

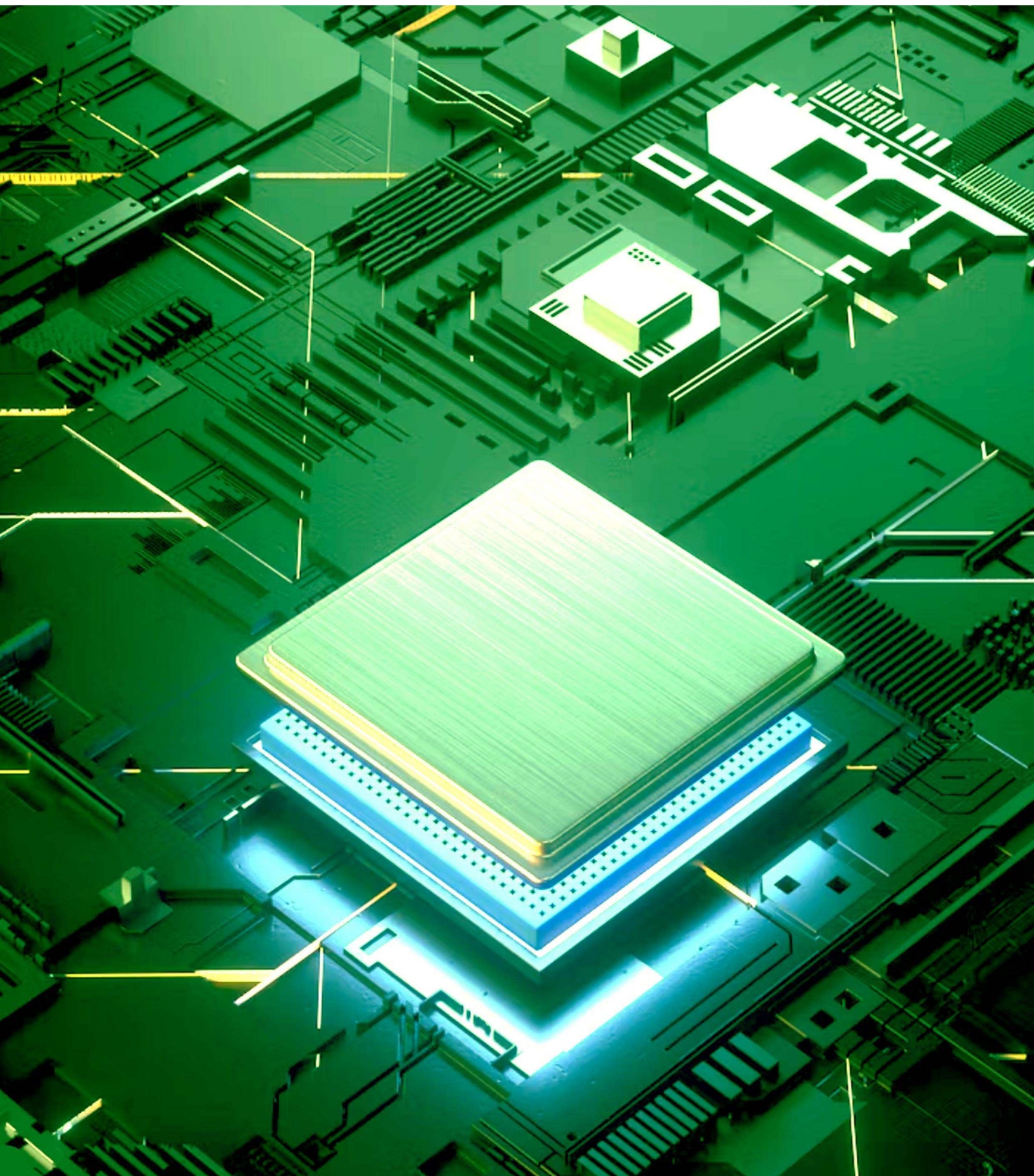
ЖУРНАЛ РАЗРАБОТЧИКОВ ЭЛЕКТРОНИКИ

WWW.RLOCMAN.RU



РАДИОЛОЦМАН

Июль-Август 2025 (139)





РадиоЛоцман.Журнал

www.rlocman.ru/magazine

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



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



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+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 РадиоЛоц-
ман обязательна. Полное или
частичное воспроизведение или
тиражирование каким бы то ни
было способом материалов
настоящего издания допускает-
ся только с письменного разре-
шения редакции.

Мнения авторов не всегда
отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Навигация сантиметровой точности: на выставке в Сколково представлены новейшие ГНСС-решения
- 5 Toshiba выпускает второе устройство из серии SmartMCD для управления двумя автомобильными щеточными двигателями постоянного тока
- 6 Микроволновая революция: российские ученые создали крошечный детектор для спутников, медицины и связи 5G
- 7 Новая линейка GaN продуктов компании Ampleon упрощает замену магнетронов в ISM системах диапазона 2.4 ГГц
- 8 Росэл начал серийное производство оборудования для нейросетей с инновационной системой охлаждения
- 9 Ученые разработали революционный дизайн топливных элементов

Статьи

- 12 Сравнение Buildroot и Yocto для сборки Linux под RISC-V: практический опыт на Allwinner D1
- 17 Линейные регуляторы в цифровом исполнении
- 19 Электронные аналоги кнопочных переключателей с зависимой фиксацией
- 22 Использование генеративного ИИ для создания аппаратных прототипов
- 23 Краткое руководство X- и Y-конденсаторам в источниках питания переменного тока
- 26 Как построить лидарную систему с преобразователем время-цифра
- 32 Разработка еще одной схемы «нажал – включил, нажал – выключил»
- 34 Понижающе-повышающие регуляторы с режимом PassThru
- 36 Добавьте функцию триггера Шмитта в ПЛИС и вентиляемые матрицы
- 39 Повышение точности программируемых источников питания на основе регуляторов LM317 и LM337
- 42 Практическое руководство по проектированию детекторов молний
- 46 Возврат половины улучшает интегральную нелинейность ШИМ и время установления

Схемы

- 48 Компенсационные стабилизаторы напряжения на переключающихся диодах запуска
- 56 В сверхмаломощном источнике фантомного питания микрофона используется миниатюрный DC/DC преобразователь и «хитрость» с конденсатором
- 60 Изначально точный 16-битный ШИМ-ЦАП с топологией ТВН
- 62 Плавное регулируемый умножитель-делитель частоты цифровых сигналов
- 65 Три компонента обеспечивают десятикратное увеличение тока импульсного преобразователя
- 68 Преобразователь прямоугольных сигналов в треугольные с постоянной амплитудой при изменении частоты
- 72 Схемы для проверки согласованности резисторов
- 74 Еще один странный АЦП с таймером 555
- 77 Простые изменения улучшают работу триггера Шмитта
- 78 Многоцветный светодиод показывает напряжение цветом
- 80 Независимое управление фазовыми углами в полуволнах переключения тиристорных с помощью ШИМ
- 82 Зажгите светодиод, не тратя энергию впустую
- 84 ШИМ + quadras = чистая игра мощности
- 86 Схема оптимизирует быстродействие фототранзистора
- 88 Комбинация симистора и реле
- 90 Преобразование прямоугольных импульсов в пилообразный сигнал
- 92 Перекрестное соединение комплементарных источников тока для уменьшения ошибки саморазогрева
- 96 Схема задержки редких или одиночных импульсов на регулируемый временной интервал
- 99 Устройство зарядки аккумуляторов на основе зарядного насоса с питанием от +5 В
- 100 Хороший, простой и достаточно точный 16-разрядный ЦАП с ШИМ-управлением
- 104 Схема подбора
- 106 Смоделированный 100-мегагерцовый ПНЧ
- 109 Генератор 25 кВ для проверки изоляции
- 112 Преобразователи с высоким напряжением изоляции на основе стандартных индуктивных компонентов
- 114 Нажал – включил, нажал – выключил для переменных напряжений
- 116 Нажал – включил, нажал – выключил для 48-вольтовых систем
- 118 Схема инжектора тока 1 А
- 120 Зачем модулировать усилитель мощности? И как это сделать
- 125 Нажал – включил, нажал – выключил: высокое напряжение привязано к положительной шине
- 126 Другой взгляд на проблему кнопки включения питания: киловаттный ЦАП переменного тока

Навигация сантиметровой точности: на выставке в Сколково представлены новейшие ГНСС-решения

У навигационного оборудования 4GNSS группы компаний «Ориент Системс», резидента Сколково (Группа ВЭБ.РФ), есть целый ряд конкурентных преимуществ: оно надежно, удобно в применении, разрабатывается и производится в России, при этом дешевле аналогов. В этом убедились участники и гости выставки, которая проходит в рамках первого Международного форума «Беспилотные системы: технологии будущего» на территории Сколково, где «Ориент Системс» представляет свою продукцию.

4GNSS, бренд группы компаний «Ориент Системс», производит спутниковые навигационные приемники, платы и софт для управления различной беспилотной и автоматизированной техникой. Комплексные решения компании эффективно применяются во многих отраслях: геодезии, гидрографии, сельском хозяйстве, горнодобывающей промышленности и других видах деятельности. Оборудование компании включено в реестр отечественной радиоэлектронной продукции Минпромторга России, а программное обеспечение – в реестр Минцифры России.

На выставке в Сколково компания представляет новое оборудование, готовое к запуску в серийное производство. Например, Dekart-AG – ГНСС-приемник, разработанный специально для решений в области точного земледелия. В комплекте со специализированным оборудованием и ПО такая система

позволяет на 75% автоматизировать сельскохозяйственные работы. Еще одна новинка – серия инерциальных ГНСС-приемников 4GNSS PRO. Приемники серии предназначены для сложных задач в области геомониторинга, гидрографии и автоматизации спецтехники и оборудуются дополнительными модулями под потребности заказчика.

Помимо разработки и производства продукции под собственным брендом 4GNSS, компания занимается поставками оборудования мировых производителей навигационных решений и сопутствующих аксессуаров. В каталоге оборудования от 4GNSS – навигационные платы, приемники, модемы, антенны, контроллеры, лидары, тахеометры и многое другое.

ГНСС-приемники «Ориент Системс» активно используются рядом ведущих предприятий нашей страны для решения нетипичных задач. Например, многочастотный геодезический ГНСС-приемник Dekart решает задачи при выполнении инженерно-геодезических изысканий.

Многоантенный ГНСС-приемник OC-213 определяет координаты, а также курс, крен, тангаж, что позволяет применять его для позиционирования беспилотного транспорта, буровой и строительной техники, а также решения задач гидрографии и других приложений, требующих высокоточного определения 3D-вектора движения объекта.



Отдельной линейкой приемников представлены навигационно-инерциальные системы, которые позволяют технике получать точное позиционирование даже при короткой потере спутникового сигнала.

Важно, что навигационное оборудование компании «Ориент Системс» может решить любую задачу позиционирования беспилотного транспорта.

«Мы обладаем уникальным опытом успешной коммерциализации собственных ГНСС-решений на гражданском рынке:

более 10 тысяч наших приемников эксплуатируются по всей стране, модули используются ведущими компаниями. Наши главные принципы в том, чтобы оборудование легко внедрялось, надежно работало, было удобным и соответствовало уникальным требованиям заказчика. Поэтому мы помогаем с внедрением высокоточных ГНСС-решений, чтобы избавить клиентов от трудностей с приобретением, интеграцией и использованием», – рассказал генеральный директор компании 4GNSS Сергей Лебедев.

Toshiba выпускает второе устройство из серии SmartMCD для управления двумя автомобильными щеточными двигателями постоянного тока

Комплексное решение для эффективного и точного управления двумя двигателями постоянного тока

Компания Toshiba Electronics Europe начинает отгрузку образцов микросхем TB9M001FTG – второго продукта из инновационной серии интеллектуальных драйверов управления двигателями (Smart Motor Control Driver, SmartMCD). Это высокоинтегрированное устройство специально разработано для эффективного и точного управления щеточными двигателями постоянного тока в автомобильных приложениях, включая электрические люки, стеклоочистители, стеклоподъемники и регулируемые сиденья.



В микросхему SmartMCD TB9M001FTG интегрированы четыре драйвера нижнего

плеча, работающие как драйверы реле, которые обеспечивают прямое и обратное управление двумя щеточными двигателями постоянного тока при использовании реле с однополюсными двухпозиционными контактами. Кроме того, устройство оснащено встроенным микроконтроллером с ядром Arm Cortex-M0, 192 кБ флэш-памяти и дополнительными 16 кБ флэш-памяти данных. Устройство также содержит два драйвера верхнего плеча, поддерживающих внешние нагрузки 5 В и 12 В, приемопередатчик LIN для внутренней связи в автомобиле и полностью интегрированную систему управления питанием, которая вырабатывает все необходимые уровни напряжения из напряжения аккумуляторной батареи автомобиля. Все эти функции интегрированы в компактный корпус VQFN48 размером всего 7 мм × 7 мм, что позволяет инженерам создавать более компактные системы и сокращать количество компонентов.

Драйвер TB9M001FTG сертифицирован по стандарту AEC-Q100 (Уровень 1) и соответствует требованиям безопасности ASIL-A. Микросхема поддерживает надежные функции безопасности, такие как встроенное обнаружение ошибок при перегрузке по току

(драйверы нижнего и верхнего плеча), защита от повышенного и пониженного напряжения, а также отключение при перегреве.

Начались поставки образцов, а старт массового производства SmartMCD TB9M001FTG

запланирован на декабрь 2025 года. Toshiba продолжит расширять линейку продукции серии SmartMCD для управления автомобильными двигателями постоянного тока и бесщеточными двигателями постоянного тока.

Микроволновая революция: российские ученые создали крошечный детектор для спутников, медицины и связи 5G

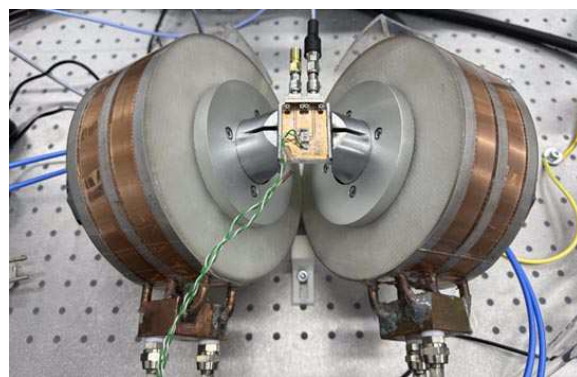
Спинтронный детектор на основе лютециевого граната и платины способен не только регистрировать микроволны, но и определять и преобразовывать их поляризацию. В будущем на его основе планируют создавать миниатюрные модули связи для космических спутников, вживляемые медицинские датчики для мониторинга биохимических процессов изнутри, матричные радары для беспилотников, а также элементы для квантовой электроники.



Парадокс технологического прогресса: чем сложнее становятся системы связи, тем больше энергии и ресурсов они потребляют. В частности, чтобы увеличить пропускную способность каналов и улучшить качество сигнала спутников, радаров и станций 5G, важно не только улавливать электромагнитные волны, но и быстро различать их поляризацию. Сегодня с этой задачей справляются вентили и циркуляторы, но при этом они занимают большую площадь и требуют больших затрат, работают в узком диапазоне и сравнительно медленно.

Российские ученые решили этот парадокс: компактный спинтронный детектор толщиной чуть больше ста нанометров за считанные

секунды способен не только регистрировать микроволновое излучение, но и различать его поляризацию с высокой точностью.



Установка, используемая в экспериментах лаборатории для измерений частот ферромагнитного резонанса и спинового тока.

Основные компоненты устройства: тонкая пленка лютециевого граната и слой платины. Когда микроволны попадают на гранат, внутри него возникают специфические колебания намагниченности, интенсивность которых резко возрастает при достижении резонанса.

Эти колебания генерируют спиновый ток, который передается в слой платины. Благодаря обратному спиновому эффекту, характерному для платины, спиновый ток преобразуется в электрическое напряжение. Величина этого напряжения напрямую зависит от поляризации излучения, поэтому детектор не просто ловит излучение, но и точно определяет его поляризацию.

«Мы не просто уменьшили микроволновый детектор в десятки раз, а сделали его универсальным: с помощью магнитного поля

мы можем настраивать нужную частоту, использовать его как фильтр или даже конвертер, например, эффективно преобразовывать круговую поляризацию в линейную.

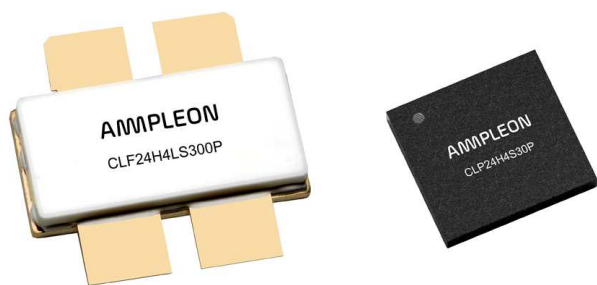
Широкий частотный диапазон детектора, его сверхнизкое энергопотребление и совместимость с кремниевыми технологиями в будущем помогут создавать на его основе крошечные и легкие модули связи для космических спутников, вживляемые медицинские датчики для мониторинга биохимических процессов изнутри, матричные радары для

беспилотников, и, конечно же, элементы для квантовой электроники», – поделился Сергей Никитов, академик РАН, заведующий кафедрой электроники МФТИ

Следующий шаг ученых – подробнее изучить, как ведет себя система при разных видах поляризации волн: не только линейной и круговой, но и более сложных. Эти исследования помогут расширить возможные области применения технологии и создать реальные устройства для систем связи и компактных датчиков для радаров.

Новая линейка GaN продуктов компании Ampleon упрощает замену магнетронов в ISM системах диапазона 2.4 ГГц

Компания Ampleon объявляет о выпуске новой линейки высокоэффективных радиочастотных усилителей мощности диапазона 2.4 ГГц на основе GaN, предназначенных для промышленных, научных и медицинских приложений (ISM). Это решение, обеспечивающее выходную мощность до 350 Вт в непрерывном режиме, предлагает OEM-производителям и разработчикам радиочастотных систем компактную и надежную альтернативу традиционным системам на основе магнетронов.



В основе конструкции лежат устройства CLF24H4LS300P (оконечный каскад) и CLP24H4S30P (драйвер) компании Ampleon, основанные на передовой технологии GaN-on-SiC (нитрид галлия на карбиде кремния) транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT). Двухкаскадная архитектура, полностью охватывающая диапазон ISM от

2.4 до 2.5 ГГц, обеспечивает КПД стока более 66%, что способствует снижению энергопотребления и упрощает контроль температуры в сложных условиях эксплуатации.



Двухкаскадный усилитель AR241030.

«Это новое решение на основе GaN, разработано для следующего поколения мощных твердотельных радиочастотных приложений, – сказал Хуссем Шуйк (Houssem Schuick), старший директор по маркетингу продуктов компании Ampleon. – Оно предлагает системным интеграторам надежную высокопроизводительную платформу, отвечающую растущему спросу на радиочастотные системы с точным управлением мощностью, длительным сроком службы и низкими эксплуатационными расходами. Благодаря технологии GaN-on-SiC и оптимизированным базовым вариантам конструкций OEM-производители могут ускорить разработку в различных областях применения, таких как промышленное отопление, медицинская

терапия, генерация плазмы, микроволновая химия, процессы химического осаждения из паровой фазы и твердотельная кулинария, включая пароконвектоматы».

Внутренне согласованные 50-омные входы и выходы, встроенный аналоговый датчик температуры, циркулятор для повер-хностного монтажа и направленный ответви-тель обеспечивают мониторинг в режиме реального времени и защиту на системном

уровне. Благодаря компактным размерам (всего 105 ? 33 мм) усилитель легко интегрируется в оборудование с ограниченным пространством и гарантирует надежную работу в условиях рассогласования с КСВ до 20:1 при напряжении 50 В.

Линейка CLF24H4LS300P и CLP24H4S30P уже доступна для приобретения через компанию Ampleon и авторизованных партнеров-дистрибьюторов.

Росэл начал серийное производство оборудования для нейросетей с инновационной системой охлаждения

Холдинг «Росэл» Госкорпорации Ростех освоил технологию и промышленное производство высокопроизводительных вычислительных комплексов с жидкостным охлаждением, которые обеспечат работу и обучение мощных нейросетей. Решение включает сборку и монтаж специального оборудования по оригинальной архитектуре. Продукция «Росэла» позволит снизить энергозатраты и нагрев центров обработки данных (ЦОД), уменьшит их размеры и заменит импортные решения.

Жидкостное охлаждение предусматривает погружение оборудования в диэлектрик – специальное вещество, которое отводит теп-

ло, но не затрагивает работу электроники. Поскольку диэлектрик заполняет собой все пространство вычислительного комплекса, компоненты ИТ-оборудования можно разместить плотнее. Появляется возможность создавать компактные ЦОДы для нейросетей, площадь которых в 3-5 раз меньше существующих.

Современные диэлектрические жидкости нетоксичны, негорючи и биоразлагаемы, то есть более экологичны, в отличие от традиционного фреона. В системе охлаждения, разработанной в «Росэле», применяется диэлектрик собственного производства, обладающий всеми нужными характеристиками.

«Жидкостное охлаждение – не просто инновация, а важная стратегическая технология. Ее внедрение укрепит глобальные позиции России в развитии искусственного интеллекта и высокопроизводительных вычислений, одновременно снизив углеродный след индустрии. Уже в ближайшие годы она может стать новым стандартом для центров машинного обучения, супер-ЦОДов и суперкомпьютеров по всей стране. Россия находится в числе немногих стран, развивающих эту технологию. Основную конкуренцию в этой сфере ей составляют только США и Китай. Развитие отечественных технологий позволяет уйти от зарубежных решений», – прокомментировали в «Росэле».

Среди важнейших характеристик технологии жидкостного охлаждения также – тишина и долговечность работы оборудования. Герметичная среда надежно защищает аппара-



туру от пыли, коррозии и перепадов температур, увеличивая срок службы компонентов. Кроме того, решение позволит разгонять процессоры, в том числе графические, без автоматического снижения тактовой частоты для предотвращения перегрева и повреждений. Это ускорит развитие искусственного интеллекта и сделает более эффективным обучение нейросетей.

Технология жидкостного охлаждения крайне востребована, так как традиционные воздушные системы больше не справляются с мощными процессорами и видеокартами, которые используются для работы нейросетей и суперкомпьютеров. При этом решения, основанные на жидкостном охлаждении, потребляют на 30-50% меньше энергии, чем лучшие воздушные аналоги.

Ученые разработали революционный дизайн топливных элементов

Новый подход упрощает и удешевляет производство ячеек для водородной энергетики

Уральские ученые создали твердооксидный топливный элемент (ТОТЭ) с революционным химическим дизайном функциональных слоев: анод, катод и электролит имеют идентичный ионный состав. Этот подход упрощает и удешевляет производство новых топливных элементов для водородной энергетики, которые при этом имеют высокий уровень стабильности. Разработка выполнена при поддержке РНФ (грант № 24-19-00040) и опубликована в журнале *Nanomaterials*.

«Одинаковый ионный состав всех функциональных слоев топливного элемента повышает их сродство друг с другом, благодаря этому значительно снижается химическое взаимодействие слоев. Это позволяет устройству функционировать дольше, чем имеющиеся аналоги, что заметно как при изготовлении единичной электрохимической ячейки, так и во время работы нескольких элементов. Кроме того, для производства ТОТЭ предлагаемой нами конструкции самыми дорогими реагентами являются соединения лантана и галлия, добыча которых осуществляется у нас в России. В будущем это позволит организовать производство из полностью отечественных материалов», — объяснил Денис Осинкин, старший научный сотрудник кафедры экономики природопользования УрФУ и заведующий лабораторией кинетики Института высокотемпературной электрохимии УрО РАН.

Классическая конструкция топливного элемента предполагает использование множества функциональных слоев, имеющих



совершенно разным химический и фазовый состав. Уральские ученые впервые предложили использовать в качестве катода, анода и электролита одинаковые материалы, что помогает сократить время и стоимость изготовления устройств за счет уменьшения технологической цепочки производства порошкового материала и количества высокотемпературных обработок.

Эксперты подчеркивают, что в качестве топлива для ТОТЭ используются водородсодержащие газы, создающие экстремальную восстановительную атмосферу. Новые материалы показали в таких условиях хорошую стабильность, проработав более 950 часов с минимальной деградацией и сохранив низкое сопротивление при температуре 800 °С.

«То, что наша единичная электрохимическая ячейка показывает незначительное снижение характеристик при выдержке в таких условиях на протяжении почти 1000 часов, позволяет нам прогнозировать долговечность устройства на основе нашей разработки. На сегодняшний день известны результа-

ты испытаний ТОТЭ на протяжении 100 тыс. часов. Однако в лабораторных условиях такие длительные испытания не проводятся. Считается, что для анализа стабильности характеристик достаточны результаты долговременных испытаний на протяжении 500-1000 часов», – добавил Денис Осинкин.

Добиться таких показателей ученым удалось за счет использования принципа «симметричной ячейки», когда у топливного элемента и электроды, и электролит сделаны на основе соединений близкого или даже идентичного ионного состава для максимального сближения свойств.

В настоящий момент внедрению в повсеместное пользование подобных инновационных твердооксидных топливных элементов препятствуют в основном инфраструктурные факторы: отсутствие рентабельного способа доставки водорода до устройства и высокая стоимость этого водорода. Классические методы получения электроэнергии хоть и являются не всегда экологически чистыми, но до сих пор считаются самыми дешевыми. Поэтому ученые отмечают, что следующий этап исследования данной технологии – масштабирование.

«Для приближения к промышленному производству ТОТЭ важным этапом является переход на высокопроизводительные технологии получения несущего слоя электролита, например, на технологию шликерного литья. Она позволит увеличить как количество керамических пластин, так и их геометрические размеры. После получения первой укрупненной электрохимической ячейки необходимо будет также убедиться в ее стабильной работе в единичной экзemplяре и в стэке, что позволит тестировать полноценное устройство в рабочем режиме», – подчеркнул Денис Осинкин.

Напомним, в 2022 году в рамках программы «Приоритет-2030» в Уральском феде-

ральном университете создали НИИ водородной энергетики, специалисты которого разрабатывают и синтезируют для водородной энергетики новые функциональные материалы и устройства с высокими эксплуатационными характеристиками. Один из основных партнеров вуза – Институт высокотемпературной электрохимии УрО РАН. Он является лидером в области электрохимического материаловедения, электрохимической энергетики и в исследованиях твердооксидных систем для топливных элементов и высокотемпературных электролизеров.

Справка

Твердооксидные топливные элементы (ТОТЭ) – высокоэффективные устройства (КПД до 60–70%) для прямого преобразования химической энергии топлива (водород, природный газ) в электричество с минимальными выбросами. Они являются ключевыми для водородной энергетики. Описанные в научной работе симметричные ТОТЭ (с одинаковыми анодом и катодом) – активно развиваемое направление последних 10 лет, главная цель которого – упрощение производства и повышение надежности за счет лучшей совместимости материалов.

Уральский федеральный университет – один из ведущих вузов России, расположен в Екатеринбурге. Участник проекта по созданию кампусов мирового уровня и государственной программы поддержки российских вузов «Приоритет-2030», выступает инициатором создания и выполняет функции проектного офиса Уральского межрегионального научно-образовательного центра мирового уровня «Передовые производственные технологии и материалы».

rus-elektronika.ru



ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ

Международная ВЫСТАВКА-ФОРУМ

25|26|27
НОЯБРЯ
2025

МОСКВА
Крокус Экспо



Организатор:



Официальная поддержка:



Партнеры:



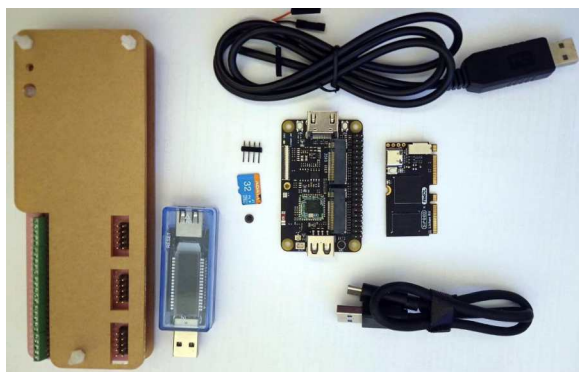
**ПОСЕТИТЕ
ВЫСТАВКУ**

**+7 (812) 401 69 55,
electron@mvk.ru**

Сравнение Buildroot и Yocto для сборки Linux под RISC-V: практический опыт на Allwinner D1

Анатолий Белых, г. Санкт-Петербург

В статье рассматриваются инструменты сборки дистрибутивов Linux для встраиваемых систем: Buildroot и Yocto, а также производится сравнение этих систем применительно к устройству Allwinner D1 на базе процессора RISC-V.



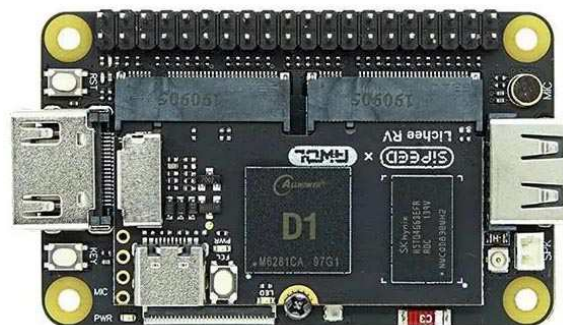
Введение

В последние годы архитектура RISC-V стремительно набирает популярность в мире встраиваемых систем, предлагая открытую и масштабируемую альтернативу традиционным ARM и x86 решениям. Особый интерес представляет платформа Allwinner D1 (Nezha) – одна из первых массовых систем на кристалле (SoC) на базе 64-битного RISC-процессора с ядром C906. Данная платформа, сочетает невысокую стоимость (около \$15 за модуль) и достаточную производительность, чем открывает новые возможности для разработчиков встраиваемых решений.

Сборка Linux-дистрибутивов для этой платформы представляет собой нетривиальную задачу, требующую учета множества факторов: особенностей архитектуры RISC-V, специфики реализации ядра C906 от T-Head, поддержки периферийных устройств и графического процессора Mali-400. В этих усло-

виях выбор оптимального инструмента сборки становится критически важным для ее успешного завершения.

В данной статье мы проведем анализ двух популярных систем сборки Buildroot и Yocto Project, рассматривая их применительно к платформе Allwinner D1.



До появления современных инструментов сборки создание работающей системы представляло собой сложный многоэтапный процесс, требующий глубоких технических знаний и значительных временных затрат. Разработчикам приходилось вручную решать множество взаимосвязанных задач, каждая из которых требовала точной настройки и проверки.

Первым этапом была подготовка инструментария – сборка кросс-компилятора для RISC-V. Процесс начинался с получения исходного кода. Затем следовала кропотли-

вая настройка параметров сборки, включающая включение многобиблиотечной поддержки (multilib) для работы с различными вариантами ABI, указание целевой архитектуры (rv64gc) и настройку путей установки. После этого начиналась собственно компиляция toolchain, которая при использовании усредненной конфигурации компьютера могла занимать целый рабочий день. Полученный набор инструментов необходимо было правильно установить в систему и настроить переменные окружения (PATH, CROSS_COMPILE), что часто становилось источником дополнительных проблем.

Следующим этапом была сборка цепочки загрузчиков – ключевого компонента, обеспечивающего инициализацию аппаратной платформы и последующую загрузку операционной системы. Например, платформе Allwinner D1 требовалась особая последовательность, начинающаяся с проприетарного boot0 от производителя – первичного загрузчика, отвечающего за базовую инициализацию аппаратуры. Затем следовал модифицированный U-Boot, который разработчики брали из специальных форков, адаптированных под конкретную платформу (например, sun20i_d1_spl). Процесс сборки включал точную настройку параметров для конкретного типа носителя (MMC, SPI NOR), указание адресов загрузки и правильное позиционирование компонентов в образе. Особую сложность представляла настройка механизма описания аппаратной конфигурации, необходимая для корректной работы всех компонентов системы.

Компиляция ядра Linux представляла собой отдельную сложную задачу, требующую глубокого понимания как особенностей архитектуры RISC-V, так и специфики конкретной платформы. Разработчики использовали специальные ветки ядра с патчами от сообщества (например, d1-wip), содержащие необходимые драйверы и исправления. Процесс начинается с получения исходного кода ядра и применения необходимых патчей. Затем следует тонкая настройка конфигурации через pezhn_defconfig, обеспечивающая поддержку всех специфичных периферийных устройств платформы: контроллеров USB, Ethernet, графического вывода через HDMI и MIPI-DSI.

После этого производится компиляция ядра, которая могла занимать от 30 минут до нескольких часов в зависимости конфигурации сборочного стенда.

Создание корневой файловой системы было обязательным шагом, требовавшим внимания к множеству деталей. Разработчики начинали с выбора и сборки BusyBox – минималистичного набора Unix-утилит, составляющего основу многих встраиваемых систем. Этот процесс включал тщательную настройку конфигурации, определяющую, какие именно утилиты будут включены в конечную систему. Затем создавалась сама структура каталогов, соответствующая Filesystem Hierarchy Standard, но адаптированная под конкретные нужды проекта. Добавлялись необходимые файлы конфигурации, например, /etc/fstab, /etc/passwd, /etc/network/interfaces, скрипты инициализации (обычно System V init или минималистичные альтернативы, но можно использовать и полноценный systemd) и базовые библиотеки. Важным аспектом было правильное задание прав доступа и владельцев для системных файлов – ошибки на этом этапе могли сделать систему неработоспособной.

Финальным этапом классического подхода была интеграция всех компонентов в единый образ для SD-карты – основной среды исполнения для большинства прототипов. Этот процесс требовал точного позиционирования бинарных образов с определенными смещениями (обычно с помощью утилиты dd), что делалось согласно документации от производителя. Необходимо было правильно подготовить таблицу разделов используя fdisk или parted, создать файловые системы и разместить на них собранные компоненты системы. Особую сложность представляла настройка параметров загрузки (bootargs) и передача правильного Device Tree Blob ядру.

Проблемы классического подхода

Такой традиционный метод сборки встраиваемых систем, несмотря на свою гибкость, имел ряд существенных недостатков, которые становились особенно заметными при промышленном использовании и разработке коммерческих продуктов.

Главной проблемой были значительные временные затраты. Полный цикл сборки системы – от компиляции toolchain до получения готового образа – мог занимать от 5 до 8 часов на среднестатистической рабочей станции. При этом любое изменение конфигурации (например, добавление нового драйвера или изменение параметров ядра) требовало практически полного пересмотра всех зависимостей и часто – повторной сборки всех компонентов. Частые ошибки интеграции различных компонентов: на стыке загрузчика и ядра (неправильные параметры командной строки), между ядром и rootfs (отсутствие необходимых драйверов или модулей), при работе с аппаратными особенностями платформы (некорректная настройка Device Tree) так же требовали пересборки компонентов системы. Перечисленные факторы снижали эффективность разработки.

Современные инструменты сборки

Появление специализированных систем сборки, автоматизирующих большую часть рутинных операций и предоставляющих стандартизированные интерфейсы для управления процессом создания встраиваемых систем стало закономерным этапом развития классического подхода. Наиболее популярными из них стали Buildroot и Yocto Project, каждая из которых предлагает свой подход к решению описанных проблем.

Buildroot представляет собой минималистичное решение, ориентированное на быструю сборку компактных встраиваемых систем. Её архитектура основана на принципах простоты и предсказуемости, что делает её особенно популярной среди разработчиков прототипов, образовательных и учебных проектов. При работе с Allwinner D1 Buildroot имеет смысл использовать базовый конфигурационный файл `allwinner_d1_nezha_defconfig` (имеется в официальном репозитории производителя), который значительно упрощает начальную настройку системы. Этот файл включает предварительно настроенные параметры для целевой архитектуры, версию ядра, набор пакетов и конфигурацию rootfs.

Основными преимуществами Buildroot являются быстрота сборки (от 30 минут для полного цикла против 5-8 часов при ручном подходе) и компактность получаемых обра-

зов. Система использует простой и понятный механизм конфигурации на основе Kconfig (аналогичный используемому в ядре Linux), что снижает порог входа для новых разработчиков. Buildroot автоматически разрешает зависимости между пакетами, скачивает исходные коды, применяет необходимые патчи и собирает все компоненты в согласованный образ.

Однако Buildroot имеет и ряд ограничений. Система предлагает ограниченные возможности для тонкой настройки компонентов, например, изменение конфигурации ядра после начальной сборки требует ручного вмешательства. Интеграция проприетарных компонентов (таких как драйверы Mali-400) сложна и часто требует написания кастомных make-файлов.

Yocto Project предлагает принципиально иной подход, представляя собой не просто систему сборки, а полноценную экосистему для создания кастомных Linux-дистрибутивов. При работе Yocto использует концепцию «слоев» (layers), каждый из которых добавляет специфичную функциональность: `meta-riscv` обеспечивает базовую поддержку RISC-V, `meta-allwinner` содержит специфичные рецепты для процессоров Allwinner, а `meta-openembedded` предоставляет тысячи готовых рецептов для различных пакетов.

Главными преимуществами Yocto являются гибкость конфигурации и возможность точной настройки каждого аспекта системы. Система предоставляет механизмы для управления зависимостями, создания воспроизводимых сборок и поддержки различных вариантов системы (например, «минимальная», «графическая», «с поддержкой Docker и k3s»). Интеграция проприетарных компонентов реализована через систему рецептов, что делает процесс более стандартизированным и управляемым.

Вместе с тем Yocto требует значительно больше времени для сборки (от 2-х часов для первого запуска против 30 минут у Buildroot). Система имеет значительно более высокий порог вхождения – для эффективной работы требуется глубокое понимание концепций BitBake, рецептов, задач и зависимостей. Первоначальная настройка Yocto для новой платформы обычно занимает несколько дней.

Сравнительный анализ

На тестовой системе с процессором Intel Xeon E5-2699v3 и 128 ГБ оперативной памяти были проведены серии измерений, позволяющие объективно сравнить оба подхода при работе с платформой Allwinner D1.

По показателям времени сборки Buildroot демонстрирует следующие результаты: полная сборка системы (включая toolchain, ядро, загрузчики и rootfs) занимает в среднем 140 минут. Инкрементная сборка после внесения изменений в конфигурацию (добавление нового пакета) требует всего около 13 минут. Это делает Buildroot идеальным выбором для активной фазы разработки, когда требуется быстро проверять различные идеи и конфигурации.

Yocto показывает значительно большее время сборки: первая полная сборка занимает в среднем 3 часа, что связано с необходимостью создания и настройки кэша (sstate-cache), скачивания всех исходных кодов и компиляции многочисленных компонентов. Однако последующие инкрементальные сборки выполняются быстрее – от 5- минут для типичных изменений.

Особенно заметны различия при анализе поддержки периферийных устройств и специфичных функций платформы. Например, реализация Ethernet в Buildroot требует ручного включения PHY драйверов через настройку Device Tree и ядра. В Yocto этот процесс стандартизирован через рецепты и выполняется автоматически при выборе соответствующего Machine Configuration.

USB-хост режим лучше поддерживается в Yocto благодаря более полной реализации стека драйверов и наличию готовых рецептов для распространенных контроллеров. В Buildroot для полноценной работы USB-хоста часто требуется ручная доработка конфигурации и добавление дополнительных пакетов (например, usbutils, libusb).

Графическая подсистема (Mali-400) в обоих случаях требует проприетарных компонентов, но в Yocto их интеграция реализована более системно через специализированные рецепты (meta-mali). В Buildroot приходится вручную копировать и настраивать бинарные драйверы, что увеличивает вероятность ошибок и усложняет процесс обновления.

Рекомендации по выбору инструмента

На основании проведенного анализа можно сформулировать следующие рекомендации по выбору системы сборки для проектов:



1. Для быстрого прототипирования и образовательных проектов лучше подходит Buildroot. Эта система позволяет практически «из коробки» получить работающий образ, что особенно ценно на ранних этапах разработки, когда важно быстро проверить базовую функциональность платформы. Меньший размер итоговой системы делает Buildroot предпочтительным выбором для устройств с ограниченными ресурсами памяти. Простота начальной настройки (через make menuconfig) позволяет начать работу с платформой даже разработчикам с небольшим опытом работы с RISC-V. Для быстрого прототипирования отдельных функций Buildroot с готовыми конфигами позволит сэкономить время на начальных этапах разработки.



2. Для промышленных решений и коммерческих продуктов предпочтительнее Yocto Project. Поддержка долгосрочных проектов (через LTS-ветки) обеспечивает стабильность и возможность обновления системы в течение всего жизненного цикла продукта. Интеграция проприетар-

ных драйверов (графика, DSP) в Yocto упрощает работу со специфичным оборудованием. Поддержка нескольких вариантов ядра дает гибкость при выборе оптимальной конфигурации для конкретных задач. При работе с нестандартной периферией Yocto с кастомными рецептами обеспечит более гибкую и управляемую интеграцию.

В крупных проектах возможна комбинация обоих инструментов – использование Buildroot для быстрой проверки идей и Yocto для финальной реализации продукта.

Заключение

Проведенное исследование демонстрирует, что платформа Allwinner D1 представляет собой важный этап в развитии экосистемы RISC-V, предлагая доступное и эффективное решение для широкого круга задач. Эволюция инструментов сборки – от трудоемких

ручных процессов к современным автоматизированным системам – значительно упростила разработку, сделав ее доступной для большего круга разработчиков.

Buildroot и Yocto Project предлагают различные подходы к решению задач сборки, каждый из которых имеет свои области применения.

Buildroot является идеальным выбором для быстрого прототипирования и ситуаций, когда важны простота и скорость получения рабочего результата.

Yocto Project утвердился как стандарт для промышленных решений, где требуются гибкость конфигурации, прогнозируемость и повторяемость.

Дальнейшее развитие этих инструментов, особенно в части поддержки специфичных особенностей RISC-архитектур, будет способствовать росту популярности платформы и расширению сфер ее применения. **РЛ**

Линейные регуляторы в цифровом исполнении

Frederik Dostal

Аннотация

В отрасли появился новый тип продукта – цифровой линейный стабилизатор с низким падением напряжения (LDO). При очень малых размерах он обеспечивает телеметрию и возможность регулирования линейного источника питания. Такие решения используются в приложениях с ультранизким уровнем шума в сфере радиочастотной техники и приборостроения.

Введение

Линейные стабилизаторы напряжения – это простые преобразователи напряжения, в которых более высокое входное напряжение преобразуется в более низкое выходное. Они ведут себя как динамический резистор, который всегда подстраивается точно под значение, необходимое для поддержания заданного выходного напряжения постоянным при определенном токе.

Благодаря наличию множества различных, простых в использовании импульсных преобразователей энергии, в большинстве приложений имеющих гораздо более высокий КПД, линейные регуляторы используются все реже. Однако есть один случай, когда линейные регуляторы по-прежнему играют очень важную роль. Это касается фильтрации напряжений, вырабатываемых импульсными регуляторами. Пример показан на Рисунке 1. Импульсный источник питания вырабатывает выходное напряжение с пульсациями, обусловленными его технологией. Линейный регулятор обычно имеет хороший коэффициент подавления пульсаций питания (PSRR). Он показывает, насколько хоро-

шо компонент способен подавлять помехи на разных частотах.



Рисунок 1. Типичное применение линейного регулятора для фильтрации напряжения импульсного преобразователя.

Для приложения, показанного на Рисунке 1, был разработан специальный тип линейного регулятора. Он называется линейным регулятором со сверхнизким уровнем шума. В дополнение к высоким значениям PSRR, эти линейные регуляторы создают очень низкий уровень шума, особенно в диапазоне низких частот от 1 Гц до 100 кГц.

Типичные варианты использования подобных маломощных источников питания включают широко- и узкополосные прецизионные схемы, такие как системы фазовой автоподстройки частоты, генераторы, управляемые напряжением, смесители, маломощные усилители и усилители мощности, а также высокоточные измерительные приборы.

Для некоторых из этих реализаций полезно иметь возможность определять состояние источника питания. Система может использовать информацию о входном и выходном напряжении, токе нагрузки и температуре линейного регулятора для подтверждения правильности работы схемы. Для таких приложений доступно новое решение – цифровой LDO-регулятор.

Цифровой LDO-регулятор сконструирован так же, как и обычный LDO-регулятор с

ультранизким уровнем шума, но с цифровым интерфейсом PMBus. На Рисунке 2 показана система, аналогичная системе на Рисунке 1, но с цифровым LDO-регулятором LT3074.

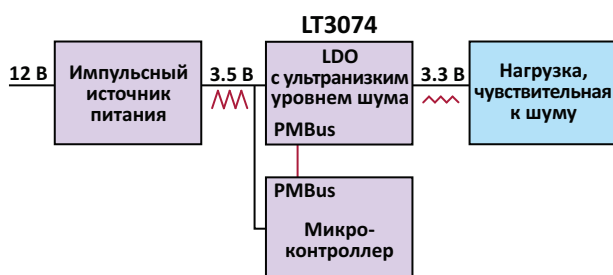


Рисунок 2. Цифровой линейный регулятор для приложений с ультранизким уровнем шума.

Цифровые LDO-регуляторы – это новая категория продуктов. В прошлом можно было комбинировать цифровые интерфейсные устройства, такие как LTC2972, со сверхмалошумящими линейными стабилизаторами, такими как LT3041. Однако это требовало увеличения площади платы и усложняло конструкцию схемы. В новом цифровом LDO, таком как LT3074, все объединено в одной микросхеме. Эта интегральная схема представляет собой линейный регулятор с цифровым интерфейсом для настройки таких параметров LDO, как уровень ограничения тока, выходное напряжение и телеметрия для получения информации о рабочем состоянии схемы.

Рассмотрим пример системы, в которой микроконтроллер взаимодействует с LDO-регулятором. Для оценки работы такой системы можно использовать LTpowerPlay (Рисунок 3). Это бесплатная программа, которую можно загрузить с веб-сайта ADI [1]. Она представляет собой графический интерфейс пользователя, который через USB взаимодействует с интерфейсом PMBus цифрового LDO-регулятора.

Наконец, возникает вопрос, почему эта технология, то есть объединение цифрового подключения со сверхмалошумящим LDO-регулятором, не была доступна ранее. Это связано со сложностью совмещения цифро-

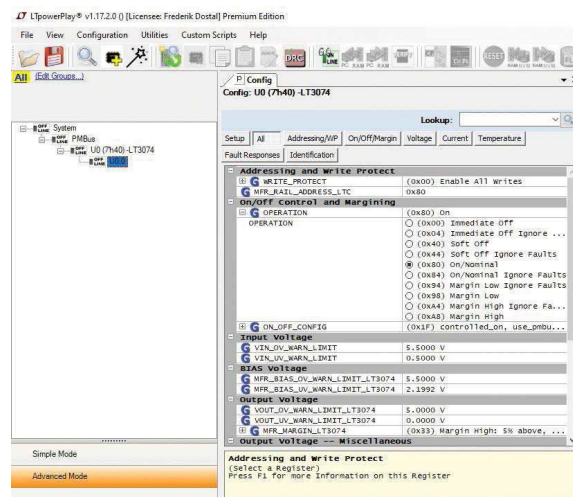


Рисунок 3. Программа LTpowerPlay для связи с цифровым LDO-стабилизатором LT3074.

вых тактируемых компонентов схемы со сверхмалошумящей технологией LDO без помех, проникающих со стороны цифровой части в аналоговую часть интегральной схемы. С появлением микросхемы LT3074, среднеквадратичное значение шума которой составляет 1.2 мкВ (в полосе от 10 Гц до 100 кГц), такое совмещение было достигнуто.

Заключение

Новые достижения в области линейных стабилизаторов привели к созданию первого цифрового LDO-регулятора. Такие устройства помогут создавать более совершенные системы в области радиочастотной техники, приборостроения и медицинского оборудования. Системы станут более надежными благодаря интегрированной функции телеметрии, будут иметь больше функций благодаря возможности настройки параметров и будут компактнее благодаря высокому уровню интеграции. **РЛ**

Ссылка

1. [LTpowerPlay](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT3041](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT3074](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC2972](#)

Электронные аналоги кнопочных переключателей с зависимой фиксацией

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание электронных устройств, позволяющих заменить механические кнопочные переключатели с зависимой фиксацией. Преимуществом использования таких устройств является возможность пространственного разнесения кнопок управления и повышенная их надёжность за счёт снижения коммутируемых токов. В электронных аналогах кнопочных переключателей использованы элементы с памятью состояния (тиристоры или их электронные аналоги).

В предыдущих публикациях [1–5] были описаны электронные переключающие устройства с многокнопочным управлением, выполненные на тиристорах или их аналогах. Ниже приведено описание подобных устройств, собранных на иной элементной базе.

На Рисунке 1 приведена типовая электрическая схема одного из узлов с памятью состояния (УПС), используемого в электронном коммутаторе нагрузки. На Рисунке 2 показан сам электронный коммутатор нагрузки, который может содержать неограниченное количество идентичных УПС. Кнопки коммутатора могут быть свободно разнесены в объёме корпуса электронного устройства.

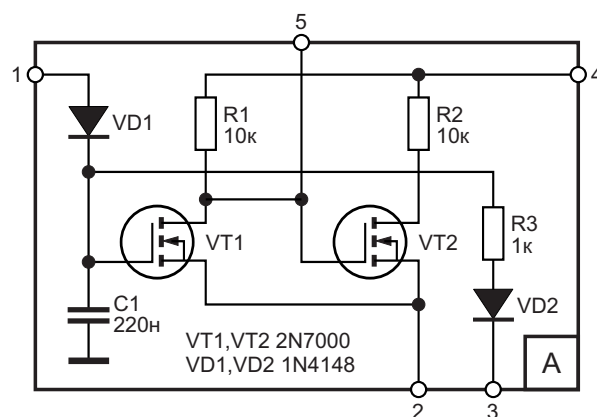


Рисунок 1. Электрическая схема типового узла с памятью состояния.

