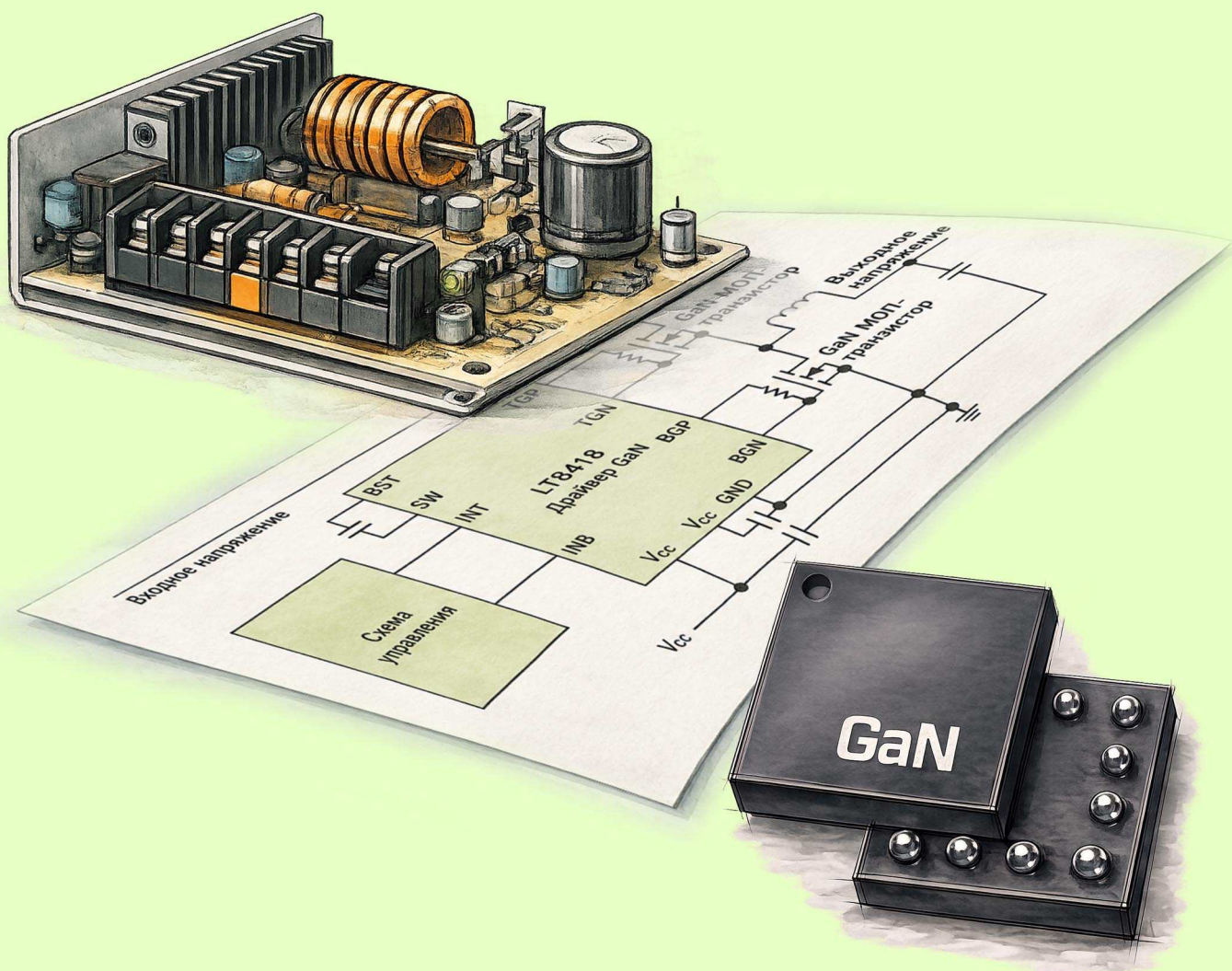


КАК ИСПОЛЬЗОВАТЬ НИТРИД-ГАЛЛИЕВУЮ ТЕХНОЛОГИЮ В ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКАХ ПИТАНИЯ





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!



Общественная редколлегия:

М. Басков

Д. Захаров

В. Колесник

М. Шустов

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

Права на материалы принадлежат их законным правообладателям.

В случае обращений правообладателей материалы будут удалены в установленном порядке.

Подробнее: «[Правовая информация](#)»

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:

www.rlocman.ru/magazine

© РадиоЛоцман, 2011–2026.
Все права защищены.

Новости

- 4 В МИФИ создан уникальный радиоастрономический прибор
- 5 В ИТМО разработали первый в России портативный аппарат МРТ
- 7 Новое понимание программируемой логики для создания более простых, интеллектуальных и полностью интегрированных решений
- 9 «Октава ДМ» выпустила отечественную активную распределительную систему OWS-ADS
- 10 Начались продажи лучшего в отрасли твердотельного накопителя Micron 6600 ION

Статьи

- 12 Системы без GPS стимулируют развитие высокотехнологичных датчиков и технологий слияния данных
- 16 Калибровка. Часть 1
- 19 Калибровка. Часть 2
- 21 Унитарный элемент дробной логики
- 24 Какова полоса частот этого сигнала?
- 27 Найдите полосу частот сигнала по его гармоникам
- 30 Теперь и тогда: магнитные сердечники
- 33 Делает ли нас использование искусственного интеллекта менее уверенными в собственных способностях?
- 34 Как использовать нитрид-галлиевую технологию в импульсных источниках питания
- 36 Опрос: 15 % респондентов не против того, чтобы их начальником был искусственный интеллект
- 38 Одноразовая защита от скачков напряжения
- 40 Попробуйте многоядерную обработку на процессоре без операционной системы
- 45 Поверхностный монтаж и сверхвысокие частоты
- 46 Как преобразовать напряжение с помощью высоковольтного понижающего контроллера без использования трансформатора
- 48 Как получить стабилизированное отрицательное напряжение из отрицательного входного напряжения с помощью контроллера повышающего преобразователя

Схемы

- 52 Последовательно-зависимое включение и отключение нескольких источников питания
- 57 Схема защиты от обратной полярности подключения батареи
- 58 Емкостной датчик положения с разрешением почти 0.1°
- 60 Функциональный генератор с диодным формированием синуса
- 62 Биполярный транзистор – точный датчик абсолютной температуры в градусах Кельвина и Ранкина
- 64 Двуханодный MOSFET коммутатор с оптоэлектронным входом
- 68 Генератор линейно изменяемого тока двухпроводной петли
- 70 Коммутатор батарей
- 75 Микромощный сигнализатор перегрева
- 76 Напряжение база-эмиттер + цифровой мультиметр = термометр со шкалой Цельсия, Кельвина, Фаренгейта и Ранкина
- 78 Декодер и коммутатор ИК пульта дистанционного управления на базе Arduino
- 83 Зарядовый насос эффективно делит напряжение питания
- 84 Я сделал 100-ваттный усилитель класса D на микросхеме TPA3221
- 89 Термометр на основе ΔV_{BE} выдает 1 мВ/°C без калибровки и операционных усилителей
- 92 Преобразователь тока петли 4–20 мА в ток 0–20 мА для заземленных нагрузок
- 94 Пьезоэлектрический сенсорный переключатель
- 96 Один переключатель управляет последовательностью работы нескольких источников питания
- 100 Хороший баланс усиления при малых затратах
- 102 Тестер стабилитронов служит источником постоянного тока
- 104 Термометр на основе ΔV_{BE} переключается между шкалами Цельсия и Фаренгейта
- 106 Устройство плавного пуска для сетевой нагрузки 30 А
- 110 Трехфункциональный калибратор токовой петли
- 112 Усовершенствованный чувствительный детектор молний с графическим отображением на ПК
- 115 Простое управление последовательностью включения и выключения трех напряжений питания
- 118 Горшок со многими цветами
- 121 Токовое зеркало преобразователя 4–20 мА в 0–20 мА управляет заземленной нагрузкой
- 122 Высококачественный микрофонный предусилитель с управляемым сжатием, шумовым затвором и регулировкой усиления
- 126 Схема охлаждения с двумя вентиляторами и обратноходовым преобразователем
- 130 Преобразователь тока 4–20 мА в 0–20 мА потребляет всего несколько микроампер
- 132 N- и p-канальные транзисторы образуют двухтактный драйвер
- 133 Микромощные генераторы

В МИФИ создан уникальный радиоастрономический прибор

В НИЯУ МИФИ представлена разработка, которая может сделать радиоастрономию такой же доступной, не только для ученых, но и для студентов и школьников. Студенты и молодые ученые вуза под научным руководством старшего преподавателя кафедры экспериментальной ядерной физики и космофизики Ирины Архангельской спроектировали и собрали малогабаритный радиоинтерферометр (прибор для радиоастрономических наблюдений), уникальный по своему малому весу, низкой себестоимости, компактности и мобильности. Прибор, который помещается на обычной крыше и стоит копейки по сравнению с гигантскими аналогами, способен не только предсказывать магнитные бури, но и заглядывать в глубины Метагалактики.



Пока крупнейшие обсерватории мира строят многометровые и многотонные «спутниковые тарелки», команда МИФИ пошла другим путем. Идея родилась не в секретном КБ, а на конкурсе научных работ, объявленном Студенческим научным обществом МИФИ.

Диаметр антенны прибора, получившего название МИФИ-ST (ST – значит «студенческий») составляет всего 90 см. Для сравнения: Сибирский солнечный радиотелескоп «Бадары» в Бурятии использует антенны диаметром 2.5 метра, требующие фундамента и огромных пустых пространств.

«Наш прибор любой человек сможет поднять. И его можно поставить на крышу, и главный инженер вас за это не убьет», – поясняет Ирина Архангельская.

Главный секрет уникальности – не в железе, а в математике и программировании. Вместо того чтобы гнуть металл, физики МИФИ делают ставку на цифру. «Мы всё делаем больше с программной точки зрения, чтобы улучшать наш сигнал. Мы больше делаем упор на увеличение количества антенн, а не на размерах одной антенны», – поясняет инициатор проекта, студентка Института ЛаПлаз Анна Виноградская.

Прибор работает в диапазоне от 300 МГц до 6.5 ГГц: «На этих частотах и происходит большая часть событий на Солнце», – объясняют разработчики.

Кроме вспышек на Солнце, прибор может также фиксировать их последствия на Земле – возмущения магнитосферы. Однако этим список задач не ограничивается. Когда радиоинтерферометры будут установлены на крышах корпусов МИФИ, они будут использоваться для широкого спектра астрофизических задач – изучение грануляции Солнца (процессов, напоминающих кипение пузырьков на поверхности звезды), исследование облаков молекулярного водорода в различных галактиках, радио-гало Галактики, магнетаров, пульсаров, и загадочных, идущих из глубин Вселенной радиовсплесков, происхождение которых остается для науки загадкой. Также, планируется что будут исследоваться радиоизлучения вызванные потоками бомбардирующих земную атмосферу частиц прилетающих из Космоса – в МИФИ существует экспериментальный центр НЕВОД, изучающие эти космические излучения, и радиоастрономы надеются на конструктивное партнерство с коллегами.

Конечно, небольшие размеры МИФИ-ST уменьшают его возможности по сравнению с гигантскими аналогами, но в радиоинтерферометрии решающее значение имеют расстояние между антеннами, объединенными в единую систему. Амбициозная цель проекта – создание системы сверхдальней радиоинтерферометрии (РСД) с базой в несколько тысяч километров. Далеким напарником «наблюдательного поста» на крышах МИФИ в Москве может стать точка в Иркутске в Институте солнечно-земной СОРАН. А еще одна точка может появиться, если компактный интерферометр удастся установить в столице Узбекистана – поскольку в Ташкенте действует филиал МИФИ. Организация РСД – системы, когда радиоастрономические приборы находятся друг от друга в сотнях и тысячах километров – очень сложная задача, поскольку требует учета различия антенн. Но поскольку антенна МИФИ-ST очень проста, то и задача по развертыванию системы с большой базой серьезно облегчается. При этом цена одного модуля нового прибора составляет всего 60–70 тысяч рублей. Это делает технологию доступной для массового развертывания. «Такую антенну можно просто доставить в тот же Иркутск и пристроить

их там хоть два десятка», – добавляет Ирина Архангельская.

Если объединить сигналы с антенны в Москве, в Сибири и в Ташкенте, то разрешающая способность системы позволит изучать не только солнечные вспышки, но и спокойное Солнце, и разглядывать на Солнце объекты размером с университетскую аудиторию.

Причем инженеры заложили в конструкцию подвижность. Будущий интерферометр поставят на колесики, что позволит менять расположение радиоантенны в радиусе нескольких десятков метров, подбирая оптимальное взаимное расположение двух антенн с помощью нейросетей.

Радиоинтерферометр МИФИ доказывает: для большой науки не всегда нужен огромный бюджет. Иногда достаточно студенческого энтузиазма, ноутбука и антенны, которую можно вынести на крышу без риска обрушить перекрытия.

Кстати, летом радиоинтерферометры МИФИТ будут использоваться для занятий радиоастрономией со школьниками. Так что у нового прибора есть не только научное, но еще и педагогическое и просветительское назначение.

В ИТМО разработали первый в России портативный аппарат МРТ

Ученые ИТМО разработали экспериментальный образец первого в России портативного магнитно-резонансного томографа (МРТ), который в пять раз дешевле в установке и обслуживании, чем стационарные аппараты. Устройство работает на слабом маг-



нитном поле, поэтому, в отличие от традиционных аппаратов, ему не нужна специальная комната, охлаждение и мощное питание – оно может работать от обычной розетки. За чистоту снимков отвечает встроенная ИИ-система подавления помех, которая отфильтровывает помехи. Портативный МРТ можно перемещать прямо в палаты к мало-мобильным больным, а его слабое магнитное поле позволяет проводить исследования пациентам с металлическими имплантатами.

Магнитно-резонансная томография используется для диагностики патологий головного мозга, в том числе инсультов, опухолей и нейродегенеративных заболеваний. Однако, чтобы установить эту технологию, нужно обеспечить для нее инфраструктуру. Для классического томографа с полем в 1.5 или 3 Тесла

нужно оборудовать специальную экранированную комнату (клетку Фарадея), которая защищает чувствительную радиоэлектронику от внешних помех. Находящийся в аппарате электромагнит с обмоткой из сверхпроводящего материала необходимо постоянно охлаждать жидким гелием, который постепенно испаряется. Чтобы не терять дорогостоящий газ, на улице размещают охлаждающие установки – чиллеры, а между ними и магнитом прокладывают криогенные трубопроводы, по которым гелий циркулирует при сверхнизких температурах (ниже -150°C).

Из-за привязки к оборудованному месту, МРТ-диагностику на стационарных аппаратах не могут проводить лежачим больным в реанимациях, поскольку перемещение таких пациентов рискованно для их жизни и здоровья. Кроме того, стоимость одного МРТ превышает 100 миллионов рублей, а его ежегодное обслуживание обходится в 10–15 миллионов рублей. Поэтому эта технология доступна лишь в крупных городах, а жители малых населенных пунктов остаются без необходимой диагностики.

