Рисунке 1. Ее основой является микросхема высоковольтного контроллера понижающего преобразователя AL17150.

Согласно техническому описанию AL17150: «AL17150-10B – это семейство универсальных высоковольтных понижающих регуляторов, обеспечивающих точную стабилизацию выходного напряжения и превосходные динамические характеристики, не требующих использования оптопары в цепи обратной связи. Типичными областями применения являются маломощные автономные приложения, включая постоянно подключенные схемы светодиодной подсветки для микроконтроллеров и других приложений Интернета вещей. В микросхему AL17150-10B интегрирован 500-вольтовый MOSFET, выдерживающий ток до 1 А, который позволяет использовать меньшее количество внешних компонентов и снизить стоимость комплектующих. AL17150-10B может обеспечивать выходной ток до 300 мА и мощность в режиме ожидания менее 50 мВт, что очень подходит для осветительных приборов, подключаемых устройствам Интернета вещей.

Микросхема AL17150-10B обеспечивает превосходную стабилизацию и высокий КПД. Характеристики максимального пикового тока и рабочей частоты изменяются в зависимости от нагрузки, что позволяет повысить как КПД при малой нагрузке, так и общий средний КПД. AL17150-10B обладает широким спектром защитных функций, повышающих безопасность и надежность системы. Он включает в себя защиту от перегрева, блокировку при пониженном напряжении, защиту от короткого замыкания выхода, перегрузки и разрыва

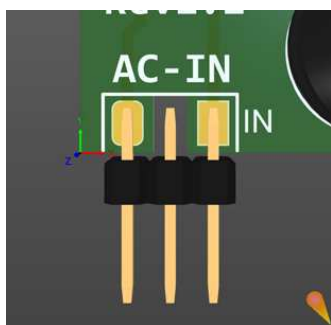


Рисунок 2. Изолирующий вырез на печатной плате под средним контактом разъема.

контура обратной связи. AL17150-10B выпускается в корпусе SO-7».

ВХОД – это 3-контактный штыревой разъем, используемый для подключения сети переменного тока. В соответствии с правилами IPC для высоковольтных устройств под средним контактом разъема на печатной плате предусмотрен изолирующий вырез (Рисунок 2). Аналогичный изолирующий зазор вокруг среднего контакта разъема должен быть создан на материнской плате.

F1 – это предохранитель 250 В/0.5 А типа JFC2410. BR1 – мостовой выпрямитель MB10F, являющийся входным каскадом AC/DC преобразователя. Элементы C1, L1 и C2 образуют П-образный фильтр нижних частот для уменьшения входного шума и пульсаций. IC1 – это микросхема AL17150, а R2 и R3 – резисторы обратной связи. Конденсатор C5 снижает высокочастотные шумы, а элементы D2 и L2 формируют схему понижающего преобразователя. Обратите внимание, что D2 – это сверхбыстрый диод с временем обратного восстановления 35 нс. C6 и C7 – конденсаторы для снижения шумов и стабилизации выходного напряжения. Резистор R4 сопротивлением 4.7 кОм в корпусе 1206 выполняет функцию фиктивной нагрузки. D3 – желтый светодиод типоразмера 0805, указывающий на то, что выходное напряжение находится на надлежащем уровне. На Рисунке 3 показаны смо-

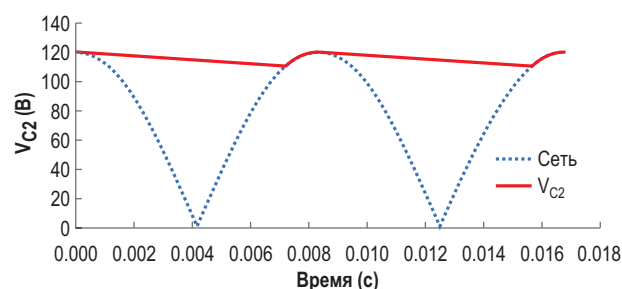
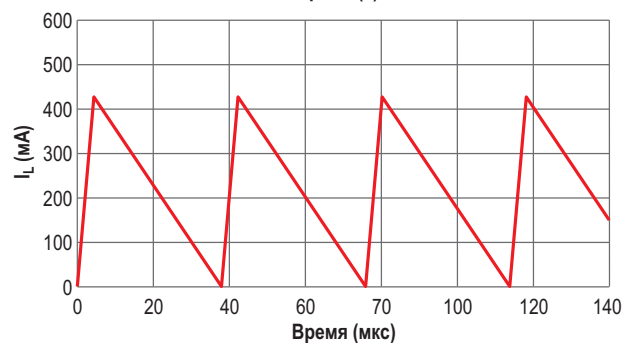


Рисунок 3. Формы напряжения и тока на конденсаторе C2 (моделирование).

делированные осциллограммы напряжения и тока конденсатора C2.

Инструмент проектирования понижающего преобразователя на микросхеме AL17150

Компания Diodes, производитель микросхемы AL17150, представила интересный и полезный файл с таблицей Excel [1], который можно использовать для вычислений. Если вы посмотрите на таблицу, то увидите несколько параметров, которые можно изменить для установки желаемого выходного напряжения и тока. Пользователь сам выбирает резистор нижнего плеча делителя на входе FB, а сопротивление верхнего плеча рассчитывается с помощью скрипта. Для получения выходного напряжения 12 В сопротивление нижнего плеча должно равняться 4.7 кОм, а верхнего – 18 кОм. Два выходных электролитических конденсатора

соединены параллельно для уменьшения эквивалентного последовательного сопротивления; их общая выходная емкость составляет $470 \text{ мкФ} + 100 \text{ мкФ} = 570 \text{ мкФ}$.

Разводка печатной платы

На Рисунке 4 показана разводка печатной платы. Это двусторонняя плата с SMD-компонентами, проектные файлы которой доступны для скачивания в разделе Загрузки. На плате нет компонентов с размерами корпуса меньше 0805, поэтому проблем с пайкой не должно возникнуть даже при использовании обычного паяльника с хорошим наконечником, хотя предпочтительнее использовать микропаяльную станцию. На Рисунке 5 показан сборочный чертеж.

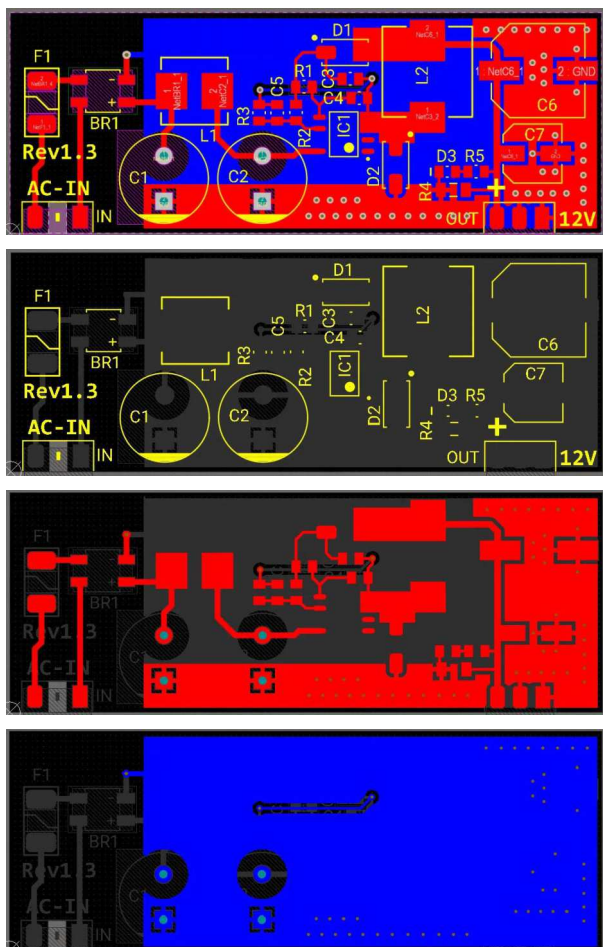


Рисунок 4. Печатная плата бестрансформаторного преобразователя 85-260 В AC в 12 В DC/0.2 А.

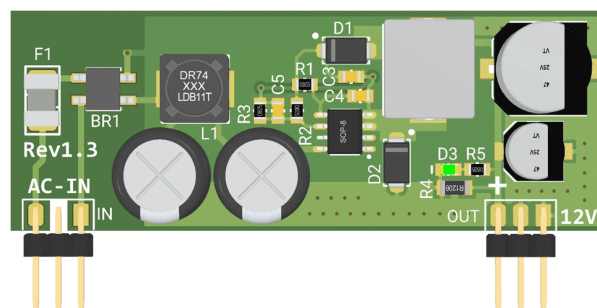


Рисунок 5. Сборочный чертеж печатной платы.

Тестирование

Печатная плата была протестирована с использованием нагрузки постоянного тока, осциллографа и тепловизора. На Рисунке 6 показано инфракрасное тепловое изображение печатной платы после 20 минут работы с

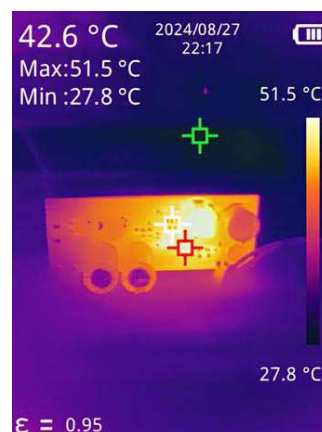


Рисунок 6. Инфракрасное тепловое изображение печатной платы.

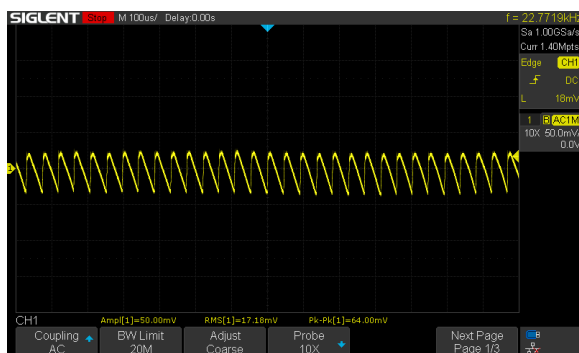


Рисунок 7. Помехи на выходе источника питания (нагрузка 200 мА).

полной нагрузкой (200 мА). Наивысшая температура была зафиксирована вокруг микросхемы контроллера (51–52 °С), а температура в помещении составила 28 °С. На Рисунке 7 показаны выходные помехи источника

питания при максимальном выходном токе (около 60 мВ пик-пик). Если требуется более низкий уровень помех, можно добавить один электролитический конденсатор (или электролитический и керамический конденсаторы параллельно) непосредственно рядом с нагрузкой. **РЛ**

Ссылка

1. [AL17150 Buck Design Tool](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes AL17150](#)
2. [Datasheet Rectron ES1JV](#)
3. [Datasheet Diotec M7](#)
4. [Datasheet Diodes MB10F](#)
5. [Datasheet Sumida CDRH105R](#)
6. [Datasheet TDK SLF7045](#)

Загрузки

[Файлы Altium Designer и Gerber для проекта бестрансформаторного источника питания](#)



До глупости простая схема управления последовательностью включения/выключения питания

Stephen Woodward

EDN

Постоянный автор Р. Джаяпал недавно поделился интересной идеей управления последовательностью включения/выключения питания в приложениях на базе микроконтроллеров, сочетающих аналоговую и цифровую схемы, опубликовав статью «Короткое или длительное нажатие для управления последовательностью включения источников питания» [1].

Задача усложняется, когда требуется, чтобы цифровая часть системы была включена и стабильно работала в течение программируемого интервала времени (обычно около одной-двух секунд) прежде, чем подключится аналоговая часть.

Поскольку Джаяпал уже опубликовал отличное цифровое решение этой проблемы,

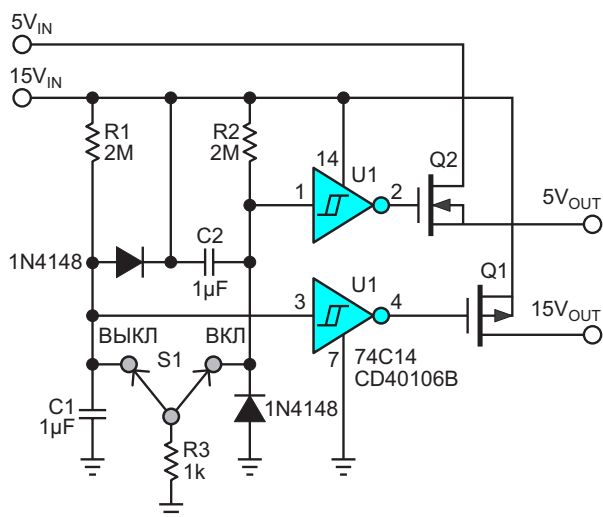


Рисунок 1. Простое аналоговое секвенсирование питания реализуется с помощью однополюсного двухпозиционного переключателя для управления включением/выключением и постоянных времени RC, а также триггеров Шмитта для управления последовательностью.

я позволил себе попытаться создать (почти до боли) простую аналоговую версию, используя однополюсный двухпозиционный переключатель для управления включением/выключением и постоянные времена RC, а также триггеры Шмитта для управления последовательностью. На Рисунке 1 показано, как это работает.

Переключение начинается с того, что S1 находится в положении ВЫКЛ, а времязадающие конденсаторы C1 и C2 разряжены. Это удерживает на выводе 1 микросхемы U1 напряжение 15 В, а на выводе 3 – 0 В. Последнее напряжение удерживает 15 В на затворе р-канального полевого транзистора Q1 с индуцированным каналом, поэтому транзистор закрыт, и шина 15V_OUT отключена. В то же время первое удерживает напряжение на затворе транзистора Q2 равным нулю, поэтому Q2 закрыт, и шина 5V_OUT также отключена. На подключаемые нагрузки питания не подается.

На Рисунке 2 показано, что происходит, когда S1 переключается в положение ВКЛ.

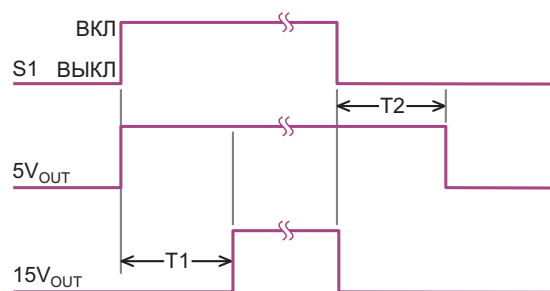


Рисунок 2. Последовательность подачи питания, когда переключение S1 в положение ВКЛ подключает конденсатор C2 к земле через резистор R3.

Переключение S1 из состояния ВЫКЛ в состояние ВКЛ подключает конденсатор C2 к земле через резистор R3, заряжая его до уровня нижнего порога триггера Шмитта примерно за $R3C2 = 1$ мс. В результате напряжение на выводе 2 микросхемы U1 становится равным 15 В, подавая суммарное прямое смещение 10 В на затвор n-канального полевого транзистора Q2, который открывается и подключает нагрузку к шине 5V_{OUT}. Таким образом, они будут оставаться в таком состоянии, пока S1 остается в состоянии ВКЛ.

Тем временем была прекращена разрядка конденсатора C1, что позволило ему начать заряжаться через резистор R1. Больше ничего не происходит, пока напряжение не достигнет порога U1 порядка 10 В, на что при указанных на схеме номиналах компонентов потребуется примерно

$$T1 = \ln(3)R1C1 = 2.2 \text{ секунды.}$$

Конечно, при других значениях номиналов можно выбрать практически любой желаемый интервал. По истечении времени R1C1 напряжение на выводе 4 микросхемы U1 становится низким, транзистор Q1 открывается и подает на выход напряжение 15V_{OUT}. Таким образом, последовательность включения завершается.

На правой стороне Рисунка 2 показано, что происходит, когда S1 переключается в положение ВЫКЛ.

