

ЖУРНАЛ РАЗРАБОТЧИКОВ ЭЛЕКТРОНИКИ

WWW.RLOCMAN.RU



# РАДИОЛОЦМАН

СЕНТЯБРЬ-ОКТАБРЬ 2024 (134)





# РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

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

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



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





Сентябрь-Октябрь 2024 (134)

Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

## Новости

- Первую полноформатную отечественную солнечную панель представили в Университете МИСИС
- Етpower представляет кремниевый конденсатор с эквивалентной последовательной индуктивностью 1 пГн
- ИИ российской разработки позволит автомобилям Атом знать своих владельцев в лицо
- РКС оснастят перспективные спутники ДЗЗ технологией высокоскоростной передачи данных
- Российские ученые объединили микродисковый лазер и волновод на одной площадке
- 12-канальный драйвер светодиодов от Diodes обеспечивает превосходные характеристики цифровых вывесок и дисплеев
- РКЦ и ФИАН при поддержке Росатома и РАН создали первый российский 50-кубитный ионный квантовый компьютер
- Первый в России комплект интегральных оптических приемников со скоростями 2.5 Гбит/с и 20 Гбит/с разработали в ТУСУРе

## Статьи

- LC-генераторы с эмиттерной связью
- Улучшение схемы измерения температуры
- Понимание процессора Arm Cortex-M0+ и его возможностей
- Прецизионный диодный зарядовый насос
- Программно-управляемый точный источник тока
- Инструментальный усилитель с коэффициентом усиления два без внешних резисторов
- Моделирование входного тока смещения токовых зеркал
- Кварцевый генератор с ударным возбуждением
- Получить аудиосигнал с THD меньше 0.0002% несложно
- Эволюция осциллографов от скромных дисплеев до мощных инструментов
- Программируемое сопротивление в мостовой схеме
- Конденсаторное питание электроники – основа экологичности проекта
- Подавитель выбросов – ловушка для синфазных токов
- Измерение шума настольными приборами

## Схемы

- Самодельный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра
- Электронный индикатор горизонтального положения поверхности
- Формирователи непрерывной и одиночной серии импульсов
- Точное измерение вольтамперных характеристик фотоэлектрических модулей
- Сила практической положительной обратной связи для совершенствования платинового датчика температуры
- Нажать или удерживать? Это делает и то, и другое
- Детекторы знака градиента уровня входного сигнала
- Цифровой потенциометр может регулировать усиление в диапазоне 90 дБ подобно электромеханическому
- Электромеханическое демпфирование стабилизирует показания аналогового стрелочного прибора
- Таймер с большой задержкой без больших конденсаторов
- Импульсный термостат с медной проволокой в качестве датчика и нагревателя
- Улучшенная схема PRTD – результат коллективной работы команды EDN
- 20-мегагерцовый ПНЧ с зарядовым насосом
- Самодельный дозиметр для продуктов питания
- 32-битный ЦАП достигает 32-битного разрешения
- Предварительный делитель/аккумулятор обрабатывает выходные сигналы ПНЧ, которые слишком быстры для таймера микроконтроллера
- В драйвере двухкатушечного реле используются всего два MOSFET
- 80-мегагерцовый ПНЧ с предварительным делителем и аккумулятором
- Индикаторы подключения – отключения электроприборов
- Устранение ошибок «насыщения» ШИМ методом грубой силы
- Разломайте секундомер, чтобы сделать фототаймер
- КМОП логический элемент увеличивает выдержку таймера на RC-компонентах
- Компаратор напрямую управляет затвором мощного MOSFET
- Мощный таймер 555 и измеритель ESR
- Передача тактовой частоты или данных по кабелю питания

# Первую полноформатную отечественную солнечную панель представили в Университете МИСИС

В НИТУ МИСИС представили первую в России полноформатную батарею на основе гибридных перовскитов, выполненную только из отечественных материалов и готовую к внедрению в производство. Солнечная панель нового поколения дешевле аналогов по себестоимости, а цикл изготовления составляет 8–10 часов. Её можно будет установить как в частный дом, так и на промышленные объекты предприятий, для которых приоритетно исполнение «зеленой» повестки. Соединение множества подъячеек в панели обеспечивает генерацию высокой мощности в условиях затенения и пасмурной погоды. Разработка открывает новые горизонты по эксплуатации солнечной энергии даже в условиях Арктики и Крайнего Севера.



«В Университете МИСИС по программе „Приоритет-2030“ сформирован и реализуется стратегический проект „Материалы будущего“, задача которого – создание инновационных материалов, в том числе с заданными свойствами. Ученые лаборатории перспективной солнечной энергетики под руководством к.т.н. Данилы Саранина на протяжении ряда лет разрабатывают материалы и технологии для альтернативной энергетики, ведут исследования в области увеличения срока эксплуатации и коэффициента полезного действия солнечных элементов нового поколения. Полноформатная батарея на основе гибридных перовскитов изготовлена

исключительно из отечественных материалов, подтвердила свою эффективность в условиях рассеянного света, полностью готова к внедрению в производство», – рассказала ректор Университета МИСИС Алевтина Черникова.

Важно, что изделие выполнено с применением новых промышленных технологий. Использовалась импульсная лазерная обработка, кристаллизация тонких плёнок в разреженной среде, а фотоактивные слои наносили жидкофазными методами. Панель изготовлена из 16 коммутированных перовскитных модулей. Корпус из противоударного, химически закалённого стекла фотоэлектрического качества, разработан Российской стекольной компанией (ОАО «РСК»). Уникальные свойства перовскитов позволяют преобразовывать солнечную энергию при облачной погоде и низкой освещённости. Мощность панели 7 Вт, а напряжение – 48 В.

«Спустя 2 года после начала развития продуктовых направлений, коллектив лаборатории перспективной солнечной энергетики представляет первую полноформатную панель на основе гибридных перовскитов, созданную в рамках стратегического проекта „Материалы будущего“ по программе „Приоритет-2030“. Если ранее были представлены отдельные составные единицы – модули и ячейки, то сейчас это полноценное изделие, готовое к опытной эксплуатации на крышах домов и солнечных электростанциях. Это настоящий прогресс в повышении технологической зрелости разработок. Мы готовы делиться технологией и открыты предложениям», – сказал заведующий лабораторией перспективной солнечной энергетики НИТУ МИСИС Данила Саранин.

При активном взаимодействии с научно-техническим центром тонкоплёночных технологий Группы Компаний ХЕВЕЛ (ООО «НТЦ ТПТ») учёные решили одну из сложнейших задач – герметизацию солнечной батареи, чтобы предотвратить деградацию изделия под воздействием влаги и кислорода. Совмес-

тно удалось адаптировать применение эластомеров для ламинирования панели, обеспечив устойчивость к внешним воздействиям.

Предприятия, внедрившие перовскитные панели, смогут снизить углеродный след, увеличить энергоэффективность и соответ-

ствовать стандартам устойчивого развития. Все материалы для прототипирования перовскитных модулей предоставлены только российскими компаниями. По оценкам разработчиков, в ближайшие 3 года можно перейти к опытному производству.

## Empower представляет кремниевый конденсатор с эквивалентной последовательной индуктивностью 1 пГн

Компания Empower Semiconductor представила самый большой кремниевый конденсатор в своей линейке продуктов ECAP для высокочастотной развязки. Новый прибор EC1005P представляет собой монолитное устройство емкостью 16.6 микрофарад (мкФ), подходящее для решения самых сложных задач по обеспечению целостности питания, которые часто встречаются в высокопроизводительных системах на кристалле (СнК). Конденсатор отличается сверхнизким импедансом на частотах до 1 ГГц и низкий профилем, позволяющим встраивать его в подложку или интерпозер любой СнК, что делает прибор идеальным решением для приложений высокопроизводительных вычислений и искусственного интеллекта (ИИ).



«Производительность СнК и других крупных вычислительных процессоров постоянно растет, – сказал Мукунд Кришна (Mukund Krishna), старший менеджер по маркетингу продукции компании Empower Semiconductor. – Становится все труднее достичь

уровней целостности питания и стабилизации напряжения, которые требуется этим устройствам, с помощью обычных многослойных керамических конденсаторов. Паразитные параметры EC1005P близки к идеальным, что позволяет СнК с такими конденсаторами работать с пониженным запасом по напряжению и, в конечном счете, снижать энергопотребление системы».

Приборы EC1005P семейства ECAP, основанные на высокоэффективной и высокоплотной технологии кремниевых конденсаторов Empower, предназначены для того, чтобы заполнить «последний дюйм» развязки между регуляторами напряжения и выводами питания СнК. Такой подход позволяет несколько дискретных компонентов с гораздо худшими характеристиками и большей площадью заменить на одно монолитное устройство, обеспечивающее оптимальные электрические характеристики и упрощающее проектирование.

Конденсатор EC1005P, имеющий сверхнизкую эквивалентную последовательную индуктивность (ESL) менее 1 пикогенри (пГн) и эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) менее 3 миллиом (мОм), выпускается в компактном 120-контактном корпусе CSP размером 3.643 × 3.036 мм. Устройство имеет стандартный профиль 784 мкм, который может быть адаптирован под различные требования по высоте. Лучшие в отрасли кремниевые конденсаторы Empower обеспечивают высокую стабильность по напряжению и температуре и не подвержены снижению номинальных характеристик или старению, как традиционные многослойные керамические конденсаторы.

# ИИ российской разработки позволит электромобилям Атом знать своих владельцев в лицо

Технологический партнер Госкорпорации Ростех компания NtechLab оборудует штатные бортовые компьютеры отечественных электромобилей Атом системой распознавания лиц на основе искусственного интеллекта. Это будет первая в России подобная разработка для автомобилей с применением ИИ. Решение обеспечит дополнительный уровень безопасности и позволит машине подстраиваться под конкретного члена семьи, который в данный момент находится за рулем.



Для «распознавания» водитель должен будет находиться за рулем. Аутентификацию также можно выполнить с помощью мобильного приложения. Верификация возможна даже в условиях низкой освещенности, в очках и головных уборах. При этом ИИ может отличить живого человека от силиконовой маски, фотографии и изображения на планшете.

«Наши партнеры на протяжении многих лет сохраняют свои лидерские позиции в области видеоаналитики. Сейчас команда талантливых ученых из NtechLab работает над созданием системы распознавания лиц для электромобиля Атом. Эта технология призвана сделать использование электромобиля еще более удобным и безопасным. Мы уверены, что это решение положительно повлияет на автомобильную индустрию и будет способствовать развитию интеллектуального транспорта», – сказал генеральный директор АО «Кама», разработчика электромобиля Атом, Игорь Поваразднюк.

Сейчас сервис разрабатывается для «семейных» электромобилей, где предполагается несколько водителей, например, супруги. Однако в будущем система может поставляться и в составе электромобилей для каршерингов и такси, где также требуется точное распознавание лиц водителей.

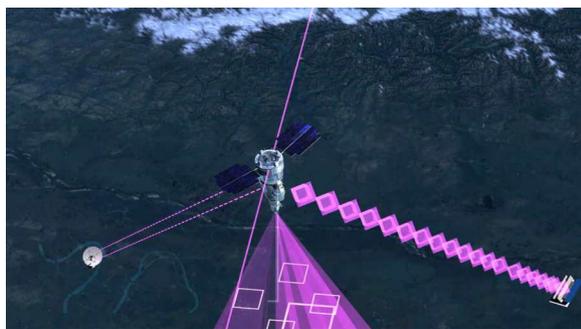
«Специфика разработки обусловлена определенными ограничениями по вычислительным ресурсам штатного бортового компьютера автомобиля. При этом функция распознавания лиц должна обеспечивать максимальную точность и быстродействие. Наши алгоритмы в этом направлении демонстрируют высокую эффективность. Это позволило нам принять участие в реализации данного проекта», – сказал генеральный директор NtechLab Алексей Паламарчук.

## РКС оснастят перспективные спутники ДЗЗ технологией высокоскоростной передачи данных

Новое поколение бортовой аппаратуры высокоскоростной радиолинии для перспективных спутников дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) разработал холдинг «Российские космические системы» (РКС, входит в Госкорпорацию «Роскосмос»). Передовые технические решения, примененные специалистами в оборудовании и программном

обеспечении, позволят передавать с орбиты до 1 Тб данных в высоком разрешении и со скоростью до 1500 Мбит/с.

Развитие спутниковых систем ДЗЗ требует от инженеров новых подходов к конструированию одной из важных составляющих бортовой аппаратуры – высокоскоростной радиолинии. На современных космических



аппаратах она должна иметь небольшие массогабаритные характеристики и при этом обладать повышенной надежностью, расширенным функционалом, хранить в памяти и передавать на наземные станции большие объемы информации.

Заместитель генерального конструктора по радиотехническим системам и комплексам Александр Мордвинов: «Создание высокоскоростных радиолиний, в том числе и для аппаратов ДЗЗ, является одной из основных компетенций РКС. При создании нового поколения этого оборудования мы стремились к тому, чтобы наша разработка существенно

снижала габариты, массу и энергозатраты на формирование и прием сигналов при высокой надежности и безупречном качестве российской аппаратуры космического назначения».

Для реализации этих задач в РКС разработали ряд инновационных решений, обеспечивающих взаимодействие между целевыми и бортовыми приборами спутника. Одно из них – применение технологии виртуализации при построении системы хранения данных. В ее основе – объединение нескольких дисковых накопителей в единый большой по объему носитель, что позволит не только в разы увеличить количество хранимой, принимаемой и передаваемой информации, но и повысить производительность и отказоустойчивость системы. Увеличится и скорость приема данных: космические снимки с целевой аппаратуры будут приниматься в бортовой накопитель информации на скорости 18 Гбит/с и более.

Новая бортовая аппаратура и программное обеспечение высокоскоростной радиолинии планируются к внедрению на перспективных спутниках ДЗЗ.

## Российские ученые объединили микродисковый лазер и волновод на одной площадке



Группа российских ученых под руководством профессора из НИУ ВШЭ в Санкт-Петербурге Натальи Крыжановской занимается исследованием микродисковых лазеров с активной областью на арсенидных квантовых точках. Впервые исследователям удалось разработать микродисковый лазер, сопряженный с оптическим волноводом, и фотоде-

тектор на одной основе. Такая конструкция позволит реализовать элементарную фотонную схему на одной подложке с источником излучения (микролазером). Это поможет в будущем ускорить передачу данных, уменьшить вес техники без потери качества. Результаты исследования опубликованы в издании «Физика и техника полупроводников».

Все возрастающие требования к скорости и объему передаваемой информации диктуют необходимость усовершенствования существующих способов связи. Фотонные интегральные схемы (ФИС), использующие свет для передачи информации, работают быстрее, меньше нагреваются, более устойчивы к помехам и потребляют меньше энергии по сравнению с аналогами, использующими электроны для передачи информации.

Однако для их успешного применения необходимы эффективные и миниатюрные

источники света, такие как микродисковые лазеры на основе арсенида галлия (GaAs). Длина классического лазера Фабри – Перо – около 1 мм, а микродисковый лазер может быть меньше в 1000 раз. В представленной работе размер лазера был уменьшен до 40–30 мкм.

Для успешной реализации оптической связи на ФИС необходим эффективный направленный вывод излучения. Направленного излучения можно добиться с помощью оптической связи микролазеров с волноводом, который расположен очень близко. Авторы статьи спроектировали и изготовили и микролазер, и волновод из одной эпитаксиальной структуры, что позволило дополнительно уменьшить их размер и повысить стабильность работы.

«Создание микродисковых лазеров, сопряженных с волноводом, – сложная задача. Необходимо создать тонкопленочную эпитаксиальную структуру заданного состава. В нашем случае мы использовали газофазную эпитаксию из металл-органических соединений, метод послойного формирования кристаллов разных веществ на поверхности друг друга. Из полученной структуры формировались лазеры и волноводы. Это стало возможно благодаря разработкам Института сверхвысокочастотной полупроводниковой электроники имени В.Г. Мокерова РАН. Все эти процессы потребовали

использования высокотехнологичного оборудования и работы целой группы опытных, талантливых и квалифицированных специалистов», – рассказал Никита Фоминых, младший научный сотрудник Международной лаборатории квантовой оптоэлектроники НИУ ВШЭ в Санкт-Петербурге.

Помимо источников излучения, для функционирования ФИС необходимы и приемники. Эту роль в работе выполняют волноводные фотодетекторы. Таким образом, появляется возможность создать оптопару микролазер – волноводный фотодетектор с согласованной рабочей длиной волны на одной пластине. Размер фотодетектора, который был использован в оптопаре, не превышал 90 мкм, что позволило создать очень компактную и энергоэффективную оптопару.

«Микродисковые лазеры – уникальные оптоэлектронные приборы. При размере, сравнимом с диаметром нити паутины, они могут выдавать достаточно большую оптическую мощность. Мы экспериментально показали, что все необходимые для фотонной интегральной схемы оптоэлектронные компоненты – микродисковый лазер, волновод и фотодетектор – могут быть изготовлены из одной эпитаксиальной гетероструктуры, на одной основе», – говорит одна из авторов статьи, заведующая Международной лабораторией квантовой оптоэлектроники НИУ ВШЭ в Санкт-Петербурге Наталья Крыжановская.

## 12-канальный драйвер светодиодов от Diodes обеспечивает превосходные характеристики цифровых вывесок и дисплеев

Компания Diodes представляет новый 12-канальный светодиодный драйвер постоянного тока AL58221. Он имеет 12 выходов с открытыми стоками, рассчитанных на напряжение до 24 В, и способен с высокой точностью стабилизировать втекающий ток до 60 мА с быстрой реакцией на переходные процессы. Типовой разброс токов между каналами составляет  $\pm 1\%$ , а точность стабилизации выходного тока –  $\pm 0.1\%$ .

В драйвере, работающем от напряжения 3 В – 5.5 В, используется адаптивная модуля-

ция плотности импульсов, которая помогает уменьшить неидеальность выходного тока и увеличить частоту обновления изображения для улучшения характеристик. Его можно использовать для внутренних и наружных светодиодных видеовывесок и дисплеев, табло со сменными сообщениями, архитектурных и декоративных светодиодных систем освещения, а также для подсветки ЖК-дисплеев.

Ток светодиодов в AL58221 задается тремя внешними резисторами, при этом средний выходной ток каждого канала програм-



мируется независимо через его цифровой интерфейс. Драйвер имеет 10-мегагерцовый тактовый вход синхронизации данных с запуском по обоим фронтам, что снижает уровень электромагнитных помех. Двухпроводный последовательный интерфейс устройства отправляет данные в оттенках серого в регистры управления функциями, которые хранят информацию о конфигурации. Он управляет разрешением шкалы серого и тактовой частотой, выбором формы выходного сигнала тока и функцией внутренней защелки.

В драйвере используется адаптивная модуляция плотности импульсов для увеличения частоты обновления изображения до значения более 1000 Гц при 16-битной и более 256 кГц при 8-битной шкале серого. Эта технология уменьшает мерцание и обеспечивает двустороннюю обработку выходного тока для снижения электромагнитных помех. В AL58221 используется технология восстановления тактовой частоты с повторной синхронизацией для поддержки соединения на больших расстояниях. Его двухпроводной последовательный интерфейс также позволяет каскадировать приложения с количеством устройств, достигающим 1030.

Недавно представленная микросхема AL58263, относящаяся к тому же семейству светодиодных драйверов, представляет собой 16-канальное устройство с 16-разрядным ШИМ-регулятором яркости оттенков серого для использования в дисплеях более высокого разрешения и больших размеров.

AL58221 и AL58263 выпускаются в корпусах TSSOP-24EP (тип A1-B) со сниженным тепловым сопротивлением и в партиях из 1000 приборов продаются по цене \$0.37 и \$0.47 за штуку, соответственно.

## РКЦ и ФИАН при поддержке Росатома и РАН создали первый российский 50-кубитный ионный квантовый компьютер

Отечественные ученые создали 50-кубитный ионный квантовый компьютер, работа проведена научной группой Российского квантового центра и Физического института имени П. Н. Лебедева РАН в рамках ре-

ализации дорожной карты развития высокотехнологичной области «Квантовые вычисления», координатором которой является Росатом. Экспертную поддержку реализации дорожной карты оказывает Российская академия наук. Об этом ТАСС сообщили в пресс-службе госкорпорации.

По словам генерального директора госкорпорации «Росатом» Алексея Лихачева, создание 50-кубитного ионного квантового компьютера означает, что Россия вошла в число мировых лидеров сферы квантовых технологий.

«Это результат серьезной работы российских ученых в рамках дорожной карты по квантовым вычислениям, которую координирует Росатом. Этот показатель по кубитам отра-



жает системное развитие квантовых технологий в нашей стране: над общими задачами слаженно работают университеты и академические институты, сформирована собственная экспертиза, развернута просветительская программа в школах и вузовская подготовка специалистов – набран очень высокий темп. Как результат, всего три страны, включая Россию, обладают квантовыми компьютерами на всех четырех приоритетных платформах - сверхпроводниках, ионах, нейтральных атомах и фотонах. Эта работа проводится для того, чтобы обеспечить технологическое лидерство нашей страны на десятилетия вперед. Следующий шаг – это практическое применение квантовых вычислителей для улучшения жизни людей и придания нового качества нашей экономике», – привели в пресс-службе комментарий главы российской атомной отрасли.

Ионную ловушку, являющуюся ключевым элементом квантового ионного процессора, продемонстрировал в понедельник директор ФИАН Николай Колачевский главе правительства РФ Михаилу Мишустину на полях форума «Микроэлектроника-2024». Созданный квантовый компьютер базируется на уникальной кудитной технологии, которую российские ученые начали использовать третьими в мире, после Австрии и США. На данный момент универсальный квантовый вычислитель на ионной платформе с 50 кубитами является самым мощным квантовым компьютером в России. Доступ к нему осуществляется через облачную платформу, с помощью которой могут быть запущены базовые квантовые алгоритмы.

«За год мы полностью переделали ультрастабильный лазер и существенно

модернизировали и систему адресации и считывания, поработали над стабильностью всех подсистем, автоматизировали многие калибровки. За счёт этого получилось в короткий срок поднять мощность нашего квантового компьютера и нарастить число кубит. Дальше мы планируем работать и над увеличением числа кубит, и над достоверностью двухкубитных операций. Всё это нужно для запуска более сложных квантовых алгоритмов. Потенциал для модернизации у нашей машины есть», – прокомментировал Илья Семериков.

Как отметил председатель научного комитета премии «ВЫЗОВ» Артём Оганов, создание квантового компьютера, который бы мог обладать принципиально новыми возможностями по сравнению с классическим компьютером, является одной из самых высоких технологических и научных целей у человечества на сегодняшний день.

«В прошлом году мы вручили премию «ВЫЗОВ» в номинации «Перспектива» Илье Семерикову и его коллегам за создание самого мощного российского квантового компьютера, который имел на тот момент 20 кубитов. Прделанный путь от 20 до 50 кубитов всего за год – большое достижение. Я очень надеюсь, что группе Ильи Семерикова удастся достигнуть первыми в мире той планки, когда квантовый компьютер сможет по-настоящему перевернуть жизнь человечества. Я думаю, что та активность, которую показывает Илья Семериков со своими коллегами, доказывает в очередной раз, что выбор научного комитета был сделан правильно. И мы определили наиболее достойных лауреатов», – сказал Артём Оганов.

## Первый в России комплект интегральных оптических приемников со скоростями 2.5 Гбит/с и 20 Гбит/с разработали в ТУСУРе

Ученые Томского госуниверситета систем управления и радиоэлектроники в рамках госпрограммы «Приоритет 2030» разработали первый в России комплект экспериментальных образцов интегральных оптических приемников со скоростями

2.5 Гбит/с и 20 Гбит/с на основе отечественных компонентов.

Один из основных элементов, без которого невозможна высокоскоростная передача данных по оптическим линиям – оптический приемник. Однако в настоящее время фактически

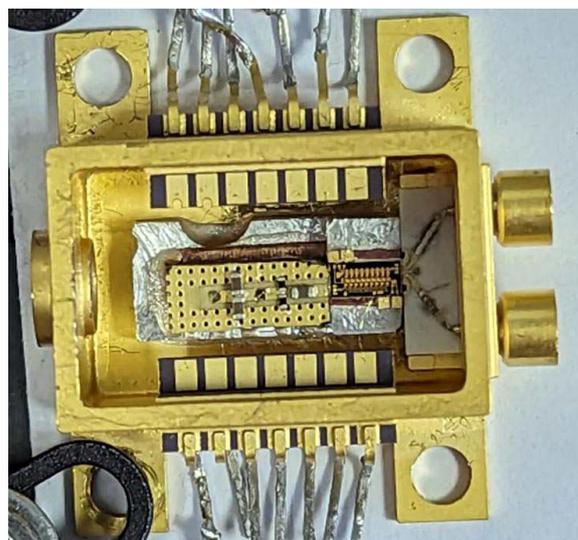
все современные интегральные приемники, которые используются в России – зарубежные или сделаны из зарубежных компонентов.

«Оптические приемники, которые сейчас серийно производят в нашей стране, созданы на отечественных дискретных компонентах. Они отличаются большими габаритами (десятки сантиметров), значительным энергопотреблением и скоростью примерно 1-1.5 Гбит/с, – рассказывает директор НИИ микроэлектронных систем ТУСУРа Леонид Бабак. – Мы создали два экспериментальных образца оптических приемников в корпусах размером около 1.5 × 1.5 см, способных передавать информацию со скоростями 2.5 Гбит/с (полоса частот 2.1 ГГц) и 20 Гбит/с (полоса частот 18 ГГц) полностью на отечественной компонентной базе».

Оптический приемник состоит из двух основных элементов: фотодиода, который принимает сигнал с оптоволоконного кабеля, и трансимпедансного усилителя, который усиливает электрический сигнал от фотодиода.

«Мы использовали разработанный в ТУСУРе интегральный трансимпедансный усилитель, который был изготовлен на полупроводниковой фабрике ПАО «Микрон», и фотодиод, произведенный в АО «ОКБ Планета». Сборка готового приёмника – не менее ювелирная работа, чем создание отдельных элементов, она проводится с использованием специального оборудования», – рассказывает ученый.

На данный момент собраны два оптических приемника, способных принимать информацию с разной скоростью. Измерения экс-



периментальных образцов подтвердили их работоспособность и заявленные характеристики. Помимо большей скорости, по сравнению с отечественными приемниками на дискретных компонентах они обладают значительно меньшими энергопотреблением, размерами и весом.

Внедрение оптических приемников, разработанных в ТУСУРе, на отечественных предприятиях позволит расширить функциональные возможности, повысить быстродействие, снизить стоимость, энергопотребление и габариты используемой в России радиоэлектронной и телекоммуникационной аппаратуры, а также выполнить импортозамещение применяемых зарубежных изделий. Также оптические приемники могут быть востребованы для создания локальных и полевых сетей, систем связи и передачи данных, бортовых сетей на кораблях, самолетах, спутниках и т. д.

# LC-генераторы с эмиттерной связью

Михаил Шустов, г. Томск

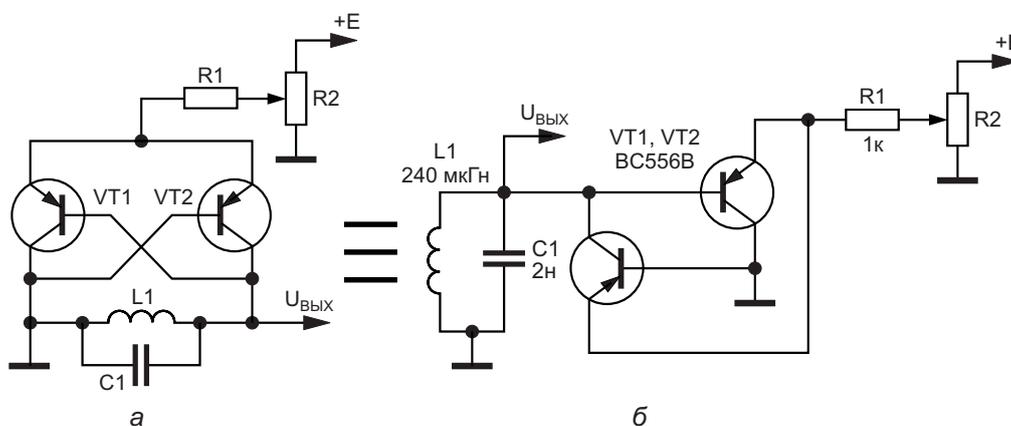
*Произведено сравнение работы классических LC-генераторов с эмиттерной связью и их усовершенствованных аналогов. Показана возможность повышения стабильности частоты таких генераторов при изменении напряжения питания в широких пределах, а также стабилизации уровня выходного напряжения. Также показана возможность получения выходных сигналов подобных генераторов с более высоким приближением к синусоиде.*

LC-генераторы с эмиттерной связью известны не одной десятилетие [1–5]. Они отличаются исключительной простотой и способностью работать в широком диапазоне частот. К недостаткам таких генераторов следует отнести резко выраженную зависимость рабочей частоты от напряжения питания. Это, в свою очередь, подразумевает необходимость использования высокостабилизированных источников питания. Кроме того, форма генерируемых сигналов существенно отличается от синусоиды, что объясняется асимметрией токов, протекающих в цепях эмиттеров.

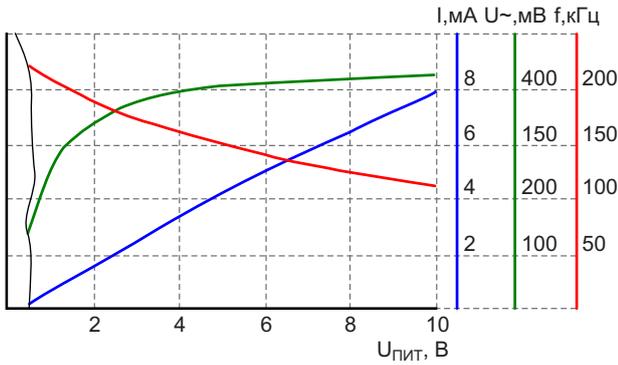
В отечественной литературе LC-генераторы с эмиттерной связью иногда называют

генераторами с барьерным режимом включения транзисторов. Интересно, что в разных источниках информации схемы LC-генераторов с эмиттерными связями встречается в самых различных вариантах графического отображения, Рисунок 1; хотя, по сути дела, это одна и та же схема. По внешнему виду, Рисунок 1а, такой генератор весьма напоминает обычный мультивибратор.

На Рисунке 2 приведена зависимость свойств LC-генератора, Рисунок 1б, при варьировании напряжения питания. Из рисунка следует, что с ростом напряжения источника питания от 0.5 до 10 В частота генерации устройства изменяется в пределах от 219 до 110 кГц. Амплитуда сигналов,

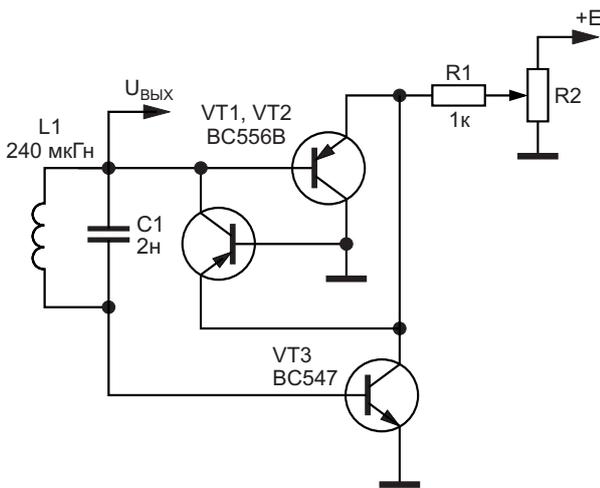


**Рисунок 1.** Типовая схема LC-генератора с эмиттерной связью в различных вариантах графического представления.



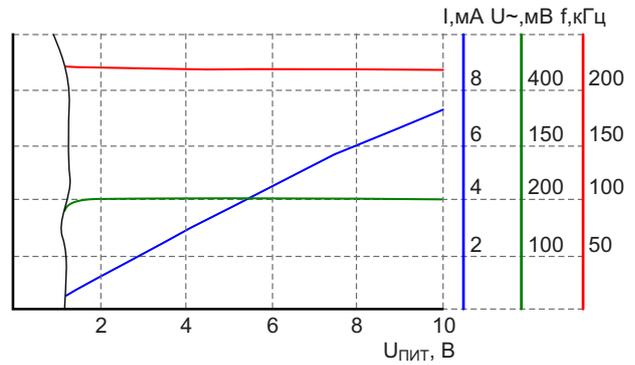
**Рисунок 2.** Зависимость свойств LC-генератора с эмиттерной связью, Рисунок 1б, от напряжения питания.

снимаемых с колебательного контура, с ростом напряжения питания плавно возрастает; а при напряжении от 4 В и выше практически выходит на насыщение. Потребляемый устройством ток почти линейно зависит от напряжения питания.



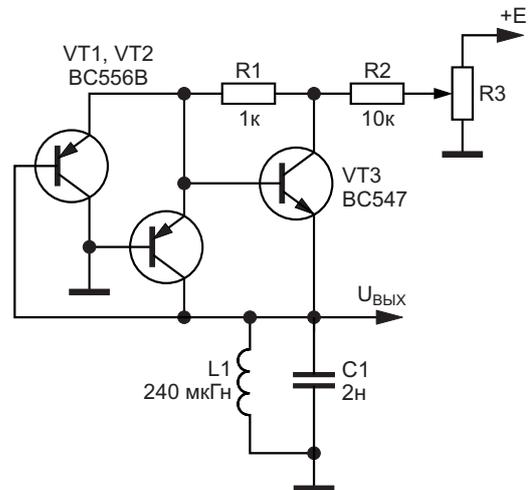
**Рисунок 3.** LC-генератор с эмиттерной связью с повышенной стабильностью частоты генерации и амплитуды выходного сигнала.

На Рисунке 3 приведена усовершенствованная схема генератора с дополнительным транзистором, что позволило существенно улучшить характеристики устройства, Рисунок 4. Как и в предыдущем случае, потребляемый устройством ток практически линейно зависит от напряжения питания. Однако, в отличие от классической схемы, генерация сигналов возможна при напряжении питания



**Рисунок 4.** Зависимость свойств LC-генератора с эмиттерной связью, Рисунок 3 от напряжения питания.

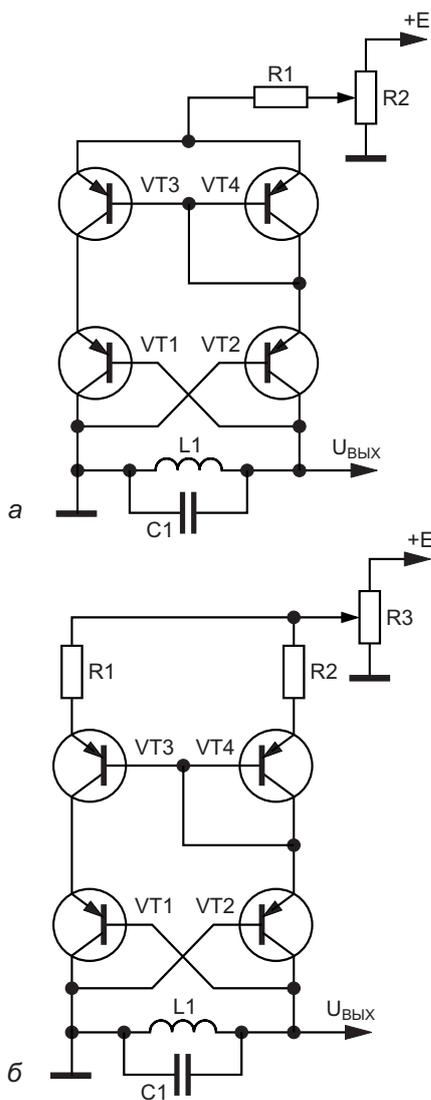
выше 1 В. Форма генерируемых сигналов более приближена к синусоиде и мало изменяется с изменением напряжением питания, как и амплитуда выходного сигнала. Так при изменении напряжения питания от 1 до 10 В частота генерации изменяется от 220.9 до 218.3 кГц. Амплитуда выходных колебаний остается практически неизменной на уровне 200 мВ.



**Рисунок 5.** Вариант выполнения LC-генератора с эмиттерной связью.

На Рисунке 5 показан LC-генератор с эмиттерной связью с иным включением дополнительного транзистора. При изменении напряжения питания от 1 до 10 В частота генерации сигнала синусоидальной формы меняется от 225 до 206 кГц.

Как было упомянуто ранее, на качество выходного сигнала LC-генератора сущес-



**Рисунок 6.** LC-генераторы с эмиттерной связью и использованием токового зеркала. Подключение эмиттеров транзисторов токового зеркала к источнику питания: а) совместное; б) раздельное.

твенно влияет неравенство эмиттерных токов в классической схеме, Рисунок 1. В этой связи на Рисунке 6 приведены две схемы LC-генераторов с совместным или раздельным подключением эмиттеров транзисторов к токовому зеркалу простейшего построения. Это позволило получить выходной сигнал синусоидальной формы с малыми искажениями, амплитуда которого и форма мало меняются с изменением напряжения питания.

Следует отметить, что во всех рассмотренных схемах выходной сигнал снимается непосредственно с колебательного контура. В этой связи входное сопротивление последующих каскадов не должно заметно шунтировать колебательный контур. **ПЛ**

## Литература

1. Universal-LC-Generator. Funkschau. 1978. Bd. 50. № 18; Универсальный LC-генератор. Радио. 1979. № 5. С. 58.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: Мир, 1982. 512 с.
3. Владимиров В. Частотомер измеритель L и C. Радио. 1984. № 10. С. 45.
4. Шустов М.А. Практическая схемотехника. 450 полезных схем. М.: Altex-A, 2001. Кн. 1. 352 с. (I изд.); М.: Додэка-XXI–Altex, 2007. 360 с. (II изд.).
5. Артеменко В. Хаотические барьерные автогенераторы. Радиолюбитель. 2004. № 7. С. 34–38.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC547C](#)
2. [Datasheet Fairchild BC556B](#)

# Улучшение схемы измерения температуры

Alexander Bell

EDN

Когда импульсы тока со стабильным отношением верхнего и нижнего уровней  $I_{\text{HIGH}}/I_{\text{LOW}}$  модулируют полупроводниковый переход, возникающая при этом разность напряжений (например,  $\Delta V_{\text{BE}}$  между базой и эмиттером биполярного транзистора) является линейной функцией абсолютной (по Кельвину) температуры  $T$ . Эту общеизвестную истину можно использовать для точного измерения температуры. В технической литературе эта взаимосвязь подробно описана в [1-4] и имеет множество реализаций. Данная статья предлагает некоторые направления для улучшения и вариаций базовой идеи. Основная формула, описывающая это явление, выглядит следующим образом:

$$\Delta V = 86.4 \times T \times \ln \left( \frac{I_{\text{HIGH}}}{I_{\text{LOW}}} \right),$$

где величина  $\Delta V$  выражена в милливольтгах. Установка отношения токов  $I_{\text{HIGH}}/I_{\text{LOW}} = 10$  дает  $\Delta V$  приблизительно 200 мкВ на градус. Ключевым моментом в практической реализации этой идеи является коммутация тока с высокостабильным соотношением  $I_{\text{HIGH}}/I_{\text{LOW}}$ , что можно сделать, используя ряд дискретных компонентов. В данной статье предполагается интегрированный подход с цифровым управлением (Рисунок 1).

Переключение тока со стабильным соотношением  $I_{\text{HIGH}}/I_{\text{LOW}}$  осуществляется с помощью ЦАП с токовыми выходами. Типичный ЦАП имеет два токовых выхода – прямой  $I_1$  и

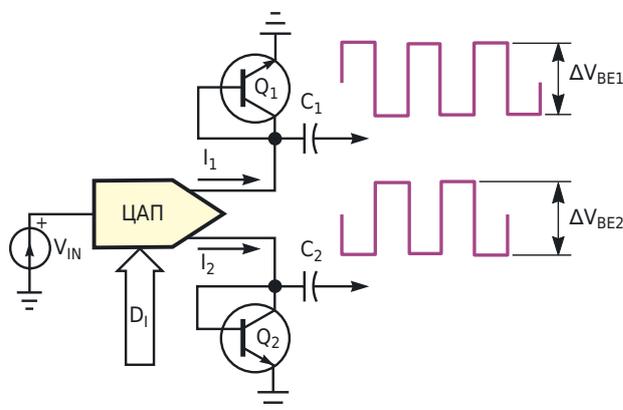


Рисунок 1. ЦАП модулирует транзисторы  $Q_1$  и  $Q_2$  с помощью своих двух токовых выходов;  $\Delta V_{\text{BE}}$  является линейной функцией абсолютной температуры.