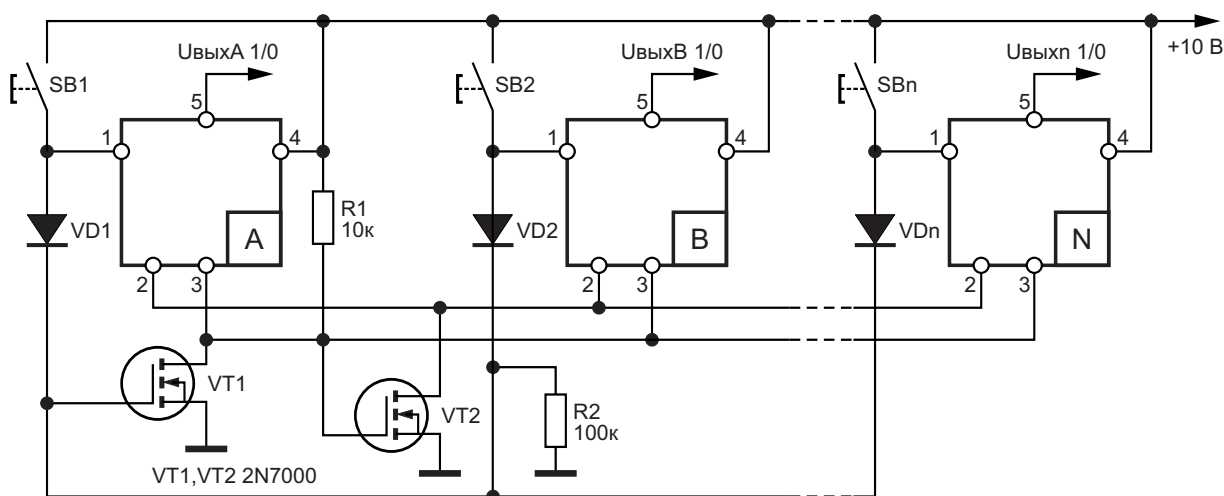


Рисунок 2. Электрическая схема транзисторного аналога кнопочного переключателя с зависимой фиксацией.

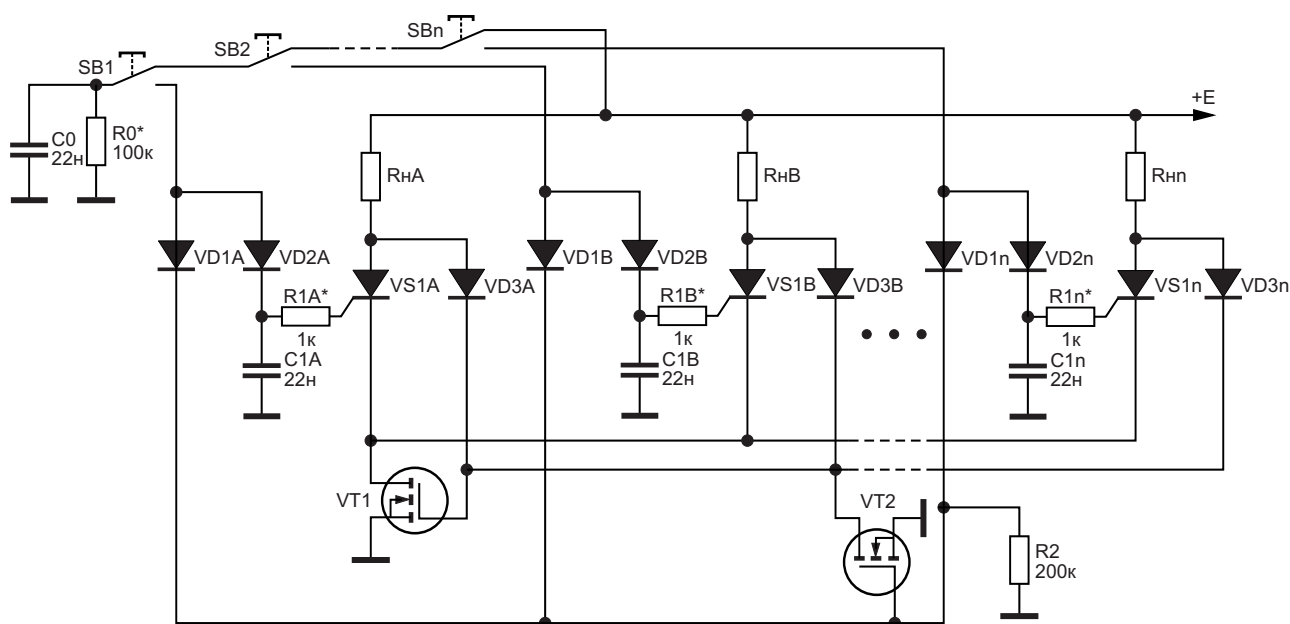


Рисунок 3. Электрическая схема тиристорного аналога кнопочного переключателя с зависимой фиксацией.

Работа устройства, Рисунок 2, происходит следующим образом. При нажатии на одну из кнопок управления, например, кнопку SB1, напряжение питания поступает на вывод 1 блока УПС и через диод VD1, Рисунок 1, заряжает конденсатор C1. Одновременно управляющее напряжение поступает на затвор транзистора VT1. Также напряжение питания при нажатии кнопки SB1 через диод VD1, Рисунок 2, поступает на затвор транзистора VT1. Транзистор VT1 открывается и закрывает транзистор VT2, временно на период нажатия кнопки отключая от цепей питания блок УПС А. После отпускания кнопки SB1 напряжение питания оказывается подключенным к блоку УПС А, а ранее заряженный конденсатор C1 УПС А открывает транзистор VT1 этого блока, подключая УПС к источнику питания. УПС блока А переключается в открытое и фиксированное состояние, на его выходе (вывод 5) появляется низкий уровень напряжения.

Для подключения иной нагрузки, например, канала В, с одновременным отключением ранее задействованной нагрузки А, необходимо нажать на кнопку SB2. За счёт кратковременного отключения напряжения питания на блоке УПС А происходит его разблокировка и отключение. Аналогичным образом можно задействовать любой из остальных

каналов коммутации. Поскольку нагрузочная способность УПС невелика, для управления мощной нагрузкой целесообразно использовать внешние силовые ключи, выполненные на полевых или биполярных транзисторах.

На Рисунке 3 приведена электрическая схема устройства аналогичного назначения, но выполненная на более традиционных элементах с эффектом памяти состояния, а именно, на тиристорах. Работает данное устройство практически в соответствии с ранее описанным способом управления.

Для переключения каналов нагрузки используется емкостной накопитель энергии на конденсаторе C0, параллельно которому подключено сопротивление R0. В исходном состоянии этот конденсатор заряжен через цепочку кнопок SB1–SBn до напряжения питания. Для включения нагрузки, например, канала А (сопротивление нагрузки RnA), необходимо нажать кнопку SB1. Конденсатор C0 разряжается через диоды VD1A и VD2A на управляющий переход тиристора VS1A, а также на резистор R2. При этом конденсатор C1A заряжается. Поскольку транзистор VT2 в момент нажатия кнопки SB1 открыт, напряжение на аноде тиристора VS1A близко к нулю. Транзистор VT2 закрыт, размыкая тем самым цепь питания тиристора VS1A. После отпускания кнопки транзис-

тор VT1 открывается и подключает катод тиристора к общей шине питания. Конденсатор C1A через токоограничивающий резистор R1A разряжается на управляющий переход тиристора VS1A, открывая его. Нагрузка RнА подключается к источнику питания, а тиристор VS1A самоблокируется.

Для включения иного канала коммутации, например, канала В, необходимо нажать на кнопку SB2. Напряжение высокого уровня открывает транзистор VT2 и закрывает транзистор VT1, отключая на миг катоды всех тиристоров от общей шины питания. Ранее задействованный канал коммутации А обесточивается и отключается. Соответственно включается канал нагрузки В. Аналогичным образом можно управлять работой любого из каналов коммутации.

Следует отметить, что данное устройство за счёт использования тиристоров обладает высокой нагрузочной способностью и способно работать при повышенных напряжениях питания. Транзистор VT1 должен быть

рассчитан на продолжительное пропускание максимального тока нагрузки любого из каналов коммутации. **РЛ**

Литература

1. 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.).
2. 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, 2017; 2018. 392 St. (Сербия).
3. Шустов М.А. Аналоги механических переключателей на КМОП-элементах. Радиолюбитель. 2019. № 1. С. 12–13.
4. Shustov M.A. [The electronic analogue of the push-button switcher](#). EDN. January 12, 2023.
5. Шустов М.А. [Электронные аналоги кнопочных переключателей](#). РадиоЛоцман. 2023. № 3–4. С. 25–27.

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Использование генеративного ИИ для создания аппаратных прототипов

Nick Flaherty

eeNews Europe



В проекте, совместно осуществляемом Великобританией и Нидерландами, используются большие языковые модели (Large Language Models, LLM) для создания аппаратных проектов с помощью метода, который называется «Диалоговым прототипированием».

Хотя LLM широко используются для разработки программного кода, в рамках проекта изучается возможность их применения для разработки аппаратной архитектуры и даже разводки печатных плат. Однако разработка аппаратуры может быть более сложной, особенно при использовании таких элементов, как датчики и исполнительные механизмы. Итерации для мелкосерийного или крупномасштабного производства могут потребовать значительного времени и ресурсов.

Проект направлен на использование LLM для «Диалогового прототипирования», которое позволит разработчикам и конечным пользователям работать в диалоге с системой искусственного интеллекта для созда-

ния функциональных прототипов, включающих в себя сенсорные и исполнительные устройства.

Проект возглавляет Ларс Эрик Холмквист (Lars Erik Holmquist), профессор дизайна и инноваций в Университете Ноттингем Трент, совместно с голландской медиа-компанией Poppe and Partners и Electric Circus. Компания DataLink из Лафборо обеспечивает поддержку электронного оборудования.

В настоящее время разрабатывается физический испытательный стенд, соединяющий LLM с датчиками и исполнительными устройствами, а также набор подсказок и команд, управляющих взаимодействием LLM с испытательным стендом. Он позволит дать оценку этому подходу к прототипированию.

Проект является частью сети Pro², которая занимается поиском инфраструктурных решений, выходящих за рамки традиционного производства и поддерживающих производство цифровых устройств. Проект объединяет университеты Бристоля, Ланкастера, Ноттингема и Бата в Великобритании для поиска путей стимулирования производства в течение следующих пяти лет.

Среди других партнеров – университеты Ольборга и Орхуса Копенгагена, Саарланда в Гренобльских Альпах и Университет Людвига Максимилиана в Мюнхене, а также Стэнфорд в США. Коммерческими партнерами являются ARM, производитель прототипов печатных плат Eurocircuits (Великобритания) и Silicon Press в Кембридже. **РЛ**

Краткое руководство по X- и Y-конденсаторам в источниках питания переменного тока

Bill Schweber

Planet Analog

Наши основные пассивные и по своей сути аналоговые компоненты – резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности – настолько концептуально просты и легки в описании, что мы часто не можем полностью сформулировать или оценить многочисленные роли, которые каждый из них может играть в системе или схеме.

Рассмотрим скромный конденсатор с его многочисленными функциями, такими как шунтирование шин питания, удаление постоянной составляющей, фильтрация в энергосистемах, RC-фильтрация и многое другое. Для каждой из этих функций часто требуется конденсатор не только с правильным значением емкости, но и с подходящими материалами, конструкцией и технологией изготовления, соответствующими уникальным требованиям приложения.

В AC/DC приложениях подавления помех используются два специальных класса конденсаторов, называемых X-конденсаторами и Y-конденсаторами, которые используются для фильтрации электромагнитных помех от источников питания переменного тока; их часто называют защитными конденсаторами. Установка этих конденсаторов предписывается как практикой правильного проектирования, так и нормативными стандартами. Обратите внимание, что эти электромагнит-

ные «помехи» сильно отличаются и потенциально более вредны, чем собственный шум сигнала, который просто ухудшает отношение сигнал/шум; здесь мы говорим о сетевом питании.

Основы X- и Y-конденсаторов

X-конденсаторы используются для фильтрации дифференциальных электромагнитных помех, а Y-конденсаторы – для фильтрации синфазных помех путем шунтирования помех от проводов на землю (Рисунок 1).

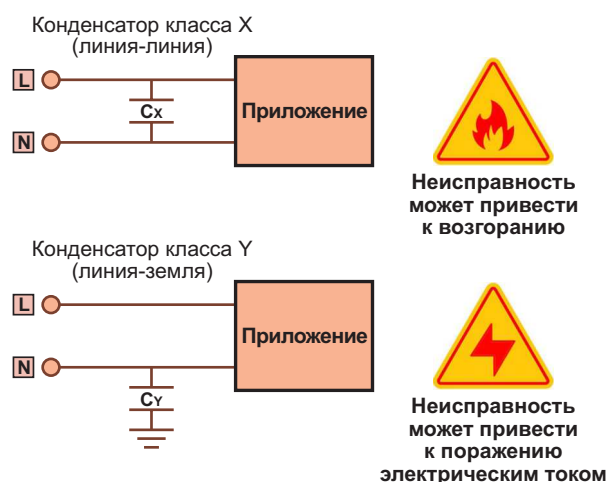


Рисунок 1. Правильное включение X- и Y-конденсаторов в цепи переменного тока четко определено и однозначно.

Конденсаторы X-класса используются для минимизации электромагнитных и радиочастотных помех, которые могут быть вызваны дифференциальными шумами в источнике питания переменного тока, и часто называются «междуфазными» конденсаторами или конденсаторами, «шунтирующими линию». Они устанавливаются между «линией» переменного тока (черный) и «нейтралью» (белый), чтобы свести к минимуму негативные эффекты, связанные с наведенными помехами, скачками напряжения и переходными напряжениями.

Помните, что правильная однофазная линия переменного тока имеет три подключения: фазу, также называемую «горячим» проводом, нейтраль и землю.

Не всякий конденсатор подходящего номинала подходит для выполнения функций X или Y. Конденсаторы класса X должны выдерживать все колебания сети переменного тока, выполняя свою функцию обеспечения чистого сигнала переменного тока в цепи, которая является их нагрузкой. Это может привести к возникновению опасной ситуации, если будет превышено пороговое значение напряжения или мощности конденсатора. Из-за рисков, связанных с такой ситуацией, конденсаторы класса X сконструированы таким образом, чтобы при выходе из строя они замыкались накоротко, что приводит к срабатыванию автоматического выключателя или предохранителя и разрыву цепи питания.

В отличие от них, конденсаторы класса Y часто называют конденсаторами «линия-земля» или «шунт линии». Конденсаторы класса Y устанавливаются между источником переменного тока и землей для борьбы с электромагнитными/радиочастотными шумами, вызванными синфазными помехами в сети переменного тока.

Их состояние в режиме отказа не такое, как у конденсаторов класса X. Конденсаторы класса Y сконструированы так, чтобы при отказе происходил их разрыв, поскольку замыкание Y-конденсатора может представлять смертельную опасность поражения электрическим током для персонала, использующего защищаемое оборудование. Хотя разрыв при отказе подвергает цепь нагрузки воздействию нефильтрованного переменного напряжения, риск возгорания снижается.

Еще раз обратите внимание, что состояние в режиме отказа, предусмотренное для конденсаторов класса X, противоположно состоянию конденсаторов класса Y.

В типичных системах электропитания переменного тока нужны конденсаторы как X-, так и Y-класса (Рисунок 2).

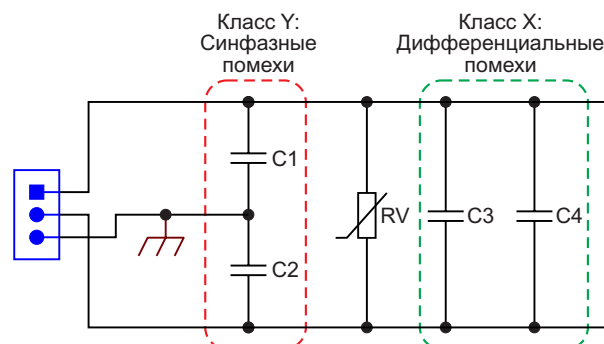


Рисунок 2. На этой схеме показано, как использовать оба конденсатора во входной цепи переменного тока.

Типичные значения емкости этих конденсаторов зависят от специфики применения, текущих уровней напряжения и тока, а также от других факторов. Обычно они варьируются от 20 пФ до 1,000 пФ, но могут быть и больше.

Помимо состояния в режиме отказа и емкости, к этим конденсаторам предъявляется еще множество требований. Существуют также различные стандарты и связанные с ними подклассы (X1, X2, X3 и Y1, Y2, Y3, Y4), которые указывают на возможности защитных конденсаторов и пороговые значения их параметров, при этом наиболее широко используется стандарт IEC 60384-14. Он определяет классификацию безопасности защитных конденсаторов X- и Y-классов в соответствии с различными уровнями «пикового напряжения импульса», предшествующего отказу.

Эти конденсаторы подвергаются строго определенным испытаниям, и для соответствия этим требованиям используются различные технологии. Керамические и пленочные конденсаторы могут использоваться как в приложениях класса X, так и класса Y, но их форм-факторы и индивидуальные характеристики могут сделать один тип более предпочтительным выбором, чем другой в определенных приложениях. Керамические кон-

денсаторы позволяют достичь более высоких значений емкости при меньшем объеме, в то время как пленочные обладают свойством самовосстановления.

Сложности использования этих конденсаторов

Использование этих конденсаторов в реальном оборудовании влечет за собой дополнительные трудности. Помимо стоимости самого компонента, X-конденсатор, используемый в фильтрах подавления помех, необходимо разряжать при отключении сети переменного тока (например, при извлечении сетевого шнура из розетки). Это гарантирует, что избыточное напряжение не «задержится» на сетевом шнуре, что представляет непредвиденную опасность для пользователя, который прикоснется к открытым контактам вилки.

Максимально допустимое время разряда регулируется промышленными стандартами, такими как IEC60950 и IEC60065. Это требование к разряду гарантирует, что любое напряжение высокого уровня, присутствующее на контактах вилки переменного тока, не представляет опасности поражения пользователя электрическим током. Согласно стандартам, напряжение на X-конденсаторе должно снижаться с постоянной времени не более одной секунды.

Как правило, это требование выполняется путем включения резистора параллельно X-конденсатору (иногда называемого «разрядным резистором»). Однако это сопротивление приводит к постоянному рассеиванию мощности, что влияет на энергопотребление в режиме ожидания.

Мощность, рассеиваемая в разрядном резисторе, зависит от емкости X-конденсатора. При напряжении 230 В переменного тока с разрядным резистором, соответствующим требованиям к постоянной времени, этот резистор рассеивает 5.3 милливатта (мВт) на каждые 100 нанофарад (нФ) емкости X-конденсатора. При емкости X-конденса-

тора 470 нФ на разрядном резисторе будет теряться около 25 мВт.

Мощные микросхемы поддержки

Разумеется, производители микросхем управления питанием увидели в этом дополнительные возможности для своего бизнеса. Они предлагают микросхемы, которые могут быть подключены последовательно с разрядными резисторами, чтобы автоматически разряжать X-конденсатор при отключении сетевого напряжения, отводя энергию от открытой вилки и защищая пользователей оборудования.

Например, компания Texas Instruments предлагает микросхемы UCC28630 и UCC28633 с функцией «Активный разряд X-конденсатора». Эта схема периодически проверяет напряжение на X-конденсаторе, чтобы обнаружить любое возможное наличие постоянного тока, указывающего на отключение сети переменного тока, а затем разряжает X-конденсатор с помощью внутреннего высоковольтного источника тока.

Другой пример – от компании Power Integrations. При подаче переменного напряжения на микросхему разряда X-конденсатора CAP300DG, которая официально называется «микросхема быстрого автоматического разряда X-конденсатора с нулевыми потерями и дополнительным генератором сигнала перехода через ноль», она блокирует протекание тока через разрядные резисторы X-конденсатора, тем самым снижая потери мощности до менее чем 5 мВт (близко к нулю) при 230 В переменного тока. При отключении переменного напряжения CAP300DG автоматически разряжает X-конденсатор, подключая последовательные разрядные резисторы.

Назначение и необходимость этих X- и Y-конденсаторов понятны, по крайней мере, если вы о них знаете. Но что вы делаете, сталкиваясь с обычным пассивным компонентом, который вы можете идентифицировать, но выполняемую им функцию определить не можете? **РЛ**

Как построить лидарную систему с преобразователем время-цифра

Matthieu Chevrier, Giovanni Campanella

Analog Applications Journal

Введение

Во многих случаях невозможно измерить расстояние до цели путем установления физического контакта. Типичными примерами являются измерение наличия предметов на конвейерной ленте в логистических центрах или определение безопасных расстояний вокруг движущихся манипуляторов робота. Возможные варианты бесконтактного измерения расстояния включают использование вихревых токов, ультразвука и света.

В системах обнаружения объектов и определения дальности с помощью света (Light distance and ranging, LIDAR), или лидарах, для измерения расстояния до объекта используется время, затрачиваемое светом на путь туда и обратно. Лидарная система может быть построена с использованием либо высокоскоростного АЦП, либо преобразователя время-цифра (Time-to-Digital Converter, TDC). TDC могут быть внутренним таймером микроконтроллера/ микропроцессора, специализированной логикой на основе программируемой вентильной матрицы (FPGA) или, проще говоря, специализированной интегральной схемой TDC. Эта статья представляет собой введение в проектирование систем на основе TDC и охватывает вопросы оптического и аналогового входного интерфейса, а также базовую обработку сигналов для TDC.

Оптическая конструкция

Чтобы помочь в определении параметров электронной системы, ниже приведен список требований к оптическим элементам, которые могут повлиять на электронную систему:

- Поля зрения передающей и приемной линз должны перекрываться. Это требо-

вание определяет минимальное расстояние обнаружения.

- Для максимального увеличения энергии, получаемой фотодиодом, могут потребоваться оптические компоненты. Это достигается за счет фокусировки энергии на активной области фотодиода.
- Для коррекции астигматизма лазерного светодиода может потребоваться оптический компонент. Без коррекции лазерный луч будет расходиться, что уменьшит максимальное расстояние обнаружения. После коррекции световой луч считается коллимированным.

Расхождение лазерного луча в полупроводниковых лазерных светодиодах происходит из-за того, что их механическая структура вынуждает свет дифрагировать при выходе из полупроводниковой подложки. Длина щели в горизонтальном направлении оказывается больше, чем в вертикальном (Рисунок 1).

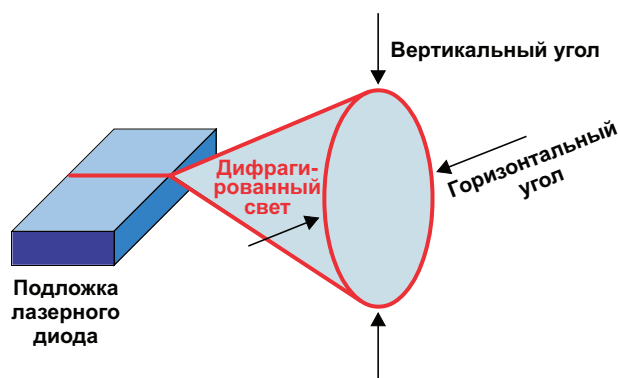


Рисунок 1. Горизонтальные и вертикальные углы дифракции полупроводникового лазерного светодиода.

Элементы конструкции большинства лазерных светодиодов расположены вертикально,

так что горизонтальная щель создает луч, дифракционный угол которого больше в вертикальном направлении, чем в горизонтальном.

В качестве первого приближения будем считать, что угол дифракции луча составляет от 30 до 40 градусов по перпендикулярной оси и 10 градусов по параллельной оси. Разница в расхождении между вертикальной и горизонтальной осями приводит к требованию учета астигматизма.

На основании приведенного выше описания, уравнение для дальности действия радиолокатора можно адаптировать к лидарной системе с использованием уравнения (1).

$$P_{RX} = \frac{G_{TX} \cdot G_{RX} \cdot P_{TX} \cdot \pi R^2}{2\pi D^2}, \quad (1)$$

где:

P_{RX} – мощность, принятая чувствительным элементом лидара;

P_{TX} – мощность, излученная активным элементом лидара (световой поток);

G_{TX} – КПД передающего элемента;

G_{RX} – КПД приемного элемента;

R – полудиаметр оптического приемного элемента (и πR^2 – площадь поверхности);

2π – телесный угол, под которым свет дифрагирует на цели;

D – расстояние между целью и чувствительным элементом.

Уравнение (1) основано на предположении, что вся переданная энергия достигает цели. Если это не так, то при отсутствии линз, корректирующих расходимость луча при использовании светодиодов, P_{RX} будет функцией $1/D^4$, а не $1/D^2$.

Фоновый свет, длина волны и максимальный диапазон обнаружения

Для определения максимально возможного количества энергии солнечного света, которое может насытить приемный тракт, рекомендуется использовать стандарт ASTM G-173 [1]. Плотность мощности солнечного света на поверхности Земли составляет 0.62913 Вт/м^2 на длине волны 905 нм. Если предположить, что диаметр линзы приемника равен 1.5 см, датчик, направленный прямо на солнце, будет получать 1.4 мкВт. Это значение 1.4 мкВт можно рассматривать как наи-

худший случай (который некоторые могут посчитать нереалистичным) для определения параметров сигнальной цепи.

Хотя для оценки уровня насыщения приемного тракта важно учитывать окружающее освещение, для оценки чувствительности канала приема также следует учитывать отражение от цели и дифракцию. Это, по видимому, наименее документированный аспект на системном уровне. Помимо стандарта ISO16331, в котором указан диапазон коэффициентов отражения от 20% до 80%, других источников информации практически нет. По данным компании Riegl, асфальт на длине волны 905 нм имеет самый низкий относительный коэффициент отражения – 10%, а снег – один из самых высоких – 90% [2].

Безопасность глаз

Стандарт IEC 60825 [3] является ключевым фактором обеспечения безопасности глаз при проектировании лазерных систем. Ни один проект не следует начинать, не ознакомившись с этим стандартом.

Рассмотрев общие аспекты лидарной системы, теперь перейдем к некоторым ключевым электронным подсистемам.

Аналоговый входной интерфейс

Начальные характеристики входного интерфейса будут получены на основе показанных в Таблице 1 уровней мощности, принимаемой фотодатчиком при различных расстояниях, уравнения (1) и следующих допущений:

- $G_{TX} = 1$.

Свет идеально коллимирован и достигает цели на 100%;

- $G_{RX} = 0.5 \text{ А/Вт}$.

Среднее значение чувствительности фотоприемника;

- $P_{TX} = 70 \text{ Вт}$.

Из технического описания лазерного диода, используемого в лидаре;

- $R = 1.5 \text{ см}$.

Радиус линзы приемника.

Фотодиод генерирует небольшой ток, пропорциональный принимаемой мощности. На каждый ватт получаемой мощности фотодиод обычно генерирует 0.5 А. Для получения напряжения, которое может использоваться

Таблица 1. Зависимость мощности, принимаемой фотодатчиком, от расстояния

Расстояние (м)	P_{RX}
10	80 мкВт
30	9 мкВт
100	0.8 мкВт

остальной частью сигнальной цепи, используется особая топология усилителя – трансимпедансный усилитель (TransImpedance Amplifier, TIA). Это означает, что для целевого объекта на расстоянии 100 м будет генерироваться ток 0.4 мкА.

Для такого приложения можно использовать, например, усилитель ОРА857, обеспечивающий внутреннее усиление 5,000 или 20,000, которое можно выбрать с помощью специального входа этого устройства. При коэффициенте усиления 20,000 и на максимальном расстоянии необходимо обеспечить разрешение размаха выходного напряжения 8 мВ.

Хотя рассмотрение деталей конструкции TIA выходит за рамки данной статьи, нужно отметить, что способность TIA обнаруживать небольшие изменения напряжения, а также напряжения смещения компаратора характерны для конструкций лидаров. При выборе компонентов такой схемы необходимо с максимальным вниманием отнестись к входному напряжению смещения компаратора и выходному напряжению смещения усилителя.

Соображения по поводу точности измерений

Помимо входного шума, внутренних электрических шумов и джиттера, существует специфическая погрешность измерения положения принятого импульса, называемая «ошибка измерения времени» (Рисунок 2) [4].

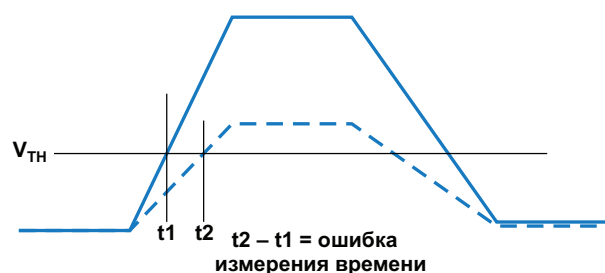


Рисунок 2. Влияние амплитуды принятого сигнала на оценку времени пролета.

Ошибку измерения времени проще всего понять, рассмотрев влияние переменных уровней отражательной способности на принимаемый сигнал. Поскольку время нарастания передаваемого сигнала конечно, время нарастания принимаемого сигнала будет таким же. Это означает, что принимаемый сигнал пересекает заданный порог (V_{TH} на Рисунке 2) в разные моменты времени ($t1$ и $t2$, соответственно), в зависимости от его полной амплитуды.

Обработка сигналов для TDC

Помимо сравнения сигнала с порогом перед запуском TDC, также крайне мало литературы по обработке сигналов. Поэтому необходимо рассмотреть несколько вариантов, чтобы обеспечить более эффективную обработку сигналов в системах на основе TDC и еще больше повысить их точность и надежность.

Сигнальная цепочка для установки на основе TDC

Обработка сигналов с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) преподается на всех курсах электроники и основана на теории дискретизации Гарри Найквиста и более поздних работах Клода Шеннона. Рабо-

Таблица 2. Сравнение способов получения выборок, основанных на использовании АЦП и TDC

Ключевые аспекты	Выборка с помощью АЦП	Выборка с помощью TDC
Запуск преобразования	Тактовый вход (внутренний или внешний) или вход запуска	По пересечению уровня
Информация об аналоговой амплитуде сигнала	Точность до погрешности квантования	Точное, но меньшее количество шагов
Цифровой выход	Цифровое представление входного напряжения	Цифровое представление времени в момент пересечения порога
Основные шумовые характеристики	Шум напряжения	Джиттер

та Шеннона 1948 года «Математическая теория связи» привела к созданию теоремы дискретизации Найквиста-Шеннона [2].

Чтобы работать с цифровыми выборками, получаемыми от TDC, сначала посмотрим на проблему с другой стороны. В Таблице 2 приведен обзор различий и сходств между способами получения выборок с помощью АЦП и TDC.

Прежде чем рассматривать особенности обработки сигналов, создаваемых в TDC, полезно ознакомиться с малоизвестной публикацией Bell Labs. В 1976 году Б. Ф. Логан (B.F. Logan) опубликовал статью «Информация о переходах через ноль полосовых сигналов», в которой он описал подкласс полосовых сигналов h , пересечения с нулем которых определяют h с точностью до постоянного множителя. Другими словами, если выборка сигнала с ограниченной полосой выполняется в тот момент, когда сигнал пересекает ноль, полученной информации достаточно для восстановления всех параметров сигнала, за исключением амплитуды.

Значит, имеет смысл приступить к созданию системы на основе TDC, в которой фиксируются моменты пересечения нуля нарастающими и спадающими фронтами сигнала. Эта информация – все, что необходимо для цифровой обработки и расчета времени пролета.

Корреляция во временной области

Поскольку публикаций о том, как использовать информацию, полученную при пересечении нуля, немного, можно дать очень общее определение технологии обработки сигнала, полученного из нарастающих и спадающих фронтов TDC. Такая обработка называется корреляцией во времени. Временная корреляция схожа с классической корреляцией в том, что она позволяет вычислить время пролета даже при наличии шума. Однако она также отличается тем, что временная корреляция не включает информацию об амплитуде, поэтому ее необходимо добавлять искусственно. Предположим, что сигнал равен 0 до нарастающего фронта и 1 после него, и, соответственно, 1 до спадающего фронта и 0 после него. С учетом теоремы

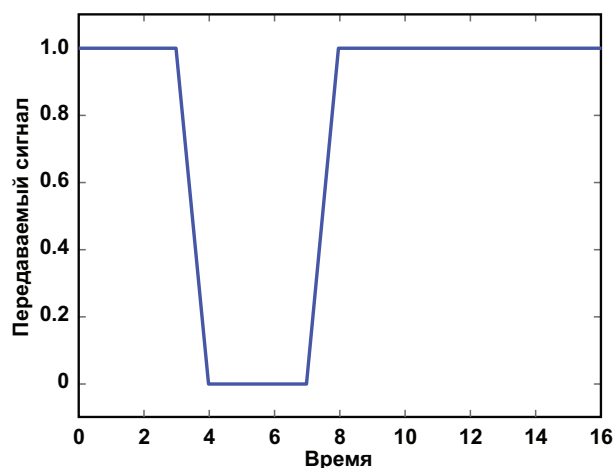


Рисунок 3. Произвольный шаблон передачи 11001111.

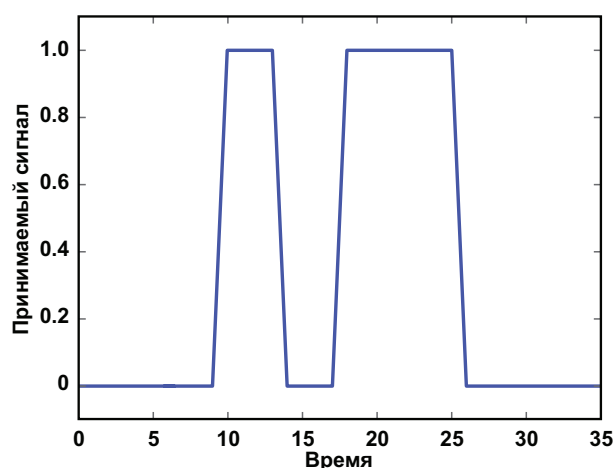


Рисунок 4. Выходной сигнал компаратора в отсутствие шума^{*)}.

Логана была построена простая схема реконструкции сигнала, подходящая для двоичной логики микроконтроллеров и цифровой логики. Эта концепция иллюстрируется Рисунок 3 для типичного сигнала с произвольными единицами времени. На Рисунок 4^{*)} показан ожидаемый выходной сигнал компаратора при отсутствии каких-либо помех.

После того, как микроконтроллер считывает значения TDC, в памяти сохраняются значения [10,+], [14,-], [17,+], и т. д. Число – это отметка времени, а символ указывает, является ли фронт нарастающим или спадающим. Простая подпрограмма может расширить этот подход до массива, что отражено на Рисунок 4^{*)}. Если теперь предположить, что

^{*)} Рисунок 4 аналогичен Рисунок 3, за исключением того, что он задержан на пять единиц времени.

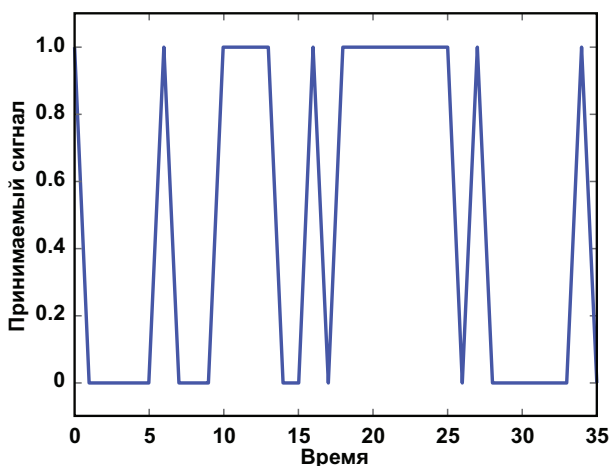


Рисунок 5. Выходной сигнал компаратора, подаваемый на TDC, при наличии шума.

сигнальная цепь зашумлена, возможный выходной сигнал компаратора показан на Рисунке 5. Порог переключения компаратора обычно должен быть в три или более раза выше среднеквадратичного уровня шума, в зависимости от принятого компромисса между ложноположительными и ложноотрицательными результатами. Теперь порог можно значительно снизить, уменьшив количество ложноотрицательных результатов.

При классическом подходе подпрограмма микроконтроллера может учитывать время пролета, равное пяти произвольным единицам времени. На Рисунке 6 показана простая взаимная корреляция между передаваемым сигналом без помех и принятым зашумленным сигналом. Обратите внимание, что правильное время пролета, равное 10 едини-

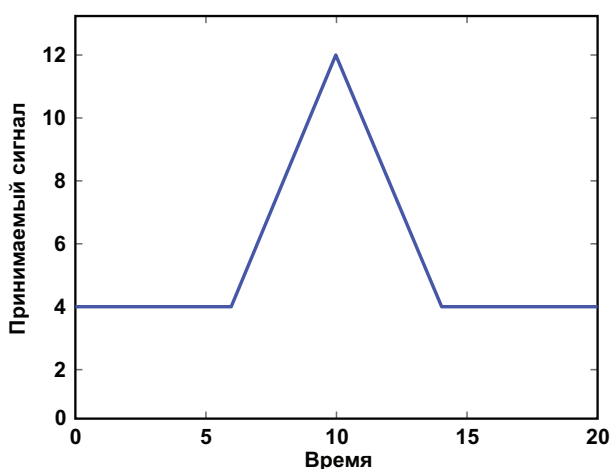
цам, явно является максимумом корреляции, что и является ожидаемым результатом.

Сравнивая Рисунок 6б с Рисунком 5, можно увидеть, что на Рисунке 6б представлена гораздо более точная оценка времени пролета. Это связано с тем, что временем пролета считается положение первого нарастающего фронта на Рисунке 5 (или второго, или третьего, в зависимости от реализации), которое может быть легко искажено шумом.

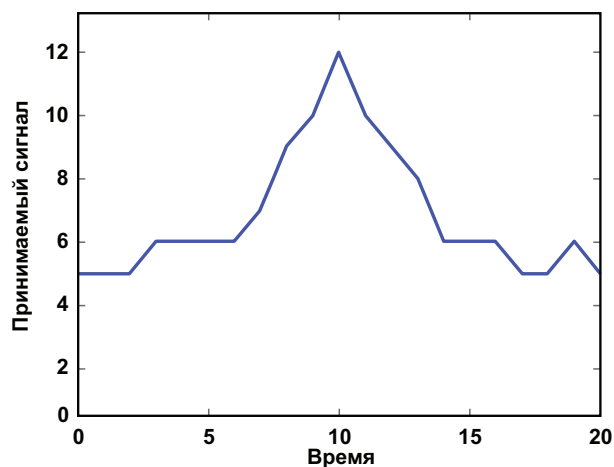
Систему для корреляции во временной области можно легко спроектировать, используя две одноканальные микросхемы TDC (TDC7200) или одну двухканальную (TDC7201), при этом каждый канал можно настроить либо на нарастающий, либо на спадающий фронт.

Заключение

Разработка систем измерения расстояния, основанных на времени прохождения света, может быть сложной, но и полезной задачей. Чтобы помочь разработчикам в процессе принятия решений, в этой статье были рассмотрены основные аспекты оптического проектирования, необходимые для определения характеристик аналогового входного интерфейса. Также были рассмотрены общие аспекты построения аналогового входного каскада и некоторые новые способы применения TDC для создания лидарных систем, использующих корреляцию во временной области для повышения помехоустойчивости. **РЛ**



(а) Незашумленный переданный сигнал



(б) Зашумленный принятый сигнал

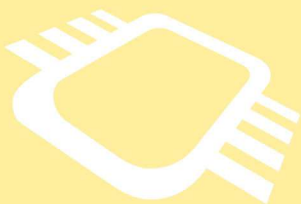
Рисунок 6. Корреляция между передаваемыми и принимаемыми сигналами.

Ссылки

1. "Reference Solar Spectral Irradiance: ASTM G-173," Renewable Resource Data Center (RReDC)
2. Martin Pfennigbauer and Andreas Ullrich, "Multi-Wavelength Airborne Laser Scanning," ILMF 2001, February 7-9, 2011
3. "Safety of laser products - Part 1: Equipment classification and requirements," International Electrotechnical Commission, IEC 60825-1:2014
4. Sami Kurtti, "Integrated receiver channel and timing discrimination circuits for a pulsed time-of-flight laser range finder," University of Oulu, January 18, 2013
5. C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," The Bell System Technical Journal, Vol 27, pp 379–423, 623–656, July, October, 1948
6. B. F. Logan, Jr., "Information in the Zero Crossings of Bandpass Signals," The Bell System Technical Journal, Vol 56, pp 487-510, April 1977
7. M. Amann, T. Bosch, R. Myllyla, M. Lescure and M. Rioux, "Laser ranging: a critical review of usual techniques for distance measurement," SPIE Digital Library, Opt. Eng. 40(1), 10-19, Jan 01, 2001

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TDC7200](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TDC7201](#)



РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

Разработка еще одной схемы «нажал – включил, нажал – выключил»

Christopher Paul

EDN

Существует множество приложений, в которых для перехода схемы в следующее логическое состояние используется одна кнопка. Как правило, существуют только состояния «включено» и «выключено», но их может быть и больше. Сердцем схемы является счетный триггер (или, для большего количества состояний, счетчик или сдвиговый регистр), который реагирует на фронт тактового сигнала.

Правильно сделанная схема подавляетдребезг контактов механической кнопки, приводящий к возникновению более чем одного «тактового импульса» при каждом нажатии и отпускании кнопки. Также желательно, чтобы при включении питания схема инициализиро-

валась, устанавливаясь в определенное состояние, а нажатие кнопки вызывало немедленное (с точки зрения человека) изменение состояния. Этим требованиям отвечает базовая схема на Рисунке 1.

При отключении источника питания VDD диоды Шоттки разряжают конденсаторы C1 и C2 практически до нуля. Постоянная времени R1C1 должна быть как минимум в 10 раз больше времени включения источника питания, чтобы последовательность включения начиналась и заканчивалась очисткой выхода Q триггера U2.

Первоначально высокий при включении питания логический уровень на выходе инвертора U1, становится низким после того, как конденсатор C2 зарядится через резистор R2. Поскольку переключение триггера U2 происходит по переднему фронту, это не приводит к изменению его состояния, и после инициализации уровень на выходе Q остается низким. Постоянная времени R2C2 должна быть порядка 1 секунды.

Резистор R3 является необязательным; он ограничивает начальные токи разряда конденсатора C2 при нажатии нормально разомкнутой кнопки. Если этот резистор используется, его следует выбрать таким образом, чтобы кратковременныйдребезг контактов почти полностью разряжал конденсатор C2 за 10 мс или менее.

Элементы C2 и R2 и инвертор с триггером Шмитта U1 предотвращают появление дополнительных переходов из-задребезга

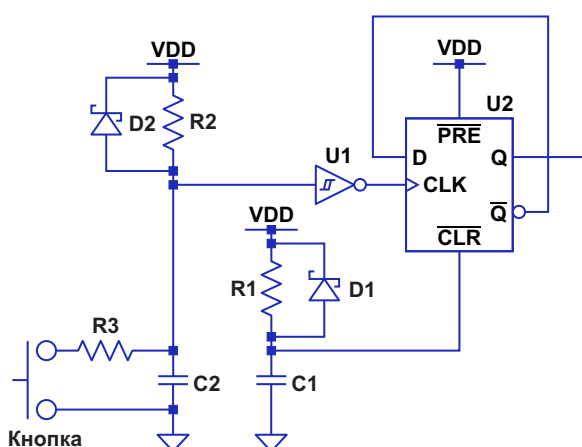


Рисунок 1. U1 – это инвертор с триггером Шмитта, а U2 – D-триггер. Диоды – малосигнальные диоды Шоттки. Нормальное состояние кнопки разомкнутое. Номиналы резисторов и конденсаторов обсуждаются в тексте.

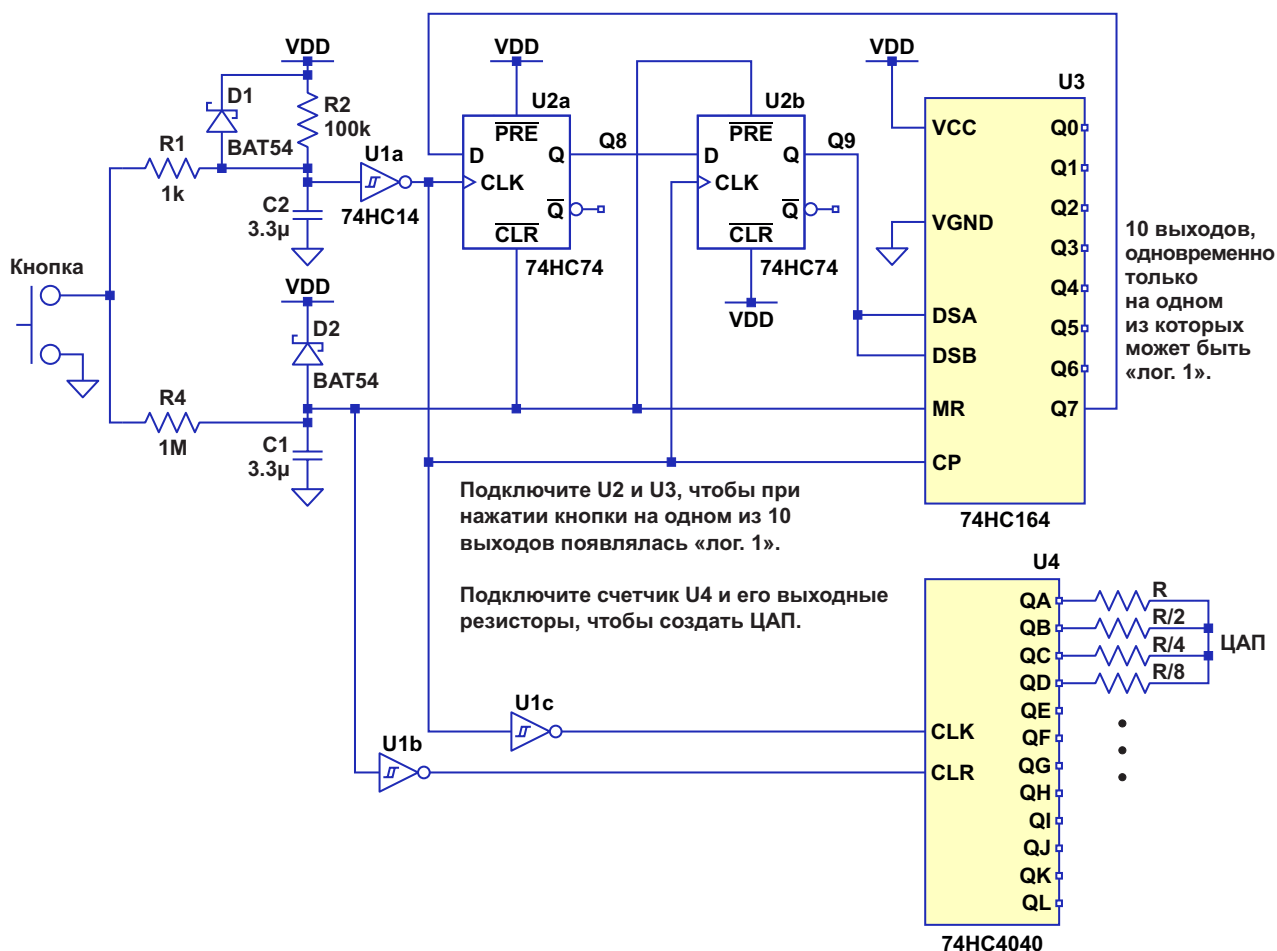


Рисунок 2. 10-позиционный переключатель, в котором одновременно активен только один выход, а также ЦАП.

контактов, которые в противном случае переключали бы триггер U2. После отпускания кнопки и начала зарядки конденсатора C2 через резистор R2 последующие нажатия кнопки не приведут к переключению U2. Это связано с тем, что уровень выхода инвертора U1 все еще остается высоким, и на нем не может сформироваться отрицательный перепад для переключения триггера U2. Это аргумент против слишком большого значения постоянной времени R2C2.

На Рисунке 2 показано, как схема, представленная на Рисунке 1, может быть расширена до 10-позиционного переключателя, в котором в каждый момент времени активный высокий уровень присутствует только на одном выходе, или до цифро-аналогового преобразователя (ЦАП).

Если требуется менее 10 состояний переключателя, вход D микросхемы U2a можно подключить к другому выходу счетчика U3. Разрешение ЦАП можно увеличить до 12 бит с помощью 12 резисторов. Но монотонность будет несколько хуже, и точность, даже при использовании резисторов с допуском 0.1%, будет еще ниже. Чтобы избежать чрезмерной нагрузки на выходы, сопротивление ни одного резистора не должно быть меньше 10 кОм. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC74](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD74HC164](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4040](#)
5. [Datasheet Diodes BAT54](#)

Понижающе-повышающие регуляторы с режимом PassThru

Frederik Dostal

В этой статье будет показано, как специальные преобразователи с режимом PassThru (сквозное прохождение, сквозной режим) могут быть полезны, когда входное напряжение схемы слишком высокое или слишком низкое для питания нагрузки. Будут приведены примеры использования режима PassThru с понижающе-повышающими и повышающими преобразователями для увеличения КПД источника питания и улучшения характеристик электромагнитной совместимости.

В некоторых случаях имеющееся напряжение может питать нагрузку напрямую, без использования дополнительного преобразователя напряжения. В определённые моменты, при возникновении нестандартных рабочих условий, напряжение питания может быть слишком высоким или слишком низким для прямого питания нагрузки. В таких случаях могут использоваться специальные преобразователи напряжения, оптимизированные для такой работы. Примером подобного приложения может служить 24-вольтовая промышленная система. Предположим, что для питания нагрузки требуется напряжение 24 В, но имеющееся на шине напряжение 24 В может иногда подниматься до 38 В или опускаться до 15 В. Эти напряжения выходят за пределы допустимого диапазона напряжений питания нагрузки. Для таких приложений можно использовать классические повышающие или понижающе-повышающие регуляторы.

На Рисунке 1 показана блок-схема такого приложения. Портативное радиоустройство питается от аккумулятора. Нагрузка может питаться напряжением от 10 до 14 В, но выходное напряжение источника может варь-

ироваться от 8 до 16 В. В этом случае промежуточный понижающе-повышающий преобразователь может преобразовывать выходное напряжение в 12 В. Если напряжение питания несколько ниже 12 В, преобразователь работает в повышающем режиме, а если оно выше 12 В – в понижающем.

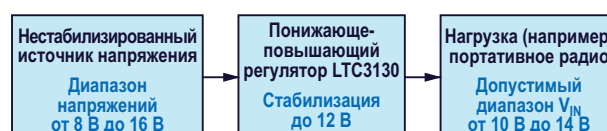


Рисунок 1. Система, в которой допустимый диапазон напряжений нагрузки уже возможного диапазона напряжений источника питания.

Добейтесь улучшения с помощью режима PassThru

Система, подобная той, что показана на Рисунке 1, работает хорошо, однако ее можно усовершенствовать. Если напряжение источника позволяет большую часть времени питать от него нагрузку напрямую, можно использовать повышающе-понижающий регулятор в режиме PassThru. В таком случае разработчик схемы определяет диапазон входных напряжений, в пределах которого входное напряжение проходит напрямую на выход повышающе-понижающего преобразователя. Преимущества такого подхода заключаются в отсутствии коммутационных потерь и очень высоком КПД схемы. Кроме того, схема работает с крайне низким уровнем электромагнитных излучений, поскольку в этом режиме отсутствуют пульсации тока.

На Рисунке 2 показан силовой каскад понижающе-повышающего контроллера LT8210 в режиме PassThru. В этом режиме два ключа верхнего плеча H-моста постоянно замкнуты, а два ключа нижнего плеча постоянно разомкнуты. Благодаря этому, в зависимости от токов и напряжений, КПД может быть лишь чуть ниже 100%.