Сначала конденсатор C1 быстро разряжается через резистор R3, отключая транзистор Q1 и шину 15V_{OUT} и переводя ее и все, что она питает, в спящий режим. Затем напряжение на конденсаторе C2 начинает плавно повышаться почти от нуля до 15 В, чтобы достичь порога микросхемы U1 за

$$T2 = \ln(3)R2C2 = 2.2 \text{ секунды.}$$

Когда оно достигает порога, напряжение на выводе 2 микросхемы U1 становится низким, транзистор Q2 закрывается, и шина 5V_{OUT} отключается от нагрузки. Таким образом, последовательность выключения завершается.

К второстепенным деталям конструкции относятся два диода 4148, назначение которых состоит в том, чтобы упорядочивать

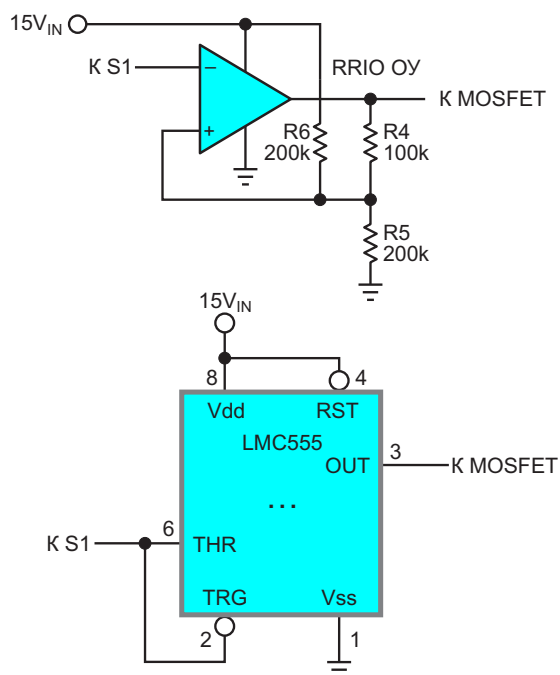


Рисунок 3. Альтернативные варианты реализации триггера Шмитта.

реакцию сенсора на потерю и восстановление напряжения на входной шине, независимо от того, включен или выключен S1, когда/если возникает это событие. Обратите внимание, что MOSFET следует выбирать с достаточным допустимым током. Также обратите внимание, что, поскольку напряжение затвор-исток транзистора Q1 равно 15 В, а Q2 – 10 В, ни один из них не должен быть чувствительным прибором с логическим уровнем переключения.

На Рисунке 3 показаны некоторые альтернативные варианты реализации триггеров U1 на случай, если использование шестеренного устройства с четырьмя неиспользуемыми элементами покажется неудобным или расточительным. **РЛ**

Ссылка

1. Jayapal Ramalingam. [Короткое или длительное нажатие для управления последовательностью включения источников питания](#). РадиоЛоцман, 2026, 01-02, [стр. 62](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
2. [Datasheet Fairchild MM74C14](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)

Расширение диапазона выходных напряжений операционных усилителей семейства LM358

Christopher Paul

EDN

Семейство сдвоенных операционных усилителей LM358 относится к числу проверенных временем недорогих компонентов, которые до сих пор находят применение. Выходное напряжение этих микросхем может приближаться к напряжению отрицательной шины питания (а для входных сигна-

лов даже достигать его). К сожалению, это не относится к положительной шине питания. Однако каскадное включение операционного усилителя с несколькими простыми и недорогими компонентами позволяет преодолеть это ограничение для выходных сигналов (Рисунок 1).

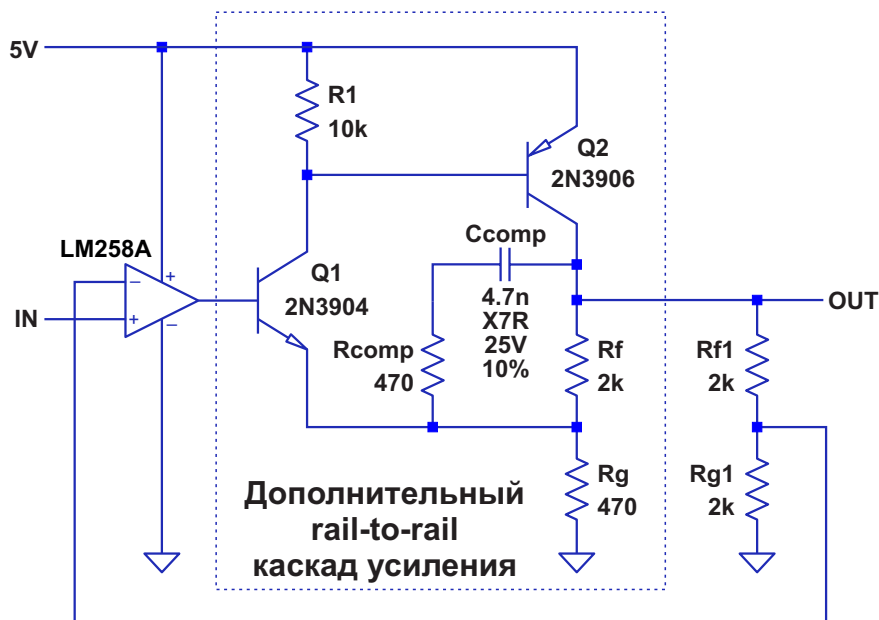


Рисунок 1. Этот простой rail-to-rail усилительный каскад, состоящий из элементов Q_1 , Q_2 , R_1 , R_F , R_G , R_{COMP} и C_{COMP} , управляется выходным сигналом операционного усилителя LM258A. Цепь обратной связи R_{F1} и R_{G1} гарантирует, что напряжение обратной связи на инвертирующем входе будет находиться в пределах допустимого диапазона синфазных входных напряжений операционного усилителя, и обеспечивает устойчивость характеристики петлевого усиления.

У меня под рукой были микросхемы LM258A, которые я купил вместо LM358A из-за немного лучшего входного напряжения и тока смещения, а также более широкого диа-

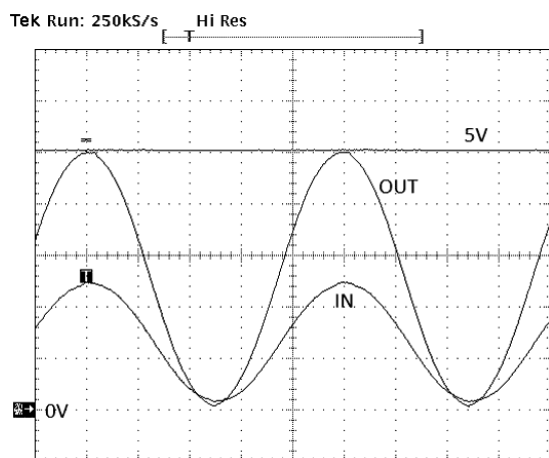


Рисунок 2. Здесь отчетливо виден rail-to-rail размах выходного сигнала схемы.

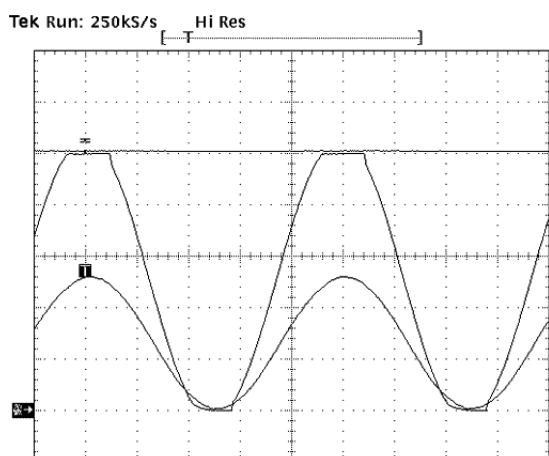


Рисунок 3. Схема плавно восстанавливается после ограничения.

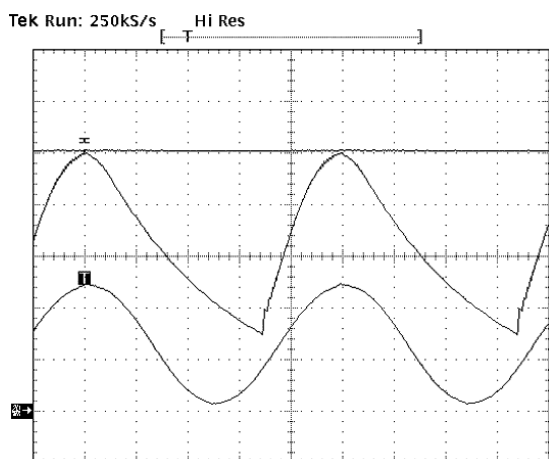


Рисунок 4. При нагрузке 0.1 мкФ возникают проблемы со скоростью нарастания.

пазона рабочих температур. Интересно, что температурная зависимость диапазона синфазных входных напряжений для версии без суффикса «А» указана как $V_{CC} - 2\text{ В}$ при V_{CC} от 5 до 30 В. А для версии с суффиксом «А» значение указано только при 30 В. Разбирайтесь сами! Как вы увидите, при проведении мною тестов никаких проблем не возникло.

Характеристики этих компонентов по переменному току идентичны, что позволяет предположить, что даже у более дешевого LM358 не должно возникнуть проблем с устойчивостью. При использовании компонентов, показанных на Рисунке 1, петлевое усиление на частотах выше 100 кГц примерно соответствует коэффициенту усиления LM258A в конфигурации повторителя напряжения.

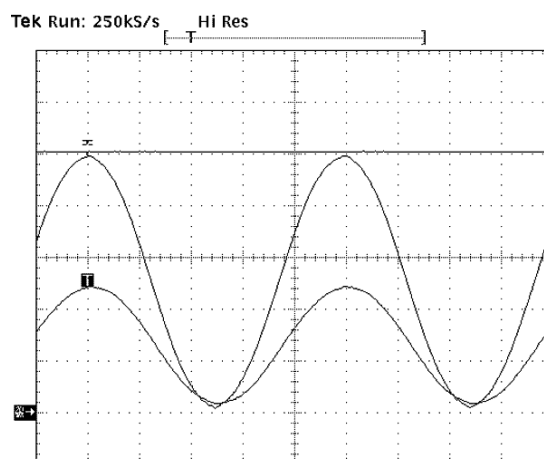


Рисунок 5. При подключении нагрузки 470 Ом параллельно конденсатору 0.1 мкФ схема устойчива и не демонстрирует проблем со скоростью нарастания.

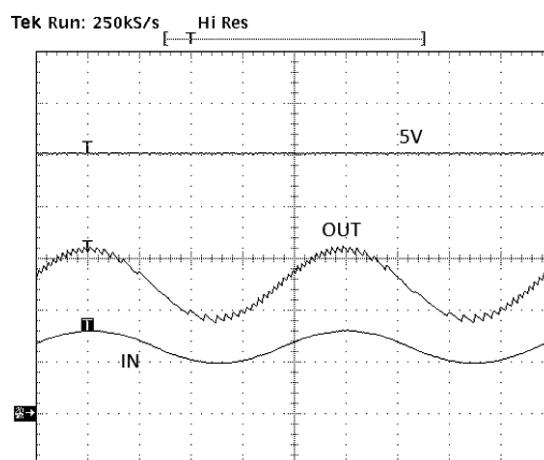


Рисунок 6. Однако с конденсатором 0.1 мкФ в качестве единственной нагрузки схема неустойчива.

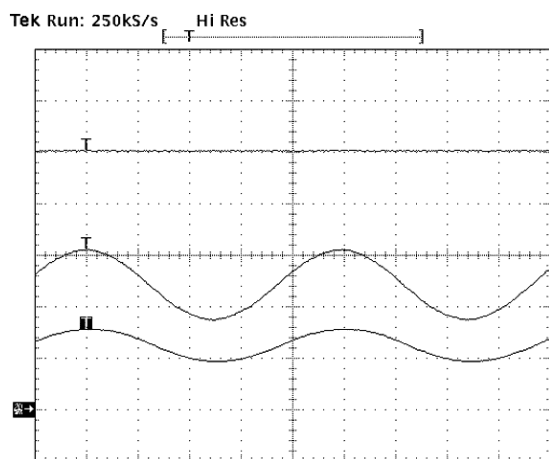


Рисунок 7. Замена 470-омного резистора R_{COMP} резистором сопротивлением 100 Ом восстанавливает устойчивость при использовании конденсатора 0.1 мкФ в качестве единственной нагрузки.

Ниже 10 кГц коэффициент усиления увеличивается примерно на 8 дБ. На (Рисунках 2–7) приведены несколько снимков экрана осциллографа с результатами различных испытаний схемы на частоте 1 кГц. Масштаб всех осциллограмм одинаков: 1 В и 200 мкс на одно большое деление.

Таким образом, пара дешевых транзисторов, недорогой конденсатор и несколько неточных резисторов обеспечивают недорогой способ преобразования операционных усилителей семейства LM358 в усилители с возможностями rail-to-rail. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM258](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM358](#)

И снова об игнорировании опорного напряжения регулятора

Christopher Paul

EDN

Идея Стивена Вудворда «Игнорирование опорного напряжения регулятора» [1] – это превосходный, работающий пример того, как включить схему в цепь обратной связи операционного усилителя, чтобы обеспечить стабилизацию рабочей точки схемы (см. Рисунок 1). Об этом ранее также шла речь в статье «Повышение точности программируемых источников питания на основе регуляторов

LM317 и LM337» [2] и во многих других местах. В дальнейшем при ссылках на эту публикацию Вудворда я буду называть ее просто «статья».

Несколько незначительных доработок оптимизируют динамические характеристики этой схемы, при этом расчетные формулы и комментарии к статье остаются неизменными. Давайте рассмотрим случай, когда опор-

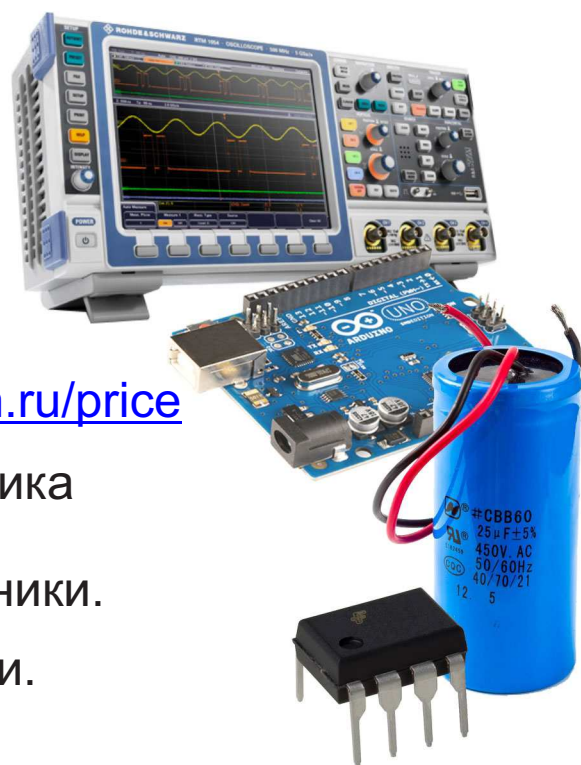


РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов
электронных компонентов и приборов

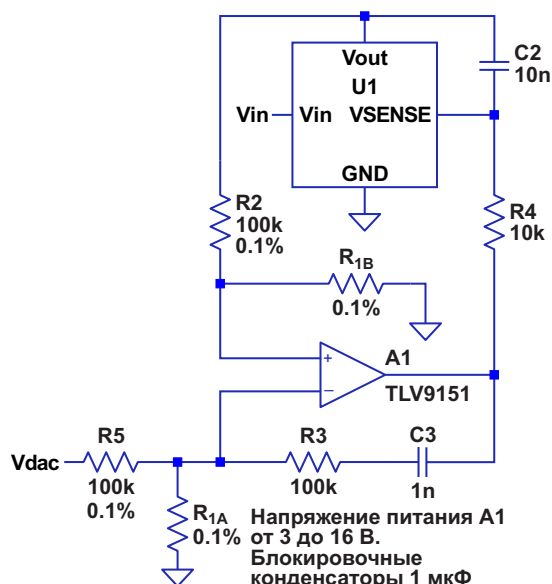


Рисунок 1. Схема Вудворда на Рисунке 1 была перерисована, чтобы подчеркнуть расположение регулятора U1 в цепи обратной связи операционного усилителя A1. Сигнал V_{DAC} управляет регулятором U1, игнорируя его внутреннее опорное напряжение.