комплементарный  $I_2$ . Эти выходы позволяют проводить одновременные двухканальные измерения температуры. Отношение токов  $I_{\text{HIGH}}/I_{\text{LOW}}$  зависит от входного цифрового кода  $D_1$ ; этот код можно запрограммировать с помощью микроконтроллера. Очевидно, что схему можно использовать для одноканальных измерений температуры, просто игнорируя второй выход. Если требуется больше двух каналов, можно использовать дополнительные ЦАП или многофазный ЦАП [5].

Схема на Рисунке 1 работает следующим образом. Выходные токи  $I_1$  и  $I_2$  являются функциями входного цифрового кода  $D_1$  и входного напряжения  $V_{\text{IN}}$ :

$$I_1 = \left( \frac{V_{\text{IN}}}{R_{\text{EQ}}} \right) \times \left( \frac{D_1}{2^N} \right)$$

и

$$I_2 = \left( \frac{V_{IN}}{R_{EQ}} \right) \times \left( \frac{2^N - D_1}{2^N} \right),$$

где

$R_{EQ}$  – эквивалентное передаточное сопротивление ЦАП,

$D_1$  – десятичный эквивалент входного двоичного кода.

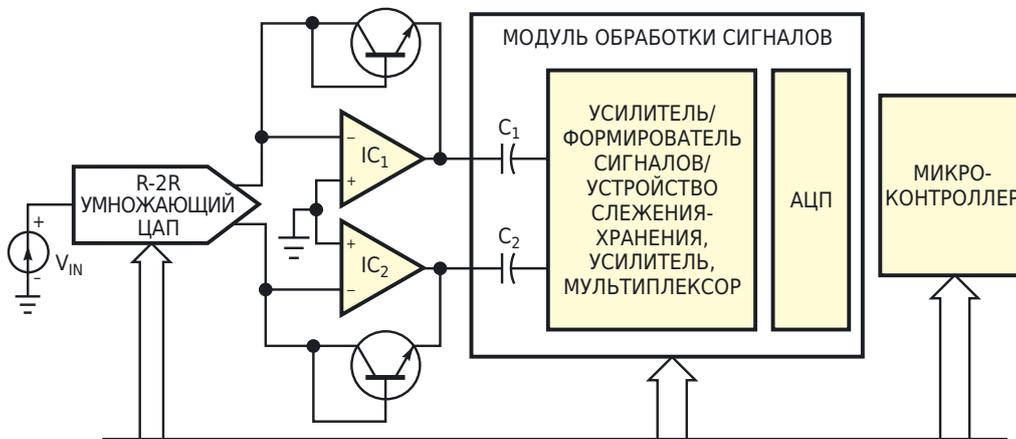
Полный цикл измерения состоит из двух фаз, переключающих коды со значения  $D_1$  на  $D_2$ . Если  $D_1 > D_2$ , то отношение токов  $I_{HIGH}/I_{LOW}$  для выхода  $I_1$  равно  $D_1/D_2$ . Отношение токов для второго выхода  $I_2$  равно

$$\frac{2^N - D_2}{2^N - D_1}.$$

Для 10-разрядного ЦАП ( $N = 10$ ) при выборе  $D_1 = 931$  и  $D_2 = 93$  отношение  $I_{HIGH}/I_{LOW}$  на обоих выходах равно 10.01, что близко к «стандарту» [3] и [4]. Для 8-разрядного ЦАП эти значения равны  $D_1 = 233$  и  $D_2 = 23$ , что дает отношение  $I_{HIGH}/I_{LOW} = 10.13$  на обоих выходах. Важно, чтобы это соотношение практически не зависело от изменений входного напряжения  $V_{IN}$ . Таким образом, для схемы подойдет любой нестабилизированный источник напряжения. От источника требуется лишь кратковременная стабильность в течение цикла измерения. Кроме того, во многие современные ЦАП интегрированы источники опорного напряжения.

Следует отметить, что применимы и другие отношения  $I_{HIGH}/I_{LOW}$ . Более того, в общем случае нет необходимости иметь одинаковые соотношения токов для обоих выходов. Таким образом, можно установить разные значения чувствительности для двух каналов. Более высокие соотношения увеличивают чувствительность, но эффекты саморазогрева накладывают определенные ограничения на  $I_{HIGH}$ , а уровни шума устанавливают нижний предел для  $I_{LOW}$ . Таким образом, типичными значениями для биполярных транзисторов общего назначения являются 100 и 10 мкА. Поскольку большинство R-2R ЦАП общего назначения имеют  $R_{EQ}$  от 10 до 100 кОм, следует выбирать подходящее значение  $V_{IN}$  (обычно от 2.5 до 10 В). В качестве альтернативы, чтобы получить желаемый ток  $I_{HIGH}$ , можно использовать дополнительный последовательный резистор  $R_S$  (не показан на Рисунке 1), подключенный между источником напряжения и входом ЦАП. Лестничная цепь R-2R имеет эквивалентное входное сопротивление  $R$ , которое не меняется с изменением цифрового кода. С дополнительным последовательным резистором эквивалентное передаточное сопротивление становится равным  $R + R_S$ . Обратите внимание, что этот последовательный резистор может быть практически любого типа, поскольку его влияние на точность соотношения токов ограничено.

При практической реализации следует учитывать конечное значение  $V_{BE}$  на выходе ЦАП, поскольку его изменение с температурой может повлиять на точность измерений.



**Рисунок 2.** Два операционных усилителя  $IC_1$  и  $IC_2$  обеспечивают виртуальную землю для обоих токовых выходов ЦАП.

Если ЦАП имеет внутренние источники тока, можно использовать схему на Рисунке 1 как есть, поскольку  $V_{BE}$  оказывает ограниченное влияние на соотношение токов. В случае использования R-2R ЦАП более подходящей является схема на Рисунке 2. Два операционных усилителя  $IC_1$  и  $IC_2$  поддерживают потенциалы виртуальной земли на обоих токовых выходах, тем самым сохраняя высокую точность отношения токов. Остальная часть схемы на Рисунке 2 выполняет измерения  $\Delta V_{BE}$ . Эту часть схемы можно реализовать с помощью усилителя/формирователя сигналов, следящего запоминающего усилителя и АЦП, управляемого любым универ-

сальным микроконтроллером. Советы по реализации можно найти в [3] и [4]. [РЛ](#)

## Ссылки

1. Belousov, Alexander, "Temperature Measurement Device," SU Author Certificate 1599674, registered June 15, 1990.
2. Belousov, Alexander, "Temperature Measurement Device," SU Author Certificate, registered May 1, 1991.
3. Steele, Jerry, "Sense temperatures without Calibration, Electronic Design, May 13, 1998, pg 130.
4. Setton, Joel, "Multichannel temperature measurement system," Electronic Design, July 10, 2000.
5. Belousov, Alexander, "Multiphase DAC modifies R-2R ladder," EDN, Jan 18, 1996, pg 87.

# Понимание процессора Arm Cortex-M0+ и его возможностей

Alan Earls

Electronic Design

Cortex-M0+ – не самый новый, маленький малопотребляющий процессор, и, на самом деле, некоторые новые продукты могут превосходить его. Однако его широкое распространение и развитая экосистема продолжают делать процессор привлекательным предложением для приложений с низким энергопотреблением.

Итак, что важно знать о Cortex-M0+ (см. Рисунок 1)? Серия процессоров Cortex-M в целом призвана удовлетворить потребность рынка в устройствах с ограниченным энергопотреблением и низкой стоимостью, а значит, подходящих для широкого спектра приложений. Процессор Cortex-M0+ еще больше рас-

ширяет возможности семейства, предъявляя наименьшие требования к площади платы и энергопотреблению. Благодаря этому Cortex-M0+ хорошо подходит для носимых устройств и датчиков.

Cortex-M0+ был оптимизирован под конкретные задачи, и по набору инструкций полностью совместим с Cortex-M0. Это означает, что для обоих можно использовать идентичные инструменты компиляции и отладки.

Кристалл Cortex-M0+ имеет опцию, называемую Micro Trace Buffer (MTB) – простой буфер микротрассировки инструкций. Он дополняет возможности отладки в Cortex-M0. Также могут быть добавлены опции, заимствованные из Cortex-M3 и -M4.

Главное, что нужно знать о Cortex-M0+, – это то, что он основан на архитектуре ARMv6-M и имеет общие наборы инструкций с Cortex-M0. Применимы наборы подкоманд: Thumb-1 (большинство); отсутствуют CBZ, CBNZ, IT и Thumb-2 (некоторые); и только BL, DMB, DSB, ISB, MRS, MSR.

Cortex-M0+ имеет 32-битный целочисленный аппаратный умножитель с 32-битными результатами, от 1 до 32 прерываний, а также немаскируемые прерывания.

Функция блока защиты памяти Cortex-M0+ (MPU) заключается в наблюдении за тем, чтобы никакая задача, выполняемая процессором, не повредила память или не повлияла на другие активные задачи. Блок MPU, обыч-

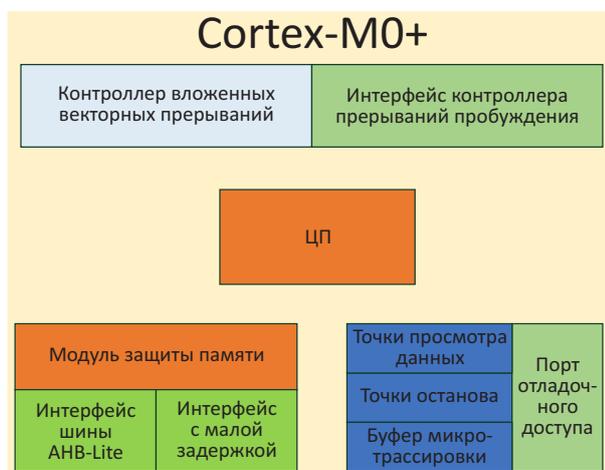


Рисунок 1. 32-разрядный Cortex-M0+ – это микропроцессор в миниатюрном корпусе.

# ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ НА DIN-РЕЙКУ

## БОЛЬШОЙ ВЫБОР В НАЛИЧИИ

ЗАПРОСИТЬ



но управляемый с помощью RTOS, может обнаруживать попытки несанкционированного доступа к памяти.

### Конвейеризация в Cortex-M0+

Оригинальные ядра Cortex-M0 (а также Cortex-M3 и -M4) построены с использованием трехступенчатого конвейера. Cortex-M0+ отличается тем, что в нем используется двухступенчатый конвейер. В Cortex-M0+ снижено энергопотребление и повышена производительность за счет сокращения конвейеризации с трех до двух ступеней. Большее количество инструкций, выполняемых за цикл, связано с тем, что ветвления занимают на один цикл меньше. Этап 1 – это выборка и предварительное декодирование, а этап 2 – основное декодирование и выполнение.

Почему двухступенчатый? Использование двухступенчатого конвейера вместо трехступенчатого сокращает количество обращений к флэш-памяти. Это важно, поскольку

потребление энергии флэш-памятью часто является основным фактором энергопотребления микроконтроллера. Таким образом, сокращение числа обращений к флэш-памяти может значительно снизить общее энергопотребление.

### Сколько уровней приоритета прерываний поддерживает Cortex-M0+?

Контроллер вложенных векторных прерываний (NVIC), который функционирует как интерфейс между ядром и любыми внешними источниками прерываний, является частью Arm Cortex-M0+. Он может поддерживать немаскируемые прерывания (NMI) со свойствами, аналогичными свойствам других внешних прерываний, и подключаться к запросу NMI процессора, но отдельно.

Аналогично, контроллер внешних прерываний (EIC) может генерировать событие и позволяет настраивать каждую линию пре-

рываний индивидуально. Также поддерживаются обнаружение сигналов прерываний по импульсу и уровню, быстрая обработка исключений и сцепление прерываний.

NVIC обеспечивает интерфейс между внешними по отношению к ядру источниками прерываний (например, периферийными устройствами и внешними выводами) и самим ядром.

Приоритету каждого источника прерываний программно присваивается один из четырех уровней. Это можно использовать, например, когда два отложенных прерывания имеют одинаковый приоритет. В таком случае приоритет отдается прерыванию с наименьшим номером исключения, также известному как наименьший адрес вектора прерывания.

## Характеристики и использование Cortex-M0+

Cortex-M0+ считается одним из самых энергоэффективных процессоров Arm для встраиваемых приложений с урезанными возможностями. M0+ имеет двухступенчатый конвейер ядра, что позволяет ему достичь энергопотребления 11.2 мкВт/МГц при сохранении производительности 2.42 CoreMark/МГц. Процессор также имеет три режима пониженного энергопотребления, которые можно использовать для экономии энергии в зависимости от требований к обработке данных.

Согласно опубликованным источникам, ядро Cortex-M0+ широко внедрено в отрасли.

Примеры включают:

- ABOV Semiconductor A31G11x, A31G12x, A31G314;
- Cypress PSoC 4000S, 4100S, 4100S+, 4100PS, 4700S, FM0+;
- Epson S1C31W74, S1C31D01, S1C31D50;
- Holtek HT32F52000;
- Microchip SAM C2, D0, D1, D2, DA, L2, R2, R3; and PIC32CM JH and MC[31];
- NXP LPC800, LPC11E60, LPC11U60;
- NXP (Freescale) Kinetis E, EA, L, M, V1, W0, S32K11x;
- Raspberry Pi RP2040 (два ядра M0+);
- Renesas S124, S128, RE, RE01;
- Silicon Labs (Energy Micro) EFM32 Zero, Happy;
- STMicroelectronics STM32 L0, G0, C0, WL (одно ядро Cortex-M4 + одно ядро Cortex-M0+)(92).

В ряде других устройств Cortex-M0+ используется в качестве вторичного ядра. Примечательно, что малая площадь ядра Cortex-M0+ позволяет ему успешно функционировать в качестве отдельного ядра, встроенного в более крупное устройство в качестве дополнительного ядра. В такой компоновке Cortex-M0+ может обеспечивать разделение задач и/или изоляцию оборудования. **ПЛ**

## Ссылки

1. [Arm Cortex-M0+ – getting the most out of the technology](#)
2. [Arm Cortex-M0+ in a nutshell](#)

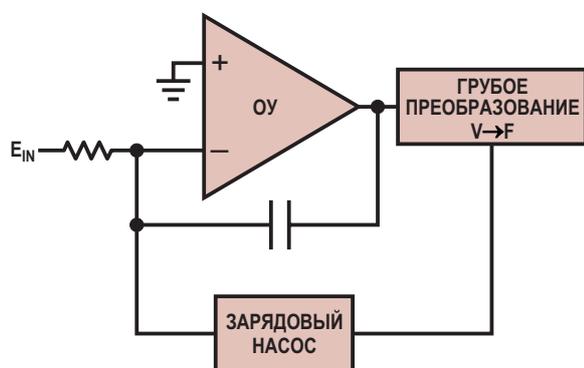
# Прецизионный диодный зарядовый насос

Stephen Woodward

EDN

Почти четыре десятилетия назад (в своей книге «Designs for High Performance Voltage-to-Frequency Converters – Проекты высококачественных преобразователей напряжения в частоту» [1]) известный разработчик Джим Уильямс описал пять основных методов преобразования напряжения в частоту. Один из них представлен на Рисунке 1.

Уильямс вкратце описывает принцип работы этой знаменитой топологии: «Усилитель постоянного тока управляет относительно грубым преобразователем напряжение-частота (ПНЧ). Этот ПНЧ рассчитан на достижение высокой скорости и широкого динамического диапазона за счет линейности и температурной стабильности. Выход схемы коммутирует зарядовый насос, выходное напряжение которого, интегрированное до постоянного тока, сравнивается с входным напря-



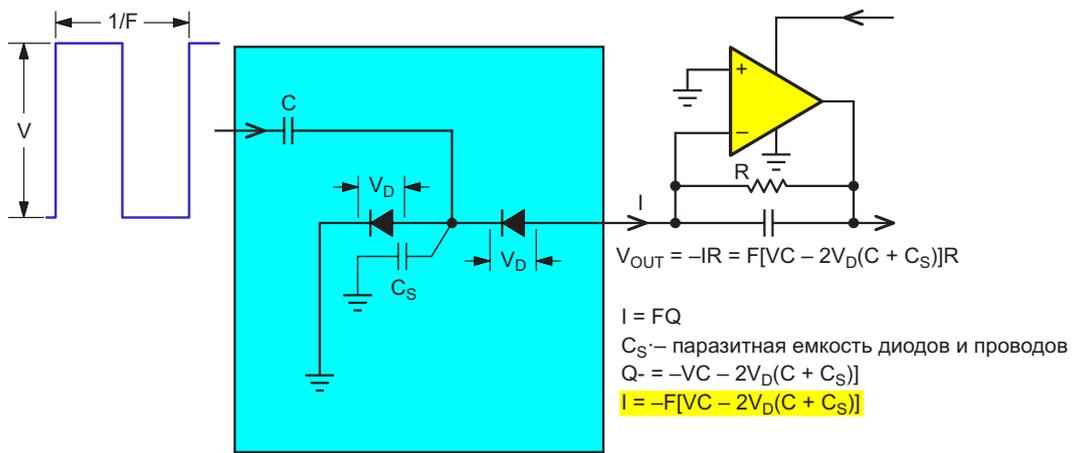
**Рисунок 1.** Прецизионный зарядовый насос замыкает цепь обратной связи, делая «грубое преобразование напряжение-частота» точным в соответствии с книгой «Designs for High Performance Voltage-to-Frequency Converters».

жением. Усилитель постоянного тока делает рабочую частоту ПНЧ прямой функцией входного напряжения».

Ранее в книге «Проекты высококачественных...» Уильямс представил несколько потрясающих конструкций ПНЧ, воплощающих концепцию Рисунка 1, в которых использовались различные зарядовые насосы. Два из них были диодного типа. Другие примеры конструкций ПНЧ Уильямса, включающих диодные насосы, подробно описаны в его увлекательном (и занимательном!) рассказе о творческом процессе проектирования: «The Zoo Circuit», глава 18 [2].

Успех этих и других конструкций с диодным насосом доказывает полезность диодов в прецизионных приложениях. Однако неотъемлемой проблемой при использовании диодных насосов в ПНЧ является тот неудобный факт, что ни один (реальный) диод не является идеальным. Диоды имеют нелинейное и зависящее от температуры падение напряжения, паразитную емкость, заряд обратного восстановления и другие «очаровательные» особенности. При проверке любого хорошего ПНЧ с диодным насосом (включая превосходные конструкции Уильямса) можно обнаружить, что значительные части схемы и компонентов предназначены для смягчения этих недостатков. На Рисунке 2 показаны места возникновения некоторых из этих ошибок и их влияние на точность накачки.

Если бы диоды в насосе на Рисунке 2 были идеальными, то каждый период входной час-



**Рисунок 2.** Реалии диодного насоса, которые могут приводить к таким ошибкам, как нелинейное и зависящее от температуры падение напряжения, паразитная емкость, заряд обратного восстановления и многое другое.

тоты выдавал бы порцию заряда  $Q = -VC$ , и мы бы имели  $V_{OUT} = FVCR$ . Но поскольку это не так, прямые напряжения ( $V_D$ ), паразитные емкости ( $C_S$ ) и т. д. вычитаются из чистого заряда, создаваемого насосом, оставляя

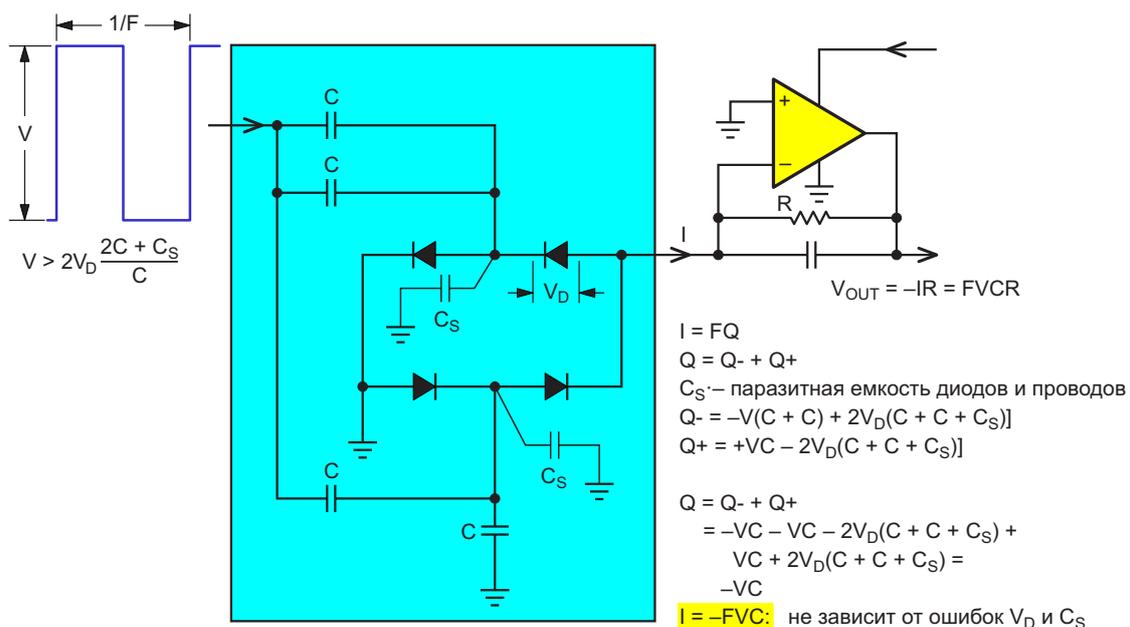
$$Q = -[VC - 2V_D(C + C_S)],$$

и делая

$$V_{OUT} = F[VC - 2V_D(C + C_S)]R.$$

Традиционные схемотехнические приемы для (хотя бы частичной) компенсации этих

ошибок и обнуления (большой части) вносимого ими температурного коэффициента (например, 2 мВ/°С для каждого  $V_D$ ) включают добавление цепочек диодов последовательно с опорными напряжениями ПНЧ и калибровочных подстроечных потенциометров во входных цепях. Хотя их можно заставить работать, тонкая настройка этих средств в конкретной конструкции может быть сложной, и ни одно из них не является особенно элегантным или простым.



**Рисунок 3.** ТВН добавляет насос с обратной полярностью и половинной амплитудой сигнала, который вычитает члены ошибки.

На Рисунке 3 показан подход, который полностью отличается от коррекции опорных напряжений и основан на методе ТВН (take-back-half, забрать половину).

ТВН добавляет новый насос противоположной полярности параллельно обычной паре диодов, управляемый емкостным делителем напряжения 1:2 с той же общей емкостью. В результате формируются зарядовые пакеты противоположной полярности, имеющие *половину* номинальной амплитуды сигнала, но *равную* амплитуду сигнала ошибки. Следовательно, при суммировании зарядов от чистого выходного сигнала насоса «забирается» *половина* желаемого сигнала, но исчезает *вся* ошибка.

В результате остается только оригинальный выходной сигнал, каким он был бы в случае идеального диода:

$$Q = -VC$$

и

$$V_{\text{OUT}} = FVCR.$$

Это словоблудие может показаться запутанным и сбивающим с толку (я знаю), но аналоговая алгебра проста и (я надеюсь) понятна. Пожалуйста, посмотрите на Рисунок 3. **РЛ**

## Ссылки

1. Williams, Jim. "[Designs for High Performance Voltage-to-Frequency Converters.](#)"
2. Williams, Jim. "[The Zoo Circuit.](#)"

# Программно-управляемый ТОЧНЫЙ ИСТОЧНИК ТОКА

Joe Neubauer

EDN

При добавлении нескольких недорогих миниатюрных компонентов вчерашний нерегулируемый источник тока, управляемый напряжением, превращается в программируемый источник тока, управляемый напряжением (Рисунок 1). Цифровой потенциометр (ЦП) IC<sub>1</sub> в сочетании с прецизионным операционным усилителем IC<sub>2</sub> устанавливает ток I<sub>SET</sub> через проходной транзистор, а шунтовой регулятор IC<sub>3</sub> обеспечивает на ЦП постоянное опорное напряжение. Работая в линейной области, транзистор управляет током нагрузки в ответ на приложенное напряжение затвора. Каждое приращение кода цифрового потенциометра увеличивает или уменьшает напряжение движка V<sub>IN+</sub> на неинвертирующем входе операционного усилителя. Таким

образом, V<sub>IN+</sub> изменяется относительно опорного напряжения, которое, в свою очередь, остается стабильным относительно шины питания:

$$V_{IN+} = \frac{V_{REF} (R_{TOT} / N_{STEPS})}{R_{TOT}}$$

где

R<sub>TOT</sub> – полное сопротивление цифрового потенциометра,

N<sub>STEPS</sub> – полное количество шагов ЦП.

В настоящее время доступно множество типов цифровых потенциометров, интерфейс которых, помимо жесткого, может быть одно-, двух- или трехпроводным. Например, ЦП IC<sub>1</sub> имеет трехпроводный интерфейс SPI

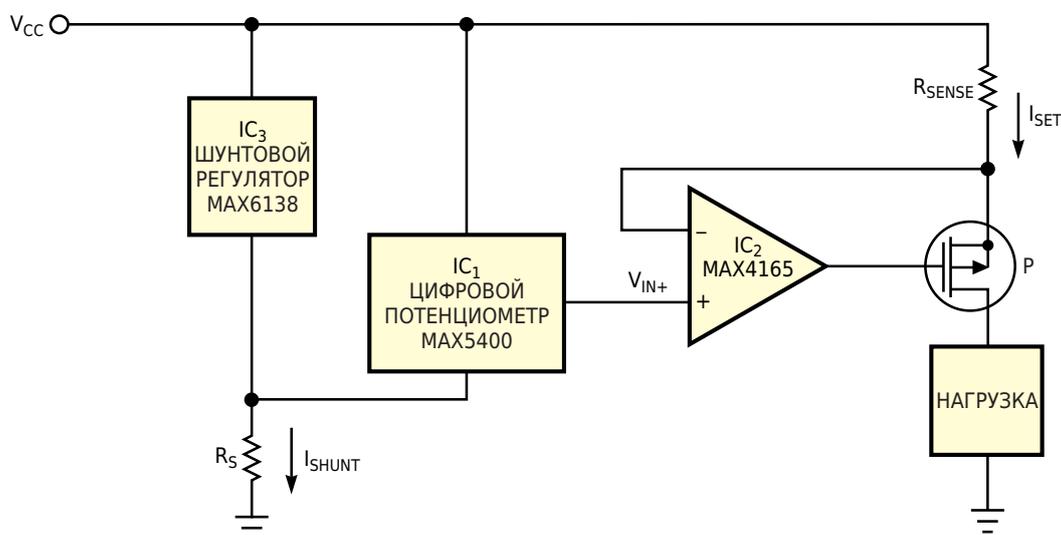


Рисунок 1. Этот программируемый источник тока подает ток в нагрузку 256 равными шагами.

и обеспечивает сопротивление между концами 50 кОм с 256 промежуточными значениями. Таким образом, каждое смещение движка цифрового потенциометра изменяет  $V_{IN+}$  на

$$V_{IN+} = \frac{3V(50 \text{ кОм} / 256)}{50 \text{ кОм}} = 11.72 \text{ мВ.}$$

Операционный усилитель IC<sub>2</sub> стабилизирует ток через проходной транзистор, а цифровой потенциометр задает ток через резистор R<sub>SENSE</sub>. Падение напряжения на резисторе R<sub>SENSE</sub> определяет ток I<sub>SET</sub> через проходной транзистор:

$$I_{SET} = \frac{V_{CC} - V_{IN+}}{R_{SENSE}}.$$

Схема может обеспечить любой уровень тока, при котором внешние компоненты – R<sub>SENSE</sub> и проходной транзистор – могут выдержать соответствующую рассеиваемую мощность ( $P = IV$ ). Поскольку цифровые потенциометры хорошо устанавливают соотношение сопротивлений с типичным логотметрическим температурным коэффициентом сопротивления 5 ppm/°C), точность и стабильность источника тока в первую очередь зависят от точности и стабильности микросхемы IC<sub>3</sub> и резистора R<sub>SENSE</sub>. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4165](#)
2. [Datasheet Maxim MAX5400](#)
3. [Datasheet Maxim MAX6138](#)

# Инструментальный усилитель с коэффициентом усиления два без внешних резисторов

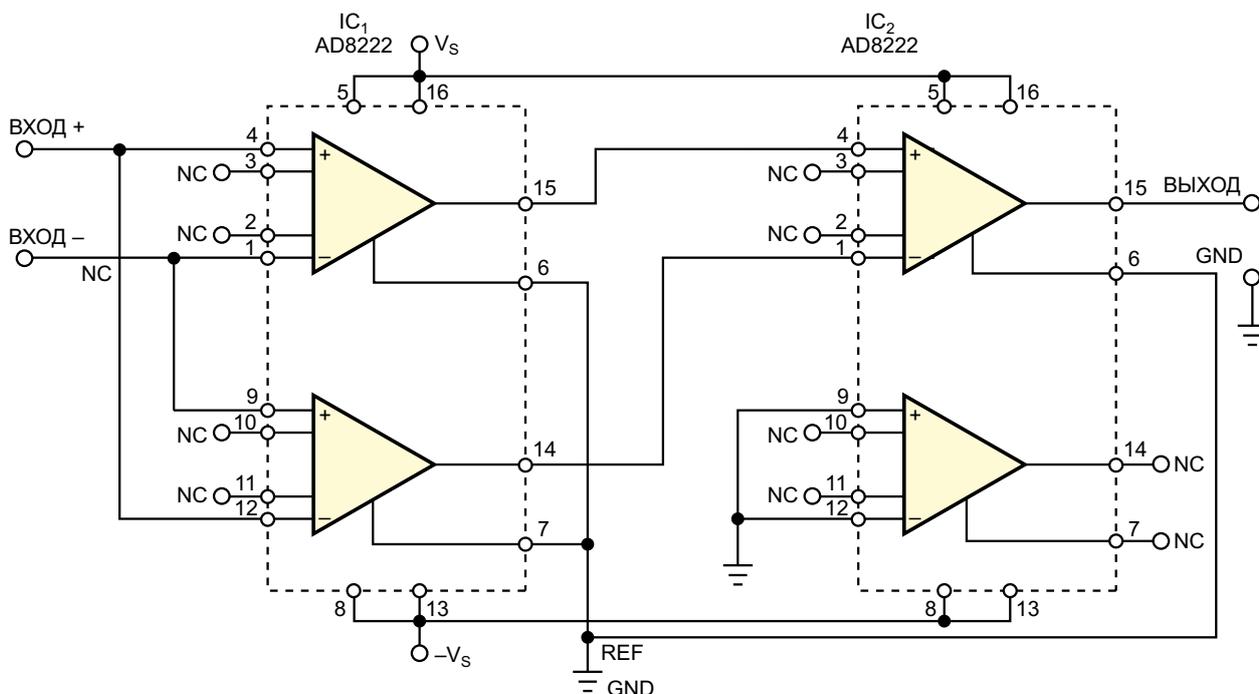
Marián Štofka

EDN

Инструментальный усилитель обеспечивает точный коэффициент усиления без резисторов обратной связи и при любом значении коэффициента усиления имеет высокие входные сопротивления неинвертирующего и инвертирующего входов. В типичной микросхеме инструментального усилителя общее усиление схемы определяет один резистор, подключенный к двум выводам установки усиления. Интегральные версии большинства инструментальных усилителей для единичного усиления позволяют оставлять выводы неподключенными, но требуют резистора установки усиления с конечным сопротивле-

нием для усиления, превышающего единицу. Хотя этот резистор может представлять собой крошечное устройство для поверхностного монтажа, его электроды и внутренний резистивный слой расширяют проводящую поверхность, подключенную к выводам установки усиления микросхемы. Расширенная поверхность действует как антенна и, таким образом, делает усилитель более восприимчивым к внешним электромагнитным полям.

На Рисунке 1 показана схема инструментального усилителя, который обеспечивает усиление в два раза без использования внешних резисторов. Схема содержит каскад



**Рисунок 1.** Этот композитный инструментальный усилитель, созданный на основе двух двухсекционных микросхем инструментальных усилителей, обеспечивает коэффициент усиления два с погрешностью менее 0.06% и не требует резисторов установки усиления.

несимметричного усилителя с дифференциальным выходом, образованный двумя каналами микросхемы IC<sub>1</sub>, инструментальный усилитель AD8222 и дифференциальный усилитель, состоящий из одной половины IC<sub>2</sub> – второй микросхемы AD8222. Все три секции инструментального усилителя в схеме сами по себе обеспечивают усиление, равное единице. Поскольку сигналы дифференциальных выходов первого каскада имеют противоположные знаки, их разность в два раза превышает разность входных сигналов.

Ошибка усиления схемы в худшем случае не превышает значения  $\delta_2 = 3\delta_1$ , где при усилении, равном единице,  $\delta_1$  представляет

собой максимальную ошибку усиления одной секции AD8222. Для микросхем группы В значение  $\delta_2$  рассчитывается как  $\delta_2 \leq 0.06\%$  (см. техническое описание AD8222). Как правило,  $\delta_2$  редко достигает своего максимального значения. При разумных предположениях, что ошибки усиления всех трех усилителей независимы и подчиняются распределению Гаусса, вероятность появления  $\delta_2 = 3\delta_1$  равна примерно 1/20 вероятности обнаружения одного усилителя с максимальной погрешностью усиления  $\delta_1$ . **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8222](#)

# Моделирование входного тока смещения токовых зеркал

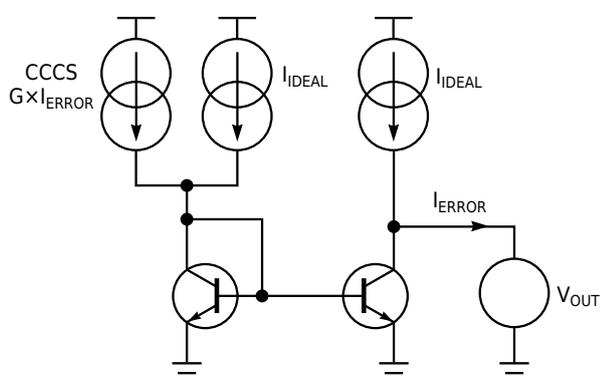
Johan Bauwelinck

EDN

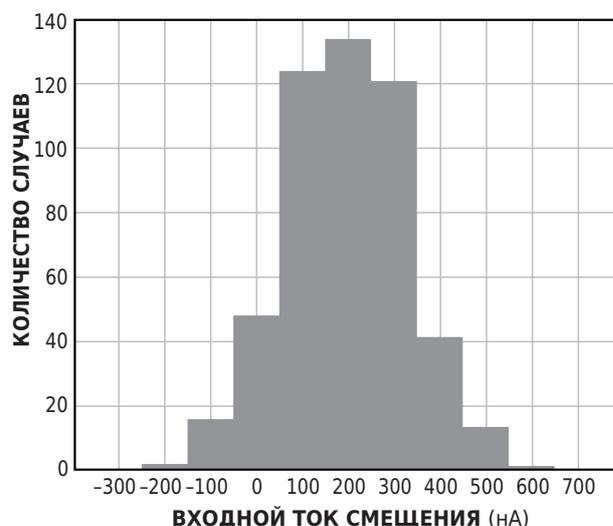
Смоделировать выходной ток смещения токового зеркала несложно. Нужно просто подать входной ток, измерить выходной ток и вычислить разность. Однако этот выходной ток смещения не равен входному току смещения, особенно когда отношение токов схемы зеркала не равно 1:1. Моделирование входного тока смещения с высокой точностью является более сложной задачей. Предположим, вы имеете дело с зеркалом 1:1 и хотите узнать, какой входной ток необходим для получения выходного тока 10 мкА. В идеале входной ток должен составлять 10 мкА, если предположить, что входной ток смещения равен нулю. Однако из-за конечного значения бета биполярных транзисторов, конечных выходных сопротивлений, рассогласова-

ний и т. д. входной ток смещения не равен нулю. Схема на Рисунке 1 обеспечивает высокую точность и малое время моделирования.

Для того чтобы заставить ток CCCS (current-controlled current source, источник тока, управляемый током) сравняться с током смещения на входе, используется обратную связь. Ток, текущий в источник напряжения  $V_{OUT}$ , представляет собой разность между выходным током зеркала и идеальным выходным током  $I_{IDEAL}$ . Этот ток является «током ошибки» ( $I_{ERROR}$ ). Когда ток CCCS равен входному току смещения, ток ошибки равен нулю. CCCS с большим коэффициентом уси-



**Рисунок 1.** Эта схема используется для моделирования входных токов смещения токового зеркала.



**Рисунок 2.** Эта гистограмма показывает распределение входного тока смещения.

ления усиливает ток ошибки, и CCCS добавляет его к входному току. Таким образом, создается цепь обратной связи, и ток, измеряемый через CCCS, является входным током смещения. В цепи обратной связи реализован большой коэффициент усиления, который обеспечивает высокую точность (пренебрежимо малый ток ошибки). А поскольку результат получается путем вычисления рабочей точки по постоянному току, время моделирования невелико.

На Рисунке 2 показаны результаты моделирования 500 прогонов методом Монте-

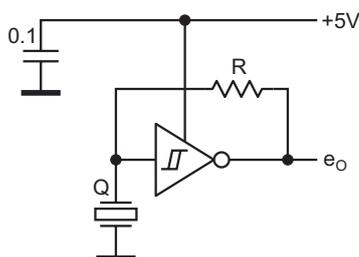
Карло для  $I_{IDEAL} = 10 \text{ мкА}$ , коэффициента усиления  $G = 1000$  и  $V_{OUT} = 1 \text{ В}$ . N-p-n транзисторы имеют длину эмиттера 40 микрон и изготавливаются с использованием BiCMOS кремний-германиевого технологического процесса с проектными нормами 0.35 микрон, но этот метод моделирования можно использовать для всех токовых зеркал и всех типов транзисторов. Среднее значение распределения для гистограммы на Рисунке 2 составляет 194 нА, а стандартное отклонение – 131 нА. Среднее значение не равно нулю из-за ошибки, вносимой базовым током. **РЛ**

# Кварцевый генератор с ударным возбуждением

Peter Demchenko

EDN

Схема на Рисунке 1 кажется предельно простой, но демонстрирует необычное поведение. Она генерирует почти прямоугольные импульсы на частотах нечетных гармоник кварцевого резонатора, включая основную частоту.

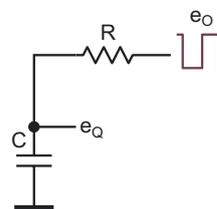


**Рисунок 1.** Простая схема, которая генерирует почти прямоугольные импульсы с нечетным числом гармоник кварцевого резонатора.

Выходную частоту схемы  $F_0$  можно задавать, просто изменяя сопротивление резистора.

В схеме используется ударное возбуждение резонансных колебаний кварцевого кристалла. В отличие от известных генераторов, в схеме применяется обратная связь от ее крайне нелинейного выхода, которая обеспечивает ударное возбуждение кварцевого резонатора, синхронизирующего колебания схемы.

Одним из потенциально странных решений было использование триггера Шмитта в качестве активного элемента, хотя этот триг-



**Рисунок 2.** Эквивалентная схема RC-фильтра нижних частот, обеспечивающего возбуждение кварцевого генератора.

гер гораздо полезнее обычного инвертора; в данном случае он также обеспечивает необычные возможности схемы.

Выходные прямоугольные импульсы триггера Шмитта содержат только компоненты нечетных гармоник (вида  $2\pi(2k-1)\times f$ ).

Таким образом, отфильтровывая нежелательные составляющие с помощью RC-фильтра нижних частот (см. эквивалентную схему на Рисунке 2), можно обеспечить достаточно хорошее возбуждение кварца. (Здесь  $C$  – общая емкость, связанная с узлом кварцевого резонатора: паразитная емкость плюс емкости входа триггера и самого кварца).