Первые МРТ-аппараты работали на магнитах с низким полем, но затем индустрия начала наращивать мощность поля: чем оно сильнее, тем выше отношение сигнал/шум и тем четче изображение. Однако вместе с мощностью росли размеры установок, цена и требования к экранированию. Сейчас появились малощумящая электроника и алгоритмы обработки, способные выделить полезный сигнал даже на фоне шума и помех. Это позволило вернуться к слабому полю и создать компактный аппарат на постоянном магните.

«Портативность позволяет не пациента везти к томографу, а томограф – к пациенту. Для того, чтобы аппарат мог работать автономно, мы не рассматривали вариант использования сверхпроводящего магнита, которому нужен жидкий гелий и сложная система охлаждения, и взяли за основу постоянный магнит со слабым полем. Ему не требуется криогенная инфраструктура, поэтому установка получается компактной и может работать в любом помещении, где есть обычная розетка на 220 Вольт. Такой аппарат можно подвезти к лежачему больному, расположить его так, чтобы голова пациента оказалась в рабочей зоне, и начать исследо-

вание», – рассказала руководитель разработки аппаратной части и старший научный сотрудник физического факультета ИТМО Анна Хуршайнен.

Портативный томограф состоит из четырех ключевых блоков. Магнитная система создает постоянное поле и поляризует ядра атомов водорода в тканях пациента. Радиочастотная система возбуждает спины (совокупность частиц с собственным магнитным моментом) и принимает ответный сигнал ядерного магнитного резонанса. Градиентная система кодирует этот сигнал в пространстве и создает двумерное изображение. Спектрометр служит вычислительным ядром: генерирует импульсы, принимает и обрабатывает данные, после чего передает их на консоль оператора. Сейчас ученые завершают стыковку этих подсистем. В следующий прототип аппарата будет установлена усовершенствованная версия магнитной системы.

Сверхнизкое магнитное поле портативного МРТ (70 миллитеслов) позволяет проводить диагностику тем, кому исследования на высокопольных аппаратах противопоказаны. Согласно ГОСТ Р 59093-2020, системы до 0.5 Тесла считаются безопасными для большинства металлических имплантов, так как слабое поле не нагревает металл и не смещает его, поэтому не вредит пациенту. Это позволяет обследовать людей с осколками, протезами или больных, подключенных к аппаратам ИВЛ. Благодаря автономности прибор может работать в палате, реанимобиле или даже в ветеринарной клинике, где нет возможности строить клетку Фарадея. Для этого ученым предстоит в дальнейшем дополнительно разработать специализированные радиочастотные катушки, которые учитывают анатомические особенности разных видов и плотно прилегают для качественного приема сигнала.

Портативный томограф оснащен системой подавления помех на основе машинного обучения и нейросетей. Поскольку аппарат использует слабое магнитное поле, полезный сигнал от тканей получается очень маленьким и любая внешняя помеха может его заглушить. В стационарных томографах эту проблему решают строительством экранированной комнаты. В портативной версии

ИТМО пошли другим путем: дополнительные антенны на корпусе улавливают электромагнитные помехи из помещения, а алгоритмы в реальном времени отделяют его от сигнала, который идет от пациента. Технологии адаптируются не только к обстановке в комнате, но и к самому человеку: ткани тела – мышцы, жир, кровь – по-разному проводят радиоволны и человек сам становится антенной, принимающей помехи. Нейросеть непрерывно анализирует эти меняющиеся искажения и компенсирует их, чтобы полезный сигнал оставался чистым. При этом ИИ работает не с готовым снимком, а с исходными радиосигналами, из которых изображение только будет строиться. Алгоритмы очищают сигнал до реконструкции, поэтому риск появления несуществующих элементов на изображении минимизируется.

«Мы умеем создавать с помощью численного моделирования синтетические МРТ-данные, которые соответствуют методикам получения сигнала – импульсным последовательностям, которые мы используем на томографе. На эти данные мы накладываем те же шумы, помехи и искажения которые появляются в нашем томографе из-за слабого поля и внешних помех. Так мы получаем набор для предобучения нейронной сети: показываем нейросети искаженный сигнал вместе с чистым, чтобы она научилась отделять полезную информацию от помех», – пояснила руководитель разработки методической и алгоритмической части и старший научный сотрудник физического факультета ИТМО Екатерина Бруй.

По оценкам инженеров ИТМО, серийный портативный томограф будет стоить около 25 миллионов рублей – это почти в пять раз дешевле, чем стационарные установки. Его ежегодное обслуживание не должно превышать 1-2 миллионов рублей.

Портативный МРТ пока остается редкостью для всего мира. Единственный аппарат, допущенный к клиническому использованию и одобренный FDA, создан в США. На российском рынке портативных устройств, работающих без клетки Фарадея и гелиевого охлаждения, не выпускается. Это связано с тем, что много лет страна зависела от импортных поставок и почти не вела собственные разработки в этой области.

Работа над портативным аппаратом МРТ стартовала в начале 2022 года при поддержке программы «Приоритет 2030». Сейчас готов экспериментальный образец, который работает в режиме спектрометра: он видит МР-сигнал, но пока не строит из него изображение. Ученые завершают подключение градиентной системы – это финальный шаг к первым снимкам. Получить их планируется к концу 2026 года.

Сейчас команда ищет гранты и частные инвестиции, чтобы доработать лабораторный образец до опытного. Дальше разработчикам предстоит технические тесты на безопасность, клинические пилоты и сертификация медицинского изделия. В перспективе разработка может стать первым серийным российским портативным МРТ, востребованным в региональных клиниках, ветеринарии и при обследовании пациентов с тяжелыми патологиями.

Новое понимание программируемой логики для создания более простых, интеллектуальных и полностью интегрированных решений

Микроконтроллеры PIC компании Microchip на базе CLB объединяют программируемую логику и встроенные средства управления в одном устройстве, что помогает сократить время ожидания, снизить затраты и упростить проектирование

Инженеры, разрабатывающие критичные по времени системы для приложений управления двигателями, промышленной автома-

тизации и автомобильной безопасности, часто сталкиваются с проблемами задержки и непредсказуемым временем выполнения

программы. Чтобы помочь в решении этих проблем без увеличения стоимости и сложности из-за использования многокристалльных систем, компания Microchip Technology расширяет линейку своих микроконтроллеров на основе конфигурируемых логических блоков (Configurable Logic Block, CLB). В семействах PIC16F13276 и PIC18-Q35 программируемая логика, подобная сложным программируемым логическим устройствам



(CPLD), и микроконтроллер объединены в одном малопотребляющем устройстве.

CLB разработаны компанией Microchip для упрощения многозадачности, позволяя пользователям реализовывать логические функции на аппаратном уровне, а не в программе. Это помогает снизить энергопотребление, обеспечить более предсказуемое поведение системы и повысить производительность по сравнению с решениями, основанными исключительно на программном обеспечении микроконтроллеров или дискретными реализациями на базе CPLD в сочетании с микроконтроллером. Новые семейства устройств предлагают возможность автоматической загрузки CLB при включении питания или сбросе, что позволяет инициализировать логику независимо от центрального процессора, поддерживая предсказуемое поведение при запуске, которое может потребоваться в системах функциональной безопасности, промышленных и автомобильных системах.

Семейство PIC16F13276 содержит 32 логических элемента, тогда как в PIC18-Q35 их 128, что позволяет инженерам наряду со встроенным управлением реализовывать на одном кристалле параллельную детерминированную логику. Такой интегрированный подход может заменить отдельные конструк-

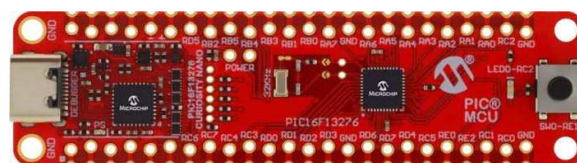
ции на CPLD и МК, сокращая количество компонентов, занимаемую площадь платы, а также общую стоимость и сложность системы.

Эти устройства совместимы по выводам с существующими моделями PIC16 и PIC18, что позволяет заказчикам внедрять аппаратную логику без полной переработки своих систем. Кроме того, функция отключения интерфейса программирования и отладки (Programming and Debugging Interface Disable, PDID) обеспечивает защиту от несанкционированного доступа, помогая защитить схемы от вмешательства и злонамеренной модификации.

Благодаря аппаратным трактам синхронизации, CLB компании Microchip решают проблемы синхронизации в программных системах, а инструмент временного анализа CLB позволяет разработчикам определять задержки сигналов, критические пути и потенциальные риски синхронизации на ранних этапах проектирования. Предварительная проверка проблем синхронизации помогает сократить время отладки.

Средства проектирования

Усовершенствованный инструментальный CLB Configuration, теперь доступный в Microsoft Visual Studio Code (VS Code), помогает ускорить разработку логических схем благодаря интуитивно понятному графическому интерфейсу с функцией перетаскивания. Встроенный синтезатор CLB объединяет проектирование логических схем с предварительным анализом временных характеристик, моделированием и возможностями аппаратной отладки, позволяя разработчикам проверять функциональность, наблюдать за работой в реальном времени и удостовериться в точности временных параметров без написания кода HDL или ручного конфигурирования регистров. Микроконтроллеры семейств PIC16F13276 и PIC18-Q35 также поддерживаются комплексной экосистемой



Оценочный набор PIC16F13276 Curiosity.

разработки Microchip, включая интегрированную среду разработки MPLAB X и конфигуратор кода MPLAB. Оценочные наборы PIC18F56Q35 Curiosity Nano (EV55P36A) и PIC16F13276 Curiosity Nano (EV18Z11A) представляют собой экономичные, готовые к использованию аппаратные платформы с полной поддержкой программирования и

отладки для быстрого создания прототипов и оценки.

Цены и доступность

Микроконтроллеры PIC16F13276 при оптовых закупках доступны по цене от \$0.32, а устройства PIC18-Q35 в крупных партиях продаются по цене \$0.62 за штуку.

«Октава ДМ» выпустила отечественную активную распределительную систему OWS-ADS

Новый сплиттер помогает масштабировать беспроводную инфраструктуру без потери качества сигнала и без высоких затрат

Производитель электроакустического оборудования «Октава ДМ», технологический партнер Госкорпорации Ростех, выводит на рынок активную распределительную систему OWS-ADS для повышения качества передачи сигнала в радиосистемах. Сплиттер предназначен для работы на площадках любого масштаба: от переговорных до концертных залов и стадионов.



Устройство позволяет использовать один комплект антенн с несколькими приемниками – до четырех двухантенных приемников типа OWS U2200R PRO или до двух четырехантенных приемников OWSU2200R. Система подает питание на каждый подключенный приемник и компенсирует потери сигнала, возникающие при его разделении.

При работе с большим количеством беспроводных микрофонов (от трех каналов и более) возникает проблема интермодуляции и взаимных помех, если антенны расположены слишком близко. Традиционное решение – использовать отдельную пару выносных антенн для каждого приемника, что загромождает сцену и ухудшает качество приема.

Антенный сплиттер OWS-ADS решает эту задачу: он позволяет обеспечить радиосигналом от единственной пары антенн массив приемников, сокращая количество кабелей и очищая радиочастотный эфир от помех.

Система отличается высокой масштабируемостью. Помимо восьми основных выходов (по четыре на каждый антенный вход) она оснащена двумя каскадными выходами. Это позволяет подключать к ней пятый двухантенный приемник или вторую такую же систему OWS-ADS, многократно увеличивая количество приемных каналов без потери качества сигнала.

Встроенный усилитель с коэффициентом шума не более 1 дБ компенсирует затухание, неизбежное при пассивном разветвлении (обычно 3 дБ на каждое деление), а также потери в длинных кабелях. В результате сигнал на всех приемниках остается стабильным и чистым.

Для активных антенн предусмотрена отдельная опция питания 12 В постоянного тока с током 0.2 А, которую при необходимости можно отключить – это повышает гибкость и безопасность при работе с пассивными антеннами. Сама система питается от сети 220 В.

Новинка будет востребована на любых объектах, где требуется многоканальный беспроводной звук: в театрах и концертных залах – для чистой и мощной передачи сигнала на все пространство сцены и зрительного зала, на стадионах и открытых площадках – для

устойчивой работы на дальних дистанциях, в конференц-залах и переговорных комнатах – для аккуратного монтажа и надежности.

Кроме того, система ориентирована на мобильные звукотехнические компании, работающие на выездных мероприятиях, а также на образовательные учреждения (актовые залы).

Генеральный директор «Октавы ДМ» Любовь Стальнова отметила, что OWS-ADS стала важным элементом экосистемы профессиональных беспроводных решений компании.

«Современные мероприятия, телепроекты и корпоративные площадки требуют большого количества беспроводных каналов связи со стабильной работой оборудования даже в условиях сложной радиочастотной обстановки. Новый сплиттер OWS-ADS разработан как инструмент, который помогает масштабировать беспроводную инфраструктуру без потери качества сигнала и без высоких затрат. Я уверена, что это решение будет востребовано как прокатными компаниями и интеграторами, так и заказчиками, для которых надежность аудиотракта является критически важным фактором», – подчеркнула Любовь Стальнова.

Начались продажи лучшего в отрасли твердотельного накопителя Micron 6600 ION объемом 245 ТБ для дата-центров

Компания Micron Technology объявила о начале поставок твердотельного накопителя Micron 6600 ION емкостью 245 ТБ – самого емкого из доступных на рынке твердотельных накопителей в мире. Этот накопитель знаменует собой значительный шаг вперед в повышении плотности хранения данных в стойечном оборудовании дата-центров и предназначен для поддержки рабочих нагрузок ИИ, облачных вычислений, корпоративных и гипермасштабируемых вычислений, включая озера данных следующего поколения для ИИ, а также облачные хранилища файлов и объектов. Накопители Micron 6600 ION E3.L емкостью 245 ТБ требуют на 82% меньше места в стойке, чем жесткие диски эквивалентной емкости. Устройство Micron 6600 ION, созданное на основе QLC (Quad-Level Cell – четыре бита в одной ячейке) NAND-памяти Micron G9, которая как минимум на одно поколение опережает любую конкурирующую память QLC, используемую в твердотельных накопителях для центров обработки данных, задает новые стандарты систем хранения для центров обработки данных. Теперь клиенты могут хранить и обрабатывать значительно больше данных в гораздо меньшем объеме, снижая при этом требования к энергопотреблению и охлаждению без ущерба для производительности, необходимой для



крупномасштабных, ресурсоемких эксплуатационных нагрузок.

Новая экономика хранения данных в центрах обработки данных в масштабе четверти петабайта

Твердотельный накопитель Micron 6600 ION SSD емкостью 245 ТБ доступен в форматах U.2 и E3.L для хранилищ большой емкости. Меньшие физические размеры и увеличенная емкость на один накопитель упрощают эксплуатацию и управление центром обработки данных, а также сокращают количество точек отказа и потребность в техническом обслуживании.

Не менее значительным является и снижение энергопотребления. Твердотельный

накопитель Micron 6600 ION SSD емкостью 245 ТБ при максимальной нагрузке потребляет не более 30 Вт, что составляет лишь половину от энергопотребления аналогичного по емкости накопителя на жестких дисках. Кроме того, такое повышение энергоэффективности может способствовать реализации инициатив по устойчивому развитию центров обработки данных, помогая снизить потребление энергии, требования к охлаждению и выбросы углекислого газа – ключевые приоритеты для глобальных операторов в условиях растущего экологического и экономического давления.