ное напряжение регулятора U1 составляет 0.6 В, V_{DAC} изменяется от 0 до 3 В, а V_{OUT} изменяется от 5 до 0 В.

Статья сообщает нам, что в данном случае резистор R_{1A} не устанавливается, а сопротивление резистора R_{1B} равно 150 кОм.

В ней также упоминается управление ЦАП на Рисунке 1 сигналом DAC_{OUT} на Рисунке 2, которое также можно найти в статье «Хороший, простой и достаточно точный 16-разрядный ЦАП с ШИМ-управлением» [3].

ШИМ-сигналы на Рисунке 2 способны создавать большие быстрые скачки от 0 до 3 В выходного напряжения ЦАП DAC_{OUT} и, следовательно, напряжения V_{DAC} .

На Рисунке 3 показано, как V_{OUT} и выход усилителя A1 реагируют на это при управлении гипотетическим сигналом U1, способным выдавать не имеющий аномалий выходной сигнал 0 вольт [4].

Несмотря на то, что напряжение V_{OUT} в конечном итоге соответствует тому, что от него требуется, несколько моментов в этих кривых могут не понравиться. На кривой V_{OUT} имеются выбросы, и были бы еще и провалы, если бы они не ограничивались отрицательной шиной (землей). На выходе усилителя A1 также видны ограничения и выбросы. Почему это происходит?

Ответ заключается в том, что ток, протекающий через резистор R_5 , также протекает и через R_3 , вызывая немедленное изменение выходного напряжения A1. Это изменение создает пропорциональный ток, идущий через R_4 . Однако наличие конденсатора C_2

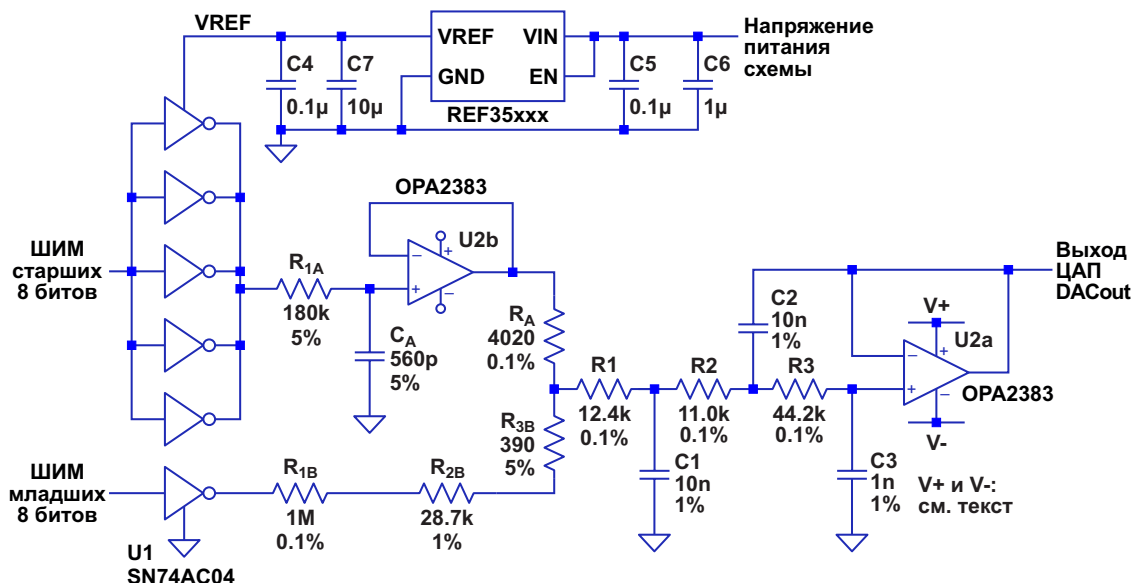


Рисунок 2. Каждый вход ШИМ представляет собой 8-битный ЦАП. Для того, чтобы выходные сопротивления инверторов SN74AC04 можно было рассчитывать, пользуясь данными из технического описания, напряжение V_{REF} должно быть не менее 3.0 В. Конденсаторы C_A и C_1 – C_3 должны иметь диэлектрик COG/NPO.

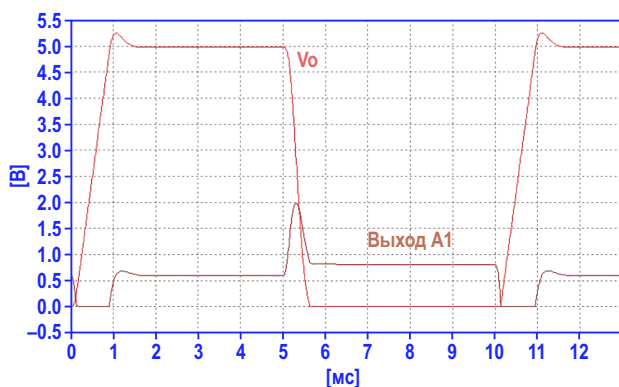


Рисунок 3. Реакция V_{OUT} и выхода усилителя А1 на ступенчатое изменение напряжения V_{DAC} .

препятствует немедленному изменению V_{OUT} и задерживает поступление компенсационной обратной связи на неинвертирующий вход усилителя А1. Как можно избежать этой задержки?

Закорачивание резистора R_3 только усугубит ситуацию. Решение заключается в удалении конденсатора C_2 , что ускорит полезную обратную связь. Результаты показаны на Рисунке 4.

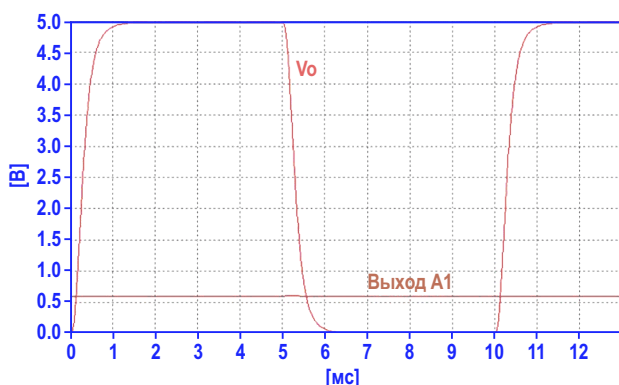


Рисунок 4. С удалением конденсатора C_2 исчезают ограничения, выбросы и провалы сигнала. Выходной сигнал усилителя А1 изменяется всего на несколько милливольт благодаря большому усилению регулятора по постоянному току, а также потому, что больше нет необходимости заряжать конденсатор C_2 через резистор R_4 в ответ на изменения входного сигнала.

Теперь V_{OUT} устанавливается на уровне $\frac{1}{2}$ единицы младшего разряда 16-битного источника за 2.5 мс. Замена конденсатора C_3 на 510 пФ (10% COG/NPO) сокращает это время до

1.4 мс. Меньшие значения емкости C_3 не дают существенного дополнительного выигрыша.

Обратная связь от V_{OUT} к V_{SENSE} становится преимущественно резистивной на частотах выше

$$\frac{0.159}{R \cdot C_3} \text{ Гц,}$$

где

$$R = R_3 + \frac{R_5 \cdot R_{1A}}{R_5 + R_{1A}}.$$

В данном случае это 1600 Гц, что значительно ниже частоты единичного усиления практически любого регулятора, поэтому проблем с устойчивостью схемы в целом возникнуть не должно. Обратите внимание, что выходное напряжение А1 остается практически точно равным опорному напряжению регулятора. Это, а также свобода выбора соотношений R_5/R_{1A} и R_2/R_{1B} , оставляет открытой возможность использования операционного усилителя, входы и выходы которого не обязательно должны иметь функцию rail-to-rail.

Оригинальная конструкция отличается надежностью и обеспечивает некоторые динамические преимущества за счет уменьшения емкости одного конденсатора и исключения другого. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Игнорирование опорного напряжения регулятора](#)
2. Christopher Paul. [Повышение точности программируемых источников питания на основе регуляторов LM317 и LM337](#)
3. Christopher Paul. [Хороший, простой и достаточно точный 16-разрядный ЦАП с ШИМ-управлением](#)
4. Paul, Christopher. ["Enabling a variable output regulator to produce 0 volts? Caveat, designer!"](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA2383](#)
2. [Datasheet Texas Instruments REF35](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74AC04](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLV9151](#)

Измерение сопротивления и температуры с помощью звуковой карты

Zoltan Gingl, Peter Kocsis

EDN

Если к компьютеру не подключен какой-либо специальный измерительный прибор, единственным аналоговым портом ввода/вывода является звуковая карта. С помощью звуковой карты можно оцифровывать переменные аналоговые напряжения, но только в ограниченном диапазоне. Однако, добавив некоторую обработку, можно измерять более широкий спектр сигналов, даже постоянное или низкочастотное напряжение. Например, можно напрямую подключить термистор, чтобы сделать термометр на основе звуковой карты для мониторинга или регистрации температуры на печатных платах, радиаторах, в электронных схемах и т. д.

Термисторы являются популярными датчиками температуры, поскольку изменения их сопротивления легко определять. Измерив сопротивление термистора, определить температуру можно с помощью следующей формулы:

$$T = \frac{1}{\frac{1}{T_0} + \frac{1}{\beta} \ln\left(\frac{R_T}{R_0}\right)},$$

где

R_T — сопротивление термистора,
 T_0 — температура в градусах Кельвина, при которой сопротивление термистора равно R_0 .

Значение β можно найти в техническом описании термистора.

На Рисунке 1 показан самый простой способ подключения термистора к звуковой карте. Микрофонный вход имеет внутренний резистор смещения R , типичное сопротивление которого составляет от 2 до 5 кОм. На этот резистор подается постоянное смещение V_{BIAS} . Резистор смещения подключает термистор между линейным выходом или выходом наушников и микрофонным входом, образуя делитель напряжения с внутренним резистором смещения. Эти компоненты — все, что нужно для схемы. Обратите внимание, что некоторые микрофонные входы могут иметь разные внутренние соединения, поэтому проверьте свой вход перед использованием.

Также понадобится синусоидальный сигнал, поскольку входы звуковой карты связаны по переменному току. С помощью аудио-

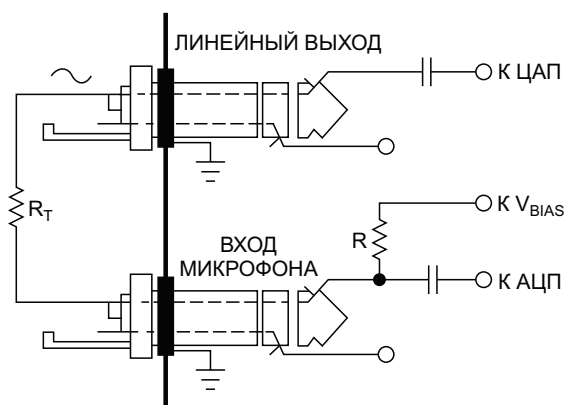


Рисунок 1. Внутренний резистор смещения микрофонного входа и внешний термистор образуют делитель напряжения.

выхода звуковой карты на микрофонный вход можно подавать переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна

$$\frac{R}{R + R_T} \cdot$$

Для определения амплитуды выходного сигнала и величины сопротивления R можно выполнить простую калибровку, заменив R_T известными резисторами, такими как 0 и 10 кОм.

Точность измерений при использовании звуковой карты хуже, чем та, которую можно получить с помощью коммерческой платы сбора данных, но эта логометрическая схема и калибровка позволяют снизить погрешность примерно до 1% при значениях сопротивления от 1 до 100 кОм. Даже без этого при комнатной температуре можно получить температурные погрешности от 1 до 2 К при использовании 10-килоомного термистора. В диапазоне рабочих температур термистора точность снижается до 3–5 К.

Исполняемый файл или исходный код Java можно скачать в разделе Загрузки.

Следует рассмотреть возможность дополнительной защиты портов ввода-вывода аудио звуковой карты путем установки последовательных резисторов. Как правило, достаточно нескольких килоом. Чтобы сэкономить входы звуковой карты ПК и защитить их, можно также использовать недорогую USB звуковую карту.

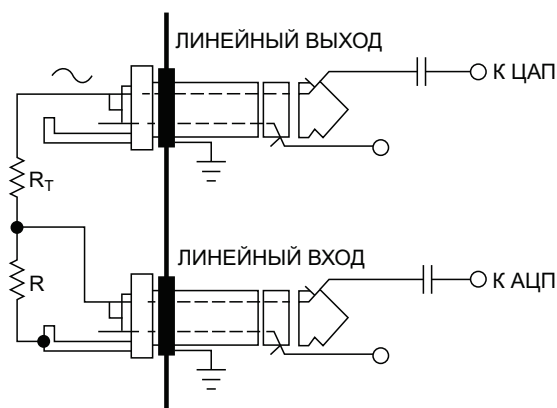


Рисунок 2. Используя внешний резисторный делитель, можно добавить в систему второй и третий термисторы.

Используя внешний резисторный делитель, можно добавить в систему второй и третий термисторы, (Рисунок 2). Такой подход позволяет использовать оба аудиоканала и третий термистор на микрофонном входе. Помимо использования термисторов, к звуковой карте можно подключать другие резистивные датчики, такие как фоторезисторы или потенциометрические датчики перемещения. Можно даже подключать емкостные датчики, если добавить дополнительные компоненты и обработку сигнала [1]. [РЛ](#)

Ссылки

1. Klaper, Martin, and Heinz Mathis, "[2-Pound RLC Meter impedance measurement using a sound card](#)," Elektor, June 2008, pg 64.

Загрузки

[Исходный код](#)



[Исполняемый файл Java](#)



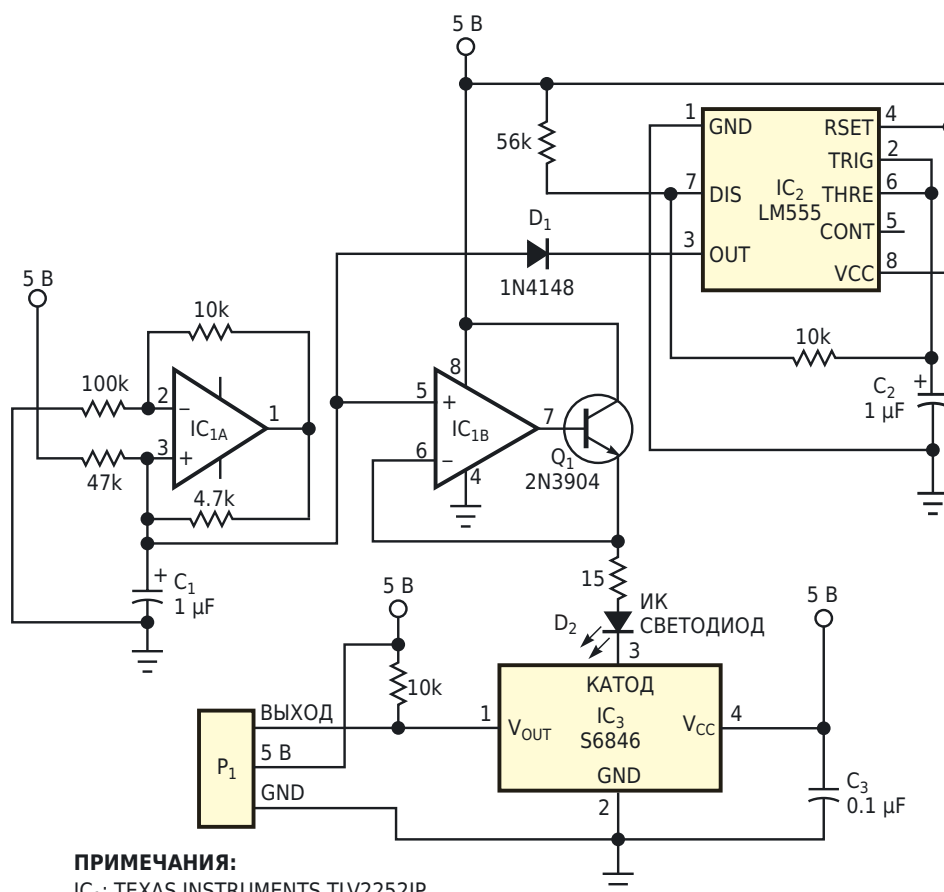
Инфракрасный дальномер с диапазоном измерений от 1 до 20 см

Paul Florian

EDN

Обычно имеющиеся в продаже инфракрасные дальномеры измеряют расстояние от 3 до 30 дюймов. Однако часто возникает необходимость измерения меньших расстояний. Схема на Рисунке 1 полезна для измерения

небольших расстояний до отражающих поверхностей. Диапазон измерений составляет от менее 1 см до приблизительно 20 см для плоской белой поверхности. На выходном разъеме схемы P₁ формируется импульс



ПРИМЕЧАНИЯ:

IC₁: TEXAS INSTRUMENTS TLV2252IP.