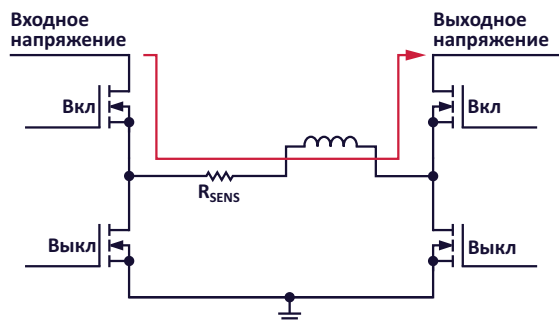


Рисунок 2. Понижающе-повышающий преобразователь LT8210 с режимом PassThru для прямой передачи напряжения в стандартном режиме работы.

Наряду с понижающе-повышающим решением (LT8210) также выпускаются повышающие регуляторы с режимом PassThru. Повышающий регулятор Silent Switcher LT8337 от Analog Devices имеет встроенный режим PassThru. На Рисунке 3 показана концепция, лежащая в основе повышающего преобразователя LT8337. Когда режим PassThru активен, ключ верхнего плеча постоянно включен, а ключ нижнего плеча постоянно выключен.

В повышающих преобразователях функцию ключа верхнего плеча обычно выполняет диод обратного хода. Благодаря этому повышенное напряжение питания регулятора, превышающее установленное выходное напряжение, автоматически пропускается через дроссель и диод обратного хода. Одна-

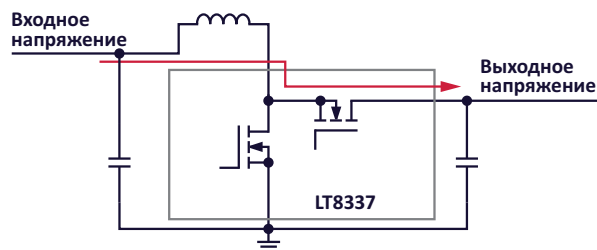


Рисунок 3. Повышающий регулятор LT8337 с технологией Silent Switcher, который также поддерживает режим PassThru.

ко специальный режим PassThru позволяет значительно снизить потери, обусловленные падением напряжения на диоде, за счёт активного включения MOSFET верхнего плеча. В режиме PassThru также отключаются все ненужные функции LT8337. В результате ток, потребляемый самой микросхемой, может снижаться всего до 15 мкА. Это очень полезно, особенно для приложений с батарейным питанием.

Резюме

Режим PassThru повышает КПД источника питания и улучшает характеристики электромагнитной совместимости. Эти преимущества особенно важны для приложений, в которых имеющееся напряжение питания обычно находится в допустимом диапазоне напряжений нагрузки. Однако пользователям также должно быть ясно, что в режиме PassThru стабилизации выходного напряжения в пределах заданных пороговых значений не происходит. Впрочем, во многих приложениях в этом нет необходимости. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC3130](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT8210](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT8337](#)

Добавьте функцию триггера Шмитта в ПЛИС и вентиляные матрицы

Stephan Roche

EDN

Благодаря внутреннему гистерезису очень полезная схема триггера Шмитта принимает медленно нарастающий входной сиг-

нал и формирует чистый, без выбросов выходной сигнал. К сожалению, программируемые пользователем логические устройства, такие как ПЛИС и программируемые вентиляные матрицы, обычно не предлагают прямого метода синтеза логических элементов и буферов с триггерами Шмитта. В этой статье показано, как с помощью нескольких внешних компонентов и небольшого кода на языке VHDL можно реализовать триггер Шмитта и использовать его в различных полезных приложениях.

Чтобы создать эквивалент базового буфера с триггером Шмитта, используют два внешних резистора, создающих вокруг буфера положительную обратную связь (Рисунки 1а и 1б). Можно также использовать четыре внешних резистора для установки двух пороговых уровней на входах RS-триггера (Рисунок 1в). Следующие формулы описывают положительный и отрицательный пороговые уровни базового триггера Шмитта, соответственно:

$$V_+ = \frac{R_1}{R_2} V_{CC} + V_{TH} \left(1 - \frac{R_1}{R_2} \right),$$

$$V_- = V_{TH} \left(1 - \frac{R_1}{R_2} \right).$$

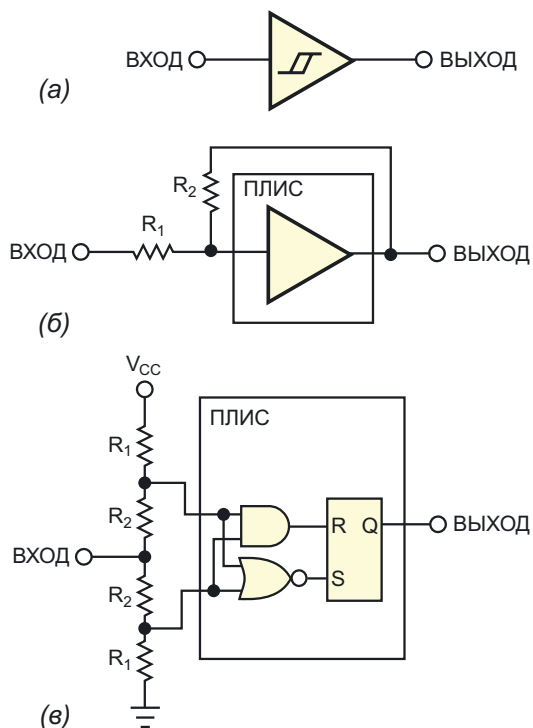


Рисунок 1. Используйте часть программируемого логического устройства или вентиляной матрицы для реализации буфера с триггером Шмитта (а), добавив два (б) или четыре внешних резистора (в).

Основанный на эквивалентной схеме триггера Шмитта на Рисунке 1б, недорогой резистивно-емкостной генератор на Рисунке 2 требует четырех внешних пассивных компонентов. Резистор R и конденсатор C задают частоту колебаний схемы. Обратите внимание, что значения сопротивлений R_1 и R_2 должны быть больше, чем R. Листинги 1 и 2 содержат VHDL-реализацию и RTL-архитектуру этой схемы, соответственно.

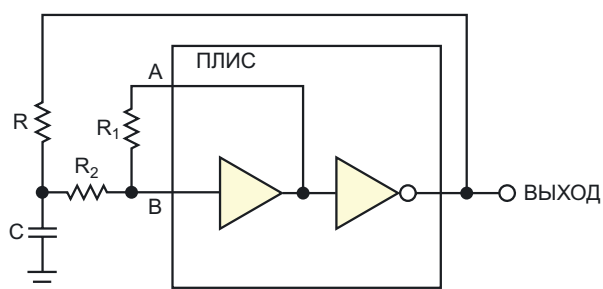


Рисунок 2. Добавьте резистор и конденсатор к базовому буферу с триггером Шмитта, чтобы создать недорогой генератор.

На Рисунке 3 буфер с открытым коллектором обеспечивает запуск базовой схемы ждущего мультивибратора с перезапуском на основе триггера Шмитта путем разряда времязадающего конденсатора С. Длительность выходного импульса схемы приближи-

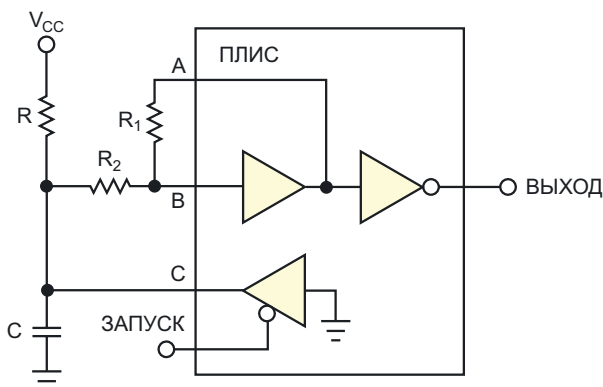


Рисунок 3. В этой версии ждущего мультивибратора с перезапуском, основанного на буфере с триггером Шмитта, буфер с активным низким уровнем удерживает времязадающий конденсатор C в разряженном состоянии.

```
Entity Oscillator is
  Port (
    A : in std_logic;
    B : in std_logic;
    OUT : out std_logic
  );
end Oscillator;
```

```
architecture RTL of Oscillator is
begin
    A <= B;
    OUT <= not A;
end RTL;
```

```
Entity Monostable is
  Port (
    A : in std_logic;
    B : in std_logic;
    Trigger : in std_logic;
    C : out std_logic;
    OUT : out std_logic
  );
end Monostable;

architecture RTL of Monostable is
begin
  A <= B;
  OUT <= not A;
  C <= '0' when Trigger= '1' else 'Z';
end RTL;
```

```

Port (
    A : in std_logic;
    B : in std_logic;
    Trigger : in std_logic;
    C : out std_logic;
    OUT : out std_logic
);
end Monostable;

architecture RTL of Monostable is
begin
    A <= B;
    OUT <= not A;
    C <= '0' when Trigger= '1' and A='0' else
    'Z';
end RTL;

```


Повышение точности программируемых источников питания на основе регуляторов LM317 и LM337

Christopher Paul

EDN

В нескольких статьях рассматривались инновационные способы использования традиционных микросхем для реализации программируемых источников тока [1-3]. Эта идея показана на Рисунке 1.

Каждая микросхема работает, поддерживая напряжение $V_{REF} = 1.25 \text{ В}$ ($\pm 50 \text{ мВ}$ в диапазоне токов нагрузки, напряжений питания и рабочих температур) между выводами OUT и ADJ. I_{SUB} — это программируемые источники тока (с ШИМ- или иным способом управления), которые создают падения напряжения V_{SUB} на резисторах R_{SUB} .

Учитывая, что через выводы ADJ протекают токи I_{ADJ} (обычно 50 мкА , а максимальное значение составляет 100 мкА), токи нагрузки могут быть следующими:

$$\frac{V_{REF} + (I_{ADJ} - I_{SUB}) \cdot R_{SUB}}{R_{SNS}}$$

Когда ток I_{SUB} равен нулю, ток нагрузки достигает своего максимального значения I_{MAX} , и его погрешность составляет всего $\pm 50 \text{ мВ} / 1250 \text{ мВ} = \pm 4\%$. Но когда I_{SUB} увеличивается, чтобы получить требуемый ток $I_{MAX}/10$, погрешность возрастает до $\pm 40\%$; заданная доля от 1.25 В вычитается, но неизвестная часть $\pm 50 \text{ мВ}$ остается. Если требуется ток $I_{MAX}/25$, фактический ток нагрузки может находиться в диапазоне от 0 до удвоенного требуемого значения. На самом деле ситуация немного хуже, поскольку неопределенность тока I_{ADJ} составляет существенную часть от максимального значения I_{SUB} , обычно не превышающего нескольких миллиампер.

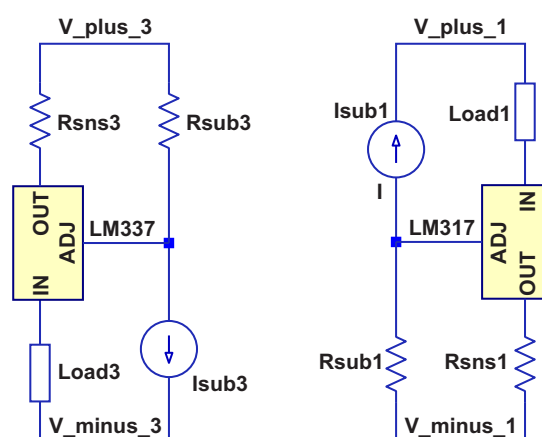


Рисунок 1. Два независимых источника тока: один для нагрузок, привязанных к более отрицательному напряжению, а другой — к более положительному. Источники тока I_{SUB} управляют величинами токов, подаваемых в нагрузки.

Обход ограничений точности опорных напряжений

Несмотря на невысокую точность опорных напряжений, эти микросхемы обладают преимуществом встроенного защитного ограничения тока при перегреве. Поэтому желательно найти способ обхода ограничения их точности. Именно такой способ показан на Рисунке 2.

Идея трехдиодной цепочки была заимствована из статей, перечисленных в разделе Ссылки. Она гарантирует, что даже при самых низких токах нагрузки (минимальный рабочий ток микросхем LM составляет не более 10 мА) напряжения на выводах ADJ не будут выходить за пределы шин питания.

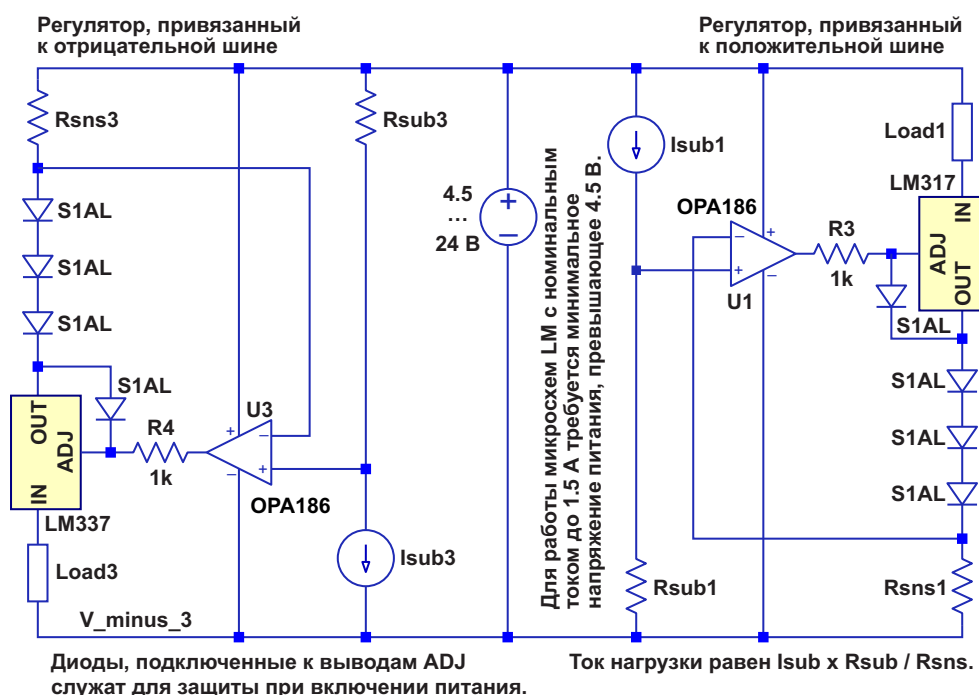


Рисунок 2. Два независимых регулятора тока. Значения токов I_{SUB} программируются и часто реализуются с помощью ШИМ. Диоды, подключенные к выводам ADJ, защищают микросхемы LM во время запуска. Развязывающие конденсаторы по питанию емкостью 0.1 мкФ для микросхем U1 и U3 не показаны.

Рабочий диапазон входных сигналов операционного усилителя OPA186 выходит за пределы обеих шин питания (рекомендуемое максимальное напряжение между которыми составляет 24 В), а его выходные сигналы при нагрузках менее 1 мА могут изменяться в пределах 120 мВ от шин.

Максимальное входное напряжение смещения, включая температурный дрейф и нестабильность напряжения питания, составляет менее ± 20 мкВ. Входной ток менее ± 5 нА означает, что при сопротивлении R_{SUB} , равном 1 кОм или менее, общее входное напряжение смещения в 2000 раз лучше, чем ± 50 мВ микросхемы LM.

Включение микросхем LM в цепь обратной связи этого операционного усилителя повышает точность выходного тока примерно в той же пропорции (но см. Дополнение).

Адаптация конструкции Джимы Уильямса для регулятора тока

Джим Уильямс, известный своими аналоговыми разработками, опубликовал руководство по применению [4], в котором LM317 включается в цепь обратной связи регулято-

ра напряжения на основе операционного усилителя LT1001. Ничто не мешает адаптировать эту идею к регулятору тока. Типовое произведение коэффициента усиления на полосу пропускания (GBW) усилителя LT1001 составляет 800 кГц, что почти равно 750 кГц у OPA186, поэтому проблем с устойчивостью не ожидается. Их и не было, когда схема LM317 тестировалась на стенде с операционным усилителем LM358 (с типовым значением GBW, равным 700 кГц), который был у меня под рукой.

Как и в случае с конструкциями, показанными на Рисунке 1, убедитесь, что микросхемы LM имеют радиатор, достаточный для обеспечения надежной работы. Включение микросхем в контур обратной связи не поможет, если сработает схема защиты от перегрева. Однако, пока предельная температура не превышена, эта схема повышает не только точность тока нагрузки, но и импедансы входных выводов, а также улучшает подавление шумов как источника питания, так и источника опорного напряжения LM.

Обратите внимание, что определенного уменьшения погрешности опорного напряже-

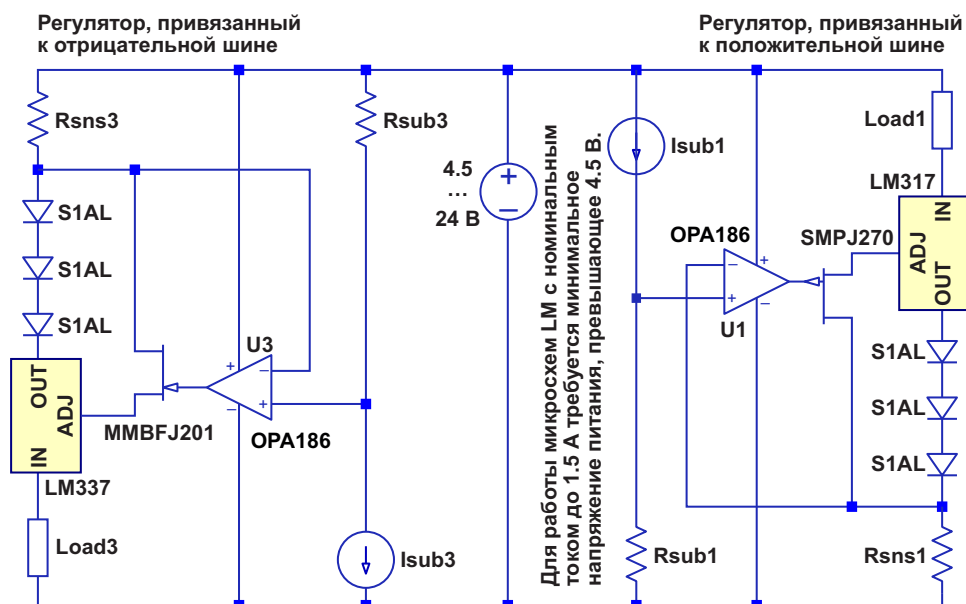


Рисунок 3. Замена диодов, подключенных к выводам ADJ, на полевые транзисторы обеспечивает защиту микросхем LM при запуске.

ния можно добиться за счет некоторого увеличения рассеиваемой мощности, используя резисторы R_{SNS} с меньшим сопротивлением. Можно также преобразовать схему в прецизионный стабилизатор напряжения, заменив цепочку из трех диодов резистором и переместив нагрузку между выводом OUT и выводом питания резистора R_{SNS} .

Дополнение

В формуле для тока нагрузки отсутствует один член. В схеме на Рисунке 2 к току нагрузки добавляется неизвестная и неучтенная величина тока вывода ADJ.

Учитывая, что, согласно техническому описанию, минимальный рабочий ток LM и, следовательно, минимальный ток через нагрузку составляет 10 мА при 25 °С, максимальный ток вывода ADJ в 100 мкА – это пустяк. Тем не менее, могут быть приложения, где было бы желательно это учитывать. Возможное решение показано на Рисунке 3, хотя его испытаний я не проводил.

Полевые транзисторы '201 и '270 направляют токи выводов ADJ через резисторы R_{SNS} , на которых они могут быть измерены и учте-

ны как части токов, проходящих через нагрузку. Вместо полевых транзисторов можно было бы использовать более дешевые биполярные транзисторы (которые перенаправили бы почти все токи I_{ADJ}), но для этого потребовался бы дополнительный диод, подключенный последовательно с цепочкой из трех диодов. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Перекрестное соединение комплементарных источников тока для уменьшения ошибки саморазогрева](#)
2. Stephen Woodward. [Источник отрицательного тока с ШИМ на входе и LM337 на выходе](#)
3. Stephen Woodward. [Источник постоянного тока на основе регулятора LM317, программируемого ШИМ](#)
4. AN2 - [Performance Enhancement Techniques for Three-Terminal Regulators](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA186](#)
2. [Datasheet Fairchild LM317](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor LM337](#)
4. [Datasheet Fairchild MMBFJ201](#)
5. [Datasheet InterFET SMPJ270](#)

Практическое руководство по проектированию детекторов молний

T. K. Hareendran

Planet Analog

Молния — одно из самых мощных и непредсказуемых явлений природы, но, к счастью, у нас есть технологии, которые помогают быть на шаг впереди грозы. Датчики молний (грозоотметчики) предназначены для улавливания электромагнитных сигналов, генерируемых ударами молний, предупреждая пользователей о приближении грозы.

Хотите собрать модуль грозоотметчика с нуля? Это руководство для начинающих любителей и мастеров быстро раскроет некоторые практические секреты обнаружения молний.

Давайте начнем с простого и выполнимого подхода: датчика молний AS3935 — компактной микросхемы с низким энергопотреблением, которая даже радиолюбителям с небольшим стажем позволяет добавлять возможности обнаружения гроз в свои проекты.

Микросхема AS3935 способна обнаруживать удары молнии на расстоянии до 40 км, оценивать расстояние до них и отфильтровывать ложные срабатывания, вызванные электрическими помехами. Благодаря поддержке интерфейсов I2C и SPI, а также регулируемой чувствительности для использования внутри и снаружи помещений, устройство легко интегрируется с популярными платформами, такими как Arduino или Raspberry Pi.

Таким образом, независимо от того, создадите ли вы компактную метеостанцию или умное устройство для улицы, AS3935 пред-

лагает надежный и привлекательный способ адаптации вашего проекта к климатическим условиям. Насколько мне известно, практически во всех готовых модулях датчиков молний, доступных сегодня (один из них можно увидеть на Рисунке 1), используются датчики молний AS3935 от AMS в сочетании с антенной MA5532-AE от Coilcraft, работающей в диапазоне от 500 кГц до 2 МГц.

Почти десять лет назад я приобрел версию модуля AS3935 (SEN0290) от DFRobot и провел несколько быстрых тестов с моим Arduino. Результаты оказались впечатляющими и продемонстрировали безупречную работу системы.



Рисунок 1. Модуль содержит микросхему датчика молний AMS AS3935 и антенну Coilcraft.

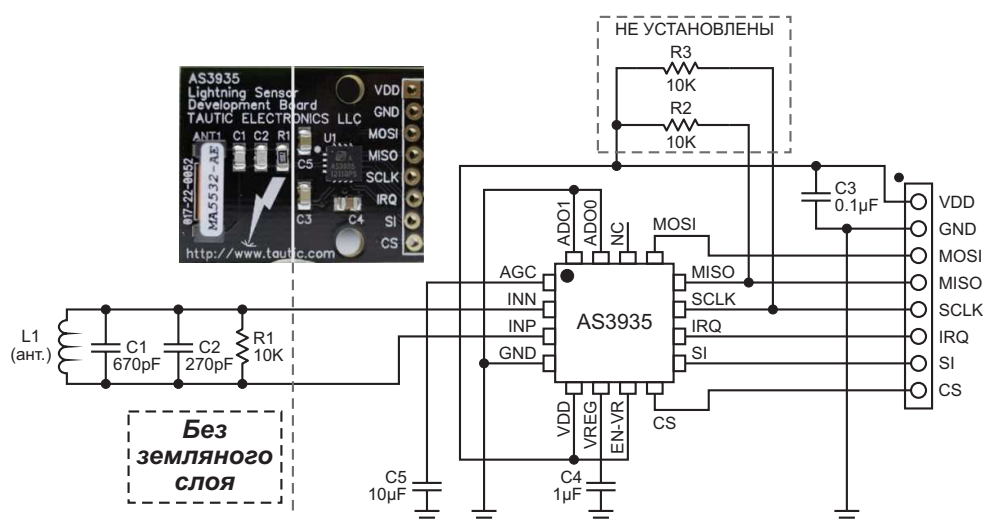


Рисунок 2. На принципиальной схеме показаны детали конструкции модуля датчика молний AS3935.

На Рисунке 2 представлена уточненная схема случайно выбранного модуля датчика молний AS3935 (исходная схема была упрощена путем удаления ненужных элементов для большей наглядности).

Конечно же, AS3935 может похвастаться настраиваемой встроенной антенной, фирменным алгоритмом обнаружения молний и функцией оценки расстояния. Однако его стоимость может оказаться непомерно высокой для любительских и учебных проектов. В то же время, у микросхемы AS3935 может не быть прямых недорогих аналогов из-за ее узкоспециализированного назначения, развития технологий и интеграции с другими технологиями.

Так что же делать? Давайте рассмотрим несколько доступных аналоговых схем (нет никаких оснований полагать, что первая из них обязательно должна быть лучшей).

Помните этот треск в вашем АМ-радио во время грозы? Это были статические разряды при ударах молний. Следуя этому, на блок-схеме на Рисунке 3 показана простая установка для выдачи аудиовизуальных предупреждений о надвигающейся грозе.

В системе используется входная часть АМ-радио для обработки сигналов с настроенной приемной катушки. До того, как захваченные сигналы достигнут расширителя импульсов, управляющего визуальным индикатором, они проходят через радиотракт,

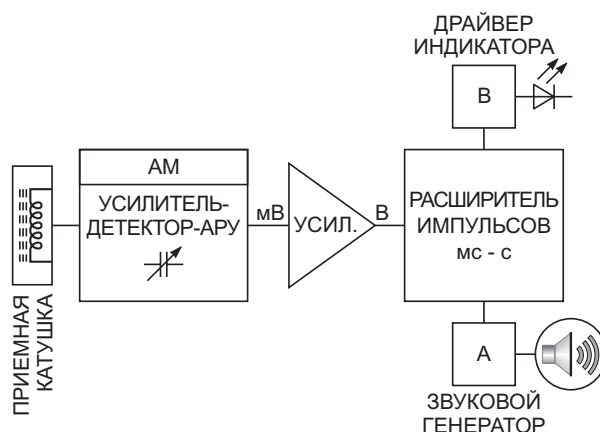


Рисунок 3. Простая установка для выдачи аудиовизуальных предупреждений о грозах.

включающий в себя ВЧ-усилитель, детектор и схему автоматической регулировки усиления (АРУ), и дополнительно усиливаются следующим каскадом. В дополнение к этому, звуковой генератор вырабатывает тональные импульсы, управляя звуковым оповещателем, создающим слышимые сигналы.

В качестве краткого совета: рассмотрите возможность использования во входной части вашего проекта проверенной временем микросхемы АМ-радио TA7642. Выбор этой классики не случаен: ее надежность не имеет себе равных.

С другой стороны, если вы рассматриваете варианты с использованием широкополосных усилителей, отличным выбором станет MAR-1+ из серии MAR компании Mini-Circuits,

поскольку он обеспечивает надежную работу в широком диапазоне частот (Рисунок 4).

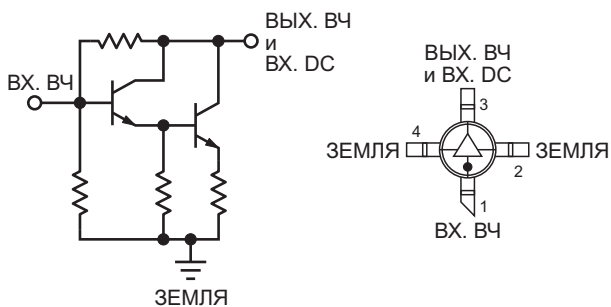


Рисунок 4. Монолитный усилитель обеспечивает надежную работу в широком диапазоне частот.

Насколько мне известно, обе упомянутые выше микросхемы по-прежнему доступны, хотя и у ограниченного числа поставщиков. Вообще, с этой задачей могут блестяще справиться множество схем радиочастотных детекторов. А дальше все зависит от вас.

Имейте в виду, что далекая молния, даже невидимая, может создавать значительные электромагнитные излучения (ЭМИ). Будь то разряд между облаками или между облаком и землей, молния переносит огромный ток, изменяющийся с большой скоростью.

Этот дуговой разряд создает широкий спектр гармоник, простирающийся далеко в высокочастотную область радиочастотного спектра. Это значит, что хорошо адаптированные версии существующих схем детекто-

ров ЭМИ/ЭМП могут с высокой эффективностью использоваться для регистрации подобных электромагнитных импульсных помех, вызванных грозовыми разрядами.

Сегодня для обнаружения молний у нас есть солидный выбор средств: радиочастотные детекторы, измерители электрического поля и даже оптические мониторы. Они обеспечивают раннее предупреждение о грозе, а некоторые системы даже могут дистанционно запускать или останавливать резервные электрогенераторы.

Отвлечемся на время; современные оптические детекторы молний расширяют возможности раннего оповещения, выявляя грозовые разряды между облаками, которые обычно предшествуют разрядам между облаками и землей. На Рисунке 5 показана каноническая идея конструкции, которая может послужить отправной точкой для дальнейших экспериментов и разработок. Что-то очень похожее я использовал для включения моей водонепроницаемой камеры, установленной на крыше, и делал потрясающие снимки молний.

Эта схема основана на ждущем мультивибраторе (обычно с использованием микросхемы таймера 555), который формирует отрицательный импульс длительностью приблизительно 1000 мс, определяемой номиналами компонентов RC-цепи. Обнаружение переднего фронта происходит за счет связи фототранзистора через конденсатор с пороговым входом таймера. Это гарантирует, что

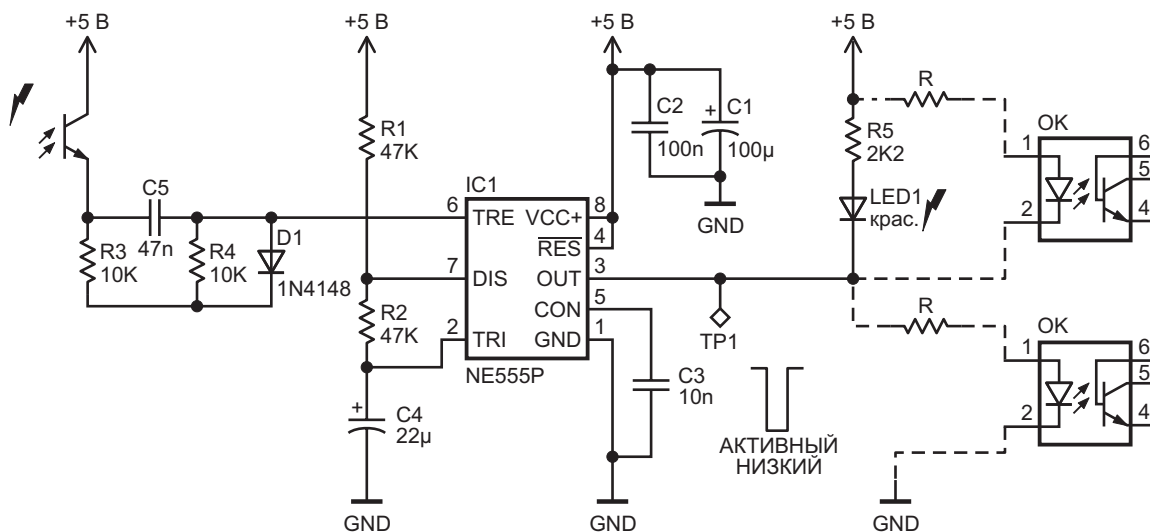


Рисунок 5. В ответ на нарастающий фронт входного сигнала схема генерирует чистый выходной импульс фиксированной длительности.

запуск импульса будет происходить только при изменяющихся, а не при установившихся состояниях.

Выход (TP1) подходит для управления оптопарами (нормально включенными или нормально выключенными), обеспечивая гальваническую развязку для взаимодействия с последующими цепями.

Как уже отмечалось, молния создает интенсивную вспышку света, которую в большинстве случаев можно обнаружить с помощью обычного фототранзистора. Для улучшения характеристик к фототранзистору можно добавить подходящий оптический фильтр, обеспечивающий относительно равномерную спектральную чувствительность во всем видимом диапазоне и в ближнем инфракрасном диапазоне.

Для предварительной проверки я собрал прототип на беспаячной макетной плате и использовал дешевый брелок со стробоскопом для имитации вспышек молний и оценки реакции схемы (Рисунок 6).

Выбор компонентов определялся тем, что имелось в наличии в лаборатории. Я использовал фототранзистор PT334-6C просто пото-

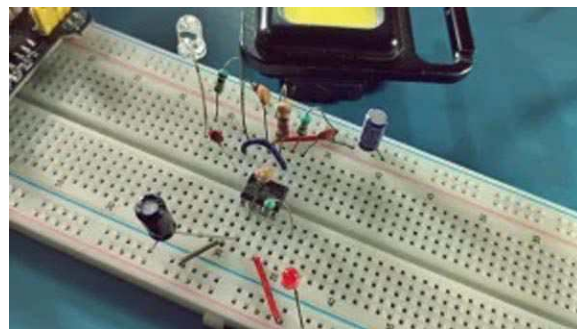


Рисунок 6. Для имитации вспышек молний в прототипе использовался дешевый брелок-стробоскоп.

му, что он оказался под рукой, и не рассматривал альтернативные варианты. Имейте в виду, что это лишь предварительная конструкция. Для достижения оптимальных результатов потребуются значительные усилия по доработке оптической части схемы. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ScioSense AS3935](#)
2. [Datasheet SUM TA7642](#)
3. [Datasheet Everlight PT334-6C](#)
4. [Datasheet Mini-Circuits MAR-1+](#)
5. [Datasheet Diodes NE555](#)

Возврат половины улучшает интегральную нелинейность ШИМ и время установления

Stephen Woodward

EDN

ШИМ – это простая, крутая, дешевая, веселая и (поэтому) популярная технология реализации ЦАП. Отличная дифференциальная нелинейность (DNL) и монотонность фактически гарантированы ШИМ. Также гарантированы стабильность нуля и погрешность полной шкалы, которая, как правило, ограничивается только качеством опорного напряжения. Однако интегральная нелинейность ШИМ (INL) не всегда потрясающая, а необходимость низкочастотной фильтрации пульсаций означает, что скорость ЦАП не слишком высока. Эти запутанные темы рассматриваются в...

1. Распространенная причина интегральной нелинейности ШИМ и программное решение для ее устранения обсуждаются в статье «Минимизация выходного сопротивления пассивного сглаживающего фильтра ШИМ. Насколько низким его можно сделать?» [1].
2. Большое время установления ШИМ (T_s), которое может быть проблематичным, а также способ его уменьшения рассматриваются в статье «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» [2].

Схема на Рисунке 1 предлагает хитрую, абсолютно аналоговую стратегию решения обеих проблем. Эта хитрость заключается в том, чтобы «Вернуть половину» (Take Back Half, ТВН). Она опирается на два дифференциальных соотношения, которые эффективно вычитают (возвращают обратно) члены ошибки.

1. Для частот сигнала, меньших или равных $1/T_s$ (включая постоянное напряжение), $X_C \gg R$ и $Z = 2(X_{AVG} - Y_{AVG}/2)$. где Z – напряжение в узле Z , а X_{AVG} и Y_{AVG} – средние значения напряжений в узлах X и Y .
2. Для частот, больших или равных частоте ШИМ, $X_C \ll R$ и $Z = X_{RIPPLE} - Y_{RIPPLE}$, где X_{RIPPLE} и Y_{RIPPLE} – амплитуды пульсаций в узлах X и Y .

Поскольку только один коммутатор управляет нагрузкой R в узле Y , а два параллельных управляют узлом X , INL, обусловленная нагрузкой на коммутатор в узле Y , ровно вдвое больше, чем в X . Поэтому напряжение $Z = 2(X_{AVG} - Y_{AVG}/2)$ возвращается обратно, компенсирует ошибку и имеет (теоретически) нулевое значение INL.

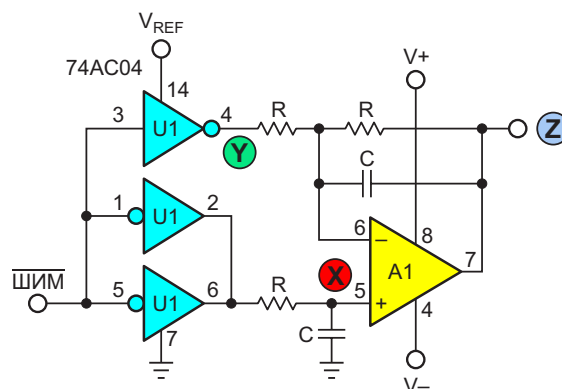


Рисунок 1. Все значения R и C номинально равны. Схема опирается на два дифференциальных соотношения, которые эффективно вычитают члены ошибки для методики ТВН.

Напряжение X_{RIPPLE} равно Y_{RIPPLE} , поэтому напряжение пульсаций в узле Z, равное $X_{\text{RIPPLE}} - Y_{\text{RIPPLE}}$, обнуляется, и также имеет (теоретически) нулевое значение, что позволяет уменьшить постоянные времени RC-фильтра пульсаций, и, соответственно, снизить время установления.

Компонент преобразования постоянного тока при Z равен $-D \times V_{\text{REF}}$, где D – коэффициент заполнения импульсов ШИМ. Точность преобразования высока и не зависит от

допусков номиналов сопротивлений и емкостей. Однако в идеале для наилучшего подавления пульсаций и нелинейности они должны быть точно равны. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Минимизация выходного сопротивления пассивного сглаживающего фильтра ШИМ. Насколько низким его можно сделать?](#)
2. Stephen Woodward. [Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием](#)

Компенсационные стабилизаторы напряжения на переключающихся диодах запуска

Владислав Соломеин, г. Екатеринбург

По мере совершенствования компенсационных стабилизаторов напряжения (СН) и с началом применения в СН запускающих узлов на переключающихся диодах (ПД) [1, 2] появляется возможность подачи напряжения питания на схему управления СН, состоящую из управляющего каскада (УК) и формирователя образцового (управляющего) напряжения U_{OBR} , с высокостабильной выходной части СН вместо нестабильной входной. Это многократно улучшает характеристики СН, превосходя при этом большинство из существующих на рынке интегральных СН и, помимо этого, обеспечивает защиту стабилизатора от коротких замыканий (КЗ) в нагрузке.

Существенно при этом, что даже в простых двухтранзисторных схемах СН на переключающихся диодах важнейшие характеристики стабилизатора улучшаются настолько (например коэффициент стабилизации $K_{СТ}$ повышается до величины 170...300 вместо 40...70, как в традиционных двухтранзисторных СН [3...5]), что даже простые стабилизаторы с ПД-запуском становятся пригодны для питания подавляющего большинства радиолюбительских конструкций, так как в случае $K_{СТ} = 250$ и изменения входного питающего потенциала $U_{ВХ}$ вдвое напряжение на выходе СН ($U_{ВЫХ}$) изменяется лишь на 0,4%.

Помимо этого, с увеличением $K_{СТ}$ улучшается подавление сетевых пульсаций 50 Гц, что позволяет значительно уменьшить емкость фильтрующих конденсаторов на выходе СН. Например, при $K_{СТ} \geq 5000$ и токе в

нагрузке (I_H) на уровне нескольких ампер в выходном фильтре СН во многих случаях достаточно устанавливать емкость порядка 100...220 мкФ.

Ниже представлено описание пяти различных вариантов СН с ПД-запуском (в зависимости от степени сложности и области применения СН) со сравнительными характеристиками СН, приведенными в размещенной в конце статьи Таблице 1.

СН №1

Простой двухтранзисторный СН с защитой от КЗ (Рисунок 1, Таблица 1).

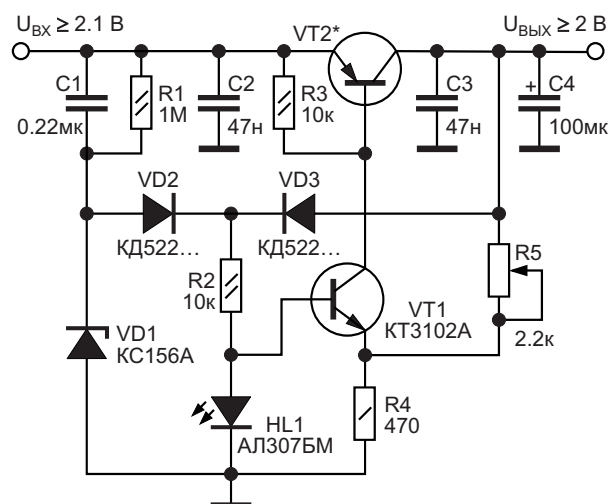


Рисунок 1. Электрическая принципиальная схема стабилизатора напряжения на двух транзисторах.

В данном СН максимальные значения тока нагрузки, а также значения входных и выходных напряжений определяются параметрами VT1 и VT2 ($I_{K_МАКС}$ – максимальный ток коллектора, $U_{К-Э_МАКС}$ – максимальное напряжение коллектор – эмиттер и $h_{21Э}$), а также сопротивлением и мощностью R4. При токе нагрузки более 2 А может потребоваться установка в качестве VT2 мощного составного транзистора (КТ853, КТ8159 и т. п.). Можно также составить данный транзистор из двух обычных мощных транзисторов по схеме Дарлингтона.

Максимальный ток нагрузки СН ($I_{H_МАКС}$) определяется формулой

$$I_{Б_VT2_МАКС} \times h_{21Э_VT2},$$

где

$$I_{Б_VT2_МАКС} = (I_{R4_МАКС} - I_{R5}) - I_{R3} = \left(\frac{U_{HL1}}{R4} - \frac{U_{ВЫХ}}{R5} \right) - \frac{0.6}{R3}.$$

Величина 0.6 (здесь и во всех представленных ниже СН) – это приблизительное значение напряжения между базой и эмиттером транзисторов VT1 и VT2. Отношение

$$\frac{U_{HL1} - 0.6}{R4}$$

определяет ток через резистор R4,

$$\frac{U_{HL1} - 0.6}{R4} - \frac{U_{ВЫХ}}{R5}$$

– это ток коллектора VT1 (I_{K_VT1}), а отношение $0.6/R3$ определяет ток через резистор R3, который необходимо вычесть из величины I_{K_VT1} для определения $I_{Б_VT2}$.

Работает стабилизатор следующим образом.

Элементы R1, C1, VD1, VD2 образуют запускающий узел СН. В момент включения через запускающую цепочку C1-VD2 начинает протекать ток, вызывая соответствующее нарастание потенциала на базе VT1, затем – на выходе СН и, соответственно, на катоде VD2, уменьшая напряжение между анодом и катодом VD2. Как только оно становится меньше порогового напряжения открывания (примерно 0.5 В для кремниевых диодов), VD2 закрывается и далее не оказывает влияния на работу СН и на стабильность $U_{ВЫХ}$.

Далее с выхода формирователя образцового напряжения (параметрический стабилизатор HL1, R2), питание на который поступает с выхода СН через развязывающий диод VD3, потенциал $U_{ОБР}$ подается на базу УК VT1, в котором осуществляется сравнение $U_{ОБР}$ и $U_{ВЫХ}$, поступающего на эмиттерный вход VT1 через регулятор выходного напряжения R5.

В случае изменения по каким либо причинам $U_{ВЫХ}$ в каскаде УК формируется сигнал рассогласования и соответствующее изменение сопротивления канала эмиттер-коллектор VT1, соединенного с базой регулирующего транзистора VT2, в результате чего на выходе СН восстанавливается первоначальный уровень $U_{ВЫХ}$.

В случае К3 на выходе СН потенциал $U_{ВЫХ}$ становится равным нулю, вследствие чего ток в цепи VD3-R2 и VD2-R2 практически прекращается, так как конденсатор C1 находится в заряженном состоянии, а ток через высокоомный резистор R1 имеет величину в несколько раз меньшую, чем необходимо для открывания VT1. Далее транзисторы VT1 и VT2 запираются, предотвращая тем самым перегрузку СН.

Резистор R1 служит для быстрой разрядки C1 после выключения СН, обеспечивая возможность быстрого повторного включения СН.

Стабилитрон VD1 предназначен для надежного срабатывания защиты от КЗ в широком диапазоне $U_{ВХ}$ и предотвращает протекание чрезмерно большого тока через цепочку R1-VD1-R2 при больших значениях $U_{ВХ}$. При этом, если СН подключен к источнику питания, выходное напряжение которого не может колебаться более чем в полтора раза (например, сетевой выпрямитель, а также многие батарейные устройства), необходимость в VD1 отпадает, и вместо него можно установить шунтирующий резистор ($R_{Ш}$). При $C1 = 0.22$ мкФ, его оптимальная величина определяется соотношением

$$R_{Ш} \approx \frac{3.5 \times R1}{U_{ВХ_МАКС}},$$

где R1, $R_{Ш}$ – в кОм, $U_{ВХ_МАКС}$ – максимальное значение $U_{ВХ}$.

Описываемый стабилизатор довольно термостабилен, так как температурный коэффициент сопротивления (ТКС) каналов эмит-

тер-коллектор биполярных транзисторов VT1, VT2 отрицательный, и ТКС светодиода HL1, установленного между базой VT1 и общим проводом, также отрицательный, благодаря чему температурные изменения транзисторов и светодиода в значительной мере компенсируют друг друга.

В случаях, когда $U_{\text{ВЫХ}}$ составляет более 8 В, светодиод HL1 можно заменить стабилитроном с напряжением стабилизации ($U_{\text{СТ}}$) 5.6 В либо 6.2 В (стабилитроны с $U_{\text{СТ}}$ около 6 В весьма термостабильны и имеют ТКН близкий к нулю).

Как известно, у стабилитронов с $U_{\text{СТ}}$ менее 6 В ТКН отрицательный, с $U_{\text{СТ}}$ более 6 В – положительный, а область $U_{\text{СТ}}$ на уровне около 6 В является термостабильной с практически нулевым ТКН, что позволяет, подобрав соответствующим образом стабилитрон, обеспечить практически полную независимость $U_{\text{ВЫХ}}$ СН от температуры.

СН №2

На Рисунке 2 представлен СН на трех транзисторах с дифференциальным каскадом (ДК), защитой от КЗ на выходе и несколько лучшими техническими характеристиками (Таблица 1).

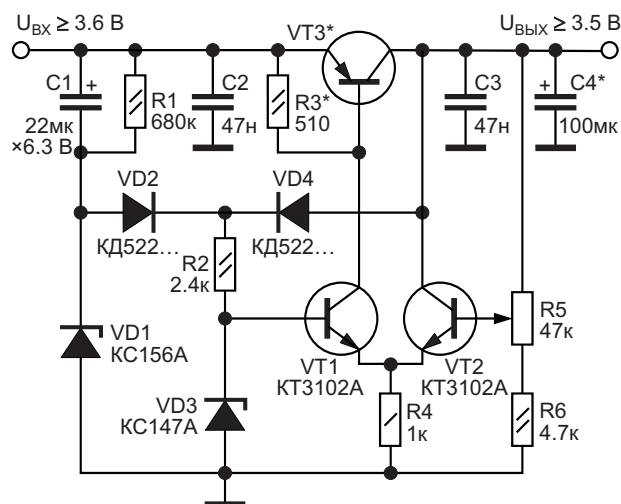


Рисунок 2. Электрическая принципиальная схема стабилизатора напряжения с дифференциальным каскадом.

Запуск СН и определение максимальных значений входных и выходных напряжений аналогичны СН №1.

Ток $I_{\text{Н_МАКС}}$ определяется формулой

$$I_{\text{Б_VT3_МАКС}} \times h_{21Э_VT3},$$

где

$$I_{\text{Б_VT3_МАКС}} = I_{\text{К_VT1_МАКС}} - I_{\text{R3}} = \frac{U_{\text{VD3}} - 0.6}{2R4} - \frac{0.6}{R3}.$$

Поскольку в ДК к эмиттерному резистору ($R4$) подключаются сразу два транзистора, имеющих примерно равные $I_{\text{К}}$, ток через канал эмиттер-коллектор каждого из транзисторов ($VT1$ и $VT2$) определяется формулой

$$\frac{U_{\text{VD3}} - 0.6}{2R4}.$$

Ток через резистор $R3$, как и в СН №1, приблизительно равен $0.6/R3$.

По своей конструкции стабилизатор аналогичен СН №1; отличие состоит в том, что узел УК стабилизатора выполнен на термостабильном каскаде ДК ($VT1$, $VT2$, Рисунок 2). Как известно, выходное напряжение ДК имеет высокую термостабильность (при условии стабильных, либо колеблющихся, но равных по величине потенциалов на входах ДК). При этом температурные воздействия на транзисторы дифференциальной пары ($VT1$, $VT2$) взаимно компенсируются, в силу чего термостабильность каскада ДК в основном зависит от стабильности $U_{\text{ОБР}}$, подаваемого на его соответствующий вход (база $VT1$).

По этой причине, если $U_{\text{ВЫХ}}$ СН превышает уровень 7...8 В, стабилитрон $VD3$, так же, как и в схеме на Рисунке 1, желательно установить с большим значением $U_{\text{СТ}}$ (подробнее см. в описании СН №1).

Налаживание стабилизатора заключается в балансировке ДК. Установив на выходе СН потенциал примерно 5...9 В, нужно измерить ток эмиттера ($I_{\text{Э}}$ пары $VT1$ - $VT2$) каскада ДК, для чего достаточно измерить потенциал на резисторе $R4$. Далее измерить $I_{\text{К}}$ $VT2$ и подобрать $R3$ так, чтобы $I_{\text{К}}$ $VT2$ равнялся половине общего тока $I_{\text{Э}}$ $VT1$ - $VT2$.

СН №3

На Рисунке 3 представлен СН на пяти транзисторах с каскадом ДК, защитой от КЗ на выходе и улучшенными техническими характеристиками (Таблица 1), собранный из широко распространенных деталей.

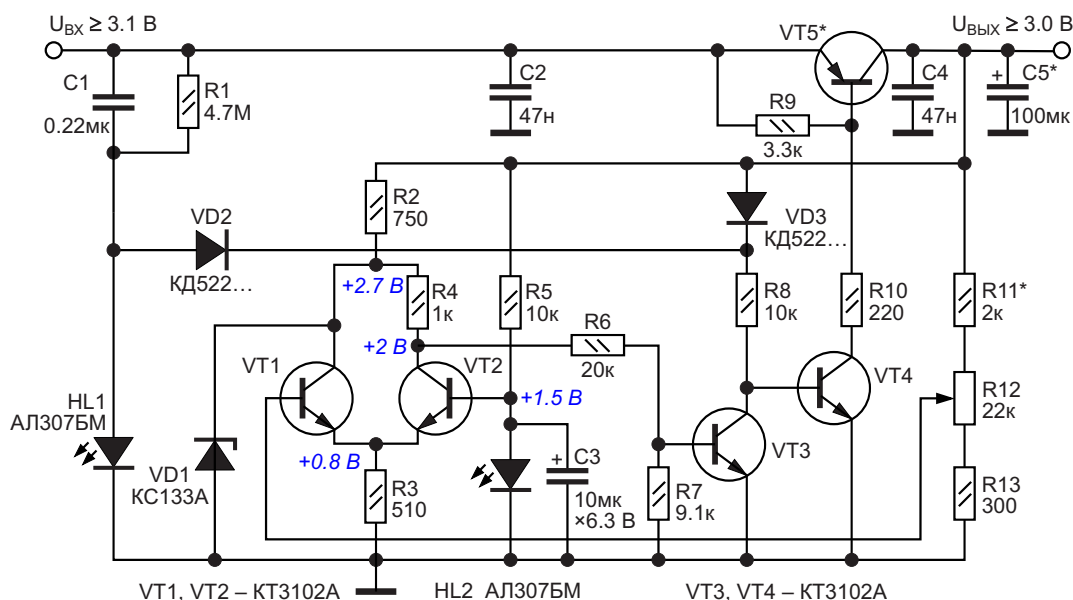


Рисунок 3. Электрическая принципиальная схема стабилизатора напряжения с дифференциальным каскадом и УПТ.