Установление новых стандартов производительности и эффективности для устойчивого масштабирования

Твердотельный накопитель Micron 6600 ION, созданный для поддержки хранилищ сверхвысокой емкости, демонстрирует превосходную производительность при обработке задач искусственного интеллекта и высокую энергоэффективность в крупномасштабных системах по сравнению с центрами обработки данных, использующими жесткие диски. Тестирование, проведенное в лабораториях Micron, показывает значительное повышение энергоэффективности, пропускной способности и снижение задержек по сравнению с системами на базе жестких дисков:

- Для задач искусственного интеллекта: жесткий диск Micron 6600 ION объемом

245 ТБ обеспечил до 84 раз более высокую энергоэффективность, в 8.6 раза более быструю предварительную обработку данных для ИИ и в 3.4 раза большую скорость приема данных при снижении задержки до 29 раз.

- Нагрузки хранилищ объектов: накопитель Micron 6600 ION объемом 245 ТБ продемонстрировал до 435 раз более высокую пропускную способность на ватт, в 96 раз меньшее время до первого байта и в 58 раз более высокую совокупную пропускную способность.

При развертывании масштабной системы на жестких дисках объемом 1 ЭБ (эксабайт) требуется в 1.9 раза больше энергии, чем при использовании SSD-накопителей Micron 6600 ION. Столь значительное повышение энергоэффективности при масштабном развертывании может дать ощутимые положительные результаты в области экологической устойчивости, такие как:

- Экономия выбросов CO₂ в объеме, эквивалентном количеству CO₂, поглощаемому более чем 9000 взрослыми деревьями в год
- Сокращение выбросов CO₂ на 438 метрических тонн в год
- Экономия 921 МВт·ч энергии в год
- Экономия на системах охлаждения и вентиляции более 3.14 миллиарда британских тепловых единиц в год

Системы без GPS стимулируют развитие высокотехнологичных датчиков и технологий слияния данных

Bill Schweber

EDN

Мы привыкли к тому, что американская глобальная система позиционирования (GPS) доступна и повсеместно используется в бесчисленных военных, коммерческих и потребительских приложениях, зависящих от нее. Многообразие применений GPS является огромным шагом вперед по сравнению с ее первоначальным назначением – ориентированной на военные цели задачей точного определения местоположения объекта (позиционирование), прокладки его пути к месту назначения (навигация) и управления его движением по этому пути (наведение), обычно обозначаемой как PNG (Positioning, Navigation, Guidance).

Благодаря крошечным GPS-микросхемам и системам, обеспечивающим поразительно точные и достоверные результаты, теперь стали возможными приложения, о которых раньше и не думали, не говоря уже о том, что их реализация казалась невозможной – здесь вы можете составить свой собственный список.

Несмотря на ощущение, что GPS работает везде, реальность такова, что этого никогда не было. Под водой, в туннелях, внутри помещений и в подобных местах, где радиоволны блокируются, просто невозможно принять достаточное количество относительно слабых спутниковых сигналов для получения приемлемого результата.

В настоящее время мы сталкиваемся с все большим числом ситуаций, когда GPS-сиг-

налы также «отключаются» в результате преднамеренных помех или подделываются с помощью ложных сигналов игроками, преследующими различные мотивы. Некоторые из последствий незначительны (не удастся найти потерявшихся собак), но другие последствия более серьезны.

Одним из возможных решений является увеличение мощности передаваемых сигналов, но это технически сложно и не произойдет еще долгие годы. Но даже если такое когда-то и произойдет, во многих из перечисленных случаев это все равно не поможет.

Альтернативы GPS

Ведутся значительные исследования и разработки, направленные на поиск способов определения местоположения с помощью методов, не использующих GPS и радиочастотные технологии, а основанных на датчиках, для которых помехи или отсутствие доступа к сигналу не являются проблемой. Все они требуют значительных вычислительных ресурсов для обработки получаемых сигналов и преобразования данных в конечные результаты; ни один из них не обеспечивает характеристик, сравнимых с системами на базе GPS – по крайней мере, пока. Существенная часть научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ выполняется стартапами и новаторами, а также традиционными поставщиками датчиков.

Среди вариантов, не использующих GPS, можно выделить следующие:

Инерциальные измерения

Конечно, такие технологии не новы, и используются уже десятилетиями, начиная с гироскопов и акселерометров. Оба датчика теперь представлены в виде небольших маломощных MEMS-устройств, которые на несколько порядков меньше, легче и потребляют меньше энергии, чем их электромеханические предшественники всего нескольких десятилетий назад, и даже по сравнению с лазерными и волоконно-оптическими версиями, использующими эффект Саньяка и интерферометрию. Тем не менее, их точность не так высока, как у высокоточных GPS-систем, хотя она улучшается.

Например, компания ANELLO Photonics разработала оптический гироскоп на основе кремниевой фотоники, получивший название SiPhOG, в котором используется технология изготовления волноводов на кристалле, объединенная с запатентованной технологией кремниевых фотонных интегральных схем (Рисунок 1). По утверждению разработчиков, сочетание этих технологий позволяет обеспечить характеристики, сопоставимые с волоконно-оптическими гироскопами, при использовании стандартного технологического процесса производства кремниевых микросхем.

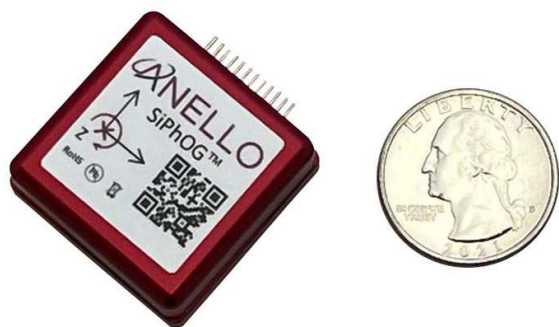


Рисунок 1. В этом оптическом гироскопе на основе кремниевой фотоники используется технология изготовления волноводов на кристалле, объединенная с запатентованной технологией кремниевых фотонных ИС.

Магнитные датчики

Магнитное поле Земли повсеместно, вездесуще и неуязвимо для воздействия помех. Оно также неравномерно, с сильно локали-

зованными вариациями, обусловленными как различиями во внешних и подкорковых слоях Земли, так и более глубокими (в буквальном смысле) причинами, связанными с потоками проводящего материала внутри Земли (Рисунок 2).

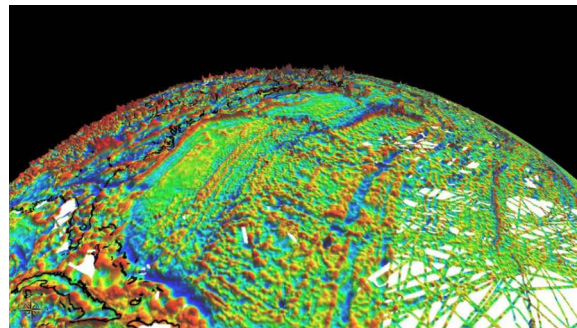


Рисунок 2. Эта геомагнитная карта части Северного полушария является отправной точкой для создания более подробных изображений с лучшим разрешением, а также для фиксации изменений и вариаций, необходимых для эффективной магнитной навигации.

Используя сверхчувствительные квантовые магнитные датчики на основе оптически накачиваемых скалярных магнитометров с расщепленным лучом на основе цезия, обладающие абсолютной точностью от одной до трех нанотесла, можно с высокой точностью считывать это поле. Значения магнитного поля ядра Земли на поверхности варьируются от 25 до 65 микротесла (то есть от 0.25 до 0.65 гаусса), тогда как интересующее нас поле магнитных аномалий обычно изменяется всего на сотни нанотесла.

Полученные данные затем сопоставляются с существующими картами магнитного поля Земли. Недостатком этой схемы является невысокая точность по сравнению с GPS, отчасти потому, что магнитное поле Земли не является статичным, и карты соответствия требуют постоянного обновления.

Несмотря на эти трудности, такие компании, как SandboxAQ, разработали навигационную технологию (AQNav), которая использует собственные крупномасштабные количественные модели (LQM) и мощные квантовые датчики для анализа магнитного поля земной коры. Благодаря сочетанию высокочувствительных магнитометров с алгоритмами искусственного интеллекта, позволяющими

выявлять уникальные магнитные паттерны и определять местоположение в режиме реального времени, становится возможным определять положение в этом поле. Процесс получения данных полностью пассивен, поэтому пользователи остаются незамеченными.

Визуальное сопоставление

В основе этого лежит простая концепция сопоставления того, что видит камера, с подтвержденными ориентирами на карте. Визуальное следование по рельефу местности используется уже несколько десятилетий в крылатых ракетах, которые точно следуют по карте рельефа. Значительное улучшение качества изображений и алгоритмов его обработки, необходимые для сопоставления наблюдаемого изображения с картой, на порядки повышают точность этой технологии.

Одним из поставщиков, использующих этот подход, является компания Vermeer Corp. В их системе используются от одной до четырех электронно-оптических/инфракрасных камер одновременно для отображения видео в реальном времени в локальную базу данных 2.5D или 3D карт, чтобы генерировать точный сигнал местоположения.

Астронавигация

В этом классическом подходе к навигации теперь используются современные автоматизированные версии транзитных и астрономических карт и точных часов, дополненные компьютерными вычислениями. Это пример «возвращения в будущее», но в новой форме и реализации.

E-LORAN

LORAN-RANGE Navigation – это гиперболическая система радионавигации, разработанная в США во время Второй мировой войны. Третья версия системы, LORAN-C, была запущена в конце 1960-х годов, однако в 1990-х годах станции и система были выведены из эксплуатации в связи с появлением и улучшением характеристик GPS.

Для формирования информации о местоположении в ней используется разница во времени приема сигналов от нескольких мощных передатчиков в диапазоне 100 кГц (да, это килогерцы).

Enhanced LORAN – это стандарт, основанный на устаревшей системе LORAN, который предусматривает передачу большего объема информации за свет модуляции несущей, а также добавление канала передачи данных. Как и LORAN, E-LORAN обладает рядом преимуществ, таких как практически полная защищенность от подавления и спуфинга, но при этом требует использования большого количества мощных передатчиков, многие из которых должны располагаться в труднодоступных или отдаленных местах, где сложно обеспечить их техническое обслуживание (Рисунок 3).

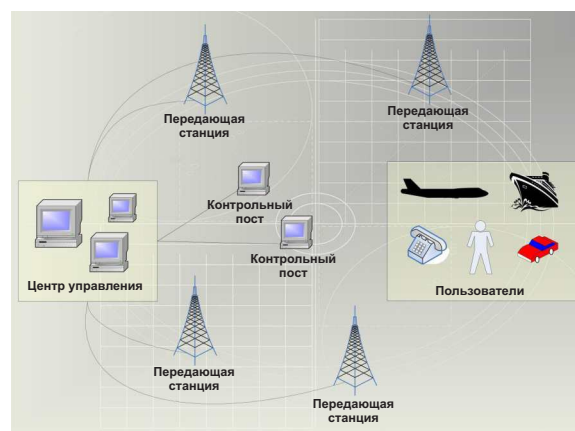


Рисунок 3. Как и ее предшественница LORAN, усовершенствованная система LORAN потребует обширной физической инфраструктуры, расположенной по всему миру.

Хотя сторонники E-LORAN полны надежд, проекту трудно получить поддержку и развитие из-за технических проблем (в первую очередь со стороны передатчика), очень высоких первоначальных затрат на инфраструктуру и точности в лучшем случае от 50 до 100 метров (хотя предлагаются способы улучшения этого показателя).

Реалии жизни в мире, где GPS недоступен

Многие из этих альтернатив становятся возможными благодаря достижениям в области квантовых датчиков. Некоторые из них могут даже потребовать охлаждения систем до сверхнизких температур со всеми очевидными недостатками этого требова-

ния. Каждая из них обладает тем преимуществом, что ее невозможно заглушить или заблокировать.

В то же время ни одна из них не может предложить пользователю такую же поразительную точность и простоту, как GPS. Ни одна технология не может сравниться с GPS. Для создания жизнеспособной альтернативы, даже с пониженной точностью, потребуются прорывы в области сенсорных технологий и гигабайты вспомогательных данных, таких как карты. Для получения полезных результатов любая альтернатива GPS также потребует тесного объединения и интеграции

несвязанных сенсорных технологий, огромных массивов данных и широкого использования искусственного интеллекта и машинного обучения.

Будет интересно посмотреть, какая из этих технологий, если таковая вообще найдется, займет доминирующее положение в условиях отсутствия GPS. Или же мы станем свидетелями сбалансированного сочетания? Возможно, сзади подкрадется какое-нибудь неожиданное физическое явление, как это уже не раз случалось в прошлом. Как говорится, «предсказывать очень сложно, особенно будущее». **РЛ**

Калибровка.

Часть 1

Aubrey Kagan

EDN

В комментариях к моей серии публикаций об измерении температуры на ныне почившем ресурсе Microcontroller Central высказывалось мнение, что было бы неплохо написать статью о калибровке линий аналогового ввода-вывода.

Позвольте мне начать с возвращения к школьной математике. Мы знаем, что график прямой линии имеет вид

$$y = mx + b, \quad (1)$$

где m – наклон линии, а b – точка пересечения с осью Y (Рисунок 1). На этом сайте развернулась оживленная дискуссия о том, является ли это линейной функцией. Не вдаваясь в подробности этой дискуссии, я для удобства буду называть график прямой линии линейной функцией, так что можете подать на меня в суд, если вам это не нравится. Типичный график показан ниже.

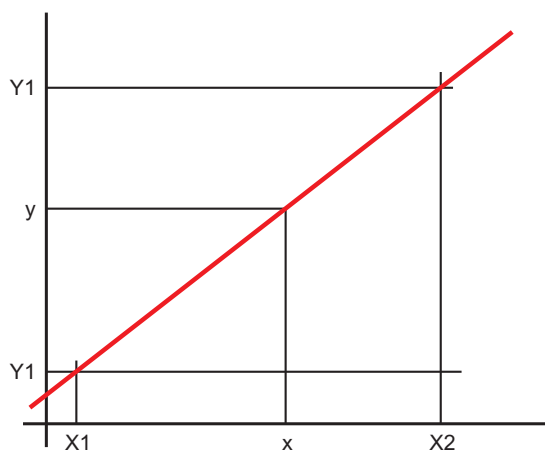


Рисунок 1. График, демонстрирующий линейную зависимость.

Уравнение прямой выводится следующим образом:

$$\frac{x - X1}{X2 - X1} = \frac{y - Y1}{Y2 - Y1}. \quad (2)$$

Когда я узнал, что это декартов метод, я просто принял его, не осознавая, что это всего лишь уравнение, выведенное из подобия треугольников. Конечно, можно вычислить наклон и точку пересечения с осью Y , но я обнаружил, что проще работать с уравнением (2) без дополнительных математических операций, которые, вероятно, потребовали бы вычислений с плавающей запятой. Не все физические взаимосвязи можно характеризовать прямой линией, но это будет хорошей отправной точкой.

При получении или выводе аналогового напряжения аналого-цифровой преобразователь (АЦП) или цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) редко являются единственным компонентом в цепочке связей между источником сигнала и дискретным числом, которое будет использоваться микрокомпьютером. У каждого АЦП или ЦАП есть свои недостатки, включая напряжения смещения и погрешности опорного напряжения, но добавьте к ним один-два операционных усилителя и мультимплексор, и вы получите разброс усилений и смещений с большими различиями между отдельными устройствами.