IC₂: TEXAS INSTRUMENTS LM555.

IC₃: HAMMAMATSU S6846.

D₂: LUMEX OED-EL-1L2.

Рисунок 1. Эта схема определяет расстояния значительно меньшие, чем коммерческие ИК дальномеры.

с высоким активным уровнем. Импульс длительностью 12 мс соответствует минимальному измеряемому расстоянию; выходная частота составляет приблизительно 25 Гц. Если схема не обнаруживает отражения, то уровень выходного сигнала на разъеме P₁ остается высоким.

На микросхеме IC_{1A} сделан источник тока 0.1 мА. Заряжая конденсатор C₁, этот ток создает на нем линейно нарастающее напряжение. Каждые 40 мс на выходе таймера IC₂ устанавливается низкий уровень, и конденсатор C₁ разряжается через диод D₁. Усилитель IC_{1B} и транзистор Q₁ буферизуют напряжение на конденсаторе C₁. Транзистор Q₁ питает ИК-светодиод током, линейно нарастающим от 0 до 60 мА. IC₃ – это микросхема фотоприемника с синхронным детектированием оптического сигнала. При обнаружении отражения от диода D₂ на выходе IC₃ устанавливается низкий уровень.

При малом расстоянии отражения для переключения микросхемы фотоприемника требуется небольшой ток через ИК-светодиод, и длительность выходного импульса мала. При большем расстоянии отражения для переключения микросхемы IC₃ требуется больший ток через диод D₂, и длительность

импульса на выходе увеличивается. Максимальная длительность импульса всегда остается меньше 40 мс. Длительность выходного импульса также зависит от цвета отражающей поверхности и взаимной ориентации светодиода D₂ и фотоприемника IC₃. Элементы D₂ и IC₃ расположены на расстоянии 12.5 мм друг от друга. Боковые поверхности светодиода D₂ защищены куском термоусадочной трубки.

Для настройки ориентации оптических компонентов D₂ и IC₃ при установке их на плату оставьте некоторый дополнительный запас по длине выводов. Затем, немного изгибая выводы, контролируйте длительность выходного импульса, чтобы добиться минимальной ширины для заданного расстояния до отражающей поверхности. При тщательной настройке дальность обнаружения плоской белой поверхности составляет 20 см. Для небелых поверхностей дальность обнаружения меньше. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM555](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV2252](#)
3. [Datasheet Hamamatsu S6846](#)
4. [Datasheet Lumex OED-EL-1L2](#)

Перестройка частоты таймера 555 в диапазоне 4 декад

Stephen Woodward

EDN

Универсальность почтенного аналогового КМОП таймера LMC555 настолько хорошо известна, что стала практически клише, но иногда он все же может нас удивить. Примером является схема на Рисунке 1. В ней один потенциометр с линейной характеристикой в простой RC-цепи устанавливает частоту прямоугольных импульсов таймера 555 в диапазоне от 10 Гц до 100 кГц, что превышает соотношение 10,000:1 в четыре декады, или тринадцать октав. Вот как это работает.

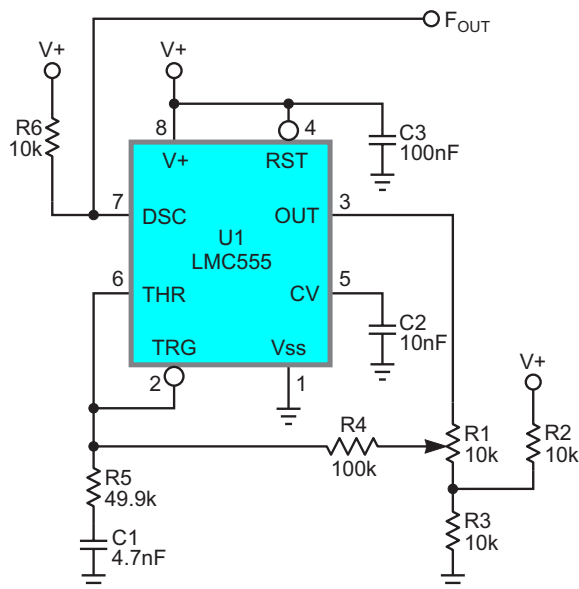


Рисунок 1. Потенциометр R1 устанавливает частоту U1 в диапазоне от значений ниже 10 Гц до превышающих 100 кГц.

Потенциометр R1 обеспечивает регулируемое ослабление размаха от 0 до V+

выходных прямоугольных импульсов таймера U1, подаваемых на делитель/интегратор R4R5C1. В результате получается сумма сокращенной составляющей времязадающего пилообразного напряжения на конденсаторе C1 и расположенной под ним составляющей прямоугольных импульсов, ослабленной резистором R5. Этот составной сигнал поступает на входы TRG (Запуск) и THR (Порог) таймера U1, в результате чего зависимость частоты от положения движка R1 имеет вид, показанный на полулогарифмическом графике на Рисунке 2.

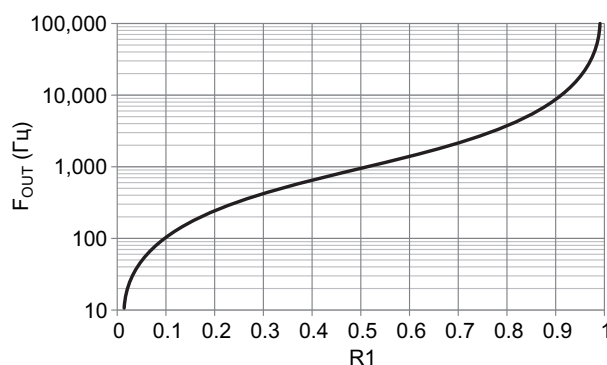


Рисунок 2. При регулировке потенциометра R1 диапазон изменения частоты колебаний U1 настолько широк, что для графика понадобилась логарифмическая шкала.

Кривизна функции становится довольно существенной по мере приближения движка потенциометра R1 к крайним положениям. Тем не менее, логарифмический характер зависимости остается достаточно прилич-

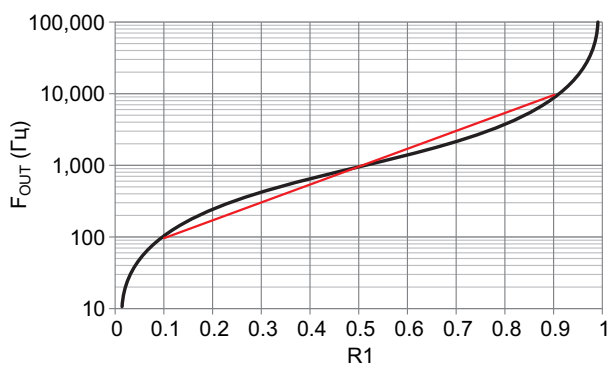


Рисунок 3. Достаточно хорошее соответствие логарифмической характеристике наблюдается примерно в 80% положений движка R1.

ным в диапазоне сопротивлений потенциометра от 10% до 90%, которому соответствует диапазон частот в 2 порядка. Это показано красным цветом на Рисунке 3.

Конечно, когда движок R1 находится вблизи крайних положений, точность установки частоты (или ее отсутствие) становится очень чувствительной к производственным разбросам параметров внутреннего делителя напряжения таймера U1 и допускам сопротивлений внешних резисторов схемы.

Вот почему выходная частота U1 берется с вывода 7 (Разряд) вместо вывода 3 (Выход), чтобы, по крайней мере, минимизировать влияние нагрузки на еще большее ухудшение стабильности.

Тем не менее, сильной стороной этой конструкции, безусловно, является ее динамический диапазон. А точность? Не очень. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)

Схема контроля пускового тока в сетевых источниках питания

Peter Demchenko

EDN

Большие источники питания, работающие от сети переменного тока, содержат большие конденсаторы входных фильтров. Пусковой ток, протекающий через эти конденсаторы, необходимо ограничивать. В противном случае при включении питания может сработать автоматический выключатель, или могут быть повреждены выпрямитель, дроссели фильтра или печатная плата. В схеме, предлагаемой в этой статье, токоограничивающий резистор помещен в цепь зарядки конденсатора. Он определяет, когда конденсатор заряжен до минимального порогового напряжения. Затем с помощью симистора он закорачивает резистор. Контроль напряжения на конденсаторе предпочтительнее контроля входного тока, так как позволяет избежать больших токов нагрузки во время работы, которые могут привести к срабатыванию ограничителя

Для определения минимального порогового напряжения на фильтрующем конденсаторе в этой схеме используется динистор. Динистор, ранее известный как диод Шоккли, представляет собой асимметричный тиристор с чередующимися p^+ и n -структурами в

аноде. В этом пробивном диоде лавинный ток включает тиристор без затвора. Односторонний динистор отличается от двунаправленных устройств Trisil компании STMicroelectronics, TISP (тиристор-защита от перенапряжений) компании Bourns и SIDACtor (кремниевый диод переменного тока) компании Littelfuse. Динисторы встречаются довольно редко, но все еще можно найти динистор типа DB3 с напряжением пробоя 32 В. Эти устройства реагируют на напряжение на конденсаторе, превышающее 38 В. Для имитации динистора с любым напряжением можно использовать пары транзисторов p - n - p / n - p - n или маломощный тиристор со стабилитроном.

Динистор генерирует импульсы с частотой 700 Гц, когда напряжение на конденсаторе достигает порогового значения. Этот сигнал переменного тока можно легко передавать через изолирующий барьер, состоящий из трансформатора или конденсаторов. Если вы не уверены в параметрах изоляции вашего сигнального трансформатора, можно использовать емкостную связь с трансформатором (Рисунок 1). При использовании

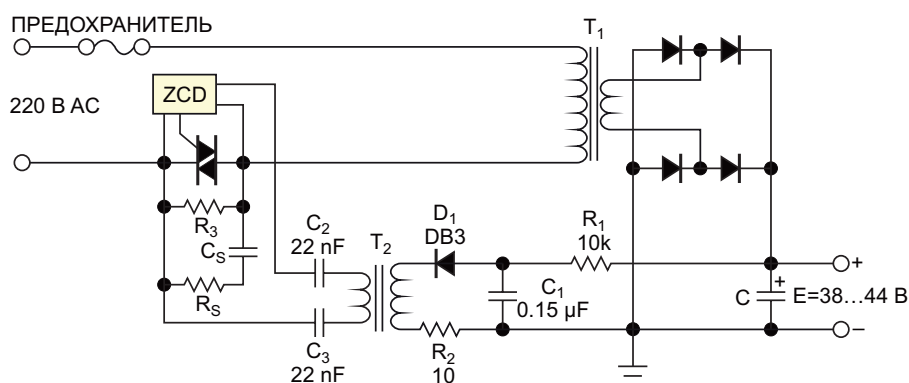


Рисунок 1. В этой схеме используется генератор частоты 700 Гц на динисторе, включающийся, когда напряжение на конденсаторе фильтра достигает 32 В.

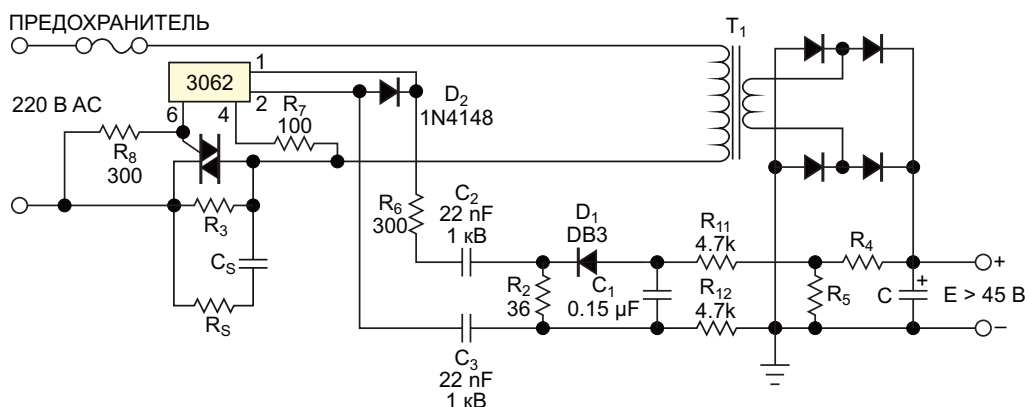


Рисунок 2. Используя делитель напряжения R_4/R_5 , можно применять тот же диностор для измерения напряжений на конденсаторе, превышающих 45 В.

дополнительных конденсаторов C_2 и C_3 их номинальное напряжение должно превышать 800 В. Мощный резистор R_3 ограничивает пусковой ток и должен иметь номинальную мощность от 2 до 10 Вт. Предпочтительнее использовать резисторы со встроенными термopедохранителями. Для синхронизации замыкания резистора R_3 с моментом перехода переменного напряжения через 0 В используйте детектор пересечения нуля (zero-crossing detector, ZCD). Эта функция выполняется такими компонентами, как оптопара МOC3062М с драйвером, переключающим фотосимистор при переходе через ноль.

Динистор D_1 , конденсатор C_1 , резистор R_1 и трансформатор T_2 образуют генератор. Он начинает работать, когда величина напряжения E превышает напряжения пробоя динистора. Генератор выдает импульсы тока более 20 мА, достаточные для запуска многих типов симисторов, и потребляет менее 1.5 мА постоянного тока. Поскольку частота импульсов составляет приблизительно 700 Гц, трансформатор T_2 имеет небольшие размеры. Резистор R_2 ограничивает ток разряда через динистор D_1 . Если сопротивление трансформатора постоянному току достаточ-

но велико, резистор R_2 можно исключить. Выбирайте симистор с отпирающим током затвора менее 20 мА. Снабберная цепочка, состоящая из R_5 и C_5 , возможно, не понадобится, если индуктивность рассеяния трансформатора T_1 и индуктивность линий переменного тока невелики.

Схему можно адаптировать для напряжений на конденсаторе, превышающих 45 В (Рисунок 2). Подайте напряжение на динистор через делитель напряжения, состоящий из резисторов R_4 и R_5 . Этот делитель потребляет от 10 до 20 мА, но поддерживает частоту генератора близкой к 700 Гц. Чтобы избежать потребления постоянного тока, можно использовать или имитировать более высоковольтный динистор. В этой схеме отсутствует изолирующий трансформатор, и используются конденсаторы C_2 и C_3 . Замена резистора R_1 на Рисунке 1 на R_{11} и R_{12} помогает уменьшить ток, поступающий в землю, и снизить помехи звуковой частоты, вызванные работой генератора 700 Гц. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor MOC3062M](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics DB3](#)

Индикаторы пересечения нуля сетевым напряжением

Михаил Шустов, г. Томск

Представлены способ и схемы для выделения сигналов, отвечающих моменту пересечения нуля сетевым напряжением. Для этого использовано выделение экстремумов сигналов, полученных при аддитивном смешивании на резистивном смесителе выпрямленных двухполупериодным выпрямителем импульсов отрицательной полярности с постоянным напряжением положительной полярности. Полученные таким образом остроконечные пики, вершины которых совпадают с переходом сетевого напряжения через ноль, выделяются компаратором. Приведенные устройства и его модификации способны работать в диапазонах изменения сетевого напряжения от 70 до 520 В. Показано также устройство, работающее по принципу синхронного выпрямления, способное работать в диапазоне частот от 50 Гц до 50 кГц.