Запуск, определение $U_{BX_МАКС}$, $U_{ВЫХ_МАКС}$ и налаживание стабилизатора выполняются аналогично СН №2.

Ток $I_{H_МАКС}$ зависит от $h_{21Э}$ транзисторов VT3...VT5, номинала резистора R10 и определяется формулой

$$\left(I_{K_VT4_МАКС} - \frac{0.6}{R9} \right) \times h_{21Э_VT5},$$

в которой

$$I_{K_VT4_МАКС} \approx I_{Б_VT3} \times K_{УС_УПТ},$$

где

$$I_{Б_VT3} \approx \frac{1.4}{R6} - \frac{0.6}{R7}$$

и $K_{УС_УПТ}$ – коэффициент усиления УПТ (VT3, VT4) по напряжению.

$1.4/R6$ – ток I_{R6} через резистор R6 (потенциал левого по схеме вывода R6 составляет 2 В, правого – примерно 0.6 В; соответственно, на R6 падает приблизительно 1.4 В); $0.6/R7$ – ток I_{R7} через резистор R7. Разность $I_{R6} - I_{R7}$ – это $I_{Б_VT3}$.

Резистор R10 – токоограничительный, его сопротивление должно быть в несколько раз меньше сопротивления канала эмиттер-коллектор VT4 при максимальных значениях

I_H и U_{BX} ; в противном случае этот резистор будет ограничивать $K_{СТ}$

Примерное значение R10 определяется формулой

$$\frac{U_{BX_МАКС} - 0.6}{10(I_{Б_VT5_МАКС} + I_{R9})},$$

где 0.6 – приблизительное значение падения напряжения на переходе база-эмиттер транзистора VT5 (на эту величину уменьшается рабочий потенциал $U_{BX_МАКС}$, поступающий на резистор R9); $I_{Б_VT5_МАКС}$ – максимальный ток базы VT5, приблизительно равный

$$\frac{I_{H_МАКС}}{h_{21Э_VT5}};$$

ток I_{R9} определяется отношением $0.6/R9$, где 0.6 – приблизительное значение потенциала между базой и эмиттером VT5.

По принципу действия стабилизатор аналогичен СН №2, но имеет два отличия:

1. Между каскадом ДК (VT1, VT2) и регулирующим транзистором VT5 в целях улучшения характеристик стабилизации установлен усилитель постоянного тока (УПТ) на транзисторах VT3, VT4, подключенный к выходу ДК через согласующий делитель R6, R7.

2. В целях улучшения балансировки каскада ДК в широком диапазоне $U_{\text{ВЫХ}}$ питание ДК стабилизировано (рабочий диапазон $U_{\text{ПИТ}}$ каскада примерно составляет 2.5...3.6 В), для чего используется параметрический стабилизатор R2, VD1.

При использовании СН с фиксированным выходным напряжением необходимость в стабилизации питания ДК отпадает. Элементы R2, VD1 при этом можно исключить, а также желательно оптимизировать потенциал $U_{\text{ОБР}}$ на базе VT2, который не должен превышать уровня 80% от величины $U_{\text{ВЫХ СН}}$. При этом может потребоваться замена светодиода HL1 на стабилитрон, по возможности с термостабильным значением $U_{\text{СТ}}$ (подробнее – в описании к СН №1).

В случае $U_{\text{ВЫХ}} < 5$ В сопротивление R2 желательно уменьшить до 390 Ом в целях улучшения питания каскада ДК (для предотвращения чрезмерного снижения I_K VT1 и VT2). Налаживание – аналогично СН №2. Режимы измерены при $U_{\text{ВХ}} = 9$ В, $U_{\text{ВЫХ}} = 5$ В.

СН №4

На Рисунке 4 представлен высокостабильный, с улучшенными характеристиками (Таблица 1) СН с источником образцового напряжения (ИОН) и защитой от КЗ на выходе.

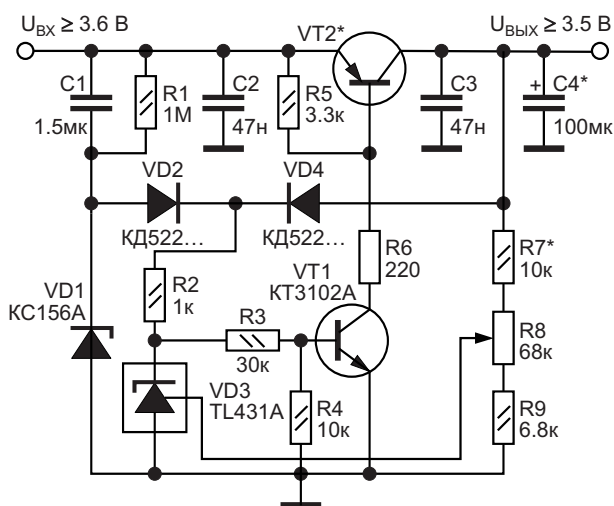


Рисунок 4. Электрическая принципиальная схема стабилизатора напряжения на ИОН.

Запуск СН, расчет токоограничительного резистора и определение максимальных значений $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ аналогичны СН №3.

$I_{H_МАКС}$ СН зависит от $h_{21Э}$ VT1, VT2, номиналов R2, R6 и определяется формулой

$$\left(I_{K_VT1_МАКС} - \frac{0.6}{R5} \right) \times h_{21Э_VT2},$$

$I_{K_VT1_МАКС}$ определяется номиналом резистора питания ИОН R2 и $h_{21Э}$ транзистора VT1.

По принципу действия стабилизатор аналогичен СН №3 и отличается тем, что каскад УК, осуществляющий сравнение $U_{\text{ВЫХ СН}}$ с внутренним опорным напряжением $U_{\text{ОП}}$, выполнен на основе регулируемого ИОН, управляющий вход которого подключен к $U_{\text{ВЫХ СН}}$ через выходной управляющий делитель ВУД R7-R9, а выход – к входу УПТ на транзисторе VT1, выполняющему функцию усилителя сигнала ошибки и являющемуся согласующим каскадом между ИОН и регулирующим транзистором VT2.

ИОН, будучи управляемым контроллером образцового напряжения, выполняет функцию высокостабильного опорного стабилизатора с регулируемым $U_{\text{ОП}}$. При этом регулировка $U_{\text{ОП}}$ обеспечивает возможность регулирования и стабилизации потенциала $U_{\text{ВЫХ СН}}$.

Как известно, в состав регулируемого ИОН входят внутренний высокостабильный источник $U_{\text{ОП}}$, операционный усилитель (ОУ) и выходной транзисторный каскад с открытым коллектором. При этом инверсный вход ОУ соединен с $U_{\text{ОП}}$, а выход ОУ – с базой выходного транзистора ИОН.

В случае изменения $U_{\text{ВЫХ СН}}$, вызванного какими-либо дестабилизирующими факторами, соответственно изменяется потенциал на управляющем входе ИОН (прямой вход ОУ) и затем, – на базах VT1 и VT2, восстанавливая первоначальный уровень $U_{\text{ВЫХ СН}}$. При этом, наличие в составе ИОН операционного усилителя и высокостабильного $U_{\text{ОП}}$ обеспечивает стабилизатору весьма высокие технические характеристики (Таблица 1).

К выходу ИОН через согласующий делитель R3, R4 подключен УПТ на транзисторе VT1.

Минимальное $U_{\text{ВЫХ СН}}$ составляет 3.5 В. В случае необходимости получения меньшего $U_{\text{ВЫХ}}$ можно использовать ИОН с меньшим $U_{\text{СТ_МИН}}$, например, TLV431, TLVH431, LMV431 с $U_{\text{СТ_МИН}} = 1.2$ В, скорректировав соответственно R3.

СН №5

На Рисунке 5 представлен особо стабильный СН (Таблица 1) с использованием ИОН и интегрального УПТ на компараторе с защитой от КЗ на выходе.

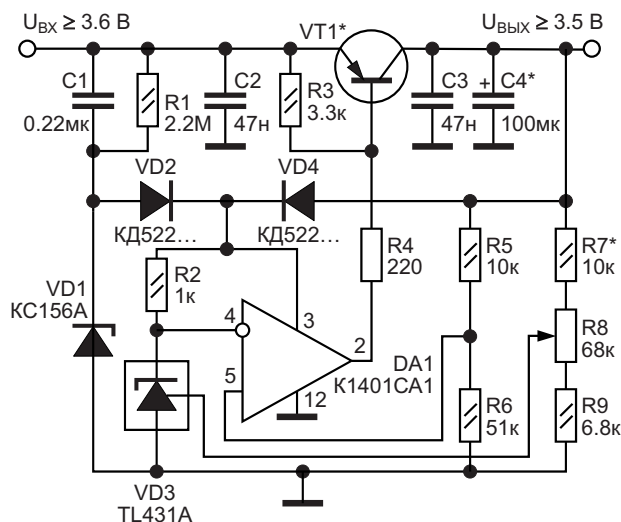


Рисунок 5. Электрическая принципиальная схема стабилизатора напряжения на ИОН и компараторе.

Запуск СН, расчет резистора $R4$ и определение максимальных значений $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ аналогичны СН №3.

$I_{Н_МАКС}$ СН определяется значением $h_{21Э}$ транзистора $VT1$, номиналами $R3$, $R4$ и максимальным выходным током компаратора $DA1$.

По принципу действия стабилизатор аналогичен СН №4, отличаясь только тем, что между каскадом УК (ИОН $VD3$) и регулирующим транзистором $VT1$ установлен интегральный УПТ $DA1$ на компараторе $K1401CA1$, работающий в линейном режиме (в качестве ОУ).

Использование компаратора вызвано тем что, диапазон выходных напряжений ОУ, в отличие от компараторов, имеет ограничения. Минимальное выходное напряжение ОУ составляет обычно 1...1.5 В, а максимальное, как правило, не превышает значения $U_{ПИТ} - 1...1.5 В$, что вызывает необходимость дополнительного согласования уровней $U_{ВЫХ}$ ОУ и $U_{ВХ}$ выходного регулирующего транзистора. Соответственно, это требует добавления согласующего транзисторного каскада, что отрицательно сказывается на устойчивости СН и в ряде случаев требует установки

конденсатора ООС во входном каскаде УК, что ухудшает быстродействие СН.

Компараторы же, имеющие на выходе, как правило, транзисторный каскад с общим эмиттером без нагрузочного резистора (открытый коллекторный выход), не имеют ограничений по выходным напряжениям. В линейном режиме работы их диапазон $U_{ВЫХ}$ составляет практически от 0 до $+U_{ПИТ}$ и хорошо согласуется с выходным (регулирующим) каскадом СН.

Как и в СН №4, в целях расширения диапазона $U_{ВЫХ}$ СН в качестве $VD3$ может быть использован ИОН с меньшим $U_{СТ}$.

Делитель $R5$ - $R6$ обеспечивает необходимый режим работы $DA1$ и рассчитывается следующим образом.

- Общее сопротивление $R5 + R6$ должно составлять величину в несколько раз меньшую входного сопротивления $DA1$, т. е. находиться на уровне нескольких десятков кОм.
- Соотношение сопротивлений $R5/R6$.
 - Минимальное $U_{ПИТ}$ для компаратора $K1401CA1$ составляет, как известно, 3 В. На выходе СН при этом будет 3.5 В (с учетом падения напряжения на диоде $VD4$). При этом потенциал на входах $DA1$ не должен превышать $U_{ПИТ}$. Соответственно, потенциал на выходе делителя ($U_{ВЫХ_Д}$), соединенного с входом $DA1$, не должен превышать 3 В.
 - При этом $U_{ВЫХ_Д}$ не должно быть меньше 2.5 В, так как минимальное значение напряжения на выходе управляемого ИОН $TL431$ составляет 2.5 В. Поскольку в линейном режиме работы потенциал на обоих входах компаратора практически одинаков, потенциал на прямом входе $DA1$ и, соответственно, на выходе делителя $R5$ - $R6$ также не должен быть меньше 2.5 В.

Таким образом, соотношение $R5/R6$ должно быть таким, чтобы при $U_{ВЫХ} СН = 3.5 В$ $U_{ВЫХ_Д}$ находилось в пределах 2.5...3 В.

Для выполнения этого условия необходимо, чтобы отношение $R5/R6$ находилось в пределах от 1:2.5 до 1:6 (оптимальное значение $\approx 1:4$).

При $U_{ВЫХ} СН$, отличающихся от величины 3.5 В, $U_{ВЫХ_Д}$ подстраивается автоматически.

Таблица 1. Основные технические характеристики стабилизаторов напряжения

Параметр	СН №1	СН №2	СН №3	СН №4	СН №5
$K_{СТ}$ (коэффициент стабилизации) при $U_{ВЫХ} = 5 В$, $I_H = 0,01 А$ и регулирующем транзисторе КТ816В ($h_{21Э} = 160$)	230	420	11,790	70,750	>140,000
$K_{НП}$ (коэффициент нестабильности по току) при $U_{ВЫХ} = 5 В$, $I_H = 0,01...0,1 А$	0,028	0,016	4×10^{-4}	$1,5 \times 10^{-4}$	$1,4 \times 10^{-5}$
ТКН (температурный коэффициент, В/°С) при $U_{ВЫХ} = 5 В$, $I_H = 0,01 А$	0,0027	-0,0017	-0,011	-5×10^{-4}	$2,4 \times 10^{-4}$
$I_{С.П.}$ (ток собственного потребления) при $U_{ВХ} = 9 В$, $I_H = 0 А$	0,0024	0,0037	0,0049	0,002	0,0026
КПД при $U_{ВЫХ} = 5 В$, $I_H = 0,01 А$	0,98	0,98	0,98	0,98	0,98
$U_{ВЫХ_МИН}$ (минимальное выходное напряжение) при $U_{ВХ} \geq 3,6 В$, $I_H = 0,01 А$ (В)	2	3,5	3	3,5	3,5
$U_{(ВХ-ВЫХ)_МИН}$ (минимальная разница между $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$) при $I_H = 0,01 А$ (В)	0,08	0,08	0,06	0,06	0,06

Стабилизация $U_{ВЫХ}$ описываемого СН осуществляется по двум петлям ООС (по обоим входам DA1): по прямому – через делитель R5-R6, и по инверсному – через ВУД R7-R9 и ИОН VD3.

В сочетании с используемым в данном СН способом повышения $K_{СТ}$ посредством переключающегося диода запуска стабилизация СН становится настолько высокой, что при изменении $U_{ВХ}$ от 6 до 24 В в диапазоне токов нагрузки от 0 до 0,15 А $\Delta U_{ВЫХ}$ СН не поддается обнаружению, составляя величину менее 0,0001 В, совершенно неразличимую на фоне собственных шумов СН, находящихся на уровне 0,0003...0,0005 В.

И лишь при $I_H \geq 0,16 А$ (как известно, $K_{СТ}$ в значительной мере зависит от I_H стабилизатора) и $U_{ВХ} = 6...24 В$ становится возможным обнаружить $\Delta U_{ВЫХ}$ СН. Так, при $I_H = 0,2 А$ и $U_{ВХ} = 6...24 В$ $\Delta U_{ВЫХ}$ составляет 0,001 В, что соответствует $K_{СТ} = 14,150$.

В случае необходимости повышения термостабильности любого из описанных выше СН в схему выходного делителя ВУД может быть введен термозависимый элемент (диод, терморезистор, транзистор), как показано на Рисунке 6а, б.

Наилучшие результаты получаются при использовании полевого транзистора (Рисунок 6б). Подбором его истокового резистора ($R_{ИСТ}$) можно добиться весьма высокой термостабильности СН.

Можно также использовать терморезистор (Рисунок 6а) с обратной функцией зависимо-

сти сопротивления от температуры. Преимущество терморезистора по сравнению с диодом заключается в том, что он имеет линейную зависимость сопротивления от приложенного напряжения и не ухудшает $K_{СТ}$ СН.

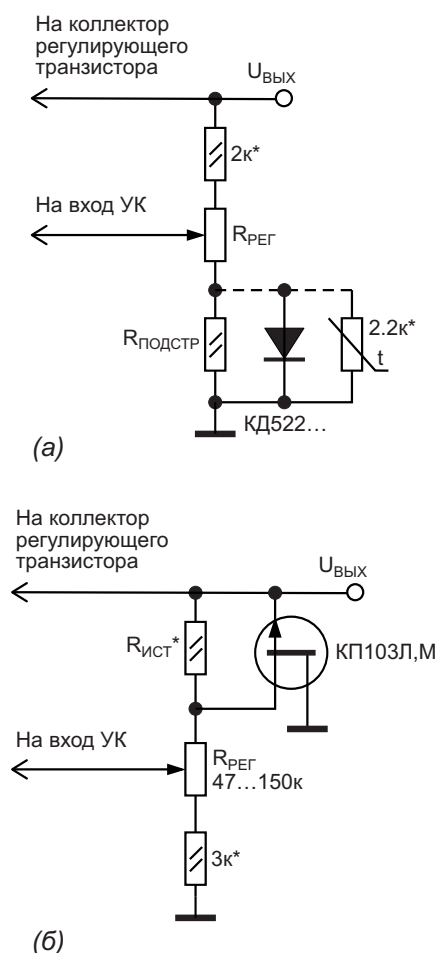


Рисунок 6. Способы температурной компенсации стабилизатора напряжения.

По причине емкостного запуска в описываемых стабилизаторах $U_{ВХ}$ при включении должно подаваться резко. Если резкое нарастание $U_{ВХ}$ обеспечить невозможно, потребуется соответственно увеличить емкость запускающего конденсатора С1 (Рисунки 1-5). Можно также кратковременно замыкать выводы С1 при включении СН при помощи трехпозиционного тумблера.

Высокий $K_{СТ}$ в СН № 3...5 позволяет изготавливать стабилизаторы также и в экономичном варианте. Для этого достаточно увеличить в несколько раз сопротивления всех резисторов в схеме СН. $K_{СТ}$ при этом несколько понизится.

Можно также в СН № 4 и 5 использовать экономичные типы ИОН, например ATL431, NCP431 и др.

В случае выполнения СН на большие токи нагрузки (на уровне нескольких ампер) может потребоваться соответственно увеличить емкость запускающего конденсатора С1 (СН № 1...5).

Детали

Постоянные резисторы любого типа, например МЛТ, МР, СР и т. п., на 0.125 Вт (мощность токоограничительных резисторов в СН № 3, 4, 5 определяется $U_{ВХ}$ и I_H конкретной схемы СН).

Переменные резисторы – СПЗ-4х либо аналогичные импортные, например, WL. Желательно группы «Б».

Конденсаторы емкостью до 47 нФ – керамические, например, К10-17х; от 0.22 до 1.5 мкФ – пленочные, например, К73-17х; 10 мкФ и более – любые электролитические.

Транзисторы выходных (регулирующих) и предварительных каскадов выбираются в зависимости от I_H и $U_{ВХ}$. Например, при токе нагрузки не превышающем 0.5 А, и $U_{ВХ}$ до 12 В можно использовать транзисторы (р-п-р):

КТ816х, КТ851х и т. п. с $h_{21Э} \geq 30$; п-п-п: КТ3102х; 2SC945L, BC123 и т. п. с $h_{21Э} = 100...500$.

При больших значениях I_H и $U_{ВХ}$ можно использовать транзисторы (р-п-р): КТ818БМ, ВМ; КТ896А, В; КТ865А; ТПР32В, С; либо составные: КТ825Г, Д; КТ896А, Б; КТ853х; (п-п-п): КТ3102А, Б, И; BC547А, BC452 и т. п.

В каскадах ДК (СН №2, 3) можно использовать подобранные по равенству $h_{21Э}$ маломощные кремниевые транзисторы, например, КТ3102А, либо дифференциальные пары транзисторных сборок, например, КР159НТ1А...Е; КР198НТ1(2); КТС398А9, Б9 и т. п.

Диоды – любые маломощные кремниевые, например, КД521х, КД522х и т. п.

ИОН (СН № 4, 5) – вместо TL431х можно использовать: КР142Н19х, TL432, IR943N, LM431 либо аналогичные.

В экономичном варианте СН можно использовать: ATL431х и NCP431х, потребляющие ток от 0.02 мА и от 0.04 мА, соответственно.

Компаратор (СН №5) – любого типа, с минимальным $U_{ПИТ} = 3...5$ В.

Светодиоды (СН №1, 3) – любые, с рабочим напряжением на аноде 1.5...1.7 В.

Терморезисторы (Рисунок 6) – ММТх, КМТ, СТЗх либо аналогичные с обратной зависимостью R/t° . **РЛ**

Литература

1. Пронин В. Стабилизатор напряжения. – Радио, 1983, № 10, с. 51.
2. Соломеин В. П. [Простой, универсальный, с высоким коэффициентом стабилизации...](#)
3. Солнцев Ю. Блок питания для усилителя НЧ. – Радио, 1984, № 12, с. 45, рис. 2.
4. Андреев В. Экономичные стабилизаторы. – Радио, 1998, № 7, с. 50.
5. Гапличук Л. С. ГИС-помощник телемастера. – Справочное пособие, изд. МПСЭА, 1993 г., с. 29.

В сверхмалошумящем источнике фантомного питания микрофона используется миниатюрный DC/DC преобразователь и «хитрость» с конденсатором

Thomas Mosteller, Christopher Jarboe

Electronic Design

Профессиональным конденсаторным микрофонам требуется напряжение 48 В для зарядки внутреннего емкостного преобразователя и питания внутреннего буфера высокоимпедансного выхода преобразователя. Чтобы создать компактный, сверхмалошумящий источник фантомного питания 48 В, работающий от входного напряжения 5, 12 или 24 В, можно использовать простой повышающий преобразователь, схему фильтра для сниже-

ния электромагнитных помех (ЭМП) и небольшую хитрость. Это напряжение часто обеспечивается так называемой схемой «фантомного» питания, которая для подачи питания использует существующие микрофонные подключения, поэтому дополнительные провода питания не требуются.

Обратите внимание, что конденсаторный микрофон не следует путать с электретным микрофоном, для внутреннего предусилите-

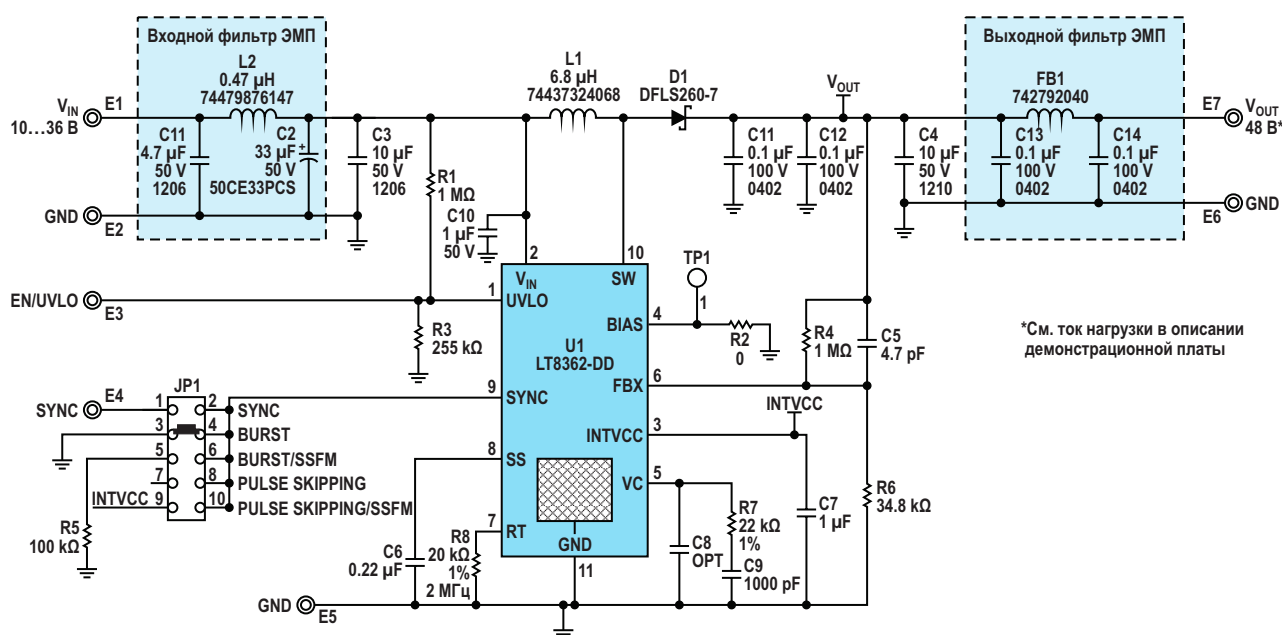
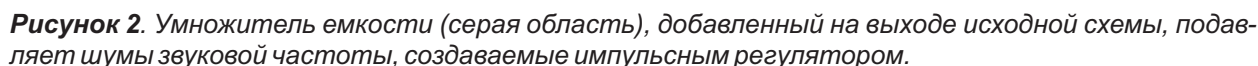


Рисунок 1. Эта схема демонстрационной платы DC2628 является основой для схемы фантомного питания.

Этот очень высококачественный источник питания построен с использованием микросхемы LT8362 – повышающего преобразователя, который содержит мощный транзистор, способный коммутировать ток 2 А при напряжении 60 В, работает на частоте до 2 МГц и выпускается в корпусе размером всего 3 × 3 мм. Схема основана на стандартной демонстрационной плате DC2628A для микросхемы LT8362 (Рисунок 1).

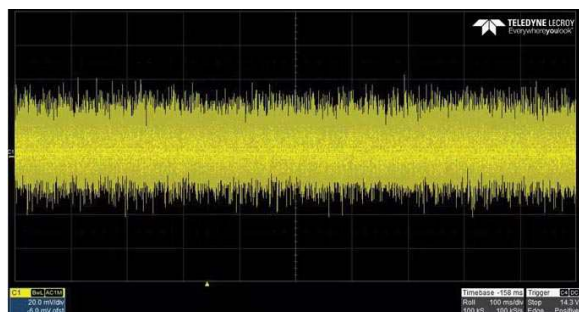
Второй подход мог бы состоять в том, чтобы увеличить выходное напряжение микросхемы LT8362 на вольт или два и добавить к ее выходу LDO регулятор. Однако для этого требуется высоковольтный LDO регулятор, который обычно стоит дороже, чем его низковольтный аналог. Кроме того, хотя при более низких выходных напряжениях эти стабилизаторы могут иметь низкий уровень шума, при умножении шума опорного напряжения возникают те же проблемы, которые характерны для LT8362.



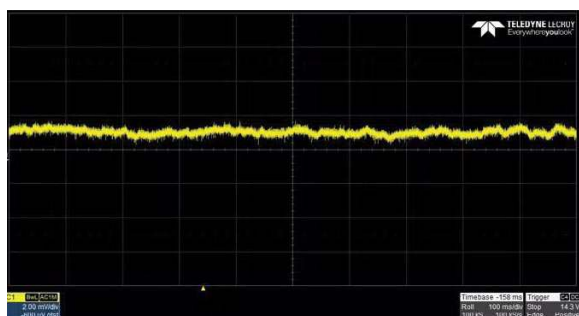
Третий подход заключается в использовании того факта, что чувствительность микрофонного выхода не сильно зависит от напряжения питания, поэтому фантомное питание не требует идеальной стабилизации. Это означает, что последовательно с выходными конденсаторами можно установить какое-то сопротивление, чтобы увеличить эффективность подавления шумов; однако это только частично уменьшает размер высоковольтных конденсаторов.

Вместо этого лучше сделать так, чтобы выходные конденсаторы казались больше, чем они есть на самом деле. Этого можно добиться с помощью «старого доброго» метода, называемого умножением емкости, – простой схемы, показанной в серой затененной области на Рисунке 2.

Здесь конденсатор емкостью 100 мкФ контролирует пульсации тока базы, поэтому его влияние на ток коллектора усиливается коэффициентом бета n-p-n-транзистора. Эффект впечатляющий. На Рисунке 3а показано выходное напряжение схемы LT8362 на конденсаторе C4 (до фильтра) при нагрузке 1 кОм (50 мА).



(а)



(б)

Рисунок 3. *Сигнал до и после фильтра. На выходе повышающего преобразователя уровень шума составляет около 0.2% при измерении на конденсаторе C4 (до фильтра) (а). После фильтра уровень шума значительно ниже и составляет всего 0.002% (б).*

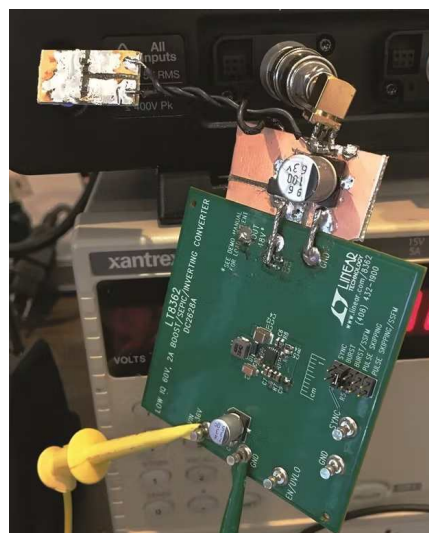


Рисунок 4. *На установке для испытания схемы источника чистого фантомного питания, основанного на демонстрационной плате DC2628, показан добавленный фильтр.*

Шум равен 80 мВ пик-пик, что составляет около 0.2% от общего уровня шума. Хотя этого может быть достаточно для некритичных приложений, выходной шум после фильтра значительно лучше и составляет примерно 1 мВ пик-пик (Рисунок 3б). Это соответствует уровню шума порядка 0.002% или 20 ppm, что достаточно мало даже для самых требовательных приложений. На Рисунке 4 показана испытательная установка.

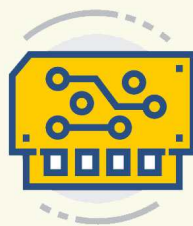
Транзистор SBCP56-16T1G был выбран из-за его высокого допустимого напряжения коллектор-эмиттер (80 В) и большого коэффициента бета при малых токах. Большой коэффициент передачи тока бета обеспечивает умножителю емкости высокую кажущуюся емкость и относительно постоянное падение напряжения при изменении выходного тока. Выходное напряжение падает с 47.8 В при нагрузке 2 кОм до 47.5 В при нагрузке 500 Ом, что вполне достаточно для микрофонных приложений. Не заменяйте транзистор никаким другим без проверки на шумы и качество стабилизации.

Тесты проводились при входном напряжении 16 В, но характеристики будут аналогичными при напряжении от 12 В до 24 В. В некоторых приложениях может потребоваться повышение напряжения с 5 В, что можно сделать, снизив частоту переключения LT8362 с 2 МГц до 1 МГц, чтобы обеспечить минимальное время выключенного состояния 75 нс.

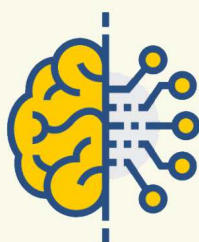
ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



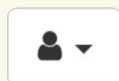
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

Это также потребовало бы увеличения индуктивности дросселя L1 примерно до 10–15 мкГн и удвоения емкости выходного конденсатора C4 для сохранения эквивалентных характеристик. **РЛ**

Ссылки

1. Nelson, Carl, Application Note 19: [LT1070 Design Manual](#). Analog Devices Inc., June 1986.
2. Williams, Jim, Application Note 101: [Minimizing Switching Regulator Residue in Linear Regulator Outputs](#). Analog Devices Inc., July 2005.

Ссылки на фантомное питание

1. Wikipedia, "[Phantom power](#)"
2. Sage Audio, "[The Basics of Phantom Power for Microphones](#)"
3. Audio Solutions, "[What Is Phantom Power and Why Do I Need It?](#)"
4. Shure Inc., "[What is Phantom Power?](#)"

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT8362](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor SBCP56-16T1G](#)

Изначально точный 16-битный ШИМ-ЦАП с топологией ТВН

Stephen Woodward

EDN

16-разрядные ЦАП являются фактическим стандартом в области высокоточных преобразований постоянного напряжения, но, на удивление, лишь немногие из них обладают полной 16-битной точностью (0.0015%). Даже если они описываются как «высокоточные», некоторые из них имеют погрешность и интегральную нелинейность (INL), значительно превышающие 1 LSB. Описанная здесь конструкция на основе ШИМ-ЦАП с ТВН, напротив, обладает изначально присущей ей 16-битной точностью по постоянному току и интегральной линейностью, ограниченной только качеством опорного напряжения. И это достигается без каких-то особенных, дорогостоящих, высокоточных компонентов (например, нет необходимости применять резисторы с допуском 0.0015%).

На Рисунке 1 показана лежащая в основе схемы топология, корректирующая нелинейность с помощью ТВН (Take Back Half, «Вернуть половину»), которая объясняется в статье «Возврат половины улучшает интегральную нелинейность ШИМ и время установления» [1].

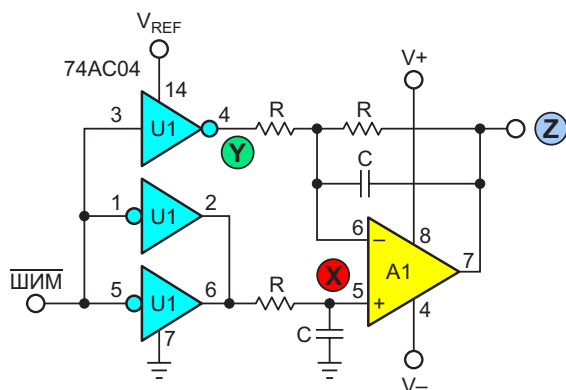


Рисунок 1. Интегральная нелинейность компенсируется топологией ТВН.

Схема на Рисунке 1 основана на двух дифференциальных соотношениях, которые эффективно вычитают (возвращают обратно) интегральную нелинейность и ослабляют пульсации.

Для частот сигнала, меньших или равных $1/T_S$ (включая постоянное напряжение), где T_S – время установления, $X_C \gg R$, и

$$Z = 2 \left(X_{AVG} - \frac{Y_{AVG}}{2} \right).$$

Для частот, больших или равных частоте ШИМ (F_{PWM}), $X_C \ll R$ и $Z = X_{RIPPLE} - Y_{RIPPLE}$.

Поскольку только один коммутатор управляет узлом Y, а два параллельных управляют узлом X, INL, обусловленная нагрузкой на коммутатор в узле Y, ровно вдвое больше, чем в X.

Поэтому, поскольку $Z = 2(X_{AVG} - Y_{AVG}/2)$, дифференцирующая RC-цепочка на выходе A1 активно вычитает (возвращает) компонент ошибки INL, в результате чего результирующая INL имеет (теоретически) нулевое значение.

На Рисунке 2 показано, как эти элементы могут быть сложены воедино в надежной схеме 16-битного ЦАП. Вот как это работает.

В качестве входных используются два 8-битных ШИМ-сигнала с частотой повторения порядка 10 кГц; один – для старшего байта (MSBY) результата, а другой – для младшего байта (LSBY). Сигнал MSBY подается на цепочку R2 и R3, а LSBY – на R4, R5 и R7. Отношение сопротивлений резисторов суммирующей цепи

$$\frac{R4 + R5 + R7}{R2 + R3} = 256 : 1$$

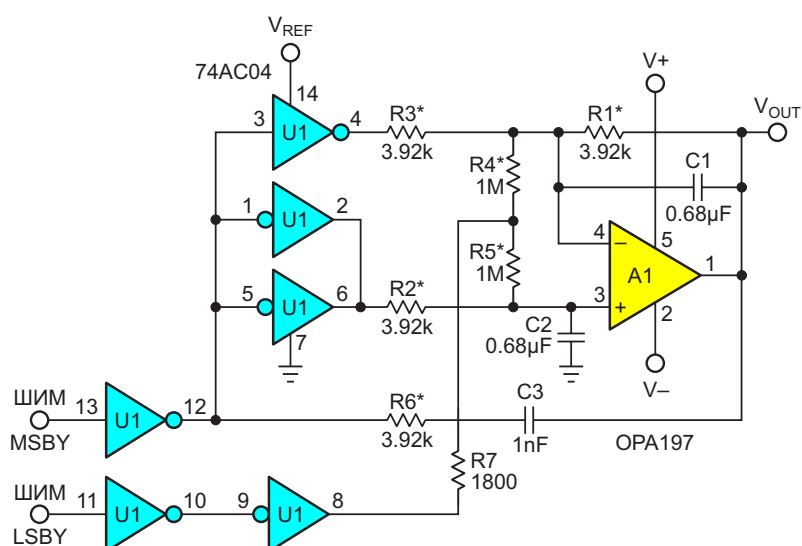


Рисунок 2. Принцип ТВН заключается в суммировании двух 8-битных ШИМ-сигналов в одном 16-битном ЦАП с выходным напряжением, равным $V_{REF}(MSBY+LSBY/256)/256$. Резисторы, отмеченные звездочкой, имеют точность 0.25%. Предполагается, что частота ШИМ (F_{PWM}) составляет примерно 10 кГц.

учитывает относительную значимость сигналов ШИМ. Оно также обеспечивает истинную 16-битную (15 ppm) точность преобразования и дифференциальную нелинейность (DNL) при всего лишь 8-битной (2500 ppm) точности согласования резисторов.

Цепочка R6C3 подавляет небольшие наносекундные всплески на выходе усилителя A1, вызванные сверхбыстрыми переключениями на выходах коммутаторов U1, выходящими за пределы произведения коэффициента усиления на полосу пропускания усилителя A1, равного 10 МГц.

Конечная точность преобразования ограничена почти исключительно качеством опорного напряжения 5 В, поэтому это должен быть компонент премиум-класса. Работа источника опорного напряжения (ИОН) немного облегчается (каламбур) тем фактом, что максимальный ток, потребляемый микросхемой U1, составляет скромные 640 мкА, позволяя реализовать истинную 16-битную INL при выходных сопротивлениях ИОН до 0.11 Ом. Максимальная нагрузка на ИОН возникает при коэффициенте заполнения импульсов MSBY (D), равном 50%. При D = 0 и D = 100% нагрузка падает почти до нуля.

Амплитуда пульсаций также достигает максимума при D = 50%. На Рисунке 3 крас-

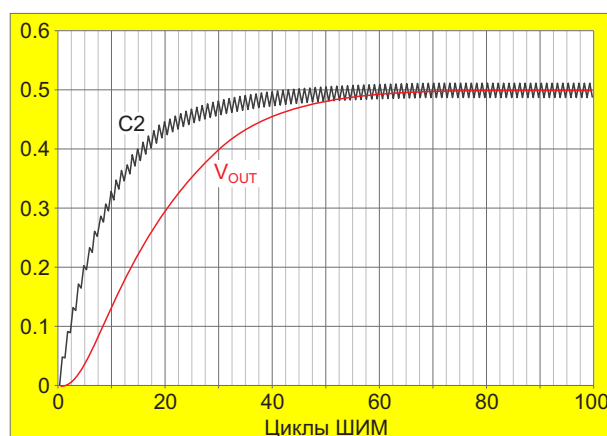


Рисунок 3. Время установления, необходимое для достижения полной точности, составляет примерно 100 циклов ШИМ, или 10 мс при частоте $F_{PWM} = 10$ кГц.

ная кривая иллюстрирует выходные пульсации и время установления ЦАП. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Возврат половины улучшает интегральную нелинейность ШИМ и время установления](#). РадиоЛоцман, 2025, 07-08, стр. 46.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74AC04](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA197](#)

Плавно регулируемый умножитель-делитель частоты цифровых сигналов

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание устройства, позволяющего плавно менять коэффициент умножения или деления частоты входного цифрового сигнала. Устройство содержит линейный преобразователь частоты входного сигнала в напряжение и последовательно ему включённый линейный преобразователь напряжения в частоту. Преобразователь напряжения в частоту выполнен на основе релаксационного генератора импульсов, работающего в ждущем режиме.

К настоящему времени известно значительное количество вариантов схем деления частоты цифровых сигналов [1–5]. Подавляющее большинство из них позволяет делить частоту входного сигнала на некоторое целочисленное значение. Более сложным представляется решение задачи умножения частоты цифровых сигналов, особенно в нечётное количество раз. В том и другом случае проблематично выполнить умножение или деление частоты сигнала в наперёд заданное произвольное, в том числе дробное, значение.

Рассмотрим достаточно очевидный подход к созданию устройств, позволяющих плавно регулировать коэффициент умножения или деления частоты входных сигналов. Структурная схема такого устройства изображена на Рисунке 1. Сигнал от источника прямоугольных импульсов частотой $F_{ВХ}$ поступает на вход преобразователя частоты в напряжение, а оттуда на преобразователь напряжения в частоту (генератор, управляемый напряжением, ГУН). Меняя коэффициент преобразования

напряжения в частоту, либо частоты в напряжение, достаточно легко выполнить условие: $F_{ВЫХ} = kF_{ВХ}$, где $k \geq 1$ или $k \leq 1$.

Для линейного преобразования частоты в напряжение известно немало технических решений. На Рисунке 2 приведена схема простейшего классического преобразователя частоты в напряжение. Подобная схема широко используется в аналоговых измерителях частоты, поэтому останавливаться на его особенностях далее не будем.

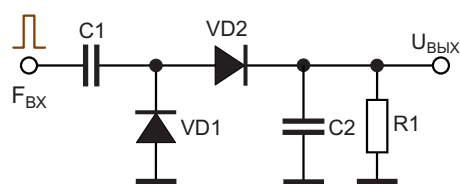


Рисунок 2. Классический линейный преобразователь частоты входного сигнала в пропорциональные ей напряжение.

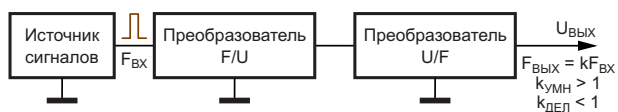


Рисунок 1. Структурная схема устройства последовательного преобразования частоты в напряжение и затем напряжения в частоту.

Известно также немало схем, выполняющих обратные функции преобразования напряжения в частоту (генераторов, управляемых напряжением) [5–9], общим недостатком которых является нелинейность функции преобразования.

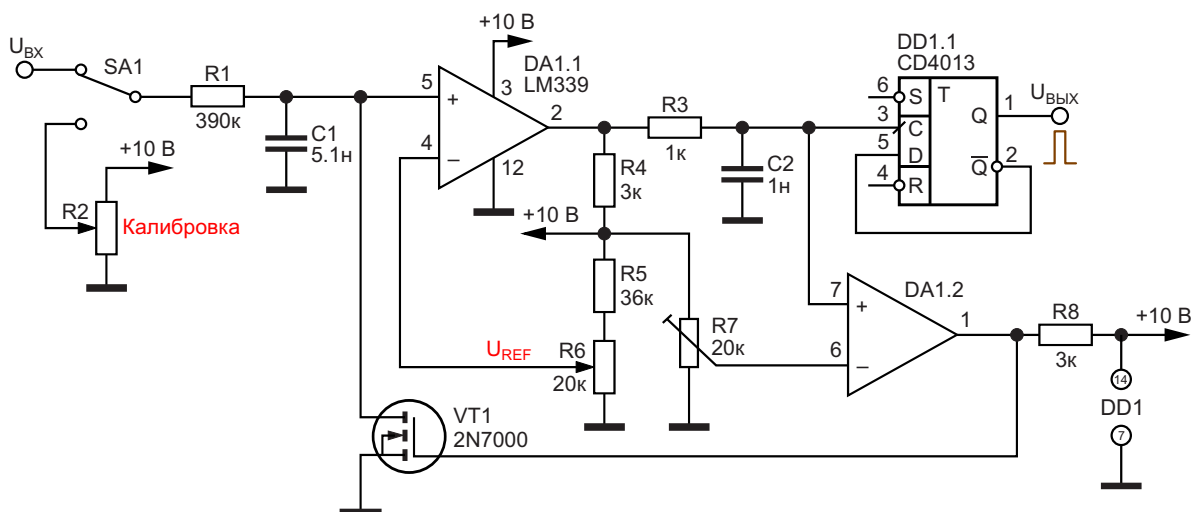


Рисунок 3. Электрическая схема линейного преобразователя величины входного напряжения в пропорциональное изменение частоты выходных прямоугольных импульсов.

На Рисунке 3 показано устройство, позволяющее практически по линейному закону преобразовывать величину входного напряжения в пропорциональную ему частоту выходного сигнала. Для этого входной сигнал подаётся через цепочку R1, C1 на вход компаратора DA1.1 LM339. При подаче на вход импульсов прямоугольной формы напряжение на конденсаторе C1 в определённых пределах нарастает по линейному закону. Резистор R1 выполняет роль генератора стабильного тока, поэтому зарядка конденсатора C1 происходит по закону, близкому к линейному. На вход сравнения компаратора DA1.1 подаётся регулируемое при помощи потенциометра R6 напряжение U_{REF} .

С выхода компаратора DA1.1 сигнал через цепочку R3, C2 подаётся на вход D-триггера DD1.1 CD4013, а также на вход второго компаратора DA1.2. Цепочка R3, C2 предназначена для растягивания короткого выходного импульса, снимаемого с выхода компаратора DA1.1, до уровня, обеспечивающего устойчивую работу устройства. Сигнал с выхода компаратора DA1.2 поступает на затвор транзистора VT1 2N7000. В момент, когда напряжение на конденсаторе C1 превысит U_{REF} , произойдёт переключение компаратора DA1.1, и, соответственно, компаратора DA1.2. Сигнал с выхода компаратора DA1.2 на миг откроет транзистор VT1. Конденсатор C1 разрядится через сопротивление исток-сток транзистора VT1, оба компаратора вернуться в исходное

состояние, и процесс заряда конденсатора C1 через резистор R1 возобновится.

Триггер DD 1.1 включен по схеме деления частоты на два и предназначен для обеспечения скважности выходных импульсов, равной двум.

Регулируя при помощи потенциометра R6 уровень напряжения U_{REF} , можно плавно менять частоту генерации устройства, или, соответственно, коэффициент преобразования частоты относительно исходного значения.

При помощи переключателя SA1 устройство можно переключать в режим калибровки.

На Рисунке 4 приведена зависимость частоты выходных сигналов преобразователя U/F от величины напряжения на входе устройства. Нетрудно заметить, что с рос-

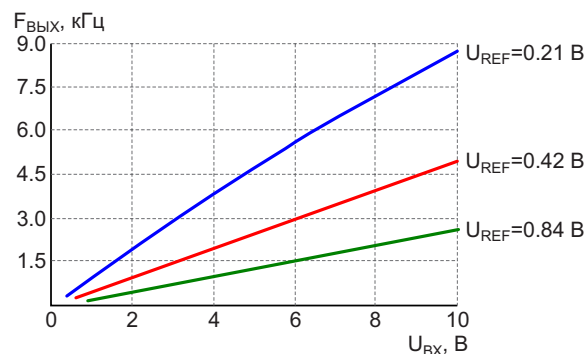


Рисунок 4. Зависимость частоты выходных импульсов преобразователя U/F от величины входного напряжения при варьировании значения U_{REF} .

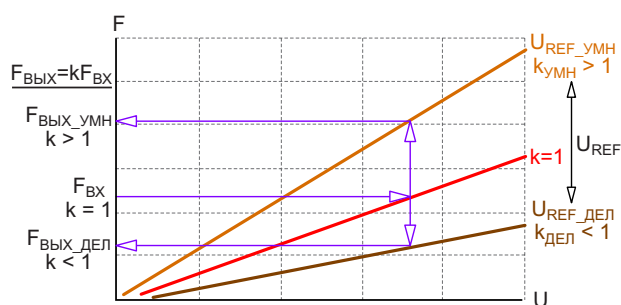


Рисунок 5. Преобразование частоты входных сигналов $F_{ВХ}$ в сторону повышения или понижения частоты выходных сигналов $F_{ВЫХ}$ при регулировании напряжения U_{REF} .

том величины U_{REF} наблюдается практически линейная зависимость частоты выходного сигнала от величины приложенного входного напряжения.

Процесс преобразования частоты входного сигнала $F_{ВХ}$ в плавно регулируемое значение повышенной или пониженной частоты выходного сигнала $F_{ВЫХ}$ представлен на Рисунке 5, см. также Рисунок 4.

Как следует из Рисунка 5, регулируя значение U_{REF} , можно плавно изменять коэффициент умножения или деления частоты входного сигнала. При линейном характере преобразования частоты входного сигнала в напряжение и линейном обратном преобразовании изменение частоты выходного сигнала будет

строго пропорционально следовать изменению частоты входного сигнала. **РЛ**

Литература

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. М.: Бином, 2015. 704 с.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Т. 1. М.: ДМК-Пресс. 2008. 832 с.; Т. 2. М.: ДМК-Пресс. 2007. 942 с.
3. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.Л., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. 768 с.
4. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988. 304 с.
5. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.
6. Данилин А.А., Лавренко Н.С. Измерения в радиоэлектронике. СПб.: Лань, 2017. 408 с.
7. Дерябин В. [Преобразователи напряжение-частота](#). Компоненты и технологии. 2000. № 7.
8. Шустов М.А. Цифровой ГКЧ. Радиолюбитель. 2000. № 11. С. 28–29.
9. Шустов М.А. ГУН с выходным ШИМ сигналом. Радиолюбитель. 2025. № 3. С. 39.