Если только вы не проектируете какую-то совсем примитивную систему, вам потребуется учесть этот разброс, а сделать это можно с помощью калибровки. Калибровка позволяет системе определить характерис-

тику преобразования при известном входном воздействии. Если система линейна, то, задав две известные входные точки (X1 и X2 на Рисунке 1) и измерив соответствующие им выходные значения (Y1 и Y2), вы сможете по измеренному значению у определить соответствующую входную величину х.

Начнем с простого – с ЦАП. Предположим, что ЦАП в системе представляет собой 12-разрядное устройство с опорным напряжением 5 В (следовательно, максимальное выходное напряжение составляет 5 В при входном коде 0xFFF). Выход ЦАП управляет операционным усилителем; нам нужен диапазон выходных сигналов 0–10 В (Рисунок 2). Я делаю это так: устанавливаю коэффициент усиления операционного усилителя чуть больше 2, чтобы гарантировать, что максимальное выходное напряжение всегда будет выше 10 В при любых возможных отклонениях опорного напряжения ЦАП и сопротивлений резисторов в цепи операционного усилителя. (Само собой разумеется, что операционный усилитель должен питаться от источника с напряжением более 10 В).

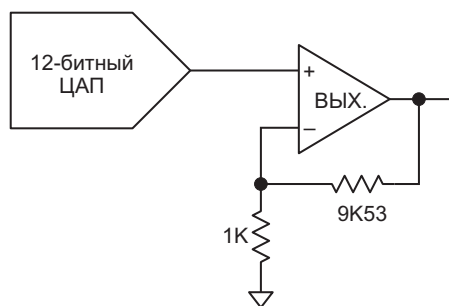


Рисунок 2. Выходное напряжение ЦАП 0-5 В подается на операционный усилитель, чтобы получить диапазон напряжений 0-10 В.

Такой подход сужает динамический диапазон ЦАП, но это небольшая цена за то, чтобы избавиться от одного-двух подстроечных резисторов. В рамках разработки программы (проектирование для испытания) я создам метод увеличения или уменьшения выходного сигнала в режиме калибровки, чтобы настройка ЦАП корректировалась до тех пор, пока выходное напряжение (измеренное с помощью откалиброванного цифрового вольтметра) не составит 1 В. (Конечно, существует соответствующий допуск). Это число

затем обозначается как N1. Повторите процесс регулировки в верхней части диапазона, чтобы получить значение 10 В, и результатом будет N2. Эти значения сохраняются, предпочтительно в энергонезависимой памяти.

Напряжения не обязательно должны выбираться из крайних значений диапазона, хотя чем диапазон шире, тем лучше. В данном случае выбор 0 В может создать проблемы из-за смещений ЦАП и операционного усилителя. Если вам интересно, математические расчеты, конечно, справедливы и за пределами выбранных точек калибровки, хотя электроника может оказаться неспособной использовать их результаты. Например, если вы вычислите значение для ЦАП, которое больше 4095 или меньше нуля, ЦАП не сможет его принять.

Если воспользоваться уравнением (2), можно сделать подстановку:

$$\frac{y-1}{10-1} = \frac{x-N1}{N2-N1}. \quad (3)$$

Это можно свести к следующему:

$$(x-N1) = \left((N2-N1) \cdot \frac{y-1}{9} \right). \quad (4)$$

Извлекая х, получаем:

$$x = \left((N2-N1) \cdot \frac{y-1}{9} \right) + N1. \quad (5)$$

Величина (N2–N1) является константой для данной калибровки и для ускорения выполнения даже может быть рассчитана заранее. Выполняя умножение, а затем деление, я обнаружил, что обычно можно обойтись целочисленной арифметикой. В конце вычислений вы записываете значение х в ЦАП с уверенностью, что это даст вам желаемое выходное напряжение.

Давайте теперь изменим поток данных и посмотрим на АЦП, показанный на Рисунке 3. Токовая петля 0-20 мА – это редкий вариант петли 4-20 мА, но я хочу использовать ее, чтобы лучше донести свою мысль. Поскольку в токовой петле можно последовательно соединить несколько приемников, желательно, чтобы падение напряжения в приемнике было низким, и приемник был способен работать с плавающим входом. В противном слу-

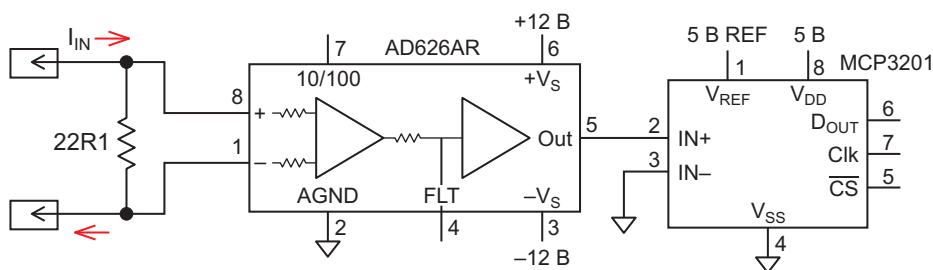


Рисунок 3. Схема на основе инструментального усилителя для преобразования тока пет-ли 0-20 мА во входное напряжение АЦП 0-5 В.

чае достаточно было бы просто подключить резистор 250 Ом к земле. Выберем входной резистор 22.1 Ом, чтобы максимальное падение напряжения составляло 442 мВ. Коэффициент усиления инструментального усилителя равен 10, поэтому мы получаем 4.42 В.

Я выберу для калибровки значения 0 мА и 20 мА. Нижний диапазон выбран неслучайно – как вы увидите, разумный выбор может упростить расчет (как я уже отмечал выше). Сначала в процессе калибровки ток не подается ($i = 0$ мА), и определяется соответствующее выходное значение АЦП N1. Затем калибратор переключается на $i = 20$ мА, и верхнее значение берется и сохраняется как N2. Снова возвращаемся к уравнению (2):

$$\frac{i - 0}{20 - 0} = \frac{n - N1}{N2 - N1}. \quad (6)$$

Как я уже говорил, выбор нуля упростит это выражение до

$$\frac{i}{20} = \frac{n - N1}{N2 - N1}. \quad (7)$$

И, наконец,

$$i = 20 \cdot \left(\frac{n - N1}{N2 - N1} \right). \quad (8)$$

Когда АЦП выполняет преобразование, ток (i) можно просто рассчитать. Опять же, умножение всех числителей перед вычислением знаменателя обычно позволяет мне ограничиться целочисленной арифметикой, особенно если я соответствующим образом масштабирую показания. Например, вместо работы с током 20 мА я мог бы выразить его

как 20,000 мкА или в каком-либо промежуточном масштабе.

При калибровке я пришел к выводу, что гораздо лучше использовать калибратор, специально предназначенный для этой цели. Использование датчика может давать ненадежные результаты. Однажды мы продали модуль RTD с выходом 4-20 мА, настроенный на диапазон 0-100 °C. Клиент попытался откалибровать его, поместив сначала в ледяную воду, а затем в кипящую. Как определить, что измеряемые температуры одинаковы для всей жидкости и что терморезистор стабилизировался, не говоря уже о том, что высота над уровнем моря и примеси влияют на обе точки перехода? Использование калибратора позволяет обеспечить согласованные настройки в процессе производства, однако это означает, что вариации характеристик датчика будут влиять на общие характеристики системы.

Характеристики электронных компонентов меняются как с течением времени, так и под воздействием температуры, поэтому может оказаться полезным периодически повторять калибровку. Проблема заключается в наличии у заказчика подходящего калибровочного оборудования.

До сих пор мы рассматривали подход, который я использую в подавляющем большинстве своих аналоговых проектов. Он хорошо себя зарекомендовал, но есть как минимум еще один подход, который я рассмотрю в Части 2. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD626AR](#)
2. [Datasheet Microchip MCP3201](#)

Калибровка.

Часть 2

Aubrey Kagan

EDN

В своей первой статье о калибровке [1] я обсуждал калибровку входных сигналов с использованием методов, допускающих наличие смещений, которые просто включались в измерения. В этой статье я рассмотрю способы обнуления смещений.

Первоначальный подход заключается в том, чтобы встроить в схему опорные сигналы и обеспечить возможность самокалибровки системы. Одной из проблем может быть то, что калибровка в этом случае не будет прослеживаться до какого-либо стандартного уровня, но давайте пока оставим это в стороне и рассмотрим схему на Рисунке 1, где сначала измеряется входной сигнал, а затем переключается мультимплексор и проверяется опорное напряжение.

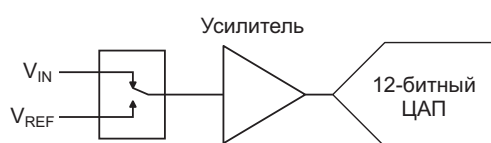


Рисунок 1. Использование опорного сигнала для компенсации ошибок смещения и шума.

При измерении V_{IN} напряжение, подаваемое на АЦП, представляет собой сумму $V_{IN} + V_{OFFSET1} + V_{NOISE1}$. Аналогично, при измерении V_{REF} на АЦП поступает напряжение $V_{REF} + V_{OFFSET2} + V_{NOISE2}$.

Здесь

$V_{OFFSET1}$ — смещение входа V_{IN} ,

V_{NOISE1} — шум на входе V_{IN} ,

$V_{OFFSET2}$ — смещение входа V_{REF} ,

V_{NOISE2} — шум на входе V_{REF} .

В определенных условиях можно предположить, что значения смещения и шума в обоих случаях одинаковы; тогда при вычитании одного показания из другого мы получаем $V_{IN} - V_{REF}$, и, если величина V_{REF} известна, можно определить V_{IN} . Все это кажется простым, однако необходимо учитывать и ряд других факторов.

Во-первых, действительно ли уровень шума одинаков? Вы можете уменьшить вариации шума, используя медленно изменяющиеся сигналы, но следует учитывать и другие факторы. V_{IN} и V_{REF} должны быть одного порядка величины, иначе потребуются разные настройки усилителя, что сведет на нет этот подход. Кроме того, если опорное напряжение не будет значительно точнее сигнала, оно также будет вносить вклад в погрешность из-за шума и дрейфа.

Компания Cypress подробно описывает этот метод, называемый «двойной коррелированной выборкой» (ДКВ) [2]. Схему на Рисунке 1 можно улучшить, если сконфигурировать ее так, как показано на Рисунке 2, где сигнал измеряется дифференциально, а в измерение сигнала вводится напряжение

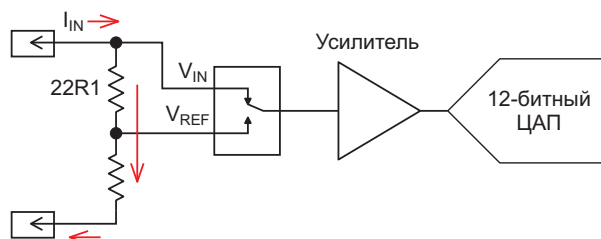


Рисунок 2. Измеряются сигналы на обоих входах, при этом в процесс измерения V_{IN} вводится опорное напряжение V_{REF} .

V_{REF} . Это очень похоже на логометрические измерения, где опорное напряжение АЦП также управляет датчиком, и поэтому изменения опорных напряжений компенсируют друг друга.

Возвращаясь к токовой петле, которую я обсуждал в первой части своей статьи, я добавил резистор последовательно с нагрузочным резистором. Причина в том, что я пытаюсь получить входное напряжение V_{REF} выше 0 В. Если у вас есть опыт работы с так называемыми аналоговыми входами «rail-to-rail», вы знаете, что все же целесообразно оставлять запас между крайними значениями входного напряжения. Я мог бы использовать усилитель с отрицательным напряжением питания, но если это внутренний усилитель микроконтроллера, придется прибегнуть к некоторым методам смещения уровней. На Рисунке 2 измеренное напряжение на входе V_{IN} равно $V_{SIGNAL} + V_{REF} + V_{OFFSET1} + V_{NOISE1}$, а на нижнем входе $-V_{REF} + V_{OFFSET2} + V_{NOISE2}$. Теперь, если мы вычтем их (при условии, что шум одинаков), у нас останется только V_{SIGNAL} .

Согласно рекомендациям Cypress, для снижения влияния компоненты шума $1/f$ можно также применять методы обработки сигналов.

АЦП LMP90100 имеет встроенную функцию самокалибровки, которая решает большинство проблем. Более того, этот процесс

происходит в фоновом режиме. Компания TI не раскрывает используемые методы калибровки, поэтому я не знаю, идет ли речь о ДКВ, но, что бы это ни было, это хорошая тенденция.

А что делать с нелинейной зависимостью? Можно линеаризовать кривую (аппаратно или программно) перед применением методов калибровки. Проще говоря, можно откалибровать множество точек и выполнить кусочно-линейную линеаризацию кривой.

Нет никаких причин, по которым нельзя было бы использовать ДКВ в сочетании с калибровкой. Поскольку ДКВ не дает информации о коэффициенте усиления системы, вы не знаете, чему на самом деле соответствует результат преобразования АЦП, поэтому такой подход, безусловно, полезен, если только вы не измеряете отношения величин.

Ну а какие методы калибровки используете вы? **РЛ**

Ссылки

1. Aubrey Kagan. [Калибровка. Часть 1](#). РадиоЛоцман, 2026, 05-06, [стр. 16](#).
2. [PSoC 3 and PSoC 5LP Correlated Double Sampling to Reduce Offset, Drift, and Low Frequency Noise](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMP90100](#)

Унитарный элемент дробной логики

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание унитарного элемента дробной логики (УЭДЛ), имеющего 8 выводов и позволяющего реализовать на его основе практически все востребованные логические элементы, имеющие один-два входа: Повторитель, Инвертор, ИЛИ, ИЛИ-НЕ, И, И-НЕ, Исключающее ИЛИ, Исключающее ИЛИ-НЕ. УЭДЛ могут работать в широком диапазоне напряжений питания от 2 до 28 (36) В. В зависимости от напряжения питания они полностью совместимы по логическим уровням как с ТТЛ- так и с КМОП-микросхемами, причем их пороги переключения автоматически согласуются с логическими уровнями этих элементов. Также дано описание сдвоенного четырехвходового УЭДЛ, имеющего 16 выводов.

К настоящему времени арсенал отечественных и зарубежных логических элементов различного назначения и построения насчитывает не одну сотню наименований. Такие логические элементы зачастую совершенно несовместимы по логическим уровням, имеют разные корпуса или индивидуальную цоколевку. В этой связи вполне обоснован-

ным является вопрос о создании унитарных логических элементов, способных заменить большое разнообразие разномастных и разнотипных логических элементов.