Предполагая, что пороги  $V_{T1}$  для нарастающего фронта и  $V_{T0}$  для спадающего фронта симметричны (случай 54HC14), частоту свободных колебаний  $F_{QFR}$  RC-генератора на основе триггера Шмитта можно приблизительно найти по формуле:

$$F_{OFR} = \frac{1}{2RC \ln 2} = \frac{0.72}{RC}.$$

Чтобы синхронизация была возможна, эта частота свободных колебаний должна быть немного меньше целевой частоты.

Примечание: если это условие не выполняется, схема может возбуждаться на случайной комбинации субгармоник кварцевого резонатора или на любой несвязанной частоте, определяемой в основном RC. Вопрос о фазовых шумах такого генератора также остается открытым.

Схема может оказаться менее полезной для более высоких частот, поскольку увеличение частоты означает уменьшение сопротивления резистора R и, следовательно, более сильное шунтирование резонатора этим резистором. Более низкие значения R также искажают нашу простую модель генератора прямоугольных импульсов.

Но она хорошо подходит для относительно низкочастотных кварцевых резонаторов; ее использовали для частот в диапазоне от 32 кГц до 1 или 2 МГц.

Например, при частоте кварцевого резонатора  $F_Q = 100$  кГц значения R в диапазоне от 150 до 250 кОм соответствуют основной частоте (100 кГц), R в диапазоне от 85 до 40 кОм дает 3-ю гармонику (300 кГц), значения в диапазоне от 65 до 75 кОм дадут 5-ю гармонику (500 кГц) и так далее. Разумеется, все эти значения приведены в качестве ориентира для случая 54HC14 и напряжения питания 5 В. 

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD54HC14](#)

# Получить аудиосигнал с THD меньше 0.0002% несложно

Jordan Dimitrov

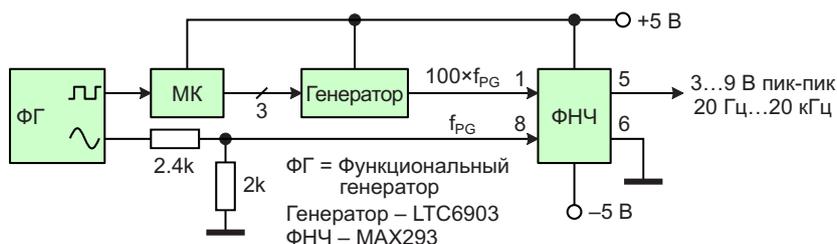
EDN

Если вам нужна очень чистая синусоида в звуковом диапазоне, вам может помочь схема на Рисунке 1. Все очень просто. Синусоида с суммарным коэффициентом гармоник (THD), равным 1%, поступающая от функционального генератора, проходит через следящий фильтр нижних частот, который ослабляет гармоники, вызывающие искажения, в 7900 раз (–78 дБ) или более. В результате получается синусоида с искажениями менее 0.0002% (2 ppm).

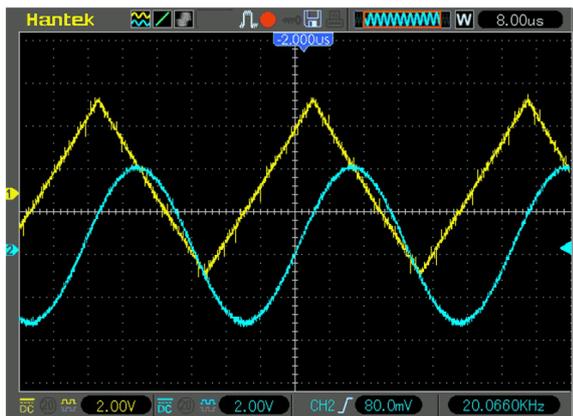
Преимущество этой реализации заключается в том, что функциональные генераторы выдают два сигнала – синусоидальный и прямоугольный – с одинаковой частотой. Синусоида поступает на фильтр нижних частот. Делитель напряжения уменьшает амплитуду, чтобы она не выходила за пределы входного диапазона фильтра. Фильтру на коммутируемых конденсаторах необходим тактовый сигнал с частотой, в 100 раз превышающей частоту фильтруемого сигнала. Тактовый сигнал формирует пара микроконтроллер–генератор. Микроконтроллер (МК) измеряет частоту сигнала, поступающего от функционального

генератора, умножает ее на 100, формирует 16-битное управляющее слово и отправляет его в генератор через интерфейс SPI. Генератор вырабатывает прямоугольные импульсы для фильтра. Частота излома характеристики фильтра равна основной частоте входного напряжения.

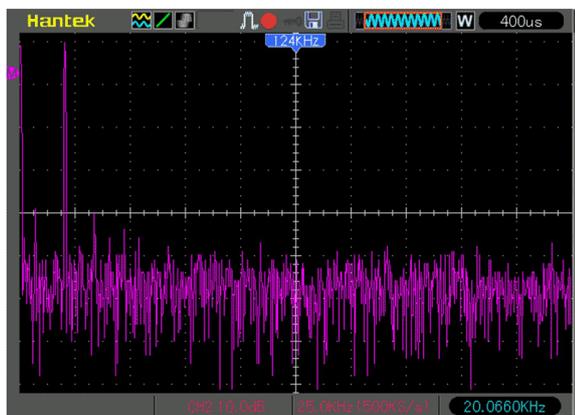
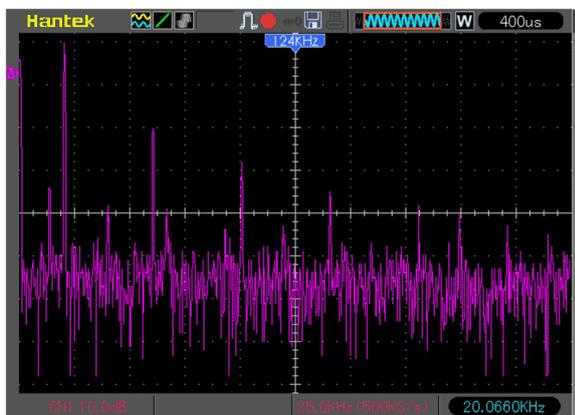
На Рисунках 2 и 3 показана работа схемы с треугольным сигналом частотой 20 кГц. Осциллограммы на Рисунке 2 показывают сигнал функционального генератора и сигнал на выходе фильтра. На Рисунке 3 представлены спектры этих сигналов. Фильтр пропускает основную частоту и снижает уровень гармоник, вносящих искажения, до уровня шумового порога. Разница между основной частотой и уровнем шума составляет около 50 дБ, что является нормальным для 8-битного АЦП осциллографа. Для того, чтобы уловить разницу примерно в 80 дБ, ожидаемую для синусоиды, требуется более сложное (и более дорогое) оборудование. Любопытные читатели могут получить представление об этом, пройдя по ссылкам [1-4].



**Рисунок 1.** Умножитель частоты и следящий фильтр нижних частот снижают THD синусоидального сигнала, поступающего от функционального генератора, на 78 дБ и более.



**Рисунок 2.** Сигнал функционального генератора и сигнал на выходе фильтра во временной области.



**Рисунок 3.** Спектр треугольного сигнала частотой 20 кГц: основная гармоника на 50 дБ превышает уровень шумового порога. Для синусоидального сигнала требуется более сложное оборудование.

Стоит отметить, что такой же подход был использован для фильтрации сигнала прямоугольной формы или сгенерированной цифровым способом синусоиды с очень небольшим количеством ступеней (см. ссылки [5-7]).

Несмотря на большое ослабление в фильтре, выходной сигнал не является чистой синусоидой из-за высокого уровня гармоник во входном сигнале: 43% для прямоугольного сигнала и 11-12% для «синусоиды», состоящей из пяти ступеней. В предлагаемой схеме используется входной сигнал с искажениями 1% (аналоговые функциональные генераторы) или 0.1% (функциональные генераторы на основе прямого цифрового синтеза), поэтому выходной сигнал будет как минимум в 10 или 100 раз чище, чем в предыдущих схемах.

Если вы решите сделать эту схему, измеряйте период, а не частоту сигнала, поступающего от генератора сигналов. Тогда наибольшее время измерения составит 50 мс, а не секунды.

Кроме того, убедитесь, что интервал периода входного сигнала заполняется не менее чем 1000 тактовыми импульсами; цель – получить точность 0.1%. Это означает, что для самого короткого периода в 50 мкс требуется тактовая частота 20 МГц или более. Для более длительных периодов следует использовать более низкие тактовые частоты, чтобы необходимое число тактовых импульсов заполнения не было слишком большим.

Наконец, поддерживайте амплитуду синусоидального сигнала в диапазоне от 3 до 9 В пик-пик. Это диапазон, в котором фильтр обеспечивает минимальные искажения и шумы. **РЛ**

## Ссылки

1. Williams J., G. Hoover. Test 18-bit ADCs with an ultrapure sine-wave oscillator. EDN, Aug. 11, 2011, 19-23.
2. Janasek V. [An ultra low-distortion oscillator with THD below -140 dB.](#)
3. [ARTA software](#)
4. TSP #234 – [QuantAsylum QA403 24-bit, 0.0001% THD Audio Analyzer Review, Teardown & Experiments](#)
5. Horowitz P., W. Hill. The art of electronics. 3rd, 2015, pg. 436.
6. Saab A. Locked-sync sine generator covers three decades with low distortion. EDN, Sep 18, 2008.
7. Elliot R. [Sinewave oscillators, Section 8 – Digital generation.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC6903](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX293](#)

# Эволюция осциллографов от скромных дисплеев до мощных инструментов

Alix Paultre

Electronic Design

*От первых приборов на основе ЭЛТ до новейших многофункциональных мощных устройств, почтенный осциллограф давно стал главной опорой разработчиков электроники.*

Осциллографы способны графически отображать различные характеристики электронных схем в виде двумерной диаграммы зависимости от времени, воспроизводя сигналы, которые слишком быстры и непостоянны, чтобы их можно было воспринимать только человеческим глазом. Осциллограф не только является основным инструментом инженера-электронщика, но и может использоваться в военной/авиационной сфере, науке, медицине, телекоммуникациях и других областях.

Анализ таких свойств сигнала, как амплитуда, частота, время нарастания, временной интервал, искажения и другие аспекты, является существенным фактором повышения эффективности процесса проектирования. Вначале для расчета этих величин требовалось вручную измерять параметры осциллограммы по шкалам, встроенным в экран прибора.

## Генезис осциллографа

Первые визуализации высокоскоростных электрических напряжений выполнялись с помощью электромеханического регистратора (Рисунок 1). Со временем их заменили осциллографы на основе электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) для отображения результатов. Устройства, которые когда-то называли

электронно-лучевыми осциллографами, были вытеснены цифровыми запоминающими осциллографами (DSO) с тонкими ЖК-дисплеями, быстрыми аналого-цифровыми преобразователями (АЦП) и цифровыми сигнальными процессорами (DSP).

Электромагнитный регистратор, изобретенный Уильямом Дадделлом (William Duddell), измерял изменения электрического тока, проходящего через магнитную катушку, создающие в катушке импульсы, поддающиеся прямому измерению. В некоторых моделях использовалось зеркало, отражающее луч



**Рисунок 1.** Электромагнитный регистратор измеряет изменения электрического тока, пропуская его через магнитную катушку.

света, что позволяло измерять мельчайшие движения катушки. В других был указатель для записи значений, часто снабженный пишущей ручкой. Современный осциллограф может иметь встроенный дисплей или представлять собой электронный модуль, подключаемый к компьютеру или ноутбуку для обработки, отображения и записи осциллограмм.

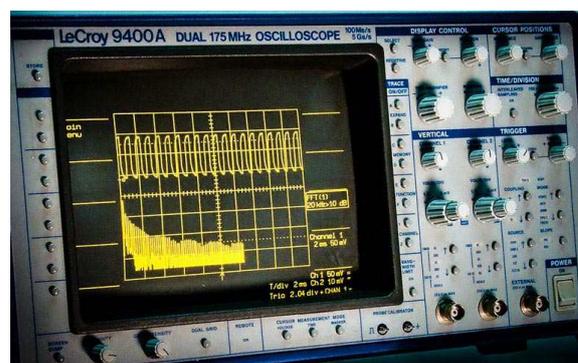
Первый электронно-лучевой осциллограф был создан немецким физиком Фердинандом Брауном (Ferdinand Braun), а в 1931 году В. К. Зворыкин разработал герметичную вакуумную ЭЛТ с термоэлектронным эмиттером, что позволило компании General Radio выпустить осциллограф, который можно было использовать вне лаборатории.

Первый двухлучевой осциллограф был создан в конце 1930-х годов британской компанией A.C. Cossor, которую позже приобрела Raytheon. Широко использовавшиеся во время Второй мировой войны для работы с радиолокационным оборудованием, ЭЛТ создавали не настоящий двойной луч, а скорее раздвоенный луч, сформированный дополнительной пластиной между вертикальными отклоняющими пластинами.

Ранние осциллографы оснащались синхронизированным генератором пилообразного напряжения, обеспечивающим развертку во времени. Зарядка конденсатора постоянным током создает нарастающее напряжение, которое затем подается на горизонтальные отклоняющие пластины для управления разверткой. Когда напряжение на конденсаторе достигало определенной точки, он разряжался, и луч возвращался влево, чтобы начать новый цикл. Зарядный ток можно было регулировать таким образом, чтобы период генератора пилообразного напряжения был больше, чем кратное значение длительности сигнала вертикальной оси.

## Первый цифровой осциллограф реального времени

Представляя собой цифровое решение с аналоговым управлением, 175-мегагерцовый осциллограф 9400 Dual бросил вызов отрасли, предложив дисплей, на котором в реальном времени отображается как входной сигнал в верхней части, так и его вычисленный спектр Фурье в нижней части (Рисунок 2). В дисплее, выпущенном в 1971 году,



**Рисунок 2.** Осциллограф 9400 Dual с полосой 175 МГц имел дисплей, на котором в реальном времени отображался как входной сигнал на верхней кривой, так и его вычисленный спектр Фурье на нижней кривой.

использовалась стандартная серийная телевизионная ЭЛТ.

Модель 9400 отличалась использованием разработанной LeCroy технологии памяти длительной выборки для практических возможностей анализа большого объема накопленных данных, в то время как другие решения были нацелены на имитацию восприятия экранов аналоговых осциллографов.

Несколько лет спустя компания LeCroy выпустила дискретизатор сигналов WD 2000 (Рисунок 3). Благодаря наличию в одном корпусе АЦП реального времени, памяти и дисплея, устройство в реальном времени регистрировало одиночные события. Он не отличался большой глубиной памяти – всего 20 выборок – и он не обеспечивал никакой обработки входного сигнала (только 50 Ом, 1 В полной шкалы), а его цена составляла около 20,000 долларов. Однако он обладал всеми



**Рисунок 3.** Дискретизатор сигналов WD 2000 объединил в одном корпусе АЦП реального времени, память и дисплей.

основными функциями цифрового осциллографа и был быстрым. Эти 20 выборок были разнесены на 1 нс в реальном времени.

Стробоскопические осциллографы (или осциллографы с «эквивалентным временем») существовали уже достаточно давно, обеспечивая гораздо более высокую частоту дискретизации, но только для повторяющихся сигналов, однако WD 2000 был осциллографом реального времени с небольшой ЭЛТ. Его скорость достигала таких значений благодаря технологии выборки тока, заимствованной из АЦП, которые компания разработала для экспериментов в области физики элементарных частиц и которые были известны как «Wilkinson Run-Down» АЦП. Они были довольно медленными, но очень точными, и их было 20 в отличие от более современных конструкций, основанных на одном параллельном АЦП.

Интересное замечание касается Майка Бедесема (Mike Bedesem), президента LeCroy Research Systems (так называлась компания в то время), который, как говорят, вручную наносил текст на лицевые панели WD 2000. WD2000 был предвестником цифрового осциллографа 9400 компании в том смысле, что он представлял собой конвергенцию технологий физики высоких энергий, применяемых для наблюдения сигналов. Он так же, как и 9400, представленный в 1984 году, был осциллографом для физиков.

## Стремление к совершенству

Электронная промышленность всегда стремилась к разработке все более совершенных решений, и мир осциллографов должен оставаться на переднем крае. Infiniium UXR, разработанная компанией Keysight Technologies, стала первой линейкой осциллографов реального времени, обеспечивающих высокоэффективный сбор данных с разрешением 10 бит (Рисунок 4). Решение предоставляет четыре параллельных канала с аналоговой полосой пропускания реального времени от 5 до 110 ГГц, каждый из которых одновременно выполняет выборку со скоростью 256 Гвыб/с.

Передовые характеристики, сверхнизкий уровень шумов и высокая точность передачи сигнала, реализованные в Infiniium UXR, позволяют инженерам фиксировать и исследовать

очень быстрые явления. Одно-, двух- и четырехканальные модели оснащены 10-битным АЦП и памятью глубиной до 2 гигаочек на канал.

Благодаря максимальному эффективному числу битов (ENOB) при полной полосе пропускания, уровень шумов канала вертикального отклонения Infiniium UXR составляет менее 1 мВ с.к.з. на частоте 110 ГГц. Кроме того, точность измерений прибора обеспечивается низким джиттером, составляющим менее 25 фс (с.к.з.), и межканальным джиттером – менее 10 фс (с.к.з.). Высокая точность работы гарантируется также наличием модулей самокалибровки.

Вдобавок ко всему, в приборах семейства используются специализированная микросхема (ASIC) ускорения измерений и контроллер памяти, позволяющий выполнять 5 триллионов целочисленных операций в секунду. Созданная Keysight фосфид-индиевая ASIC отличается низким уровнем шумов и высокой целостностью сигнала за счет выборки с временным разделением в полной полосе пропускания. 16 ГБ оперативной памяти осциллографа, четырехъядерный процессор с тактовой частотой 3.0 ГГц и аппаратное ускорение обеспечивают быструю обработку данных. А 15.4-дюймовый емкостной сенсорный экран позволяет Infiniium UXR измерять фронты со скоростью 2.8 пс.

## Универсальный инструмент

Конвергенция и интеграция стали основными движущими силами в электронной промышленности, и сфера тестирования и изме-



**Рисунок 4.** Infiniium UXR компании Keysight Technologies обеспечивает высокоэффективный сбор данных с разрешением 10 бит.

рений находится в русле этого тренда. Новейшие осциллографы – это не просто механизмы отображения информации, а полноценные мощные инструменты разработки с множеством функций.

Например, новейшее решение от Tektronix – осциллограф смешанных сигналов (MSO) Серии 2 – это не только мощный, быстрый и точный прибор, но и устройство с изящным, легким дизайном, оснащенное сенсорным дисплеем высокого разрешения с диагональю экрана 10.1 дюйма (Рисунок 5).



**Рисунок 5.** Осциллограф смешанных сигналов (MSO) Серии 2 имеет легкий дизайн с сенсорным дисплеем высокого разрешения размером 10.1 дюйма.

Прибор толщиной 1.5 дюйма и весом менее четырех фунтов может поместиться в сумку для ноутбука. Он доступен в конфигурации с батарейным питанием, что позволяет инженерам использовать один и тот же прибор на рабочем столе или в полевых условиях. Прибор начального уровня с обычным пользовательским интерфейсом как у планшета, MSO Серии 2 – это доступное устройство как для опытных, так и для начинающих пользователей осциллографов. При полосе пропускания до 500 МГц он претендует на звание самого широкополосного прибора в своей категории.

Экосистема готового к использованию программного обеспечения включает TekScope PC, TekDrive и VNC. С помощью TekScope PC

возможности визуализации и анализа выйдут за пределы осциллографа и становятся доступными на ПК, а анализ осциллограмм можно проводить в любом месте и в любое время. Совместное облачное рабочее пространство данных предоставляет возможность выгрузки, хранения, организации, поиска, скачивания и обмена файлами любого типа с любого подключенного устройства, а встроенный VNC-сервер обеспечивает удаленное подключение, управление и просмотр MSO Серии 2 из любого места и на любом устройстве.

MSO Серии 2 поддерживают до четырех аналоговых каналов с полосой пропускания 500 МГц, частоту выборки 2.5 Гвыб/с, 16 каналов, 50-мегагерцовый генератор аналоговых функций, 4-разрядный цифровой генератор сигналов специальной формы, расширенный набор способов запуска, декодер протоколов, цифровой вольтметр и частотомер. Емкостной сенсорный экран и интуитивно понятный пользовательский интерфейс упрощают их использование. Широкий ассортимент совместимых щупов и аксессуаров делает MSO Серии 2 многофункциональными устройствами для решения самых разных задач.

## Заглядывая вперед

Осциллографы прошли долгий путь от электромеханических механизмов отображения до современных цифровых устройств с широкой полосой пропускания, быстрой выборкой и высокой точностью. Эволюционируя от своих ранних версий, которые даже не могли сохранять данные для последующего анализа, до новейших многофункциональных решений, осциллографы стали еще более важным инструментом для проектирования электроники. Следующее поколение приборов обещает быть еще более мощным, функциональным и полезным. **РЛ**

# Программируемое сопротивление в мостовой схеме

Alexander Bell

EDN

Такие чувствительные устройства, как тензодатчики, RTD (резистивные датчики температуры) и термисторы, меняют свое сопротивление пропорционально силе или температуре. Измерив сопротивление датчика, можно рассчитать физический параметр. Измерить неизвестное сопротивление помогают такие схемы, как мосты сопротивлений.

На Рисунке 1 показана типичная мостовая схема, где  $R_T$  – неизвестное сопротивление. Заменяв  $R_{EQ}$  программируемым усилителем, можно сбалансировать мост. Сопротивление  $R_{EQ}$  может установить напряжение  $V_{BRIDGE}$ , равным 0 В, на основании чего можно рассчитать  $R_T$  и преобразовать его значение в единицы силы или температуры.

Схема на Рисунке 2а представляет собой программируемый усилитель, выходное напряжение которого пропорционально цифровому входному коду ЦАП (цифро-аналогового преобразователя). ЦАП и усили-

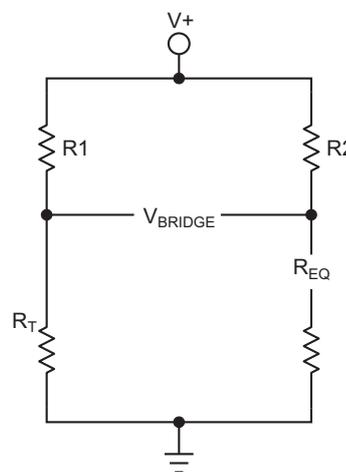


Рисунок 1. Измеряя  $V_{BRIDGE}$  и регулируя  $R_{EQ}$ , можно сбалансировать мостовую схему и рассчитать  $R_T$ .

тель A1 образуют программируемый инвертирующий усилитель. Схема фактически работает как делитель, поскольку ее коэф-

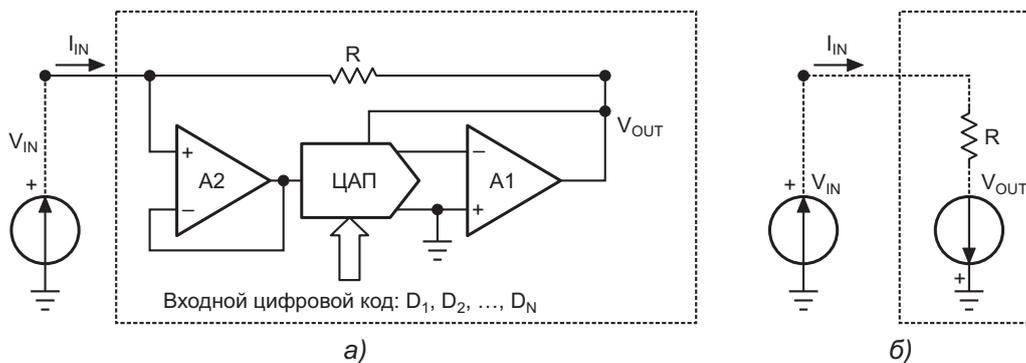


Рисунок 2. Программирование выходного напряжения ЦАП изменяет  $R_{EQ}$ , позволяя сбалансировать мостовую схему (а). Эквивалентная схема (б).

**Таблица 1.** Зависимость выходного сопротивления от входного кода ( $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $N = 12$ )

Десятичный код	Шестнадцатеричный код	Ожидаемое значение $R_{EQ}$ (Ом)	Фактическое значение $R_{EQ}$ (Ом)	Ошибка (%)
0000	0000	10000.00	10000.02	0.02
0001	0001	9997.56	9997.56	0.00
0002	0002	9995.12	9995.16	0.04
0004	0004	9990.24	9990.28	0.04
0008	0008	9980.51	9980.54	0.03
0016	0010	9961.09	9961.12	0.03
0032	0020	9922.48	9922.46	-0.02
0064	0040	9846.15	9846.16	0.01
0128	0080	9696.97	9696.98	0.01
0256	0100	9411.76	9411.76	0.00
0512	0200	8888.89	8888.90	0.01
1023	03FF	8001.56	8001.58	0.02
1024	0400	8000.00	8000.01	0.01
2048	0800	6666.67	6666.68	0.01
4095	0FFF	5000.61	5000.60	-0.01

коэффициент усиления или передаточная функция меньше 1. Разница между напряжениями  $V_{IN}$  и  $V_{OUT}$  определяет величину тока, проходящего через резистор  $R$ . Это значение можно использовать для расчета сопротивления  $R_{EQ}$  в мостовой схеме. Эквивалентная схема программируемого усилителя показана на Рисунке 2б.

Изменяя выходное напряжение ЦАП путем программирования его с помощью микроконтроллера или ПК, а затем, измеряя напряжение моста и регулируя  $R_{EQ}$  до тех

пор, пока мост не придет в равновесие, можно настроить  $R_{EQ}$ . Поскольку усилитель  $A1$  инвертирующий, коэффициент усиления схемы равен

$$K_{DAC} = -(D_1 \cdot 2^{-1} + D_2 \cdot 2^{-2} + \dots + D_N \cdot 2^{-N}),$$

где члены  $D$  представляют значения битов ЦАП. Если используется 12-битный ЦАП, то  $N = 12$ .

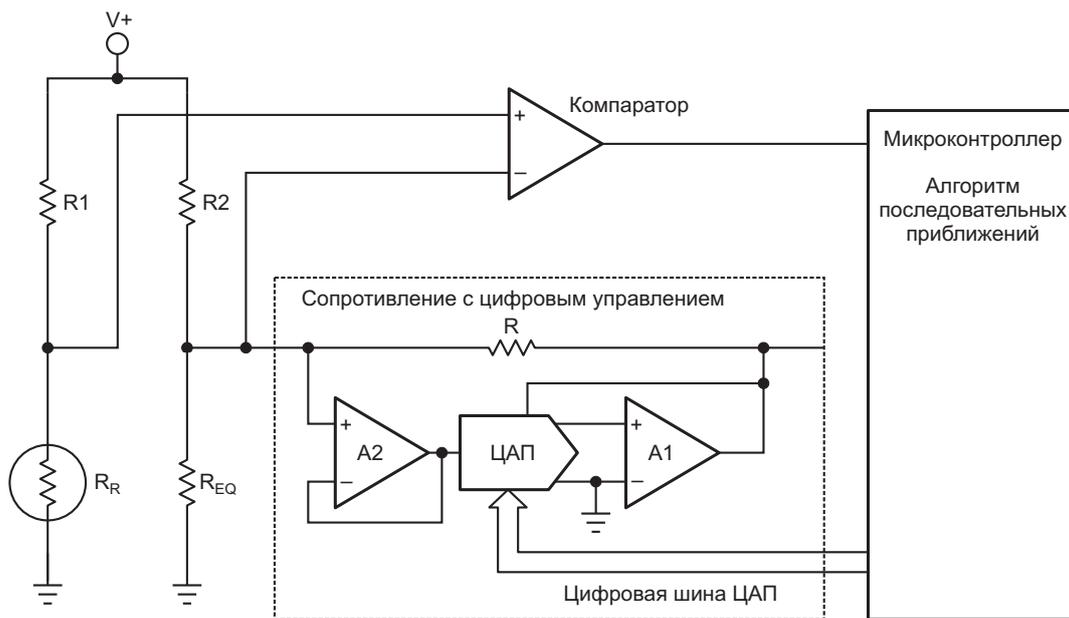
Чтобы рассчитать сопротивление  $R_{EQ}$ , необходимо знать ток в цепи. Если предположить, что буферный усилитель  $A2$  имеет бесконечное входное сопротивление и нулевой ток смещения, можно рассчитать ток  $I_{IN}$ , который равен

$$I_{IN} = \frac{V_{IN} - (-K_{DAC} \cdot V_{IN})}{R} = \frac{V_{IN}(1 + K_{DAC})}{R}$$

и

$$R_{EQ} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}}.$$

Чтобы проверить эту схему, нужно просто подключить регулируемый источник постоянного напряжения к  $V_{IN}$  и измерить эффективное сопротивление с помощью омметра. В Таблице 1 приведены значения ожидаемого и фактического сопротивления и рассчитанная погрешность для схемы с 12-разрядным ЦАП.



**Рисунок 3.** В этой схеме компаратор подключен к мосту.

На Рисунке 3 показана схема, в которой к мосту подключен компаратор. Цифровой выход компаратора можно подключить к микроконтроллеру или ПК, который затем будет регулировать выходное напряжение ЦАП. Рассчитав  $R_{EQ}$ , можно затем вычислить  $R_T$  и по кривой сопротивления датчика определить деформацию или температуру.

Используя схему на Рисунке 1, можно реализовать цифровое управление сопротивлением резистора, используя всего один прецизионный компонент – резистор  $R$ . Если нужно увеличить коэффициент усиления схемы, можно заменить повторитель напряжения  $A2$  на неинвертирующий усилитель. **РЛ**

# Конденсаторное питание электроники – основа экологичности проекта

Alexander Bell

Electronic Design

Концепция использования суперконденсаторов (также известных как ультраконденсаторы, ионисторы и т. д.) и замены аккумуляторов в портативных микромощных приложениях [1] набирает популярность. Фактически, это стало одной из самых заметных технических тенденций последнего времени.

Суперконденсаторы, используемые в качестве источника питания, обладают огромными преимуществами перед традиционными аккумуляторами. Например, они отличаются высокой устойчивостью к коротким замыканиям, очень коротким циклом зарядки и способностью выдерживать практически неограниченное число циклов заряда-разряда (до 1 миллиона циклов по сравнению с 1000 у аккумуляторов), обеспечивая тем самым экологически чистое решение «без одноразовых деталей». Кроме того, большинство суперконденсаторов соответствуют требованиям Европейского союза по ограничению содержания опасных веществ (RoHS).

Фундаментальное различие между суперконденсаторами и аккумуляторами с точки зрения конструкции заключается в существенном изменении напряжения во время циклов заряда-разряда конденсатора, которое теоретически изменяется от нуля до максимального номинального напряжения, в то время как напряжение на клеммах аккумулятора во время ее рабочего цикла меняется

лишь незначительно. Суперконденсаторы являются разновидностью электрических конденсаторов. Таким образом, эффективная энергия  $E_{EFF}$ , которая может быть получена от суперконденсатора емкостью  $C$  во время цикла разряда, когда напряжение на выводах изменяется от максимального значения  $V_{MAX}$  до минимального рабочего напряжения  $V_{MIN}$  питаемого устройства, может быть рассчитана как:

$$E_{EFF} = \frac{1}{2} \times C \times (V_{MAX}^2 - V_{MIN}^2). \quad (1)$$

Соответственно, коэффициент энергоэффективности (EER) можно определить как:

$$\frac{E_{EFF}}{E_{MAX}} = 1 - \left( \frac{V_{MIN}}{V_{MAX}} \right)^2, \quad (2)$$

где  $E_{MAX}$  обозначает общую энергию, запасенную в конденсаторе. Формула (2) ясно показывает, что коэффициент энергоэффективности резко возрастает по мере снижения минимального рабочего напряжения  $V_{MIN}$  питаемой электронной схемы из-за меньшего количества остаточной электрической энергии, остающейся в конденсаторе. EER – очень важный фактор проектирования, который следует учитывать при проектировании любой электронной схемы с конденсаторным питанием.

**Таблица 1. EER для  $V_{MAX} = 5 В$**

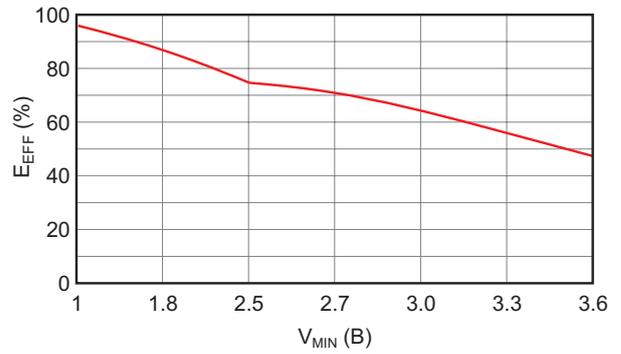
$V_{MIN} (В)$	$E_{EFF}/E_{MAX}$
1.0	96%
1.8	87%
2.5	75%
2.7	71%
3.0	64%
3.3	56%
3.6	48%

В Таблице 1 и на соответствующем графике на Рисунке 1 показан пример EER, рассчитанного для схемы с питанием от конденсатора с максимальным напряжением на выводах  $V_{MAX} = 5 В$ . Довольно заметно, что EER увеличивается с 48% до 96%, когда минимальное рабочее напряжение  $V_{MIN}$  питаемого электронного устройства изменяется с 3.6 В до 1 В. Поэтому «сжатие рабочего напряжения устройства» является основным соображением при проектировании электроники с конденсаторным питанием.

Цель может быть достигнута путем использования сверхмалопотребляющего повышающего DC/DC преобразователя (например, бездроссельного типа, описанного в [2], работающего всего от 0.7 В), но это может увеличить стоимость конструкции и потребление энергии.

Второй альтернативой является использование специальной технологии проектирования, направленной на обеспечение работы устройства при сверхнизком напряжении.

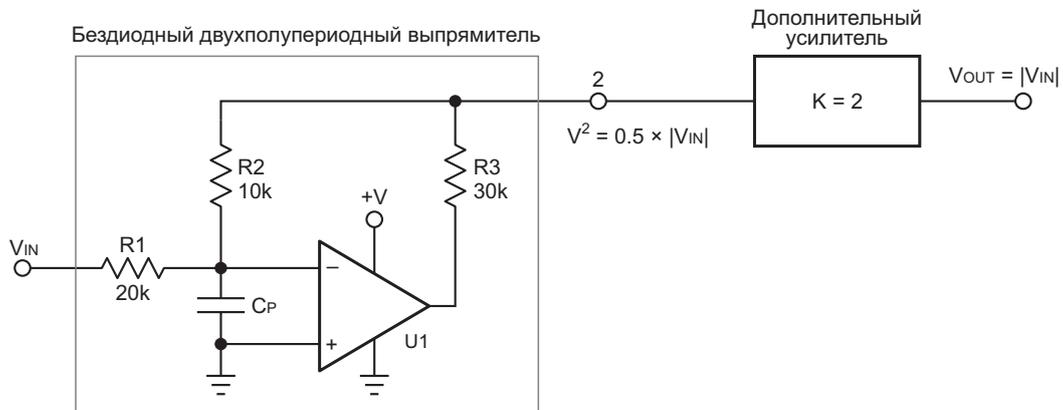
Хороший пример такой низковольтной схемы описан в [3]. Предлагаемый микро-



**Рисунок 1.** График коэффициента энергоэффективности конденсатора (EER) для  $V_{MAX} = 5 В$  показывает резкое снижение при увеличении  $V_{MIN}$  от 1.0 В до 3.6 В.

мощный, сверхнизковольтный двухполупериодный бездиодный выпрямитель отлично вписывается в парадигму проектирования электроники с конденсаторным питанием (Рисунок 2).

Чтобы понять принцип работы схемы, важно отметить, что операционный усилитель работает в режиме однополярного питания. Если на вход подается сигнал положительной полярности ( $V_{IN} > 0$ ), выходное напряжение операционного усилителя становится равным нулю, и вся схема фактически превращается в простую пассивную цепь из трех резисторов  $R1$ ,  $R2$  и  $R3$ , соединенных последовательно. Когда входной сигнал становится отрицательным, операционный усилитель возвращается к «нормальной линейной жизни» и работает как обычный инвертирующий усилитель. Для получения симметричного выходного сигнала для отрицательных и положительных полуволн сопротивле-



**Рисунок 2.** В простейшем прецизионном двухполупериодном бездиодном выпрямителе используются один rail-to-rail операционный усилитель и три согласованных резистора.

ния R1, R2 и R3 необходимо выбрать так, чтобы они соответствовали условию:

$$R1 \times R3 = R2 \times (R1 + R2 + R3). \quad (3)$$

Поскольку условие формулы (3) выполняется, в точке 2 схема имеет коэффициент усиления, равный половине. Для получения общего единичного усиления можно добавить дополнительный неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления два, обеспечивающий операционное уравнение  $V_{OUT} = |V_{IN}|$ .

Схема имеет определенные ограничения: ее входное сопротивление различно для положительных и отрицательных входных напряжений. Теоретически, сопротивление равно  $R1 + R2 + R3$  для положительных напряжений и только R1 для отрицательных. Кроме того, входная паразитная емкость  $C_p$  операционного усилителя влияет на работу с сигналами переменного тока, особенно в высокочастотном диапазоне. (Подробный анализ характеристик для переменного тока выходит далеко за рамки этой статьи. Для практического проектирования я бы рекомендовал использовать моделирование в Spice).

В схеме могут использоваться различные микромощные rail-to-rail операционные усилители, например, сдвоенный LMC6442 ( $V_{MIN} = 1.8 \text{ В}$ ), сдвоенный MAX4289 ( $V_{MIN} = 1.0 \text{ В}$ ) или аналогичные типы.

Поскольку прямое падение напряжения типичного кремниевого диода составляет порядка 0.6 В, выходной динамический диапазон сокращается за счет «отъедания» этих самых 0.6 В от напряжения питания. Это соотношение становится довольно важным при создании электроники с конденсаторным питанием, где напряжение питания схемы должно быть как можно более низким. По этой причине предлагаемая бездиодная конструкция лучше подходит для работы в режиме питания от конденсатора. Она позволяет сэкономить ценные 0.6 В (что является довольно значительной величиной, учитывая возможность работы операционного усилителя при напряжении 1 В), а значит, снизить минимальное рабочее напряжение схемы и повысить общий EER решения. **РЛ**

## Ссылки

1. Bell, Alexander, "[Single Capacitor Powers Audio Mixer](#)," EDN, Mar. 14, 1997.
2. Bell, Alexander, "[Single NiCd Cells Drive Op Amp](#)," EDN, Dec. 5, 1996.
3. Bell, Alexander, "Simple Full-Wave Rectifier," Electronic Design, Apr. 4, 1994, p. 78.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC6442](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX4289](#)

# Подавитель выбросов – ловушка для синфазных токов

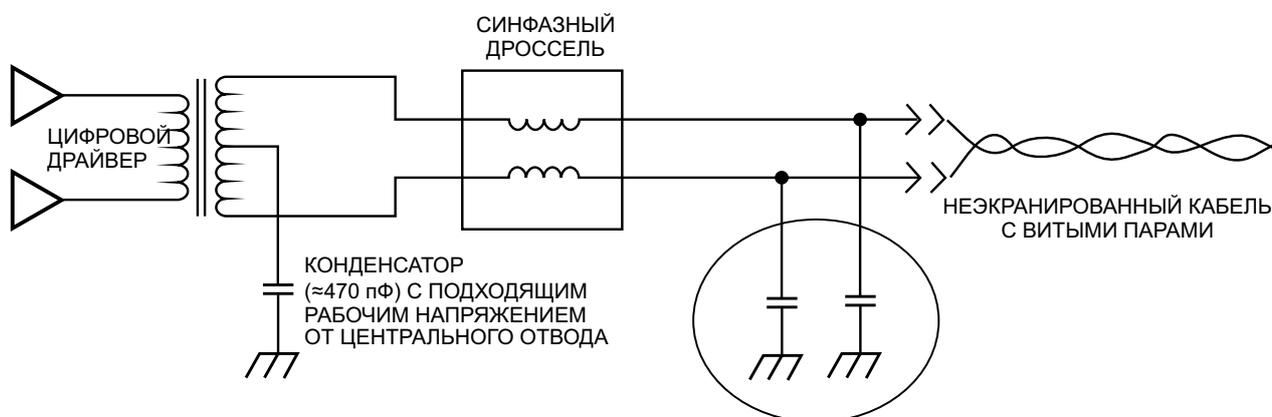
Glen Chenier

EDN

Неэкранированный кабель на основе витой пары, подключенный к цифровой системе через трансформатор, может легко превратиться в излучающую антенну, но не из-за дифференциального аналогового сигнала, передаваемого по кабелю, а из-за синфазных токов, вызванных нежелательной паразитной связью в цифровых частях системы. Эти токи от быстрых цифровых переходов содержат гармоники в сотни мегагерц и могут стать настоящим кошмаром для инженеров-проектировщиков, которым приходится приводить системы в соответствие с ограничениями по уровню излучений.