Вопрос выделения момента перехода сетевого напряжения через ноль остается остро актуальным и в настоящее время, поскольку касается надежности работы устройств силовой электроники. Электронных схем, относящихся к этой тематике, известно немало, и все они имеют свои индивидуальные особенности. Далее рассмотрим еще один вариант выделения импульсов, отвечающих моменту пересечения сетевым напряжением нулевой отметки.

На Рисунке 1 показана схема выделения таких импульсов. Сетевое напряжение через разделительный трансформатор Т1, имеющий коэффициент трансформации 20:1:1, подается на две идентичные вторичные обмотки. Напряжение с первой из них выпрямляется диодом VD1 1N4148. Конденсатор С1 сглаживает выпрямленное напряжение. Со второй обмотки напряжение поступает на диодный мост VD2–VD5. Выпрямленное диодным мостом напряжение

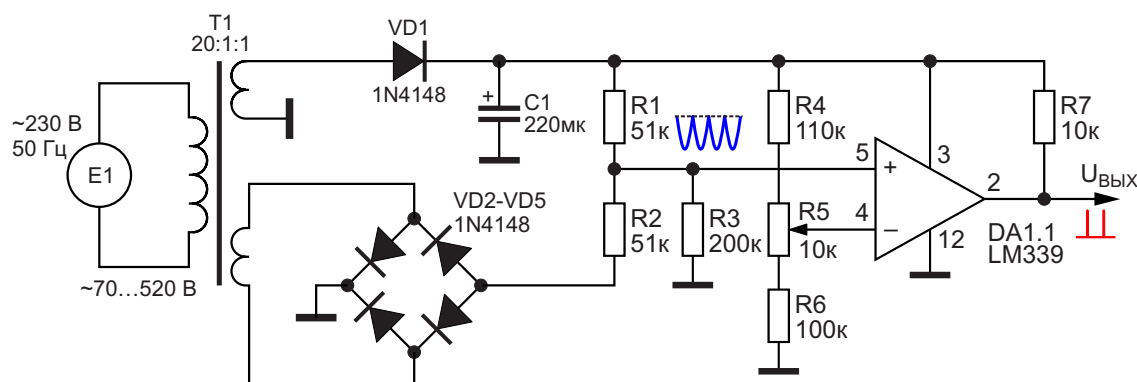


Рисунок 1. Устройство выделения момента перехода сетевым напряжением нулевого значения.

отрицательной полярности, а также напряжение постоянного тока с конденсатора С1 смешиваются на резистивном смесителе R1–R3. Результат такого смешивания представлен на Рисунке 2.

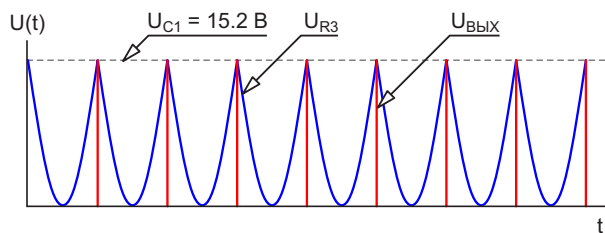


Рисунок 2. Динамика процессов на выходе резистивного смесителя R1–R3 и выходных импульсов, снимаемых с компаратора DA1.1, при сетевом напряжении 230 В.

Импульсы, регистрируемые на резисторе R3, имеют ярко выраженную остроконечную форму, пики которой отвечают моменту пересечения сетевым напряжением нулевой отметки. Эти пики несложно выделить с использованием компаратора DA1.1. Потен-

циометр R5 позволяет регулировать ширину выходных импульсов.

Устройство способно работать при изменении сетевого напряжения в пределах от 70 до 520 В, напряжение питания компаратора при этом меняется с 4.2 до 35.5 В. Работоспособность устройства при изменении сетевого напряжения обусловлена пропорциональностью изменения смешиваемых напряжений, поскольку стабилизация этих напряжений отсутствует. По мере понижения сетевого напряжения ширина выходных импульсов возрастает и, при необходимости, может быть откорректирована регулировкой потенциометра R5.

Еще одно устройство, Рисунок 3, является модификацией предыдущего. Отличие заключается в использовании промежуточной дифференцирующей цепочки C2R5, которая позволяет обострить пики сигналов, снимаемых с резистивного смесителя и, тем самым, получить более узкие сигналы, приуроченные к моменту пересечения сетевым напряжением нулевой отметки.

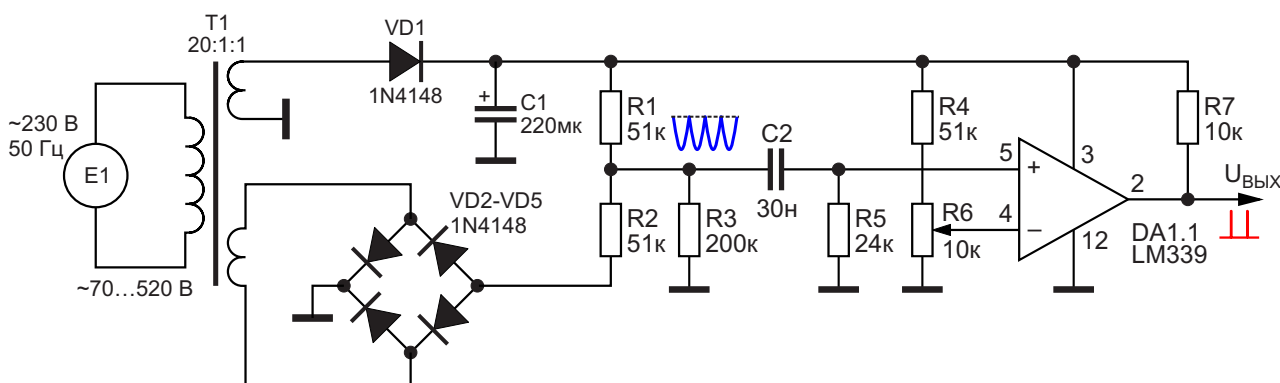


Рисунок 3. Устройство выделения момента перехода сетевым напряжением нулевого значения с использованием дополнительной дифференцирующей цепочки C2R5.

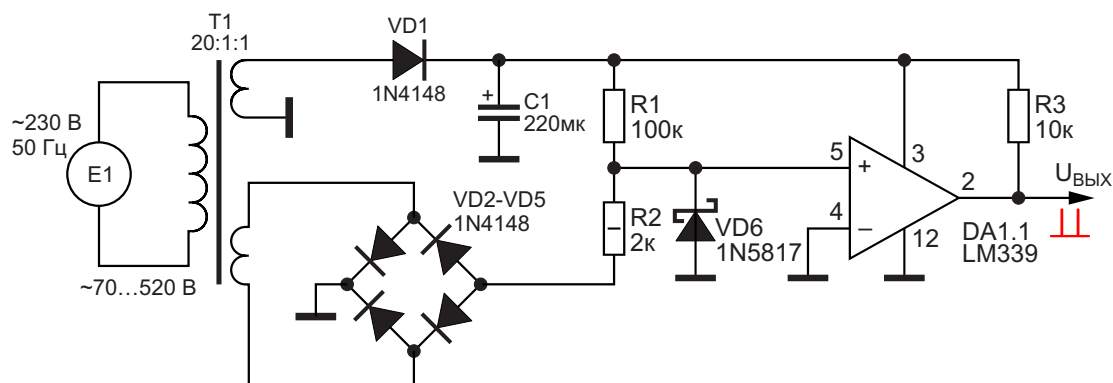


Рисунок 4. Индикатор пересечения нуля сетевым напряжением с использованием диода Шоттки.

Автоколебательный генератор пилообразных импульсов с частотным диапазоном 5 декад

Christopher Paul

EDN

Существует множество аналоговых способов генерации пилообразных сигналов. Вот метод, в котором используется один источник питания для получения буферизованного сигнала, частота которого может изменяться в диапазоне от 10 Гц до 1 МГц (Рисунок 1).

Микросхема U_3 , питаемая через резистор R_5 , совместно с транзистором Q_2 и резистором R_6 , образует источник постоянного тока. U_3 поддерживает постоянное напряжение $V_{REF} = 1.2$ В между выводами $V+$ и FB . Q_2 —

n-p-n транзистор с большим коэффициентом передачи тока, — пропуская через свой коллектор практически весь ток резистора R_6 (V_{REF}/R_6), заряжает конденсатор C_3 постоянным током, формируя линейно нарастающую часть пилообразного сигнала, привязанного к земле.

Операционный усилитель U_1 буферизует этот сигнал и передает его на вход компаратора U_{2A} . Когда уровень пилообразного сигнала достигает порога 1 В, установленного

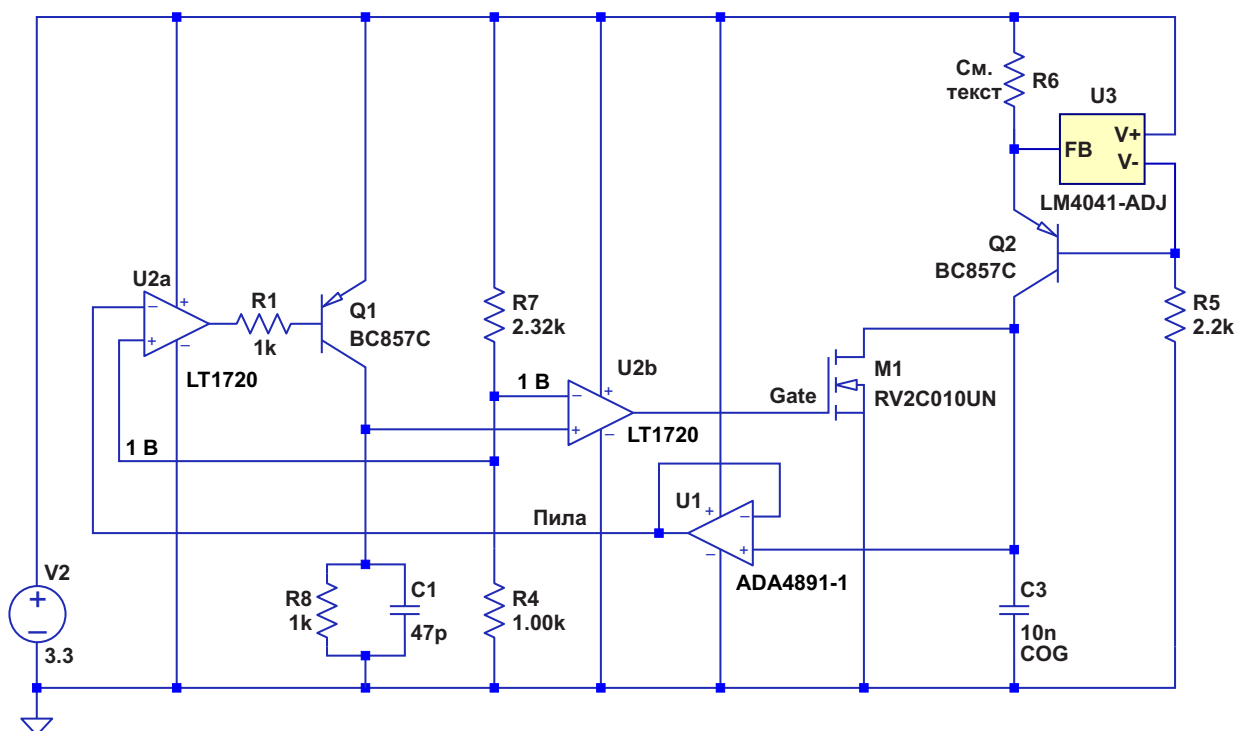


Рисунок 1. Пилообразный выходной сигнал, обозначенный на схеме как «Пила», формируется на выходе операционного усилителя U_{1A} . Его частота определяется сопротивлением резистора R_6 , которое может изменяться от 120 Ом до 12 МОм.

делителем напряжения на другом входе компаратора, компаратор переключается, и уровень его выходного сигнала становится низким. Цепь на элементах U_{2A} , R_1 , Q_1 , R_8 , C_1 и U_{2B} формирует на выходе U_{2B} импульс длительностью 100 нс, который открывает транзистор M_1 , чтобы быстро разрядить конденсатор C_3 на землю.

Частота импульсов равна

$$\frac{1.2}{R_6 \times C_3} [\text{Гц}].$$

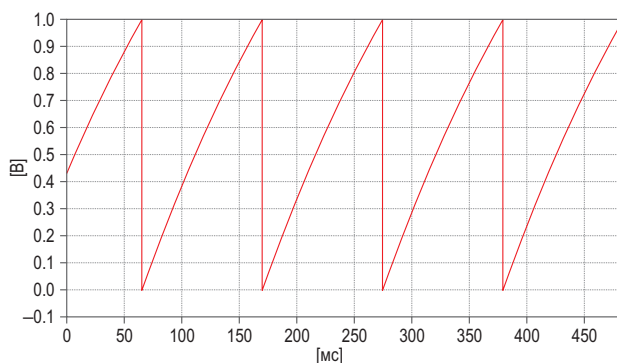


Рисунок 2. Пилообразные импульсы частотой 10 Гц при $R_6 = 12 \text{ МОм}$.

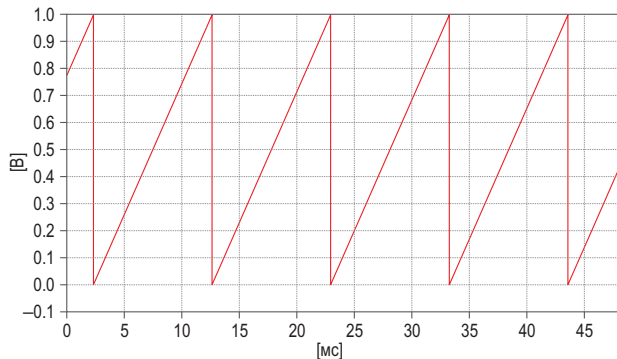


Рисунок 3. Пилообразные импульсы частотой 100 Гц при $R_6 = 1.2 \text{ МОм}$.

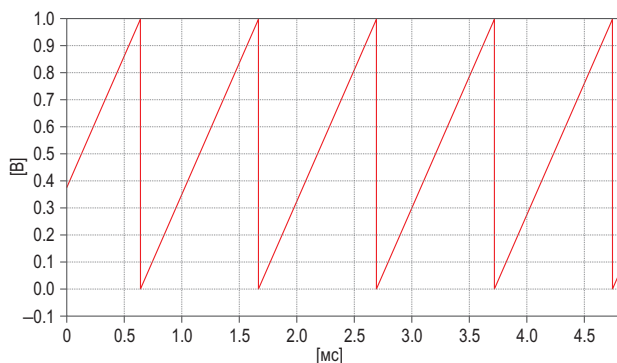


Рисунок 4. Пилообразные импульсы частотой 1 кГц при $R_6 = 120 \text{ кОм}$.

При использовании микросхем U_3 , доступных с допуском напряжения V_{REF} всего 0.2%, и резисторов R_6 с отклонением номинала 0.1% общие ошибки схемы, как правило, ограничены в лучшем случае 1% отклонения емкости конденсатора C_3 в сочетании с паразитными емкостями транзистора M_1 .

Формы сигналов при нескольких различных значениях частоты показаны на Рисунках 2-7.

На Рисунках 3 и 4 показаны практически идеальные пилообразные импульсы. Однако на Рисунке 2, где сопротивление резистора R_6 равно 12 МОм, видно, что даже в закрытом состоянии транзистор M_1 имеет не бесконечное сопротивление сток-исток, что вносит свой вклад в нелинейность пилообразного импульса. Также стоит отметить, что хотя типовой ток, потребляемый выводом FB микросхемы U_3 , составляет менее 100 нА, именно такой ток должен проходить через резистор R_6 сопротивлением 12 МОм, поэтому обеспечение точности частоты импульсов для этого номинала резистора является проблематичным.