Ниже будет рассмотрена возможность создания унитарных логических элементов, работающих на основе принципов дробной логики. Теоретические основы работы дроб-

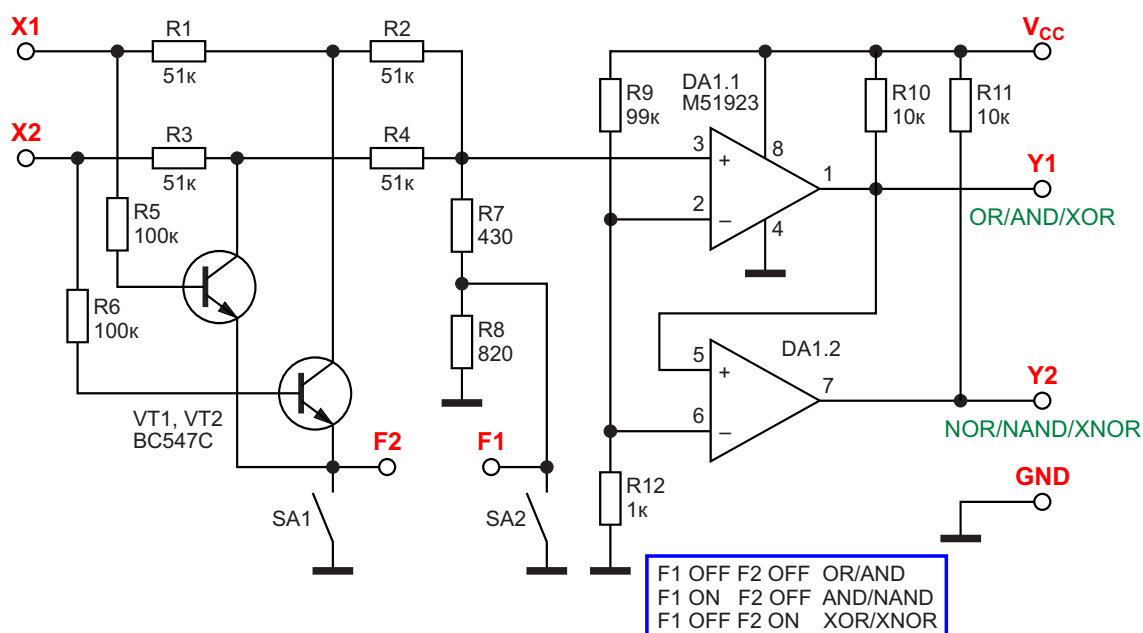


Рисунок 1. Электрическая схема унитарного элемента дробной логики 6 в 1.

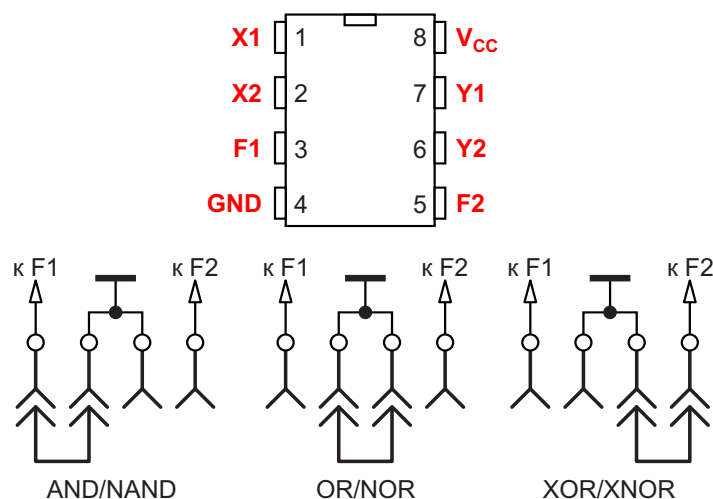


Рисунок 2. Возможный вариант цоколевки унитарного элемента дробной логики, а также способ переключения внешних перемычек, определяющих назначение логического элемента.

ной логики и расчетные соотношения выбора ее резистивных элементов приведены в работах [1–3].

Для начала отметим, что любые цифровые элементы традиционной логики – это плохие компараторы с нестабильным и размытым порогом переключения. В этом смысле более приближенными к идеалу являются логические элементы на основе компараторов, имеющих четкий порог переключения. Дробная логика отличается от традиционной тем, что входные сигналы «лог. 1» во входных цепях логического элемента преобразуются в сигналы уровня «лог. $1/n$ », где n – количество входов, например «лог. $1/2$ », «лог. $1/3$ », «лог. $1/4$ » и т. д. Сумма весовых коэффициентов всех этих сигналов равна единице («лог. 1») или несколько превышает ее [1–3].

На Рисунке 1 приведена электрическая схема УЭДЛ, содержащая два компаратора, два транзистора и несколько резисторов. УЭДЛ работает следующим образом. Допустим, что внешние переключатели SA1 и SA2 (а на практике просто перемычки или пропайки, Рисунок 2) разомкнуты. В этом случае транзисторы VT1 и VT2 можно исключить из рассмотрения. При подаче на любой из входов X1 или X2 или на оба входа одновременно напряжения уровня логической единицы, равного напряжению питания V_{CC} на выходе Y1 появится уровень логической единицы, а на выходе Y2 уровень логической единицы сменится на уровень логического нуля.

Следовательно, УЭДЛ будет одновременно выполнять функции логических элементов ИЛИ и ИЛИ-НЕ.

При замыкании переключателя SA2 УЭДЛ преобразуется в логический элемент И и И-НЕ. Логические уровни на выходах компараторов переключаются только в том случае, если на оба входа X1 и X2 будут поданы сигналы уровня логической единицы.

Рассмотрим далее ситуацию, когда SA2 разомкнут, а SA1 замкнут. В этом случае УЭДЛ будет выполнять функцию логических элементов Иключающее ИЛИ и Иключающее ИЛИ-НЕ.

Не принимая во внимание геометрических габаритов реальных транзисторов и компараторов и учитывая, что они могут быть выполнены в бескорпусном варианте, УЭДЛ может быть размещен в компактном стандартном корпусе, имеющем 8 выводов, Рисунок 2. В качестве SA1 и SA2 могут быть использованы перемычки или пропайки, Рисунок 2, позволяющие по желанию пользователя менять назначение УЭДЛ.

В качестве сдвоенного многовходового ($n = 4$) логического элемента можно рассмотреть УЭДЛ, показанный на Рисунке 3. Такой элемент может быть размещен в стандартном корпусе, имеющем 16 выводов. В данном УЭДЛ отсутствует функция Иключающее ИЛИ и Иключающее ИЛИ-НЕ. Как и для всех остальных существующих логических элементов, многовходовые логические эле-

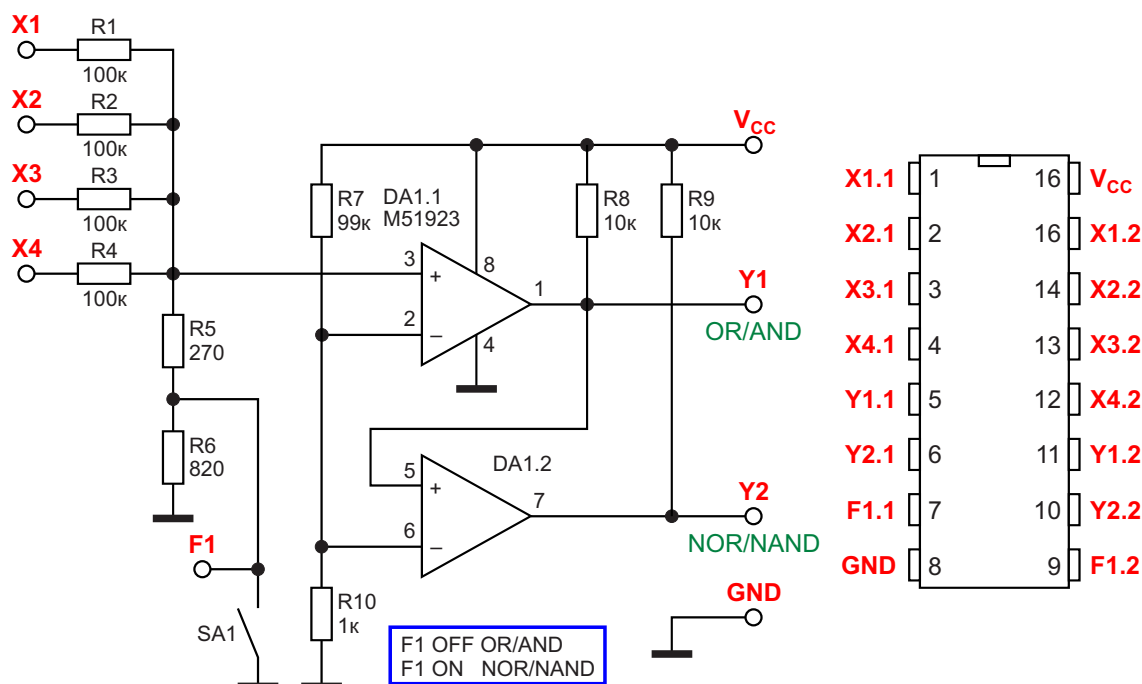


Рисунок 3. Четырехвходовый двояный унитарный элемент дробной логики 4 в 1, а также возможный вариант его цоколевки.

менты могут быть преобразованы в более простые за счет объединения входов, или подключения лишних входов к шине питания или к общей шине.

Положительным свойством рассмотренных УЭДЛ является то, что они могут работать в интервале напряжений питания, определяемом свойствами компараторов, обычно от 2 до 28 (36) В, а также то, что они автоматически настраиваются на работу с привычными ТТЛ- или КМОП-логическими элементами при использовании общего источника питания.

К недостаткам рассмотренных логических элементов относится то, что компараторы, входящие в состав УЭДЛ, как правило, не способны корректно работать в области частот свыше 100...200 кГц. Возможно, этот вопрос будет решен при создании компараторов нового поколения, либо разработке иных быстродействующих пороговых устройств с низким порогом переключения.

Разумеется, вопрос о немедленной замене логических элементов классического ассортимента не стоит. Как и все новое и непривычное, УЭДЛ вряд ли вписывается в многолетние укоренившиеся представления цифровой электроники. Тем не менее, стоит надеяться, что предложенные логические элементы могут в дальнейшем получить творческое развитие и занять определенную нишу в будущих конструкциях электронной аппаратуры. **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. [Дробная логика](#). РадиоЛоцман. 2020. № 7–8. С. 34–39.
2. Shustov M.A. [Binary elements of fractional logic](#). EDN. December 14, 2022.
3. Shustov M.A., Shustov A.M. Digital Electronics. The Basics, New Ideas & Applications. Susteren: Elektor International Media B.V., 2026. 317 p.

Материалы по теме

1. [Datasheet Renesas M51923](#)
2. [Datasheet Fairchild BC547](#)

Какова полоса частот этого сигнала?

Bob Witte

EDN

Термин «ширина полосы» употребляется в различных ситуациях, и часто неправильно. Я помню одно совещание, где это слово использовалось для обозначения частотного состава конкретного сигнала, частотной характеристики конкретной схемы, скорости нашей локальной сети и кадрового потенциала организации. «У нас просто недостаточно пропускной способности, чтобы справиться с такой нагрузкой прямо сейчас». Думаю, никто больше этого не заметил, но мне это показалось забавным.

Полоса частот сигнала

Инженеры задаются вопросом: «Какая полоса пропускания необходима для этого сигнала?» Как правило, этот вопрос связан с необходимостью убедиться, что сигнал сможет пройти через компонент или систему и выйти на другом конце без каких-либо ухудшений.

На Рисунке 1 показан сигнал, проходящий через систему с ограниченной полосой пропускания. Как видно из рисунка, полосы пропускания системы достаточно для передачи сигнала без изменений, что обычно и является желаемым результатом. Разумеется, если



Рисунок 1. Хотя эта система имеет ограниченную полосу (фильтр нижних частот), ее достаточно для пропускания сигнала без искажений.

частотный спектр сигнала выходит за пределы полосы пропускания системы, выходной сигнал может быть существенно искажен.

Если речь идет о простейших синусоидальных сигналах, ответ на вопрос «какая полоса пропускания необходима?» может показаться очевидным: для эффективной передачи синусоиды частотой 1 ГГц требуется полоса пропускания системы не менее 1 ГГц. А может, и нет... Если для описания полосы пропускания системы мы используем точку -3 дБ, то на этой частоте амплитуда сигнала будет ослаблена. Например, если я наблюдаю синусоиду частотой 1 ГГц с помощью осциллографа с полосой пропускания 1 ГГц, отображаемая на экране осциллограмма может иметь амплитуду, составляющую лишь 70% (-3 дБ) от ее реального значения – в зависимости от того, насколько велик запас по полосе пропускания у данного прибора.

Цифровые сигналы представляют еще большую проблему, поскольку содержат высокочастотные составляющие, связанные с быстрыми нарастающими фронтами импульсов. Эрик Богатин (Eric Bogatin) объяснил взаимосвязь между временем нарастания сигнала и шириной его спектра в Эмпирическом Правиле № 1 [1]: Ширина спектра связана с временем его нарастания. Проще говоря,

$$t_R = \frac{0.35}{f_{3\text{дБ}}},$$

где

t_R – время нарастания (по уровням 10%, 90%),

$f_{3\text{дБ}}$ – полоса пропускания по уровню -3 дБ.

Это формула точна для систем с однополюсной низкочастотной характеристикой (например, «RC-фильтр нижних частот») и достаточно близка для многих систем с предсказуемым поведением [2]. Недавно я нашел старую статью Tektronix [3], в которой обсуждались частотная характеристика и время нарастания усилителя вертикального отклонения. В статье были показаны два графика переходной характеристики: один для идеализированной «гауссовой характеристики», а другой для классической низкочастотной RC-цепи (Рисунок 2).

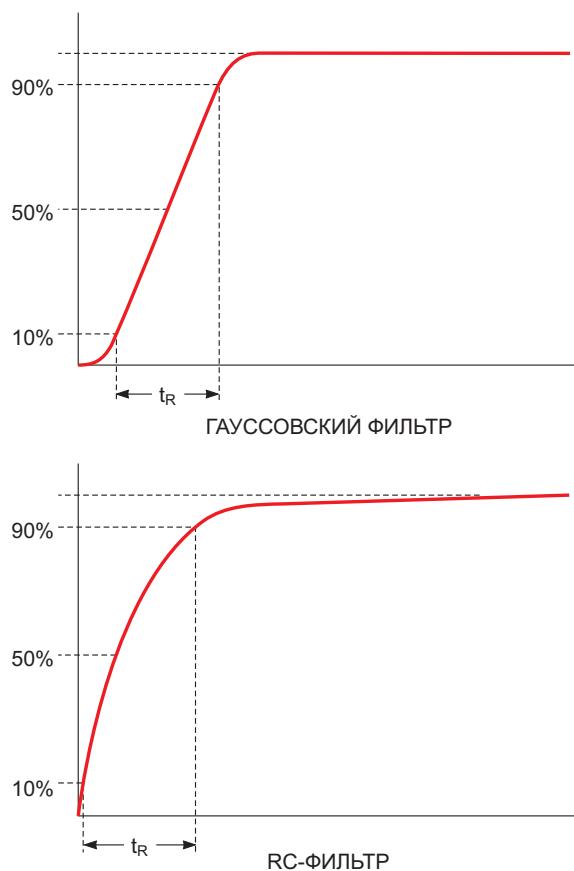


Рисунок 2. Переходные характеристики гауссовского фильтра и RC-фильтра нижних частот. Источник: [2].