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
3. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Три компонента обеспечивают десятикратное увеличение тока импульсного преобразователя

Wayne Rewinkel

EDN

Промышленные схемы управления часто получают питание от самых разных источников, напряжение которых может превышать максимальное значение 40 В, типичное для популярных микросхем импульсных преобразователей. В этой статье представлен простой, гибкий и недорогой импульсный преобразователь, преобразующий входное напряжение до 60 В в 5 В при токе в несколько ампер. Схема уникальна тем, что увеличивает ток практически без компромиссов в характеристиках, размерах и стоимости. Она должна заинтересовать любого, кто когда-либо искал простой импульсный понижающий преобразователь с выходным током или входным напряжением, превышающим возможности стандартных устройств. Обычно такие поиски приводят к гораздо более сложным и дорогостоящим решениям, чем то, которое представлено в этом проекте. Обе микросхемы LM2594HV и LM2597HV рассчитаны на максимальное входное напряжение 60 В, рабочую частоту 150 кГц, пиковый выходной ток 0.7 А и имеют функцию включения/выключения. В LM2597HV добавлены мягкий запуск, задержка, флаг «питание в норме» и вывод, который можно использовать для увеличения большей части тока смещения от V_{OUT} . Хотя оба устройства являются однокристальными импульсными преобразователями, их также можно использовать в качестве драйверов-контроллеров, внося лишь незначительные изменения в стандартные для них конфигурации схем понижающих регуляторов. На Рисунке 1 показана микросхема LM2597HVM в типичной конфигурации 5 В,

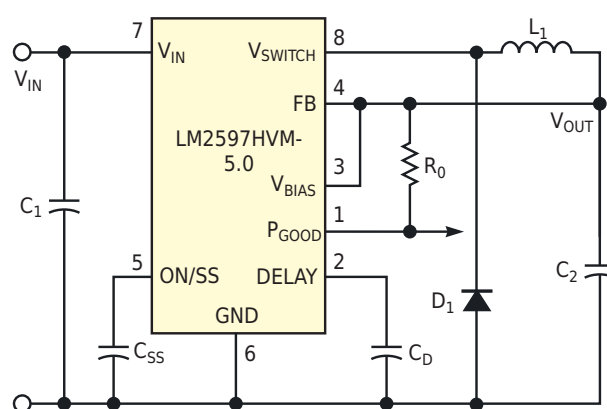


Рисунок 1. Классическая схема понижающего регулятора напряжения.

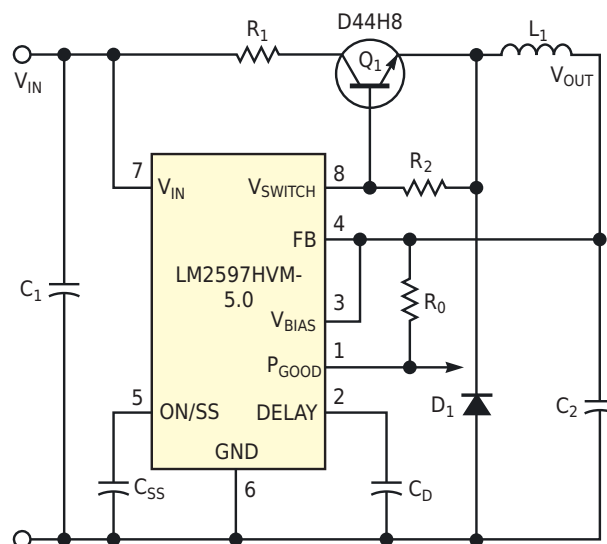


Рисунок 2. Добавив всего три компонента, можно увеличить выходной ток более чем в десять раз.

0.5 А, в которой используются все функции микросхемы. На Рисунке 2 показана более

Таблица 1. Зависимость КПД от выходного напряжения и тока. (Q_1 – D44H8)

КПД (%)	V_{IN} (В)	V_{OUT} (В)	I_{OUT} (В)	R_1 (Ом)	R_2 (Ом)	D_1 (В/А)	L_1 (мкГн)	C_1 (мкФ)	C_2 (мкФ)
77	60	5	1	1	4.7	60/1	68	100	100
78	60	5	2	0.5	4.7	60/3	47	220	220
77	60	5	4	0.33	4.7	60/6	$68 = 34 \times 2$	470	470
77	60	5	6	0.22	4.7	60/6	$20 = 10 \times 2$	680	680
85	60	12	1	1	4.7	60/1	150	100	100
86	60	12	2	0.5	4.7	60/3	$94 = 47 \times 2$	220	220
87	60	12	4	0.33	4.7	60/6	DMT2-79	470	470
88	60	12	6	0.22	4.7	60/6	DMT2-47	680	680

сильноточная конфигурация, в которой всего три дополнительных компонента позволяют увеличить выходной ток до более чем 6 А.

В качестве бонуса схема на Рисунке 2 также обеспечивает защиту от перегрузки по току и короткого замыкания транзистора Q_1 . Надежные функции самозащиты микросхемы защищают и транзистор Q_1 , при условии, что он имеет теплоотвод достаточного размера; дроссель L_1 не входит в насыщение при правильном выборе сопротивления R_1 . Если пиковый ток через R_1 создает падение напряжения достаточно большое, чтобы вызвать насыщение Q_1 , микросхема входит в режим перегрузки по току, в котором ее внутренние механизмы защиты либо отключают ключ на оставшуюся часть периода импульсов, либо пропускают импульсы. Транзистор Q_1 должен быть быстродействующим импульсным, чтобы минимизировать потери переключения. Транзистор также должен иметь минимальное время рассасывания, чтобы избежать пропуска импульсов при низких коэффициентах заполнения. В Таблице 1 показаны характеристики схемы при максимальном входном напряжении 60 В и различных токах нагрузки. В таблице также приведены типы и номиналы, необходимые для покупки компонентов L_1 , C_1 и C_2 .

КПД при $V_{IN} = 60$ В и токе нагрузки $I_{OUT} = 2$ –6 А составляет 77% при $V_{OUT} = 5$ В и возрастает до 87% при $V_{OUT} = 12$ В. КПД достигает максимума в диапазоне V_{IN} от 30 до 40 В, где его пиковый уровень на 2% превышает значения, указанные в Таблице 1. Рассеиваемая мощность практически поровну распределяется между элементами L_1 , D_1 и Q_1 , поэтому следует размещать эти компоненты на расстоянии друг от друга, чтобы избежать горячих точек и

обеспечить отвод тепла до 3 Вт от каждого при максимальном токе и напряжении. Хорошая разводка платы должна включать в себя большое количество земляных слоев и короткие широкие дорожки в сильноточных цепях. При использовании регулируемой версии микросхемы LM2597 можно получить выходные напряжения, отличные от 3.3, 5 и 12 В. Тогда для этой микросхемы потребуется дополнительная пара резисторов между выводами V_{OUT} , FB и землей. Рассчитайте сопротивление этого резистивного делителя так, чтобы при желаемом выходном напряжении на выводе FB было 1.23 В. Хотя в данном примере схемы используется микросхема LM2597HVM-5.0, этот метод эффективного увеличения выходного тока более чем в десять раз можно легко применить к любому понижающему преобразователю, используя всего три дополнительных компонента. Нет необходимости использовать высоковольтные устройства для приложений с максимальным входным напряжением ниже 40 В.

Следующие семь шагов представляют собой упрощенную процедуру выбора номиналов компонентов для широкого диапазона условий, включая те, которые перечислены в Таблице 1:

1. Выберите сопротивление R_1 таким, чтобы при пиковом токе дросселя, на 20% превышающем рабочий ток I_{OUT} , на нем падало напряжение 1.5 В. Бóльший пиковый ток приводит к насыщению транзистора Q_1 , в результате чего микросхема будет отдавать в базу Q_1 ток, превышающий 0.7 А. Это действие запускает поимпульсное ограничение тока микросхемы, защищая ее, транзистор и нагрузку от дальнейшего превышения тока. Короткое замыкание на

выходе снижает тактовую частоту микросхемы, защищая диод D_1 и дроссель L_1 от высокого непрерывного пикового тока. Мощность, рассеиваемая резистором R_1 , вычитается из мощности, рассеиваемой транзистором Q_1 , что позволяет снизить требования к теплоотводу. Эта рассеиваемая мощность равна

$$R_1 \cdot I_{OUT}^2 \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}.$$

2. Выберите сопротивление R_2 достаточно небольшим, чтобы не увеличивать время выключения транзистора Q_1 , но не настолько малым, чтобы оно забирало от Q_1 много тока управления, что приводило бы к преждевременному ограничению тока. Сопротивление 4.7 Ом (значение, используемое в Таблице 1) является хорошим компромиссом для большинства приложений.
3. Транзистор Q_1 должен быть быстродействующим импульсным с номинальным напряжением коллектор-эмиттер более 60 В и током коллектора, вдвое превышающим требуемый пиковый ток. Такое соотношение обычно обеспечивает высокое значение бета в диапазоне рабочих токов. Транзистор D44H8 в корпусе TO-220 хорошо работает при выходном токе более 6 А, а в корпусе SOT-223 – при токе более 2 А.
4. В качестве D_1 выберите диод Шоттки, рассчитанный на максимальные значения V_{IN} и I_{OUT} . При $V_{IN} \gg V_{OUT}$ на D_1 приходится большая часть общей мощности потерь, поэтому ищите диод с номинальным прямым падением напряжения менее 0.5 В.
5. Выберите $L_1 = 47 \text{ мкГн} / \sqrt{I_{OUT}}$ для $V_{OUT} = 3.3 \text{ В}$, $68 \text{ мкГн} / \sqrt{I_{OUT}}$ для $V_{OUT} = 5 \text{ В}$ и $150 \text{ мкГн} / \sqrt{I_{OUT}}$ для $V_{OUT} = 12 \text{ В}$. Выберите ближайшее значение индуктивности L_1 с номинальным током насыщения и рабочим током, превышающим I_{OUT} . Для выходных токов до 1 или 2 А хорошо подходит семейство SMT дросселей DO5022 компании Coilcraft, но для токов свыше 3 А требуются сердечники большего размера. Эти дроссели можно соединять последовательно или параллельно, чтобы расширить диапазон токов до 3-4 А. Они также доступны в версиях с наборными сердеч-

никами для более высоких токов. Дроссели для монтажа в отверстия, такие как семейство DMT2-xx компании Coilcraft, имеют большие габариты, но обеспечивают меньшие потери, особенно при выходных токах более 5 А.

6. Емкость конденсатора C_1 должна соответствовать номинальному току пульсаций, а конденсатор C_2 должен иметь низкое значение ESR. Минимальное значение емкости $C_1 = C_2 / 10 \geq 100 \text{ мкФ} \times I_{OUT}$ хорошо подходит для низких токов, но при увеличении тока до нескольких ампер требуются большие значения, чтобы удовлетворить требованиям к ESR и току пульсаций. Номинальный ток пульсаций зависит от нескольких переменных, но консервативный выбор – это половина максимального выходного тока для C_1 и четверть максимального выходного тока для C_2 . В зависимости от величины пульсаций тока, возможно, потребуется составить C_1 из нескольких параллельных конденсаторов. ESR конденсатора C_2 должно быть менее $0.1 \text{ Ом} / I_{OUT}$, чтобы пиковые пульсации напряжения V_{OUT} не превышали 50 мВ. Выбирая конденсаторы, ориентируйтесь на те, которые предназначены для использования в импульсных источниках питания и способны сохранять заявленные значения ESR и допустимых токов пульсаций при высоких температурах. Затем выберите номинальное напряжение конденсатора, превышающее ожидаемое рабочее напряжение не менее чем на 50%.
7. Элементы R_0 , C_{SS} и C_D являются необязательными. Если вы не собираетесь их использовать, эти выводы можно оставить неподключенными. Для выключения схемы можно подать на вывод 5 низкий уровень напряжения, а затем снова плавно включить ее, подав на вывод 5 высокий уровень. Значения емкостей C_{SS} и C_D , необходимых для установки требуемого времени задержек плавного пуска и флага «Питание в норме», приведены в графиках технического описания LM2597. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2594HV](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM2597HV](#)
3. [Datasheet STMicroelectronics D44H8](#)

Преобразователь прямоугольных сигналов в треугольные с постоянной амплитудой при изменении частоты

Михаил Шустов, г. Томск

Изложен принцип создания сигналов треугольной формы из входных сигналов прямоугольной формы с сохранением постоянства амплитуды при изменении частоты. Поставленная цель достигается за счёт того, что входные сигналы прямоугольной формы поступают на преобразователь частоты в напряжение, и лишь затем подаются на формирующую сигнал треугольной формы RC-цепочку. Приведены схемы формирователей сигналов треугольной формы.

Сигналы треугольной формы широко используют в электронной технике, в частности, в генераторах качающейся частоты, измерительной технике, а также в целом ряде иных приложений. Для получения сигналов треугольной формы чаще всего используют обычную RC-цепочку, на которую подают импульсы прямоугольной формы [1–4]. При соблюдении ряда условий, позволяющих заряжать и разряжать конденсатор постоянным по величине током, обеспечивается линейность роста и спада напряжения на его обкладках.

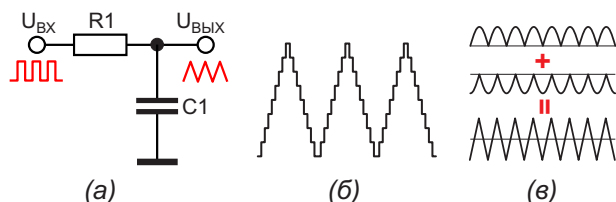


Рисунок 1. Способы получения сигналов треугольной формы за счёт: а) периодического заряда и разряда конденсатора $C1$ через резистор $R1$ от генератора прямоугольных импульсов; б) ступенчатого синтеза сигнала; в) сложения двух разнополярных выпрямленных сигналов исходной синусоидальной формы, один из которых сдвинут относительно другого на 90° .

Известны три основных способа получения сигналов треугольной формы, Рисунок 1. Первый – это описанный выше способ периодической зарядки/разрядки конденсатора $C1$ через резистор $R1$, Рисунок 1а.

Вторым распространённым способом получения сигналов прямоугольной формы является синтез таких сигналов из совокупности ступенек напряжения, Рисунок 1б. Этот способ реализуется с использованием специализированных микросхем, позволяющих последовательно суммировать во времени сигналы прямоугольной формы с различными весовыми коэффициентами. Недостаток такого синтеза очевиден: частота выходного сигнала в десятки раз ниже частоты входного сигнала [2–4].

И, наконец, известен ещё один, достаточно новый способ синтеза сигналов треугольной формы, Рисунок 1в. Этот способ основан на аддитивном сложении разнополярных выпрямленных синусоидальных сигналов, один из которых сдвинут относительно другого на 90° [5–10]. Недостаток этого способа синтеза в том, что на выходе получается сигнал удвоенной частоты, а отклонение формы пиков сигналов треугольной формы от идеала превышает 3%.

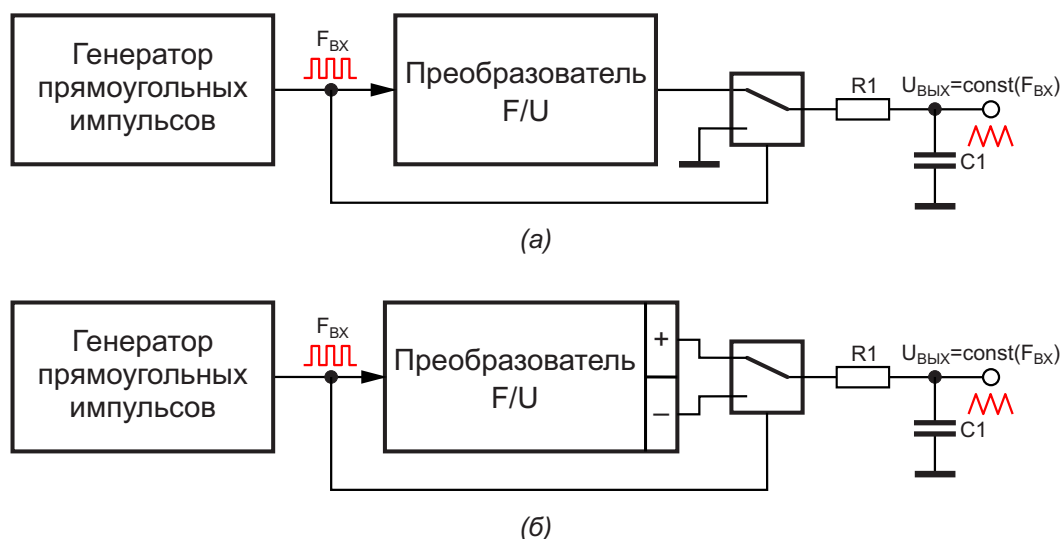


Рисунок 2. Структурная схема устройства для формирования сигнала треугольной формы неизменной амплитуды при варьировании частоты входного сигнала прямоугольной формы с использованием преобразователя U/F : а) монополярного; б) биполярного.

Первый из рассмотренных способов, Рисунок 1а, наиболее прост, но обладает неискоренимым недостатком: при изменении частоты входного сигнала амплитуда выходного сигнала треугольной формы соответствующим образом меняется.

В работе [11] для обеспечения постоянства амплитуды выходного сигнала треугольной формы было предложено синхронно с частотой задающего генератора менять параметры резистора RC-формирующей цепочки.

Для получения прямоугольных и треугольных импульсов постоянной амплитуды в работе [12] был использован перестраиваемый по частоте функциональный генератор с электронным синхронным управлением эквивалентных емкостей конденсаторов задающего генератора и интегратора.

Второй и третий способы синтеза, Рисунки 1б и 1в, способны формировать сигналы треугольной формы неизменной амплитуды вне зависимости от частоты исходных сигналов.

Решить проблему поддержания постоянной амплитуды выходных сигналов треугольной формы при изменении частоты входных сигналов прямоугольной формы удалось за счёт включения в разрыв между задающим генератором и формирующей RC-цепочкой линейного преобразователя частоты F в напряжение U , Рисунок 2.

Сигнал с генератора прямоугольных импульсов варьированной частоты, Рисунок 2, поступает на преобразователь F/U . Выходной сигнал с этого преобразователя подаётся на электронный переключатель, управляемый входным генератором прямоугольных импульсов. Это позволяет поочередно подключать резистор $R4$ к выходу преобразователя F/U и, затем, к общей шине питания, Рисунок 2а. При выполнении определённых условий, а именно, используя начальные стадии заряда/разряда конденсатора, реализуется линейный характер нарастания и спада напряжения на его обкладках.

Вариантом рассмотренного выше способа является использование биполярного преобразователя F/U , Рисунок 2б. Данный способ позволяет удвоить выходную амплитуду сигнала треугольной формы, но сама схема устройства, Рисунок 3, отличается повышенной сложностью.

Электрическая схема формирователя сигнала треугольной формы при использовании биполярного преобразователя F/U приведена на Рисунке 3. При помощи электрически переключаемых ключей $DA1.1$ и $DA1.2$ резистор $R6$, через который заряжается и разряжается конденсатор $C5$, поочередно подключается к положительному или отрицательному выходу биполярного преобразователя F/U . Поскольку амплитуда выходного сигнала,

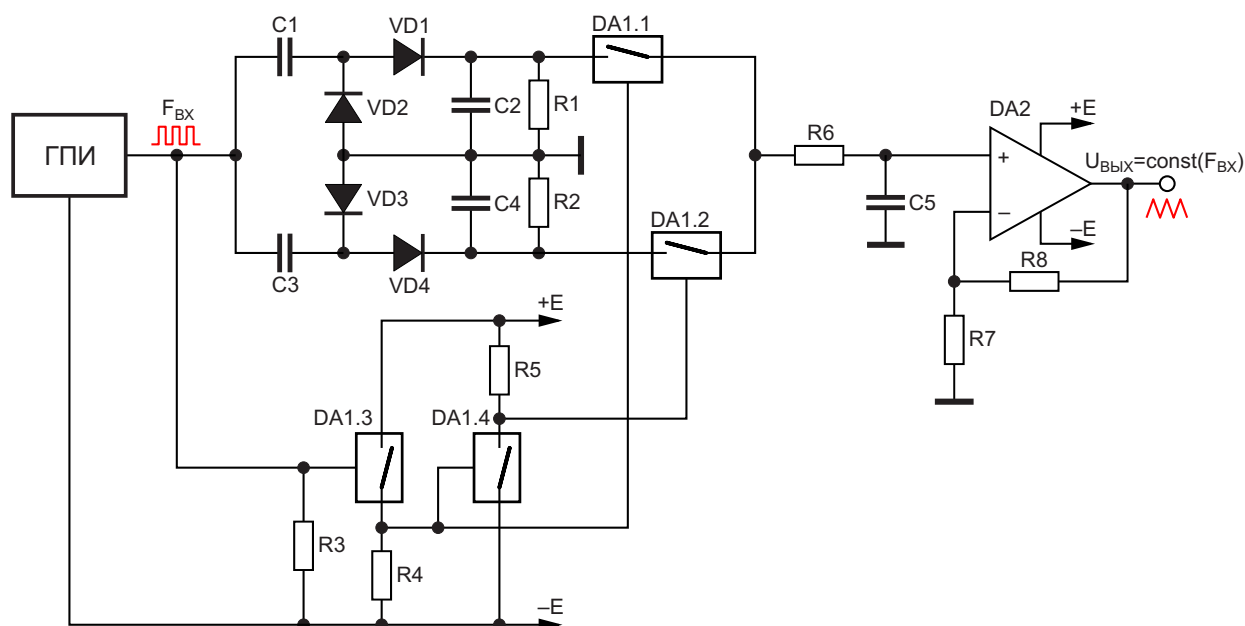


Рисунок 3. Электрическая схема преобразователя сигналов прямоугольной формы изменяемой частоты в сигналы треугольной формы неизменной амплитуды с использованием биполярного преобразователя частоты в напряжение.

снимаемого с конденсатора C5 невелика, для его усиления использован каскад усиления на операционном усилителе (ОУ) DA2.

Намного проще выглядит схема формирователя сигналов треугольной формы постоянной амплитуды, изображённая на Рисунке 4. Импульсы входного сигнала прямоугольной формы поступают на преобразователь F/U, выполненный с использованием ОУ DA1.1 микросхемы TL084. Выходной сигнал преобразователя усиливается каскадом на ОУ DA1.2. Нагрузкой этого усилителя является резистор R4. Транзистор VT1 2N7000 периодически с частотой входного сигнала замыкает правый по схеме вывод резистора R4 на

общую шину. Цепочка R5 и C3 предназначена для компенсации переходных процессов при коммутации выходного сигнала. Сама RC-цепочка, формирующая сигнал треугольной формы, выполнена из резистора R6 и конденсатора C4. Именно на этом конденсаторе и формируется сигнал треугольной формы достаточно малой амплитуды. Для усиления этого сигнала используется выходной усилительный каскад на ОУ DA1.3.

При подаче на вход устройства импульсов прямоугольной формы амплитудой 10 В от внешнего генератора, частота которого меняется в пределах от 1 до 40 кГц, на конденсаторе C4 формируются сигналы треугольной

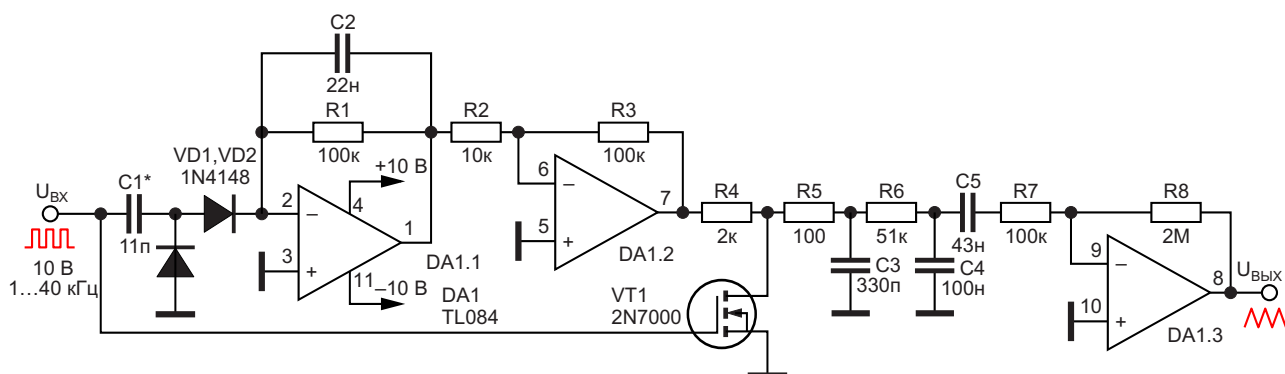


Рисунок 4. Электрическая схема преобразователя прямоугольных импульсов в треугольные с сохранением их амплитуды при изменении частоты входного сигнала от 1 до 40 кГц.

формы амплитудой 5 мВ. На выходе устройства амплитуда сигналов за счёт использования ОУ DA1.3 повышается до 100 мВ и не меняется при изменении частоты входного сигнала.

Нижнее значение частоты входного сигнала обусловлено снижением качества формы выходного сигнала. Верхнее значение частоты преобразования ограничено вхождением каскада на ОУ DA1.2 в режим насыщения, а также тем, что в выходном каскаде DA1.3 использован операционный усилитель с относительно низкой граничной частотой усиления (4 МГц).

Расширить область работы устройства в область более низких частот возможно за счёт использования в качестве резистора R6 генератора стабильного тока, а также выбора иных номиналов RC-цепей устройства. **РЛ**

Литература

1. Ноткин Л.Р. Функциональные генераторы и их применение. М.: Радио и связь, 1983. 184 с.
2. Дьяконов В.П. Генерация и генераторы сигналов. М.: ДМК Пресс, 2009. 384 с.
3. Афонский А.А., Дьяконов В.П. Измерительные приборы и массовые электронные измерения. М.: Солон-Пресс, 2010. 544 с.
4. Дьяконов В.П. Современные измерительные генераторы сигналов. М.: ДМК Пресс, 2023. 378 с.
5. Шустов М.А. Аддитивный формирователь сигнала треугольной формы. Радиотехника. 2003. № 1. С. 95–96. Shustov M.A. Additive signal former of the triangular shape. Radio and Communications Technology. 2003. № 1.
6. Шустов М.А. Схемотехника. 500 устройств на аналоговых микросхемах. СПб: Наука и Техника, 2013, 352 с.
7. 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, 2017; 2018, 392 St. (Serbia).
8. Shustov M.A., Shustov A.M. Simple Function Generator. With reverse-order signal creation. Elektor, 2020, V. 46, № 7–8 (502), P. 20–23.
9. Shustov M.A. [Rectangle and triangle waveform function generator](#). EDN. September 15, 2023.
10. Шустов М.А. [Функциональный многофазный генератор с синтезом треугольного сигнала из синусоиды](#). РадиоЛоцман. 2023. № 9–10. С. 36–39.
11. Шустов М.А. [Генераторы импульсов прямоугольной и треугольной формы](#). РадиоЛоцман. 2023. № 7–8. С. 46–48.
12. Шустов М.А. [Функциональный генератор с электронной регулировкой эквивалентных емкостей конденсаторов](#). РадиоЛоцман. 2023. № 9–10. С. 89–90.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL084](#)
2. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Схемы для проверки согласованности резисторов

Jordan Dimitrov

EDN

Разработчикам аналоговых устройств часто требуются согласованные резисторы для своих схем [1]. Лучшим решением является покупка интегральных резисторных сборок [2], но что делать, если поставщики компонентов не предлагают нужных номиналов или точности согласования?

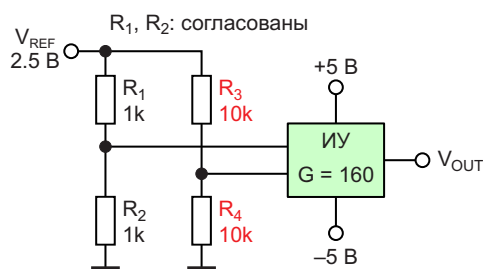


Рисунок 1. Интуитивно понятное решение представляет собой схему, состоящую из моста Уитстона и инструментального усилителя.

В этом может помочь схема на Рисунке 1. Она состоит из двух делителей напряжения (мост Уитстона), за которыми следует инструментальный усилитель (ИУ) с коэффициентом усиления 160. R_3 – опорный резистор, а R_4

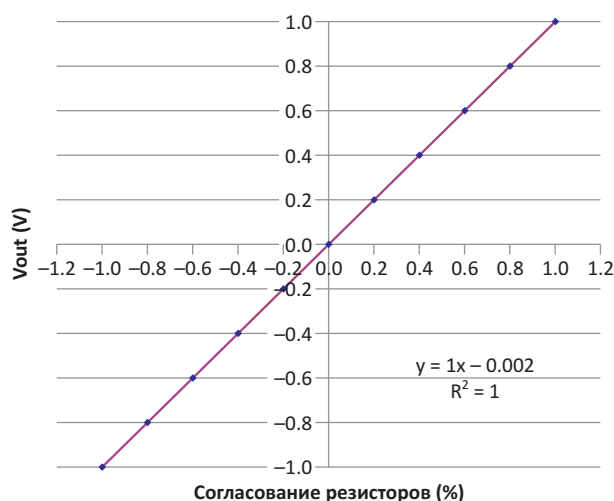


Рисунок 2. Реакция схемы идеально линейна; соотношение между выходным напряжением и рассогласованием резисторов составляет 1:1.

– резистор, который должен быть согласован с R_3 . Схема вычитает напряжения, поступающие с двух делителей, и усиливает разность.

Расчёты показывают, что схема обеспечивает идеально линейную зависимость выходного напряжения от рассогласования резисторов (см. Рисунок 2). Наклон линии составляет 1 В на 1% рассогласования резис-

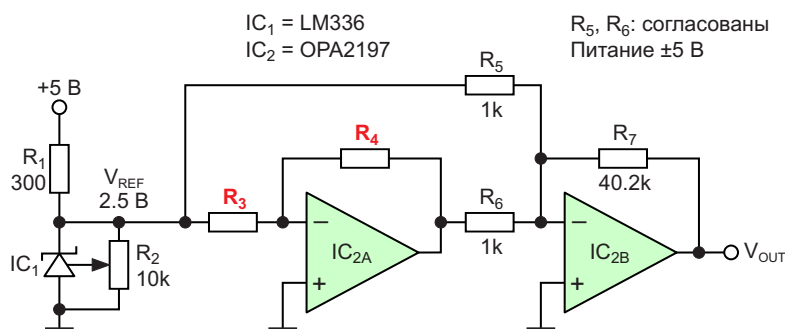


Рисунок 3. Эта схема также обеспечивает идеальный отклик 1:1, но при меньших затратах.

торов; например, $V_{OUT} = -1$ В означает что сопротивление R_3 отличается от R_4 на -1% .

Возможным недостатком является цена: инструментальные усилители с напряжением питания ± 5 В и выше стоят около 6.20 долларов США. На Рисунке 3 показана другая схема, в которой используется сдвоенный операционный усилитель, который в 2.6 раза дешевле самого дешевого измерительного усилителя.

Передаточная функция этой схемы имеет вид:

$$V_{OUT} = \frac{R_7}{R_5} \cdot V_{REF} + \left(\frac{R_4}{R_5} \cdot \frac{R_7}{R_6} \right) \cdot V_{REF} \quad (1)$$

Считая, что

$$R_4 = R_3 + \Delta R, \quad (2)$$

передаточную функцию можно преобразовать к виду

$$V_{OUT} = \frac{\Delta R}{R_3} \cdot 100 \cdot \left(\frac{R_7}{R_6} \cdot \frac{V_{REF}}{100} \right) + \frac{R_5 - R_6}{R_5 R_6} \cdot R_7 \cdot V_{REF} \quad (3)$$

Если член в скобках равен единице, а сопротивления R_5 и R_6 равны, передаточная функция приобретает вид

$$V_{OUT} = \frac{\Delta R}{R_3} \cdot 100. \quad (4)$$

Другими словами, выходное напряжение равно процентному отклонению R_4 от R_3 . Это напряжение может быть положительным, отрицательным или, в случае идеального согласования между R_3 и R_4 , нулевым.

Схема проверялась для $R_3 = 10.001$ кОм и $R_4 = 10$ кОм $\pm 1\%$. Как показано на Рисунке 4, передаточная функция идеально линейна (коэффициент R^2 равен единице) и обеспечивает однозначное соответствие между выходным напряжением и рассогласованием резисторов. Наклон линии регулируется до единицы с помощью потенциометра R_2 и двух крайних значений R_4 . Небольшое смещение обусловлено неточным согласованием R_5 и R_6 и напряжениями смещения операционных усилителей.

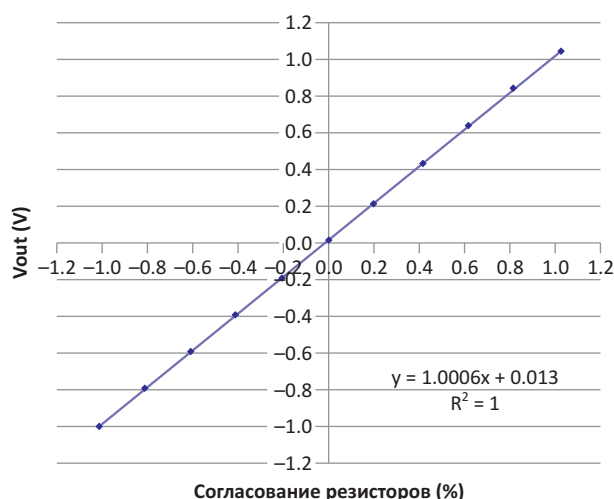


Рисунок 4. Передаточная функция обеспечивает удобное считывание «один к одному».

Забавная деталь: схему можно использовать для подбора пары согласованных резисторов R_5 и R_6 для самой себя. Однако, как уже упоминалось, лучше купить сборку согласованных резисторов. Это может показаться дорогим, но оно того стоит.

Формула (3) показывает, что чувствительность схемы можно повысить, увеличив сопротивление R_7 и/или напряжение V_{REF} . Например, если сопротивление R_7 увеличить до 402 кОм, наклон линии отклика увеличится до 10 В на 1% рассогласования резисторов. При рассогласовании в 0.01 % выходное напряжение составит 100 мВ, что можно измерить с высокой степенью достоверности.

При работе с малыми сопротивлениями следите за допустимой нагрузкой источника опорного напряжения V_{REF} и операционных усилителей. Например, через опорный резистор 100 Ом от V_{REF} на выход первого операционного усилителя будет течь ток 25 мА. Еще 2.5 мА будут протекать через R_5 . **ПЛ**

Ссылки

1. Bill Schweber. [The why and how of matched resistors \(a two part series\)](#).
2. Art Kay. [Should you use discrete resistors or a resistor network?](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM336-2.5](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA2197](#)

Еще один странный АЦП с таймером 555

Stephen Woodward

EDN

Интегрирующие АЦП, обеспечивающие точные результаты без необходимости использования прецизионного интегрирующего конденсатора, используются уже давно. Наглядным примером служит любимый мультиметрами АЦП двойного интегрирования. В этой классической топологии используется всего один интегратор, который поочередно накапливает входной сигнал и дополнительные опорные напряжения с одинаковой постоянной времени RC. Таким образом, автоматически устраняется влияние отклонений постоянной времени. Ловко.

В этой статье будет описан (возможно) новый интегрирующий преобразователь, который достигает аналогичной цели – точного преобразования – без использования точного конденсатора. Но он достигает этой цели существенно иным путем. На этом пути он приобретает несколько полезных особенностей.

Как видно из Рисунка 1, конструкция начинается со старого знакомого – аналогового таймера 555.

Входной сигнал V_{IN} суммируется с напряжением в узле **X** и накапливается дифференциальным интегратором A1. Цикл преобразо-

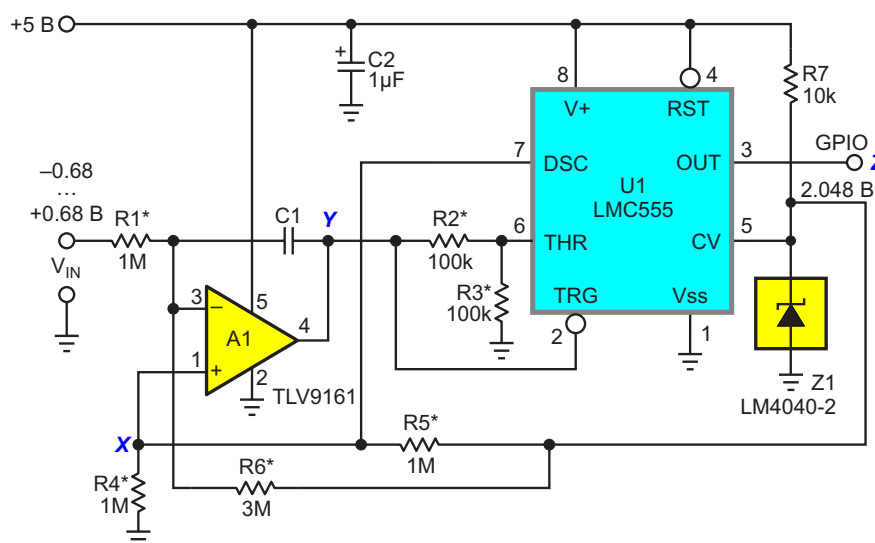


Рисунок 1. Операционный усилитель A1 непрерывно интегрирует входящий сигнал V_{IN} , тем самым минимизируя шумы. Преобразование происходит в чередующихся фазах T– и T+. Отношение длительностей фаз T–/T+ не зависит от постоянной времени RC, поэтому нечувствительно к допуску C1 и содержит информацию как о величине, так и о полярности V_{IN} .

вания начинается, когда напряжение на выходе усилителя A1 (узел Y) достигает 4.096 В и через делитель R2/R3 повышает напряжение на входе порога (THR) таймера U1 до уровня опорного напряжения 2.048 В, подаваемого от источника опорного напряжения Z1. В результате таймер переключается, и выходом DSC заземляет неинвертирующий вход A1 через делитель R4/R5, выводит ноль на выход GPIO (узел Z), подключенный к входу микроконтроллера, и запускает фазу T₋, во время которой происходит линейный спад выходного напряжения A1. Длительность фазы T₋ определяется формулой:

$$T_{-} = \frac{R1C1}{1 + \frac{V_{IN}}{V_{FS}}},$$

$$V_{FS} = \pm 2.048 \text{ В} \times \frac{R1}{R6} = \pm 0.683 \text{ В},$$

где V_{FS} – напряжение полной шкалы. Фаза T₋ заканчивается, когда напряжение на выходе A1 достигает порогового уровня входа TRG таймера U1, установленного равным 1.024 В с помощью источника опорного напряжения Z1 и внутреннего делителя 2:1 таймера. Подробности смотрите в техническом описании микросхемы LMC555.

Это запускает фазу преобразования T₊ с выводом единицы на выход GPIO и выключением выхода DSC таймера U1, в результате чего на неинвертирующий вход A1 подается напряжение 1.024 В, определяемое источником опорного напряжения Z1 и делителем R4/R5. Фаза T₊ линейного нарастания напряжения продолжается до тех пор, пока напряжение на выходе A1 не достигнет описанного выше порога V_{THR} 4.096 В, и не начнется следующий цикл преобразования.

Длительность фазы T₊ рассчитывается по формуле:

$$T_{+} = \frac{R1C1}{1 - \frac{V_{IN}}{V_{FS}}}.$$

Эта последовательность событий вкратце проиллюстрирована Рисунком 2.

Между тем, предполагается, что выход GPIO подключен к соответствующему периферийному счетчику/таймеру микроконтрол-

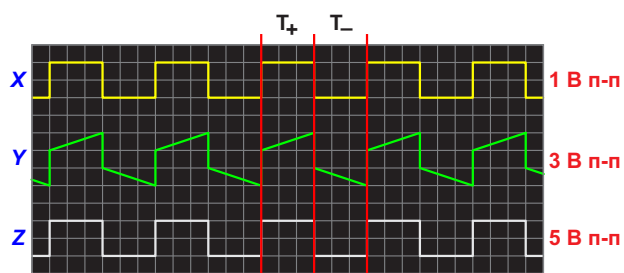


Рисунок 2. Различные сигналы преобразования в узлах схемы X, Y и Z.

лера, в котором накапливаются длительности T₋ и T₊ для выбранного разрешения и скорости преобразования. Для последующего вычисления V_{IN} должно подойти что-то между 1 мкс и 100 нс. Это возвращает нас к заявлению об устойчивости к разбросу емкости конденсатора интегратора, которая, возможно, вас интересует.

Длительность фаз T₊ и T₋ пропорциональна емкости C1, как показано на Рисунке 3.

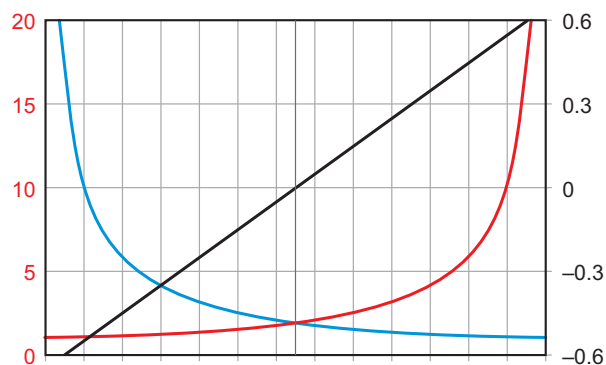


Рисунок 3. Черный – V_{IN}, красный – длительность T₊ в мс, синий – длительность T₋; C1 = 0.001 мкФ.

Однако положение (а может быть, даже мою репутацию!) спасает программная арифметика, поскольку восстановление V_{IN} из необработанных тайм-аутов длительностей фаз требует некоторого использования алгоритма «разделяй и властвуй».

$$V_{IN} = V_{FS} \left(\frac{1 - \frac{T_{-}}{T_{+}}}{1 + \frac{T_{-}}{T_{+}}} \right).$$

И, конечно же, когда T₋ делится на T₊, члены R1C1 удобно исчезают, унося с собой чувствительность к погрешности C1!

Простые изменения улучшают работу триггера Шмитта

Ron Patrick

EDN

Классическая схема триггера Шмитта, которую вы найдете в учебниках, обеспечивает некоторую помехоустойчивость, например, для входного каскада магнитного преобразователя в схемах датчиков положения (Рисунок 1а). Два пороговых уровня регулируются с помощью резисторов R_1 и R_2 или R_2 и R_3 . Схема работает приемлемо, но имеет два недостатка. Во-первых, каждый резистор влияет на оба уровня, что делает настройку схемы итеративным процессом. Во-вторых, нагрузочная способность операционного усилителя ограничивает выбор значений

сопротивления R_3 и, следовательно, возможности настройки схемы.

Усовершенствованная схема триггера на Рисунке 1б имеет независимо регулируемые уровни; сначала регулируется резистор R_1 , а затем R_2 . Схема также устраняет чувствительность к нагрузочной способности операционного усилителя. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
2. [Datasheet Diodes ZVN3306A](#)

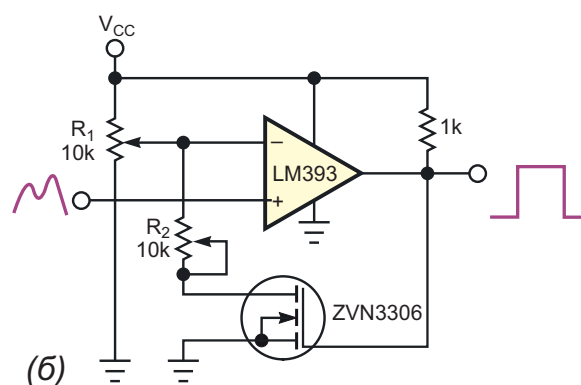
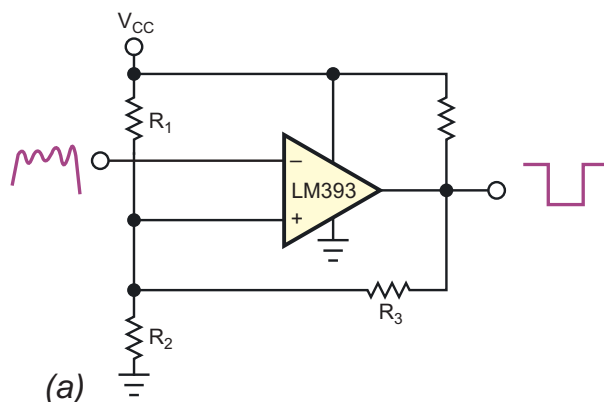


Рисунок 1. Классическая схема триггера Шмитта (а) требует итеративной настройки, а ограниченный выходной ток операционного усилителя влияет на возможности настройки схемы. Регулируемые пороговые уровни усовершенствованной схемы (б) полностью независимы.

Многоцветный светодиод показывает напряжение цветом

David Prutchi

EDN

Измерители, отображающие аналоговые уровни с помощью стрелочного индикатора, цифрового дисплея или колонки светодиодов, обычно занимают значительную площадь панели и для считывания показаний требуют большего, чем простого взгляда. Индикаторная лампа или светодиод занимают мало места, но показывают только состояния «включено» или «выключено». Однако незаметный светодиод, меняющий цвет в зависимости от измеряемой величины, позволил бы наблюдателю легко оценить результат измерения.

Схема на Рисунке 1 содержит микроконтроллер PIC12F675 (IC₁), управляющий многоцветным индикатором AAF5060PBESEEVG (IC₂), содержащим три сверхъярких светодиода (красный, зеленый и синий) в одном корпусе. Модуляция коэффициента заполнения

каждого светодиода позволяет получить все воспринимаемые цвета видимого спектра, включая белый свет. В Листинге 1, доступном в разделе Загрузки, содержится программа для микроконтроллера PIC на языке PicBasic Pro компании MicroEngineering Labs, компилятор которого можно скачать по ссылке [1] в конце статьи. Эта программа преобразует входное напряжение от 0 до 5 В, подаваемое на вывод 3 микросхемы IC₁, в 8-битное цифровое значение, соответствующее воспринимаемому цвету, содержащему определенное количество красного, синего и зеленого.

Под управлением ШИМ каждый светодиод вспыхивает на время, пропорциональное соответствующему уровню красного, зеленого или синего цвета. Во время каждого кадра ШИМ кристалл светодиода получает питание в течение 14 шагов за кадр, как показано на цвето-

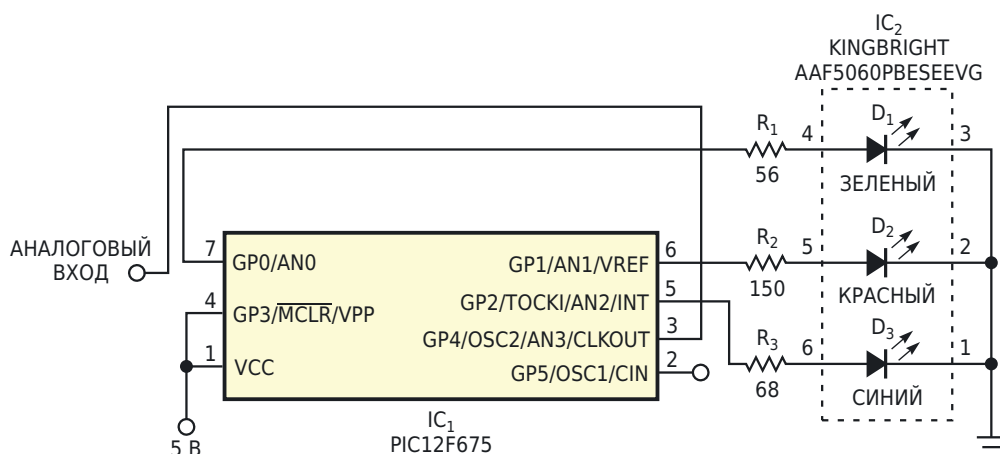


Рисунок 1. Этот преобразователь напряжения в цвет, содержащий минимальное количество компонентов, использует один многоцветный светодиод для контроля уровня аналогового напряжения.

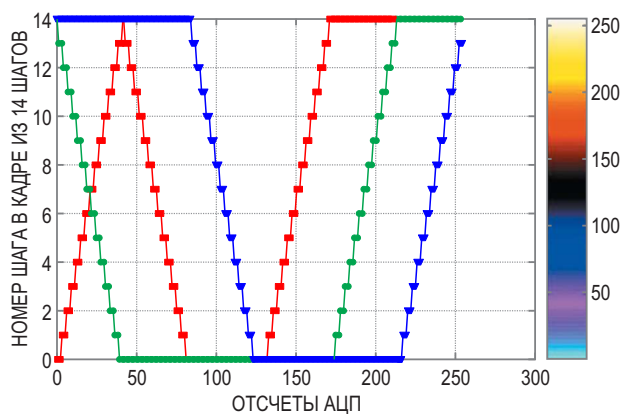


Рисунок 2. Изменив прошивку, можно изменить палитру, связывающую цвет с напряжением.

вой карте на Рисунок 2. Хотя не все светодиоды обязательно загораются одновременно, медленная реакция глаза интегрирует их выходной сигнал, создавая иллюзию изменения интенсивности, пропорционального коэф-

фициенту заполнения. Функция кодирования RGB в Листинге 1 предполагает, что нулевой уровень сигнала на аналоговом входе микросхемы IC₁ имеет смещение на 2.5 В, выключающее все светодиоды. «Холодные» цвета (оттенки синего, фиолетового и бирюзового) соответствуют входному напряжению в диапазоне от 0 до 2.5 В, а «горячие» цвета (оттенки красного, оранжевого, желтого и белого) соответствуют входному напряжению от 2.5 до 5 В. Изменяя пропорции основных цветов, хранящиеся в таблице кодировки RGB, можно создавать различные палитры. **РЛ**

Ссылка

1. [PicBasic Pro compiler](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip PIC12F675](#)
2. [Datasheet Kingbright AAF5060PBESEEVG](#)

Загрузки

[Программа для микроконтроллера PIC на языке PicBasic Pro](#)



Независимое управление фазовыми углами в полуволнах переключения тиристоров с помощью ШИМ

Stephen Woodward

EDN

«Две половины образуют целое» – очень старая и часто верная истина. Например, она почти всегда верна, когда речь идет о фазовом управлении мощностью переменного тока. Значительная асимметрия полупериодов редко бывает нужна из-за (обычно нежелательной) составляющей постоянного тока

нагрузки, создаваемой неравными углами проводимости полупериодов. Поэтому желаемой формой выходного напряжения является хорошо сбалансированный, свободный от постоянной составляющей, целостный и симметричный в двух полупериодах сигнал.

А что делать, если в вашем приложении требуется лучшая симметрия, чем та, которую могут обеспечить доступные тиристоры без какой-либо тонкой настройки? Например, согласно техническому описанию Q2, асимметрия напряжения срабатывания, зависящая от полярности, составляет ± 3 В или $\pm 8\%$. Или предположим, что (по какой-то странной причине) вам действительно нужно точно контролируемое преднамеренное неравенство углов проводимости в полупериодах. Что тогда?

На Рисунке 1 представлено простое решение обеих проблем. В нем реализовано независимое управление фазовыми углами положительного и отрицательного полупериодов с использованием отдельных каналов ШИМ с независимыми постоянными времени срабатывания: одной для положительных полупериодов, другой – для отрицательных. Где:

- Постоянная времени для положительной полуволны равна $R1C1/D+$;
- Постоянная времени для отрицательной полуволны равна $R1C1/D-$;
- D – коэффициент заполнения импульсов ШИМ, принимающий значения от 0 до 1.