На Рисунках 5, 6 и 7 видно постепенное усиление влияния времени разряда конденсатора C_3 , равного 100 нс, и конечного време-

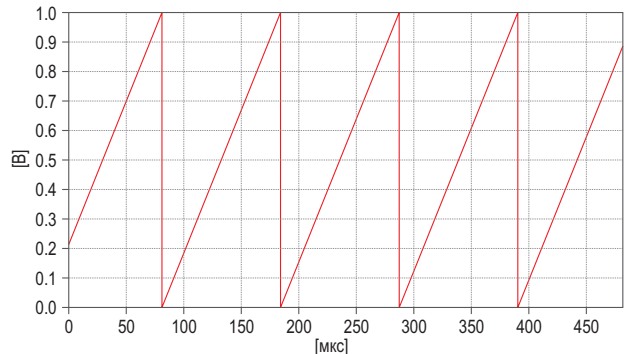


Рисунок 5. Пилообразные импульсы частотой 10 кГц при $R_6 = 12 \text{ кОм}$.

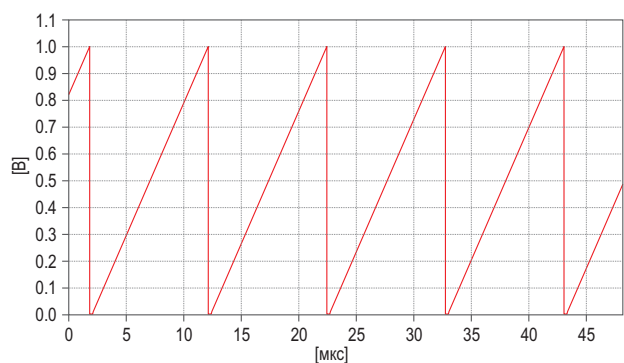


Рисунок 6. Пилообразные импульсы частотой 100 кГц при $R_6 = 1.2 \text{ кОм}$.

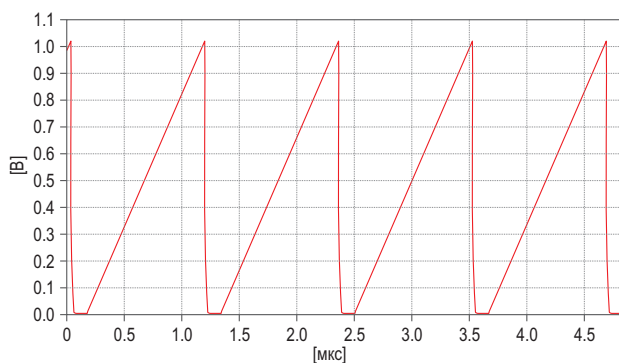


Рисунок 7. Пилообразные импульсы частотой 1 МГц при $R_6 = 120 \text{ Ом}$.

ни выхода из насыщения выходного каскада операционного усилителя.

Этим схемам не нужны компоненты с согласованными номиналами. Точность повышается за счет использования прецизионных версий компонентов R_4 , R_6 , R_7 и U_3 , но для работы схемы это не требуется. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4891-1](#)
2. [Datasheet Analog Devices LM4041](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1720](#)
4. [Datasheet Rohm RV2C010UN](#)

Замыкаем круг токовых петель: преобразуем 4-20 мА в 0-20 мА

Stephen Woodward

EDN

Тема, которая в последнее время вызвала большой интерес и привела к появлению не менее четырех отдельных статей в разделе «Конструкторские идеи», — это преобразование тока источников 0-20 мА в стандартные сигналы промышленной токовой петли 4-20 мА. Вот список — на данный момент — в обратном хронологическом порядке. Приношу извинения, если (что вполне возможно) я пропустил одну или несколько статей.

- «Еще один до глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА» [1].
- «До глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА» [2].
- «Объедините два регулятора TL431 для создания универсального токового зеркала» [3].
- «Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА» [4].

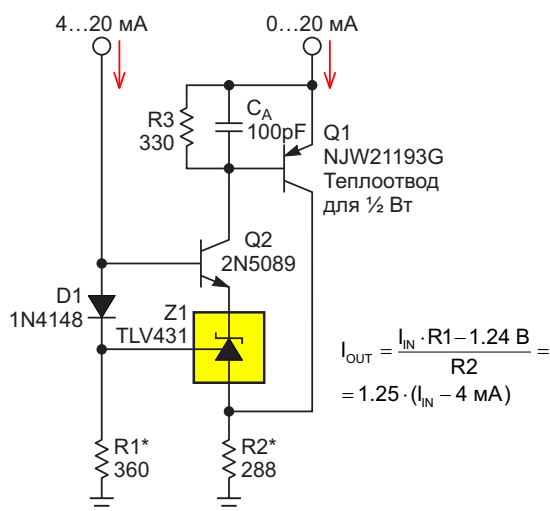


Рисунок 1. Противоположная сторона монеты — обратное преобразование тока петли.

Поскольку столько энергии уже было потрачено на эту сторону удачно брошенной монеты, показалось справедливым уделить немного внимания и ее противоположной стороне — функции обратного преобразования. На Рисунке 1 показан результат. Его (довольно) простая схема выполняет точное преобразование тока 4-20 мА в 0-20 мА. Вот как это работает.

В основе схемы лежит создаваемое входным током I_{IN} падение напряжения на резисторе R1 ($V_{IN} = I_{IN} \cdot R1$), меняющееся в диапазоне от 1.24 В до 7.20 В и воспринимаемое входом опорного напряжения регулятора Z1. Принцип работы схемы рассматривался на Рисунке 1 в статье «Прецизионный программируемый источник втекающего тока» [5].

Результирующий ток катода регулятора Z1 изменялся бы в соответствии с формулой

$$\frac{I_{IN} \cdot R1 - V_{REF}}{R2} = 0...20 \text{ мА}$$

по мере увеличения входного тока I_{IN} от 4 мА до 20 мА. Или так было бы, если бы не явление модуляции опорного напряжения V_{REF} напряжением катода Z1. Каскодная пара D1, Q2 значительно ослабляет этот эффект, поддерживая напряжение катода Z1 близким к нулю и постоянным. Это также расширяет предельное напряжение катода регулятора Z1 с уязвимых 7 В до 30 В, определяемых транзистором Q2. Конечно, выбор другого транзистора для Q2 мог бы расширить его еще больше. Но если 30 В достаточно, то типовой коэффициент бета более 1000 транзистора 2N5089 обеспечит хорошую точность.

Широкодиапазонные делители частоты на 1, 2, 3 ... 16 со скважностью 2

Михаил Шустов, г. Томск

Предложена схема делителей частоты на целочисленное значение в пределах от 1 до 16 с шагом в единицу. Вне зависимости от частоты входного сигнала и коэффициента деления скважность выходных сигналов всегда равна двум. Делители частоты могут быть выполнены на КМОП или ТТЛ микросхемах; соответственно, предельные частоты, до которых могут работать эти устройства, определяются частотными свойствами микросхем. Делители частоты содержат один корпус микросхемы XOR или XNOR и два корпуса микросхем D-триггеров.

В настоящее время достаточно хорошо известны и популярны делители частоты цифровых сигналов, выполненные на специализированных микросхемах [1–3]. Недостаток их также широко известен: это работа при фиксированном коэффициенте деления.

В ряде приложений востребованы делители частоты с дискретно изменяемым регулировкой потенциометра коэффициентом деления [1–3]. Такие делители частоты, как прави-

ло, работают в узком диапазоне входных частот и требует индивидуальной настройки коэффициента деления; с изменением входной частоты этот коэффициент может скачкообразно измениться.

Определенную нишу занимают широкодиапазонные делители частоты с дискретно переключаемым при помощи коммутирующих устройств коэффициентом деления [1–3], однако зачастую с изменением коэффициен-

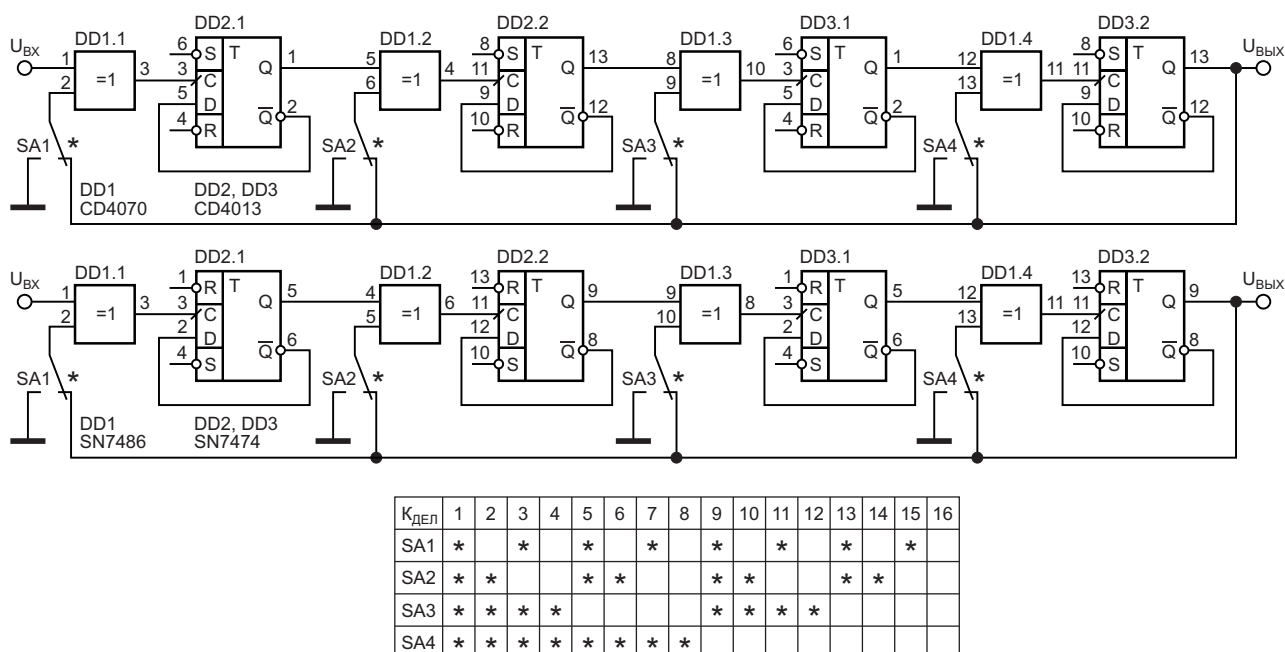


Рисунок 1. Делители частоты на 1, 2, 3 ... 16 со скважностью 2 на микросхемах КМОП и ТТЛ. Все переключатели SA1–SA4 показаны в положении *.

Усилитель тока Q1 увеличивает максимальный ток регулятора Z1 до 15 мА, одновременно уменьшая тепловые эффекты. В результате максимальная мощность, рассеиваемая Z1, снижается до единиц милливатт.

При допуске 0.1% резисторов R1 и R2 и точности $\pm 0.5\%$ регулятора TLV431B схема на Рисунке 1 позволяет без подстройки достигать точности лучше 1%. Если такого уровня точности все же недостаточно, можно добавить ручную подстройку после сборки, используя всего два дополнительных компонента, показанных на Рисунке 2. Калибровка выполняется за один проход.

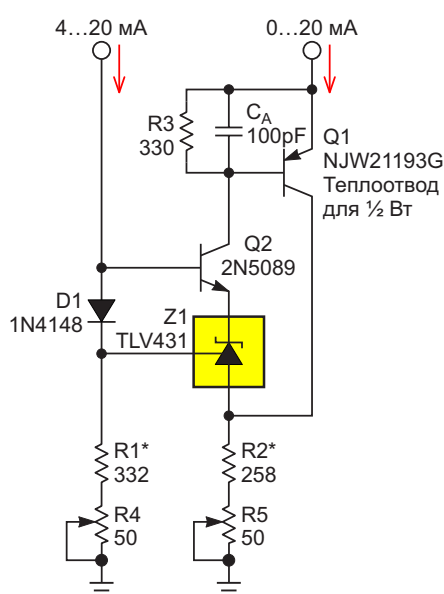


Рисунок 2. Потенциометры R4 и R5 позволяют выполнить точную ручную подстройку после сборки.

1. Установите входной ток 4.00 мА.
2. Регулировкой потенциометра R4 установите выходной ток порядка 50 мкА. Обратите внимание, что это всего лишь 0.25% от полного диапазона, поэтому не беспокойтесь о том, чтобы достичь точно этого

значения. Скорее всего, у вас это не получится.

3. Установите входной ток 20 мА.
4. Отрегулируйте R3 для получения выходного тока 20 мА.

Требуемый запас по входному напряжению составляет 8 В, а по выходному – 9 В. В наихудшем случае (ограниченном резистором) ток короткого замыкания при напряжении питания 24 В составляет 80 мА.

На Рисунках 1 и 2 читатели могут заметить конденсатор с обозначением «C_A». Это «емкость Ашу», которая, как обнаружил автор «Конструкторских идей» и эксперт по схемотехнике источников тока Ашутос Сапре, имеет важное значение для устойчивости каскодной топологии. Спасибо, Ашу!

И заключительное замечание. Поскольку выходной масштабный коэффициент задается сопротивлением R2 и обратно пропорционален ему, то, если требуется любое значение полной шкалы, отличное от 20 мА, его легко получить соответствующим выбором сопротивления R2. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Ashutosh Sapre. Еще один до глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА](#). РадиоЛоцман, 2026, 01-02, стр. 68.
2. Stephen Woodward. [До глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА](#)
3. Stephen Woodward. [Объедините два регулятора TL431 для создания универсального токового зеркала](#)
4. Jayapal Ramalingam. [Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА](#)
5. Stephen Woodward. [Прецизионный программируемый источник втекающего тока](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLV431](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor NJW21193G](#)

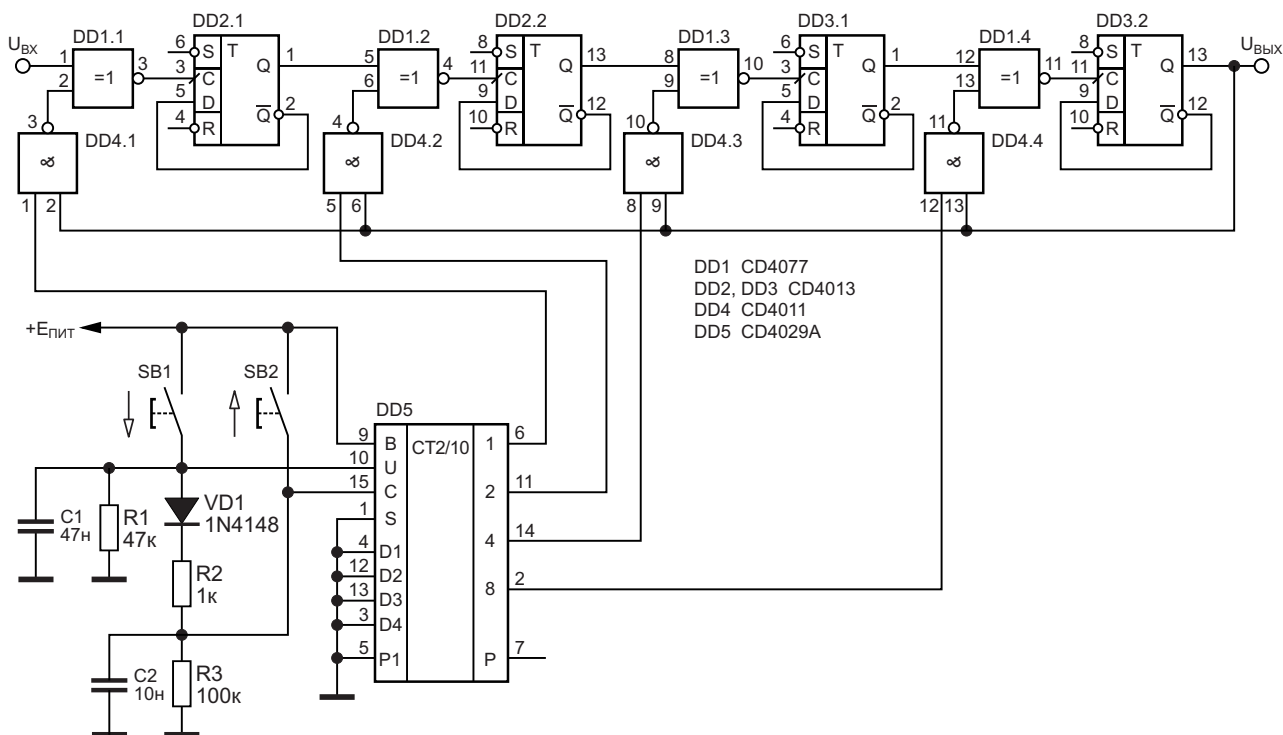


Рисунок 2. Делитель частоты на 1, 2, 3 ... 16 со скажностью 2 и электронным управлением.