Приведенные комментарии показались мне интересными, поскольку в них описывается проектный компромисс между временем нарастания и выбросом фронта. (Коэффициент K в [3] — это 0.35 в приведенной выше формуле):

Истинная гауссова характеристика дает значение $t_R \cdot BW = 0.32$. (BW — полоса пропускания). В силу ряда факторов усилите-

ли осциллографов не соответствуют требованиям, предъявляемым к отклику истинно гауссового фильтра. Таким образом, «гауссовы» схемы по сути являются гауссовыми. Эти «гауссовы» цепи характеризуются произведениями, полученными в результате многолетних исследований. Для более высокого гауссова отклика произведение $t_R \cdot BW$ должно составлять от 0.35 до 0.45. Более высокие значения указывают на меньшее время нарастания. Однако уменьшение времени нарастания сопровождается выбросами. При значении произведения, равном 0.45, выброс составляет 5%, тогда как при $t_R \cdot BW = 0.35$ выброс на переходной характеристике практически (или совсем) отсутствует. Tektronix, как правило, устанавливала это произведение равным $K = 0.35$, жертвуя временем нарастания ради минимизации выбросов.

K — это показатель качества, иногда называемый произведением времени нарастания на полосу пропускания (Rise Time Bandwidth Product, RTBP). В последние годы, по мере того как производители осциллографов расширяли верхние пределы рабочей полосы пропускания, они иногда увеличивали крутизну спада частотной характеристики прибора с соответствующим сдвигом RTBP. Например, в 110-гигагерцовом осциллографе Keysight UXR для определения времени нарастания по уровням 10%/90% используется показатель 0.44 [4]. (Более подробное описание частотной характеристики осциллографа приведено в [5]).

Возвращаемся к синусоиде

После изучения примера с цифровым сигналом я не переставал думать о простой синусоиде. Понятие времени нарастания наиболее применимо к ступенчатым функциям или прямоугольным импульсам, но его можно применить и к синусоиде (хотя, признаю, это может показаться несколько надуманным). Рассмотрим синусоиду с амплитудой 1 и размахом, равным 2 (Рисунок 3).

$$v(t) = \sin(2\pi ft).$$

Рассчитаем «время нарастания» как время, необходимое для того, чтобы сигнал прошел путь от 90% отрицательного пика до 90%

положительного пика. Как показано на рисунке, это время нарастания будет равно $t_2 - t_1$. В силу симметрии синусоиды мы видим, что

$$t_R = 2t_2$$

$$t_R = 2 \cdot \frac{1}{2\pi f} \cdot \arcsin(0.9)$$

$$t_R = \frac{0.356}{f}.$$

Ну, разве это не любопытно? Вновь возникает то же самое значение – 0.35, но уже в качестве соотношения между частотой и временем нарастания синусоиды. При внимательном рассмотрении оказывается, что оно немного отличается: 0.356 против 0.350 для случая однополюсного фильтра [1]. Кажется, что в числе 0.35 есть что-то особенное, но не настолько, чтобы считать его универсальной константой (подобной, например, скорости света). **РЛ**

Ссылки

1. Eric Bogatin. [Bandwidth of a signal from its rise time: Rule of Thumb #1](#)

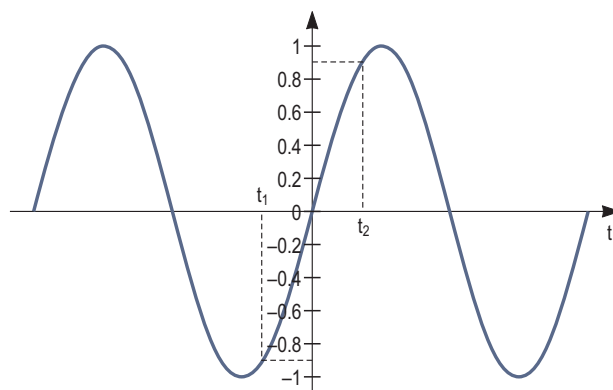


Рисунок 3. В данном примере время нарастания синусоидального сигнала рассчитывается как интервал времени между уровнями 10% и 90% от пиковой амплитуды.

2. Witte, Robert A, Electronic Test Instruments (2nd Edition), Appendix B.4, "[Bandwidth and Rise Time for a Single-Pole System](#)," Prentice Hall, 2002.
3. Orwiler, Bob, "[Oscilloscope Vertical Amplifiers](#)," December 1969.
4. "[Infiniium UXR-Series Oscilloscopes](#)," Product Datasheet, Keysight Technologies.
5. "[Understanding Oscilloscope Frequency Response and Its Effect on Rise-Time Accuracy](#)," Keysight Technologies, 2017.

Найдите полосу частот сигнала по его гармоникам

Bob Witte

EDN

Существует несколько способов оценки полосы частот сигнала во временной и частотной областях. Ранее мы рассматривали классическую связь времени нарастания (t_R) и полосы пропускания ($F_{3\text{дБ}}$) [1], выраженную этим соотношением:

$$t_R = \frac{0.35}{f_{3\text{дБ}}}.$$

Эрик Богатин также предложил «Эмпирическое Правило № 2» для оценки полосы частот сигнала по частоте импульсов [2]. Эрик подчеркивает, что для расчета полосы частот сигнала на самом деле следует использовать время нарастания, но применение этого эмпирического правила позволяет быстро получить разумный ответ:

$$BW = 5 \times f_{\text{CLK}},$$

где

BW — полоса частот,

f_{CLK} — частота импульсов.

В своей статье Эрик делает ключевое предположение, что время нарастания составляет 7% от периода. Это разумное предположение, которое позволяет нам приблизительно оценить время нарастания. Однако некоторые сигналы будут быстрее, а некоторые — медленнее.

Ряды Фурье

Другой способ оценки полосы частот сигнала — это анализ в частотной области, а точнее, использование ряда Фурье. Ряд

Фурье для последовательности прямоугольных импульсов, показанных на Рисунке 1, имеет вид [3]:

$$v(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ неч.}}}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right).$$

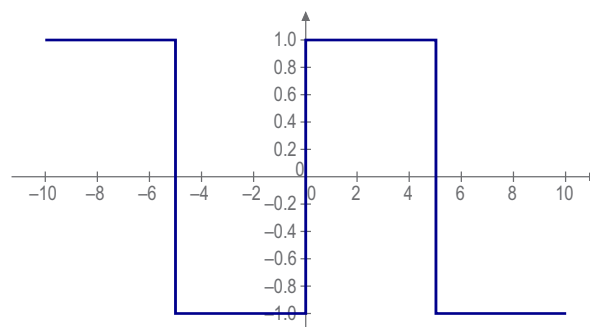


Рисунок 1. На этом графике прямоугольного импульса во временной области используются произвольные масштабы времени и амплитуды, выбранные равными 10 и 1, соответственно.

Ряд содержит бесконечное количество нечетных гармоник, совокупность которых образует прямоугольные импульсы. Амплитуда каждой последующей гармоники меньше амплитуды предыдущей, что обусловлено наличием в формуле члена $1/n$. Поскольку наш идеальный прямоугольный импульс имеет нулевое время нарастания, полоса частот сигнала будет бесконечной. Иными словами, для идеального представления прямоугольного импульса необходимо включить все гармоники. Шкала времени произвольная. Период сигнала равен десяти единицам времени.

В Таблице 1 приведены коэффициенты для гармонических составляющих, начиная с основной ($n = 1$) и заканчивая 11-й гармоникой.

Таблица 1. Коэффициенты ряда Фурье для прямоугольного импульса до 11-й гармоники

Гармоника	Коэффициент
1	1.273
3	0.424
5	0.255
7	0.182
9	0.141
11	0.116

Давайте посмотрим, сколько гармоник нам нужно включить, чтобы сигнал выглядел как приличный прямоугольный импульс. На Рисунке 2 показана только основная частота – чистая синусоида.

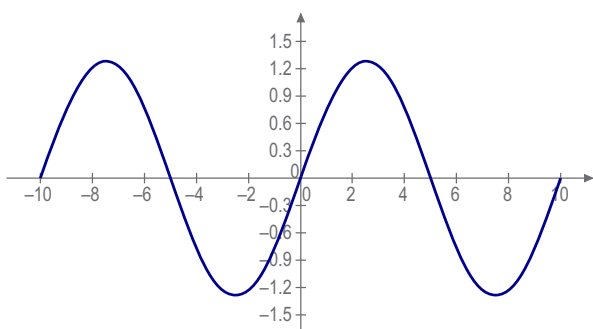


Рисунок 2. Основная гармоника прямоугольного импульса на Рисунке 1 имеет пиковую амплитуду 1.273.

На Рисунке 3 добавлена третья гармоника, благодаря которой сигнал становится более похожим на прямоугольный.

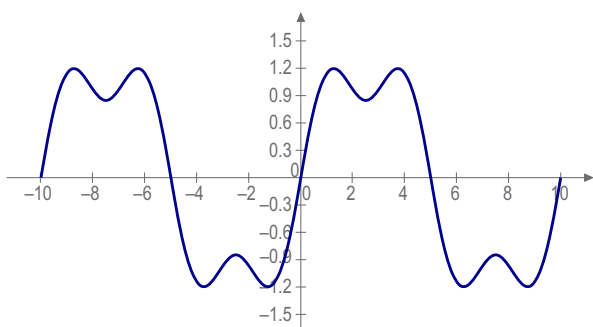


Рисунок 3. Сигнал с основной и третьей гармониками начинает напоминать прямоугольный импульс.

На Рисунке 4 добавлена пятая гармоника, и теперь мы видим, что сигнал выглядит еще больше похожим на прямоугольный импульс.

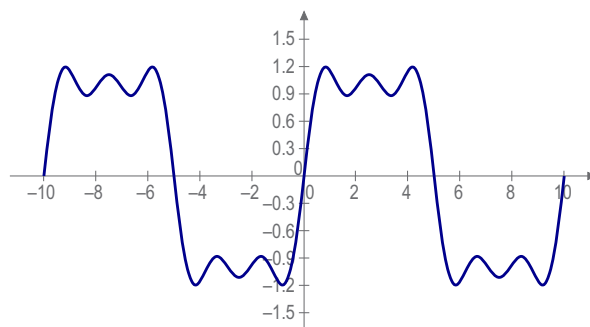


Рисунок 4. Основная, третья и пятая гармоники делают сигнал еще больше похожим на прямоугольный.

Каждая дополнительная гармоника делает форму сигнала больше похожей на прямоугольный импульс. Мы не будем строить все варианты графиков для гармоник из Таблицы 1, но на Рисунке 5 показан сигнал, содержащий гармоники до 11-й включительно. Гармоники более высокого порядка делают форму сигнала более прямоугольной и оставляют высокочастотные пульсации на плоских частях сигнала.

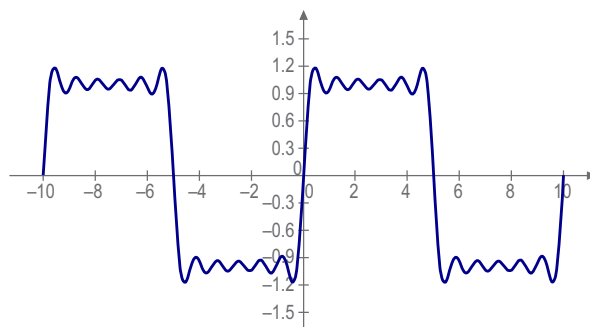


Рисунок 5. График сигнала, включающего частотные составляющие вплоть до 11-й гармоники, становится значительно ближе по виду к прямоугольному импульсу.

Добавление определенного количества гармоник эквивалентно применению в частотной области фильтра нижних частот с идеальным срезом. Требуемые гармоники включаются в сигнал, а высшие гармоники отсекаются. Такой подход является несколько искусственным, поскольку в реальном мире частотная характеристика, вероятно, имела бы плавный

спад, при котором в сигнале все же остаются некоторые остатки более высоких гармоник.

Время нарастания

Качественно сигнал с 5-й гармоникой выглядит как обычный прямоугольный импульс, поэтому давайте рассмотрим этот случай подробнее. На Рисунке 6 этот сигнал показан с растянутой горизонтальной осью, так что мы можем определить время нарастания с помощью графических методов.

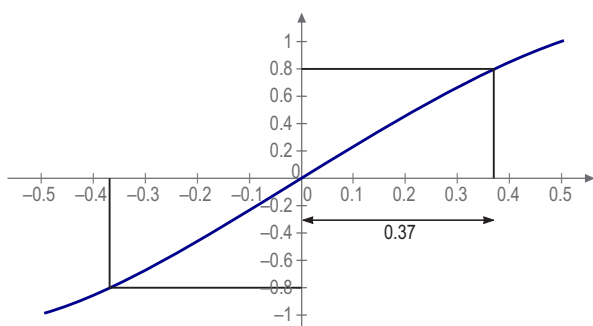


Рисунок 6. На растянутой временной шкале показано время нарастания сигнала, содержащего пять гармоник.

Давайте найдем точки с уровнями сигнала 10% и 90% и оценим время нарастания. Полный размах сигнала равен 2 единицам, следовательно, точки 10% и 90% соответствуют значениям -0.8 и $+0.8$. Время нарастания

составляет $2 \times 0.37 = 0.74$ единицы. Напомним, что период сигнала равен 10, значит время нарастания равно $0.74/10 \approx 7\%$ от периода. Ну разве это не любопытно? Это очень близко к времени нарастания 7% (от периода), предлагаемому в Эмпирическом Правиле № 2. Разумеется, наше решение включить гармоники вплоть до пятой было произвольным и основывалось на субъективной оценке формы сигнала. Просто она показалась нам довольно хорошей. Вы можете возразить, что, в зависимости от конкретного применения, нам нужно больше гармоник или, возможно, даже меньше.

Таким образом, мы использовали анализ ряда Фурье для определения амплитуд гармоник в прямоугольном импульсе. Затем мы оценили время нарастания прямоугольного импульса, состоящего из основной, третьей и пятой гармоник. Это хорошо согласуется с эмпирическим правилом № 2 для оценки полосы частот цифрового сигнала (пять тактовых частот). **РЛ**

Ссылки

1. Bob Witte. [Какова полоса частот этого сигнала?](#) РадиоЛоцман, 2026, 05-06, [стр. 24](#).
2. Bogatin, Eric ["Rule of Thumb #2: Signal bandwidth from clock frequency,"](#) EDN, Dec 5, 2013
3. Witte, Robert A., [Spectrum and Network Measurements](#), 2nd Edition, 2014, Table 3-1. Book review

Теперь и тогда: магнитные сердечники

William G. Wong

Electronic Design

Магнитные сердечники имели ряд интересных применений, но с тех пор в технологии запоминающих устройств многое изменилось.

Написание этой статьи меня вдохновило чтение статьи из нашего архива «Использование магнитных сердечников в компьютерах». Первоначально эта статья была опубликована в журнале Electronic Design в апреле 1955 года, том 3, № 4 [1], что было довольно давно. Кстати, я родился в том же году.

Мы еще вернемся к обычному использованию магнитных сердечников для хранения данных, но сначала несколько слов о самой статье. Как оказалось, железные сердечники и изделия на их основе имеют множество

применений. Они до сих пор используются в качестве дросселей в силовых и аналоговых схемах. Однако в данном случае идея заключалась в использовании магнитных сердечников для реализации логических схем (Рисунок 1). Подробности смотрите в статье. Хотя коммерческого применения эта технология так и не нашла, она работала.

Итак, далее мы рассмотрим, что происходило тогда с магнитными сердечниками, а затем перейдем к тому, что происходит сейчас в области хранения данных, где магнитные сердечники использовались изначально. Множество технологий памяти появилось и исчезло, а новые продолжают появляться.