Если трансформатор связи имеет центральный отвод на обмотке, к которой подключается кабель, можно использовать этот отвод для снижения уровня этих неприятных

синфазных токов в кабеле. Подключение отвода к тихой земле обеспечивает путь для безопасного шунтирования этих токов на землю, прежде чем они смогут пробраться через кабель и излучать (Рисунок 1). Конденсатор для радиочастот выполняет ту же функцию заземления, но представляет собой высокое сопротивление для любых токов земляной петли частотой 60 Гц, если дальний конец кабеля также подключен к обмотке трансформатора, привязанной к земле. Этот конденсатор должен иметь емкость всего несколько сотен пикофарад, короткие выводы и короткие дорожки платы между отводом трансформатора и надежным заземлением, а также достаточно высокое номинальное напряжение, чтобы выдерживать высоковольтные броски, как того требует конечный рынок.



ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ  $\approx 10 \dots 301$  пФ ДЛЯ ЛЮБЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ

**Рисунок 1.** Конденсатор, подключенный между центральным отводом трансформатора и землей, обеспечивает захват синфазных токов и снижает радиочастотные излучения. Синфазный дроссель, дополняющий эту схему захвата, делает подавление синфазных помех практически полным.

Этот метод работает следующим образом. Противоположные концы обмотки трансформатора сбалансированы относительно земли, то есть для каждого передаваемого сигнала данных напряжения на них имеют одинаковую амплитуду, но противоположную полярность. Центр трансформатора является «опорной точкой», относительно которой балансирует обмотка. Таким образом, эта точка нейтральна относительно земли; фактическое подключение ее к земле не оказывает никакого влияния на дифференциальный информационный сигнал.

Если синфазный сигнал воздействует на оба проводника, то результирующие токи на противоположных концах обмотки текут как к центральному отводу, так и от него в одной и той же фазе. Эти токи компенсируют магнитный поток между двумя половинами обмотки, поэтому результирующая индуктивность очень мала и определяется только остаточной индуктивностью рассеяния. Таким образом, оба проводника имеют низкоимпедансный путь к земле, не влияя на полезный дифференциальный сигнал. Обратите внимание, что фильтрация каждого проводника с помощью RC-цепи также может обеспечить низкоимпедансный путь к земле; к сожалению, этот фильтр также подавляет дифференциальный сигнал в приложениях с высокой скоростью передачи данных.

Технология, показанная на Рисунке 1, также помогает снизить восприимчивость к синфазным токам, создаваемым внешними полями; нежелательные токи, не причиняя вреда, проходят через каждую половину обмотки трансформатора и компенсируют друг друга. Межвитковая емкость – обычный путь, через который синфазные напряжения могут проникать на входы приемника, подключенного к трансформатору, – менее критична, поскольку оба проводника имеют низкоимпедансный путь к земле, что минимизирует синфазное напряжение на каждом проводнике.

Добавление синфазного дросселя к схеме захвата токов практически полностью подавляет синфазные помехи. Эти два метода дополняют друг друга, и в сложных случаях может быть полезно использовать их совместно. Как показано на Рисунке 1, синфазный дроссель можно разместить практически возле трансформатора на одной линии с кабелем, желательно в точке непосредственно перед выходом кабеля из (в идеале) экранированного корпуса, чтобы избежать появления посторонних наводок на кабель после дросселя. Похожая, но противоположная магнитная магия происходит в синфазном дросселе, который должен иметь высокий последовательный импеданс вместо низкого шунтирующего импеданса для синфазных токов. Соотношение витков обмотки составляет 1:1, а полярность такова, что магнитные поля от дифференциального сигнала теперь компенсируют друг друга, благодаря чему затухание становится практически нулевым, за исключением затухания, вызванного индуктивностью рассеяния. С другой стороны, синфазные токи вызывают сложение магнитных полей, что делает входной импеданс высоким и снижает уровень нежелательных токов.

Синфазный дроссель можно также изготовить, надев большую ферритовую втулку на два проводника витых пар или намотав один или несколько витков витых пар на большой тороидальный сердечник. Многие поставщики ферритов изготавливают такие втулки и тороиды именно для этой цели. Кроме того, хорошо сбалансированные синфазные дроссели более традиционной трансформаторной конструкции также легко доступны у поставщиков трансформаторов для передачи данных.

Два конденсатора, расположенных после синфазного дросселя, могут снизить высокочастотные дифференциальные излучения, вызванные несинфазными токами. **РЛ**

# Измерение шума настольными приборами

Внештатные сотрудники *Electronic Design*

*Electronic Design*

*Самая большая проблема при точных измерениях шума заключается в том, что уровень шума, который нужно оценить, часто бывает ниже чувствительности измерительных приборов. Основной метод измерения шумов прецизионных операционных усилителей заключается в их расчете на основе результатов измерений. «Постусилитель» повышает шум операционного усилителя, так что он становится видимым с помощью обычных настольных приборов.*

Прецизионные операционные усилители, облегчающие измерения низкоуровневых сигналов, все чаще используются для обработки сигналов датчиков в медицинских приложениях, схемах датчиков Интернета вещей и контрольно-измерительных приборах. В идеале усилитель должен иметь высокий коэффициент усиления, широкую полосу пропускания, очень низкое входное смещение, отсутствие дрейфа и собственных шумов. Опытные разработчики аналоговой электроники сразу поймут, в чем заключается компромисс: получить широкую полосу пропускания сигнала для точных измерений будет сложно, а большой коэффициент усиления, вместе с полезным сигналом, скорее всего, усилит шумы схемы.

Процесс оценки и измерения шума должен учитывать все дополнительные компоненты схемы, включая резисторы. Чтобы рассчитать шум для схемы операционного усилителя, необходимо знать напряжение шумов операционного усилителя, плотность токового шума, частоту излома спектральной характеристики шума  $1/f$ , интересующий диапазон частот и все другие источники шумов (включая шумы резисторов). Для прецизион-

ных приложений с операционными усилителями нужно устранить в схемах все источники шума. Некоторые из них малозаметны, некоторые очевидны. Необходимо устранить все источники электрических помех и создать хорошо экранированную среду (многие поставщики рекомендуют использовать клетку Фарадея). В одном из методов, описанном в этой статье, используется «постусилитель» для повышения уровня шума тестируемого усилителя, чтобы его было легче фиксировать с помощью анализатора спектра, осциллографа или других настольных приборов.

Плотность напряжения шумов указывается в  $\text{nV}/\sqrt{\text{Гц}}$  (нанольт на корень квадратный из частоты измерения, обычно 1 кГц), тогда как плотность тока и шума обычно выражается в единицах  $\text{pA}/\sqrt{\text{Гц}}$ . Инженеры должны учитывать изменения рабочей частоты, поскольку уровень шума, как правило, зависит от частоты. Электрические помехи (включая шум двигателя или пульсации импульсного источника питания) будут находиться в нижней части частотного спектра.

Следовательно, на графике спектра шума следует рассматривать две отдельные

области. Одна из них – высокочастотная часть кривой, где шум прерывистый и в целом независим от частоты. На графике шума он будет выглядеть затухающим. Другая область – это низкочастотная часть кривой, где обычно присутствует частотно-зависимый шум  $1/f$  (часто называемый «фликкер-шумом»). Шум  $1/f$  – это минимальный уровень шума (представьте его как «шипение ленты» в схеме аудиоусилителя).

Частота шумов для схемы операционного усилителя (среднеквадратичное значение) рассчитывается на основе частотного спектра (наивысшая измеренная частота, наименьшая измеренная частота) и фликкер-шума на частоте излома. Для такого измерения выходной шум схемы нужно привести к входам, закоротив входы на землю (например, через резистор с нулевым сопротивлением). Чтобы получить уровень выходного шума для схемы операционного усилителя, входной шум усилителя умножается на коэффициент усиления шума тестовой схемы.

$$\begin{aligned} \text{Выходной шум} &= \\ &= \text{Общий шум} \times \text{Усиление шума.} \end{aligned}$$

Увеличение коэффициента усиления шума испытательной схемы делает общий шум тестируемого операционного усилителя более доступным для лабораторных измерений.

## Методы увеличения уровня шума

Для прецизионных операционных усилителей пытаются оценивать частотно-зависимые шумы напряжения и тока вплоть до 0.1 Гц. Это требует выполнения измерений величин порядка нановольт и фемтоампер. Проблема в том, что измерительные приборы (например, осциллографы и анализаторы цифрового сигнала или аналогового спектра) не всегда обеспечивают динамический диапазон, необходимый для измерения очень малых уровней шума. Нужно уменьшить шум усилителей на измерительном щупе и поднять уровень шума операционного усилителя, который требуется измерить.

Производители прецизионных операционных усилителей, такие как Texas Instruments, предлагают различные аппаратные и программные средства для определения влия-

ния шума на их прикладные схемы. Например, учебная серия «TI Precision Labs – Op Amps» [1] включает девять видеороликов, которые объясняют, как прогнозировать шумы операционных усилителей с помощью расчетов и моделирования, а также как точно измерять шум.

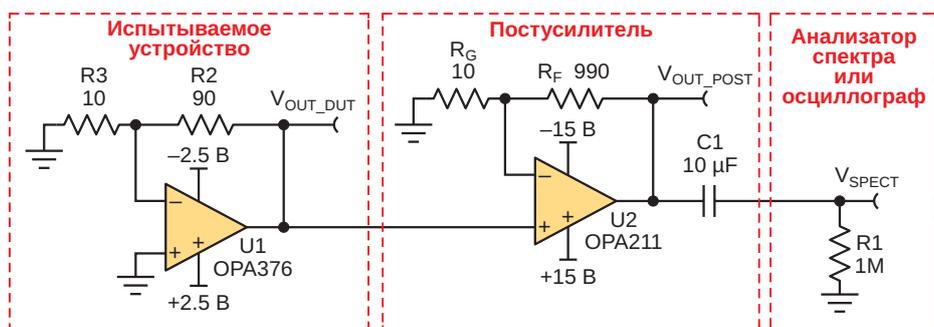
Существует два основных метода определения шума тестируемого операционного усилителя, один из которых в значительной степени зависит от программного обеспечения, а другой больше ориентирован на аппаратные измерения:

- В одном случае используется множество математических вычислений для определения взаимной корреляции случайных шумов и использования ее для математического удаления коррелированных шумовых продуктов. Многие производители прецизионных операционных усилителей предоставляют программы моделирования шумов в схемах операционных усилителей.
- В других случаях фактически создается измерительная платформа – испытательная установка, случайный шум которой, по крайней мере, на 10 дБ ниже, чем у тестируемого устройства.

## Использование постусилителя

Схема постусилителя может усилить выходной шум тестируемого устройства, чтобы его можно было измерить с помощью стандартного тестового оборудования. Эта схема предназначена для усиления низкочастотного шума (от 0.1 до 10 Гц) до уровня, который легко измерить с помощью осциллографа. Фильтр верхних частот в тестовой схеме отсекает все, что ниже 0.1 Гц, а фильтр нижних частот отсекает все, что выше 10 Гц. Уровень шума, измеренный в диапазоне от 0.1 до 10 Гц, является общепринятой характеристикой, включаемой в технические описания прецизионных усилителей. На Рисунке 1 показана типичная схема прецизионного усилителя.

В этом примере для демонстрации чувствительности установки в качестве тестируемого устройства используется усилитель ОРА376 компании Texas Instruments. ОРА376 имеет низкий уровень шумов напря-



**Рисунок 1.** Схема постусилителя повышает уровень шума тестируемого устройства. Если замкнуть входы тестируемого устройства на землю, то на входе постусилителя появится плотность шума тестируемого усилителя. (Усиление усилителя шума задается резисторами  $R_G$  и  $R_F$ ; в данном случае оно равно 100).

жения – порядка  $7.5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте 1 кГц и 0.8 мкВ пик-пик в полосе от 0.1 Гц до 10 Гц. Произведение его коэффициента усиления на полосу пропускания весьма большое для прецизионного усилителя (5.5 МГц); его ток покоя составляет всего 760 мкА (типичное значение), а входное напряжение смещения – 5 мкВ (тип.).

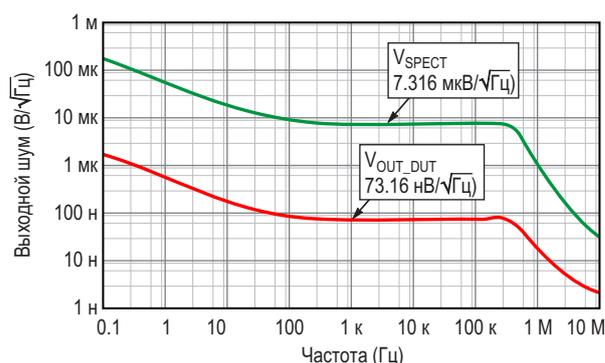
При уровне шума OPA376 всего  $7.5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$  сложно найти настольный прибор, который был бы лучше по этому показателю. Но вы же не хотите потерять измерения на анализаторе спектра с уровнем шума (скажем)  $10 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ . Чтобы спуститься ниже этого значения, требуется постусилитель, т. е. усиление шума до уровня, при котором его можно количественно оценивать и визуализировать.

Постусилитель реализован на микросхеме OPA211, собственный уровень шума которой составляет  $1.1 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ . OPA211 имеет широкую полосу пропускания и низкую спектральную плотность шумов. Погрешность из-за ограничений характеристик измерительного оборудования может быть значительной. Поэтому для достижения наилучших результатов измерений уровень шума тестируемого устройства должен быть как минимум в 3 раза выше, чем у анализатора спектра.

Схема постусилителя аналогична прикладной схеме, используемой в качестве тестируемого устройства. Резисторы  $R_F$  и  $R_G$  устанавливают усиление постусилителя. Каскад постусилителя усилит шум до уровня,

на котором его можно будет легко измерить с помощью анализатора спектра или осциллографа. В этом примере для простоты масштабирования усиление постусилителя установлено равным 100 В/В. При установке усиления тестируемого устройства равным 10 эффективный коэффициент усиления шума составляет 1000.

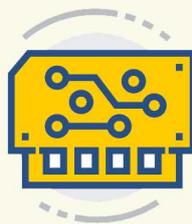
Общий вклад шума резистора составляет около  $0.4 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ . Это немного по сравнению со спектральной плотностью шумов напряжения усилителя OPA211, которая в два раза больше. На Рисунке 2 показана частотная зависимость выходного шума тестируемого устройства в сравнении с выходным шумом постусилителя ( $V_{\text{СПЕКТ}}$ ).



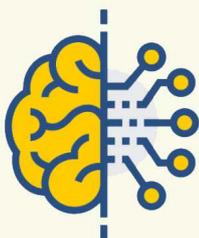
**Рисунок 2.** Схема постусилителя повышает уровень шума тестируемого устройства в 100 раз. Это позволяет воспроизвести спектр шума тестируемого операционного усилителя ( $V_{\text{OUT\_DUT}}$ ) на входе анализатора спектра ( $V_{\text{СПЕКТ}}$ ). Став известным, этот спектр становится предсказуемым условием для определения характеристик прецизионного усилителя.



Радиодетали



Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

Если заземлить вход испытательной установки (входной сигнал равен нулю), то на выходе в принципе будет шум тестируемого устройства – в данном случае менее 100 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$  в полосе от 100 Гц до 500 кГц. Спектральная плотность выходного шума (большая его часть) уходит в область ниже 100 Гц. **РЛ**

## Ссылки

1. [Precision labs series: Op amps](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA211](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA376](#)

# Самодельный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра

Nick Cornford

EDN

Психологи утверждают, что разочарование стимулирует творческую активность. К созданию схемы, описанной в этой статье, меня подтолкнуло растущее разочарование в коллекции цифровых термометров, на все из которых заявлялась точность в пределах  $0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$ , но показания которых расходились на величину до пары градусов, демонстрируя серьезный недостаток точности.

В таких термометрах обычно используются термисторные датчики, имеющие примерно экспоненциальную зависимость между температурой и сопротивлением. Их отклик сложно преобразовать в пригодный для использования сигнал с хорошей линейностью в широком диапазоне измерений. Альтернативой являются термопары с их низковольтными выходными сигналами и резистивные датчики температуры (RTD) [1], в которых используются температурные

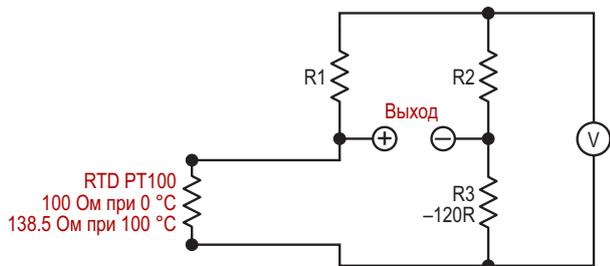
коэффициенты металлов, обычно платины, позволяющие получить хорошие выходные сигналы, линейные по отношению к температуре в широком диапазоне.

Окончательным толчком к реализации этого проекта послужило обнаружение нескольких давно забытых RTD датчиков PT100, которые позволяли сделать нечто достаточно точное: блок для преобразования сопротивления RTD в милливольтовый сигнал, который можно было считывать непосредственно с помощью стандартного цифрового мультиметра. Как обычно, я попытался довести простоту конструкции до предела и выжать из ее характеристик все до последней унции (или милликельвина).

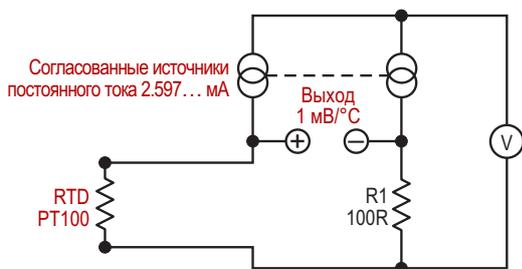
## Базовая схема RTD

RTD обычно используются в мостовых схемах, как показано на Рисунке 1.

R1 и R2 подают ток в RTD и резистор R3, сопротивление которого примерно равно среднему сопротивлению RTD. Тогда напряжение на выходе моста будет почти пропорциональным температуре, но смещенным. Обратите внимание на это уклончивое слово «почти»! Для получения строго линейной зависимости между сопротивлением датчика и температурой сопротивления резисторов R1 и R2 должны быть бесконечными, что подразумевает нереализуемое бесконечное управляющее напряжение, или же их можно



**Рисунок 1.** Мост, в который включен RTD, выдает на выходе напряжение, зависящее от температуры, но обычно со смещенной точкой  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ .



**Рисунок 2.** Использование в мосте согласованных источников тока делает зависимость между температурой и выходным напряжением линейной и помогает определить опорную точку 0 °С. Тщательный выбор токов позволяет получить выходной сигнал моста 1 мВ/°С.

заменить согласованными источниками тока, как показано на Рисунке 2.

RTD PT100, в которых применяется (точно легированная) платиновая проволока или пленка, имеют сопротивление 100 Ом при 0 °С и 138.5 Ом при 100 °С. Использование одинаковых токов в каждом плече моста означает, что если сопротивление опорного резистора R3 равно 100 Ом, мост будет идеально сбалансирован при температуре 0 °С с нулевым напряжением между выходными клеммами. Если токи в каждом плече установлены в соответствии с соотношением  $\Delta T^\circ / \Delta R$  или  $100 / 38.5 = 2.597 \dots \text{мА}$ , дифференциальное выходное напряжение будет изменяться ровно на 1 мВ/°С. Измерение этого выходного напряжения с помощью цифрового мультиметра в милливольтном диапазоне покажет температуру напрямую.

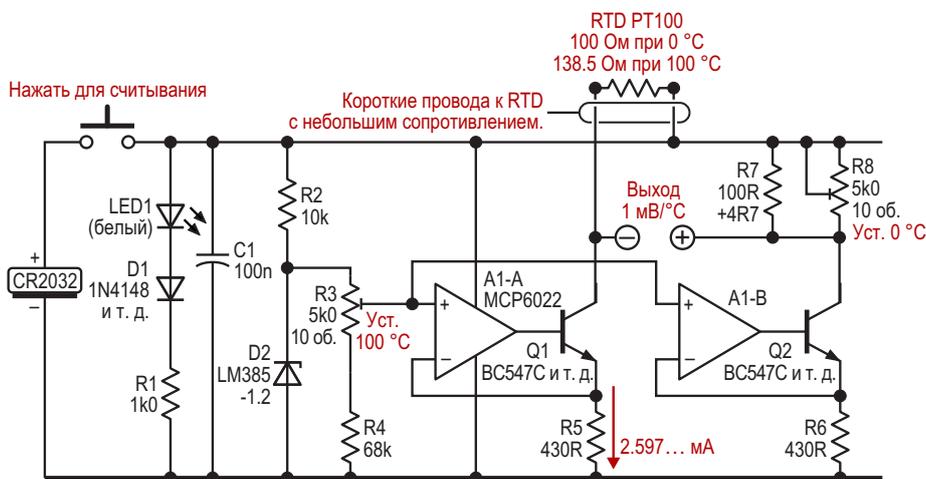
## Практическая схема RTD

На Рисунке 3 показано, как это сделать на самом деле.

Элементы A1-A/Q1/R5 и A1-B/Q2/R6 образуют пару источников постоянного тока – или, скорее, приемников тока, поскольку мы перевернули схему вверх ногами. Общее опорное напряжение для каждого из них берется от микросхемы D2 прецизионного источника напряжения 1.24 В и понижается примерно до 1.12 В, что, конечно же, является (теоретическим) напряжением, которое ток 2.597...мА создает на резисторе 430 Ом. Дифференциальное напряжение на выходах плеч теперь именно такое, какое нам нужно: 0 В при 0 °С и 100 мВ при 100 °С. (В идеально спроектированном мире, где ТКС остаются постоянными от абсолютного нуля до 2044 К – точки плавления платины, – мы бы использовали ток 2.7315 мА).

Остальные мелочи слева от схемы представляют собой скучные практические вещи: плоская 3-вольтовая батарейка CR2032, кнопка считывания показаний, а также соединенные последовательно диод и резистор, питающие белый светодиод, который просто тускнеет при минимально допустимом напряжении батареи около 2.7 В, когда начинает блуждать второй десятичный знак. Такая индикация уровня заряда батареи вполне достаточна для лабораторного использования, хотя и довольно проста. Измеренное потребление тока составило около 8 мА.

Калибровка необходима, но проста. Чтобы установить точку 0 °С, погрузите RTD в



**Рисунок 3.** Практическая схема, способная выдавать ровно 1 мВ/°С.



этого сделать, по крайней мере, с устройствами, имеющимися в наличии. Согласованность токов приемников конечна, но высока, и ее можно не учитывать.

Возможны и другие ошибки в точках калибровки 0° и 100°. Лед для калибровочной ванны в идеале должен быть изготовлен из дистиллированной или, по крайней мере, деионизированной воды. (О любопытных различиях между водами читайте в этой статье [2], а затем проигнорируйте их значение для данного устройства).

С точкой кипения дело обстоит сложнее. На уровне моря при атмосферном давлении 1 бар ее точное значение равно 99.97 °C. Падение давления с высотой снижает температуру кипения воды примерно на 1° на каждые 300 м. Проверьте свой альтиметр и барометр и отрегулируйте соответствующим образом. Полезный инструмент для этого можно найти здесь [3].

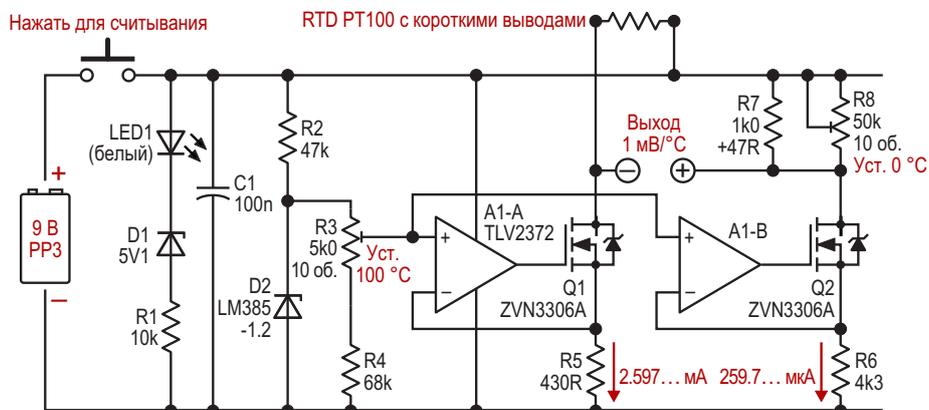
Наконец, есть цифровой мультиметр, с которым это будет использоваться. Входное сопротивление большинства мультиметров равно 10 МОм и внесет лишь незначительную ошибку, которая будет компенсирована во время калибровки. Во избежание проблем с калибровкой используйте измеритель с самым высоким разрешением, чтобы установить ноль градусов, а целевой измеритель – на 100 °C. Даже самые дешевые приборы (менее 5 долларов/ фунтов стерлингов/ евро) обычно имеют диапазон 199.9 мВ. Почему бы не приобрести такой и не использовать его для термометрии?

Несмотря на все пережитые волнения, обреченность и уныние, для достижения точности 0.1 °C требуется совсем немного усилий, что намного лучше, чем у большинства термометров на основе термисторов. Для большего разрешения с еще одним десятичным знаком используйте для считывания 4½-разрядный цифровой мультиметр. Профессиональные метрологи могут придаться к некоторым деталям, но надеюсь, что не слишком сильно.

Те MOSFET для Q1/Q2, которые мы встречали ранее, но отвергли – с более высоким напряжением питания и требующие другого операционного усилителя, – все еще могут быть использованы. Идеальным вариантом был бы усилитель TLV2372 с rail-to-rail входами и выходом, но хорошо работает и LM358, так как он может воспринимать уровень земли и выдавать на выходе напряжение до уровня шины питания при достаточно низких и относительно постоянных токах смещения на входе. В тестах с использованием MOSFET ZVN3306A этот вариант показал стабильные результаты при напряжении питания от 4.6 до 30 В. (Сопротивление R2 для более высоких напряжений было увеличено).

## Неравные токи моста

До сих пор токи в двух плечах моста были равны, но это не обязательно, поскольку опорный ток, определяющий точку 0 °C, может быть намного ниже. Увеличение сопротивлений резисторов R6/R7/R8 примерно в десять раз сэкономит пару миллиампер без каких-



**Рисунок 5.** Более высокое напряжение батареи позволяет использовать MOSFET в приемниках тока, а более низкий ток в опорном плече моста экономит некоторую часть тока источника питания.

либо практических недостатков, которые я могу заметить, особенно при использовании MOSFET. В этом случае провода, идущие к датчику, должны быть короткими, поскольку схема компенсации сопротивления проводов, показанная на Рисунке 4, работает только при равных токах. В моей версии, показанной на Рисунке 5, используется соотношение токов 10:1 вместе с другими изменениями, необходимыми для соответствия 9-вольтовому питанию. Она тоже работает отлично, потребляя около 6 мА.

Можно было бы предусмотреть возможность подачи дифференциального выходного сигнала через инструментальный усилитель (с коэффициентом усиления) на АЦП. Обратите внимание на формулировку, которая означает, что я не пробовал и даже не рассматривал этот подход в деталях. Это устройство было разработано для лабораторного использования, а не для контроля технологических процессов.

Для настоящей, полностью самодельной версии, хороший датчик должен получиться из (очень) тонкой медной проволоки сопротивлением около 100 Ом, конечно, если у вас есть немного терпения. Температурный коэф-

фициент сопротивления (ТКС) меди близок к коэффициенту легированной платины (Cu – 3.93 ppt/K, Pt – 3.85 ppt/K), поэтому потребуются только изменения сопротивлений R7/R8 (в соответствии с фактическим сопротивлением) и небольшая повторная подстройка R3 (для ТКС меди). Значение сопротивления RTD 100 Ом является общепринятым, но не обязательным. Для датчиков с более высоким сопротивлением используйте более низкие токи возбуждения (что обеспечит меньший саморазогрев), соответствующим образом подстраивая R5 (и, возможно, R6/R7/R8).

Может быть, катушка от этого старого аналогового измерительного прибора еще пригодится? **РЛ**

## Ссылки

1. [Термометр сопротивления](#)
2. [Vienna Standard Mean Ocean Water](#)
3. [Boiling Point at Altitude Calculator](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM385-1.2](#)
2. [Datasheet Microchip MCP6022](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLV2372](#)
4. [Datasheet Diodes ZVN3306A](#)

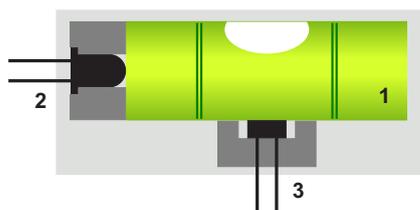
# Электронный индикатор горизонтального положения поверхности



Михаил Басков, Москва

Как-то на днях мне потребовалось закрепить деревянный брус на фронтоне дома так, чтобы он был абсолютно горизонтален. Обычно проблемы подобного рода решаются с помощью поплавкового уровня – древнейшего строительного инструмента. Однако в этом конкретном случае я не мог им воспользоваться из-за того, что лестница оказалась коротка, и я не мог одновременно контролировать положение бруса и положение поплавка в уровне.

Помучившись минут двадцать, я решил, что необходимо применить смекалку и свои знания в области электроники. Через час было найдено удачное решение, и работа была завершена.



**Рисунок 1.** Устройство датчика горизонтального уровня.

Для изготовления электронного индикатора уровня за основу был взят все тот же пузырьковый уровень, который был слегка модернизирован добавлением нескольких электронных компонентов.

Устройство датчика уровня изображено на Рисунке 1.

Для преобразования положения пузырька воздуха в поплавковом уровне в электрический сигнал колба поплавка 1 подсвечивается с торца светодиодом 2, а в нижней части колбы по ее центру закреплен фоторезистор 3, сопротивление которого меняется от положения пузырька.

Сопротивление фоторезистора уменьшается, когда воздушный пузырек оказывается в пределах центральной части колбы и увеличивается по мере отклонения пузырька в любую сторону. Как правило, колба имеет две граничных черты, в пределах которых положение воздушного пузырька показывает отклонение от горизонтали в пределах  $\pm 0.5$  градуса. Во всяком случае, мои измерения при помощи цифрового инклинометра для имеющегося в моем распоряжении образца это подтверждают.

Принципиальная схема простейшего индикатора горизонтального положения приведена на Рисунке 2.

Мы видим, что фоторезистор R2 включен в цепь положительной обратной связи генератора импульсов, и его сопротивление определяет частоту генерируемого сигнала при неизменном значении конденсатора C1. Частота генератора увеличивается при приближении воздушного пузырька к центру колбы и достигает своего максимального значения при его расположении точно по центру колбы. Изменения частоты при отклонении от горизонтали в 1 градус в любую сторону достигают 10% от максимального значения. Однако даже незначительные отклонения пузырька воздуха от центра колбы легко улавливаются на слух.

Оптимальную частоту, равную примерно 1000 герц, можно установить, подбирая значение конденсатора C1 или изменяя ток через светодиод.

Однако, с практической точки зрения, лучше иметь индикатор горизонтального положения, индицирующий момент достижения равновесия, включая звуковой сигнал и зажигая светодиод. Схема такого индикатора приведена на Рисунке 3.

Ток, проходящий через фоторезистор R2, создает падение напряжения на резисторе R3. Наибольшее значение напряжения на резисторе R3 соответствует равновесному положению датчика уровня и запоминается пиковым детектором A1.1, VD1 и C1.

К выходу повторителя A1.2 подключена цепочка из переменного резистора R4 и постоянного резистора R5. Напряжение в контрольной точке кт2 соответствует макси-

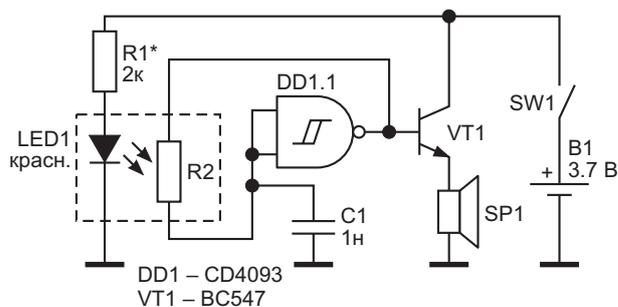


Рисунок 2. Простейший индикатор горизонтального уровня.

имальному значению в контрольной точке кт1. Переменным резистором R4 выставляется напряжение в контрольной точке кт3, примерно равным 0.99 от напряжения в контрольной точке кт2. Компаратор A2.1 сравнивает напряжения в точках кт1 и кт3, и пока напряжение в точке кт1 будет больше напряжения в точке кт3, на выходе A2.1 будет присутствовать низкий уровень, гореть зеленый светодиод и раздаваться звуковой сигнал.

Если напряжение в точке кт1 станет меньше напряжения в точке кт3, а это случится, если плоскость, на которой расположен датчик, отклонится от горизонтального положения, на выходе A2.1 появится высокий уровень, потухнет зеленый светодиод, звуковой сигнал смолкнет, и загорится красный светодиод.

Настройка индикатора сводится к регулировке R4 для получения приемлемой чувствительности.

Индикатор уровня смонтирован в прямоугольном светонепроницаемом корпусе, при этом датчик расположен параллельно одной из сторон корпуса. Это позволяет использо-

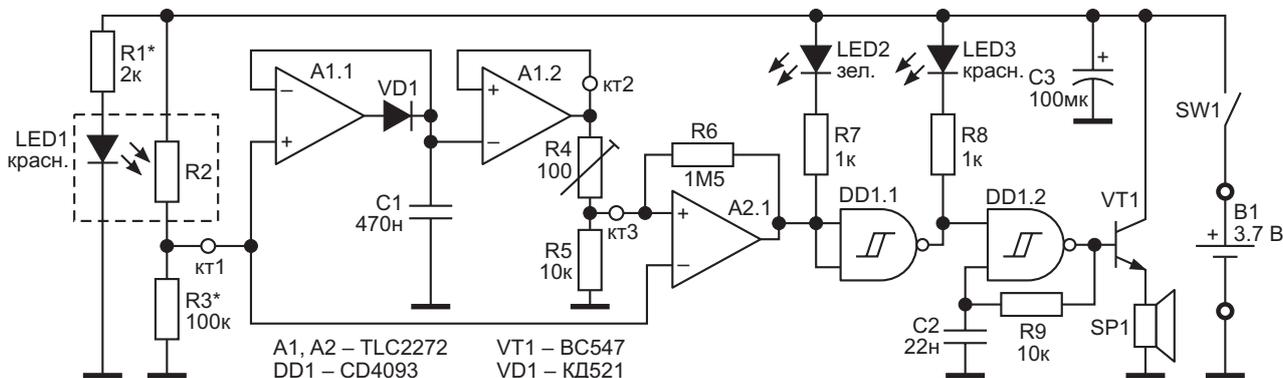


Рисунок 3. Практическая схема индикатора горизонтального уровня.

вать индикатор как для контроля горизонта, так и для контроля вертикали.

После включения питания индикатор следует наклонить влево, затем вправо, чтобы пиковый детектор запомнил положение равновесия, затем установить индикатор на контролируемую поверхность.

В заключение следует отметить, что фоторезистор вполне можно заменить фототранзистором.

В случае применения двух фототранзисторов становится возможным построение индикатора по дифференциальной схеме,

что позволит контролировать не только факт отклонения от горизонтали, но и знак этого отклонения. Разумеется, в этом случае будет необходима периодическая калибровка прибора.

Схема, приведенная на Рисунке 3, в калибровке не нуждается в силу самого принципа реализации. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLC2272](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor BC547](#)

## Загрузки

[Видео. Индикатор горизонтального уровня](#)



# Формирователи непрерывной и одиночной серии импульсов

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание формирователей серии импульсов с заданным их количеством в пакете. Первый из формирователей генерирует периодические пакеты импульсов в непрерывном режиме, второй – вырабатывает однократные серии импульсов.

Формирователи непрерывной и одиночной серии импульсов с их регулируемым количеством находят применение в технике управления работой различных исполнительных механизмов, а также в контрольно-измерительной аппаратуре.

Ранее известные генераторы заданной серии импульсов работали с использованием счетчиков импульсов [1–3].

На Рисунках 1 и 2 представлены схемы простых формирователей заданного количества импульсов, выполненных с использованием распространенных КМОП элементов 2И-НЕ. В основе этих устройств использована схема управляемого генератора с неиз-

менной длительностью последнего формируемого импульса [4].

Формирователь импульсов, Рисунок 1, вырабатывает непрерывную последовательность заданного количества импульсов. Формирователь имеет два входа, условно названные  $F_{ВХНЧ}$  и  $F_{ВХВЧ}$ , кроме того предусмотрена работа от встроенного генератора прямоугольных импульсов регулируемой частоты.

При работе устройства от внешнего генератора прямоугольных импульсов  $F_{ВХВЧ}$  количество импульсов на выходе определяется соотношением:  $n = F_{ВХНЧ}/2F_{ВХВЧ}$ ,  $F_{ВХНЧ} < F_{ВХВЧ}$ . Такое же соотношение сохраняется

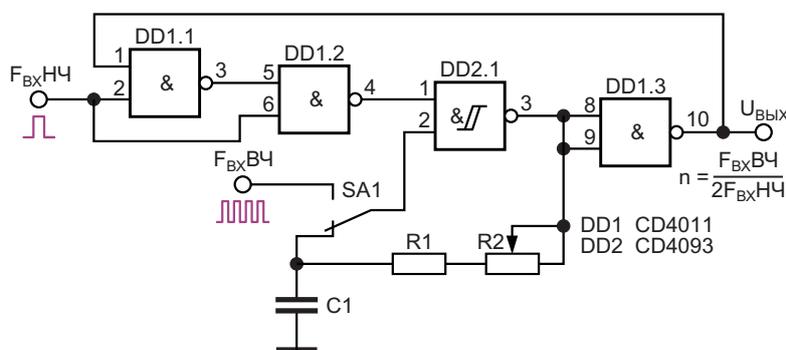
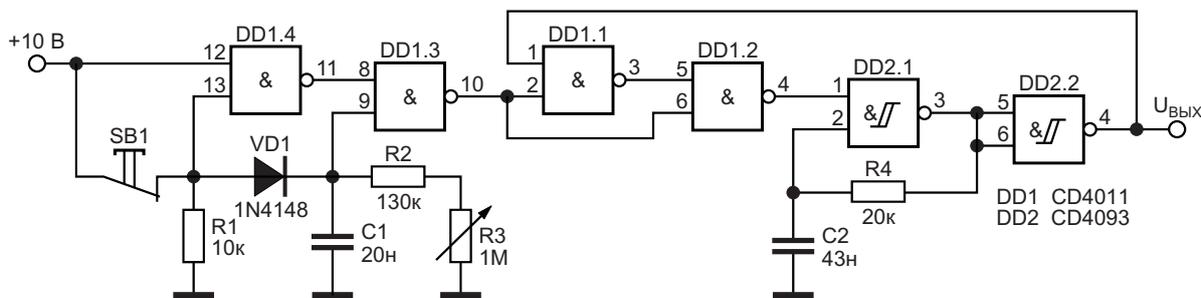


Рисунок 1. Формирователь непрерывной последовательности серии импульсов с их регулируемым количеством, имеющий внешнее и внутреннее управление.



**Рисунок 2.** Формирователь одиночной серии импульсов с их регулируемым количеством.

при работе устройства от встроенного генератора импульсов. Устройство работоспособно в широком диапазоне частот от субгерцового диапазона до частот, ограниченных быстродействием микросхем при используемом напряжении питания.

Второй формирователь, Рисунок 2, вырабатывает при нажатии на кнопку SB1 одиночную серию импульсов, количество импульсов в которой задается регулировкой потенциометра R3.