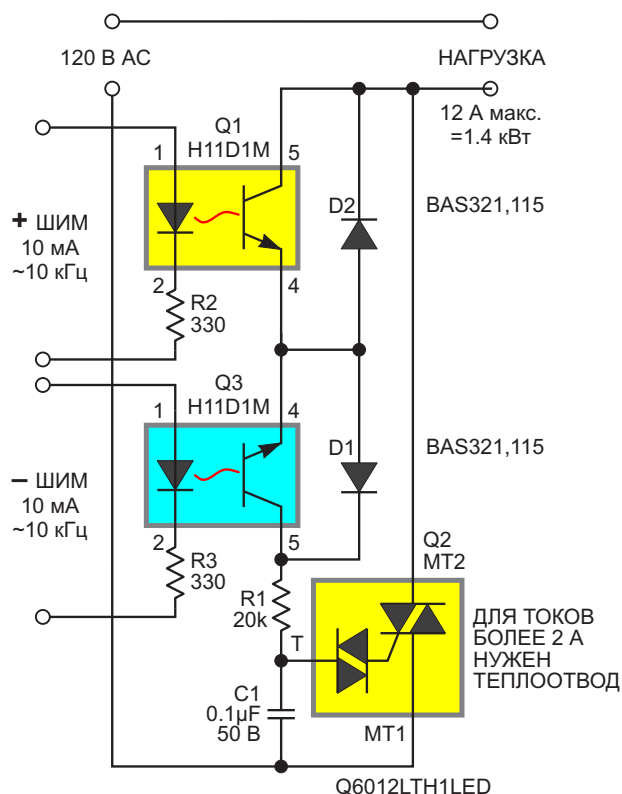


Рисунок 1. Q1 и Q3 обеспечивают независимые постоянные времени срабатывания для полуволн противоположной полярности.

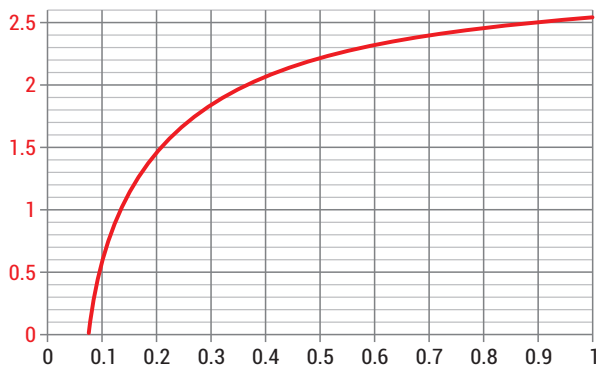


Рисунок 2. Зависимость угла проводимости тиристора R от коэффициента заполнения ШИМ D , где по оси Y — радианы, а по оси X — безразмерные значения D .

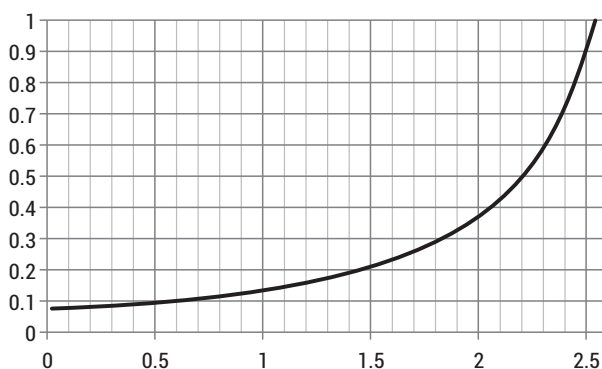


Рисунок 3. Зависимость коэффициента заполнения ШИМ D от желаемого угла проводимости R . Ось Y — это D , а ось X — радианы.

Используемый метод управления мощностью заключается в изменении фазового угла проводимости с помощью quadras (двунаправленного тиристора). Он подключен традиционным способом, за исключением того, что оптоизоляторы Q1 и Q3 заменяют обычный ручной потенциометр регулировки фазы. Коэффициент заполнения (D) входного ШИМ-сигнала определяет среднюю проводимость фототранзистора. Диоды D1 и D2 выбирают тот оптоизолятор, который соответствует мгновенной полярности полуво-

лнового напряжения 60 Гц. 300-вольтный оптрон типа H11D1 имеет типовой коэффициент передачи тока 80%, что требует тока ШИМ-управления порядка 10 мА. Ограничитель тока R2 сопротивлением 330 Ом предполагает использование 5-вольтовой шины питания и низкого выходного сопротивления драйвера. Если какое-либо из этих допущений не выполняется, потребуются корректировка. Частота импульсов ШИМ не критична, но должна быть близка к 10 кГц,

КПД Q2 при полной нагрузке составляет около 99%, но максимальная температура перехода Q2 — всего 110 °С. Поэтому, если ожидаемая среднеквадратичная выходная мощность превышает 200 Вт, целесообразно обеспечить адекватное охлаждение Q2.

Регулировки для каждого полупериода охватывают диапазон от верхнего предела при $D = 1$, когда устанавливается максимальный угол проводимости, составляющий примерно 2.6 радиана, которому соответствуют 95% или 117 В среднеквадратичного выходного напряжения, до нулевой мощности при $D = 0$. На Рисунке 2 показана приблизительная зависимость между D и углом проводимости R , определяемая формулой

$$R = \pi - 0.60 \cdot \frac{1}{D^{2/\pi}},$$

тогда как Рисунок 3 иллюстрирует обратную зависимость

$$D = \frac{1}{\left(\frac{\pi - R}{60} \right)^{\pi/2}} \cdot \text{РЛ}$$

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi H11D1M](#)
2. [Datasheet Littelfuse Q6012LTH1LED](#)
3. [Datasheet Nexperia BAS321](#)

Зажгите светодиод, не тратя энергию впустую

Raju R Baddi

EDN

Для свечения светодиодам нужен ток, который обычно проходит через источник питания к светодиоду. В типичной схеме драйвера светодиода используются транзистор, пропускающий ток, и последовательный резистор, снижающий напряжение, подаваемое на светодиод. К сожалению, энергия

$$(V_{\text{SOURCE}} - V_{\text{DIODE}}) \times I_{\text{DIODE}}$$

в комбинации транзистора и резистора тратится впустую, превращаясь в тепло. (Здесь V_{SOURCE} — напряжение источника питания, V_{DIODE} , I_{DIODE} — напряжение и ток светодиода).

Схема на Рисунке 1 позволяет минимизировать эти потери, используя дроссель и генератор для управления током светодиода — энергией, которая в противном случае тратилась бы впустую. Дроссель L_1 накапливает энергию и направляет ее обратно в светодиод.

Возможно, вы подумали о том, почему бы вместо этого не включить два или более светодиода последовательно, но такая конфигурация не позволяет изменять интенсивность свечения и при этом экономить энергию. Предложенная схема обеспечивает общий способ экономии энергии, не заставляя беспокоиться о проблемах с интенсивностью свечения или рабочим напряжением устройства. Транзисторы Q_1 и Q_2 попеременно включаются и выключаются. Q_1 увеличивает ток через светодиод от определенного минимального значения, когда он подключает комбинацию L_1 /светодиод к источнику напряжения. Транзистор Q_2 разряжает накопленную в дросселе L_1 энергию через светодиод. Ток колеблется между максимальным и минимальным значениями. При анализе этой схемы будем считать, что транзисторы Q_1 и

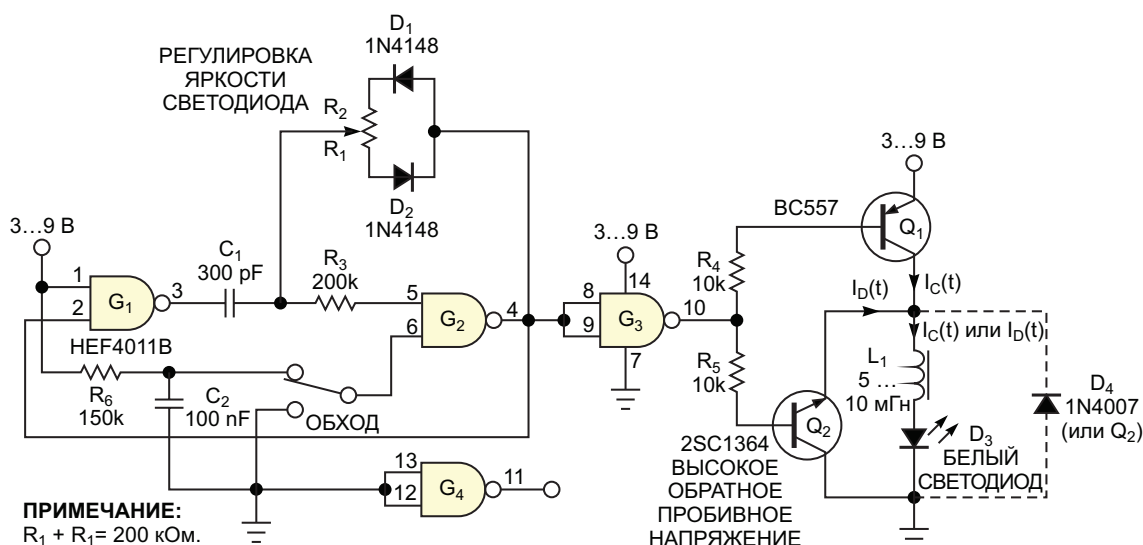


Рисунок 1. Эта схема зажигает светодиод, не тратя энергию впустую, когда напряжение источника питания намного выше рабочего напряжения светодиода.

Q_2 являются идеальными ключами без потерь.

Поскольку дроссель не допускает резкого нарастания тока, он поддерживает средний ток через светодиод на заданном уровне. Кроме того, дроссель накапливает энергию, которая также питает светодиод. Следующие формулы, применимые к выходу элемента G_2 , определяют время включения (t_{ON}) и выключения (t_{OFF}):

$$t_{OFF} \approx R_1 C \ln \left(\frac{V + V_T - 0.6}{V_T - 0.6} \right);$$

$$t_{ON} \approx R_2 C \ln \left(\frac{2V - V_T - 0.6}{V - V_T - 0.6} \right),$$

где V – напряжение питания, а V_T – входное пороговое напряжение КМОП логического элемента при напряжении питания V .

Ожидаемый КПД схемы может достигать 80%.

За счет накопленной энергии ток источника питания в этой схеме меньше тока, проходящего через светодиод.

Ток, проходящий через светодиод, имеет максимальное и минимальное значения, которые определяются временами включенного и выключенного состояний транзисторов Q_1 и Q_2 , а также другими параметрами, такими как индуктивность L_1 . С белым светодиодом, имеющим прямое падение напряжения около 3 В, в качестве L_1 можно использовать дроссель с ферритовым сердечником индуктивностью 5–10 мГн. При напряжении питания от 7 до 15 В в качестве Q_2 нужно использовать транзистор с более высоким напряжением обратного пробоя база-эмиттер, чем у изображенного на схеме 2SC1364, например 2SC3134. Транзистор 2SC1364 хорошо работает при напряжении до 9 В. Формулы применимы к CD4011B, хотя эту микросхему можно заменить на HEF4011B, которая потребляет меньше энергии. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4011B](#)
2. [Datasheet KEXIN 2SC3134](#)
3. [Datasheet Sony 2SC1364](#)

ШИМ + quadras = чистая игра мощности

Stephen Woodward

EDN

Это просто факт: мне очень нравятся топологии, в которых схемы ШИМ-коммутации и фильтрации сочетаются с устройствами управления питанием, такими как регулируемые микросхемы стабилизаторов напряжения. Такие схемы позволяют создавать ЦАП с выходной мощностью, измеряемой двузначными числами. Например, «Мощный ШИМ ЦАП с выходным током 1.5 А на основе микросхемы LM337» [1].

Простая схема на Рисунке 1 присоединяется к этому популярному семейству, но на фоне своих собратьев выглядит слабой и невзрачной из-за энергопотребления, увеличившегося более чем в 10 раз. Она обеспечивает выходную мощность более киловатта,

достигая этого с помощью всего девяти недорогих дискретных компонентов. Вот как она работает.

Используемый метод управления мощностью заключается в изменении фазового угла проводимости переменного тока с помощью quadrac (также иногда называемого альтернистором). Quadrac – это двунаправленный тиристор, сочетающий в себе функции симистора (коммутирующего силовой каскад) и интегрированного динистора (управляющего симистором).

Они популярны в таких приложениях, как электроинструменты с регулируемой скоростью и диммеры для ламп, поскольку они дешевы, эффективны и долговечны. Приятно также то, что единственными вспомогательными компонентами, необходимыми для управления мощностью переменного тока, являются небольшой потенциометр и времязадающий конденсатор (оба тоже недорогие) для регулировки задержки срабатывания и, следовательно, фазового угла проводимости. Поэтому мощный выход Q2 подключен точно таким же традиционным способом, за исключением потенциометра, роль которого выполняют оптоизолятор Q1 и резистор R1. Коэффициент заполнения (D) входного ШИМ-сигнала, подаваемого на оптоизолятор Q1, определяет его среднюю проводимость и, следовательно, эффективную задержку срабатывания от минимума при $D = 1$, составляющую примерно 1.7 мс для выходной мощности выше 95%, до задержки при $D = 0$, которая превышает весь полупериод напряжения переменного тока, равный 8.33 мс. Что означает: выключено. Частота импульсов ШИМ

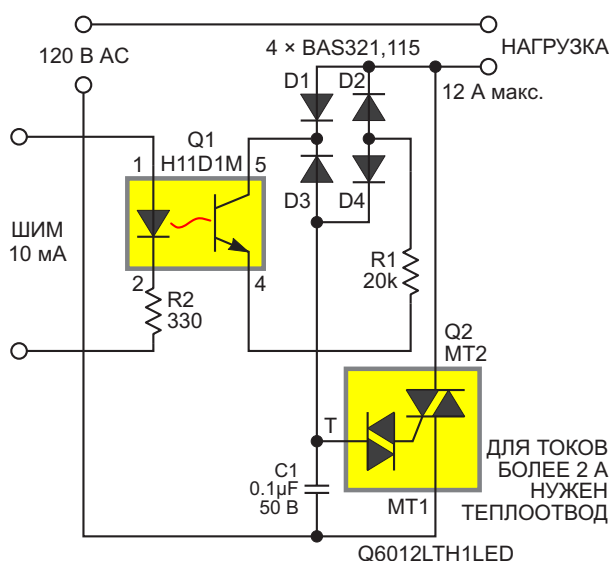


Рисунок 1. Постоянная времени, определяющая угол проводимости для *quadrag* Q2, равна $R1C1/D$, где D – коэффициент заполнения ШИМ от 0 до 100%.

не критична, но должна быть не менее 10 кГц, чтобы избежать возможных раздражающих биений, поскольку она не синхронизирована с частотой сети переменного тока 60 Гц.

Зависимость между D , фазовым углом r и процентом выходной мощности равна интегралу по времени от

$$[V_{PK} \times \sin(r)]^2,$$

что показано на Рисунке 2. (Здесь V_{PK} – пиковое значение напряжения).

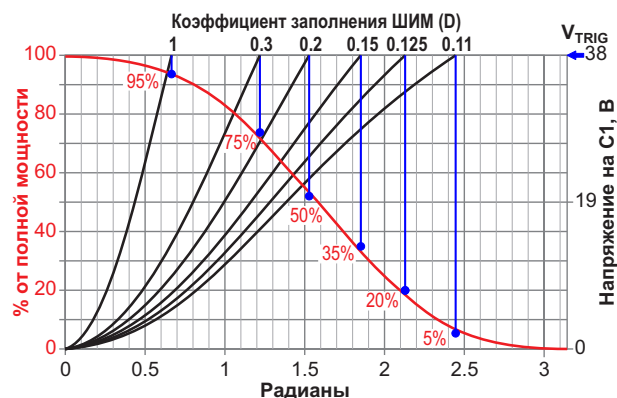


Рисунок 2. Зависимость выходной мощности $[V_{PK} \times \sin(r)]^2$ от коэффициента заполнения ШИМ. Правая ось – напряжение на конденсаторе $C1$ (на входе запуска), левая ось – доля полной выходной мощности в зависимости от фазы запуска, а ось X – фаза переменного тока в радианах.

Поскольку оптоизолятор Q1, в отличие от Q2, не является двунаправленным устрой-

ством, для того, чтобы он оставался включенным, несмотря на чередование фаз с частотой 60 Гц, необходим диодный мост D1-D4. Типичный коэффициент передачи тока Q1, равный 80%, требует тока ШИМ-управления порядка 10 мА. Ограничитель тока R2 сопротивлением 330 Ом предполагает использование 5-вольтовой шины питания и низкого выходного сопротивления драйвера. Если какое-либо из этих условий нарушается, потребуются регулировка. Напряжение срабатывания Q2 (напряжение на конденсаторе $C1$) составляет $38 \text{ В} \pm 5 \text{ В}$ при максимальной асимметрии $\pm 3 \text{ В}$. Эти допуски накладывают ограничения на точность зависимости D от мощности.

КПД Q2 при полной нагрузке составляет около 99%, но максимальная температура перехода Q2 составляет всего 110°C . Поэтому, если ожидается выходная мощность более 200 Вт и/или высокая температура окружающей среды, целесообразно обеспечить адекватное охлаждение Q2. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Мощный ШИМ ЦАП с выходным током 1.5 А на основе микросхемы LM337](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi H11D1M](#)
2. [Datasheet Littelfuse Q6012LTH1LED](#)
3. [Datasheet Nexperia BAS321](#)

Схема оптимизирует быстродействие фототранзистора

David Magliocco

EDN

Простая схема может улучшить динамические характеристики фототранзистора для использования в низко- и среднескоростных приложениях со скоростями до 100 кбит/с, таких как оптическая изоляция последовательной линии RS-232C (Рисунок 1). В недорогих приложениях, требующих высоковольтной изоляции, небольшого количества компонентов и низкого энергопотребления, можно использовать общедоступные компоненты, такие как ИК-светодиод SFH421 с ИК-фототранзистором SFH320. Номинальное время нарастания/спада светодиода равно 500 нс, что достаточно быстро, но время нарастания/спада фототранзистора при нагрузке 1 кОм составляет 5 мкс для самой быстрой версии и 8 мкс для самой медленной.

Фототранзисторы обладают менее хорошими динамическими характеристиками, чем фотодиоды, поскольку, помимо процессов накопления и зарядки, фототранзисторы также имеют задержку, обусловленную механизмом усиления (эффектом Миллера). Для времени нарастания (T_R) и спада (T_F) фототранзистора справедливо следующее соотношение:

$$T_{R,F} = \sqrt{\left(\frac{1}{2f_T}\right)^2 + b(R_{LOAD} \cdot C_{CB} \cdot V)^2},$$

где

f_T — граничная частота;

R_{LOAD} — сопротивление нагрузки;

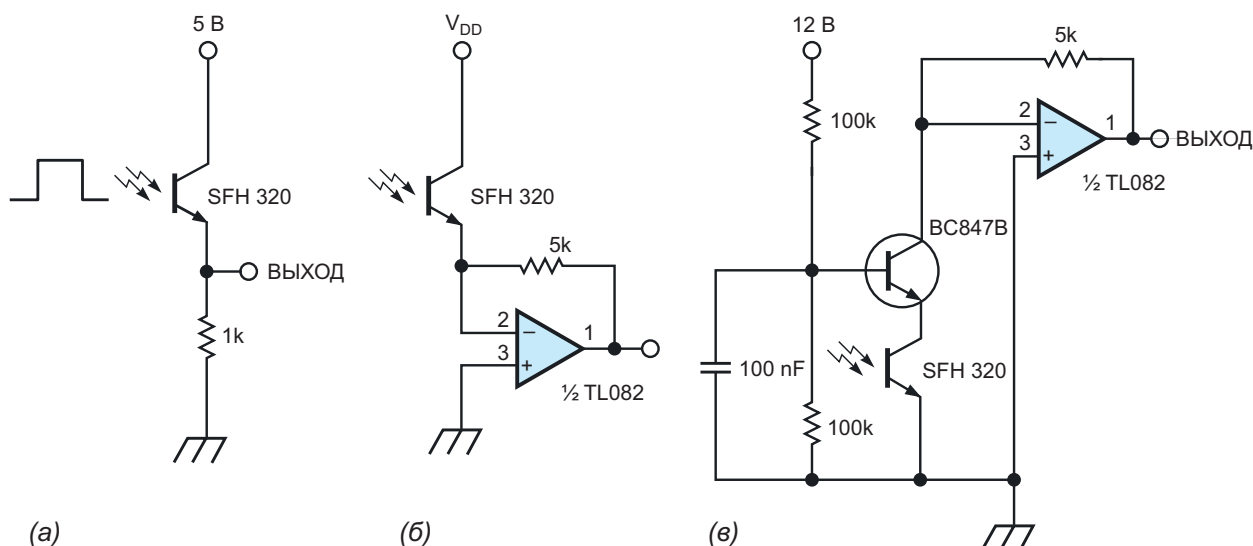


Рисунок 1. С резистором 1 кОм простой фототранзистор (а) имеет время нарастания/спада 5–8 мкс. Операционный усилитель может уменьшить время отклика фототранзистора (б), но без дополнительной фазовой коррекции схема работает плохо. В качестве альтернативы можно использовать транзистор для изоляции емкости фототранзистора и поддержания стабильного уровня сигнала на фототранзисторе (в).

C_{CB} – емкость коллектор-база;

V – коэффициент усиления;

b – константа, значение которой находится в диапазоне от 4 до 5.

Для $R_{LOAD} = 1 \text{ кОм}$, $4 < b < 5$, $100 < V < 1000$, $C_{CB} \approx 2.5 \text{ пФ}$ и $f_T \approx 100 \text{ кГц}$ это выражение дает $5 \text{ мкс} < T_{R,F} < 8 \text{ мкс}$.

График зависимости времени нарастания T_R от сопротивления нагрузки R_{LOAD} дает более практичный способ оценки максимальной скорости передачи данных в схеме на Рисунке 1а без использования дополнительных цепей коррекции (Рисунок 2). Для последовательного канала со скоростью 2400 бит/с и погрешностью длины бита менее 10% время нарастания оценивается в 42 мкс, что соответствует резистору сопротивлением 7.5 кОм.

Для уменьшения времени отклика можно использовать операционный усилитель, но без коррекции фазы результат будет плохим. В схеме на Рисунке 1б общее быстродействие ограничено внутренней емкостью фототранзистора и полосой пропускания усилителя. Чтобы компенсировать побочный эффект емкости C_{CB} фототранзистора, параллельно резистору нужно подключить конденсатор небольшой емкости. Выбор правильной емкости корректирующего конденсатора – сложная задача, поскольку характеристика преобразователя тока в напряжение имеет два полюса. Кроме того, для обеспечения устойчивости фазовая коррекция и полоса пропускания должны рассматриваться совместно.

К счастью, есть другой способ максимально эффективного использования полосы пропускания фототранзистора. Можно изолировать внутреннюю емкость фототранзистора с

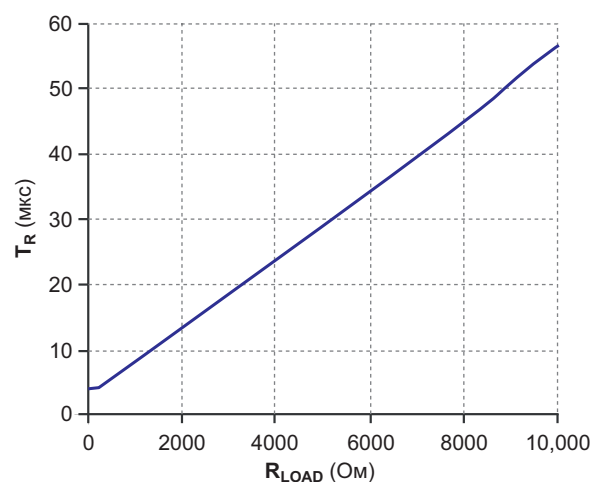


Рисунок 2. Соотношение между наихудшим временем нарастания и сопротивлением нагрузки для базовой схемы включения фототранзистора показывает, что при $T_R = 42 \text{ мкс}$ R_{LOAD} должно быть равно 7.5 кОм.

помощью транзистора (Рисунок 1в). Транзистор, благодаря низкому выходному сопротивлению и большому произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания, поддерживает напряжение сигнала на фототранзисторе на стабильном постоянном уровне. С этой задачей хорошо справляется универсальный BC847, и с фототранзистором SFH320 скорость передачи данных в схеме может достигать 153.6 кбит/с. Увеличить скорость выше этого значения невозможно, даже при использовании самого быстрого операционного усилителя, из-за фотоэлектрической задержки, обусловленной процессами зарядки и накопления. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet OSRAM SFH 320](#)
2. [Datasheet OSRAM SFH 421](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)

Комбинация симистора и реле

John Dunn

EDN

По ссылке в конце статьи можно ознакомиться с техническим описанием линейки оптоизолированных драйверов симисторов, переключающихся при переходе сетевого напряжения через ноль.

Возможность подачи переменного напряжения на некоторые нагрузки при переходе через ноль может оказаться полезной. Схема на Рисунке 1 представляет собой слегка упрощенную версию одной из схем из упомянутого технического описания.

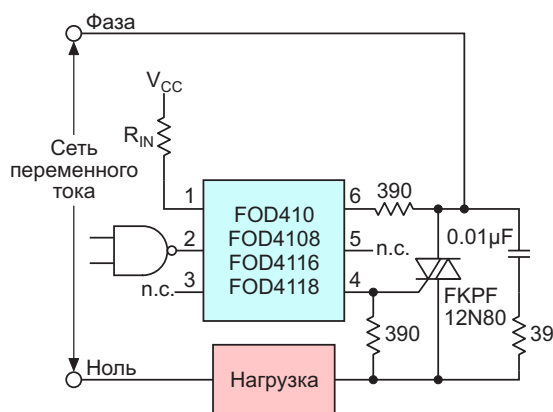


Рисунок 1. Упрощенная схема драйвера симистора, подающая сетевое переменное напряжение на нагрузку.

Симистор и его драйвер, переключающиеся при переходе через ноль, работают отлично, поскольку управляющий входной сигнал на выводе 2 определяет, подается ли переменный ток на узел или нет. Однако у меня были несколько иные требования к управлению симистором. Мне были нужны две кнопки

с ручным управлением: одна для включения сетевого питания, а другая – для выключения с сохранением функции контроля перехода через ноль. Другая проблема заключалась в том, что при требуемой мощности нагрузки перегрев управляемого симистора был слишком значительным.

Тепловая нагрузка на симистор была снижена следующим образом (Рисунок 2).

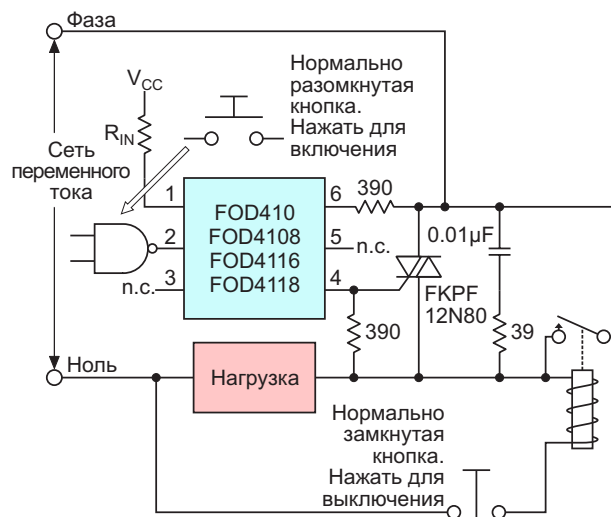


Рисунок 2. Измененная схема драйвера симистора с добавленным реле. При нажатии кнопки симистор подает переменный ток в нагрузку, используя функцию перехода через ноль.

Было добавлено реле, катушка которого была подключена параллельно нагрузке, а нормально разомкнутые контакты – параллельно аноду и катоду симистора.

При нажатии кнопки включения симистор подавал переменное напряжение на нагрузку, используя функцию перехода через ноль, а затем контакты реле замыкались параллельно симистору. При замыкании контактов реле ток нагрузки переносился с симистора на реле. Симистор должен был работать только в течение времени замыкания реле, которое в моем случае составляло примерно 50 мс, что чуть больше трех периодов входного сетевого напряжения.

Мы получили преимущества перехода через ноль, и симистор даже не нагревался.

Одна нормально разомкнутая кнопка включения питания нагрузки управляла входным

светодиодом оптопары. Можно придумать миллион способов добиться этого, поэтому обсуждать этот вопрос мы не будем.

Другая кнопка, нормально замкнутая, была предназначена для отключения питания катушки реле. Если предположить, что первая кнопка в этот момент разомкнута, а симистор уже был выключен, контакты второго реле разомкнутся, и питание нагрузки будет отключено. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi FOD410, FOD4108, FOD4116, FOD4118](#)
2. [Datasheet Fairchild FKPF12N80](#)

Преобразование прямоугольных импульсов в пилообразный сигнал

Christopher Paul

EDN

Существует множество способов формирования аналоговых сигналов пилообразной формы. Вот метод, использующий одну шину питания и нетребовательный к номиналам пассивных компонентов. На Рисунке 1 показана пара схем, использующих одну шину питания 3.3 В. Одна из них формирует пилообразный сигнал, привязанный к земле, а другая – к напряжению питания.

Тока, проходящего через резистор R_1 , достаточно для работы микросхемы U_1 и формирования сигнала LO. Эта микросхема обеспечивает постоянное напряжение V_{REF} между выводами V+ и FB. Q_1 – это n-p-n транзистор с высоким коэффициентом передачи тока, через коллектор которого проходит практически весь ток резистора R_2 (V_{REF}/R_2), который заряжает конденсатор C_1 постоянным

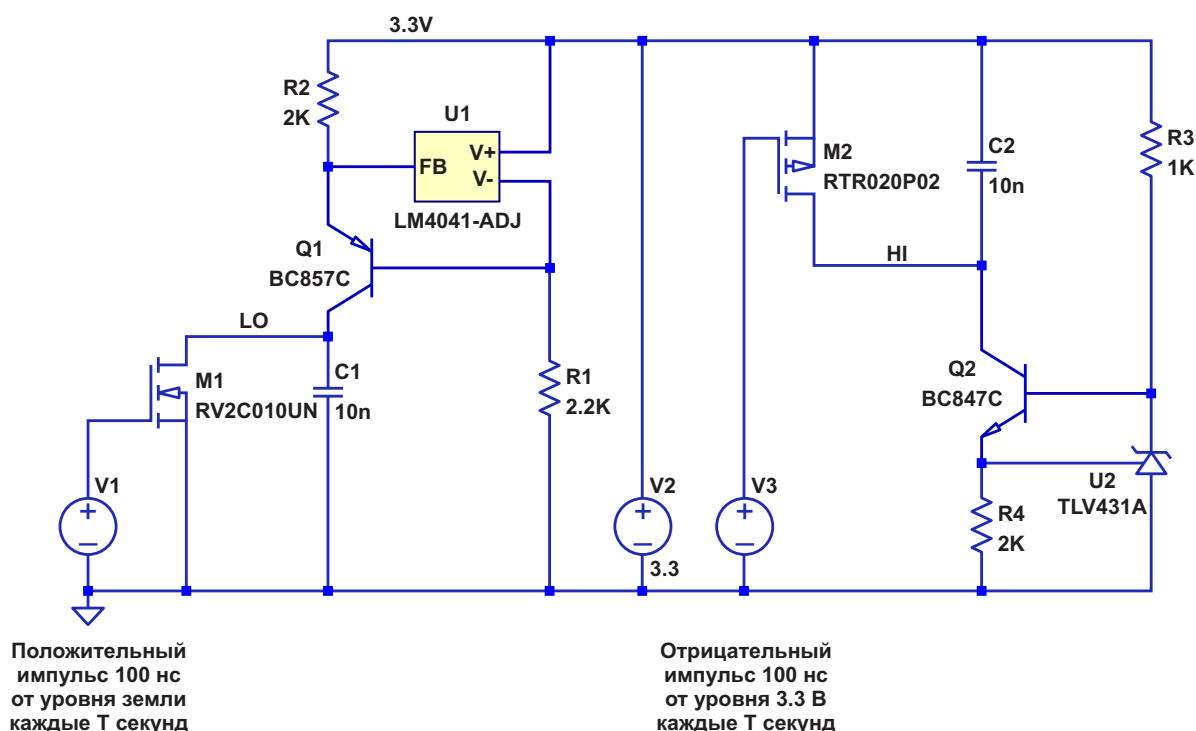


Рисунок 1. Схема слева от источника питания 3.3 В формирует пилообразный сигнал, привязанный к земле, который обозначен как «LO», тогда как схема справа формирует пилообразный сигнал, привязанный к шине 3.3 В, и обозначенный как «HI».

током, формируя линейную часть пилообразного сигнала, привязанного к земле. (Ток вывода FB микросхемы U_1 обычно меньше 100 нА в диапазоне температур). M_1 – это MOSFET, который каждые T секунд включается на 100 нс для быстрого разряда конденсатора C_1 на землю. Его сопротивление в открытом состоянии составляет менее 1 Ом, поэтому разряд длится более 10 постоянных времени.

Пиковая амплитуда пилообразных импульсов равна

$$V_{REF} \times \frac{T}{R_2 \times C_1} V,$$

где для микросхемы U_1 $V_{REF} = 1.225$ В. Для шины 3.3 В амплитуда должна быть меньше максимального значения 2.1 В, для чего период T должен быть меньше, чем

$$T_{MAX} = \frac{R_2 \times C_1 \times 2.1 \text{ В}}{V_{REF}}.$$

При использовании микросхемы U_1 с точностью V_{REF} 0.2% и резистора R_2 с допуском 0.1% общая погрешность амплитуды схемы в лучшем случае ограничена значением 1%, в основном обусловленным конденсатором C_1 в сочетании с паразитной емкостью транзистора M_1 .

Схема на элементах M_2 , C_2 , Q_2 , R_3 , R_4 и U_2 работает во многом так же, как только что описанная схема, за исключением того, что она создает «перевернутый» пилообразный сигнал, привязанный к шине питания 3.3 В. Формы обоих сигналов показаны на Рисунке 2. За исключением микросхемы U_2 , требования к этим компонентам для конструкции в

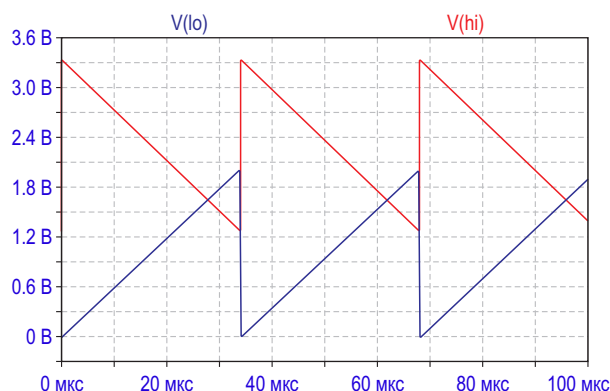


Рисунок 2. Пиковые значения показанных сигналов немного меньше рекомендованных максимальных значений. Период T составляет 34 мкс.

правой части схемы соответствуют ранее упомянутым. Ток источника опорного напряжения U_2 обычно не превышает 250 нА во всем диапазоне температур, но погрешность его опорного напряжения 1.24 В в лучшем случае составляет 1%. На Рисунке 2 показаны оба пилообразных сигнала.

Этим схемам не требуются точные или согласованные пассивные компоненты. И нет необходимости согласовывать номиналы этих компонентов с параметрами активных компонентов или с периодом T , пока T остается меньше T_{MAX} . Единственное влияние ненулевых допусков пассивных компонентов и параметров некоторых активных компонентов касается амплитуды пилообразного сигнала. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LM4041](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV431A](#)
3. [Datasheet ROHM RTR020P02](#)
4. [Datasheet ROHM RV2C010UN](#)

Перекрестное соединение комплементарных источников тока для уменьшения ошибки саморазогрева

Stephen Woodward

EDN

В разделе «Design Ideas» (конструкторские идеи) разгорелись оживленные дискуссии относительно ограничений и особенностей, а также приемов проектирования источников тока, показанных на Рисунке 1.

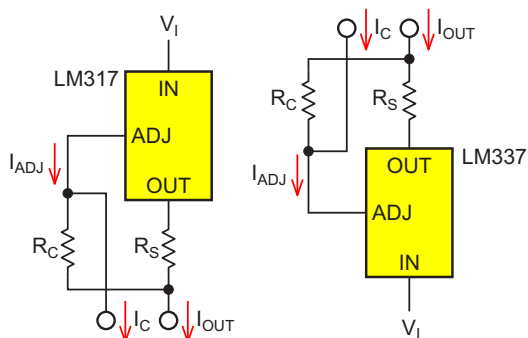


Рисунок 1. Как контролировать амперные выходные токи I_{OUT} с помощью миллиамперных токов I_C , используя в качестве стабилизаторов тока устаревшие регуляторы напряжения, где $I_{OUT} = (V_{ADJ} - I_C R_C) / R_S$.

Читатель Ашутосх Сапре выразил тревогу по поводу вероятного влияния обусловленного саморазогревом повышения температуры на точность опорного напряжения регулятора, как показано на Рисунке 2.

Как видно из Рисунка 2, температурная стабильность этих устаревших устройств достаточно хороша. Тем не менее, существуют ситуации, когда температурный коэффициент может создавать проблемы.

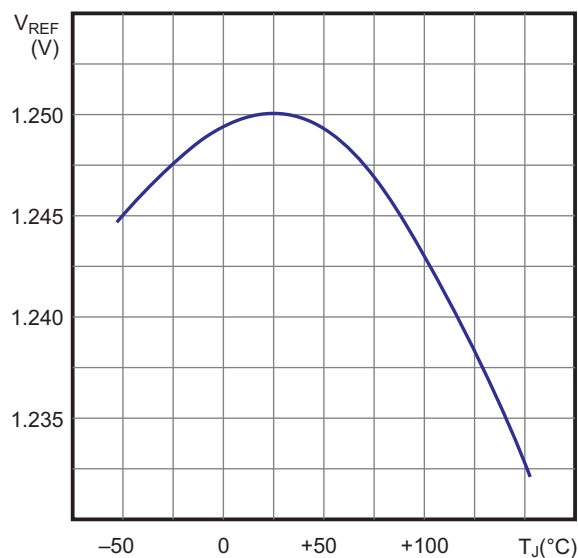


Рисунок 2. Изменение опорного напряжения LM317 в зависимости от температуры перехода, показанное в техническом описании микросхемы LM317.

Например, рассмотрим сценарий, который начинается с программирования 100% от максимального выходного тока (например, 1 А), при котором регулятор рассеивает много тепла. Предположим, что этот режим поддерживается достаточно долго, чтобы температура перехода регулятора поднялась с 25 °С до 125 °С. Рисунок 2 предсказывает, что такой большой перепад температур приведет к смещению опорного напряжения V_{REF} с 1.25 В до 1.235 В, из-за чего выходной ток снизится примерно на 1% от максимального.

Этот 1% соответствует 10 мА из 1000 мА и составляет немного меньше 3 младших значащих бит 8-битного значения. Возможно, это не очень хорошо, но и не ужасно. Но что, если затем перепрограммировать выходной ток на 10% от полной шкалы (например, 100 мА), пока регулятор еще горячий?

Тогда этот 1% от ошибки полной шкалы станет 10% от установленного значения. Это проявится в виде очень длинного «хвоста» теплового успокоения, длящегося много секунд пока температура перехода постепенно снижается со 125 °С, позволяя V_{REF} (медленно) вернуться к исходному напряжению 1.25 В, а выходному току установиться на нужном уровне 100 мА. В конечном итоге это произойдет, но требуемое для этого время будет чрезмерным. Это может оказаться неприемлемым.

К счастью, Ашутосх также предложил простое и практичное решение проблемы в виде вспомогательного транзистора, шунтирующего ток. Шунт позволил бы большей части выходного тока и, следовательно, большей части источника саморазогрева полностью обходить регулятор. Это позволило бы сохранить его переход ненагретым, а его V_{REF} – недрейфующим. Проблема решена!

Или нет? Ашутосх также отметил, что обходной транзистор, хотя и решает проблему тепловыделения, к сожалению, также обходит и некоторые полезные функции. В частности, были бы утрачены ценные возможности защиты от повреждений (например, автоматическое ограничение тока и отключение при перегреве), встроенные в микросхемы LM317 и LM337. Хотя эти возможности потенциально можно было бы добавить к транзисторному шунту, это во многом лишило бы схему простоты, которая изначально делала ее привлекательной.

Итак, я задался вопросом, можно ли реализовать идею шунта Ашутосха таким образом, чтобы сохранить желаемые характеристики 317/337, оставляя при этом схему простой. Очевидным решением (я люблю очевидное!) было бы просто сделать шунт из другого регулятора LM3xx. Именно это показано на Рисунке 3: схема с перекрестно соединенными комплементарными регуляторами, в которой U1 317 используется для управления, а U2 337 – в качестве шунта. Токи

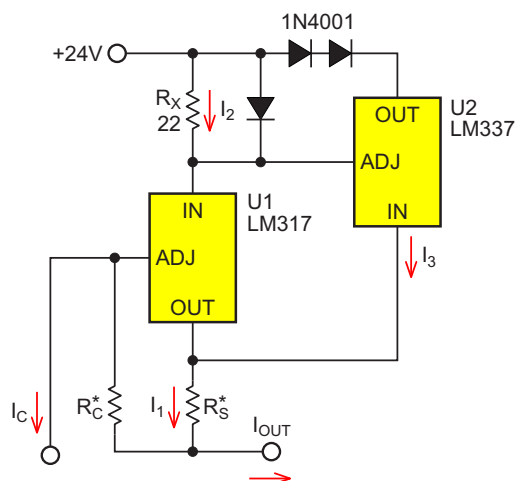


Рисунок 3. Перекрестное соединение уменьшает ошибку саморазогрева, поскольку шунтирующий регулятор U2 пропускает большую часть тока, становясь относительно горячим, в то время как регулятор U1, V_{REF} которого контролируется, остается относительно холодным и точным.

управления и шунта затем суммируются перед прохождением через R_S , обеспечивая обратную связь к U1, где

$$I_{OUT} = (I_2 + I_3) = \frac{V_{ADJ_U1} - I_C R_C}{R_S}$$

и $I_3 \gg I_2$. (Здесь V_{ADJ_U1} – напряжение на выводе ADJ микросхемы U1). Обратите внимание, как шунт переворачивается «вверх ногами».

Регулятор U1 на Рисунке 3 включен в основном так же, как на Рисунке 1, за исключением R_X . Напряжение $R_X \times I_2$, падающее на R_X , поступает на вывод ADJ микросхемы U2, так что, когда входной ток I_2 регулятора U1 превысит примерно 10 мА, напряжение на выводе ADJ микросхемы U2 упадет достаточно, чтобы она начала проводить ток. Это увеличивает составляющую тока I_3 , на которую в конечном итоге приходится большая часть общего тока $I_1 = I_2 + I_3$. Таким образом, U2 рассеивает основную часть мощности саморазогрева, гарантируя, что регулятор U1 остается относительно холодным, а его опорное напряжение V_{REF} – точным.

Диод 1N4001, подключенный параллельно резистору R_X , защищает R_X и вывод ADJ микросхемы U2 в случае срабатывания функции отключения U2 по перегреву или перегрузке по току. В этом случае микросхема U1

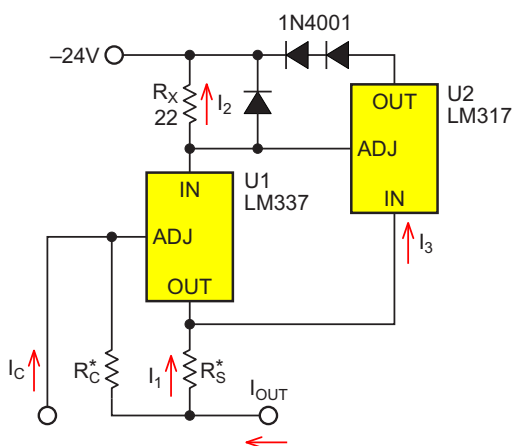


Рисунок 4. Если 317 и 337 поменять местами, а диоды включить наоборот, схема на Рисунке 3 сможет работать и с отрицательным током.

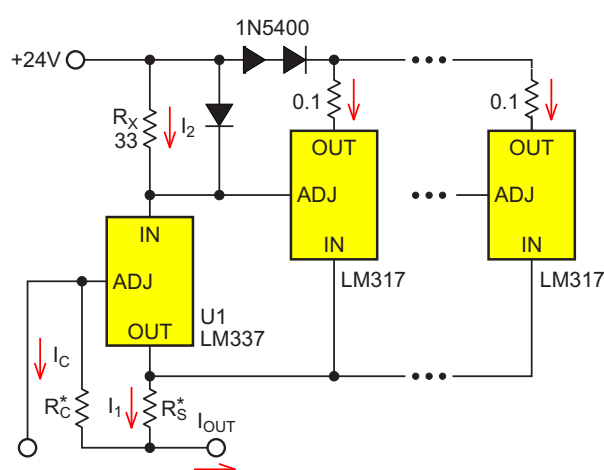


Рисунок 5. Увеличьте допустимую нагрузку по току с помощью более мощных диодов и большего количества регуляторов U2.

пыталась бы взять на себя всю нагрузку, что привело бы к такому падению напряжения на R_x , которое может повредить U2 и сжечь резистор. Диод предотвращает это.

На Рисунке 4 показана схема, работающая как источник отрицательного тока.

Если требуется большая допустимая токовая нагрузка, можно добавить больше шун-

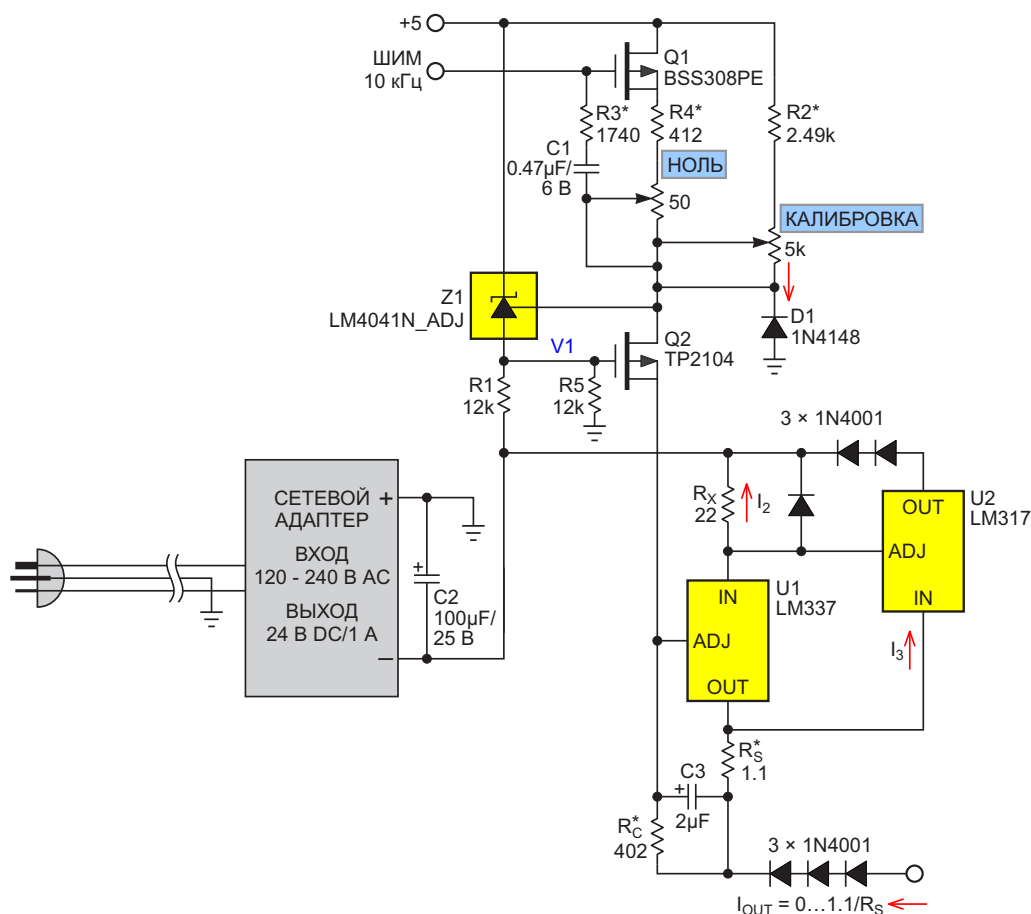


Рисунок 6. Схема источника отрицательного тока содержит средства компенсации разброса номиналов компонентов, включая отклонения опорных напряжений микросхем U1 и Z1. Обратите внимание, что резистор R_s сопротивлением 1.1 Ом должен быть рассчитан на мощность более 1 Вт.

тов U2 и использовать более мощные диоды (Рисунок 5).

На Рисунке 6 эта идея интегрирована в законченный источник отрицательного тока с ШИМ-управлением, как подробно описано в статье «Источник отрицательного тока с ШИМ на входе и LM337 на выходе» [1].

Однопроходная последовательность регулировки следующая:

1. Установите $D = 100\%$ (D – коэффициент заполнения ШИМ);
2. Регулировкой потенциометра КАЛИБРОВКА установите на выходе ток 1 А;
3. Установите $D = 0\%$;

4. Регулировкой потенциометра НОЛЬ установите нулевой выходной ток.

Готово. Теперь $I_{OUT} = 1.1 \cdot D/R_S$. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Источник отрицательного тока с ШИМ на входе и LM337 на выходе](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild LM317](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor LM337](#)
3. [Datasheet Analog Devices LM4041](#)
4. [Datasheet Infineon BSS308PE](#)
5. [Datasheet Microchip TP2104](#)

Схема задержки редких или одиночных импульсов на регулируемый временной интервал

Михаил Шустов, г. Томск

Показана возможность создания устройства задержки редких или одиночных импульсов на регулируемый временной интервал с сохранением длительности исходного импульса. Электрическая схема регулируемой задержки импульсов содержит элементы выделения начала и конца входного импульса, две идентичных времязрядных RC-цепочки, а также два компаратора, порог переключения которых регулируется одновременно. К выходам компараторов подключена схема антисовпадений, позволяющая выделить на выходе устройства импульс, длительность которого равна длительности исходного импульса. Время задержки импульса можно плавно регулировать, меняя порог переключения компараторов.

Устройства, предназначенные для дозированной задержки цифровых сигналов, широко используют в радиолокации, радионавигации, телеметрии; в измерительной и вычислительной технике, а также в технике научного эксперимента.