Что такое магнитные сердечники

Магнитные сердечники – это магнитные материалы, очень похожие на железо. Ориентация магнитного поля может использоваться для хранения одного бита информации. Магнитные сердечники, используемые для хранения данных, вшивались в сетку из взаимопересекающихся проводов.

Магнитные сердечники, используемые в аналоговых и силовых устройствах, бывают самых разнообразных форм в зависимости от их назначения. Как правило, они уникальны для конкретной конструкции, в отличие от магнитных сердечников для систем хранения данных, которые тиражируются миллионами.

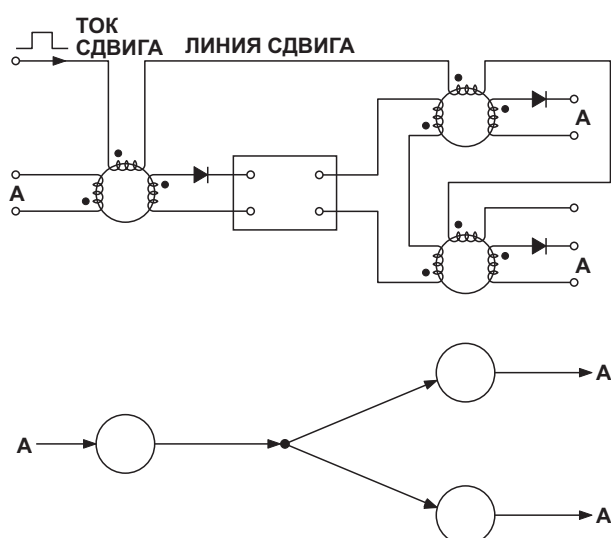


Рисунок 1. Как показано в этих простых примерах, на магнитных сердечниках могут быть реализованы логические схемы.

Тогда: использование магнитных сердечников для хранения данных

Магнитные сердечники использовались в качестве основной памяти мэйнфреймов и мини-компьютеров (Рисунок 2). Сердечники были очень маленькими, а сетки располагались друг над другом, чтобы обеспечить больший объем памяти в модуле. В большинстве систем использовалось несколько модулей, чтобы увеличить объем памяти, который, тем не менее, по сравнению с современными твердотельными решениями был ничтожен.

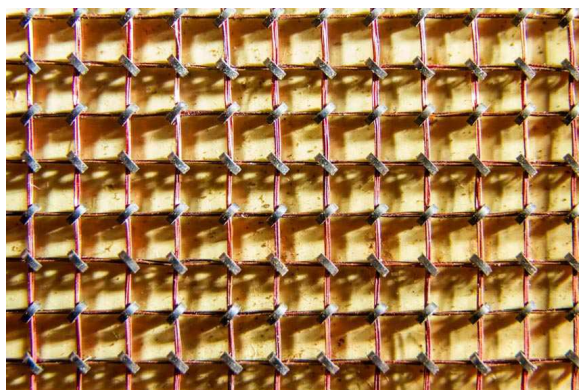


Рисунок 2. Магнитные сердечники использовались в мэйнфреймах и мини-компьютерах в качестве основной памяти.

Одним из главных преимуществ памяти на магнитных сердечниках, или просто памяти на сердечниках, является ее энергонезависимость. Это было большим преимуществом, учитывая, сколько времени занимала загрузка данных с пакетов перфокарт, магнитных лент, а позже и с дисков. Загрузчик обычно проверял контрольную сумму той части памяти, которая содержит операционную систему и, возможно, приложения, и использовал ее, если контрольная сумма была правильной, на случай, если раньше что-то пошло не так.

Я столкнулся с памятью на магнитных сердечниках в 48-разрядной системе Burroughs (известной как мэйнфрейм) серии B5000 с объемом памяти 32 килобита. Она поддерживала многопроцессорную архитектуру и виртуальную память, программировалась на языке Algol и поддерживала такие языки, как COBOL и FORTRAN. Операционной системой служила Burroughs Master Control Program (MCP).

Использование таких программ, как большие базы данных, хранящиеся в оперативной памяти, имеет больше смысла, когда основная память не является энергозависимой. В настоящее время основная память, как правило, представляет собой энергозависимую динамическую оперативную память (DRAM).

В пузырьковой памяти (Рисунок 3), такой как Intel 7110, также использовались магнитные свойства материала основы. Система могла перемещать магнитные домены, известные как пузырьки, с помощью внешнего магнитного поля. Она работала, скорее, как сдвиговый регистр или память на линии задержки, существовавшие ранее, требуя процесса регенерации, который отличался от процесса регенерации DRAM, хотя основная цель была той же, поскольку данные терялись, если процесс не завершен или остановлен.

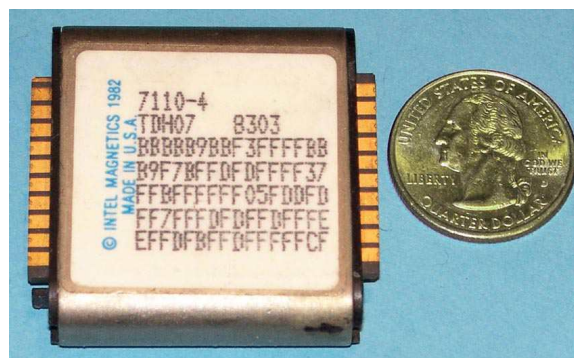


Рисунок 3. Пузырьковая память Intel 7110. Источник: electronics.stackexchange.com.

Магнитные носители информации по-прежнему продолжали использоваться в жестких дисках и ленточных накопителях, хотя принцип их работы значительно отличался от принципа работы магнитных сердечников. Диски и ленты требуют перемещения магнитного материала мимо головок чтения/записи, которые изменяют полярность магнитных областей. Как и в случае с памятью на магнитных сердечниках, данные сохраняются после записи.

Теперь: на рынке энерго-независимых накопителей доминирует флэш-память

В настоящее время энергонезависимые накопители выпускаются в различных вариантах, но устройства большой емкости, как

правило, представляют собой флэш-память NAND. Флэш-память NAND высокой плотности теперь реализуется в виде многослойных кристаллов, как, например, 32-слойная BiCS флэш-память NAND фирмы KIOXIA (Рисунок 4).

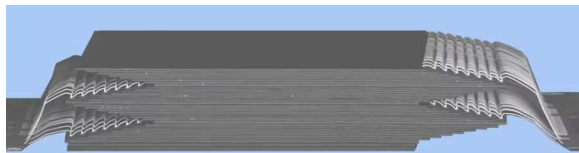


Рисунок 4. Это вид сбоку 32-слойной BiCS флэш-памяти NAND.

По сравнению с накопителями данных, существовавшими несколько десятилетий назад, объемы хранимой информации и скорость работы центров обработки данных колоссальны. В облачных дата-центрах объемы хранения измеряются в петабайтах, а скорости передачи данных – в гигабайтах в секунду и выше.

В сфере встраиваемых систем стандарт JEDEC UFS 4.1 обеспечивает пропускную способность 4.2 ГБ/с. Устройство на Рисунке 5 –



Рисунок 5. Флэш-память компании KIOXIA хранит до 1 ТБ данных и обеспечивает скорость передачи 512 ГБ/с.

это пример предназначенной для автомобильных приложений BiCS флэш-памяти NAND стандарта UFS 4.1 от KIOXIA емкостью до 1 ТБ.

Устройства на магнитных сердечниках остаются одной из основных технологий электроники, но уже не для целей хранения данных. Тем не менее, было интересно оглянуться назад и посмотреть на истоки наших технологий. **РЛ**

Ссылка

1. [Electronic Design April 1955, Vol. 3 No. 4](#)

Делает ли нас использование искусственного интеллекта менее уверенными в собственных способностях?

Jason Lomberg

Power Systems Design



В то время, когда центры обработки данных для ИИ достигают астрономических размеров, чтобы обеспечить небывалую вычислительную мощность, необходимую для обучения моделей ИИ, вы, возможно, задае­тесь вопросом о психологическом эффекте от взаимодействия с искусственной сущностью, которая на порядки умнее и быстрее человека. Как оказалось, эффект не самый лучший.

Об этом говорится в исследовании Американской психологической ассоциации, которое показало, что использование ИИ в работе подрывает «уверенность в независимости собственного мышления и ощущение авторства идей».

Однако, по словам автора исследования Сары Балдео (Sarah Baldeo) – магистра делового администрирования, кандидата наук в области искусственного интеллекта и нейронаук в Мидлсекском университете Англии, «участники, которые активно изменяли, оспаривали или отвергали предложения ИИ, отме-

чали более высокую уверенность в себе и более сильное чувство авторства».

«Проблема заключалась не в самом использовании ИИ, а в степени пассивности принятия его предложений», – отметила она.

На первый взгляд, это может показаться очевидным – если вы не выполняете работу самостоятельно, то лишаете себя гордости оттого, что... сделали ее сами. Чувство личного удовлетворения обычно требует одного ключевого аспекта (и он заложен в самом названии).

Более того, пока нет единого мнения о том, снижает ли использование ИИ наши когнитивные способности, но почти наверняка оно их и не усилит. Многие задачи, которые мы порекомендуем ИИ – например, критическое мышление и написание текстов – ничем не отличаются от любых других способностей или навыков. Они требуют практики. И снижение уверенности пользователей в этом процессе уж точно не идет на пользу.

Будем честны: уверенность сотрудников, вероятно, отходит на второй план по сравнению с общим состоянием рынка и необходимостью быстро и эффективно выполнять свои задачи. Однако по мере того, как искусственный интеллект будет получать все более широкое распространение – а это, безусловно, произойдет, – сопутствующие этому явлению эффекты (такие как уверенность человека в себе) начнут приобретать гораздо большее значение. **РЛ**

Как использовать нитрид-галлиевую технологию в импульсных источниках питания

Frederik Dostal

Аннотация

В данной статье рассматриваются уникальные особенности и проблемы, связанные с использованием GaN-переклюателей в импульсных источниках питания. Предложено решение в виде специализированного драйвера GaN транзисторов, обеспечивающего функции, необходимые для надежной и стабильной работы. Кроме того, в качестве набора инструментов, подходящего для успешного внедрения GaN-переклюателей, в статье предлагается использовать LTspice.

Введение

Нитрид галлия (GaN), полупроводник группы III-V, обладает исключительными свойствами для импульсных источников питания. Благодаря высокой диэлектрической прочности, низким потерям при переключении и высокой плотности мощности технология GaN становится все более популярной.

В настоящее время существует множество переключателей, основанных на технологии GaN. Однако использование этих переключателей частично ограничено из-за необходимости иного подхода к управлению по сравнению с обычными кремниевыми MOSFET.

На Рисунке 1 показан силовой каскад полумостовой конфигурации, обычно используемой в импульсных понижающих преобразователях. При использовании GaN-переключателей в этой схеме крайне важно учитывать, что они, как правило, требуют более строгого контроля напряжений затвора по сравнению со своими кремниевыми аналогами. Поэтому в процессе управления необхо-

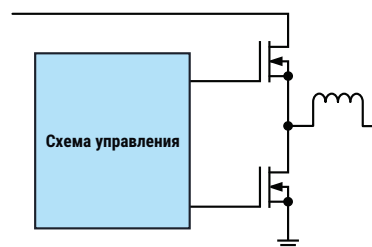


Рисунок 1. Управление силовыми ключами в импульсном источнике питания.

димо строго соблюдать требования к максимальному напряжению на затворе.

Кроме того, важно учитывать высокую скорость переключения коммутационного узла, соединяющего верхний и нижний ключи. Такое быстрое переключение не должно приводить к непреднамеренному включению GaN-ключей – режиму отказа, нетипичному для обычных кремниевых ключей. Этого можно избежать, используя отдельные линии управления затвором для нарастающего и спадающего фронтов сигнала.

Помимо этого, в мостовых топологиях GaN-переключатели демонстрируют повышенные потери в линии в периоды мертвого времени. Следовательно, для обеспечения оптимальных характеристик при использовании GaN-переключателей в мостовых приложениях необходимо минимизировать мертвое время.

Для эффективного решения специфических задач управления GaN-переключателями рекомендуется использовать специализированные микросхемы драйверов GaN, такие как LT8418. На Рисунке 2 показано применение этого драйвера в импульсном понижающем регуляторе напряжения. Драйвер GaN

моста LT8418 отдает выходной ток до 4 А для зарядки затвора и до 8 А для разрядки в выключенном состоянии. Использование отдельных линий управления для зарядки и разрядки позволяет получить различные времена нарастания и спада, обеспечивая надежную работу схемы.

При входном напряжении 48 В, выходном напряжении 12 В и токе нагрузки 12 А схема на Рисунке 2 обеспечивает КПД преобразования приблизительно 97%. Примечательно, что такой высокий КПД достигается при частоте переключения 1 МГц.

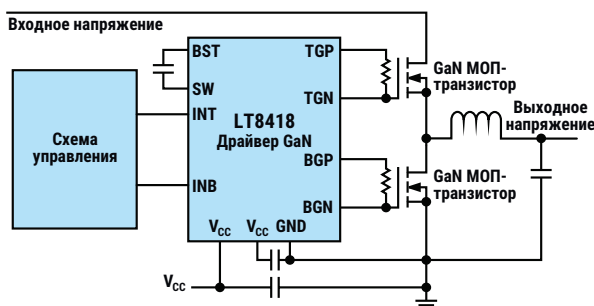


Рисунок 2. 100-вольтый драйвер полумоста для GaN-переклю­чателей.

При создании силового каскада на GaN-переклю­чател­ях необходимо уделять особое внимание оптимизации компоновки печатной платы. Крутые фронты переключения в сочетании с паразитными индуктивностями могут привести к нежелательному высокому уровню электромагнитного излучения. Для минимизации этих паразитных индуктивностей крайне важна компактная конструкция схемы. Вот почему драйвер моста LT8418 выпускается в миниатюрном корпусе WLCSP размером всего 1.7 мм × 1.7 мм.

Для быстрого и эффективного освоения управления GaN-переклю­чател­ями настоя-

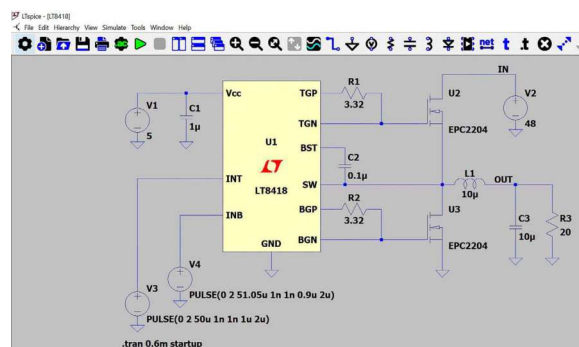


Рисунок 3. Оценка импульсного источника питания с GaN-переклю­чател­ями в среде моделирования LTspice.

тельно рекомендуется использовать бесплатную среду моделирования LTspice. LTspice содержит комплексную модель драйвера GaN LT8418, включающую внешнюю схему. На Рисунке 3 показана схема для оценки LT8418 в LTspice.