та деления у них меняется скажность выходных импульсов.

На Рисунке 1 представлены схемы широкодиапазонных делителей частоты с дискретно переключаемым коэффициентом деления от 1 до 16, выполненные на КМОП и ТТЛ микросхемах. Привлекательным свойством рассматриваемых делителей является то, что скажность выходных импульсов как при изменении входной частоты, так и при изменении коэффициента деления всегда равна двум.

Предельная верхняя частота работы устройств лимитирована индивидуальными частотными свойствами используемых микросхем; нижняя частота работы устройств ограничений не имеет.

Делители частоты, Рисунок 1, содержат один корпус микросхемы XOR или XNOR (CD4070/CD4077 или SN7486/SN74LS266) и два корпуса микросхем D-триггеров (CD4013 или SN7474).

Делители частоты выполнены на последовательной цепочке чередующихся элементов XOR и D-триггеров. Коэффициент деления устройств задается переключателями SA1–SA4, см. таблицу.

При необходимости длина такой цепочки может быть увеличена либо, напротив, урезана.

Для того чтобы исключить неудобный выбор коэффициентов деления с помощью переключателей SA1–SA4, достаточно несколько усложнить схему. На Рисунке 2 представлена схема делителя частоты с электронным выбором коэффициента деления, содержащая двоичный/двоично-десятичный четырехразрядный реверсивный счетчик CD4029A, а также микросхему CD4011. **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Основы построения. СПб.: Наука и Техника, 2018. 320 с.
2. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Практика применения. СПб.: Наука и Техника, 2018. 432 с.
3. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4011B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4029B](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD4070B](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD4077B](#)
6. [Datasheet Texas Instruments SN7474N](#)
7. [Datasheet Texas Instruments SN7486N](#)
8. [Datasheet Texas Instruments SN74LS266](#)

Классический каскод в источнике постоянного тока

Stephen Woodward

EDN

Важным показателем качества всех прецизионных источников постоянного тока является их активное сопротивление. Иными словами, насколько «постоянным» остается их выходной ток при изменении приложенного напряжения? Постоянный и опытный комментатор публикаций раздела Конструкторские идеи Ашутосх Сапре любезно измерил этот параметр для одной из моих разработок и поделился своими результатами. Схема, использованная в качестве зеркала тока 4-20 мА, показана на Рисунке 1 и обсужда-

лась в статье «Объедините два регулятора TL431 для создания универсального токового зеркала» [1].

Ашутосх сказал:

«Я испытал схему на Рисунке 2 для отражения тока 4-20 мА, используя резисторы R1 и R2 по 100 Ом и регулятор TL431 (2.5 В). Она работала довольно хорошо. Одна из обнаруженных мною проблем заключалась в том, что выходное сопротивление (di/dv) было довольно низким; при изменении напряжения питания на 20 В наблюдалось нелинейное изменение тока на 40 мкА (если я правильно помню). Возможно, это связано с модуляцией опорного напряжения 2.5 В изменениями катодного напряжения.

Это можно компенсировать, но остается некоторая погрешность, обусловленная нелинейностью».

Его наблюдения и анализ были абсолютно верны. В Таблице 6.6 из технического описания микросхемы TL431 указана максимальная погрешность опорного напряжения, составляющая до 2 мВ на вольт изменения напряжения между катодом и анодом, что соответствует посредственной активной составляющей импеданса $20 \text{ В}/40 \text{ мкА} = 500 \text{ кОм}$, которую он и наблюдал.

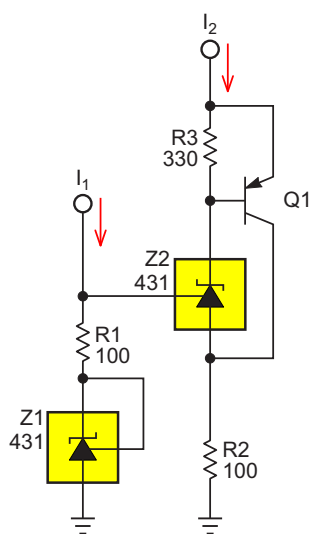


Рисунок 1. Зеркало тока 4-20 мА с низкой активной составляющей импеданса.

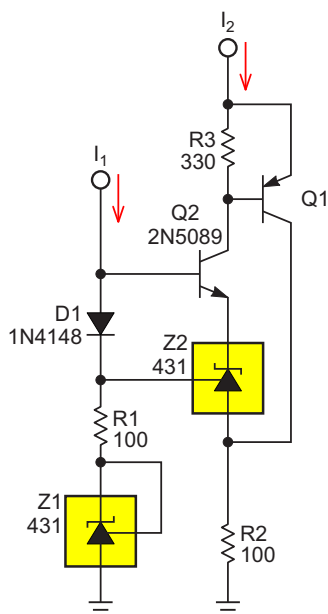


Рисунок 2. Каскодная схема D1/Q2 уменьшает ошибку модуляции опорного напряжения, на порядки улучшая активный импеданс.

К счастью, существует простое и эффективное решение, которое можно найти на страницах распространенных справочников

по схемам токовых зеркал: каскод. На Рисунке 2 показано, как его можно добавить (как D1 + Q2) к Рисунку 1.

Добавленные компоненты позволяют изолировать напряжение катод-анод микросхемы Z1 от колебаний напряжения в узле I_2 , тем самым поддерживая разность напряжений между катодом и выводом опорного напряжения близкой к нулю и постоянной с точностью до милливольт.

Результирующее уменьшение модуляции опорного напряжения на несколько порядков должно привести к пропорциональному увеличению активной составляющей импеданса. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Объедините два регулятора TL431 для создания универсального токового зеркала](#). РадиоЛоцман, 2026, 01-02, стр. 74.

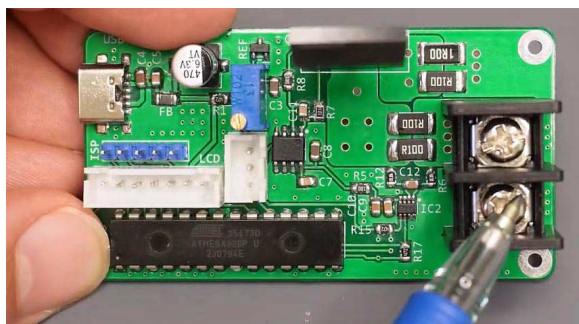
Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL431](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)

Цифровая регулируемая нагрузка постоянного тока до 5 А

Hesam Moshiri

Power Electronics News



Нагрузка постоянного тока – незаменимый инструмент для любого энтузиаста электроники, особенно необходимый для тестирования и ремонта источников питания. Регулируемая нагрузка постоянного тока позволяет ограничивать ток на любом желаемом уровне, что делает ее удобной для проведения различных тестов, поскольку некоторые проблемы контура обратной связи можно обнаружить только при тестировании с переменной нагрузкой. Кроме того, при любой попытке ремонта импульсного источника питания необходимо проверять выходное напряжение на разных нагрузках, а не только стабильность напряжения, поскольку проблема может заключаться в измерителе тока первичной стороны (распространенная проблема обратноходовых импульсных источников питания).

В этой статье представлена нагрузка постоянного тока с OLED-дисплеем 1.54 дюйма, позволяющая одновременно считывать значения напряжения, тока и мощности. Точный токоизмерительный усилитель с нулевым дрейфом INA219 в корпусе SOT23-8 считывает значения напряжения и тока и передает данные по шине I²C микроконтроллеру ATmega328. Микроконтроллер выполняет

вычисления и отображает параметры на 1.54-дюймовом OLED-дисплее SSD1309 с разрешением 128×64. Интерфейс между микроконтроллером и дисплеем – аппаратный SPI. Стабилизацию тока улучшает схема, состоящая из операционного усилителя GS8552-SR с нулевым дрейфом и rail-to-rail входами и выходом, а также из некоторых пассивных компонентов. Опорное напряжение операционного усилителя было стабилизировано с помощью параллельного регулятора TL431.

Схема и печатная плата разработаны с использованием Altium Designer 24, а файлы Gerber доступны для скачивания в разделе Загрузки. Питать плату можно от USB зарядного устройства вашего мобильного телефона с разъемом Type-C; внешний источник питания не требуется.

Анализ схемы

Принципиальная схема нагрузки показана на Рисунке 1. Токоизмерительной микросхемой служит INA219, а микроконтроллером – ATmega328.

Согласно техническому описанию, INA219 представляет собой интересную микросхему для измерения тока: «INA219 – это устройство, содержащее токоизмерительный резистор и монитор контроля мощности с интерфейсом, совместимым с I²C или SMBUS. Устройство с программируемыми временами преобразования и фильтрации периодически отслеживает падение напряжения на измерительном резисторе и напряжение питания шины. Программируемые параметры калибровки и внутренний умножитель позволяют напрямую считывать ток в

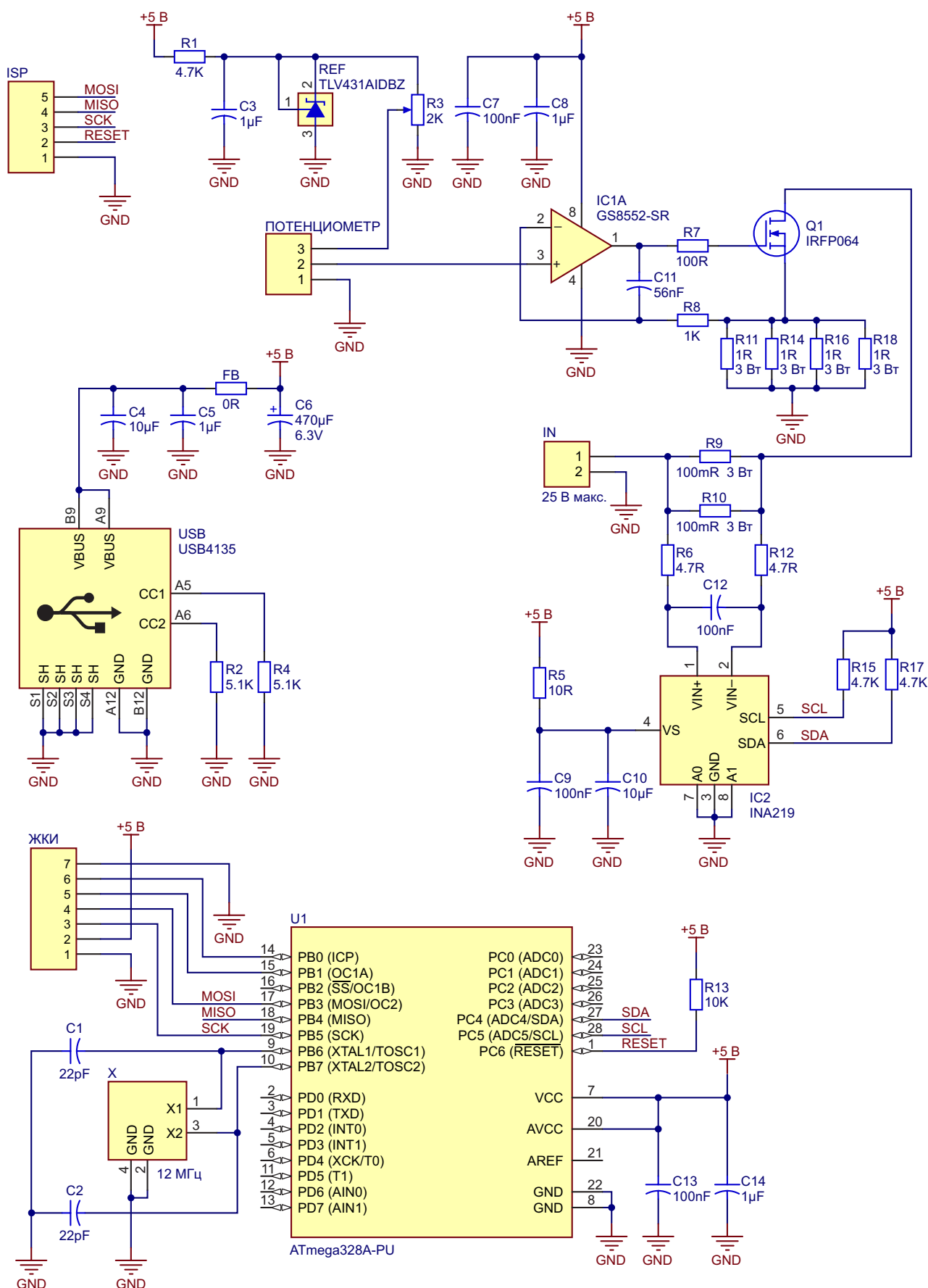


Рисунок 1. Схема регулируемой цифровой нагрузки постоянного тока на 5 А.

амперах. Дополнительный регистр умножения вычисляет мощность в ваттах. Интерфейс, совместимый с I²C или SMBUS, поддерживает 16 программируемых адресов. Выпускаются микросхемы INA219 двух групп: А и В. Версия группы В отличается более высокой точностью и лучшими параметрами. INA219 измеряет напряжения на измерительных резисторах шины в диапазоне от 0 до 26 В. Устройство использует одно напряжение питания от 3 до 5.5 В, потребляя максимальный ток 1 мА. INA219 работает в диапазоне температур от –40 °С до 125 °С».

USB – это разъем USB4135, позволяющий легко питать плату с помощью стандартного кабеля USB Type-C. Подтягивающие резисторы R2 и R4 указывают на то, что разъем USB находится на «стороне нагрузки», но поскольку потребляемый схемой ток невелик, отсутствие этих резисторов не повлияет на работу платы. Ферритовый фильтр FB типоразмера 1206 и конденсаторы C4-C6 уменьшают шум источника питания USB.

Резистор R1 и конденсатор C3 образуют фильтр нижних частот, поскольку входное опорное напряжение источника постоянного тока должно быть максимально очищенным от шума. REF – микросхема параллельного регулятора TLV431A, стабилизирующая опорное напряжение источника постоянного тока в рабочем диапазоне температур. Выходное напряжение этого регулятора примерно равно 1.25 В. Подстроечный резистор R3 регулирует напряжение на внешнем потенциометре 1 кОм, подключаемом через разъем ПОТЕНЦИОМЕТР, обеспечивая более плавную установку тока.

Конденсаторы C7 и C8 служат для развязки питания микросхемы IC1. IC1 – это операционный усилитель GS8552 с нулевым дрейфом и rail-to-rail входами и выходом, обеспечивающий стабильную работу источника постоянного тока (IC1, Q1, R7, R8, C11, R11, R14, R16 и R18). Согласно техническому описанию, MOSFET Q1 типа IRFP064 способен выдерживать токи до 70 А (25 °С, 10 В напряжение затвор-исток). Резисторы R11, R14, R16 и R18 должны быть рассчитаны на рассеиваемую мощность 3 Вт.