Оба формирователя выполнены на основе элементов 2И-НЕ двух КМОП микросхем CD4011 и CD4093. Формально оба устройства можно было бы выполнить с использованием микросхем одной серии CD4011 или CD4093, однако в этом случае возможны искажения длительности конечного импуль-

са в серии в переходной области смены количества импульсов. **РЛ**

## Литература

1. Евсеев А. Числоимпульсный генератор. В сб.: В помощь радиолюбителю. Вып. 91. М.: ДОСААФ, 1985. С. 64–65
2. Шустов М.А. Генераторы заданной серии импульсов от 1 до 9. Радиолюбитель. 2022. № 10. С. 24–25; Радиомир. 2024. № 4. С. 34–35.
3. Шустов М.А. Генератор заданной серии импульсов от 1 до 128. Радиолюбитель. 2023. № 2. С. 22–23
4. Шелестов И.П. Радиолюбителям: полезные схемы. Кн. 2. М.: ТОО «Солон», 1998. 224 с.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4011A](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)

# Точное измерение вольтамперных характеристик фотоэлектрических модулей

*Catherine Chang, Aaron Schultz, Henry Surtihadi*

## Введение

Фотоэлектрические модули являются популярными и доступными источниками возобновляемой энергии. Большинство фотоэлектрических модулей служат около 20 лет, но тепловые нагрузки и попадание влаги, среди прочих причин, могут со временем снизить выходную мощность модуля. Для целей наладки деградация параметров модуля может быть оценена по изменению его вольтамперной характеристики.

Поскольку выходная мощность фотоэлектрических модулей существенно зависит от температуры, важно измерять их характеристики в типичных условиях эксплуатации. Обычно это открытые солнечные площадки, такие как крыши домов или открытые незастроенные пространства, где бывает сложно обеспечить питание измерительного оборудования или контролировать температуру.

Поэтому важно, чтобы параметры измерительного оборудования, используемого для определения характеристик модуля, не менялись в зависимости от температуры. Идеальное решение для измерения вольтамперной характеристики также должно быть портативным и потреблять минимум энергии.

Однополярное питание и режим отключения микросхемы LTC2058 позволяют работать от батареи, максимально увеличивая срок ее службы. Два содержащихся в ней усилителя дают возможность одновременно

измерять два параметра, например ток и напряжение. В приложениях, где температура изменяется в широких пределах, например, при измерении характеристик фотоэлектрических модулей, чрезвычайно низкий максимальный температурный дрейф входного напряжения смещения ( $0.025 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ ) позволяет LTC2058 сохранять точность измерений, несмотря на значительные колебания рабочей температуры. Например, температура окружающей среды в очень солнечном месте может достигать  $45^\circ\text{C}$ , что на  $20^\circ\text{C}$  выше обычных условий эксплуатации при комнатной температуре. Максимальный дополнительный дрейф входного смещения, вносимый усилителем LTC2058 в таких экстремальных условиях, составляет всего  $0.5 \text{ мкВ}$ .

## Измерение вольтамперных характеристик фотоэлектрического модуля

Вольтамперная характеристика фотоэлектрического модуля создается путем подключения к модулю диапазона нагрузок от короткого замыкания до холостого хода и измерения результирующего тока ( $I_{PV}$ ) и напряжения ( $V_{PV}$ ) при каждой нагрузке. Один из методов заключается в многократных настройках мощного потенциометра или в использовании магазина нагрузочных сопротивлений и выполнении измерений в каждой точке. Недостатком этого подхода является то, что кратковременное затенение или уве-

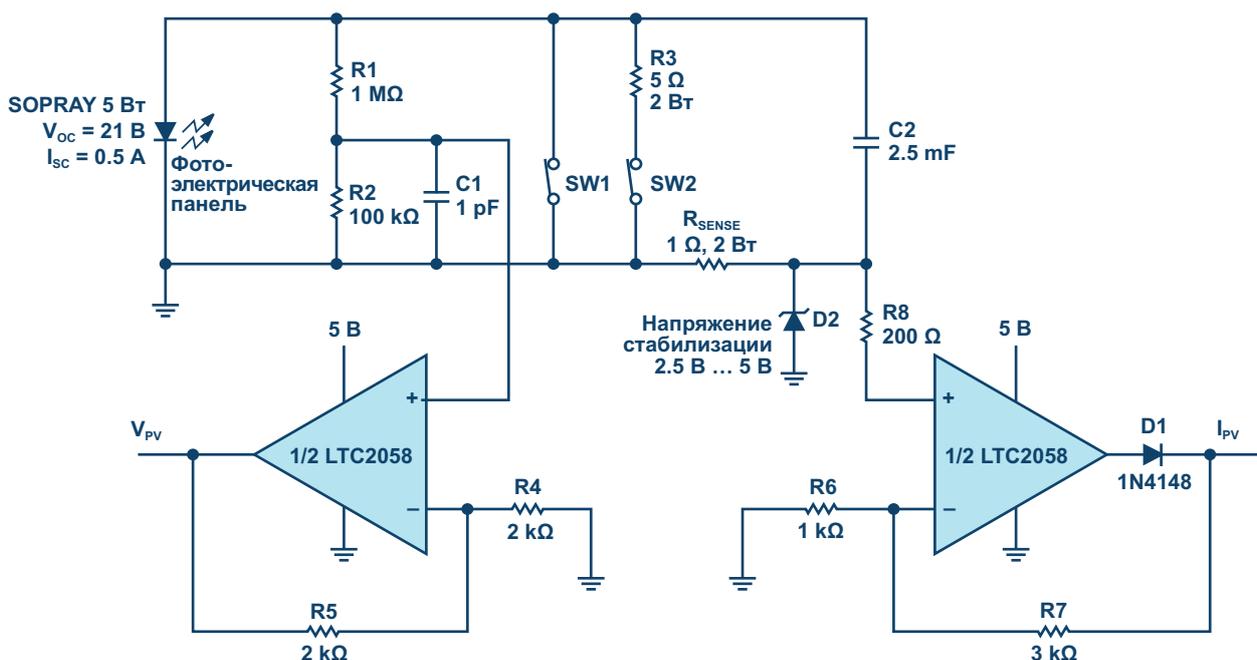
личение освещенности от пролетающей над головой птицы, облака или яркого отражающего объекта могут вызвать кратковременные провалы или скачки выходной мощности, которые вносят погрешность в вольтамперную характеристику. Более быстрый метод заключается в размыкании переключателя, параллельного конденсатору большой емкости, поскольку, заряжаясь в течение сотен миллисекунд, конденсатор будет эффективно менять свой импеданс от короткого замыкания до обрыва, сводя к минимуму вероятность появления на кривой переходных эффектов.

Помимо очевидных преимуществ этого метода, а именно скорости, простоты и удобства измерения, использование быстрой емкостной развертки требует минимального количества мощных компонентов. Компоненты не подвергаются воздействию высокой мощности в течение более чем нескольких сотен миллисекунд. Таким образом, при правильном выборе нагрузочного конденсатора и токоизмерительного резистора эту точную измерительную схему можно использовать для широкого диапазона напряжений холостого хода и токов короткого замыкания модуля, например, в тестерах крупногабаритных фотоэлектрических модулей.

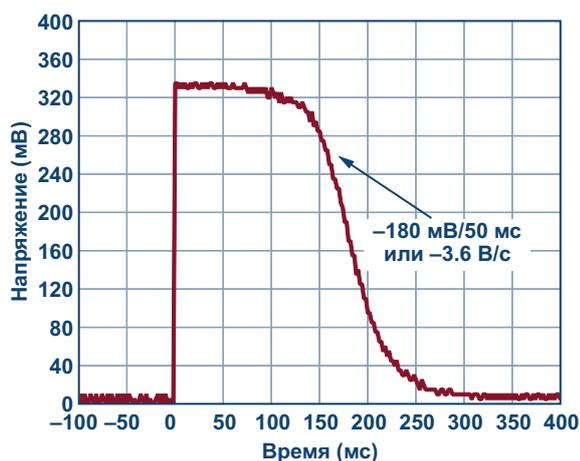
## Тестовая схема развертки для измерения вольтамперной характеристики фотоэлектрического модуля

На Рисунке 1 показана реализация емкостной развертки для снятия вольтамперной характеристики фотоэлектрического модуля. Конденсатор C2 – это основная емкостная нагрузка, величина которой является компромиссом между скоростью измерения и точностью: при меньшей емкости C2 развертка происходит быстрее, снижая риск ошибки; при большей – медленнее, что позволяет получить более точную выборку измерений.

В исходном состоянии оба переключателя SW1 и SW2 замкнуты, поэтому напряжение на конденсаторе C2 отсутствует. Чтобы запустить развертку измерений, которая длится 150 мс и заканчивается зарядкой C2 до полного напряжения модуля, необходимо разомкнуть оба переключателя – сначала SW2, а затем SW1. Разрядка C2 после окончания измерения для подготовки к следующему циклу включает в себя сначала замыкание SW2, где включенный последовательно 2-ваттный резистор R3 снижает риск искрения, а затем замыкание SW1 для обеспечения истинного закорачивания (сопротивлени-



**Рисунок 1.** Схема развертки для измерения характеристик фотоэлектрического модуля.



**Рисунок 2.** Напряжение на токоизмерительном резисторе изменяется со скоростью порядка 3.6 В/с.

ем 0.3 Ом) конденсатора C2 и снижения напряжения на C2 до нуля. Для реализации полноценной системы в качестве этих переключателей могут быть использованы мощные MOSFET, управляемые цифровыми сигналами, которые контролируют время и последовательность переключений.

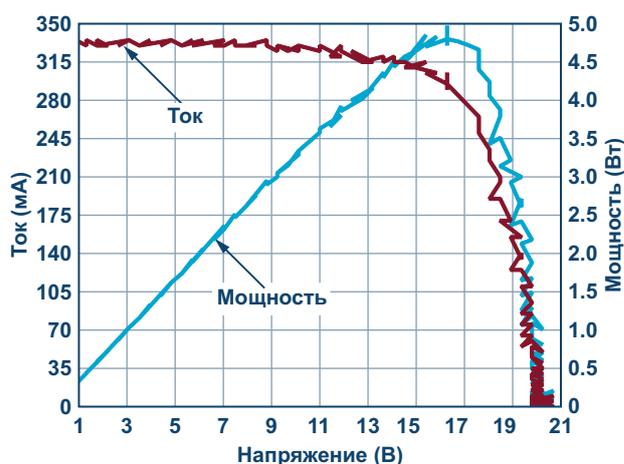
Гарантированное для микросхемы LTC2058 значение произведения усиления на полосу пропускания, равное 2.5 МГц, очень важно для точного отслеживания скорости развертки тока фотоэлектрического модуля на измерительном резисторе  $R_{SENSE}$ . Наибольшая ошибка измерения тока возникает в середине цикла развертки во время самого быстрого изменения тока. Хотя входное напряжение на резисторе  $R_{SENSE}$  имеет относительно низкую скорость изменения 3.6 В/с (см. Рисунок 2), групповая задержка операционного усилителя приводит к ошибке в реальном времени на выходе измерителя тока. Кроме того, поскольку сопротивление токоизмерительного резистора  $R_{SENSE}$  довольно велико, для того, чтобы при максимальном токе короткого замыкания ( $I_{SC}$ ), равном 0.5 А, обеспечить выходной сигнал 2 В, достаточно коэффициента усиления замкнутого контура схемы измерения тока всего 4 В/В. Такой небольшой коэффициент усиления не является проблемой благодаря устойчивости LTC2058 при единичном коэффициенте усиления. Таким образом, большое произведение усиления на полосу пропускания микросхемы LTC2058 и низкое требование к коэф-

фициенту усиления замкнутого контура обеспечивают быстрый отклик, минимизируя ошибку из-за групповой задержки.

Конденсатор большой емкости C2 в сочетании с большим сопротивлением токоизмерительного резистора  $R_{SENSE}$  определяют скорость изменения измеряемого параметра и, следовательно, ошибку из-за фиксированной задержки. Компромисс, связанный с выбором C2, заключается в том, что при большей емкости измерение вольтамперной характеристики занимает больше времени.

Диод D1 позволяет выходному сигналу канала измерения тока достигать 0 В, чтобы точно измерять ток в условиях обрыва нагрузки в самом конце цикла развертки. Стабилитрон D2 и резистор R8 сопротивлением 200 Ом помогают защитить неинвертирующий вход усилителя измерителя тока от электрических перегрузок.

В канале измерения напряжения резисторы R1 и R2 делят полное напряжение модуля таким образом, чтобы напряжение на выходе  $V_{PV}$  после усиления каскада 5 В/В находилось в пределах напряжения шины питания 5 В. Сопротивления резисторов R1 и R2 можно подобрать для снижения любого напряжения холостого хода модуля ( $V_{OC}$ ), при условии, что потребляемый делителем ток незначителен по сравнению с током  $I_{SC}$  модуля. В этой конструкции ток через резисторы R1 и R2 вносит погрешность 19 мкА или 0.0038% от  $I_{SC}$ .



**Рисунок 3.** Зависимости тока и мощности фотоэлектрического модуля от выходного напряжения модуля, полученные с помощью схемы развертки измерения на основе усилителя LTC2058.

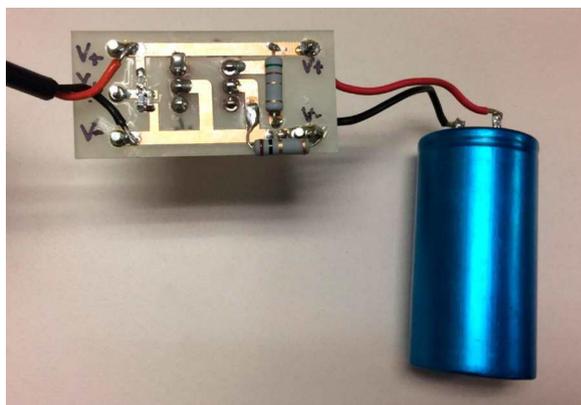


## Новые DC/DC до 1500 В в наличии и под заказ

- ◆ Фотоэлектрические системы
- ◆ Высоковольтные зарядные станции
- ◆ Солнечная энергетика
- ◆ Высоковольтные накопители энергии



[ЗАПРОСИТЬ](#)



**Рисунок 4.** Схема емкостной развертки для снятия характеристик фотоэлектрического модуля; подключение модуля слева, конденсатор C2 справа.

Зависимости тока и мощности фотоэлектрического модуля от выходного напряжения приведены на Рисунке 3. Подключение схемы емкостной развертки показано на Рисунке 4.

### Заключение

Если измерительное устройство расположено вблизи фотоэлектрического модуля, оно, также как и модуль, будет подвергаться воздействию экстремальных температур окружающей среды, таких как холод, яркий солнечный свет или жаркий климат пустыни. При этом оно должно сохранять свою точность, чтобы фиксировать изменение параметров фотоэлектрического модуля в зависимости от температуры. Максимальный средний температурный дрейф входного смещения LTC2058, составляющий всего 0.025 мкВ/°С, позволяет точно измерять характеристики солнечных панелей в широком диапазоне температур. [РЛ](#)

### Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC2058](#)

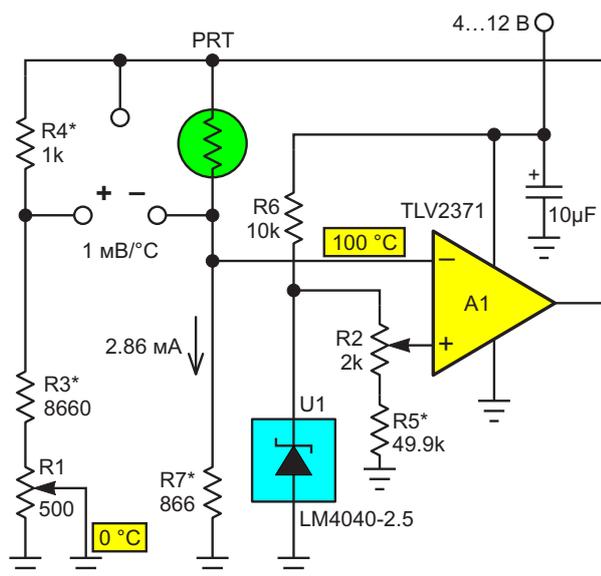
# Сила практической положительной обратной связи для совершенствования платинового датчика температуры

Stephen Woodward

EDN

Постоянный автор Ник Корнфорд недавно опубликовал восхитительно умную идею схемы [1] с использованием платинового резистивного датчика температуры, откалиброванного для вывода сигнала в масштабе 1 мВ/°С, который идеально подходит для прямого считывания с помощью стандартного цифрового мультиметра...

Идея Ника показалась мне настолько крутой, что я просто обязан был попробовать



**Рисунок 1.** Схема платинового резистивного датчика температуры бесстыдно копирует идею Ника Корнфорда по превращению обычного цифрового мультиметра в точный цифровой термометр.

сделать свою собственную версию. Первоначальная попытка показана на Рисунке 1.

Схема на Рисунке 1 концептуально идентична схеме Ника, в которой платиновый термометр сопротивления (platinum resistance thermometer, PRT) включен в базовую мостовую топологию с возбуждением PRT постоянным током. Однако она отличается одной деталью. Только половина моста, содержащая PRT, активно регулируется постоянным током, в то время как другая половина (с нулевой регулировкой) является просто пассивным делителем напряжения. Этот прием несколько сокращает количество компонентов (экономит два транзистора, операционный усилитель и, возможно, один или два резистора). Но это не делает работу схемы значительно хуже или лучше. Процесс калибровки – это та же процедура, очень хорошо объясненная в статье Ника, как и достижимая точность. Конкурировать в этом отношении с хорошо написанной статьей Ника я, конечно, не буду и пытаться.

На самом деле, я полагаю, вы имеете все основания спросить, действительно ли такая похожая схема заслуживает отдельной публикации. К счастью, это еще не конец нашей истории.

Из-за 10-процентного ослабления сигнала PRT, обусловленного пассивной стороной моего моста, для того чтобы воспроизвести потрясающую возможность схемы Ника – прямое считывание 1 мВ/°С, мне пришлось

увеличить ток возбуждения PRT  $I_{PRT}$  на те же 10%, чтобы получить сигнал большего уровня. Итак, я сделал

$$I_{PRT} = \frac{110\% \times 1 \text{ мВ/}^\circ\text{С}}{0.03851} = 2.857 \text{ мА}$$

вместо 2.597 мА, которые использовал Ник в своей схеме с двумя согласованными источниками постоянного тока. Пока все идет хорошо.

Но затем это заставило меня задуматься о том, какой эффект могут дать дальнейшие умножения  $I_{PRT}$ . Это, конечно, было очень интересно, поскольку температурный коэффициент платины не совсем постоянен в зависимости от температуры, и этот факт описывается полиномом Каллендара-Ван Дузена. Он предсказывает, что температурный коэффициент платины неуклонно снижается от значения 0 °С по мере повышения температуры Т. Обратите внимание на досадный квадратичный член «В»:

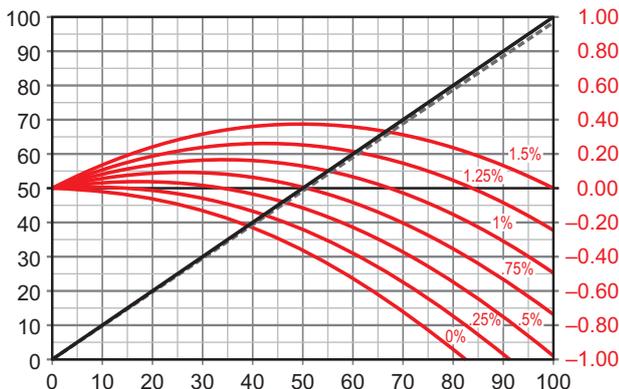
$$R(T) = R(0)[1 + (A \times T) - (B \times T^2)],$$

$$A = 3.9083 \times 10^{-3},$$

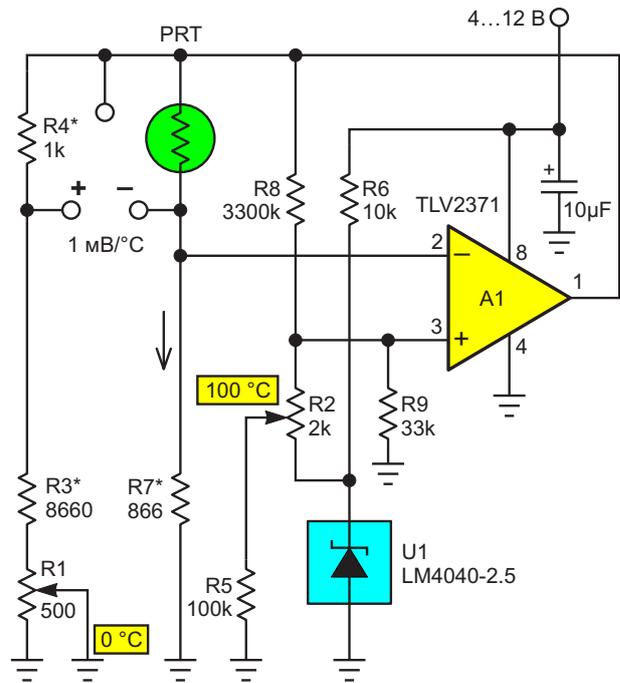
$$B = 5.775 \times 10^{-7}.$$

Итак, постепенно увеличивая  $I_{PRT}$ , я рассчитал выходное напряжение схемы при температуре от 0 °С до 100 °С. Интересные результаты представлены на Рисунке 2. Ось Х – фактическая температура, красный цвет – погрешность показаний в градусах.

Чтобы использовать этот эффект для непрерывной и автоматической фиксации



**Рисунок 2.** Используемый здесь полином Каллендара-Ван Дузена предсказывает, что для любой заданной температуры существует приращение тока возбуждения, которое обеспечит точные показания; например, 0.5% для 33 °С, 1% для 67 °С и 1.5% для 100 °С.

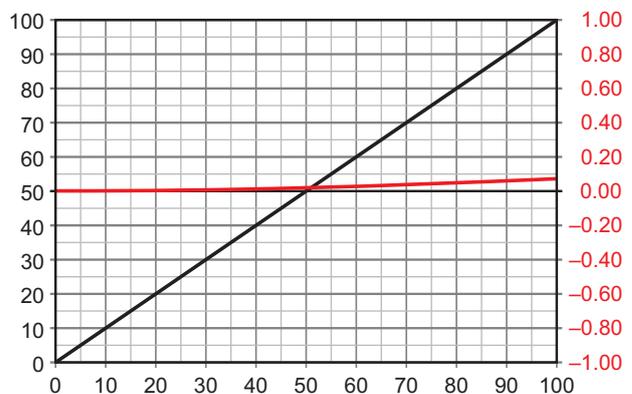


**Рисунок 3.** 40 мВ положительной обратной связи, подаваемые через резистор R8 к источнику опорного напряжения U1, увеличивают ток возбуждения PRT с ростом температуры и, таким образом, линеаризуют показания температуры, обеспечивая точность термометра до  $\pm 0.1$  °С.

показаний, достаточно добавить резисторы R8 и R9 для получения положительной обратной связи, показанной на Рисунке 3. Теперь

$$I_{PRT}(T) = I_{PRT}(0)[1 + 0.15(V_{PRT}(T) - V_{PRT}(0))].$$

Таким образом, при изменении напряжения считывания от 0 до 100 мВ ток возбуждения  $I_{PRT}$  увеличивается на 0 – +1.5%, что необходимо для точной линеаризации показаний. Остаточная ошибка в схеме с положительной



**Рисунок 4.** Остаточная ошибка в схеме с положительной обратной связью на Рисунке 3.

обратной связью на Рисунке 3 показана на Рисунке 4.

И это, как мне показалось, заслуживает отдельной статьи. Надеюсь, Ник согласится.

## Постскриптум

По своей обычной привычке я занялся исследованием линеаризации PRT с положительной обратной связью только после того, как самостоятельно пришел к этому решению. Но, сделав это, я захотел узнать, использует ли кто-нибудь еще такой метод. Да. Использует.

Угадайте, кто [2]? На самом деле теперь я даже рад, что не посмотрел перед прыжком.

Если бы я заранее знал, насколько сложна схема Джима, я бы, возможно, и не стал ее делать! [РЛ](#)

## Ссылки

1. Nick Cornford. Самодельный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра. РадиоЛоцман, 2024, 09-10, [стр. 50](#).
2. Williams, Jim. "[Signal Conditioning for Platinum Temperature Transducers](#)."

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip LM4040](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV2371](#)

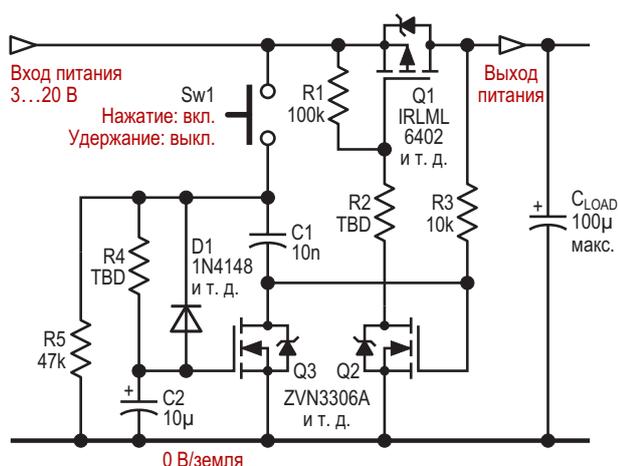
# Нажать или удерживать? Это делает и то, и другое

Nick Cornford

EDN

Давайте представим, что вам нужно добавить выключатель питания к чему-то, что работает от батареи, но не имеет процессора; возможно, оно также должно быть водонепроницаемым и, следовательно, иметь мембранную герметизацию. Или, может быть, вы просто хотите использовать блестящую современную кнопку, а не какую-нибудь штуковину типа нажимного/рокерного/движкового переключателя, которая может быть дешевой и надежной, но будет выглядеть как нечто пришедшее из прошлого тысячелетия.

В этой статье на Рисунке 1 показано, как обычную кнопку с самовозвратом или тактовую (тактильную) кнопку превратить в бистабильное фиксирующее устройство.



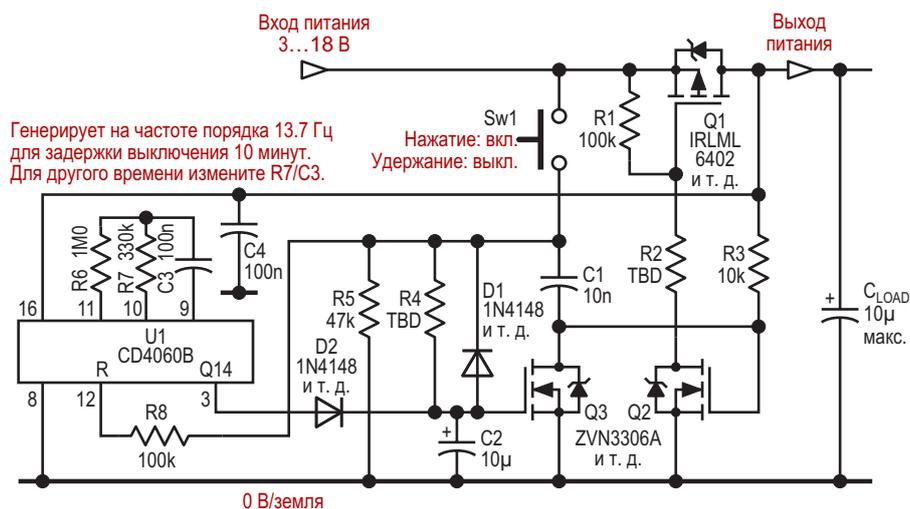
**Рисунок 1.** Два транзистора образуют защелку, переключающую питание, которую можно установить (включить) коротким нажатием кнопки, а затем сбросить (выключить) более длительным нажатием.

Перекрестное соединение транзисторов Q1 и Q2 образует защелку, причем Q1 является фактическим выключателем питания, который управляется транзистором Q2. Изначально оба транзистора выключены. При кратковременном нажатии кнопки Sw1 на затвор Q2 через конденсатор C1 подается импульс, который включает транзистор, и тем самым включает также Q1 для подачи питания на последующие схемы и на транзистор Q2, фиксируя оба транзистора во включенном состоянии.

Удержание кнопки нажатой в течение примерно секунды позволяет конденсатору C2 заряжаться через резистор R4 до тех пор, пока транзистор Q3 не начнет открываться, закорачивая затвор Q2 и разрывая цепь обратной связи, в результате чего транзисторы Q1 и Q2 выключаются. Размыкание кнопки позволяет конденсатору C2 разряжаться через диод D1 и резистор R5, чтобы подготовиться к следующему циклу. В выключенном состоянии схема потребляет только ток утечки.

Некоторые компоненты помечены как TBD (to be determined, подлежит уточнению), поскольку, хотя схема в целом может работать с напряжением питания от 3 до 20 В (или больше, если это допустимо для транзистора Q1), отдельные части или функции могут не работать. Типичные значения номиналов показаны в Таблице 1.

Резистор R2 гарантирует, что напряжение затвор-исток транзистора Q1 будет достаточным для его полного включения, но диоды защиты затворов останутся при этом закры-



**Рисунок 2.** Добавив генератор/счетчик, можно автоматически выключать схему после соответствующей задержки.

**Таблица 1.** Сопротивления резисторов для различных напряжений питания

Напряжение питания	R2	R4
3 В	0 Ом	100 кОм
6 В	0 Ом	330 кОм
12 В	100 кОм	680 кОм
20 В	300 кОм	1 МОм

тыми. Резистор R4 поддерживает время удержания, необходимое для выключения, близким к секунде. Другие моменты, на которые стоит обратить внимание, относятся к самому транзистору Q1. Номинальное напряжение сток-исток транзистора IRLML6402 равно 20 В, сопротивление открытого канала в условиях нашей схемы составляет 50–100 мОм, а напряжение пробоя затвор-исток равно 12 В. Для полного включения ему требуется всего 1.2 В, при этом он легко выдерживает ампер или два.

Выбор транзисторов Q2 и Q3 не критичен, хотя какие-то устройства с логическими уровнями управления могут быть лучше, чем ZVN3306A. Если нажать кнопку Sw1, когда схема включена, конденсатор C1 все равно передаст импульс на затвор Q2, на короткое время повысив напряжение на нем до удвоенного напряжения питания. Его должны ограничить входные защитные диоды затвора Q2, но если вы не доверяете этому, установите ограничительный диод между нижней сто-

роной C1 и входной шиной. Защитные диоды могут также открываться при высоких напряжениях питания, но их ток будет ограничен резистором R3.

Если по какой-либо причине кнопка выключателя залипнет, схема останется выключенной, хотя резистор R5 все же будет потреблять некоторый ток.

### Автоматическое выключение

В таком виде все это прекрасно работает с нагрузками от нуля до одного-двух ампер и с емкостями нагрузки  $C_{LOAD}$  не менее 100 мкФ. Но было бы полезно добавить что-нибудь для автоматического отключения питания через несколько минут после последнего нажатия кнопки, и на Рисунке 2 показано, как это сделать.

Для этого в схему добавляется двоичный счетчик/генератор CD4060B. Он питается от выхода и работает на частоте около 13.7 Гц – по крайней мере, мой образец – пока схема включена. Примерно через 10 минут счетчик досчитывает до 8192, и на выходе Q14 появляется высокий уровень, заряжая конденсатор C2 через диод D2, чтобы включить транзистор Q3, а Q2 и Q1 выключить. Любое дополнительное нажатие кнопки Sw1 сбрасывает его, перезапуская цикл формирования задержки. CD4060B рассчитан на напряжение от 3 до 18 В, поэтому номинальное

напряжение в схеме на Рисунке 2, ниже. (В техническом описании указано, что микросхема выдерживает 20 В, но я потерял одну при напряжении 19 В во время экспериментов. Будьте осторожны! И это объясняет появление резистора R8, добавленного для того, чтобы избежать скачков напряжения, выводящих из строя вывод сброса, что и произошло). Поскольку емкость нагрузки должна разряжаться адекватно, чтобы избежать перезапуска схемы, она не должна превышать 10 мкФ, по крайней мере, при легких нагрузках. Я не смог найти простого (то есть дешевого и надежного) способа разрядить или хотя бы шунтировать ее при выключении;

думал, что это должно быть просто, а оказалось, что нет.

Было бы неплохо всем управлять с помощью счетчиков и логики, но без микроконтроллера это было бы сложно. Он потребует гораздо меньше аппаратных средств и даст много возможностей для реализации дополнительных, интересно запрограммированных функций, но не будет ли это изменой? **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Infineon IRLML6402](#)
2. [Datasheet Diodes ZVN3306A](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4060B](#)

# Детекторы знака градиента уровня входного сигнала

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание детектора, способного контролировать мгновенное изменение уровня напряжения в ту или иную сторону относительно нормы (градиентного детектора знака уровня входного сигнала). В состоянии покоя (нормы) на выходах устройства выходные сигналы отсутствуют. При мгновенном повышении уровня входного сигнала (положительный градиент) выходной сигнал появляется на соответствующем выходе, после чего через некоторое время схема самобалансируется, и выходной сигнал исчезает. Аналогично при понижении уровня напряжения на контролируемом объекте (отрицательный градиент) выходной сигнал появляется на определенное время на выходе соответствующего канала индикации.

Градиентные детекторы и градиентные реле могут быть использованы для контроля различных физико-химических параметров окружающей среды, а также изменения уровня электрических сигналов [1–8]. Работа таких устройств основана на том, что в состоянии покоя на входах компаратора поддерживается напряжение одинакового уровня. Один из входов компаратора подключен к источнику сигнала, а второй вход компаратора подключен туда же через интегрирующую RC-цепочку.

Если уровень сигнала на входе изменился, то на входе компаратора, непосредственно подключенного к источнику сигнала, напряжение повторяет входное напряжение, а на второй вход компаратора поступает с некоторой задержкой, обусловленной зарядкой конденсатора RC-цепочки. В этот момент компаратор переключает свое состояние, на его выходе сигнал меняется с логического нуля до логической единицы, либо наоборот. Через время, достаточное для того, чтобы напряжение на входах компаратора сравня-

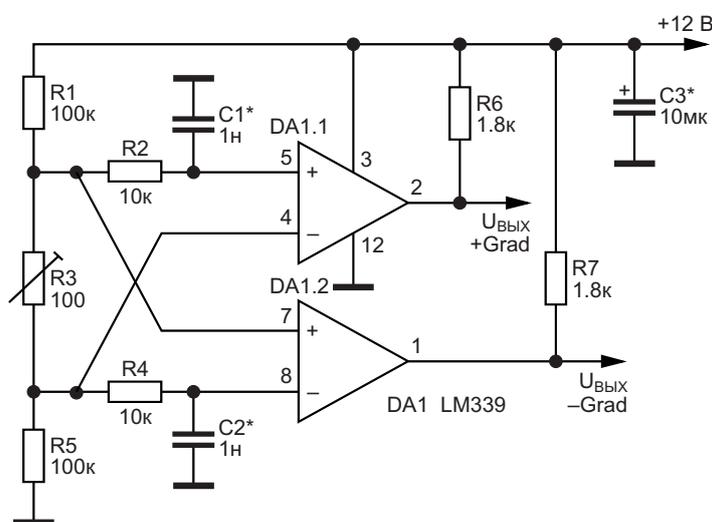
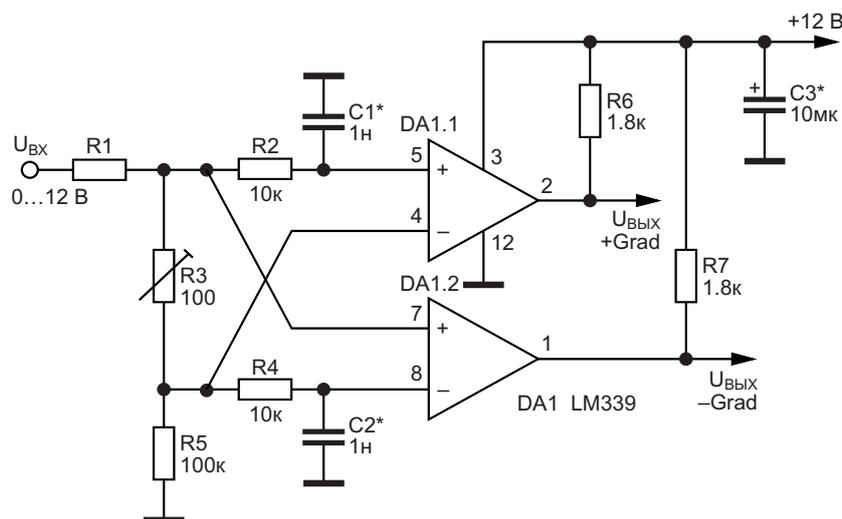


Рисунок 2. Градиентный детектор уровня входного сигнала с отдельной индикацией знака градиента.



**Рисунок 1.** Градиентный детектор изменения электрического сопротивления резистивного датчика R5 с отдельной индикацией знака градиента.

лось, схема самобалансируется, компаратор возвращается в исходное состояние.

На Рисунке 1 показана схема градиентного детектора, позволяющего контролировать изменение сопротивления резистивного датчика R5 в ту или иную сторону. Постоянные времязадающих цепочек R2C1 и R4C2 определяют время инерции или время переключения компаратора для возврата его в исходное состояние. Подстроечный резистор R3 определяет чувствительность устройства.

На Рисунке 2 приведен пример выполнения градиентного детектора изменения уровня входного сигнала, подаваемого на вход устройства. Входное напряжение может меняться в пределах от нуля вольт до напряжения питания градиентного детектора. Если сигнал на входе устройства не изменяется, выходные сигналы на обоих выходах детектора отсутствуют. При изменении уровня входного сигнала в ту или иную сторону на одном из двух выходов детектора появляется сигнал, свидетельствующий о наличии положительного или отрицательного градиента уровня входного сигнала. Так же, как и ранее, в случае если в дальнейшем входной сигнал не изменяется во времени, напряжение на входах компараторов выравнивается, и выходные сигналы отсутствуют. [РЛ](#)

## Литература

1. Шустов М.А. Градиентное реле. Радиолюбитель. 2000. № 10. С. 28–29.
2. Шустов М.А. Практическая схемотехника. 450 полезных схем. М.: Altex-A, 2001. Кн. 1. 352 с. (I изд.); 2003 (II изд.); М.: Додэка-XXI–Altex, 2007. 360 с. (II изд.).
3. Шустов М.А. [Fast Forward Forum от журнала «Elektor» на 27-й Международной выставке Electronica 2016, München.](#)
4. Shustov M.A., Shustov A.M. Gradient Detector a new device for the monitoring and control of the signal deviations. Elektor Electronica Fast Forward Start-Up Guide 2016–2017. 2017. P. 44–47.
5. Shustov M.A., Shustov A.M. Electronic Circuits for All. London: Elektor International Media BV, 2017. 397 p.; Elektronika za sve: Priručnik praktične elektronike. Niš: Agencija EHO, 2018. 392 St.
6. Шустов М.А., Шустов А.М. Градиентный детектор устройство для контроля отклонения сигнала от нормы. Радиолюбитель. 2018. № 5. С. 16–17.
7. Шустов М.А. [Детектор полярности и градиента амплитуды аналогового сигнала.](#)
8. Shustov M.A. [Contactless electric bell on a gradient relay.](#) EDN. May 30, 2024.