Известно достаточно много технических решений, относящихся к устройствам задержки электрических импульсов [1–10]. Значительная часть таких устройств отличается повышенной сложностью, либо позволяет задерживать импульсы на короткие интерва-

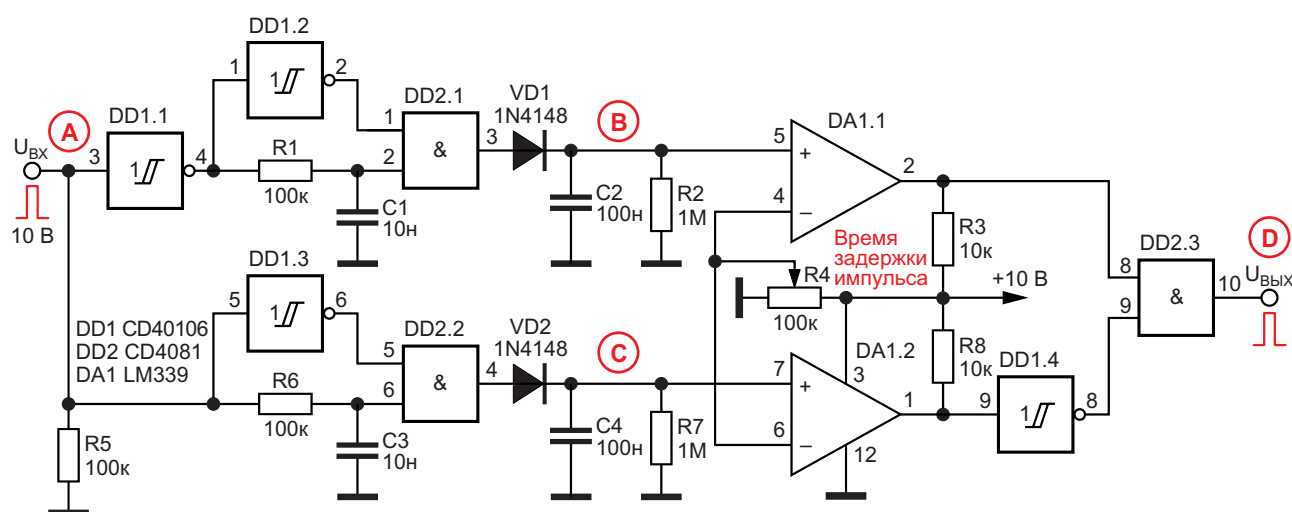


Рисунок 1. Электрическая схема устройства задержки редких или одиночных импульсов на регулируемый интервал времени с сохранением длительности входного сигнала.

лы времени, не превышающие длительность исходного импульса, либо длительность выходного импульса не отвечает длительности входного. Наиболее распространенными и простыми схемами регулируемой задержки импульсов на логических элементах являются схемы, содержащие инверторы, разделенные RC-цепочкой, а также схемы, содержащие мультивибраторы с RS-триггерами.

На Рисунке 1 представлена электрическая схема устройства задержки редких или одиночных импульсов на продолжительный регулируемый временной интервал с сохранением длительности входного импульса. Устройство содержит элементы выделения начала и конца входного импульса, а также две идентичные RC-цепочки, заряжаемые импульсами, снимаемыми с выходов элементов выделения начала и конца импульса. Сигналы, снимаемые с RC-цепочек, подаются на неинвертирующие входы компараторов, а на их инвертирующие входы подается одинаковое регулируемое по величине смещение. Сигналы с выходов компараторов затем поступают на схему антисовпадений [11].

Устройство, Рисунок 1, работает следующим образом. Входной цифровой сигнал одновременно поступает на входы элементов выделения начала и конца импульса, первый из которых выполнен на логических элементах DD1.1, DD1.2 микросхемы CD40106 и логическом элементе DD2.1 микросхемы CD4081. Элемент выделения конца импульса выполнен на логических элементах DD1.3 и DD2.2. С выходов логических элементов DD2.1 и DD2.2 сигналы через диоды VD1 и VD2 поступают на две идентичные времязадающие цепочки C2, R2 и C4, R7. Конденсаторы C2 и C4 заряжаются до максимального уровня, после чего происходит разряд этих конденсаторов на резисторы R2 и R7, соответственно.

Сигналы с RC-цепочек, один из которых запаздывает на время длительности входного сигнала, поступают на неинвертирующие входы компараторов DA1.1 и DA1.2 микросхемы LM339. На входы сравнения компараторов подается регулируемое потенциометром R4 напряжение сравнения, задающее порог переключения этих компараторов. В моменты времени, когда напряжения на входах компараторов сравниваются, происхо-

дит их переключение. Схема антисовпадений («Запрет») [11] на элементах DD1.4 и DD2.3 позволяет выделить на выходе устройства импульс, длительность которого соответствует длительности входного сигнала.

Регулируя потенциометром R4 уровень напряжения сравнения на инвертирующих входах компараторов, можно плавно менять время задержки выходного импульса в достаточно широких пределах.

Динамика электрических процессов в разных точках устройства показана на Рисунке 2.

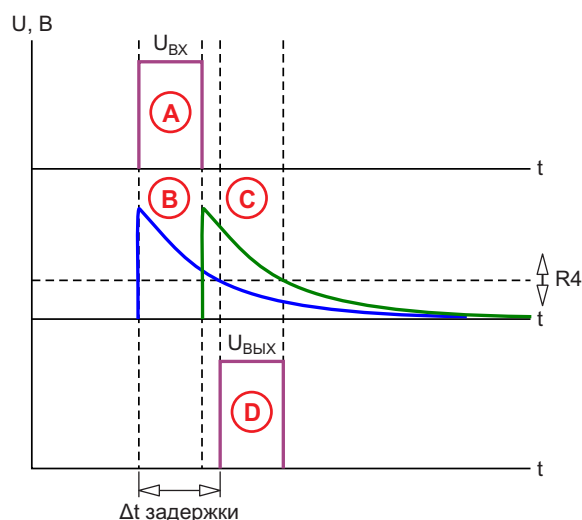


Рисунок 2. Динамика электрических процессов в различных точках устройства задержки импульса.

Устройство позволяет осуществлять задержку редких или одиночных импульсов напряжения на заданный временной интервал. Если частота входных импульсов достаточно велика, происходит обрезание выходного импульса в момент появления на входе очередного импульса.

Для расширения временных интервалов задержки импульсов можно использовать последовательное включение нескольких элементов задержки, либо откорректировать номиналы RC-элементов устройства. **РЛ**

Литература

1. А.с. 529553 СССР. МКИ H03K 5/153. Устройство для задержки сигналов на логических элементах / А.М. Русанов // Открытия. Изобретения. 1976. № 35.
2. А.с. 790205 СССР. МКИ H03K 5/13. Устройство задержки импульсов / Ю.А. Плужников,

- Е.А. Евсеев, В.А. Ойкин, А.С. Чередниченко // Открытия. Изобретения. 1980. № 47.
3. А.с. 1100723 СССР. МКИ H03K 5/153. Устройство для задержки импульсов / А.К. Мерзляков, Л.А. Фомин // Открытия. Изобретения. 1984. № 24.
 4. А.с. 1793536 СССР. МКИ H03K 5/13, 7/04. Устройство задержки импульсов / В.И. Турченко // Открытия. Изобретения. 1993. № 5.
 5. Патент 2269866 РФ. МПК H03H 9/30, H03K 5/14. Устройство задержки импульсов / С.Н. Горшков // Бюлл. ФИПС «Изобретения. Полезные модели». 2006. № 4.
 6. Калашник В., Панов Р. Устройство задержки импульсов. Радиолюбитель. 2008. № 1. С. 9.
 7. Шустов М.А. [Синхронно регулируемые линии задержки цифровых сигналов](#). РадиоЛоцман. 2023. № 3–4. С. 20–22.
 8. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Основы построения. СПб.: Наука и Техника, 2018. 320 с.
 9. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Практика применения. СПб.: Наука и Техника, 2018. 432 с.
 10. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.
 11. Шустов М.А. [Логические элементы «Запрет» и «Импликатор» и их применение](#). РадиоЛоцман. 2025. № 5–6. С. 26–29.

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4081B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)

Устройство зарядки аккумуляторов на основе зарядового насоса с питанием от +5 В

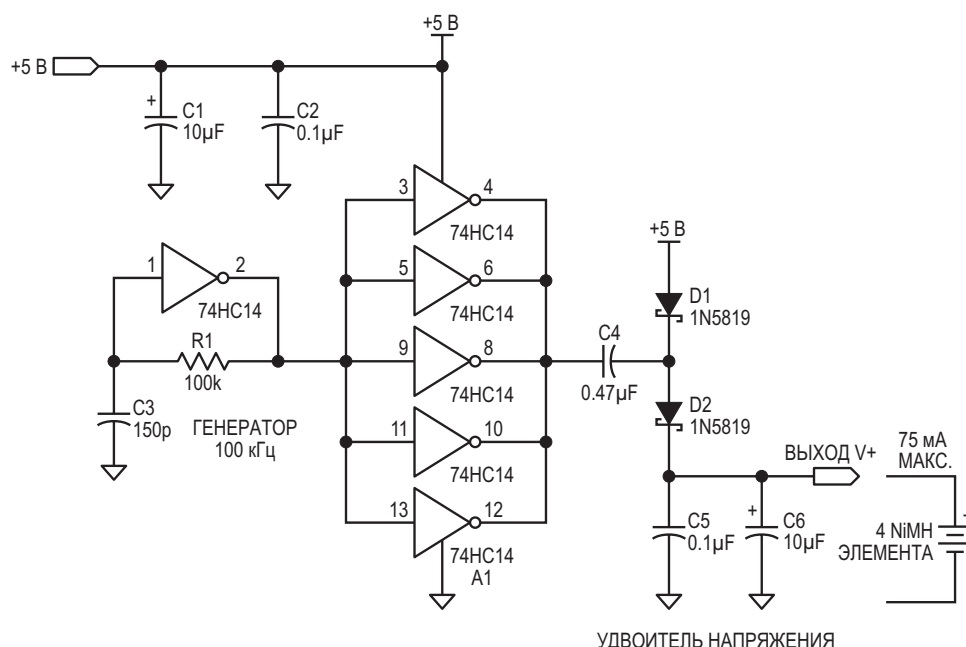
David A. Johnson

Приведенная схема обеспечивает капельную зарядку четырехэлементного блока NiMH аккумуляторов типоразмеров AA или AAA. Схема питается напряжением +5 В, получаемым от разъема USB, и отдает в аккумулятор ток около 70 мА. Этого тока должно быть достаточно для полной зарядки блока из элементов емкостью 2500 мА·ч примерно за

36 часов. В устройстве используется один шестеренный инвертор с триггером Шмитта 74HC14 в сочетании со схемой удвоителя напряжения на основе зарядового насоса. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74HC14](#)
2. [Datasheet Fairchild 1N5819](#)



Хороший, простой и достаточно точный 16-разрядный ЦАП с ШИМ-управлением

Christopher Paul

EDN

Реализация простого цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) путем каскадного соединения одного широтно-импульсного модулятора (ШИМ) и аналогового фильтра нижних частот не является чем-то новым. Также нет ничего нового в подаче на фильтр суммы выходных сигналов самого старшего бита 2^N -разрядного ШИМ и наименьшего значащего бита 2^N -разрядного ШИМ для получения составного 2^{2N} -разрядного ЦАП [1], [2]. Однако разработка схемы с простой, не требующей настройки топологией и достаточно точными, воспроизводимыми характеристиками – задача нетривиальная. Предлагаемый пример показан на Рисунке 1. Давайте рассмотрим схему от выхода к входу.

Операционный усилитель

ОРА383 – это операционный усилитель с «rail-to-rail» входами и выходом. Как правило, выходной сигнал таких устройств не полностью достигает уровней шин питания. При внимательном изучении технического описания становится ясно, что напряжения питания $V+$ и $V-$ должны превышать диапазон выходных сигналов как минимум на ± 155 мВ, а их разность должна быть менее 5.5 В. Входное напряжение смещения составляет максимум ± 5 мкВ при 25°C , но его значения в диапазоне температур, к сожалению, не указаны. Однако график, построенный по пяти точкам измерения, показывает ограниченную чувствительность к температуре. Давайте предполо-

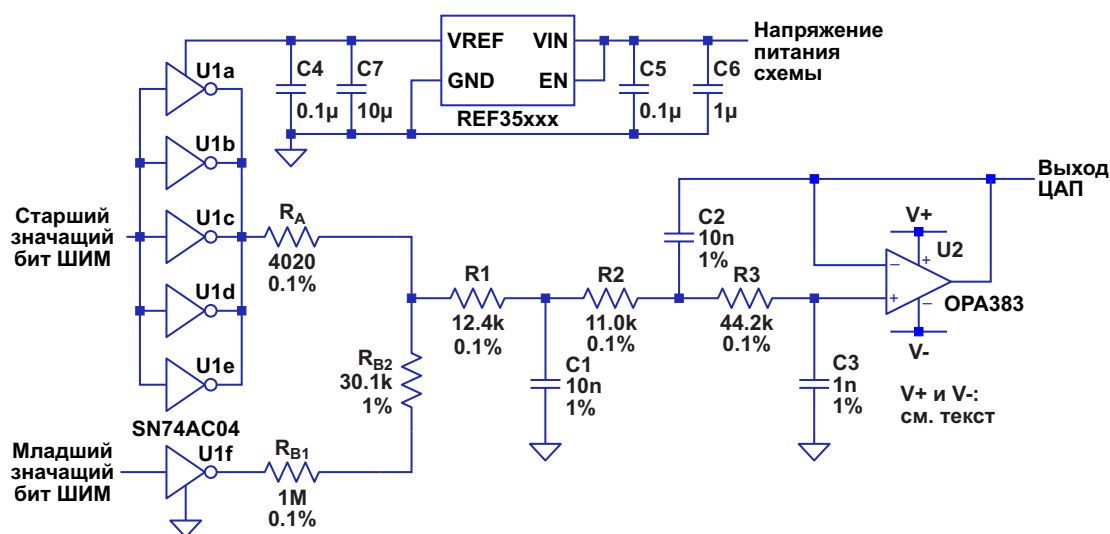


Рисунок 1. 16-битный ЦАП с ШИМ-управлением. Конденсаторы C_1 , C_2 и C_3 – керамические NPO/COG.

жим, что в диапазоне температур – это трижды по 5, или максимум 15 мкВ.

Максимальный ток смещения в диапазоне температур от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$ равен ± 76 нА. Я хотел бы, чтобы различные независимые погрешности конструкции не превышали $\frac{1}{2}$ отсчета ШИМ (в данном случае – 2^{-17} от полной шкалы). Учитывая, что сопротивление со стороны входа операционного усилителя меньше 100 кОм, при напряжениях полной шкалы ЦАП более 2.0 В погрешность, обусловленная током смещения и напряжением смещения, составит менее $\frac{1}{2}$ отсчета.

Минимальный коэффициент усиления операционного усилителя по постоянному току равен 118 дБ, а его типовое произведение коэффициента усиления на полосу пропускания (gain-bandwidth, GBW) составляет 2.5 МГц. При отсутствии другой информации я буду исходить из минимального значения GBW 1 МГц.

Фильтр ШИМ

Фильтр состоит из элементов U_2 , R_A , R_{B1} , R_{B2} , R_1 , R_2 , R_3 , C_1 , C_2 и C_3 . Для обеспечения повторяемости результатов важно контролировать допуски этих пассивных компонентов. Емкости распространенных керамических конденсаторов, таких как Y5V и X7R, очень чувствительны к температуре и постоянному напряжению; их не рекомендуется использовать в фильтрах, требующих значительной стабильности. Пленочные конденсаторы и керамические с диэлектриками COG/NPO гораздо менее чувствительны. Конденсаторы NPO/COG и резисторы с номиналами и допусками, указанными на схеме, при заказе партии в 1000 штук можно приобрести по цене значительно ниже \$0.10.

Показанный фильтр является фильтром 3-го порядка (о чем свидетельствует наличие трех конденсаторов). Как правило, фильтры 3-го порядка обеспечивают меньшее (лучшее) произведение времени установления на коэффициент ослабления пульсаций, чем фильтры 2-го порядка (два конденсатора). Средства проектирования фильтров третьего порядка встречаются редко, поэтому я использовал тот, который разработал и опубликовал в EDN почти 15 лет назад [3]. Этот фильтр не предназначен для подавления сильных противофазных сигналов, поэтому

нет необходимости в регулировочных потенциометрах, компенсирующих отсутствие компонентов с нулевым допуском, которые в противном случае потребовались бы для достижения максимального подавления.

Фильтр предназначен для подавления «пульсаций» ШИМ-сигналов, которые достигают максимальной величины, когда выходной сигнал составляет 50% от полной шкалы. Также представляет интерес минимизация времени установления. Для оценки влияния разбросов, обусловленных допусками номиналов компонентов, на Рисунках 2 и 3 показаны результаты 100 прогонов методом Монте-Карло для времени установления от нуля до полной шкалы и для времени затухания пульсаций.

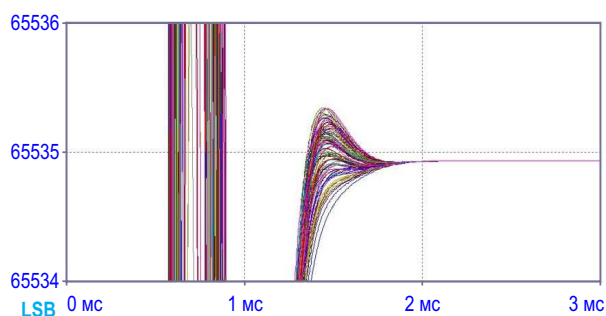


Рисунок 2. 100 прогонов Монте-Карло с переходами от 0 до полной шкалы, то есть, от 0 до 65,535 отсчетов. Установление до точности лучше $\frac{1}{2}$ отсчета происходит менее чем за 2 миллисекунды.

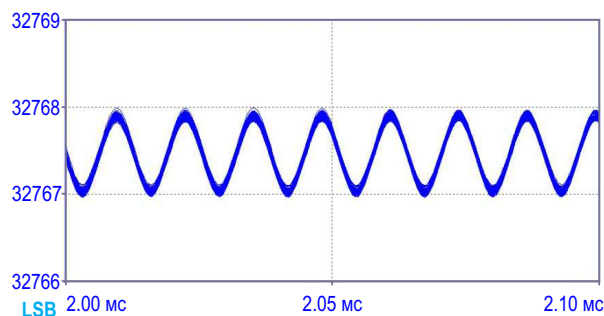


Рисунок 3. 100 прогонов методом Монте-Карло при полной шкале 65,535 отсчетов. Пульсации составляет менее $\frac{1}{2}$ пикового значения ШИМ. Частота ШИМ равна 78 кГц.

Суммирующая цепь

Имеются два 8-битных сигнала ШИМ. Для получения 16-битного сигнала вклад наиболее значащего сигнала ШИМ взвешивается с

коэффициентом, почти точно в 256 раз превышающим коэффициент для менее значащего сигнала ШИМ. Это достигается с помощью суммирующей цепи R_A и $R_{B1} + R_{B2}$. (Обратите внимание, что остальные компоненты фильтра не оказывают влияния на эту цепь по постоянному току).

Драйверы фильтров (логические инверторы)

Показанные на схеме логические элементы «НЕ», управляющие суммирующей цепью, имеют конечные выходные сопротивления, которые фактически суммируются с сопротивлениями R_A и R_{B1} . К сожалению, логические инверторы не являются линейными устройствами и техническим описанием их использование в таком качестве не предусмотрено. Лучший способ определить максимальное выходное сопротивление по техническим характеристикам – сначала найти указанное напряжение питания, наиболее близкое (но меньшее или равное) к предполагаемому напряжению питания, а затем разделить максимальное падение выходного напряжения на указанный ток нагрузки.

Лучше всего сделать это для верхнего плеча выходного каскада, поскольку его сопротивление обычно выше, чем у нижнего. Например, если микросхему SN74AC04 компании Texas Instruments предполагается использовать при напряжении питания 3.3 В, используйте указанное в техническом описании минимальное напряжение 2.46 В для 3-вольтового питания с потребляемым током 12 мА, чтобы получить максимальное сопротивление 45 Ом. Параллельное соединение пяти логических элементов уменьшит это сопротивление до неизвестного значения ниже 9 Ом. Точная величина неизвестна, поскольку отдельные инверторы имеют общие сопротивления на пластине и в соединительных проводниках между кристаллом и выводами корпуса. Таким образом, к R_A добавляется сопротивление до 9 Ом. Эффект добавления 45 Ом к R_B сравнительно незначителен.

Но здесь мы отходим от цели ограничить источник ошибки максимальным вкладом в $\frac{1}{2}$ отсчета – максимальная дифференциальная ошибка нелинейности теперь составляет чуть менее 1 отсчета. К счастью, даже при

такой ошибке, увеличивающаяся серия отсчетов дает монотонно возрастающую последовательность выходных напряжений. Если улучшение характеристик оправдывает затраты, можно сохранить ошибку ниже $\frac{1}{2}$ отсчета, выполнив следующее:

- Заменяв инвертор на низкоомный двухканальный аналоговый коммутатор TS5A22362;
- Заменяв резистор R_A с допуском 0.1% на резистор с допуском 0.05%;
- Заменяв резистор R_{B2} сопротивлением 30.1 кОм на резистор сопротивлением 28.7 кОм с допуском 1% последовательно с 5-процентным резистором 510 Ом.

Источник питания драйвера

Увы, в очередной раз нам приходится отказаться от цели удержать погрешность в пределах менее $\frac{1}{2}$ LSB (least significant bit, младший значащий бит). Погрешность, вносимая микросхемой REF35, равна $\pm 0.05\%$ при 25 °C, что соответствует 33 LSB! И даже с учетом преимуществ использования калибровки и дополнительных компонентов для регулирования напряжения питания инвертора/аналогового коммутатора, температурный коэффициент опорного источника 12 ppm/°C поставит нас в затруднительное положение. И снова нам придется смириться с некоторой погрешностью.

В духе продолжения наших усилий по максимальному использованию имеющихся ресурсов, сопротивление источника опорного напряжения постоянному току (максимум 60 ppm от 3.3 В, отнесенные к току, например, 1 мА) составляет всего около 0.2 Ом. Это незначительно по сравнению с сопротивлением постоянному току, наблюдаемому со стороны суммирующей цепи R_A и R_B . Однако переходные процессы в инверторах вызывают беспокойство.

Необходимо обеспечить надлежащую развязку этих устройств. Кроме того, имеется составляющая суммарного импеданса переменному току Z_{SUM} со стороны выходов инверторов, а также их выводов питания, обусловленная комбинацией компонентов R_1 , R_A , R_B и C_1 , приблизительно равная 16.5 кОм. К счастью, эти частоты не ниже частоты ШИМ (значение которой приведено в следующем раз-

деле). Импедансы показанных на схеме конденсаторов на этой частоте остаются значительно ниже 0.1% от почти полностью резистивного Z_{SUM} . С практической точки зрения величина этой комбинации неотличима от величины Z_{SUM} .

Источник ШИМ-сигнала

Источником ШИМ-сигнала, вероятно, является микропроцессор. В настоящее время большинство из них могут работать на частоте 20 МГц или выше, а это значит, что все они могут быть источниками 8-битной ШИМ с частотой не менее $20 \text{ МГц} / 256 = 78 \text{ кГц}$. Именно на эту частоту или выше рассчитан фильтр. Так почему бы не использовать выходы ШИМ входов/выходов общего назначения (GPIO) микропроцессора в качестве драйверов?

Во-первых, выходное сопротивление GPIO довольно велико. Кроме того, если вы когда-нибудь внимательно изучали напряжение на цифровом выходе микропроцессора, вы могли заметить, что оно на несколько милливольт или даже десятков милливольт не достигает напряжения шин земли и питания устройства. Это связано с тем, что помимо формирования ШИМ процессор выполняет функции, которые потребляют значительный ток, вызывая падение напряжения на участках кристалла микросхемы и соединительных проводниках между кристаллом и выводами корпуса. У SN74AC74 таких дополнительных функций нет, и любые подобные падения напряжения являются частью характеристик падения напряжения, обсуждавшихся ранее.

Модификации

Хотите уменьшить амплитуду пульсаций? Увеличьте частоту ШИМ. Хотите снизить время установления? Сопротивление R_{AB} со стороны R_A и R_B равно 4009 Ом. Уменьшите номиналы R_3 , R_2 и $R_1 - R_{AB}$ на некоторый коэф-

фициент и/или C_1 , C_2 и C_3 на тот же или другой коэффициент. Увеличьте частоту ШИМ как минимум на произведение этих коэффициентов. Увеличьте ее еще больше, чтобы добиться улучшения обеих характеристик.

Подводя итог

Была представлена простая конструкция 16-разрядного ЦАП с ШИМ-управлением. Пиковые пульсации составляют менее $\frac{1}{2} \text{ LSB}$, а полное установление схемы до этого уровня происходит быстрее, чем за 2 мс. Анализ методом Монте-Карло показывает, что эти параметры соблюдаются даже с учетом разбросов номиналов пассивных компонентов и значений GBW операционного усилителя. При объеме партии в 1000 штук цена источника опорного напряжения составляет около \$1, операционного усилителя – менее \$0.75, а каждого пассивного элемента фильтра – менее \$0.10.

Были выявлены источники ошибок в различных частях схемы и, где это возможно, они были ограничены значением не более $\frac{1}{2} \text{ LSB}$. Для устранения других более серьезных ошибок были предложены дополнительные схемные решения и калибровка, но ограничивающим фактором является температурная чувствительность источника опорного напряжения. **РЛ**

Ссылки

1. Paul, Christopher. "[Double up on and ease the filtering requirements for PWMs.](#)"
2. Stephen Woodward. [Изначально точный 16-битный ШИМ-ЦАП с топологией ТВН](#)
3. Paul, Christopher. "[Design second- and third-order Sallen-Key filters with one op amp.](#)"

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA383](#)
2. [Datasheet Texas Instruments REF35](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74AC04](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TS5A22362](#)

Схема подбора

Stephen Woodward

EDN

Точно подобранные резисторы, диодные пары и мосты являются стандартными элементами. Но иногда для особо ответственных приложений с очень жесткими допусками (или очень ограниченным бюджетом) может потребоваться небольшая (или большая) самостоятельная подборка.

Схема подбора на Рисунке 1 может помочь сделать утомительную работу по поиску в партии резисторов (или диодов) пар компонентов, точно совпадающих по параметрам, более быстрой и немного менее утомительной. Лучше всего то, что она обеспечивает точное (потенциально до уровня ppm) согласование без необходимости использования дорогостоящих прецизионных эталонных компонентов.

Элементы схемы A1a и U1bс формируют точные симметричные прямоугольные импульсы возбуждения (синхронизированные 100-герцовым мультивибратором A1b) для измерения рассогласования между тестируемыми компонентами А и В. Полученный разностный сигнал усиливается предварительным усилителем A1d с переключаемым коэффициентом усиления 1, 10 или 100, синхронно демодулируется усилителем U1а, а затем фильтруется до постоянного напряжения с конечным калибровочным коэффициентом усиления 16 с помощью усилителя A1с.

Ключом к точности устройства являются подключенные по схеме Кельвина КМОП-коммутаторы U1b и U1с. Коммутатор U1b, поскольку через него не проходит значитель-

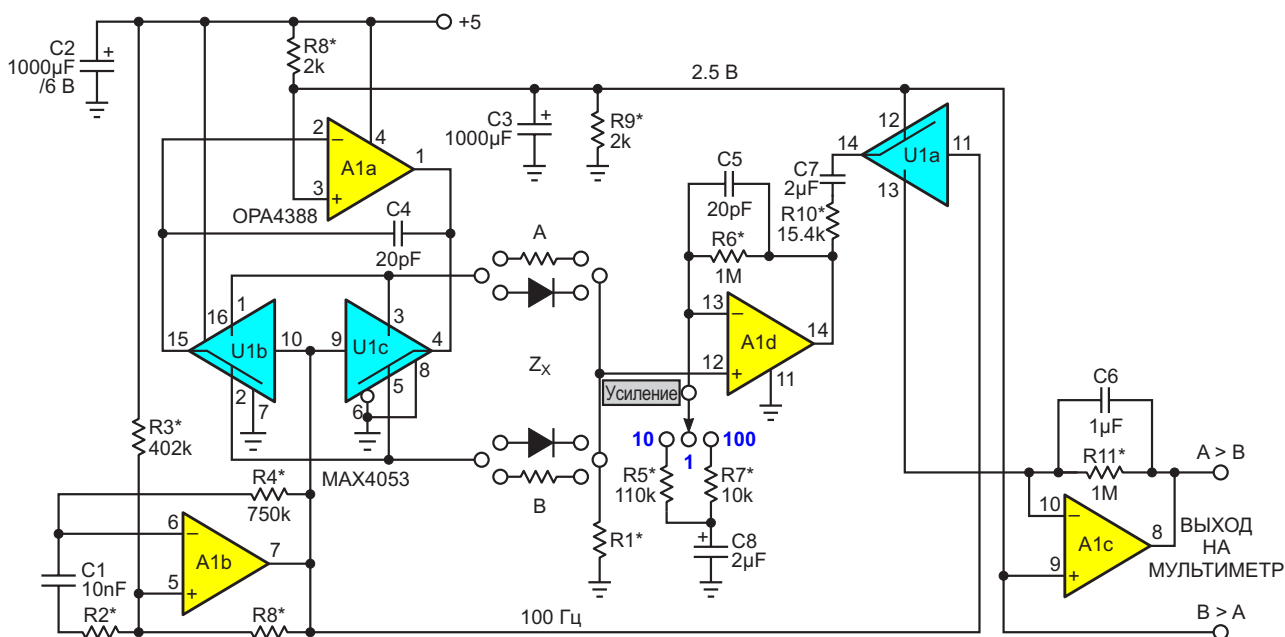


Рисунок 1. Элементы A1a, U1b и U1с формируют точные симметричные импульсы возбуждения согласуемых компонентов А и В. Резисторы, отмеченные звездочкой, – это обычные 1%-ные компоненты; их точность не критична. Напряжение на выходе А > В положительно относительно В > А, если проверяемый параметр резистора/диода А больше, чем В, и наоборот.

ного тока нагрузки (только входной ток смещения усилителя A1a пикоамперного уровня), вносит погрешность, измеряемую лишь нановольтами. В то же время измеряемый результирующий уровень напряжения возбуждения на согласуемых компонентах и компенсация максимального сопротивления 200 Ом коммутатора U1с являются точными и ограничиваются только произведением усиления на полосу пропускания (GBW) усилителя A1a на частоте 100 Гц. Поскольку GBW операционного усилителя равно примерно 10 МГц, эффективное остаточное сопротивление составляет всего $200/10^5 = 2$ мОм. При этом максимальная разность сопротивлений ключей микросхемы MAX4053, первоначально равная 10 Ом (наиболее важный параметр для симметрии возбуждения), снижается до обычно незначительного значения $10/10^5 = 100$ мкОм. (Гораздо) больший вклад будут вносить сопротивления выводов компонентов и дорожек печатной платы, если разводка не будет выполнена тщательно.

Таким образом, возможен подбор резисторов с точностью лучше ± 1 ppm (0.0001%). При этом эталонные напряжения или сопротивления с точностью уровня ppm не требуются.

Функция зависимости выходного напряжения от процента рассогласования R_A/R_B максимальна, когда сопротивление нагрузки R1 (по крайней мере, приблизительно) равно номинальному сопротивлению согласуемых резисторов. Однако из-за того, что максимум функции находится в точке $R1/R_{AB} = 1$, это равенство вовсе не является критическим, как показано на Рисунке 2.

Это значит, что отношение $R1/R_{AB}$ может изменяться в пределах $\pm 20\%$ от 1.0 без ухудшения усиления рассогласования более чем на 1%. Однако сопротивление R1 не должно быть меньше примерно 50 Ом, чтобы токи элементов A1 и U1 оставались в пределах номинальных значений.

Схема также подходит для подбора пар диодов. В этом случае сопротивление резистора R1 следует выбирать так, чтобы оно отражало ожидаемый уровень тока I_{APP} в приложении: $R1 = 2 \text{ В} / I_{APP}$.

Из-за того, что я приписываю абсолютной причуде природы (которую вовсе не ставлю себе в заслугу), выходное напряжение в мВ на 1% рассогласования прямых падений

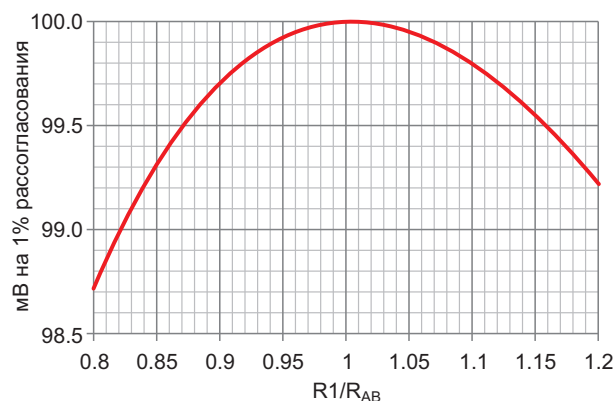


Рисунок 2. Выходной уровень (мВ на 1% рассогласования при коэффициенте усиления, установленном равным 1) не чувствителен к точному значению соотношения $R1/R_{AB}$.

напряжения на диодах (почти) такое же, как у резисторов, по крайней мере, для кремниевых диодов с p-n переходом.

На самом деле, есть простое объяснение этой «причуде природы». Просто разница в 1% между напряжениями ветвей делителя напряжения 2:1 $R_A/R_B/R1$ ослабляется на 50%, становясь равной $1.25 \text{ В} / 100 / 2 = 6.25 \text{ мВ}$, а 6.25 мВ – это как раз очень близко к 1% прямого падения напряжения на кремниевом диоде, равного примерно 600 мВ.

Так что, на самом деле, эта причуда не такая уж и причудливая, но она приятная! Схема подбора также работает с диодами Шоттки, но из-за их меньшего прямого падения напряжения она занижает процент рассогласования примерно в три раза.

Из-за чувствительности диодов к температуре рекомендуется работать с ними в теплоизолирующих перчатках. Это сэкономит время и нервы, связанные с ожиданием их уравнивания, не говоря уже о возможных, явно ошибочных, результатах. На самом деле, учитывая вероятность возникновения вводящих в заблуждение тепловых эффектов (случайные термопары, образованные разнородными металлами и т. д.), вероятно, неплохо было бы надевать перчатки и при работе с резисторами!

Удачного подбора ppm! **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4053](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA4388](#)

Смоделированный 100-мегагерцовый ПНЧ

Jim McLucas

EDN

Стивен Вудворд, плодовитый схемотехник, автор более 100 статей, 17 октября 2024 года опубликовал на сайте EDN свою статью «80-мегагерцовый ПНЧ с предварительным делителем и аккумулятором» [1].

Прочитав его статью, я загорелся желанием смоделировать ПНЧ и попытаться разогнать частоту до 100 МГц, если это возможно, сохранив при этом его изначальную простоту и точность. Однако Стивен Вудворд

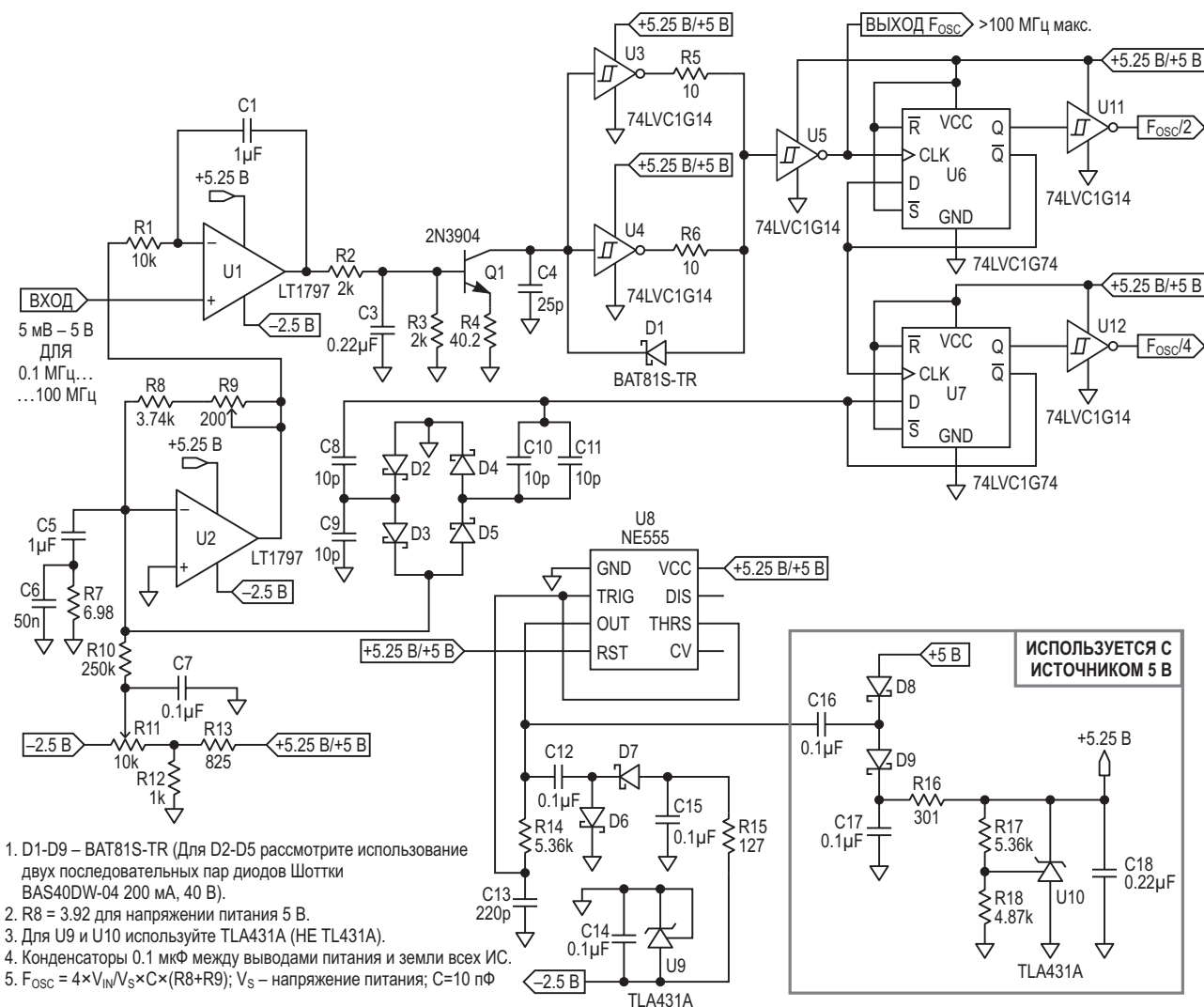


Рисунок 1. Схема ПНЧ, работающего в диапазоне от 100 кГц до более 100 МГц от одного источника питания 5.25 В, вырабатывающая прямоугольные выходные импульсы с частотой, равной $\frac{1}{2}$ и $\frac{1}{4}$ от частоты основного генератора.

опередил меня [2]! Кстати, я почти закончил свой проект, когда увидел его последнюю версию на сайте EDN.

Я не буду вдаваться в подробности работы схемы, поскольку она очень похожа на схему из вышеупомянутых статей. Однако есть дополнительные функции, и их функциональность была проверена с помощью моделирования.

Особенности

Моя схема преобразователя напряжения в частоту (ПНЧ) на Рисунке 1 имеет высокоомный входной каскад, который может надежно работать на частотах свыше 100 МГц, может питаться от одного источника 5.25 В (или от одного источника питания 5 В с несколькими дополнительными компонентами) и была успешно смоделирована. Кроме того, предусмотрены настройки для калибровки.

Эта схема имеет выход прямоугольных импульсов с частотой, составляющей половину и четверть частоты основного генератора. Во многих случаях эти сигналы будут более полезными, чем очень узкие импульсы генератора, длительность которых будет находиться в диапазоне от 2 до 5 нс.

Микросхема NE555 (U8) формирует сигнал частотой 500 кГц, который поступает как на генератор отрицательного напряжения для источника опорного напряжения -2.5 В, так и на удвоитель напряжения, используемый для получения стабилизированного напряжения 5.25 В, необходимого в случае однополярного питания 5 В. Микросхемы TLA431A (НЕ TL431A) используются в качестве программируемых стабилитронов. В отличие от TL431A, микросхема TLA431A устойчива при любых значениях емкости, подключенной между катодом и анодом.

Предусмотрены две регулировки: потенциометр R11 обеспечивает регулировку как положительного, так и отрицательного смещения, а R9 – коэффициент усиления преобразователя тока в напряжение U_2 . Я предлагаю использовать R11 для настройки при подаче входного сигнала 100 кГц с амплитудой 5 мВ, а R9 – при подаче сигнала 100 МГц с амплитудой 5 В. Повторяйте эту процедуру по мере необходимости, чтобы добиться максимальной точности схемы.

Возможные ограничения

Возможно, из-за токов утечки диодов и транзисторов эта схема не обеспечивает высокой точности работы на частотах ниже 100 кГц, но я ожидаю, что на более низких частотах она будет работать, по крайней мере, так же хорошо, как схемы Вудворда. Работа на частотах до 1 Гц или 10 Гц, на мой взгляд, нужна в основном для того, чтобы иметь возможность похвастаться, и меня это не волнует.

Я ожидаю, что этот ПНЧ будет полезен в основном на частотах от 100 кГц до 100 МГц, то есть в диапазоне 1:1000. Незначительные токи утечки диодов/транзисторов в диапазоне наноампер и утечки по поверхности печатной платы могут привести к ошибкам линейности на низких частотах. Зарядный ток конденсатора, обеспечиваемый транзистором Q1, находится в диапазоне нескольких микроампер на частоте 100 кГц, а ниже – в диапазоне наноампер. Имея некоторый опыт проведения испытаний на воздействие окружающей среды, я полагаю, что будет сложно построить эту схему так, чтобы она обеспечивала точную работу на частотах ниже 100 кГц в условиях влажности/температуры 75%/50 °C.

Некоторые компоненты

При моделировании в LTspice схема ТВН [3] с диодами 1N4148 не давала приемлемых результатов на частотах выше 3.5 МГц при подаче на нее прямоугольных импульсов с временем нарастания/спада 2 нс. Поэтому я использовал диоды Шоттки, которые хорошо работали на частотах выше 25 МГц – максимальной частоты, схемы ТВН [1, 3]. Диоды Шоттки имеют несколько более высокий ток утечки, чем 1N4148, но для нормальной работы диодов 1N4148 в данном приложении потребовалось бы деление самой высокой частоты сигнала до 3.5 МГц.

Для управления конденсатором C4 (конденсатором генератора пилообразного напряжения) я использовал два инвертора 74LVC1G14, поскольку не был уверен, что непрерывного пикового или среднеквадратичного тока одного инвертора будет достаточно для сброса конденсатора при работе на частоте вблизи 100 МГц. А использование конденсатора емкостью 25 пФ вместо пара-

зитных емкостей позволяет улучшить работу на низких частотах, поскольку токи утечки составляют меньший процент от тока заряда конденсатора. (Очевидно, что чем больше емкость конденсатора C4, тем больше зарядный ток).

Операционный усилитель

Если вы хотите использовать другой операционный усилитель, изучите его технические характеристики, чтобы убедиться, что потребляемый им ток в худшем случае не превышает 3 мА. Кроме того, он должен обеспечивать необходимый размах напряжения 7.75 В с некоторым запасом. Крайне важно, чтобы напряжение на так называемом rail-to-rail выходе при нагрузке 1.3 мА и максимальной рабочей температуре могло изменяться в пределах 100 мВ от положительной шины питания.

К сведению

Для получения более подробной информации о том, какие усилия потребовались для обеспечения нормальной работы схемы

во всем частотном диапазоне, ознакомьтесь со второй версией ПНЧ для диапазона от 1 Гц до 100 МГц, разработанного известным Джимом Уильямсом [4], [5]. Смотрите в [5] примечания к Рисунку 1 и Таблицу 1. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [80-мегагерцовый ПНЧ с предварительным делителем и аккумулятором](#)
2. Stephen Woodward. [100-мегагерцовый ПНЧ с зарядовым насосом ТВН](#)
3. Stephen Woodward. [Прецизионный диодный зарядовый насос](#)
4. [Designs for High Performance Voltage-to-Frequency Converters](#)
5. Jim Williams. [Преобразователь напряжение-частота с динамическим диапазоном 160 дБ и максимальной частотой 100 МГц](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1797](#)
2. [Datasheet Diodes NE555](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLA431](#)
4. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC1G14](#)
5. [Datasheet Taiwan Semiconductor BAS40](#)
6. [Datasheet NXP BAT81](#)

Генератор 25 кВ для проверки изоляции

Lukasz Sliwczynski, Przemyslaw Krehlik

EDN

Для генерации высокого напряжения с качественной изоляцией между «горячим узлом» и остальной частью схемы вместо высоковольтного трансформатора можно использовать автомобильную катушку зажигания. Номинальное напряжение этих катушек составляет

примерно 20 кВ, поэтому они подходят для получения напряжений, близких к этому значению. Зная соотношение витков катушки, можно создать стабильный источник высокого напряжения, используя хорошо контролируемое напряжение на первичной обмотке (Рисунок 1).

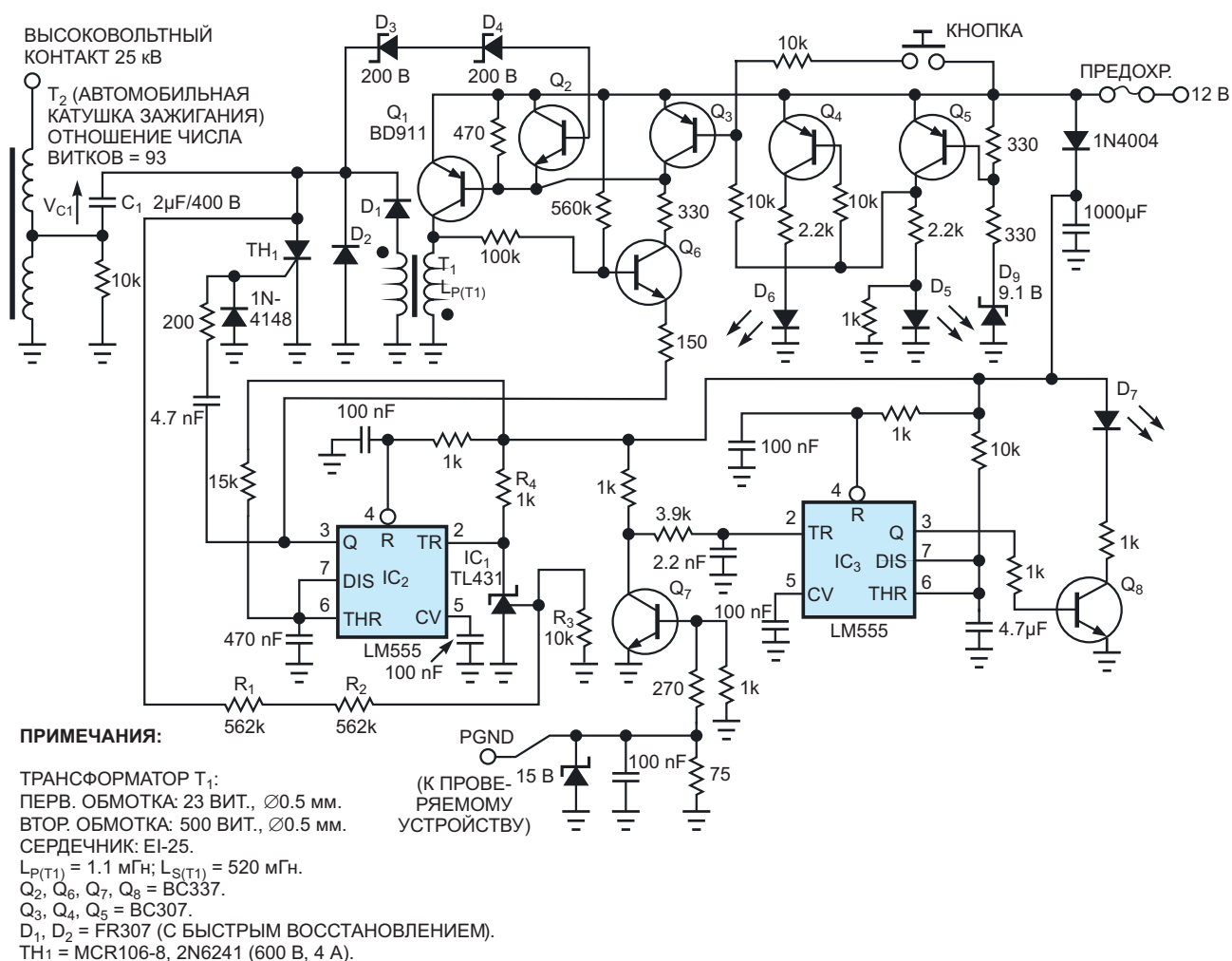


Рисунок 1. Использование автомобильной катушки зажигания позволяет создать генератор испытательного напряжения до 25 кВ для проверки изоляции.

Источник высокого напряжения – полезное устройство для многих применений, в том числе, для оценки целостности диэлектрического покрытия, нанесенного на металлическую поверхность. Если при этом вы хотите оценить пробивную прочность покрытия, этот источник напряжения должен быть стабильным. Высокое напряжение легко получить с помощью повышающего трансформатора, но возникает серьезная проблема с надежности изоляции. При напряжениях, превышающих несколько киловольт, часто используются специально сконструированные трансформаторы с классической изоляцией, но такие устройства довольно дороги и громоздки.

Основная часть генератора на Рисунке 1 состоит из автоколебательного преобразователя, образованного транзисторами Q_1 , Q_6 и трансформатором T_1 . В течение первой части цикла преобразования транзистор Q_1 насыщен, и энергия накапливается в магнитном поле трансформатора T_1 . Диод D_1 в это время смещен в обратном направлении. Во второй части цикла транзистор Q_1 находится в состоянии отсечки, и ток вторичной обмотки трансформатора T_1 открывает диод D_1 . В это время энергия поступает в конденсатор C_1 через часть катушки зажигания T_2 . Этот процесс позволяет отдельными «квантами» постепенно повышать напряжение V_{C1} на конденсаторе C_1 . Величина отдельного «кванта» ΔV_{C1} непостоянна и зависит от начального напряжения V_{C0} , оставшегося от предыдущего цикла, следующим образом:

$$\Delta V_{C1} = V_{C0} \left(\sqrt{1 + \frac{2\Delta E_C}{V_{C0}^2 \cdot C_1}} - 1 \right) \approx \frac{\Delta E_C}{V_{C0} \cdot C_1},$$

где

$$\Delta E_C = \frac{L_{P(T1)} \cdot I_{CMAX(Q1)}^2}{2}$$

– энергия, запасенная в магнитном поле трансформатора T_1 в первом цикле, а $I_{CMAX(Q1)}$ – ток коллектора транзистора Q_1 в конце первого цикла. При номиналах компонентов, показанных на Рисунке 1, $\Delta E_C \approx 0.5$ мДж и $I_{CMAX(Q1)} \approx 1$ А.