IN – это входная клемма платы (25 В макс.). Резисторы R9 и R10 образуют единый токоизмерительный резистор 0.05 Ом мощ-

ностью 6 Вт (два резистора 0.1 Ом мощностью 3 Вт, соединенных параллельно). Максимальная мощность, рассеиваемая на этих резисторах, составляет 1.25 Вт при максимальном токе 5 А (0.05 Ом × 5 А × 5 А). Номинальная мощность токоизмерительного резистора может быть увеличена до 8 Вт (2 × 0.1 Ом/4 Вт), однако стоимость таких резисторов будет выше. Резисторы R6, R12 и конденсатор C12 дифференциально уменьшают шум и скачки напряжения в цепи измерения напряжения. Микросхема токоизмерительного усилителя с нулевым дрейфом и погрешностью 0.5% INA219 (IC2) считывает значения напряжения и тока и передает данные микроконтроллеру U1. R15 и R17 являются обязательными подтягивающими резисторами для шины I²C. Элементы R5, C9 и C10 образуют фильтр нижних частот для уменьшения входного шума микросхемы IC2.

Микроконтроллер U1 ATmega328 считывает данные, получаемые по шине I²C, и отображает значения на OLED-дисплее (7-контактный разъем ЖКИ). OLED-дисплей управляется встроенным контроллером SSD1309; тип интерфейса – SPI. Контакты CS, DC и RST определены программно в коде.

C13 и C14 являются конденсаторами развязки для микроконтроллера U1, а X – кварцевый резонатор 12 МГц в SMD-корпусе типа 3225, служащий источником тактовой частоты для микроконтроллера. R13 – подтягивающий резистор для вывода сброса микроконтроллера, предотвращающий любые нежелательные срабатывания. ISP – штыревой разъем с шагом 2.54 мм, обеспечивающий интерфейс внутрисхемного программирования AVR-ISP микроконтроллера (GND, RST, MISO, MOSI и SCK).

Конструкция печатной платы

Печатная плата представленной конструкции показана на Рисунке 2. Это двусторонняя плата, содержащая как SMD-компоненты, так и компоненты для монтажа в отверстия.

Некоторые участки печатной платы и несколько цепей должны пропускать токи до 5 А (входные клеммы, токоизмерительный резистор, выводы MOSFET). Вот почему для этих силовых цепей на печатной плате используются двусторонние полигоны, «сшитые» переходными отверстиями. Этот метод

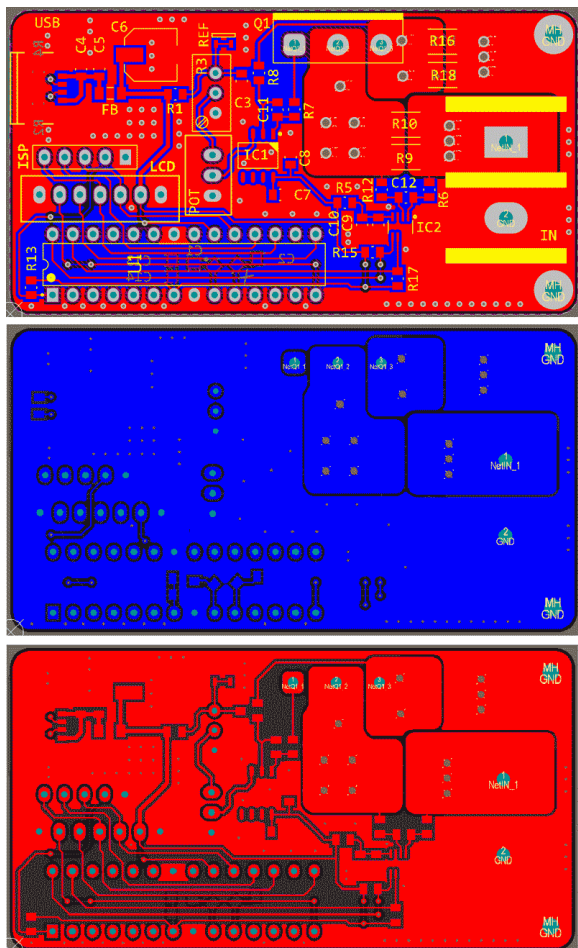


Рисунок 2. Печатная плата регулируемой цифровой нагрузки постоянного тока на 5 А.

значительно снижает сопротивление меди и позволяет меди пропускать ток без существенного повышения температуры.

Печатная плата разделена на несколько областей: вход Туре-С и источник питания, цифровые компоненты и микроконтроллер, силовые MOSFET и входные клеммы. Это наиболее важный фактор во всех конструкциях печатных плат – от самых простых до сложных схем смешанных сигналов. Земляные полигоны и переходные отверстия уменьшают сопротивление заземления и длину пути заземления, что приводит к снижению помех и улучшению устойчивости. Хорошей практи-

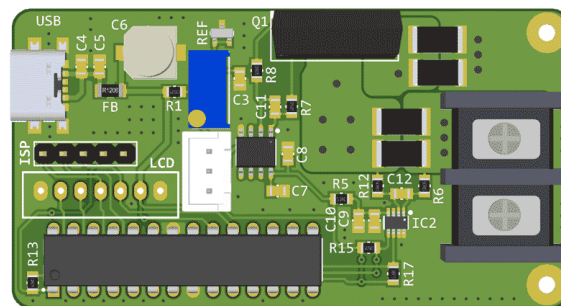


Рисунок 3. Сборочный чертеж печатной платы.

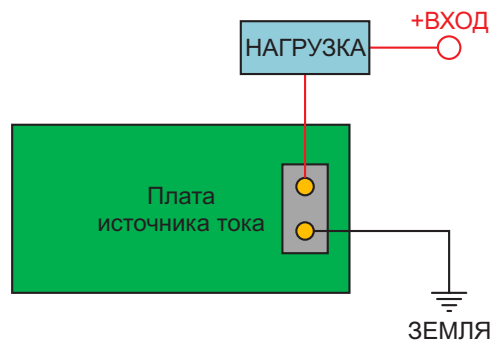


Рисунок 4. Схема подключения входного источника питания, нагрузки и регулируемой нагрузки постоянного тока.

кой является размещение переходных отверстий вблизи выводов земли развязывающих конденсаторов.

На Рисунке 3 показан сборочный чертеж печатной платы. Для подключения вашей нагрузки к нагрузке постоянного тока следуйте Рисунку 4. Файлы печатной платы и код микроконтроллера доступны для скачивания в разделе Загрузки. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Atmel ATmega328](#)
2. [Datasheet Gainsil GS8552](#)
3. [Datasheet Texas Instruments INA219](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLV431A](#)
5. [Datasheet Vishay IRFP064](#)
6. [Datasheet GCT USB4135](#)
7. [Datasheet Solomon Systech SSD1309](#)

Загрузки

[Файлы проекта](#)



[Код Arduino](#)



Простой обнаружитель коротких замыканий

Stephen Woodward

EDN

Недавно наш постоянный и любимый автор Ник Корнфорд предложил нам интересную и оригинальную конструкцию акустического интерфейса для измерителя сверхнизких сопротивлений, позволяющего по звуку обнаруживать дефекты печатных плат: «Мелодичная проверка дорожек» [1].

Конструкция на Рисунке 1 беззастенчиво копирует концепцию Корнфорда. Она расширяет диапазон измерения сопротивлений на

несколько порядков, охватывая шкалу от единиц миллиом до сотен ом. Это добавляет дополнительную универсальность для обнаружения ложных соединений как на платах с компонентами, так и на платах с короткими замыканиями во внутренних слоях земли. Вот как это работает.

Ток возбуждения 50 мА подается на тестируемую печатную плату через резистор R5, соединенный с контактами А (источник) и В

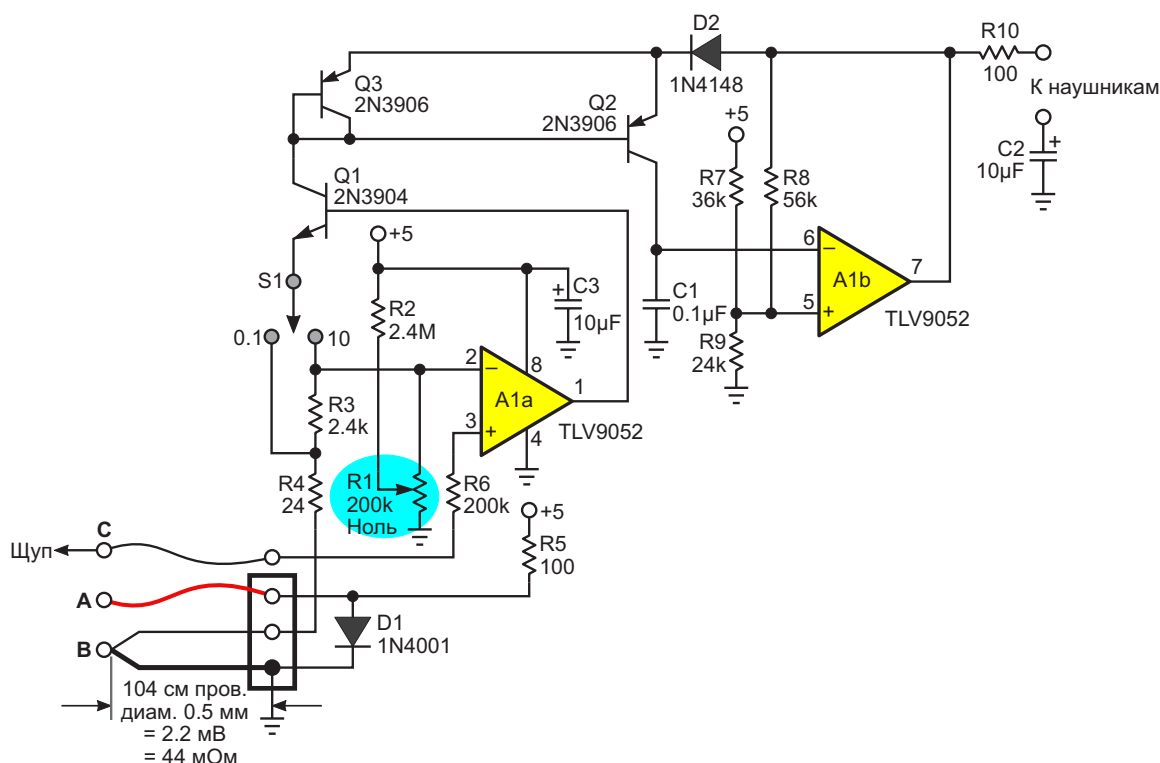


Рисунок 1. Частота звукового сигнала миллиомметра линейно зависит от сопротивления в пределах нескольких порядков его величины.

(подключение Кельвина и возврат тока). Диод D1 ограничивает максимальное прикладываемое напряжение до уровня порядка 700 мВ. Это предотвращает (потенциально разрушительное) прямое смещение компонентов на смонтированных платах в случае неожиданного исчезновения обнаруженного короткого замыкания.

Возвратный путь тока состоит из (приблизительно) известного сопротивления (44 мОм) отрезка медного провода диаметром 0.5 мм длиной 104 см. Результирующее падение напряжения $44 \text{ мОм} \times 0.05 \text{ А}$, равное примерно 2 мВ, обеспечивает нулевое опорное напряжение для усилителя тока A1a. Подробнее мы обсудим это чуть позже.

Сигнал напряжения щупа преобразуется в ток с помощью транскондуктивного усилителя Q1/A1a, соответствующей резисторной цепи и переключателя выбора диапазонов S1. Резистор R6 обеспечивает защиту входа усилителя A1 от статических разрядов, внося смещение всего в несколько микровольт благодаря пикоамперному входному току A1. Переключатель S1 предназначен для выбора одного из двух диапазонов частот/сопротивлений: 100 Гц/Ом или 10 кГц/Ом.

Процесс обнаружения короткого замыкания заключается в перемещении щупа С вдоль проблемного участка печатной платы с прослушиванием получаемого звукового сигнала. Частота увеличивается или уменьшается в зависимости от сопротивления между контактом щупа и контактом Кельвина В. Максимальное разрешение достигается при быстром первоначальном обнулении напряжения смещения с помощью регулировки потенциометра R1 «Ноль». Он обеспечивает регулировку входного смещения в пределах $\pm 2 \text{ мВ}$

для компенсации смещения операционного усилителя и получения выходного сигнала с нулевой частотой (или близкой к нулю), когда щуп С удерживается в точке ввода возбуждающего тока в тестируемую печатную плату. Конечно, при такой низкой частоте колебаний вы не услышите реальную частоту основной гармоник, а только (раздражающее) жужжание нарастающих и спадающих фронтов прямоугольных импульсов.

Сам генератор треугольных/прямоугольных импульсов (более или менее симметричных) на усилителе A1b построен на основе двустороннего токового зеркала, включающего элементы Q2, Q3 и D2, как описано в более ранней статье «Двустороннее зеркало – то есть, токовое зеркало» [2].

Зеркало подает ток во время задающий конденсатор C1, линейно увеличивая напряжение на нем при высоком уровне на выводе 7 усилителя A1b, и забирает ток при низком, уменьшая напряжение. Получающиеся треугольные импульсы размахом 1 В на конденсаторе C1 и прямоугольные импульсы на выводе 7 приблизительно симметричны.

Их фактическая частота может находиться в диапазонах от звуковой до ультразвуковой, но, конечно же (по определению), ни один из этих диапазонов не передаст вашему уху много информации. В этом и заключается полезность переключателя диапазонов S1. **РЛ**

Ссылки

1. Nick Cornford. [Мелодичная проверка дорожек](#)
2. Stephen Woodward. [Двустороннее зеркало - то есть, токовое зеркало](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLV9052](#)

ПРАВОВАЯ ИНФОРМАЦИЯ

1. Статус электронного издания

Настоящее электронное издание, PDF журнал «РадиоЛоцман» носит информационный и образовательный характер. Материалы предназначены для ознакомления и не являются юридической, финансовой, медицинской или иной профессиональной консультацией.

2. Авторские права

Все материалы, размещённые в настоящем электронном издании, включая тексты, изображения, иллюстрации, графику, дизайн и иные объекты, являются объектами авторского права и охраняются в соответствии с частью IV Гражданского кодекса Российской Федерации.

Исключительные права на материалы принадлежат редакции электронного издания либо соответствующим правообладателям, если иное прямо не указано.

Любое использование материалов (воспроизведение, распространение, переработка, публичный показ, доведение до всеобщего сведения и иные способы использования) допускается только с письменного разрешения правообладателя либо в случаях, прямо предусмотренных законодательством Российской Федерации, с обязательным указанием источника и автора.

3. Использование сторонних материалов

Отдельные материалы в электронном издании могут использоваться:

- на основании разрешений правообладателей;
- на условиях открытых лицензий;
- в объёме, допустимом законодательством Российской Федерации, в информационных, образовательных и обзорных целях.

4. Материалы, созданные с использованием ИИ

Часть изображений и графических материалов, размещённых в электронном издании, может быть создана с использованием генеративных технологий (искусственного интеллекта).

Такие материалы используются в иллюстративных целях. Редакция принимает разумные меры для предотвращения нарушения прав третьих лиц.

5. Реклама

В электронном издании может размещаться реклама.

Рекламные материалы публикуются в соответствии с законодательством Российской Федерации. Редакция не несёт ответственности за содержание рекламных материалов и возможные последствия их использования.

6. Товарные знаки и патенты

Все товарные знаки, фирменные наименования, логотипы, наименования продуктов и технологий, упомянутые в электронном издании, являются собственностью их законных владельцев.

Их упоминание носит исключительно информационный характер и не означает одобрения, аффилированности либо партнёрства.

7. Ограничение ответственности

Редакция не несёт ответственности за возможные прямые или косвенные убытки, возникшие в результате использования информации, размещённой в электронном издании.

8. Уведомление для правообладателей

Если вы являетесь правообладателем и считаете, что размещение материалов в настоящем электронном издании нарушает ваши права, пожалуйста, направьте уведомление на адрес электронной почты:

rlocman@rlocman.ru

В уведомлении необходимо указать:

- объект права;
- наименование издания и номер выпуска (при наличии);
- описание спорного материала;
- подтверждение прав.

Материалы будут рассмотрены и при необходимости удалены в разумные сроки.