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)

# Цифровой потенциометр может регулировать усиление в диапазоне 90 дБ подобно электромеханическому

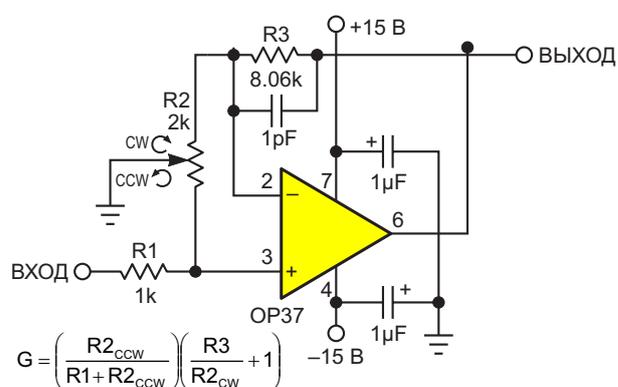
Stephen Woodward

EDN

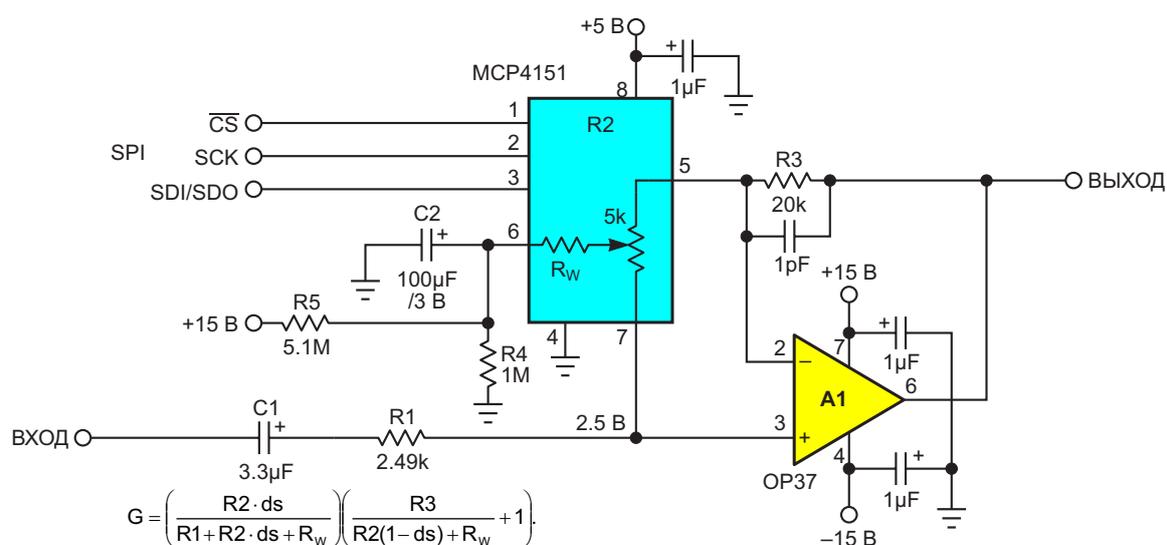
Некоторое время назад я опубликовал статью с идеей конструкции [1], в которой для управления коэффициентом усиления высококачественного нескорректированного операционного усилителя OP37 в необычайно широком диапазоне (от -30 дБ до +60 дБ) используется один линейный потенциометр.

Схема показана на Рисунке 1.

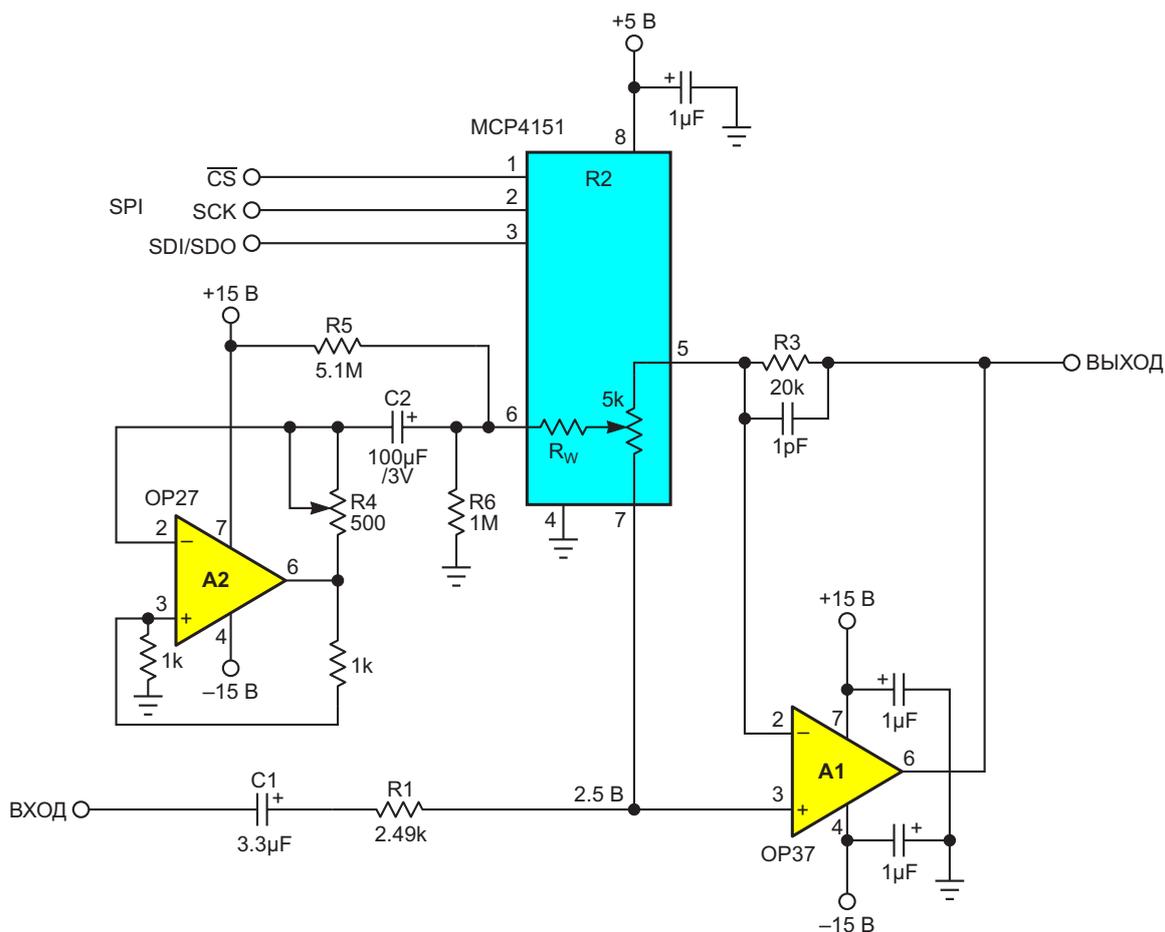
Недавно мне стало интересно, сможет ли цифровой потенциометр (ЦП) работать вместо механического потенциометра R2 на Рисунке 1. Вероятная топология с ЦП показана на Рисунке 2.



**Рисунок 1.** Заземленный движок позволяет R2 выполнять функции как входного аттенюатора, так и регулятора выходного усиления.



**Рисунок 2.** R2 выполняет ту же функцию, что и на Рисунке 1, с постоянным смещением, получаемым от цепи R4R5C2 для работы с биполярными сигналами. Но как быть с эффектами, вносимыми сопротивлением движка R<sub>w</sub>?



**Рисунок 3.** Петли положительной и отрицательной обратной связи усилителя A2 объединяются, создавая активное отрицательное сопротивление, равное  $-R4$ .

При ближайшем рассмотрении все оказалось не таким уж многообещающим. Это связано с тем, что сопротивление движка нарушает изоляцию двух половин R2, в первую очередь благодаря которой и работала оригинальная схема. Решение, к которому я в конечном итоге прибегнул, показано на Рисунке 3.

Основой этого трюка является микросхема A2 и окружающая его цепь. Они создают эффект активного отрицательного сопротивления, которое вычитается из сопротивления движка  $R_W$  и, если отрегулировать его так, чтобы  $R4 = R_W$ , теоретически (самое нелюбимое слово инженера) может полностью его нейтрализовать.

Быстрый способ настройки  $R_W$  – записать в ЦП ноль, подать на вход напряжение со среднеквадратичным значением около 1 В, а затем подстройкой R4 установить на выходе ноль.

Вот немного математики отрицательного сопротивления. Обратите внимание, что  $V_{P\#}$  обозначает сигнал на выводе микросхемы A2 с номером «#».

Пусть  $I_W$  – сигнальный ток движка, тогда

$$V_{P6} = V_{P2} - R4 \cdot I_W,$$

$$V_{P2} = V_{P3} \text{ (отрицательная обратная связь),}$$

$$V_{P3} = V_{P6}/2 \text{ (положительная обратная связь),}$$

$$V_{P6} = \frac{V_{P6}}{2} - R4 \cdot I_W,$$

$$V_{P6} - \frac{V_{P6}}{2} = \frac{V_{P6}}{2} = -R4 \cdot I_W,$$

$$V_{P6} = -2 \cdot R4 \cdot I_W.$$

Если  $R4 = R_W$ , то

$I_{R4} = I_{RW}$ , где  $I_{R4}$  и  $I_{RW}$  – токи, протекающие через резисторы R4 и  $R_W$ , соответственно.

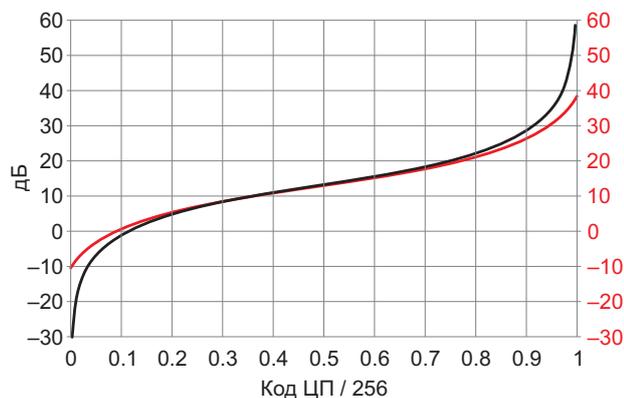
$$-2 \cdot R4 \cdot I_W = -(R4 + R_W) \cdot I_W,$$

$$V_W = V_{P6} + (I_W \cdot R4 + I_W \cdot R_W) = -I_W(R4 + R_W) + I_W(R4 + R_W).$$

Как видим,  $V_W = 0$  (сопротивление  $R_W$  было полностью компенсировано!). Коэффициент усиления  $G$  равен

$$G = \left( \frac{R_2 \cdot ds}{R_1 + R_2 \cdot ds} \right) \left( \frac{R_3}{R_2(1 - ds)} + 1 \right).$$

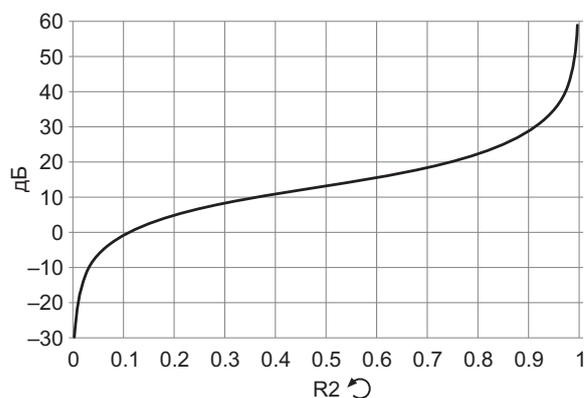
где  $ds$  – доля сопротивления  $R_2$ , установленная кодом ЦП.



**Рисунок 4.** Красная кривая показывает характеристику при некомпенсированном сопротивлении  $R_W$  (примерно 150 Ом); обратите внимание на потерю 20 дБ на обоих краях диапазона. Черная кривая отображает случай, когда  $R_W$  компенсируется отрицательным сопротивлением ( $R_4 = R_W = 150$  Ом).

Красная кривая на Рисунке 4 позволяет сравнить поведение схемы на Рисунке 2 с (некомпенсированным)  $R_W = 150$  Ом (правдоподобным для использованного потенциометра Microchip), а черная кривая показывает, что произойдет, если  $R_4 = R_W = 150$  Ом. Сравните это с показанной на Рисунке 5 характеристикой оригинальной схемы (Рисунок 1), в которой используется механические потенциометр.

Конечно, компенсация  $R_W$  во всем диапазоне настроек ЦП не может быть более идеальной, чем согласование  $R_W$  на 257 различных отводах ЦП при постоянном смещении 2.5 В, обеспечиваемом делителем R5R6.



**Рисунок 5.** Кривая усиления схемы, в которой используется механический потенциометр, идентична кривой для схемы на основе ЦП с компенсацией  $R_W$  отрицательным сопротивлением.

Типичное согласование в пределах резисторной матрицы данного потенциометра кажется хорошим, но это не обещание производителя, который говорит только о значении  $\pm 20\%$  или около того. Однако уменьшение  $R_W$  в 5 раз все равно полезно.

Примечание: После публикации версии этой идеи с механическим потенциометром я узнал, что г-н Т. Фрэнк Риттер предвосхитил ее более чем на 50 лет в своей работе «Управление усилением операционного усилителя с помощью одного потенциометра», опубликованной в «Справочнике разработчика электроники» в 1972 году издательством McGraw Hill.

Итак, с запозданием, но с энтузиазмом я снимаю шляпу перед г-ном Риттером. Я всегда восхищался первопроходцами! **РЛ**

## Ссылка

1. [Усиление ОУ регулируется от -30 дБ до +60 дБ одним линейным потенциометром](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP4151](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OP27](#)
3. [Datasheet Analog Devices OP37](#)

# Электромеханическое демпфирование стабилизирует показания аналогового стрелочного прибора

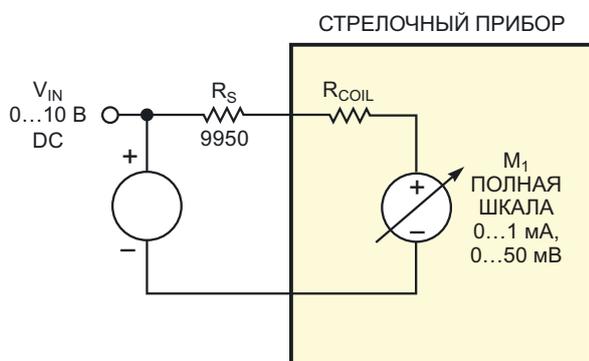
Alexander Bell

EDN

Перед отгрузкой стрелочных измерительных приборов производители могут закоротить клеммы приборов отрезком провода, что обеспечивает эффективное электромагнитное демпфирование и повышает устойчивость к внешним механическим вибрациям и ударам, которые могут возникнуть во время транспортировки. В этой статье используется практически тот же принцип, что и для стрелочных приборов, но в нормальных условиях эксплуатации. Подключение прибора к источнику напряжения с низким внутренним сопротивлением обеспечивает электромагнитное

демпфирование и делает показания прибора более стабильными. Повышенная устойчивость к внешним вибрациям и ударам приобретает важное значение в мобильных или портативных системах, и особенно в автомобильных устройствах.

Например, предположим, в приложении требуется измерять напряжение источника питания от 0 до 10 В (Рисунок 1). Пусть имеется типичный электромеханический измерительный прибор с напряжением полной шкалы  $V_{FS}$ , равным 50 мВ, и током полного отклонения  $I_{FS}$ , равным 1 мА. Чтобы получить полный диапазон напряжений 10 В, добавляют последовательное сопротивление  $R_S$ . Сначала нужно рассчитать внутреннее сопротивление прибора  $R_{COIL}$ :



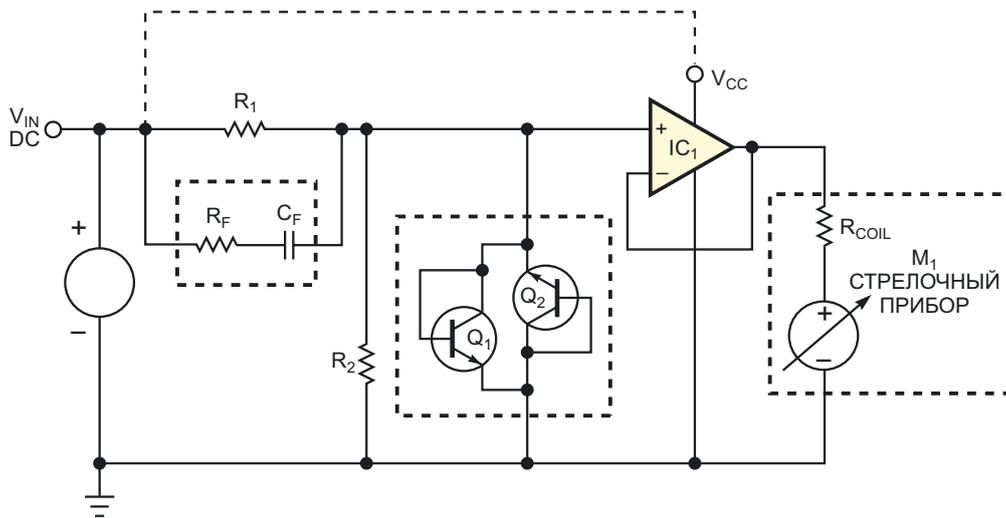
**Рисунок 1.** В типичном аналоговом стрелочном вольтметре используется высоковольтный последовательный резистор  $R_S$  для установки полного диапазона, но в электромагнитном демпфировании движения измерительного прибора он не участвует.

$$R_{COIL} = \frac{V_{FS}}{I_{FS}} = \frac{50 \text{ мВ}}{1 \text{ мА}} = 50 \text{ Ом.}$$

Затем следует рассчитать сопротивление добавочного резистора  $R_S$ :

$$R_S = \frac{V_{IN} - V_{FS}}{I_{FS}} = \frac{10 \text{ В} - 0.05 \text{ В}}{1 \text{ мА}} = 9950 \text{ Ом.}$$

Сопротивление  $R_S$  обычно значительно превышает сопротивление  $R_{COIL}$  и поэтому существенно снижает влияние электромаг-



**Рисунок 2.** Низкое выходное сопротивление операционного усилителя обеспечивает электромеханическое демпфирование стрелочного измерительного прибора, улучшающее стабильность показаний и повышающее устойчивость к ударам и вибрациям. Подключите  $V_{CC}$  либо к внешнему источнику питания, либо к входной клемме схемы, если напряжение  $V_{IN}$  превышает минимальное напряжение питания микросхемы  $IC_1$ .

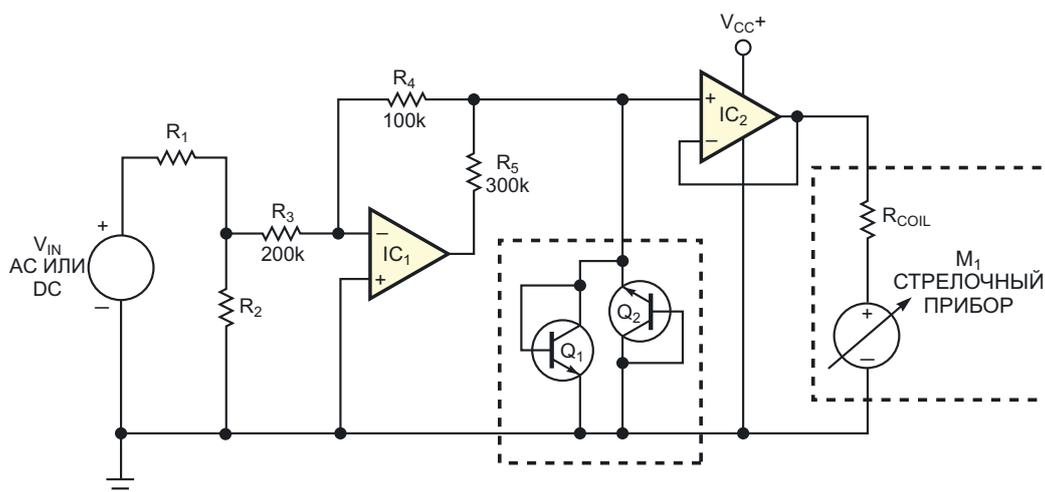
нитного демпфирования на движение счетчика. Хотя демпфирование можно улучшить, зашунтировав прибор конденсатором, такой подход также увеличивает время установления прибора.

На Рисунке 2 показано более совершенное решение, в котором стрелочный прибор подключается к выходу операционного усилителя  $IC_1$ , встроенного в петлю глубокой отрицательной обратной связи по напряжению. Благодаря чрезвычайно низкому эквивалентному выходному сопротивлению операционного усилителя выводы измерительного прибора оказываются «практически закороченными», что обеспечивает эффективное электромеханическое демпфирование, которое улучшает стабильность показаний и повышает устойчивость к ударам и вибрациям. Делитель напряжения на Рисунке 2, состоящий из резисторов  $R_1$  и  $R_2$  и подключенный к неинвертирующему входу операционного усилителя, определяет показания полной шкалы прибора. Для дальнейшего улучшения времени установления показаний прибора можно добавить фильтр верхних частот, включив элементы  $R_F$  и  $C_F$ . Транзисторы  $Q_1$  и  $Q_2$  также являются необязательными и добавлены в качестве защиты от повышенного напряжения. Обратите внимание, что для нормаль-

ной работы прямое напряжение база-эмиттер транзисторов должно быть в несколько раз больше напряжения полной шкалы  $V_{FS}$ , которое обычно составляет от 50 до 100 мВ.

Для этого приложения хорошо подойдет микромощный rail-to-rail операционный усилитель с однополярным питанием. Если входное напряжение  $V_{IN}$  превышает минимальное требуемое напряжение питания операционного усилителя, его вывод  $V_{CC}$  можно подключить непосредственно к входной клемме, как показано пунктирной линией на Рисунке 2. По сути, схема объединяет преимущества буферизации прибора и повышенной устойчивости к ударам и вибрациям с преимуществом традиционного стрелочного прибора, не требующего внешнего источника питания. Доступен выбор из множества серийно выпускаемых микромощных операционных усилителей с rail-to-rail выходом, потребляющих токи значительно ниже максимальных токов полного отклонения ( $I_{FS}$ ) типичных стрелочных измерительных приборов. Например, для питания усилителя MAX4289 требуется лишь 1 В и 9 мкА, а для MAX4470 – минимум 1.8 В, но при токе всего 750 нА.

Хотя до сих пор эта идея относилась только к измерениям постоянного напряжения, можно расширить возможности схемы, вклю-



**Рисунок 3.** Основанный на rail-to-rail операционном усилителе IC<sub>1</sub>, входной каскад этой схемы образует бездиодный прецизионный двухполупериодный выпрямитель и позволяет схеме на Рисунке 2 отображать результаты измерений напряжения переменного или постоянного тока на стрелочном приборе постоянного тока.

чив в нее цепь для измерения переменного и постоянного напряжения (Рисунок 3). При таком подходе добавляется прецизионный бездиодный двухполупериодный выпрямительный каскад на основе одного rail-to-rail операционного усилителя и резисторов R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> и R<sub>5</sub> [1]. Резисторы R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub> определяют показания полной шкалы. Для этой схемы

требуется внешний источник постоянного напряжения для питания операционных усилителей IC<sub>1</sub> и IC<sub>2</sub>; транзисторы ограничения напряжения Q<sub>1</sub> и Q<sub>2</sub> необязательны. [РЛ](#)

### Ссылка

1. Bell, Alexander, "Simple Full-Wave Rectifier," Electronic Design, April 4, 1994, pg 78.



простой и недорогой схемы составляют генератор и счетчик-делитель на 4096, за которым следует еще одна схема делителя на 10. Для определения времени задержки Т в секундах можно использовать следующую формулу:

$$T = \frac{4096 \times 10}{F},$$

где F – частота колебаний генератора на таймере 555 в Гц.

Схема потребляет очень небольшой ток и поэтому подходит для гаджетов с батарейным питанием.

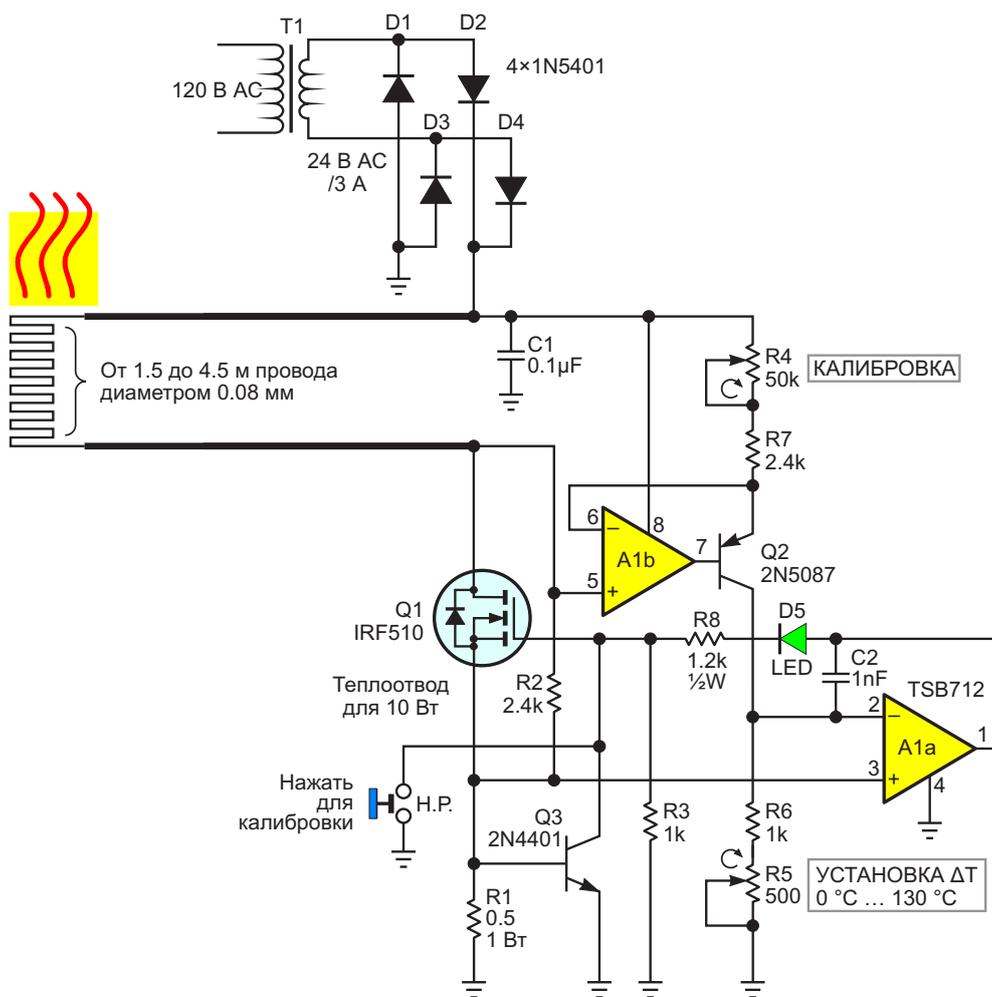
При показанных на схеме номиналах компонентов схема на Рисунке 1 формирует временную задержку в 25 минут. В одном положении переключателя SW1 формируется задержка включения (режим «ON»). В другом положении формируется задержка выключения (режим «OFF»). Нагрузка может быть подключена между транзистором Q1 и источником питания (параллельно светодиоду и резистору R6), и может быть включена или выключена по истечении заданного времени задержки. Микросхема LM555 (U1) включена автоколебательным генератором, выход кото-

рого подключен к счетчику CD4020 (U3), импульсы с выхода Q12 которого, в свою очередь, подаются на вход счетчика-дешифратора U4 (CD4017). По приходе 10 импульсов с выхода Q12 счетчика U3 уровень выходного напряжения на выходе Q9 микросхемы U4 становится высоким (до этого момента на нем был «лог. 0»). Он инвертируется элементом U2C и подается на U2A. Этот выходной «лог. 0» блокирует импульсы, поступающие на U3, в результате чего счетчики останавливаются после требуемой временной задержки. Выход Q9 микросхемы U4 и выход логического элемента U2C подключены к переключателю SW1 для выбора режима задержки «ON» или «OFF». В режиме задержки «ON» нагрузка/светодиод включается по истечении времени задержки. В режиме задержки «OFF» нагрузка/светодиод включается сразу после включения таймера и отключается по истечении заданного времени задержки. **Р1**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM555](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4011B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4017B](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD4020B](#)





**Рисунок 2.** Термостат, работающий в линейном режиме, в котором используются температурный коэффициент и  $I^2R$  нагрев медного провода диаметром 0.08 мм в качестве объединенного датчика/нагревателя.

тор, является то, что независимо от того, работает ли он в линейном или импульсном режиме, высокий КПД практически гарантирован.

Это происходит просто потому, что при объединении устройства пропускающей мощности и нагревателя рассеиваемая мощность не тратится впустую. Просто, по определению, мы получаем больше тепла. Результат: КПД, близкий к 100%, неизбежен! К сожалению, жизнь термостата с горячей проволокой не так проста. Хотя в нем также объединены датчик и нагреватель, они остаются отделенными от устройства пропускающей мощности. Поэтому мощность, которую он рассеивает, работая в линейном режиме, не вносит никакого вклада в нагрев. Она полностью расходуется впустую, что снижает КПД. Возможность избежать такой неэффективности делает импульсный режим интересной возможностью.

На Рисунке 1 показана схема, позволяющая достичь этой цели.

Схема на Рисунке 1 имеет много общего с линейным аналогом [1], схема которого приведена на Рисунке 2.

Их интерфейсы с объединенным нагревателем/датчиком на основе медной проволоки, по сути, идентичны. Разница между ними заключается в том, как операционный усилитель A1a управляет транзистором Q1.

На Рисунке 2 зависящая от температуры разность напряжений, падающих на R1 и R5+R6, линейно усиливается усилителем A1a и подается на затвор транзистора Q1. чтобы линейно нагревать провод в соответствии с заданным значением, установленным подстроечным резистором R5. Результатом является хороший контроль температуры, но при этом на Q1 рассеивается мощность до 10 Вт.

На Рисунке 1, напротив, положительная обратная связь усилителя А1а, создаваемая резистором R7, заставляет усилитель полностью включать или выключать транзистор Q1 в ответ на те же сигналы ошибки. Это простое отличие настолько повышает КПД нагрева, что, в отличие от схемы на Рисунке 2, Q1 на Рисунке 1 не нуждается в радиаторе, а вся схема работает только от половины напряжения питания.

КПД нагрева зависит от длины нагреваемого провода и составляет от 83% для 1.5 метров до 94% для 4.5. Эти показатели выгодно отличаются от линейной версии, максимальный КПД которой достигает лишь примерно 50%.

При этом последовательность калибровки остается одинаковой как для импульсного, так и для линейного термостата:

1. Перед первым включением питания дайте температуре датчика/нагревателя

полностью уравниваться до комнатного значения.

2. Полностью выверните R4 и R5 против часовой стрелки.
3. Нажмите и удерживайте кнопку калибровки.
4. Включите питание.
5. Медленно вращайте R4 до первой вспышки светодиода.
6. Отпустите кнопку калибровки. **PL**

## Ссылка

1. Stephen Woodward. [Использование тонкой медной проволоки в качестве датчика и нагревателя для контроля температуры](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics TSB712](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor 2N5087](#)
4. [Datasheet Vishay IRF510](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor 1N5401](#)

# Улучшенная схема PRTD – результат коллективной работы команды EDN

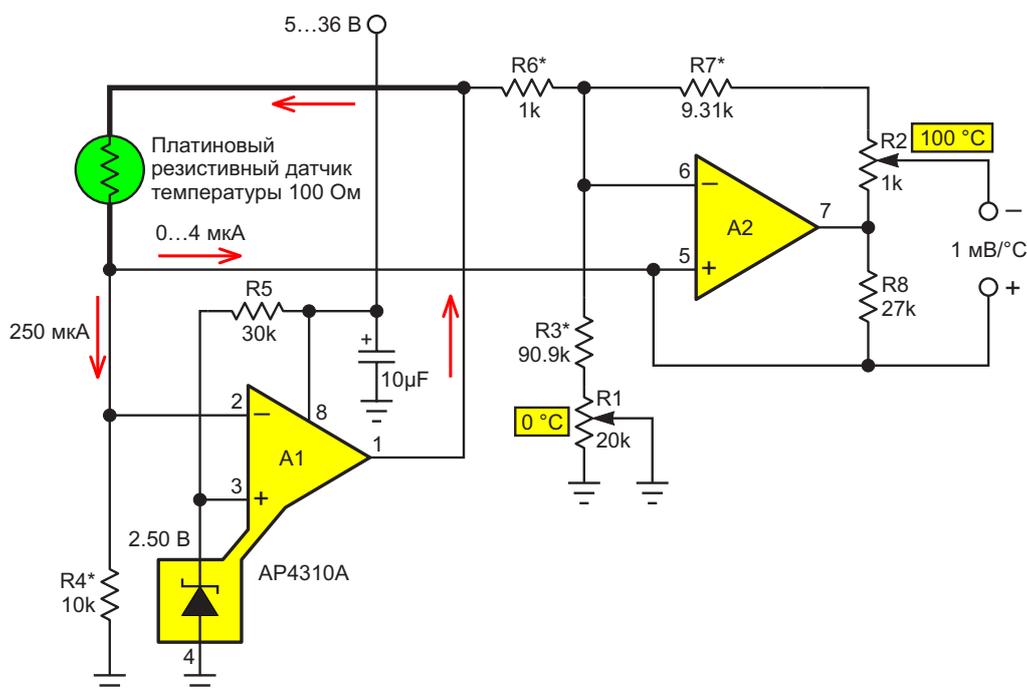
Stephen Woodward

EDN

Недавно я опубликовал простую схему платинового резистивного датчика температуры (PRTD) [1], на создание которой меня в значительной степени вдохновила дьявольски умная предыдущая конструкция Ника Корнфорда [2].

Сразу же последовали замечательные и неизменно конструктивные критические комментарии по поводу моего проекта.

Читатель Константин Ким предположил, что микросхема двойного операционного усилителя AP4310A, содержащая источник опорного напряжения, может стать лучшей заменой одиночному усилителю и отдельному источнику опорного напряжения, которые я использовал. Это давало двойное преимущество – снижало как количество компонентов, так и их стоимость.



**Рисунок 1.** Нелинейность устраняется положительной обратной связью через R8 к контуру стабилизации тока возбуждения PRTD. Десятикратное усиление сигнала усилителем A2 позволяет снизить ток возбуждения, что уменьшает ошибку саморазогрева в 100 раз.

В то же время читатель с ником VCF указал, что ошибка саморазогрева, превышающая  $0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$ , вероятно, является результатом многомиллиамперного тока возбуждения, необходимого для получения  $1\text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$  с выхода PRTD при использовании конструкции с пассивным мостом. Он предложил активное усиление выходного сигнала, которое сделало бы возможным снижение тока возбуждения. Это позволило бы повысить точность, особенно при измерении температуры неподвижного воздуха.

На Рисунке 1 показан результат серьезно рассмотрения и спокойного размышления над этими, как оказалось, потрясающими идеями.

Усилитель А1 в сочетании с подключенным к нему встроенным прецизионным источником опорного напряжения  $2.5\text{ В}$  образует контур обратной связи, стабилизирующий ток возбуждения (подробнее об этом ниже). Последующее усиление позволяет десятикратно снизить ток возбуждения при-

близительно с  $2.5\text{ мА}$  до  $250\text{ мкА}$  с соответствующим стократным снижением саморазогрева примерно с  $1\text{ мВт}$  до  $10\text{ мкВт}$  и пропорциональным уменьшением связанной с этим погрешности измерений.

Также приятно шестикратное увеличение ожидаемого срока службы батареи за счет снижения потребляемого тока.

Результирующий сигнал PRTD  $100\text{ мкВ}/^{\circ}\text{C}$  усиливается усилителем А2 до исходного значения  $1\text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ , совместимого с диапазоном измерений мультиметра. Подстроечный резистор R1 обеспечивает регулировку нуля моста при  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ , а R2 калибрует усиление при  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ . В статье Ника [2] есть отличное описание калибровки, которое должно работать здесь так же хорошо, как и в его оригинале.

Следует признать, что характеристики прибора AP4310, типичные для микросхем общего назначения, такие как типовое входное смещение  $500\text{ мкВ}$  (что эквивалентно погрешности в  $5\text{ }^{\circ}\text{C}$ , если его не компенсировать), могут показаться непригодными для



## РадиоЛоцман.Цены

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

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

такого высокоточного применения, как это. Но когда вы регулируете подстроечный резистор R1, чтобы установить ноль моста, вы одновременно устанавливаете ноль усилителя A2. Так что, в конце концов, этого достаточно.

Неожиданным дополнительным преимуществом топологии с двумя усилителями стала простая реализация коррекции нелинейности Каллендара-Ван Дузена второго порядка. Положительная обратная связь через резистор R8 к контуру стабилизации тока возбуждения увеличивает смещение на  $150 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Это все, что нужно для линеаризации отклика в диапазоне от  $0^\circ\text{C}$  до  $100^\circ\text{C}$  с точностью лучше  $\pm 0.1^\circ\text{C}$ .

Итак, это дешевле, проще, энергоэффективнее и точнее. Круто! Спасибо за предложения, ребята! **РЛ**

## Ссылки

1. Stephen Woodward. Сила практической положительной обратной связи для совершенствования платинового датчика температуры. РадиоЛоцман, 2024, 09-10, [стр. 64](#).
2. Nick Cornford. Самодельный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра. РадиоЛоцман, 2024, 09-10, [стр. 50](#).

## Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes AP4310A](#)

# 20-мегагерцовый ПНЧ с зарядовым насосом

Stephen Woodward

EDN

Еще в далеком 1986 году известный новатор в области аналоговых технологий Джим Уильямс в книге «Designs for High Performance Voltage-to-Frequency Converters – Проекты высококачественных преобразователей напряжения в частоту» [1]) опубликовал схему своего «Кинг-Конга» – 100-мегагерцового ПНЧ. Я никогда не видел ничего подобного. Конечно, маленькая схема на Рисунке 1, достигающая предела в районе 20 МГц, и близко не стоит.

Однако, несмотря на то, что ПНЧ на Рисунке 1 остался в тени Конга, он в несколько раз быстрее, чем коммерчески доступные ПНЧ (например, 4-мегагерцовый VFC110), и при

этом удобно работает, потребляя менее 10 мА от одного источника +5 В.

То, что позволяет ему работать на такой высокой выходной частоте (без сложностей Кинг-Конга), – это (главным образом) самокомпенсирующийся диодный зарядовый насос, в котором реализован метод ТВН (take-back-half, забрать половину), описанный в предыдущей статье «Прецизионный диодный зарядовый насос» [2]. Мы скоро к этому вернемся.

А пока, вот краткий обзор.

Входной сигнал полной шкалы 0-1 мА, измеряемый резистором R1, интегрируется

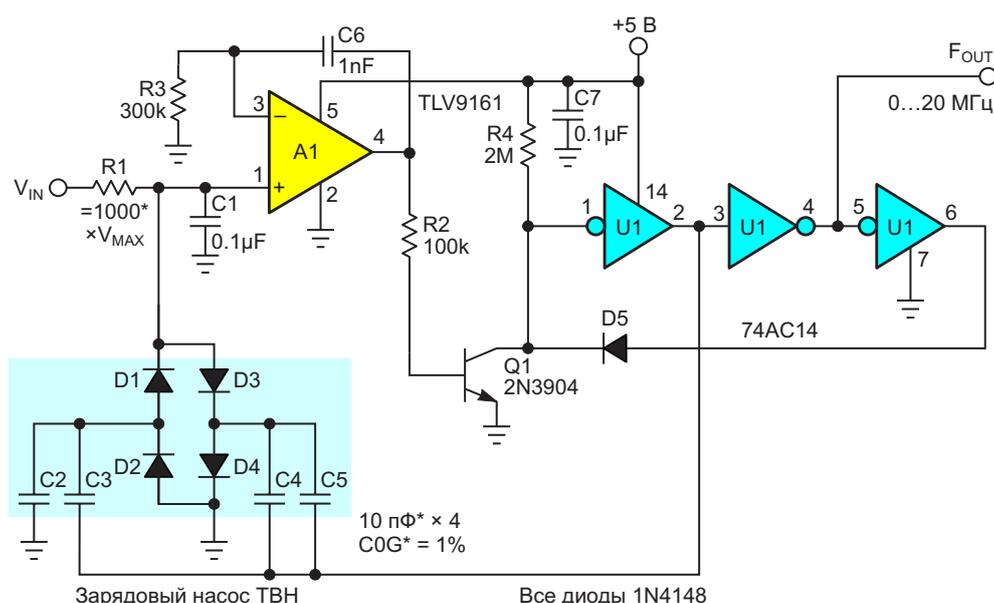


Рисунок 1. Зарядовый насос с «возвратом половины» (ТВН) обеспечивает простому ПНЧ приемлемые характеристики на частоте 20 МГц.