Резисторы R_1 , R_2 и R_3 делят напряжение V_{C1} . Когда это пониженное напряжение дос-

тигает 2.5 В, в источник опорного напряжения 2.5 В TL431 через резистор R_4 начинает втекать ток, из-за чего напряжение на входе запуска ждущего мультивибратора IC_2 быстро уменьшается. Выходной импульс микросхемы IC_2 останавливает преобразователь примерно на 8 мс; потенциал эмиттера Q_6 становится высоким, и транзистор закрывается. Кроме того, нарастающий фронт выходного импульса IC_2 открывает тиристор TH_1 . Тиристор подключает конденсатор C_1 , заряженный до соответствующего напряжения, непосредственно к первичной обмотке катушки зажигания, и на «горячем» конце катушки возникает высоковольтный импульс. Возникают также затухающие колебания, поскольку катушка зажигания и конденсатор C_1 образуют резонансный контур.

При наличии пути между «горячим» концом и землей часть энергии конденсатора рассеивается в электрической дуге, а оставшая часть возвращается в конденсатор через диод D_2 . Когда пути для прохождения тока с этого конца нет, почти вся энергия перекачивается обратно в C_1 . Такая схема обеспечивает относительно высокий КПД.

Напряжение V_{HIGH} на «горячей» стороне можно рассчитать по следующей формуле:

$$V_{HIGH} = 2.5 \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3} \right) \left(1 + \frac{N_{SEC(T2)}}{N_{PRI(T2)}} \right),$$

где $N_{SEC(T2)}/N_{PRI(T2)}$ – коэффициент трансформации катушки зажигания, который в данном случае равен 93. Изменение сопротивления резистора R_3 позволяет удобно регулировать напряжение V_{HIGH} . Точность этого напряжения находится в пределах одного «кванта» ΔV_{C1} , умноженного на коэффициент трансформации катушки зажигания T_2 . Таким образом, для достижения хорошей стабилизации значение ΔV_{C1} должно быть небольшим. С другой стороны, меньшее значение увеличивает время между соседними импульсами высокого напряжения. В этом случае точность оценки амплитуды высоковольтного импульса будет лучше 0.5% при 25 кВ.

Частота свободных колебаний преобразователя зависит от времени, необходимого для вывода транзистора Q_1 из насыщения (первая часть цикла), и времени, за которое ток вторичной обмотки трансформатора T_1

упадает до значения, близкого к нулю (вторая часть цикла). Схема не обеспечивает жесткого контроля этой частоты, которая не является критическим параметром конструкции; номиналы компонентов на Рисунке 1 задают частоту, приблизительно равную 6 кГц.

Элементы Q_2 , D_3 и D_4 не допускают увеличения напряжения V_{C1} выше примерно 400 В, что защищает устройство от генерации чрезмерно высоких напряжений. Транзисторы Q_3 , Q_4 , Q_5 и связанные с ними цепи обеспечивают блокировку преобразователя при слишком низком напряжении питания схемы. Чрезмерно низкий уровень напряжения питания может привести к тому, что амплитуда выходного импульса IC_2 окажется слишком малой для срабатывания тиристора, поэтому напряжение V_{C1} может достичь очень высокого значения, ограниченного только напряжением пробоя тиристора. Это пробивное напряжение является вторым уровнем защиты, но в подобных схемах осторожность никогда не бывает излишней.

Два светодиода отображают состояние источника питания: D_5 указывает на нормальный уровень напряжения, а D_6 – на слишком низкий его уровень. Ждущий мультивибратор на элементах IC_3 , Q_8 и связанных с ними ком-

понентах служат источником сигнала тревоги, которая отображается мигающим светодиодом D_7 при повреждении изоляции или обрыве цепи. Генератор включается простой кнопкой.

При указанных на Рисунке 1 номиналах компонентов схема генерирует импульсы напряжением 25 кВ с частотой повторения порядка 0.2 с. Эта частота зависит от наличия или отсутствия электрической дуги. Поскольку количество энергии, запасаемой в конденсаторе C_1 , относительно невелико, энергия высоковольтного импульса также невелика, что хорошо с точки зрения безопасности. Обратите внимание, что крайне важно и абсолютно необходимо подключать проверяемый компонент к точке PGND, поскольку иначе существует риск поражения электрическим током. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM555](#)
2. [Datasheet Diodes TL431](#)
3. [Datasheet Digitron 2N6241](#)
4. [Datasheet Fairchild BC307](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor BC337](#)
6. [Datasheet STMicroelectronics BD911](#)
7. [Datasheet Diodes FR307](#)
8. [Datasheet Digitron MCR106-8](#)

Преобразователи с высоким напряжением изоляции на основе стандартных индуктивных компонентов

Mitchell Lee

EDN

Упоминания об изолированных обратноходовых преобразователях обычно вызывают мысли (или даже горькие воспоминания) о трансформаторах, изготовленных по индивидуальному заказу, срывах сроков поставок и проблемах с сертификацией. Номинальные напряжения изоляции стандартных обратноходовых трансформаторов составляют всего от 300 до 500 В и редко достигают 1 кВ. Трансформаторы драйверов затворов легко доступны со склада, обладают высокими харак-

теристиками изоляции и низкой стоимостью, но они намотаны на сердечниках без зазоров, имеют высокую индуктивность (от 500 мкГн до 2 мГн) и в обычной схеме обратноходового преобразователя быстро насыщаются. Таким образом, высокое напряжение изоляции требует использования нестандартного обратноходового преобразователя (Рисунок 1).

Преобразователь, основанный на топологии SEPIC с несвязанными дросселями, работает от источника питания 12 В с батарейным

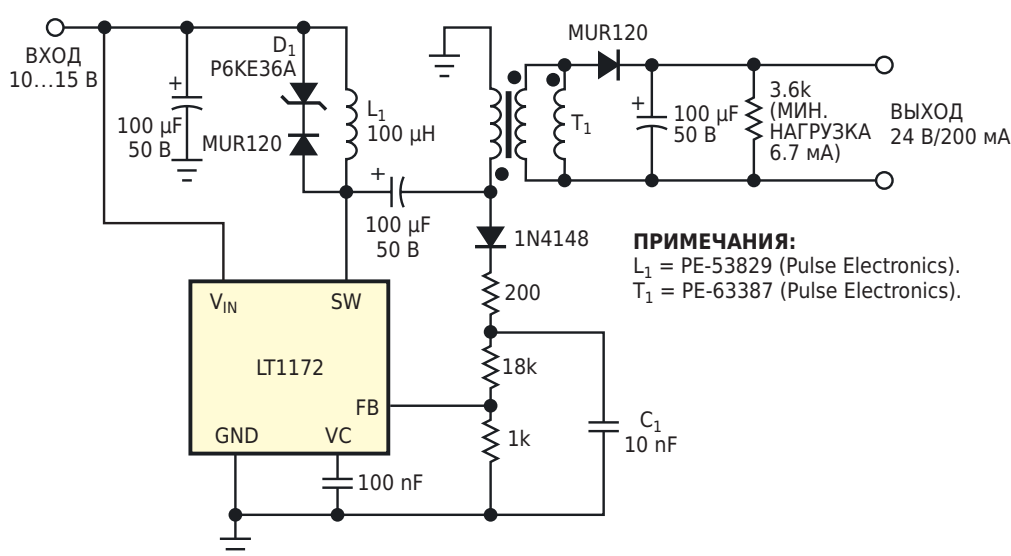


Рисунок 1. Вторая «катушка» этого необычного обратноходового преобразователя – вовсе не катушка, а стандартный трансформатор управлением затвором. Этот компонент обеспечивает среднеквадратичное напряжение изоляции 3750 В и соответствует требованиям стандарта VDE.

резервированием и выдает на выходе 24 В при токе 200 мА. Ключевой особенностью является вторая «катушка» T1 которая на самом деле не катушка, а стандартный трансформатор управления затвором. Этот компонент обеспечивает среднеквадратичное напряжение изоляции 3750 В и полностью соответствует требованиям стандарта безопасности VDE; он безупречно работает в схемах SEPIC. Выход полностью изолирован от входа.

Преобразователь получает обратную связь от первичной обмотки через супрессор D1. Соотношение числа витков обмоток

трансформатора равно 1:1. Напряжение на конденсаторе C1 пикового детектора примерно равно выходному. Минимальная нагрузка 3.6 кОм предотвращает неконтролируемый рост выходного напряжения при нулевой нагрузке (Рисунок 1). **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1172](#)
2. [Datasheet MCC MUR120](#)
3. [Datasheet TSM P6KE36A](#)
4. [Datasheet YAGEO PE-53829](#)
5. [Datasheet YAGEO PE-63387](#)

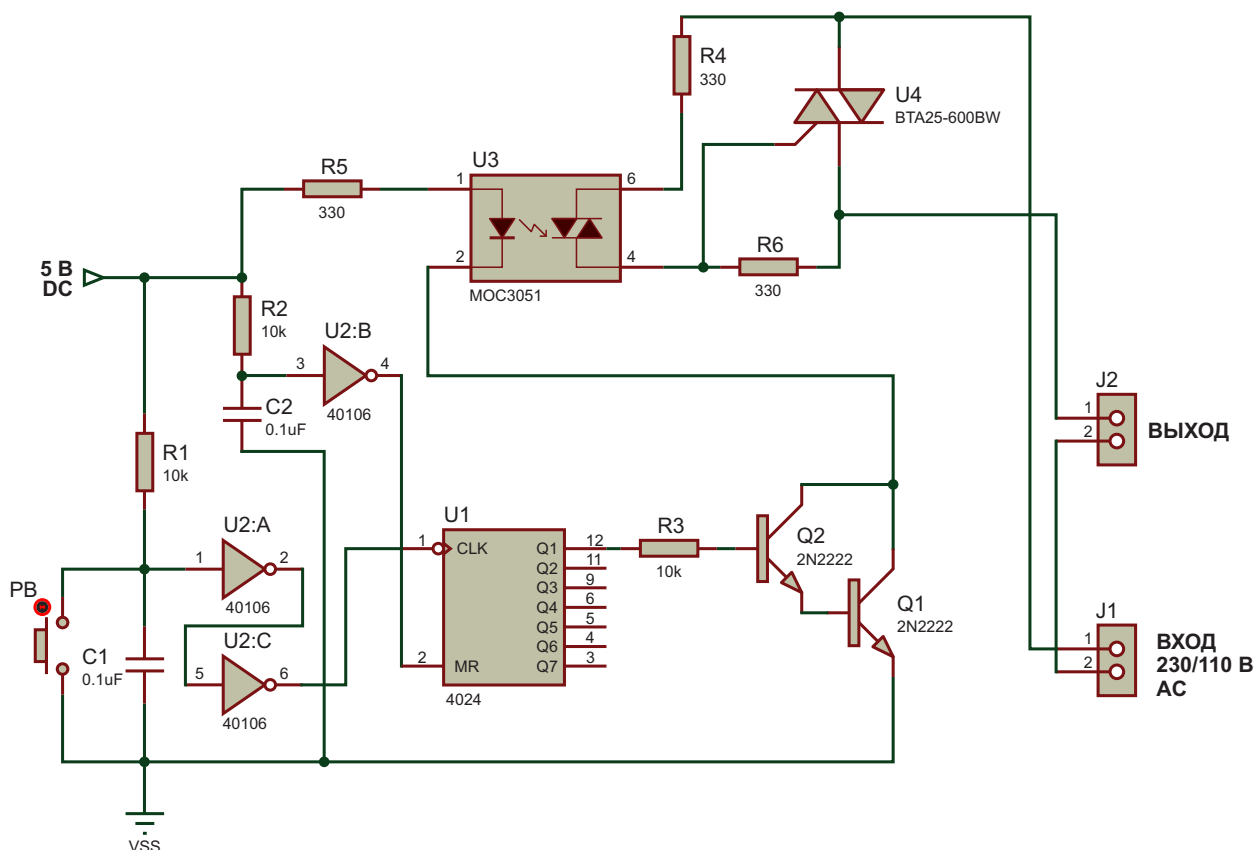


Рисунок 2. Схема включает и выключает переменное напряжение для подключенных к выходу устройств с помощью твердотельного реле, образованного элементами U3 и U4.

нормально разомкнутый контакт замыкается и пропускает подключенный к J1 переменный ток 230 В/110 В на клеммы J2. Устройство, подключенное к J2, включается.

При повторном нажатии кнопки PB формируется еще один импульс, который подсчитывается счетчиком U1. В результате на его выходе младшего разряда появляется низкий уровень, и транзисторы Q1 и Q2 закрываются. Реле обесточивается, подача переменного напряжения на клемму J2 прекращается, и устройство выключается. Цепочка R2, C2 сбрасывает счетчик U1 при включении питания.

Если вы предпочитаете не использовать электромеханическое реле, можно применить твердотельное реле, как показано на Рисунке 2. В этой схеме при однократном нажатии кнопки PB пара Q1, Q2 начинает про-

пускать ток через светодиод оптоизолятора U3, открывая оптически связанный с ним симистор. Благодаря этому симистор U4 включается, передавая напряжение 230 В/110 В на клемму J2. При повторном нажатии кнопки PB пара Q1, Q2 размыкается, прерывая протекание тока через светодиод оптореле U3. Симисторы U3 и U4 закрываются, отключая питание от клеммы J2. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Нажал – включил, нажал – выключил](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4024B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor MOC3051M](#)
4. [Datasheet STMicroelectronics BTA25-600BW](#)

Нажал – включил, нажал – выключил для 48-вольтовых систем

R Jayaraj

EDN

За последние несколько месяцев в EDN было опубликовано множество схем, основанных на схеме «Нажал – включил, нажал – выключил» [1], первоначально опубликованной Стивеном Вудвордом. Все они рассчитаны на постоянное напряжение менее 15 В, поскольку это максимальное напряжение питания КМОП-микросхем, которые использовались в их конструкции.

Существует ряд устройств, для питания которых используется постоянное напряжение 48 В, например, телекоммуникационное

оборудование, контроллеры солнечных панелей и контроллеры электромобилей. Как правило, выключатели постоянного тока громоздки, поскольку в них не может использоваться концепция размыкания при нулевом токе, как в случае цепей переменного тока. Выключатель постоянного тока разрывает полный ток нагрузки, что приводит к возникновению электрической дуги и эрозии контактов. Из-за этого используются выключатели большого размера с более высокой допустимой токовой нагрузкой.

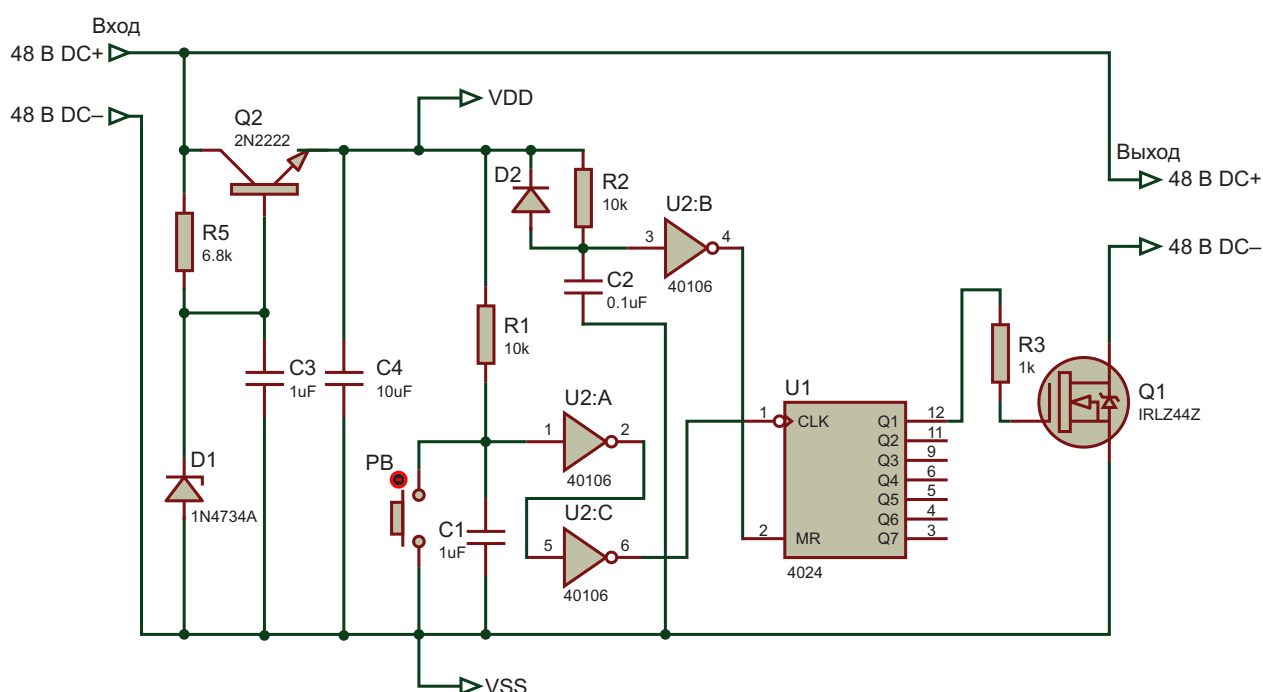


Рисунок 1. Нажал – включил, нажал – выключил для 48-вольтовых приложений.

Схема на Рисунке 1 может включать и выключать 48-вольтовые цепи с помощью небольшой кнопки. D1 – это стабилитрон на 5.6 В. Он подключен к базе транзистора Q2. Напряжение на его эмиттере равно примерно 5 В (напряжение стабилизации минус напряжение база-эмиттер).

Этим напряжением 5 В питаются микросхемы U1 и U2. При однократном кратковременном нажатии кнопки PB вырабатывается небольшой импульс, который подсчитывается счетчиком U1. На выходе его младшего разряда появляется высокий уровень, который подается на затвор MOSFET Q1. Транзистор открывается, и на выходе появляется постоянное напряжение 48 В. При следующем нажатии кнопки PB уровень выхода младшего разряда U1 становится низким, и транзистор Q1 закрывается. В результате выходное напряжение становится равным нулю. Это действие повторяется при каждом нажатии кнопки.

Поскольку PB работает с током порядка миллиампер, для включения или выключе-

ния сильноточного источника 48 В достаточно слаботочной и миниатюрной кнопки. При установке Q1 на подходящий радиатор эта схема может коммутировать постоянный ток до нескольких ампер в соответствии с техническим описанием транзистора Q1.

Элементы R1 и C1 предназначены для устранения дребезга контактов переключателя PB. R2 и C2 обеспечивают сброс счетчика U1 при включении питания.

Между затвором транзистора Q1 и V_{SS} (землей) можно добавить резистор сопротивлением 20 кОм. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Нажал – включил, нажал – выключил](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4024B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
3. [Datasheet Vishay IRLZ44](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 1N4734A](#)

Схема инжектора тока 1 А

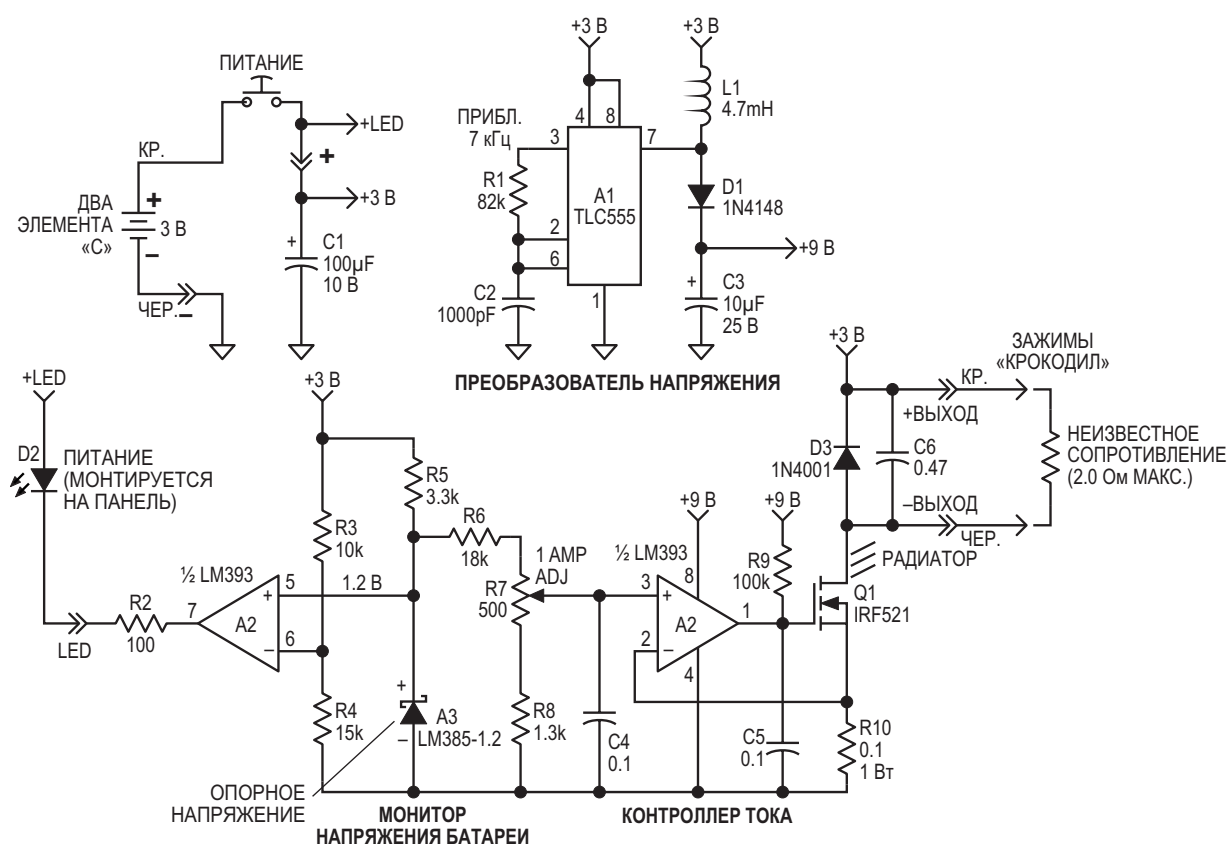
David A. Johnson

Я спроектировал и построил эту штуку много лет назад. В 1992 году я опубликовал эту любительскую схему в ныне несуществующем журнале «Radio Electronics». Электронная схема инжектирует точный ток 1 ампер в любой неизвестный резистор сопротивлением вплоть до двух Ом. Всю схему питают два щелочных элемента типоразмера С.

Повышающий преобразователь обеспечивает цепь управления током более высоким напряжением, чтобы гарантировать пра-

вильную работу схемы даже при снижении напряжения батареи. Один светодиод индицирует как включение питания, так и низкий заряд батареи. Источник тока активируется нажатием кнопки.

При наличии хорошего цифрового вольтметра это устройство можно использовать для измерения сопротивлений менее одного микроома. Это 0.000001 Ом. Я часто использую его для измерения контактного сопротивления реле, или сопротивления



ИНДИКАТОР ПИТАНИЯ НЕ БУДЕТ ГОРЕТЬ,
ЕСЛИ НАПЯЖЕНИЕ БАТАРЕИ УПАДЕТ НИЖЕ 2 В.
НЕ ВКЛЮЧАЙТЕ УСТРОЙСТВО БОЛЕЕ
ЧЕМ НА 10 СЕКУНД ЗА ОДИН РАЗ.



большого куска толстого провода, или сопротивления медной дорожки на печатной плате. Схему также можно использовать для измерения падения напряжения на мощном диоде при протекании через него тока в один ампер. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM385-1.2](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLC555](#)
4. [Datasheet New Jersey Semiconductor IRF521](#)

Зачем модулировать усилитель мощности? И как это сделать

Nick Cornford

EDN

Недавно мы увидели, как некоторые усилители мощности звуковых частот можно использовать в качестве генераторов [1]. В этой статье показано, как те же самые компоненты можно использовать для простой амплитудной модуляции, что сложнее, чем может показаться.

Соответствующим устройством является усилитель TDA7052A, который мы подробно исследовали, заставляя его генерировать колебания. Он имеет так называемый вход логарифмического управления усилением; коэффициент усиления в дБ в ограниченном диапазоне примерно пропорционален напряжению на этом выводе.

Однако нам может потребоваться достаточно линейный отклик, что означало бы отказ от некоторых тщательно проработанных решений разработчиков микросхем.

Первый вопрос: для чего это нужно?

Первоначально эта схема предназначалась для амплитудной модуляции выходного усилителя мощности инфразвукового микрофона [2]. Это устройство генерировало как сигнал основной полосы частот ниже 10 Гц, так и звуковой тон, высота которого линейно изменялась вместе с частотой основного сигнала, что позволяло услышать хотя бы приблизительную имитацию инфразвука. Идея заключалась в том, чтобы поддерживать низкий уровень громкости в периоды относительной неактивности и увеличивать его только во время пиков, как положительных, так и отрицательных, чтобы частотная и амплитудная модуляция работали совместно.

Есть два основных варианта: использовать присущий устройству «логарифмический» закон управления (скорее, антилогарифмический), чтобы модулировать воспринимаемую громкость, или подавать на управляющий вывод логарифмически сжатый сигнал – по закону, обратному кривой регулировки усиления, – для линеаризации модуляции. Первый вариант проще, но звучит довольно агрессивно, второй – сложнее, но мягче, поэтому мы сосредоточимся на нем. Кривая регулировки усиления из технического описания, наложенная на результаты реальных измерений, показана на Рисунке 1. Поскольку для возбуждения динамика нам нужен усиленный

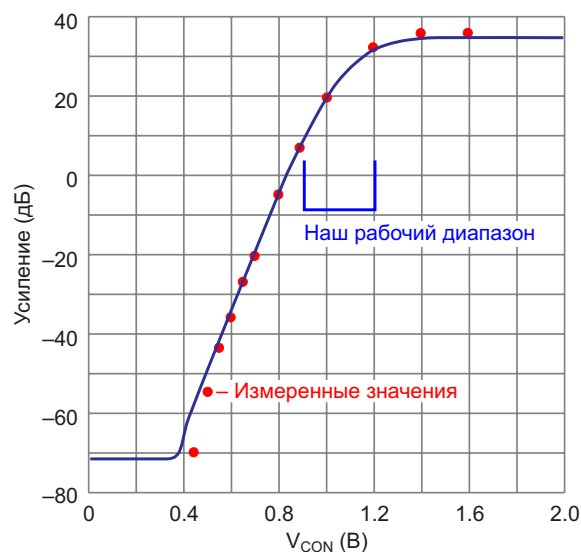


Рисунок 1. Зависимость коэффициента усиления TDA7052A от его управляющего напряжения; теоретическая кривая и результаты практических измерений.

сигнал, мы можем использовать только верхнюю, более изогнутую часть кривой с диапазоном изменения усиления порядка 26 дБ.

Трансимпедансный операционный усилитель LM13700, сконфигурированный как амплитудный модулятор, обеспечивал превосходную точность линейной характеристики, но требовал отдельного мощного выходного каскада и питания не менее ± 6 В вместо одной разделенной шины 5 В, используемой для остальной части схемы. Точность трансимпедансного усилителя здесь не требуется; нам просто нужно, чтобы результат звучал правильно, и мы можем пойти на некоторые уступки. (В техническом описании LM13700 приведено множество интересных примеров применения).

Следующий вопрос: как?

В основе этой схемы лежит интересный вид двухполупериодного выпрямителя. Мы рассмотрим его подробно, а затем разберем на части.

Если взять параллельно соединенную пару источников тока, один из которых инвертирующий, а другой нет, можно получить ток, пропорциональный абсолютному значению входного сигнала (см. Рисунок 2).

Из верхней, инвертирующей секции ток вытекает в землю при положительном входном напряжении (относительно половины напряжения шины питания), а из нижней, неинвертирующей – во время отрицательных полупериодов. Резистор R1 задает крутизну обоих каскадов. Таким образом, выходной

ток является функцией абсолютного значения входного напряжения. В показанной схеме на резисторе R4 напряжение формируется относительно 0 В, что выглядит более полезным, чем есть на самом деле.

Выходное напряжение обычных двухполупериодных выпрямителей, как правило, накапливается на конденсаторе и представляет пиковые уровни. Данная схема этого сделать не может: подключение конденсатора параллельно R4 просто усреднит сигнал. Для извлечения пиков потребовался бы еще один каскад: бессмысленно. Кстати, изначально этот каскад задумывался как стандартный прецизионный выпрямитель со встроенными или дополнительными источниками тока, но они оказались более сложными и не давали лучших результатов, за исключением входов напряжений ниже примерно 5 мВ, где у них было меньше искажений типа «ступенька».

Максимальный размах выходного напряжения ограничен соотношением сопротивлений резисторов R4 и R2 (или R3). Чрезмерные положительные входные сигналы будут приводить к насыщению транзистора Q1, поэтому напряжение V_{OUT} может приближаться к $V_{CC}/2$. (Напряжение на эмиттере транзистора поддерживается на уровне $V_{CC}/2$). При $R4 = R2 = R3$ отрицательные напряжения насыщают Q2, но соотношение сопротивлений R3 и R4 таково, что V_{OUT} может приближаться только к $V_{CC}/4$. Q1 и Q2 по-разному реагируют на перегрузки, причем цепь с транзистором Q2 восстанавливается гораздо быс-

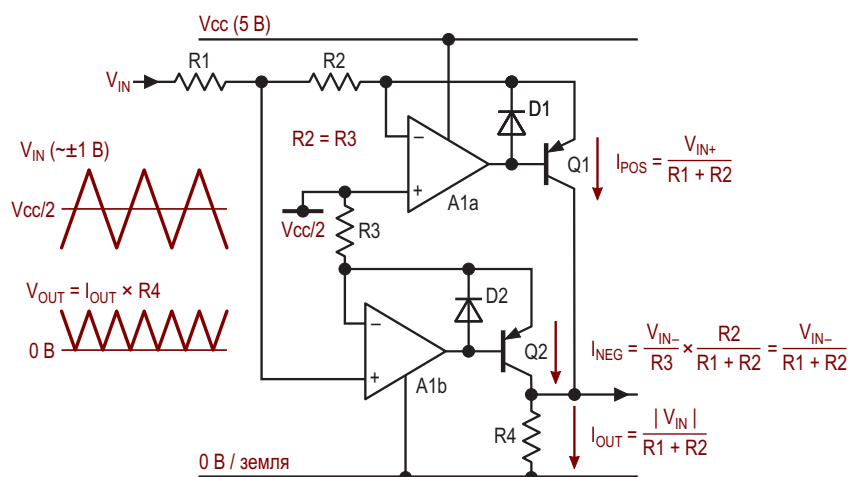


Рисунок 2. Из пары источников тока можно создать новый двухполупериодный выпрямитель.

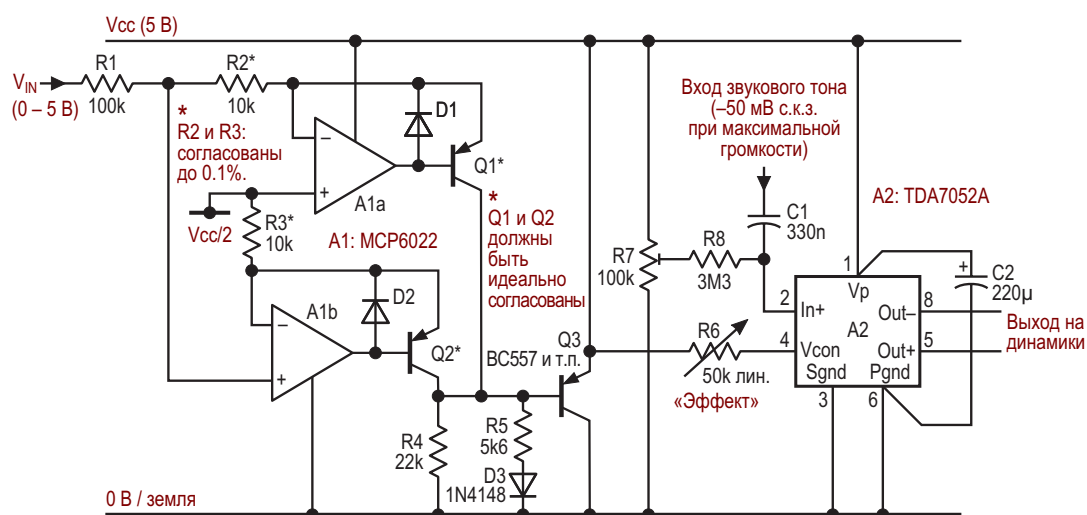


Рисунок 3. Схема усилителя мощности, модулируемого по амплитуде с использованием сдвоенного источника тока.

трее. Если сопротивления R_2 , R_3 и R_4 равны, максимальное не ограниченное напряжение на резисторе R_4 составляет чуть менее четверти напряжения питания.

Если увеличить сопротивление R_1 , а R_4 сделать значительно больше, чем R_2 или R_3 , можно обеспечить больший размах для этих отрицательных входных сигналов, но за счет увеличения ошибок смещения. Добавление дополнительного каскада усиления создаст те же проблемы, но потребует больше компонентов.

Усилитель мощности с источником тока

Вывод: эта схема отлично подходит для подачи тока в землю, но если вам нужен

выход, линейный по напряжению, она менее полезна. Нам нужна не линейность, а что-то близкое к логарифмической характеристике или обратная зависимость от управляющего напряжения усилителя мощности. Пропускание тока через цепь, содержащую диод, позволяет добиться именно этого, и полученная схема показана на Рисунке 3.

Источник тока точно такой же, как описанный выше. При $R_1 = 100 \text{ кОм}$ выходной ток достигает пикового значения 23 мкА при входном напряжении $\pm 2.5 \text{ В}$. Этот ток протекает через цепь $R_4/R_5/D_3$, которая соответствующим образом сжимает сигнал, готовя его к буферизации на входе V_{con} усилителя A_2 . Характеристика усиления теперь стала гораздо более линейной, на что указывают осциллограммы на Рисунке 4. Вывод V_{con}

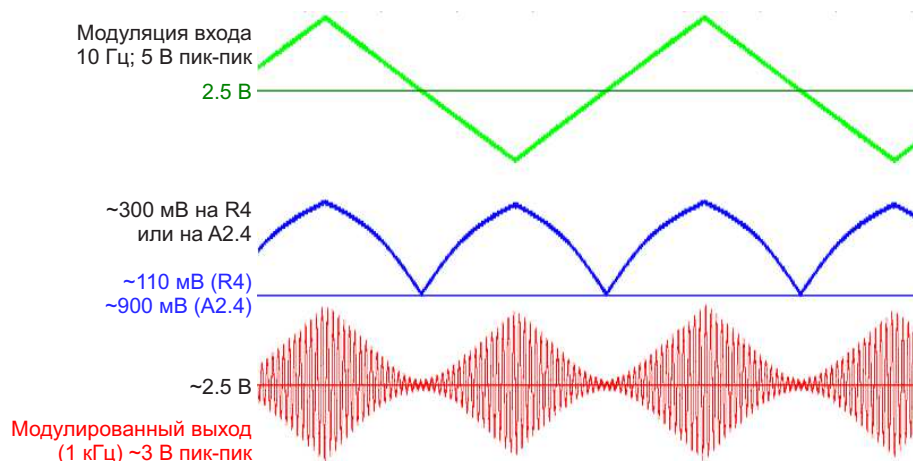


Рисунок 4. Осциллограммы в некоторых точках схемы на Рисунке 3, демонстрирующие ее работу.

микросхемы TDA7052A обычно либо отдает, либо принимает ток, но над ним преобладает ток эмиттерного повторителя Q3, который буферизует выходной сигнал цепи.

Чтобы более наглядно показать работу, были построены графики с использованием треугольных импульсов частотой 10 Гц, модулирующих синусоидальный сигнал частотой 700 Гц. (В целевом приложении будет использоваться инфразвуковой сигнал – скажем, от 300 мГц до 10 Гц, – модулирующий звук с линейной зависимостью высоты тона в диапазоне примерно от 250 до 1000 Гц в зависимости от абсолютного уровня сигнала).

Некоторые дополнительные замечания по схеме

Параметры R4/R5/D3 были оптимизированы с помощью процесса эвристической итерации, что, по сути, означает множество манипуляций с подстроечными резисторами до тех пор, пока на осциллографе результаты не стали выглядеть идеально. У меня это сработало с имеющимися под рукой устройствами. Другие методы дали схожие результаты; абсолютные значения менее важны, чем их общая комбинация.

Назначение резисторов R7 и R8 может показаться непонятным; в техническом описании усилителя мощности ничего подобного нет. Я обнаружил, что подача небольшого смещения на аудиовход помогает минимизировать внутренние смещения микросхемы, которые в противном случае приводят к некоторому (искаженному) сквозному прохождению управляющего напряжения на выходы. При наличии модулирующего входного сигнала, но при отсутствии звука, подстройте R7 для получения минимального сигнала на выходе (выходах). Разница едва слышна, но она отчетливо видна на осциллографе в виде сильно смещенных осциллограмм.

Звуковой сигнал должен поступать с потенциометра регулировки громкости. Хотя может показаться более очевидным включить регулировку усиления в цепь, управляющую выводом 4 микросхемы A2 (в конце концов, это основная функция этого вывода), такой подход оказался слишком сложным и привел к еще большему влиянию температуры.

Температурные эффекты! В источнике тока они (в основном) отсутствуют, но элементы D3, Q3 и A2 подвержены воздействию температуры, и я не пытался компенсировать их влияние. Практическое решение сделать резистор R6 переменным, снабдив большой, удобной для пользователя ручкой с надписью «Эффект», тем самым, превратив проблему в функцию.

Через вывод Vcon в микросхему A2 втекает/вытекает некоторый ток (зависящий от температуры), поэтому регулировка R6 позволяет выполнять разумную, хотя и ручную, температурную компенсацию. Поскольку настройка этого потенциометра влияет как на коэффициент усиления, так и на используемую нами часть кривой усиления, эффективная базовая линия смещается, позволяя проходить большей или меньшей части аудиосигнала, соответствующего низкочастотным модулирующим сигналам. На Рисунке 5 показано его влияние на выходной сигнал при температуре около 20 °C.

Не считайте эту схему «настоящим» амплитудным модулятором! Но для приема

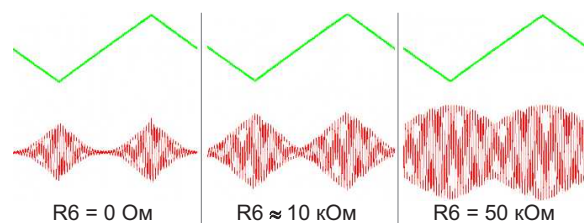


Рисунок 5. Регулировка потенциометра R6 помогает компенсировать температурные проблемы и позволяет получать различные звуковые эффекты.

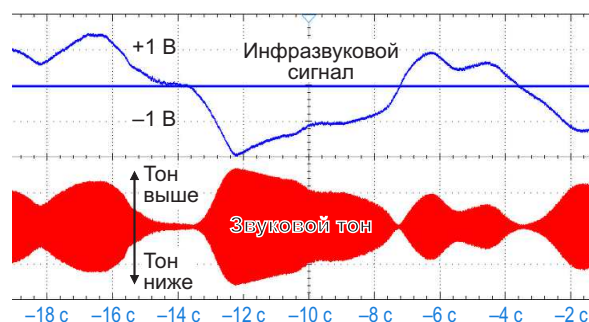


Рисунок 6. Реальный инфразвуковой сигнал, модулированный как по частоте (слишком быстро, чтобы увидеть здесь), так и по амплитуде.

аудиосигнала, его линейной модуляции и подачи результата непосредственно на динамик она работает хорошо. Фактический результат можно увидеть на Рисунке 6, где показаны как обнаруженный инфразвуковой сигнал, возникающий в результате порывистого ветра, так и выходной аудиосигнал, изменения частоты которого незаметны при используемой развертке, но амплитуда которого, как можно видеть, довольно хорошо отслеживает модулирующий сигнал. **РЛ**

Ссылки

1. Nick Cornford. [Усилители мощности, которые генерируют колебания - преднамеренно](#)
2. Nick Cornford. [Недорогая демонстрация потустороннего мира инфразвука](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM13700](#)
2. [Datasheet Microchip MCP6022](#)
3. [Datasheet NXP TDA7052A](#)
4. [Datasheet Fairchild BC557](#)

Нажал – включил, нажал – выключил: высокое напряжение привязано к положительной шине

Stephen Woodward

EDN

Мы стали свидетелями множества интересных дискуссий по поводу конструкций схем для коммутации питания с использованием недорогих (и стильных!) однополюсных кнопок без фиксации. Недавнее и интересное развитие этой темы постоянным автором Р. Джаяпалом касается управления относительно высоким постоянным напряжением; в выбранном им случае – 48 вольт [1].

Реализуя функцию управления высоким напряжением, Джаяпал коммутирует отрицательную (V_{SS} , также называемую «земля») шину входящего питания вместо (что более привычно) положительной (V_{DD}) шины. Разумеется, в этом выборе нет абсолютно ничего физически неправильного (электроны, конечно же, не видят разницы). Но поскольку это немного нетрадиционно, у меня возникло опасение, что может создаться вероятность

того, что неосторожные люди совершат случайные и потенциально разрушительные ошибки при подключении.

Чтобы избежать этого, в схеме на Рисунке 1 используется другой подход.

Рисунок 1 возвращает нас к ранее рассмотренной теме использования р-канального полевого транзистора для коммутации положительной шины питания и пары небуферизованных КМОП-инверторов для создания переключающейся защелки, управляющей полевым транзистором. Исходная схема описана в статье «Включил-выключил без триггера» [2].

Отличие здесь заключается в том, что все узлы схемы привязаны к $V+$, а не к земле, а для синтеза локального опорного напряжения смещения используется стабилитрон Z1. Следовательно, можно работать с любым напряжением шины $V+$, не превышающим номинального напряжения сток-исток транзистора Q1. Конечно, если даже этого недостаточно, можно использовать полевой транзистор с более высоким номинальным напряжением.

Обязательно подключите входы всех неиспользуемых логических элементов микросхемы U1 к шине $V+$. **РЛ**

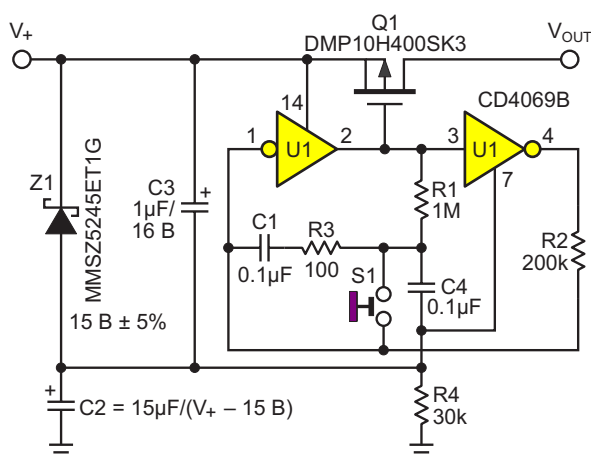


Рисунок 1. Схема «Нажал – включил, нажал – выключил» с привязкой к шине $V+$. Если $V+ < 15\text{ В}$, установите $R4 = 0$ и исключите элементы C2 и Z1. Убедитесь, что номинальное напряжение C2 больше $(V+ - 15\text{ В})$, а если $V+ > 80\text{ В}$, то $R4 > 4 V+^2$.

Ссылки

1. Jayapal Ramalingam. [Нажал – включил, нажал – выключил для 48-вольтовых систем](#). РадиоЛоцман, 2025, 07-08, стр. 116.
2. Stephen Woodward. [Включил-выключил без триггера](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4069UB](#)
2. [Datasheet Diodes DMP10H400SK3](#)
3. [Datasheet onsemi MMSZ52](#)

Другой взгляд на проблему кнопки включения питания: киловаттный ЦАП переменного тока

Stephen Woodward

EDN

Участники раздела «Design Ideas» (конструкторские идеи) недавно исследовали различные возможности управления включением/выключением питания с помощью всего лишь одной «стильной современной кнопки» без фиксации, многие из которых основаны на идее Ника Корнфорда «Нажать или удерживать? Это делает и то, и другое» [1].

Эти идеи интересны, и они позволяют предложить другой взгляд на этот вопрос. Схема на Рисунке 1 немного развивает концепцию управления питанием одной кнопкой. С помощью своей кнопки она обеспечивает разрешение в шесть бит на киловатт регулируемой мощности переменного тока, что позволяет использовать ее для таких задач, как подо-

грев одеял, регулировка яркости ламп, управление скоростью двигателя и т. д. Мне это нравится, потому что, ну, разве в жизни не должно быть чего-то большего (или даже шести), чем просто включение/выключение?

Метод управления мощностью

Способ управления мощностью, показанный на Рисунке 1, основан на изменении фазового угла переменного тока с помощью тиристора Q3. Он включен по традиционной схеме, за исключением того, что обычный потенциометр регулировки фазы заменен 6-разрядным ЦАП, управляемым КМОП-счетчиком U1. Поскольку, в отличие от Q3, схема ЦАП не является двунаправленной, чтобы питать ее

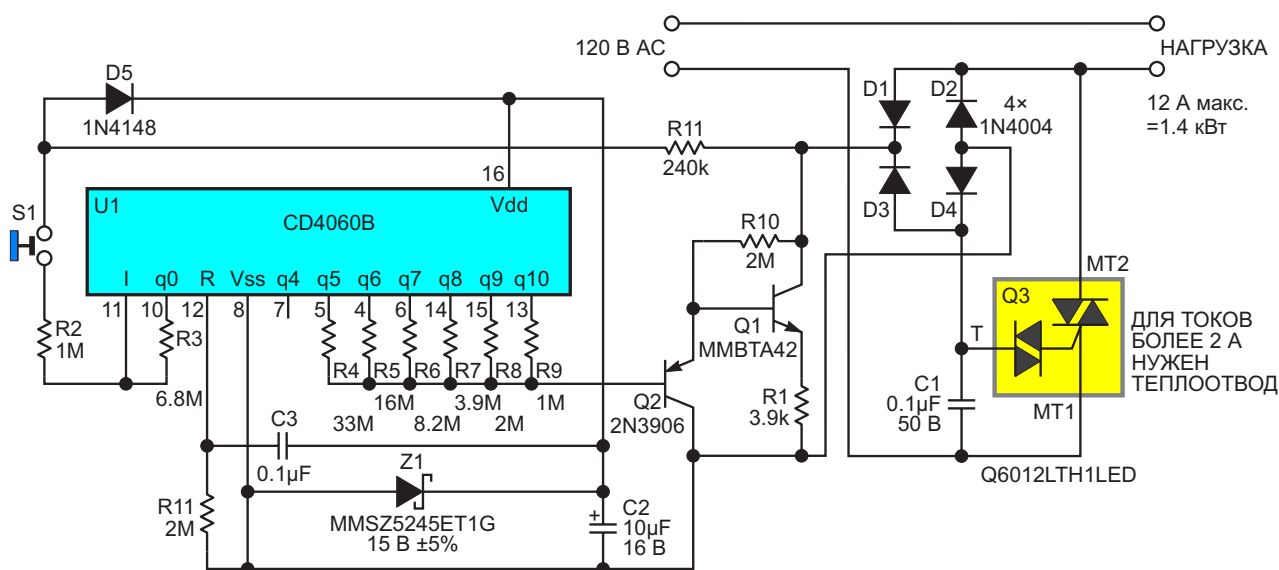


Рисунок 1. Регулировка мощности переменного тока с помощью простой кнопки. При нажатии кнопки S1 счетчик U1 проходит через 64 кода ЦАП с периодом $2^{10}/120 \text{ Гц} = 8,5 \text{ секунд}$ и при отпускании кнопки S1 останавливается на любом выбранном уровне мощности.

постоянным напряжением, позволяя счетчику выполнять деление сигнала, необходим выпрямитель D1-D4.

КПД тиристора Q3 на полной мощности достигает примерно 99%, но максимальная температура его перехода составляет всего 110 °С. Поэтому, если ожидается выходная нагрузка более 200 Вт, потребуется обеспечить тиристор адекватный теплоотвод.

Настройка U1 на требуемую мощность осуществляется нажатием и удержанием кнопки S1. Это подключает 120-герцовый выходной сигнал двухполупериодного выпрямителя D1-D4 к триггеру Шмитта, образованному резисторами R2, R3 и внутренним неинвертирующим буфером входа q0 счетчика U1.

В результате последовательного деления сигнала 120 Гц каскадами счетчика со сквозным переносом U1 триггер q5 переключается с частотой $120/2^5 = 3.75$ Гц, q6 – с частотой $120/2^6 = 1.875$ Гц и так далее до q10, который переключается с частотой $120/2^{10} = 0.117$ Гц. Это дает время нарастания 8.5 секунд для полного цикла кода от 0 (от полного выключения) до 63 (до полного включения). В то же время, цифровое интегрирование исходного сигнала от кнопки S1 счетчиками микросхемы U1 подавляет дребезг контактов кнопки.

Когда желаемая мощность (яркость лампы, скорость двигателя и т. д.) будет достигнута, просто отпустите кнопку! Однако из-за довольно высокой скорости переключения младших каскадов счетчика для точной установки заданной мощности с первой попытки может потребоваться немного практики.

Топология ЦАП

Топология ЦАП проста. Всего шесть двоично-взвешенных резисторов R4-R9 образуют суммирующую цепь, которая формирует входное напряжение от 0 до 15 В для комплементарного выходного токового буфера Q1, Q2.

Транзистор Q1 обеспечивает номинальную компенсацию напряжения смещения база-эмиттер и температурного коэффициента транзистора Q2, а также коэффициент усиления тока, достаточный для использования многомегаомных сопротивлений в суммирующей цепи. Это важно, поскольку рабочая мощность ЦАП фактически похищается из сигнала управления фазой тиристора Q3.

Это (как вы, вероятно, заметили) позволяет обойтись без отдельного источника питания, но при этом обеспечивает для U1 и его окружения ток лишь в несколько микроампер. Таким образом, определено была необходима энергосберегающая топология.

Источник опорного напряжения ЦАП стабилитрон Z1 на удивление доволен своей скудной долей этого голодного пайка. Он поддерживает достаточно постоянную стабилизацию, несмотря на ток смещения всего в несколько микроампер, что впечатляет для компонента, который стоит 11 центов (в единичных количествах). При этом сам счетчик U1 изящно потребляет всего несколько десятков наноампер.

Элементы R11 и C3 обеспечивают первоначальный сброс в состояние «ВЫКЛ» при первой подаче питания.

Здесь вы можете задать резонный вопрос: чем эта схема лучше простого потенциометра с поворотной ручкой? Ладно, но не забывайте про фактор «стильной современной кнопки». **РЛ**

Ссылка

1. Nick Cornford. [Нажать или удерживать? Это делает и то, и другое](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4060B](#)
2. [Datasheet Nexperia MMBTA42](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor MMSZ52](#)
4. [Datasheet Littelfuse Q6012LTH1LED](#)



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!