конденсатором С1, в результате чего происходит нарастание выходного сигнала входного усилителя и включение источника втекающего тока на транзисторе Q1. Втекающий ток снижает напряжение на выводе 1 триггера Шмитта U1 до тех пор, пока не будет пересечен его отрицательный уровень срабатывания (примерно 1.5 В). Это запускает каскад переходов через линию задержки, образованную цепочкой из трех инверторов. Распространение сигнала по цепочке занимает около 20 нс. Появившийся на выводе 6 импульс через диод D5 проходит обратно на вывод 1, останавливает нарастание напряжения и пересекает положительный уровень срабатывания триггера. Это инициирует дополнительный импульс через цепочку, в конечном итоге завершая цикл примерно за 40 нс.

Таким образом, частота генератора (*очень* приблизительно) пропорциональна входному току через резистор R1. Задача насоса и операционного усилителя – сделать это точно. Для этого используется насос ТВН с двумя забавно выглядящими встречно-параллельными парами диодов D1/D2 и D3/D4.

Через диоды D3 и D4 в конденсатор С1 подается балансирующий входной ток отрицательной обратной связи, который теоретически равен  $-100 \text{ мкА/МГц}$ , но на практике уменьшается из-за ошибок, вызванных различными неидеальностями диодов. К ним относятся прямое падение напряжения, время обратного восстановления, паразитные и шунтирующие емкости и т. д.

Между тем, через противоположно включенные диоды D1 и D2 в конденсатор С1 подается *положительный* ток обратной связи, который (опять же теоретически) равен  $+50 \text{ мкА/МГц}$ , но на практике уменьшается из-за точно такого же проблемного списка неидеальностей, перечисленных для D3 и D4.

Следовательно, когда два противоположных тока суммируются в С1, члены ошибок аккуратно взаимно уничтожаются, оставляя

только желаемый  $-(100 - \text{ошибка}) + (50 - \text{ошибка}) = -50 \text{ мкА/МГц}$  точный ток отрицательной обратной связи, что дает:

$$F_{\text{OUT}} = 20 \text{ МГц} \cdot V_{\text{IN}} \frac{1000}{R1}.$$

Несколько менее сжатое описание смотрите в статье «Прецизионный диодный зарядовый насос» [2].

Вот несколько замечаний к конструкции.

Сопrotивление базового резистора транзистора Q1 было выбрано в соответствии с диапазоном значений бета из технического описания 2N3904; оно должно быть достаточно низким, чтобы обеспечить адекватный ток коллектора для полных 20 МГц, но достаточно высоким, чтобы не допустить чрезмерного проседания напряжения на D5 и на выводе 6 микросхемы U1 и подавления генерации из-за невозможности достижения положительного порога триггера на выводе 1. Это последнее условие потенциально может привести к защелкиванию преобразователя.

Подавитель утечек резистор R4 не позволяет суммарному току утечек элементов U1, D5 и Q1 смещать ноль генерируемых колебаний, даже если операционный усилитель выключил транзистор Q1.

Если вы не сможете найти применение оставшимся неиспользуемым элементам микросхемы U1, обязательно заземлите их плавающие входы или привяжите их к +5 В. **РЛ**

## Ссылки

1. Williams, Jim. "[Designs for High Performance Voltage-to-Frequency Converters.](#)"
2. Stephen Woodward. Прецизионный диодный зарядовый насос. РадиоЛоцман, 2024, 09-10, [стр. 21.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74AC14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV9161](#)

# Самодельный дозиметр для продуктов питания

Александр Корнев

Обычно, приобретая продукты питания в магазинах или на рынках, покупатели обращают внимание лишь на внешний вид продукта и на их свежесть. Но никто не задумывается о радиоактивности продуктов питания, а оказывается, что более 70% естес-

твенной радиации, накапливаемой человеком, приходится на продукты питания и воду, особенно привезенных из радиационно-неблагополучных районов, там где расположены атомные электростанции, полигоны ядерного оружия и т. д. В основном это строн-

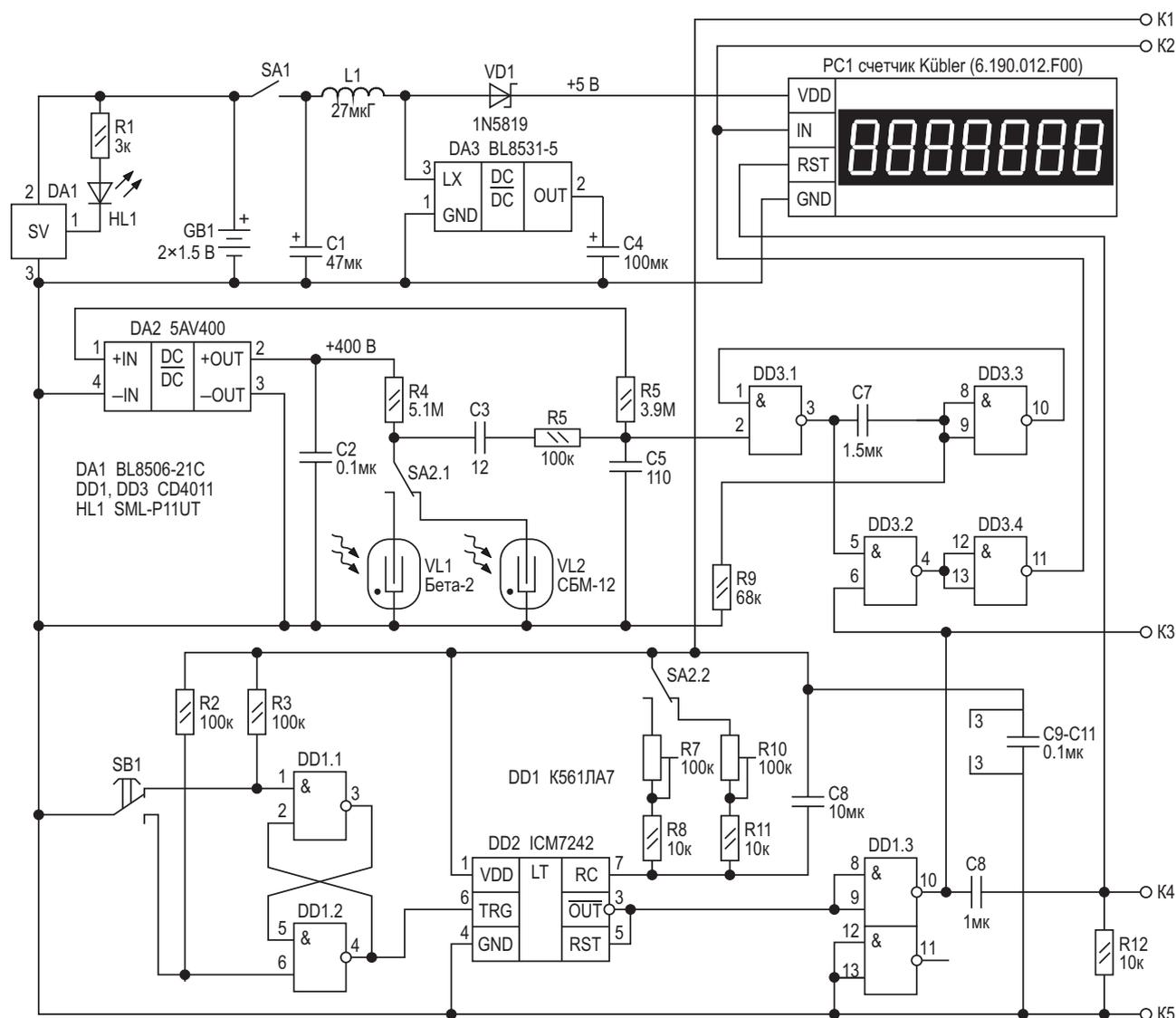


Рисунок 1. Схема дозиметра для продуктов питания.

ций-90 (Sr-90) и трансураниевые элементы, которые накапливаются в костях – скелете человека, а так же церий-144 (Ce-144), который «любит» накапливаться в печени, и радиоактивный йод, который накапливается в щитовидной железе. Радиоактивные продукты питания выявляются сотрудниками Госсанэпиднадзора. Но охватить весь рынок продукции они не могут. Поэтому весьма актуально иметь свой дозиметр для проверки радиоактивности продуктов питания и питьевой воды, который можно сделать, как говорят, своими руками.

Схема дозиметра для продуктов питания изображена на Рисунке 1. В основе схемы используются два сенсора радиоактивности – счётчики Гейгера-Мюллера VL1 (Бета-2) и VL2 (СБМ-12). Счётчик VL1 применяется для измерения  $\alpha$ -,  $\beta$ - и  $\gamma$ -излучения, а счётчик VL2 используются только для измерения жёсткого  $\beta$ -излучения, например, для выявления в продуктах питания стронция-90, который исключительно является источником  $\beta$ -излучения. Одновибратор на элементах DD3.1, DD3.3, C7 и R9 формирует импульсы счёта («красивые» импульсы) для подсчёта счётчиком PC1. Импульсы счёта поступают на счётный вход счётчика через вентиль DD3.2, DD3.4. Количество импульсов соответствует уровню радиоактивности продуктов питания. Так как счётчики Гейгера-Мюллера имеют разброс по количеству импульсов на один микрорентген, то требуется подбор времени счёта, на которое открыт вентиль DD3.2, DD3.4. Время счёта формируется одновибратором DD2 (ICM7242) и отдельно регулируется для каждого счётчика VL1 и VL2 подстроечными резисторами R7 и R10.

Чтобы правильно отрегулировать время счёта надо обратиться в радиологическую лабораторию (такая лаборатория обычно есть в любом достаточно крупном городе) с образцом продукта или воды и измерить удельную (объемную) активность  $\alpha$ -,  $\beta$ - и  $\gamma$ -излучения и отдельно измерить удельную активность  $\beta$ -излучения. Затем по показаниям эталонных измерительных приборов уровня радиации устанавливается время счёта таким образом, чтобы количество импульсов было кратно уровню радиации в микрорентгенах. Например, для уровня 12 микрорентген должно «проскочить» за время счёта 12, 120, 1200 и т. д. импульсов.

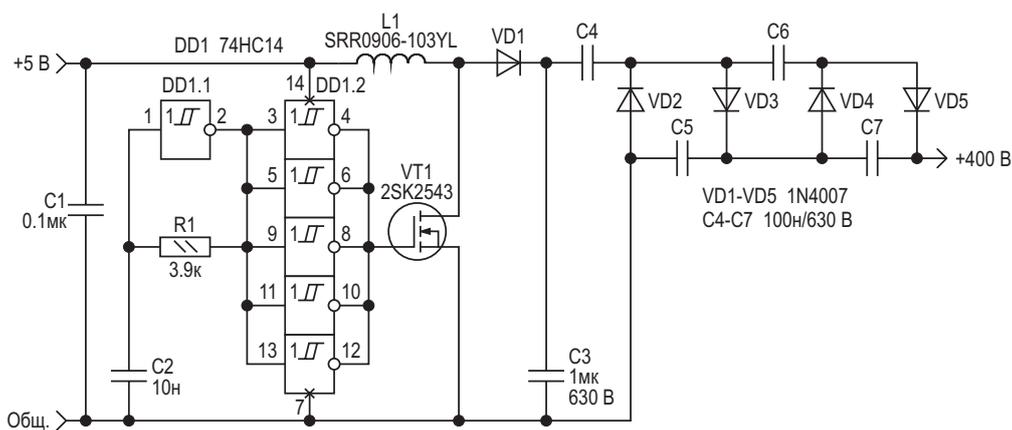


**Рисунок 2.** Радиационно-непроницаемые контейнеры.

Для корректного измерения уровня радиации продуктов питания необходимо поместить образец продукта в радиационно-непроницаемый контейнер, чтобы исключить при измерении воздействие внешнего радиоактивного фона. Образцы некоторых радиационно-непроницаемых контейнеров изображены на Рисунке 2. Радиационно-непроницаемый контейнер можно сделать самостоятельно из толстого, не менее 10 мм, акрилового стекла (оргстекла). Датчики радиации располагаются на внутренней стороне крышки контейнера, а плата обработки сигналов датчиков – с внешней стороны крышки. В крышке контейнера высверливается небольшое отверстие для трех тоненьких проводов для подсоединения датчиков радиации.

При нажатии кнопки SB1 на выходе одновибратора DD2 (вывод 3) формируется импульс счёта, и начинается подсчёт импульсов. RS-триггер на элементах DD1.1 и DD1.2 устраняет дребезг контактов кнопки. Длительность импульса счёта рассчитывается по формуле  $T_{\text{имп}} = 128 \cdot R_T \cdot C_T$ , где  $R_T = R7 + R8$  или  $R10 + R11$ ,  $C_T = C6$ . Для указанных на схеме номиналах резисторов R7, R8, R10, R11 и конденсатора C6 длительность импульса счёта можно регулировать в пределах от 13 до 140 секунд. Перед началом счёта по переднему фронту импульса счёта дифференцирующей цепочкой C8, R12 формируется короткий положительный импульс для сброса счётчика в ноль.

Питание прибора осуществляется от двух пальчиковых батареек. Повышающий DC/DC преобразователь DA3 (BL8531-5) повышает напряжение батареи GB1 до 5 вольт, обеспечивая питанием прибор в целом. Высоковольтный DC/DC преобразователь DA2 (5AV400) формирует напряжение 400 В для питания измерительных счётчиков Гейгера-Мюллера VL1 и VL2.

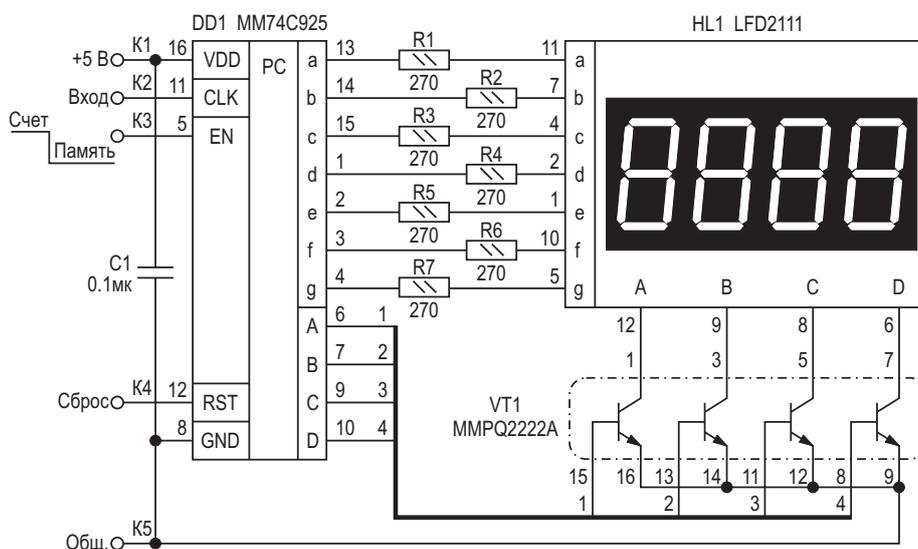


**Рисунок 3.** Схема высоковольтного блока питания для дозиметра.

В приборе применяются танталовые оксидные конденсаторы, остальные конденсаторы керамические. Резисторы обычные с допуском  $\pm 5\%$ . Подстроечные резисторы R7, R10 многооборотные. Отладка устройства сводится, как было сказано выше, к правильной установке времени счёта.

Используемый в схеме высоковольтный DC/DC преобразователь DA2 (5AV400) очень удобен в применении, но этот микромодуль, к сожалению, относительно дорогой. Альтернативой этому микромодулю является схема высоковольтного преобразователя на дискретных элементах, которая изображена на Рисунке 3. Это классическая схема повышающего преобразователя. Работает схема следующим образом. Когда ключ VT1 замкнут, индуктивность L1 получает ток от

источника и накапливает энергию. При размыкании ключа катушка удерживает накопленную энергию в магнитном поле. Ток старается остаться на том же уровне, но дополнительная энергия из индуктивности поднимает напряжение, тем самым открывая путь через диод VD1. Часть энергии попадает в нагрузку, а оставшая накапливается в конденсаторе C3. Затем ключ опять замыкается, и энергия снова начинает накапливаться в катушке. Нагрузка, в это время, получает энергию от конденсатора. Чем выше значение индуктивности катушки, тем выше выходное напряжение преобразователя. В схеме преобразователя используется катушка с номиналом индуктивности 10 мГн, при этом выходное напряжение преобразователя составляет 100 В. Дальнейшее увеличение индуктивнос-



**Рисунок 4.** Схема счётчика на дискретных микросхемах.

ти катушки не имеет смысла из-за больших размеров катушки. Для корректной работы преобразователя катушка (дроссель) L1 должна иметь высокую добротность. В схеме используется высокодобротная индуктивность производства Bourns. Умножитель напряжения в четыре раза на конденсаторах C4–C7 и диодах VD2–VD5 повышает выходное напряжение преобразователя до 400 В. Частота переключения ключа VT1 задаётся генератором на триггере Шмитта DD1.1 и рассчитывается по формуле

$$f = \frac{0.59}{R1 \cdot V2},$$

и для указанных на схеме номиналов элементов R1, C2 составляет 15 кГц. В преобразователе конденсаторы C3–C7 высоковольтные металлопленочные полиэстеровые CL-21.

Встраиваемый цифровой счётчик импульсов PC1 (см. Рисунок 1) также можно заменить, на счётчик, построенный на дискретных микросхемах. Схема такого счётчика изобра-

жена на Рисунке 4. В основе счётчика микросхема 4-декадного десятичного счётчика DD1 (MM74C925), в составе которого есть дешифратор для 7-сегментного индикатора и схема для организации динамической индикации. Счётчик на дискретных микросхемах подключается вместо встраиваемого счётчика PC1 Kübler к одноимённым контактам K1–K5 (см. Рисунок 1). **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Pico Electronics 5AV400](#)
2. [Datasheet Belling BL8506](#)
3. [Datasheet Belling BL8531](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD4011B](#)
5. [Datasheet Intersil ICM7242](#)
6. [Datasheet Fairchild MM74C925](#)
7. [Datasheet Texas Instruments SN74HC14](#)
8. [Datasheet Toshiba 2SK2543](#)
9. [Datasheet onsemi MMPQ2222A](#)
10. [Datasheet Kübler 6.190.012.F00](#)
11. [Datasheet НПФ «КОНСЕНСУС» Бета-2](#)
12. [Datasheet ТД «Автоматика»СБМ-12](#)

# 32-БИТНЫЙ ЦАП ДОСТИГАЕТ 32-БИТНОГО РАЗРЕШЕНИЯ

Stephen Woodward

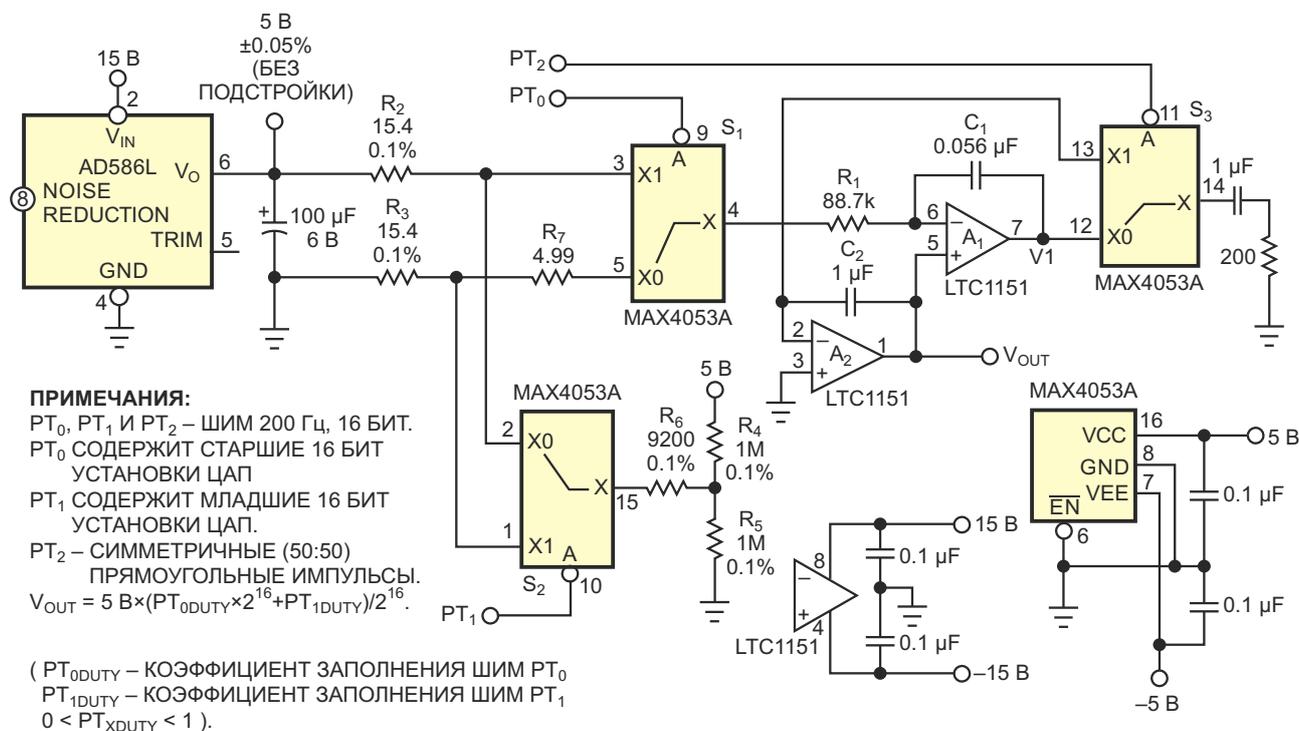
EDN

Для некоторых приложений, таких как тестирование и калибровка АЦП, требуются ЦАП с очень хорошим разрешением, монотонностью и точностью. В этих категориях характеристик схему на Рисунке 1 трудно превзойти. Ее типичные параметры следующие:

- Разрешение: 32 бита =  $3 \times 10^{-10} = 1.2 \text{ нВ} = 192 \text{ дБ}$ .
- DNL (дифференциальная нелинейность): 27 бит =  $400 \text{ нВ} = 162 \text{ дБ}$ .
- INL (интегральная нелинейность): 22 бита =  $1.6 \text{ мкВ} = 130 \text{ дБ}$ .

- Погрешность максимального значения шкалы (без подстройки) = 11 бит =  $\pm 2.5 \text{ мВ} = 66 \text{ дБ}$ .
- Точность нуля: 23 бита =  $\pm 500 \text{ нВ} \pm 10 \text{ нВ}/^\circ\text{C} = 140 \text{ дБ}$ .
- Пульсации и шум: 21 бит =  $2 \text{ мкВ пик-пик} = 128 \text{ дБ}$ .

В основе 32-разрядного разрешения ЦАП лежит суммирование двух 16-битных сигналов ШИМ с помощью аналоговых переключателей  $S_1$  и  $S_2$  и цепи прецизионных резисторов  $R_2$ - $R_6$ . Монотонность и DNL ЦАП теорети-



**Рисунок 1.** Для достижения 32-битного разрешения эта схема ЦАП с помощью точных аналоговых коммутаторов суммирует два 16-битных ШИМ-сигнала.

чески бесконечны, и на практике единственным ограничением является отношение  $1 \text{ к } 2^{16}$  сопротивлений резисторов:

$$R_2 : (R_6 + R_5 + R_{S2-ON}),$$

$$R_3 : (R_6 + R_4 + R_{S2-ON}),$$

где  $R_{S2-ON}$  – сопротивление замкнутого ключа  $S_2$ . Типичная DNL, достижимая с резисторами точностью 0.1%, составляет примерно 0.1 ppm или 27 бит.

INL ограничивается в основном выходным сопротивлением источника опорного напряжения AD586, которое составляет менее 0.1 Ом, и коэффициентом ослабления синфазного сигнала 130 дБ усилителя с нулевым дрейфом  $A_1$ , стабилизированного прерыванием. Резистор  $R_7$  подавляет потенциальный вклад асимметрии сопротивления ключа  $S_1$ , обеспечивая типичное значение INL приблизительно 0.3 ppm или 22 бита.

Характеристики точности нуля и выходного шума находятся на уровне единиц микровольт благодаря превосходным параметрам операционных усилителей LTC1151  $A_1$  и  $A_2$  и низкой инжекции заряда коммутатора

MAX4053A  $S_2$ : приблизительно 0.4 ppm или 23 бита.

Абсолютная точность ограничена точностью опорного напряжения 5 В микросхемы AD586L, которая без подстройки составляет  $\pm 500$  ppm. Если конструкция требует большей точности, ее можно дополнительно подстроить, используя простую схему из технического описания Analog Devices. В предлагаемой частоте ШИМ 200 Гц нет ничего критичного. Чтобы подобрать любую удобную частоту, нужно только изменить номиналы  $R_1$  и  $C_1$ . От того, насколько точно постоянная времени  $R_1C_1$  соответствует времени цикла ШИМ, зависит время установления синхронного интегрирующего запоминающего фильтра «с нулевыми пульсациями»  $A_1-S_2-A_2$ , которое при точном совпадении может составлять всего один цикл. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD586](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC1151](#)
3. [Datasheet Maxim MAX4053](#)

# Предварительный делитель/аккумулятор обрабатывает выходные сигналы ПНЧ, которые слишком быстры для таймера микроконтроллера

Stephen Woodward

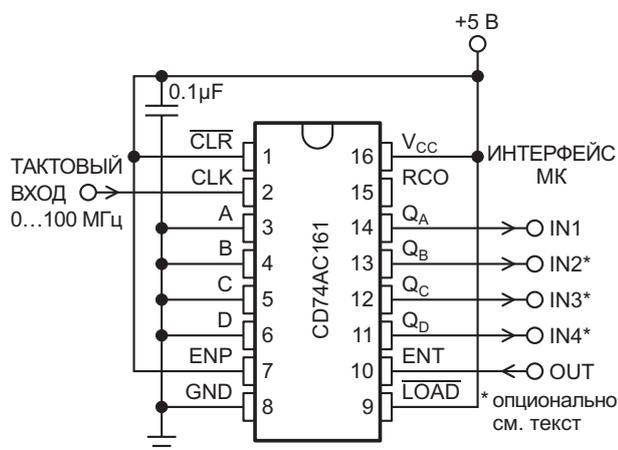
EDN

Аналого-цифровое преобразование, основанное на классической комбинации преобразователя напряжения в частоту (ПНЧ) со счетчиком, существует уже много десятилетий, главным образом потому, что оно имеет ряд проверенных временем преимуществ. Дискретизация с помощью ПНЧ основана на интегрировании, поэтому она естественным образом обеспечивает хорошее подавление шумов, как и программируемое разрешение (если вам нужно больше битов, просто счи-

тайте дольше). К сожалению, о высокой скорости преобразования этого сказать нельзя.

Полезное разрешение (8 или более бит) при времени преобразования ПНЧ в десятки микросекунд требует выходных частот в десятки мегагерц. Конструкции ПНЧ, способные работать с такой скоростью, существуют, например, потрясающий 100-мегагерцовый Кинг-Конг Джима Уильямса [1] и мой собственный «20-мегагерцовый ПНЧ с зарядовым насосом» [2]. Однако эти возможные решения лишь создают еще одну потенциально досадную проблему. Что использовать в качестве счетчика?

Часто (без каламбура) идеальным и наиболее экономичным цифровым партнером для ПНЧ является встроенный периферийный модуль счетчика-таймера (counter-timer peripheral, СТП) микроконтроллера (МК), обычно обеспечивающий разрешение 16 бит при нулевой стоимости дополнительных компонентов. К сожалению, необходимость взятия нескольких (например, четырех) выборок каждого периода входящих импульсов с помощью встроенной логики СТП ограничивает максимальную скорость счета до доли (обычно  $\frac{1}{4}$ ) частоты внутреннего тактового генератора МК.



**Рисунок 1.** 100-мегагерцовый счетчик предварительно делит и накапливает младшие биты ПНЧ, чтобы неуклюжий СТП мог справиться с преобразованием.

Таким образом, для 20-мегагерцового внутреннего тактового генератора 5 МГц – это самая высокая достижимая скорость счета СТР. Прости, Конг.

Конечно, можно использовать внешний аппаратный счетчик, который легко поддержит быстрые ПНЧ (ладно, может быть, Конг не так уж и прост), но стоимость, количество деталей и площадь платы делают этот вариант довольно непривлекательным.

На Рисунке 1 показана компромиссная топология, которая сочетает в себе СТР, делаящий то, что он делает лучше всего (предоставляет много битов), с одной внешней 4-разрядной микросхемой двоичного счетчика, выполняющей функцию предварительного делителя и аккумулятора. Это увеличивает скорость работы периферийного устройства до 16 раз (следовательно, до 80 МГц при верхней частоте СТР, равной 5 МГц) за счет (максимум) четырех дополнительных выводов входов/выходов общего назначения (GPIO).

Вот как это работает.

1. Пять выводов GPIO запрограммированы для обмена с делителем/аккумулятором:

- а. Четыре как входы (от IN1 до IN4);
- б. Один как выход (OUT).

2. IN4 также запрограммирован на ввод в выбранный СТР, настроенный на 16-битное накопление.

Каждый цикл интегрирования ПНЧ состоит из следующих этапов:

1. OUT = 0 для запрета счета.
2. 20-битное начальное значение (X1) формируется путем конкатенации состояний битов INx (как 4 младших битов) с 16 битами СТР (как 16 старших битов), т. е.  $X1 = [CCCC\ CCCC\ CCCC\ CCCC\ IIII]$ .

3. OUT = 1 для желаемого интервала интегрирования. Практический максимум составляет отношение  $2^{20}$  к максимальной выходной частоте ПНЧ, который может быть короче, если требуется более низкое разрешение и/или более высокая скорость преобразования.

4. OUT = 0 для замораживания счета.

5. 20-битное конечное значение (X2) формируется путем конкатенации INx с СТР.

6. Результат 20-битного преобразования равен  $X2 - X1$  по модулю  $2^{20}$ .

Обратите внимание, что если отношение максимальной частоты ПНЧ к максимальной скорости счета СТР меньше 8x, то для интерфейса необходимо выделить только три вывода INx ( $Xx = [CCC\ CCCC\ CCCC\ CIII]$ ), при этом IN3 запрограммирован как вход СТР. Если же меньше 4x, то только два вывода ( $Xx = [CC\ CCCC\ CCCC\ CCI]$ ). И так далее.

Если простота арифметики важнее экономии выводов GPIO, то шестой выходной вывод можно подключить к  $\overline{LOAD}$  и в начале преобразования подавать импульс низкого уровня для сброса битов INx в ноль, а также выполнять аналогичную предварительную загрузку битов СТР. Это позволит исключить из последовательности преобразования некоторые шаги. [РЛ](#)

## Ссылки

1. Williams, Jim. "[Designs for High Performance Voltage-to-Frequency Converters.](#)"
2. Stephen Woodward. 20-мегагерцовый ПНЧ с зарядным насосом. РадиоЛоцман, 2024, 09-10, [стр. 86.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74AC161](#)





объединяет их с некоторыми другими простыми трюками, чтобы достичь 80% от потрясающей скорости Конга. Я назвал это «Кид Конг» (Kid – ребенок, ред.).

Что позволяет Киду работать на максимальной выходной частоте, сопоставимой с Конгом, при значительно меньшей сложности (примерно вдвое меньше деталей), чем у Кинга? Отчасти это самокомпенсирующийся диодный зарядовый насос с возвратом половины (ТВН), описанный в предыдущей статье «Прецизионный диодный зарядовый насос» [2]. Кроме того, в этом ему помогает быстрое действие семейства экономичных логических микросхем AC, которое было тогда совершенно новым и стало доступным только в 1986 году. Джим использовал логические микросхемы, изготавливаемые по более зрелой на то время технологии, в основном ЭСЛ.

Сердцем схемы (несколько тахикардическим!) на Рисунке 1 является суперпростой генератор пилообразного напряжения на элементах Q1, U1a и D5. Ток коллектора транзистора Q1 разряжает несколько пикофарад паразитной емкости, вносимой его собственным коллектором, входом триггера Шмитта U1, диодом D5 и (как можно меньше, пожалуйста) межсоединениями. Время распространения сигнала в U1, измеряемое единицами наносекунд, позволяет частоте колебаний изменяться от полной остановки (гарантируемой подавляющим утечки резистором R4) до значений, превышающих 80 МГц (но не достигающих надежно 100 МГц). Таким образом, корона Короля Скорости остается в безопасности (King – король, ред.).

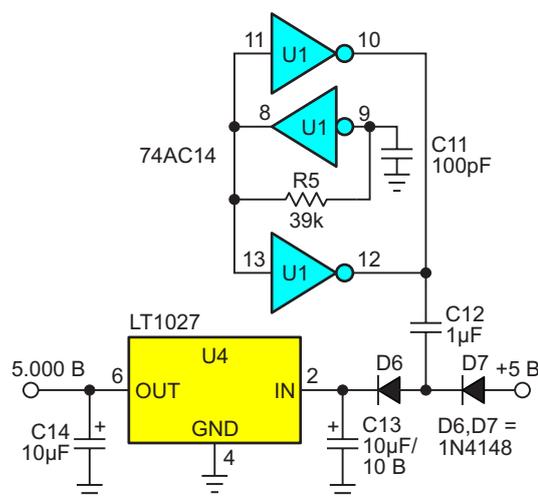
В каждом цикле, когда транзистор Q1 опускает напряжение на выводе 1 микросхемы U1 до уровня переключения, U1 через диод Шоттки D5 отвечает импульсом обратной связи длительностью примерно 5 нс, который сбрасывает пилу. Это возвращает напряжение на выводе 1 выше положительного уровня переключения и запускает следующий цикл колебаний. Поскольку скорость спада пилы (более или менее) пропорциональна току транзистора Q1, который (как бы) пропорционален выходному напряжению усилителя A1, частота колебаний (в общих чертах) пропорциональна этому напряжению. Акцент делается на словах «в общих чертах».

Но обратная связь через зарядовый насос ТВН, суммирование с входным напряжением на резисторе R1 на неинвертирующем входе интегратора A1, выход A1 на транзистор Q1 и далее на вывод 1 микросхемы U1 преобразует «в общих чертах» в «точно». А что же делает U3?

Самокомпенсация насоса ТВН позволяет ему точно дозировать заряд на частоте 20 МГц, но 80 МГц – это уж слишком много. Двухразрядный счетчик-предделитель со сквозным переносом U3 решает эту проблему.

U3 также предоставляет возможность (обратите внимание на переключку J1) заменить высококачественное опорное напряжение 5.000 В ( $V_{REF}$ ) на напряжение логической шины 5 В с сомнительной точностью. На Рисунке 2 приведена схема, позволяющая это сделать: 250-килогерцовый диодный зарядовый насос повышает напряжение на шине примерно до 8 В, которое затем стабилизируется до точных 5.000 В. Максимальный ток, потребляемый счетчиком U3, включая отдаваемый в зарядовый насос, составляет около 18 мА на частоте 80 МГц, на что, к счастью, рассчитана микросхема источника опорного напряжения LT1027. Все просто.

Предварительный делитель на 16 с аккумулятором U2 позволяет использовать встроенные счетчики-таймеры микроконтроллера с частотой до 5 МГц для получения выходного сигнала ПНЧ с полным разреше-



**Рисунок 2.** Схема повышения напряжения шины и прецизионный источник опорного напряжения 5.000 В.

нием 80 МГц. Он описан в более ранней статье [3]. Пожалуйста, обратитесь к ней за подробным объяснением. [РЛ](#)

## Ссылки

1. Williams, Jim. "[Designs for High Performance Voltage-to-Frequency Converters](#)."
2. Stephen Woodward. Прецизионный диодный зарядовый насос. РадиоЛоцман, 2024, 09-10, [стр. 21](#).
3. Stephen Woodward. Предварительный делитель/аккумулятор обрабатывает выходные

сигналы ПНЧ, которые слишком быстры для таймера микроконтроллера. РадиоЛоцман, 2024, 09-10, [стр. 94](#).

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74AC14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74AC74](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD74AC161](#)
4. [Datasheet Analog Devices LT1027](#)
5. [Datasheet Texas Instruments TLV9161](#)
6. [Datasheet Avago Technologies 1N5711](#)

# Индикаторы подключения – отключения электроприборов

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание устройств для звуковой или визуальной индикации подключения или отключения электроприборов от источника питания. Работа устройств основана на использовании градиентных детекторов уровня электрического сигнала. Одновременно устройства могут быть использованы для контроля изменения сопротивления резистивных датчиков, чувствительных к изменению условий внешней среды (температуры, давления, освещения и т.д.).

Использование звуковых или визуальных индикаторов включения или отключения приборов от источников питания актуально с точки зрения повышения удобства их использования, а также соблюдения правил техники безопасности эксплуатации электроприборов. Такого рода индикаторы в последнее время часто встречаются в бытовых электроприборах: электрических чайниках, микроволновых печах, мультиварках и т.д.

На Рисунке 1 приведена простая схема устройства подобного назначения, в основе работы которого заложено использование градиентного детектора [1, 2] на основе компаратора микросхемы DA1 LM339. При включении устройства напряжение питания подается через токоограничивающий резистор R4

на светодиодный индикатор включения – светодиод HL1, а также на питание самого устройства через диод VD2.

Напряжение на входах компаратора поступает одновременно: на инвертирующий вход оно поступает мгновенно, а на неинвертирующий вход – с задержкой, определяемой постоянной времени цепи R2C1. До момента выравнивания этих напряжений на входах компаратора в течение короткого времени звучит звуковой сигнал, генерируемый электромагнитным излучателем со встроенным звукогенератором Bz1 HCM1612X. Длительность звуковой посылки определяется постоянной времени R2C1.

При отключении электроприбора от питающей сети (источника питания) и исчезнове-

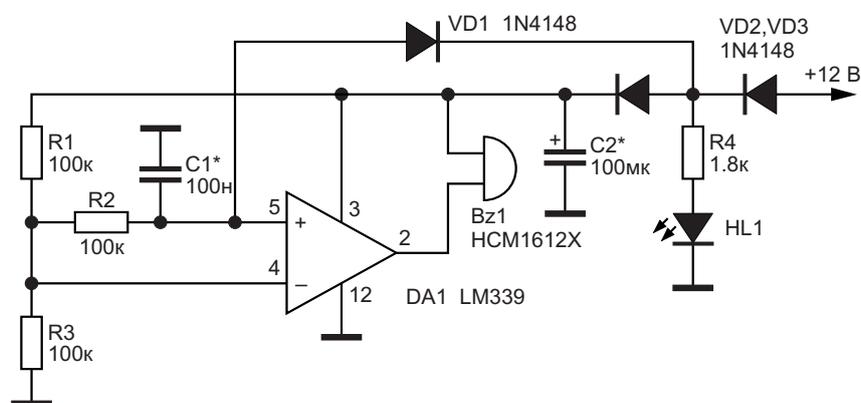
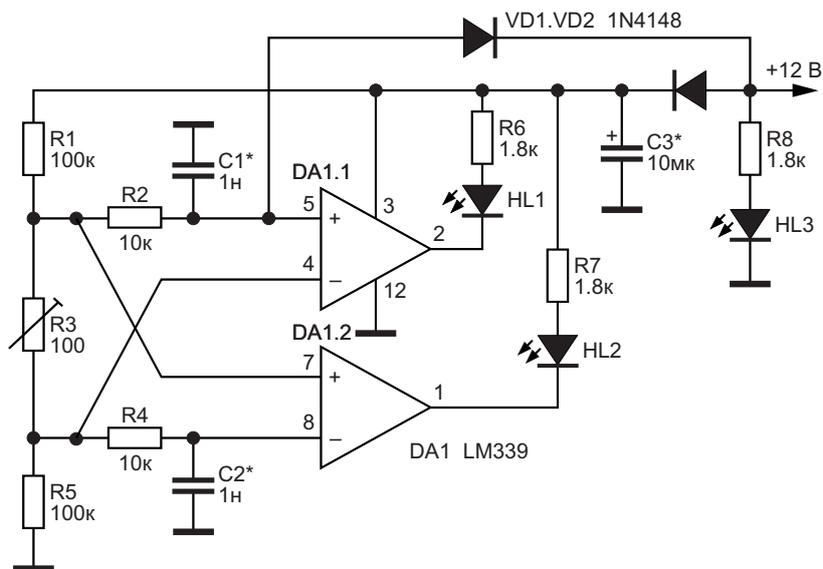


Рисунок 1. Звуковой индикатор подключения – отключения электроприборов, а также, при необходимости, аварийного роста сопротивления резистивного датчика R3.



**Рисунок 2.** Визуальный индикатор подключения – отключения электроприборов, а также, при необходимости, изменения сопротивления резистивного датчика R3.

нии сетевого напряжения конденсатор C1 практически мгновенно разряжается через цепочку R4, HL1. Напряжение на инвертирующем входе компаратора некоторое время поддерживается за счет саморазряда конденсатора C2; в это время звучит сигнал. Длительность звукового сигнала определяется емкостью конденсатора C2.

Помимо основного назначения, устройство может реагировать на быстрый рост сопротивления резистивного датчика R3, что может быть использовано, например, для реакции на критически значимое повышение температуры термодатчика.

При необходимости параллельно или взамен звуковому модулю Vz1 может быть подключен элемент визуальной индикации – светодиод с токоограничивающим резистором.

На Рисунке 2 показана более сложная и более продвинутая схема индикации включения и отключения электроприборов. Отличие ее заключается в раздельной светодиодной индикации включения и отключения питания, а также реакции как на повышение, так и на понижение сопротивления резистивного датчика R5. [РЛ](#)

## Литература

1. Shustov M.A. Contactless electric bell on a gradient relay. EDN. May 30, 2024.
2. Шустов М.А. Детекторы знака градиента уровня входного сигнала. РадиоЛоцман, 2024, 09-10, [стр. 70](#).

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)

# Устранение ошибок «насыщения» ШИМ методом грубой силы

Stephen Woodward

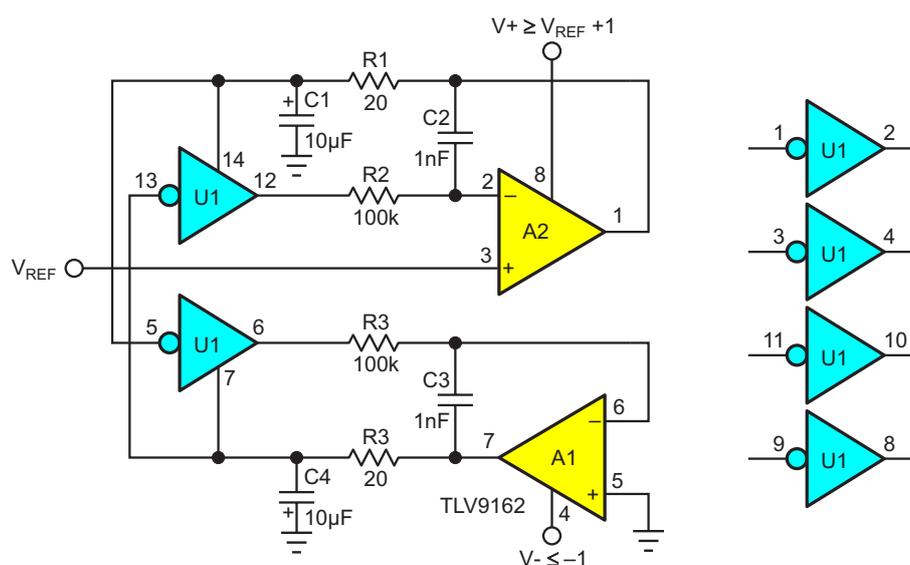
EDN

Выдержка из книги Кристофера Пола «Анализ характеристик ШИМ (ЦАП). Часть 1 – Устранение ошибок» [1]:

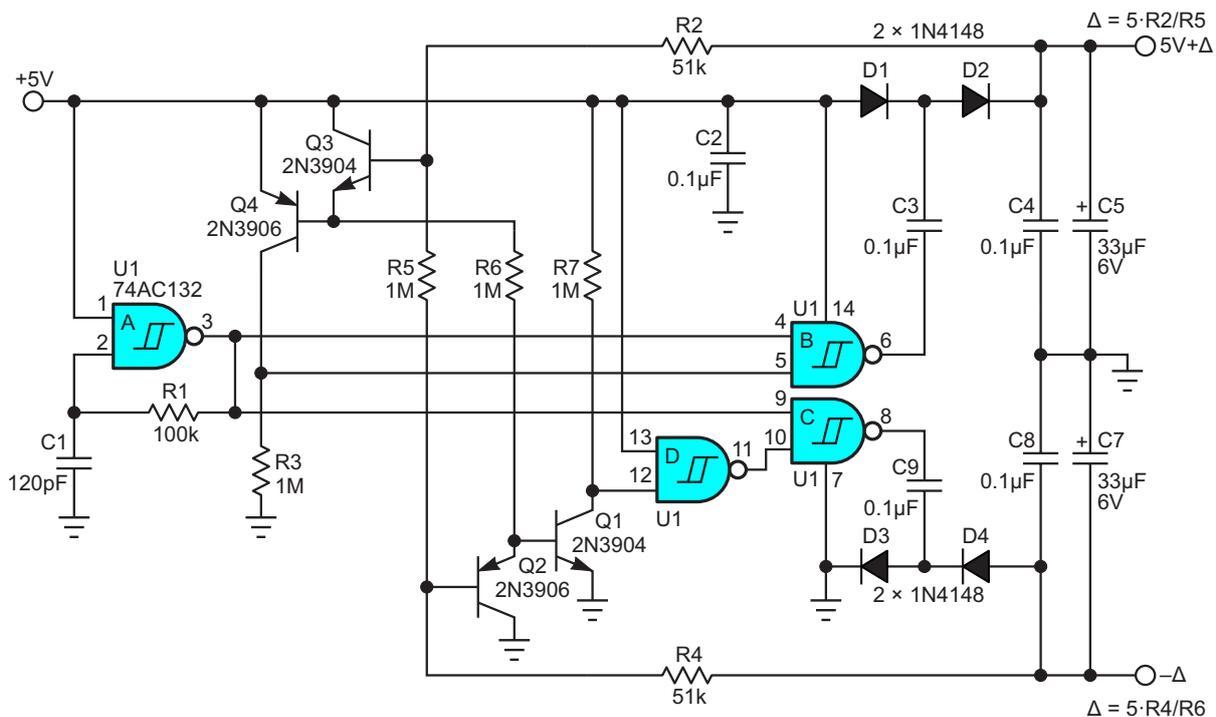
«Я был удивлен, обнаружив, что когда выход популярного микропроцессора, который я использовал, настроен на постоянный низкий или высокий логический уровень и нагружен только цифровым мультиметром с входным сопротивлением 10 МОм, уровни напряжения в некоторых случаях отличаются от напряжения

питания  $V_{DD}$  и земли более чем на 100 мВ... Назовем это ошибками насыщения».

Точность ШИМ ЦАП зависит от нескольких факторов, но самым важным из них является способность их аналоговых коммутационных элементов надежно и точно выводить нулевые и опорные уровни напряжения в ответ на соответствующие цифровые состояния. Однако иногда, как замечает Кристофер Пол в цитируемой статье (часть 1 серии из 4 частей), этого не происходит. Механизм, лежа-



**Рисунок 1.** U1 – это многоканальный (например, шестиканальный инвертор 74AC04) ШИМ-переключатель, где операционный усилитель A1 принудительно устанавливает нулевое состояние для точного отслеживания «лог. 0» = 0 В, а усилитель A2 выполняет эту работу для «лог. 1» =  $V_{DD}$ .



**Рисунок 2.** Практический источник напряжений  $V+$  и  $V-$ . Для  $\Delta = 1$  В установить сопротивления  $R1$  и  $R2$  равными 200 кОм.

щий в основе этих отклонений, не совсем ясен, но если бы их можно было надежно устранить, то влияние на характеристики ШИМ было бы положительным. На Рисунке 1 показано решение проблемы (буквально) методом грубой силы.

Подключение вывода 5 микросхемы U1 к выводу 14 устанавливает «лог. 0» на выводе 6, который воспринимается выводом 6 операционного усилителя A1. Подключение вывода 7 усилителя A1 к выводу 7 U1 приводит к тому, что напряжение на выводе 6 становится в точности равным нулю, а значит, и на любом выходе U1 устанавливается такой же точный нулевой уровень, когда соответствующий переключатель находится в состоянии «лог. 0».

Аналогично, соединение вывода 13 микросхемы U1 с выводом 7 устанавливает «лог. 1» на выводе 12, который воспринимается выводом 2 операционного усилителя A2. Подключение вывода 1 усилителя A2 к выводу 14 U1 приводит к тому, что напряжение на выводе 12 становится в точности равным напряжению питания  $V_{DD}$ , а значит, на любом выходе U1 устанавливается такой же точный уровень  $V_{REF}$ , когда соответствующий переключатель находится в состоянии «лог. 1».

Таким образом, любые существующие «ошибки насыщения» принудительно сводятся к нулю, независимо от того, откуда они берутся на самом деле.

Обычно напряжение  $V_{DD}$  составляет около 5.00 В. А напряжения  $V+$  и  $V-$  можно получить от одного источника питания 5 В с помощью любой из множества дискретных или монолитных схем повышения напряжения. На Рисунке 2 представлена одна из практических возможностей.

Схема на Рисунке 2 была первоначально описана в статье «Эффективная биполярная схема вольтодобавки с цифровым управлением» [2]. [РЛ](#)

## Ссылки

1. Paul, Christopher. ["Parsing PWM \(DAC\) performance: Part 1 – Mitigating errors."](#)
2. Stephen Woodward. [Эффективная биполярная схема вольтодобавки с цифровым управлением](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLV9162](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74AC04](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor MC74AC132](#)

# Разломайте секундомер, чтобы сделать фототаймер

Ralf Kelz

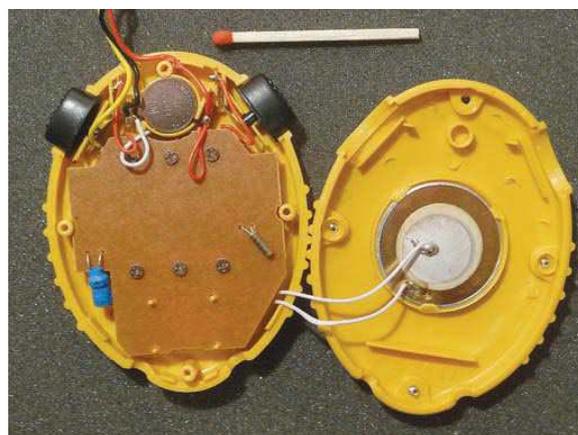
EDN

Фототаймер в этой статье измеряет время включения источника света, будь то светодиод, лампа накаливания, галогенная лампа или другой источник. Его можно сделать из обычного секундомера и нескольких простых компонентов (Рисунки 1 и 2). Для работы электронного секундомера необходимы два импульса: один запускает внутренний счетчик, а другой останавливает его. Но источник света выдает только один импульс, соответствующий времени освещения. Эта схема формирует короткий импульс запуска всякий раз, когда изменяется интенсивность света.



**Рисунок 1.** Схему можно собирать на небольшой макетной плате, которая подключается к секундомеру CG-501.

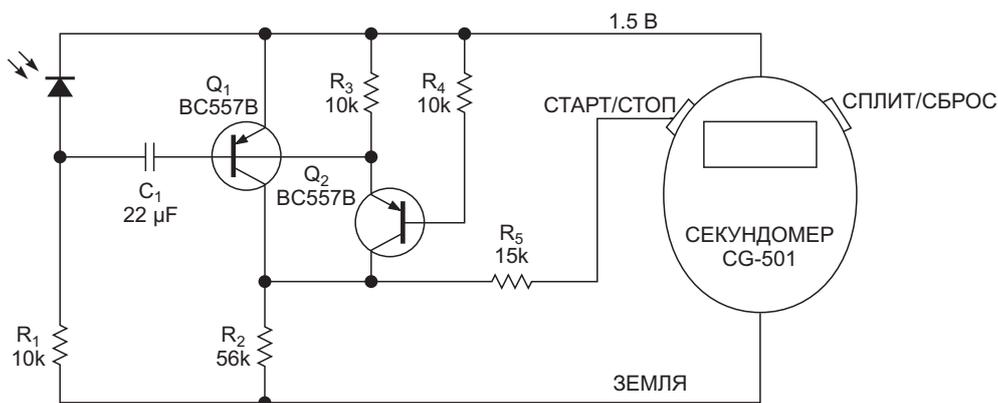
Когда фотодиод не освещен, конденсатор  $C_1$  заряжается до 1.5 В (Рисунок 3). Сначала



**Рисунок 2.** Припаяйте к макету короткие провода для подключения питания, земли и цепи запуска.

заряд проходит через переход база-эмиттер транзистора  $Q_1$  с постоянной времени, определяемой произведением  $R_1 \times C_1$ . Как только  $C_1$  заряжается до 1.5 В минус напряжение на переходе база-эмиттер, резистор  $R_3$  дозаряжает  $C_1$  до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет 1.5 В. Поскольку  $R_3$  и  $R_1$  в это время включены последовательно, дозарядка происходит с большей постоянной времени, равной  $(R_1 + R_3) \times C_1$ .

Когда фотодиод освещен, фототок, протекая, через резистор  $R_1$ , создает на нем падение напряжения большее нуля, и потенциал правой стороны конденсатора  $C_1$  становится выше уровня 1.5 В. База транзистора  $Q_1$  смещена в обратном направлении и не оказывает никакого влияния. Однако эмиттер  $Q_2$  теперь смещен в прямом направлении,



**Рисунок 3.** Эта простая схема измеряет время включения источник света. Когда фотодиод освещен, транзистор  $Q_2$  формирует первый импульс. Когда освещение прекращается, транзистор  $Q_1$  формирует второй импульс.

поскольку резистор  $R_4$  поддерживает напряжение на его базе на уровне около 1.5 В. При включении транзистора  $Q_2$  заряд конденсатора  $C_1$  стекает через резистор  $R_2$ , напряжение на нем повышается, и формируется положительный импульс. Этот импульс подается на секундомер через резистор  $R_5$ , который необходим на случай экстремальной засветки фотодиода. Он ограничивает ток в схеме секундомера, чтобы большой импульс не смог заблокировать или перегрузить его внутреннюю схему. Фототок создает разность между 1.5 В и напряжением на резисторе  $R_1$ ; эта разность позволяет конденсатору  $C_1$  при наличии освещения зарядиться до конечного напряжения.

Когда фотодиод не освещен, фототок через резистор  $R_1$  не проходит, поэтому конденсатор  $C_1$  может снова заряжаться, поскольку его левая сторона притягивается к

земле, а потенциал правой стороны сначала поднимается до значения, которое ниже 1.5 В на величину напряжения база-эмиттер, а затем достигает полных 1.5 В. Поскольку первоначальная зарядка проходит через база-эмиттерный переход транзистора  $Q_1$ , этот транзистор снова включается, подавая импульс тока в резистор  $R_2$  и останавливая секундомер. Выбор емкости конденсатора  $C_1$  зависит от измеряемого времени экспозиции и от используемого фотодиода. Время отклика этой схемы составляет приблизительно 500 мс. В данном примере используется фотодиод Everlight PD333-3C/HO/L2 с большой спектральной полосой, но подойдет и любой другой фотодиод или даже фоторезистор. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Everlight PD333-3C/HO/L2](#)
2. [Datasheet Fairchild BC557B](#)



ние остается высоким. Кратковременное замыкание и последующее отпускание кнопки  $S_1$  начинает разрядку  $C_1$ , запуская отсчет времени. Уровень выхода логического элемента становится низким, обеспечивая выключение транзистора  $Q_3$ , что позволяет транзисторам  $Q_1$  и  $Q_2$  медленно заряжать конденсатор  $C_1$  постоянным током. Ток, потребляемый логическим элементом от источника питания, несколько возрастает по мере удаления входного напряжения от 5 В.

Когда напряжение на разряжающемся конденсаторе  $C_1$  достигает порога переключения логического элемента, равного примерно 2.5 В, выходное напряжение логического элемента начинает расти, включая транзистор  $Q_3$ . В результате ток через  $Q_1$  и  $Q_2$  увеличивается, что приводит к насыщению  $Q_2$  и ускорению зарядки  $C_1$ . Эта положительная обратная связь обеспечивает гистерезис, необходимый для завершения зарядки  $C_1$  и восстановления высокого уровня на выходе логического элемента.

Линейная регулировка времени резистором  $R_1$  невозможна из-за изменений коэффициента передачи тока транзистора. Построенная и протестированная схема продемонстрировала линейную зависимость от емкости времязадающего конденсатора  $C_1$ , значение которой для требуемого времени можно подобрать экспериментально. Определив время для короткого интервала, например, для конденсатора емкостью 10 или 100 нФ, вы можете использовать эту информацию для масштабирования до более длительных интервалов. В тестируемой схеме сопротивление потенциометра  $R_1$ , установленное на 1 МОм, и емкость  $C_1$ , равная 10 нФ, дают время 10 с; значение  $C_1$ , равное 100 нФ, увеличивает время до 100 с.

### Примечания редактора EDN

Создание слаботочной схемы – непростая задача. Некоторые типы флюсов для пайки печатных плат могут становиться проводя-

щими, разрушая ожидания того, что должно быть ничтожным током. Рассмотрите возможность соединения выводов коллектора и эмиттера транзистора  $Q_1$ , а также базы и эмиттера транзистора  $Q_2$  «на весу», чтобы не устанавливать их на плату.

Токи утечки транзисторов и коэффициенты передачи тока сильно различаются от устройства к устройству и зависят от температуры. Эти различия могут привести к тому, что ток и время зарядки конденсатора будут существенно отличаться от ожидаемых значений. Хотя типовой входной ток CD4011 при комнатной температуре составляет 10 пА, он может достигать 100 нА и увеличиваться до 1 мкА при высокой температуре. Аналогично, максимум тока утечки коллектор-база транзистора может составлять 15 нА при комнатной температуре и 125 мкА при высокой температуре, причем он примерно удваивается при повышении температуры на каждые 10 °С. Для решения этой проблемы может потребоваться ручной подбор транзисторов и входных токов CD4011 или других устройств. Кроме того, не забудьте привязать любые другие неиспользуемые входы логических элементов CD4011 к земле или 5 В, чтобы избежать проблем с плавающими входами.

Не устанавливайте сопротивление  $R_1$  настолько низким, чтобы транзисторы  $Q_1$  или  $Q_2$  насыщались в течение выдержки времени; они должны оставаться в линейной области, определяемой сопротивлением резистора в коллекторе  $Q_2$ . Времязадающий конденсатор  $C_1$  должен иметь высококачественный диэлектрик с низкой утечкой, например, полиэстер; проверьте характеристики утечки для конденсаторов того размера и типа, которые вы собираетесь использовать, на предмет пригодности для работы при низких уровнях тока. **РЛ**

### Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4011B](#)
2. [Datasheet Fairchild BC549](#)

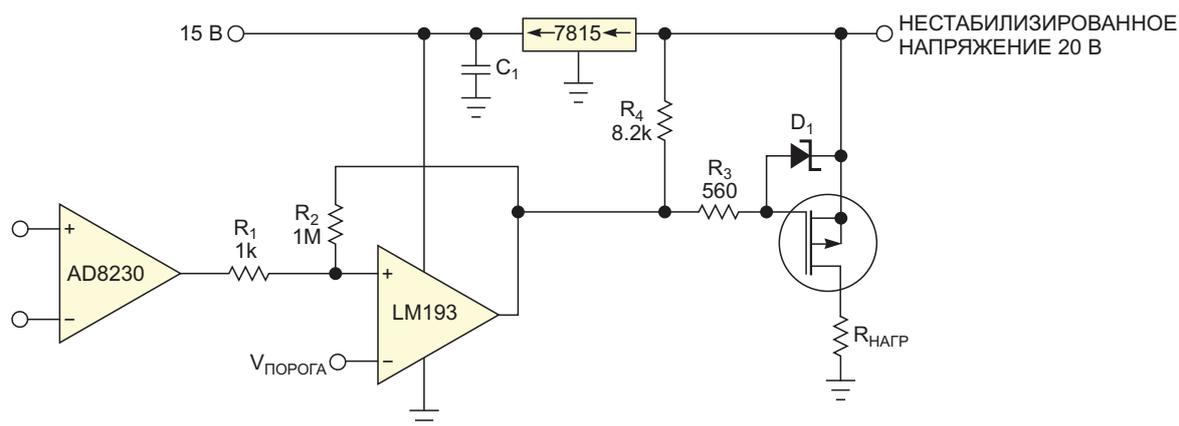
# Компаратор напрямую управляет затвором мощного MOSFET

Peter Demchenko

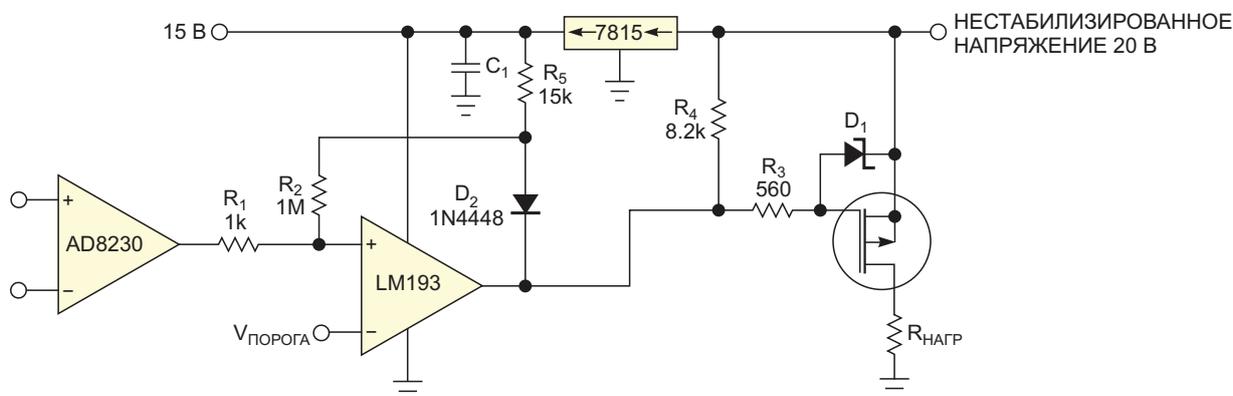
EDN

Общепринятой практикой является питание MOSFET, управляемого компаратором, нестабилизированным напряжением, а самого компаратора – стабилизированным (Рисунок 1). Многие нагрузки нечувствительны к напряжению питания, поэтому использование стабилизированного источника для пита-

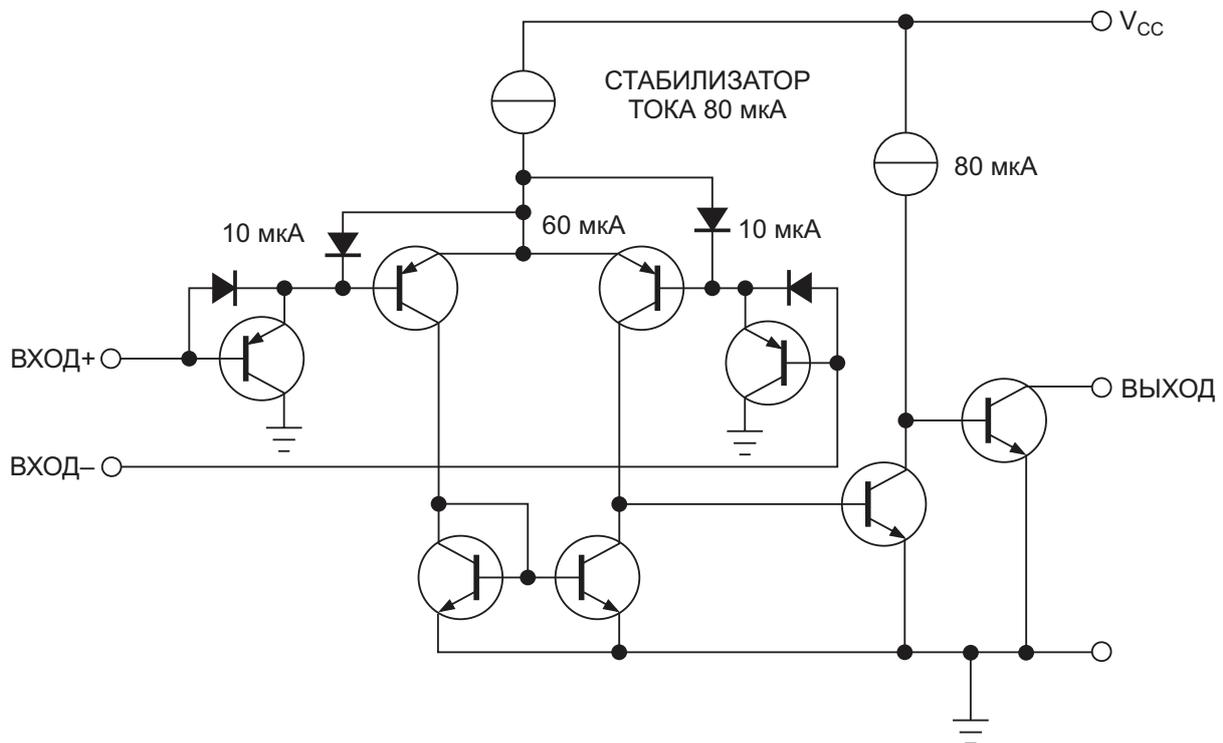
ния МОП-транзистора было бы пустой тратой денег и энергии. Также обычной практикой является добавление к компаратору резисторов  $R_1$  и  $R_2$  для создания гистерезиса, что делает схему менее восприимчивой к помехам, особенно при медленно меняющихся сигналах.



**Рисунок 1.** Компоненты гистерезиса  $R_1$  и  $R_2$  подключены к нестабилизированному источнику питания, в результате чего порог переключения компаратора меняется в зависимости от напряжения питания.



**Рисунок 2.** Резистор  $R_5$  и диод, выполняющий функцию «ИЛИ», изолируют цепь гистерезиса от источника питания и поддерживают порог переключения постоянным независимо от изменений напряжения питания.



**Рисунок 3.** Внутренняя конструкция компаратора LM193 требует, чтобы входные напряжения поддерживались на 2 В ниже напряжения положительной шины.

Характеристики компаратора этой схемы изменяются при изменении нестабилизированного напряжения. Эту проблему можно устранить, добавив в схему диод  $D_2$  и резистор  $R_5$  (Рисунок 2). При таком подходе цепь гистерезиса изолируется от нестабилизированного выхода и питается от того же стабилизированного источника, что и компаратор. Когда компаратор включен, он управляет полевым транзистором так же, как и оригинальная схема, притягивая затвор р-канального МОП-транзистора к земле. В обоих случаях к затвору полевого транзистора подключается стабилитрон  $D_1$ , чтобы избежать превышения напряжения затвор-исток. Улучшения в схеме на Рисунке 2 становятся очевидными, когда компаратор выключается. В любом случае резистор  $R_4$  подтягивает выход компаратора с открытым коллектором к положительному напряжению питания. На Рисунке 2, однако, диод изолирует цепь гистерезиса от источника питания, так что  $R_4$  подтягивает резистор  $R_5$  к стабилизированному напряжению 15 В независимо от того, как изменяется напряжение питания.

При использовании устаревших компараторов, таких как LM193 компании, синфазное входное напряжение должно оставаться значительно ниже уровня шины питания (Рисунок 3). Схеме требуется запас по напряжению в 1.5 В при температуре 25 °С и 2 В в диапазоне температур. Таким образом, в схемах на Рисунках 1 и 2 нельзя устанавливать пороговое напряжение выше 13 В. Если схеме требуется пороговое напряжение, более близкое к напряжению шины питания, следует рассмотреть возможность использования более новых компонентов с входами rail-to-rail. Для работы этой схемы изоляции цепи гистерезиса необходимо использовать компаратор с открытым коллектором или открытым стоком. Схема несовместима с микросхемами, имеющими двухтактный выход. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8230](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM193](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM7815](#)

# Мощный таймер 555 и измеритель ESR

Peter Demchenko

EDN

Давайте посмотрим, как можно эффективно удвоить выходной ток обычного старого таймера 555.

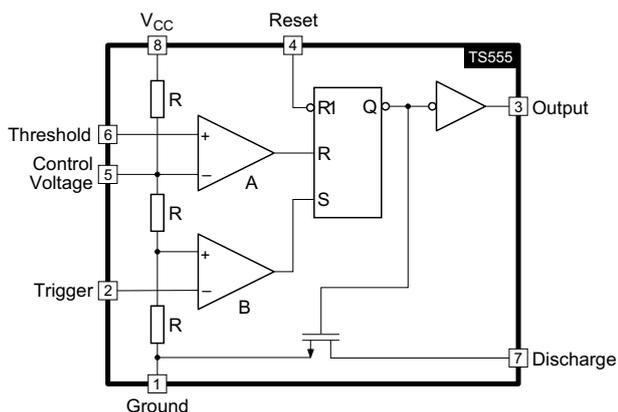


Рисунок 1. Структурная схема маломощного одиночного КМОП таймера TS555.

Из структурной схемы на Рисунке 1, взятой из технического описания маломощного одиночного КМОП таймера TS555 компании ST, можно видеть, что вывод Discharge (выв. 7 «Разряд») повторяет вывод Output (выв. 3 «Выход»). На самом деле одновременно они находятся только в состоянии низкого логического уровня. Они различаются в состоянии высокого логического уровня, когда вывод Output может выдавать вытекающий ток, в то время как вывод Discharge представляет собой открытый сток закрытого транзистора (или открытый коллектор для старых 555-х).

Схема на Рисунке 2 объединяет вытекающие токи как вывода Discharge, так и Output,

что позволяет нам удвоить выходной ток. Резисторы R3 и R4 являются частью нагрузки, они ограничивают вытекающий ток до безопасного значения.

Платой за это удвоение является некоторое снижение точности: Теперь схема становится немного более чувствительной к колебаниям напряжения питания. Тем не менее, это снижение точности является приемлемым компромиссом для многих приложений.

А теперь давайте попробуем использовать новую схему на таймере 555 для чего-нибудь полезного. Измерение эквивалентного последовательного сопротивления конденсатора (ESR) может стать пробле-

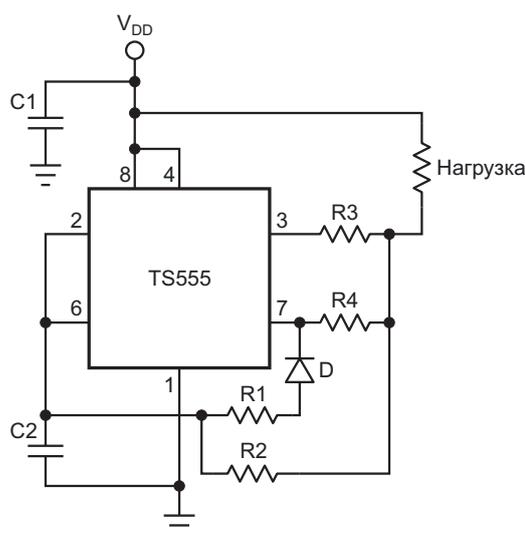
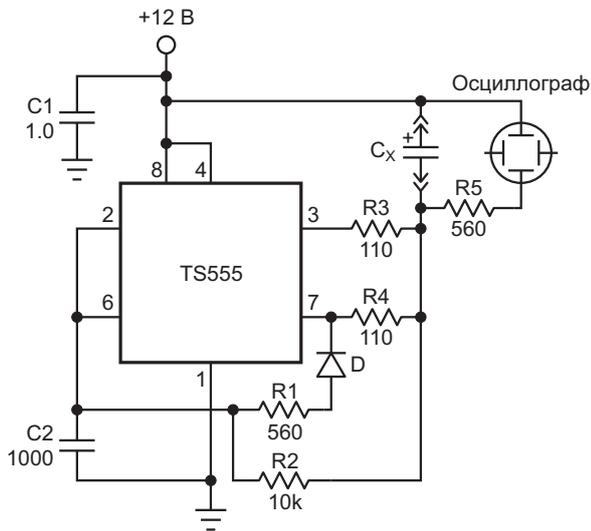


Рисунок 2. Схема, которая объединяет вытекающие токи выводов Discharge и Output таймера TS555, удваивая выходной ток.



**Рисунок 3.** Прикладная схема для измерения ESR конденсатора с использованием концепции, представленной на Рисунке 2.

мой, поскольку значение ESR может быть очень низким – порядка десятков миллиом.

Следовательно, ток должен быть достаточно большим, чтобы его можно было надежно измерить. Схема применения показана на Рисунке 3.

Схема формирует короткие (менее 1 мкс) импульсы тока через конденсатор  $C_x$  с периодом около 10 мкс; падение напряжения на конденсаторе ( $V_{ESR}$ ) пропорционально его ESR. Таким образом, сравнивая это падение напряжения с напряжением  $V$  на  $R_3$ ,  $C_x$ , можно рассчитать ESR:

$$r = \frac{R_3 \cdot V_{ESR}}{2(V - V_{ESR})},$$

или среди нескольких кандидатов можно просто выбрать конденсатор с наименьшим ESR. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics TS555](#)

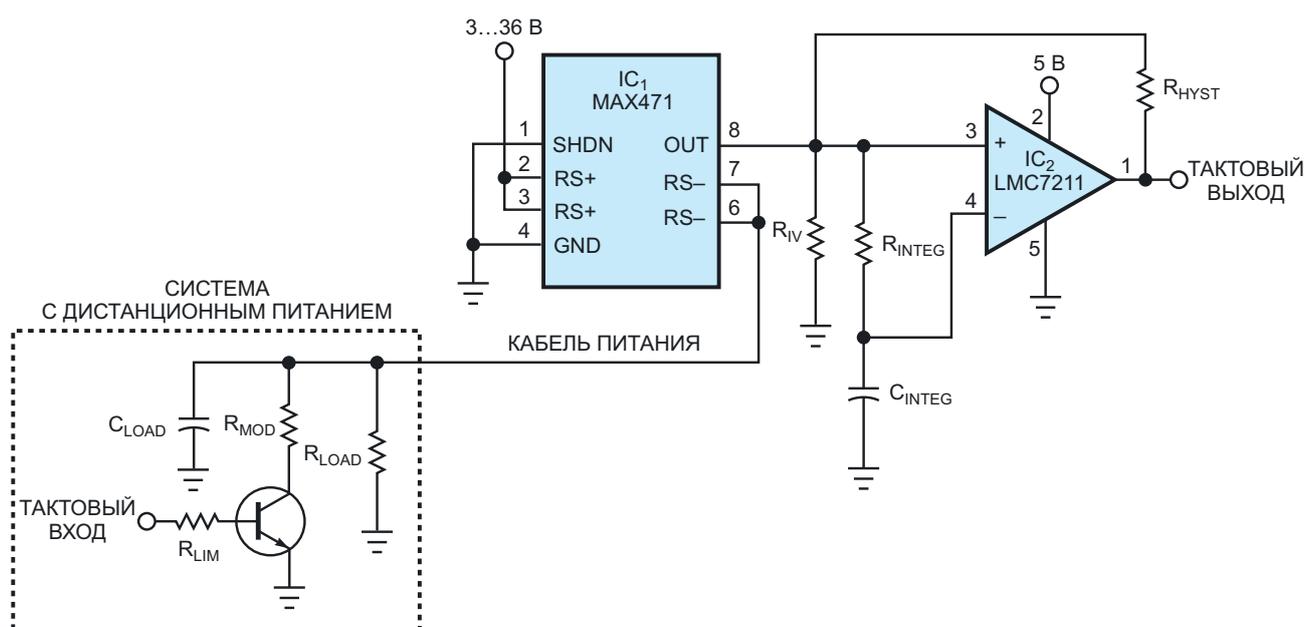
# Передача тактовой частоты или данных по кабелю питания

Mike Hardwick

EDN

Усилитель сигнала датчика тока в положительной шине питания IC<sub>1</sub> обеспечивает простой метод объединения в соединительных кабелях подсистем низкоскоростных тактовых или иных сигналов с постоянным напряжением питания (Рисунок 1). Микросхема IC<sub>1</sub>, предназначенная для контроля тока заряда и разряда аккумуляторов, выдает 0.5 мА на каждый ампер тока нагрузки, протекающего через ее внутренний токоизмерительный резистор R<sub>SENSE</sub>, подавляя при этом синфазные шумы напряжения питания. Встроенный в микросхему токоизмерительный резистор выдерживает непрерывный ток до 3 А. Микросхема рассчитана на напряжения питания от 3 до 36 В.

На Рисунок 1 изображена подсистема, которая получает питание от своей хост-системы и одновременно передает тактовый сигнал обратно по тому же проводу. Схема использует тактовый сигнал в удаленной системе для модуляции тока питания через драйвер с открытым коллектором или через дискретный транзистор и R<sub>MOD</sub> – коммутируемое сопротивление нагрузки. В хост-системе микросхема IC<sub>1</sub> создает на резисторе R<sub>IV</sub> напряжение, которое соответствует мгновенной сумме тока питания и тока модуляции. Элементы R<sub>INTEG</sub> и C<sub>INTEG</sub> фильтруют это напряжение, смещая напряжение на опорном выводе компаратора до уровня, отслеживающего средний ток источника питания. Поскольку



**Рисунок 1.** Используя микросхему усилителя сигнала датчика тока положительной шины питания (IC<sub>1</sub>) нетрадиционным способом, можно объединять в кабелях сигналы синхронизации или данных с постоянным напряжением питания.

сигнал колеблется выше и ниже этого опорного уровня, на выходе компаратора формируются восстановленные тактовые импульсы. Резистор  $R_{\text{HYST}}$  добавляет небольшой гистерезис для обеспечения чистого восстановления тактовых импульсов.

$IC_2$  – это КМОП компаратор с rail-to-rail входами в корпусе SOT23-5. Такой диапазон входных напряжений позволяет выбирать величину сопротивления  $R_{\text{IV}}$  относительно свободно – следует рассчитывать примерно на 1 В/А тока нагрузки на каждые 2 кОм сопротивления. Входное смещение самых дешевых версий LMC7211 может достигать  $\pm 18$  мВ. Таким образом, сначала надо выбрать такие сопротивления резисторов  $R_{\text{MOD}}$  и  $R_{\text{IV}}$ , чтобы напряжение модуляции на  $R_{\text{IV}}$  составляло 50 мВ или более, а затем выбрать значение  $R_{\text{HYST}}$ , чтобы получить несколько дополнительных милливольт сдвига в этом узле при изменении состояния компаратора. Ни одно из этих сопротивлений не является критическим.

Чтобы схема работала так, как ожидается, ток питания удаленной системы должен быть относительно постоянным, за исключением преднамеренной модуляции. Медленные изменения тока источника питания не вызывают проблем, если компоненты интегратора выбраны тщательно. Произведение RC интегратора должно быть примерно в 10 раз больше периода импульсов тактового генератора. При использовании КМОП компараторов, таких как  $IC_2$ , сопротивление резистора  $R_{\text{INTEG}}$  удобно выбрать равным примерно 1 МОм.

Для  $C_{\text{INTEG}}$  можно использовать керамические или пленочные конденсаторы, чтобы свести к минимуму риск выхода из строя из-за утечки конденсатора.

Схема также может передавать данные, если они содержат незначительные изменения постоянного смещения или если компоненты интегратора заменить на источник фиксированного смещения. Это изменение, конечно, означает, что после калибровки не допускается существенное изменение тока источника питания.

Время нарастания и спада выходного сигнала  $IC_1$  составляет приблизительно 4 мс, что практически совпадает с временем отклика компаратора  $IC_2$ . Емкость  $C_{\text{LOAD}}$ , шунтирующая питание удаленной системы, может накладывать верхний предел тактовой частоты, поскольку эта емкость ограничивает скорость модуляции тока питания. Постоянная времени равна  $C_{\text{LOAD}} \times (R_{\text{SENSE}} + R_{\text{CABLE}})$ .

Величина  $R_{\text{SENSE}}$  в микросхеме  $IC_1$  составляет менее 0.07 Ом, а последовательное сопротивление кабеля  $R_{\text{CABLE}}$  зависит от приложения. При желании расширить границы возможностей схемы к  $R_{\text{SENSE}}$  в этом расчете необходимо добавить эквивалентное последовательное сопротивление источника питания, сопротивления разъемов и любых других связанных с ними резистивных элементов. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LMC7211](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX471](#)



# РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Если вам  
небезразличны темы:

- ▶ микроконтроллеры
- ▶ автоматизация
- ▶ силовая электроника
- ▶ светотехника
- ▶ САПР
- ▶ измерения
- ▶

или вы являетесь носителем  
передовых знаний в других  
областях электроники и готовы их  
популяризировать -

**приглашаем к сотрудничеству!**