Заключение

Из нишевых продуктов GaN-переклю­чател­и превратились в одно наиболее значимых решений в силовой электронике. Преимущества, обеспечиваемые ими в части КПД и плотности мощности, делают их привлекательными для различных областей применения, включая преобразование напряжения, управление электродвигателями и аудиоусилители класса D. Благодаря доступности оптимизированных модулей драйверов, таких как LT8418, управление этой новой схемной технологией стало простым и надежным. В результате GaN-переклю­чател­и открывают значительные перспективы для развития силовой электроники. **РЛ**

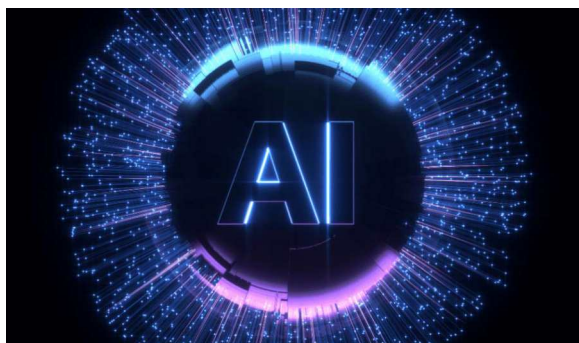
Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT8418](#)

Опрос: 15 % респондентов не против того, чтобы их начальником был искусственный интеллект

Jason Lomborg

Power Systems Design



Хотя искусственный интеллект, возможно, и вытесняет рабочие места с экспоненциально нарастающей скоростью, значительная часть людей была бы не прочь работать не только бок о бок с ИИ-коллегами, но и под началом ИИ-руководителя.

Об этом свидетельствуют результаты общенационального опроса, проведенного Университетом Куиннипиак, в ходе которого изучались вопросы использования, личного опыта, а также общих взглядов и отношения к искусственному интеллекту, как на рабочем месте, так и в обществе в целом.

И первое, что бросается в глаза, – это разительные противоречия между использованием ИИ и степенью знакомства с ним, с одной стороны, и его разрушительным потенциалом для рынка труда, с другой.

51% респондентов сообщили, что использовали ИИ в своих исследованиях – что неудивительно, учитывая, насколько сильно поисковые системы опираются на ИИ, – при

этом более четверти опрошенных применяли его для помощи в написании текстов, выполнения учебных или рабочих проектов или анализа данных, а все возрастающая доля респондентов использовала ИИ для создания изображений и получения медицинских консультаций.

Тем не менее, более 75% опрошенных доверяют ИИ либо крайне редко (27%), либо лишь время от времени (49%); 80% либо очень обеспокоены (38%), либо в некоторой степени обеспокоены (42%) вопросами, связанными с ИИ, а 55% считают, что в их повседневной жизни ИИ принесет больше вреда, чем пользы.

Хуже того, целых 70% считают, что ИИ сократит количество доступных рабочих мест. И цифры, похоже, подтверждают эту тенденцию.

По данным Университета Джонса Хопкинса, хотя в период с 2023 по 2025 год ИИ и создал 640,000 рабочих мест, он также уничтожает их со скоростью около 16,000 в месяц. Таким образом, пока что люди немного выигрывают, но это может продлиться недолго.

И все же, несмотря на тревогу по поводу ИИ, почти пятая часть респондентов была бы не против ИИ-руководителя.

«Восемьдесят процентов американцев не согласились работать там, где их непосредственным руководителем была бы программа на базе ИИ, распределяющая задачи

и составляющая графики, в то время как 15 процентов были бы готовы», – отмечается в опросе.

80% – это все же значительная доля пессимизма, но, учитывая всеобщий скептицизм по поводу ИИ, можно было бы ожидать, что этот показатель будет ближе к 90–100%.

На искусственном интеллекте, безусловно, можно заработать, и любые компании, которые категорически отказываются от его

использования, скорее всего, отстанут от конкурентов – его повсеместное присутствие на саммите АТЭС служит доказательством того, что в ближайшее время он никуда не исчезнет.

Но ИИ в качестве руководителя? Это довольно резкий скачок – от поисковой оптимизации и повышения операционной эффективности до непосредственного подчинения искусственному интеллекту. **РЛ**

Одноразовая защита от скачков напряжения

Peter Demchenko

EDN

Мораль этой истории такова: достоверность любых обещаний защиты и безопасности следует тщательно проверять.

Защита от скачков напряжения – довольно распространенная функция, но обеспечить ее надежную работу – задача не из простых. Недавно я наткнулся на устройство под названием «Удлинитель с защитой от скачков напряжения». У меня уже было несколько других гаджетов от того же производителя, и в целом они меня устраивали. «Почему бы и нет?» – подумал я и купил этот новый гаджет.

Первоначально я испытывал устройство, подключая его к розеткам переменного тока, как с заземлением, так и без него. Устройство правильно распознало обе эти конфигурации, что было неплохо, но на этом я не остановился.

Устройство также обещало защиту от скачков напряжения до 2000 вольт (нормальное напряжение переменного тока здесь, где я живу, составляет 220 В). Эта защита была его главным достоинством, поэтому, конечно, я должен был проверить и эту функцию. Я сделал это с помощью простой схемы, показанной на Рисунке 1.

Эта схема выдает постоянное напряжение, которое примерно вдвое превышает амплитуду входного переменного напряжения, в данном случае около 600 В. Постоянное напряжение на выходе не следует считать недостатком! Если напряжение в вашей розетке не равно 220 В, сопротивления резисторов R1 и R2, а также напряжение стабилизации стабилитрона Z1 (в данном случае – 200 В) необходимо пересчитать.

В схеме также есть светодиод, который загорается только тогда, когда на выходе устройства действительно присутствует удвоенное напряжение. Светодиод должен быть достаточно ярким, поскольку ток через него составляет порядка 1 мА или меньше. Стоит ли мне здесь предупредить вас о высоком напряжении, призвать к осторожности и не подключать к схеме неподходящие нагрузки? Тем не менее, я продолжу рассказ.

Выход «Удлинителя с защитой от скачков напряжения» я подключил к вольтметру переменного/ постоянного тока, а вход – к выходу схемы. Вольтметр показывал более 600 вольт! Это устройство просто транслировало входное напряжение на выход, совершенно не реагируя на высокое напряжение, и уж, конечно, не обеспечивало никакой защиты.

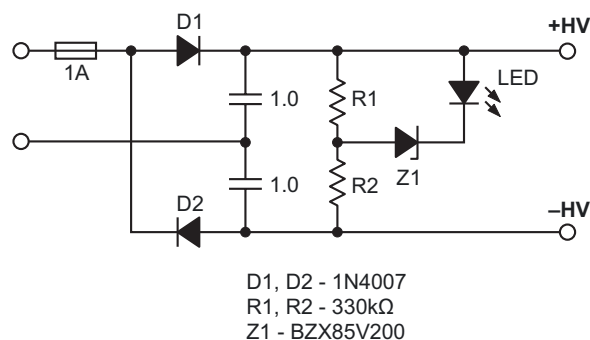


Рисунок 1. Эта простая схема позволяет подтвердить (или нет) работоспособность защиты от скачков напряжения.

Чтобы понять, в чем дело, мне пришлось разобрать устройство, что, как оказалось, было не так-то просто. Для откручивания винтов требовалась совершенно специфическая бита. В этот момент я приготовился увидеть внутри что-то интересное, и действительно, так и оказалось!

В схеме было несколько транзисторов для обнаружения неподключенного заземления, что, как я уже убедился, работало. В ней также были две пары варистор/термовыключатель, находящиеся во взаимном тепловом контакте. К сожалению, эти термовыключатели были одноразовыми! Являясь одноразовыми предохранителями, они могли защи-

щать нагрузку только один раз, после чего она оставалась отключенной навсегда. Более точным было бы название «Одноразовая защита от перенапряжения».

Похоже, разработчики слишком поздно обнаружили этот недостаток, и вместо этого подключили выход устройства напрямую к его входу, обойдя и полностью отключив защиту от скачков напряжения! Моя неудачная покупка превратилась в интересный проект, позволивший мне снова включить защиту устройства, пусть и на один раз. **РЛ**

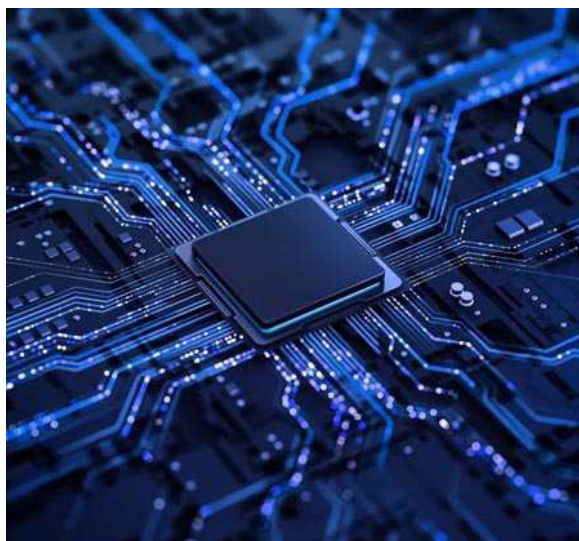
Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay BZX85V200](#)

Попробуйте многоядерную обработку на процессоре без операционной системы

Damian Bonicatto, Phoenix Bonicatto

EDN



Многоядерная обработка повышает производительность и энергоэффективность во многих сценариях программирования. Алгоритмы для систем без ОС дополнительно усиливают эти преимущества.

Многие разработчики встроенного ПО, возможно, еще не пробовали многоядерную обработку. Между тем, использование процессоров с более чем одним ядром может значительно упростить архитектуру и кодирование. И что, возможно, вас удивит, настроить и использовать многоядерные процессоры очень просто.

Как правило, многоядерные программы используются в системах с ОС, но если вы похожи на меня, то мои проекты, как правило, реализуются на «пустых» процессорах. Я давно использую многоядерные процессоры

под управлением RTOS, но исторически избегал многоядерных систем без ОС. Однако с тех пор, как я обнаружил, насколько просто использовать многоядерные процессоры в системах без ОС, они стали стандартной основой для моих проектов.

Давайте посмотрим, как это реализуется. Приведенные ниже примеры и рассуждения основаны на использовании двухъядерного микроконтроллера RP2040 с кодом, разработанным в среде Arduino IDE. Отладочные платы на базе RP2040 можно приобрести примерно за 5 долларов США. Кроме того, хотя речь здесь пойдет о двухъядерной конфигурации, при переходе к процессорам с большим количеством ядер будут применяться те же самые принципы.

Так почему же я не использовал многоядерные архитектуры раньше? У меня были некоторые опасения, что возникнут трудности, к которым я не буду готов. Вот некоторые из них:

- Как обеспечить изоляцию кода каждого ядра
- Как запустить несколько ядер
- Как ядра взаимодействуют друг с другом (т. е., как передавать данные между ядрами)
- Какие периферийные устройства может использовать каждое ядро; нужно ли их, например, временно присоединять или регистрировать

Оказывается, на самом деле все эти проблемы решаются очень легко. Давайте рассмотрим их по порядку.

Во-первых, как разделить код для каждого ядра? В одноядерной программе на C для Arduino есть два основных раздела: раздел настройки (который может начинаться так: `void setup()`) и раздел цикла (который может начинаться так: `void loop()`). Если вы используете два ядра, первое ядро, (ядро 0) будет использовать эти разделы точно также, как и в одноядерной системе.

В коде второго ядра (ядро 1) должна быть функция, определяющая его основной цикл. Назовем ее `core1_main`. Затем в разделе настройки ядра 0 добавьте строку `multicore_launch_core1(core1_main);`. Эта строка запустит функцию `core1_main` на втором ядре. (Примечание: я считаю, что гораздо удобнее разместить код ядра 1 в отдель-

ной вкладке в IDE Arduino). В отличие от основного цикла в программе Arduino на C, код ядра 1 необходимо заключить в цикл `while(1);`. Еще один элемент, который необходимо включить, – это строка `#include "pico/multicore.h"` в начале кода.

Имейте в виду, что существуют и другие подходы к коду настройки во втором ядре. Они включают методы, позволяющие ядру 1 использовать собственную функцию настройки. Используйте свой любимый ИИ или другой исследовательский инструмент, чтобы найти другие методы реализации кодов настройки и исполнения во втором ядре.

Вот очень простой пример, где каждое ядро мигает своим собственным светодиодом:

```
#include
#include "pico/multicore.h"

// -----
// Код ядра 1
// -----
void core1_main() {
    pinMode(14, OUTPUT);

    while (1) {
        digitalWrite(14, HIGH);
        delay(500);
        digitalWrite(14, LOW);
        delay(500);
    }
}

// -----
// Код ядра 0
// -----
void setup() {
    pinMode(15, OUTPUT);

    // Запуск ядра 1
    multicore_launch_core1(core1_main);
}

void loop() {
    digitalWrite(15, HIGH);
    delay(300);
    digitalWrite(15, LOW);
    delay(300);
}
```

Этот пример дает представление о том, как заставить два ядра выполнять свои собственные задачи. Однако, как правило, требуется обеспечить какой-либо обмен данными между ядрами. Сделать это очень просто, используя переменную, которую каждое ядро может видеть и изменять. Оказывается, все пространство памяти микроконтроллера может быть просмотрено и изменено любым ядром. Таким образом, если определить глобальную переменную в начале кода (сразу после операторов `#include`), ее можно использовать для передачи данных между ядрами.

Убедитесь, что переменная помечена как **volatile**, поскольку ее значение может измениться в любой момент. Также помните, что RP2040 – это 32-разрядный микроконтроллер, и операции чтения/записи 64-разрядных значений не являются атомарными, поэтому следует проявлять осторожность, чтобы не считывать передаваемое 64-разрядное значение до того, как будут переданы обе его половины. Здесь может помочь простой флаг. Этот метод использования общей памяти для передачи данных прост, но может быть опасен, если не проявлять осторожность, – подобно использованию глобальных переменных, – однако разработчики систем без ОС обычно ценят такой жесткий контроль над ресурсами.

Этот способ передачи данных хорошо подходит для простых задач, однако для работы с большими объемами данных и устранения некоторых проблем с синхронизацией целесообразнее использовать FIFO. Написать это несложно, к тому же в Интернете можно найти уже готовые программные пакеты. Для более сложных программ можно рассмотреть использование таких механизмов, как почтовые ящики, семафоры, флаги и т. д., информации о которых много в различных источниках... впрочем, здесь мы уже переходим к функционалу RTOS.

Теперь давайте рассмотрим вопрос совместного использования периферийных устройств двумя ядрами. В нашей архитектуре без ОС лучшее объяснение заключается в том, что любое ядро может использовать любое периферийное устройство в любое время. Эта ситуация одновременно и хорошая, и плохая. Хорошая, потому что не нужно

устанавливать флаги, выполнять проверки и согласовывать параметры; просто используйте периферийное устройство. Плохая в том смысле, что без какой-либо координации два ядра могут одновременно попытаться настроить одно и то же периферийное устройство в разных конфигурациях.

Работая над своими проектами, я пришел к выводу, что полезно разделять код между двумя ядрами таким образом, чтобы каждое ядро всегда использовало периферийные устройства, которые не задействованы другим ядром. Если же в ваших проектах это условие не выполняется, возможно, вам стоит реализовать механизм блокировки ресурсов с использованием флагов. С этим связан интересный факт: оба ядра могут использовать последовательный порт (настроенный только одним ядром) без необходимости в каком-либо квитировании или использовании флагов. Однако обратите внимание, что данные последовательной связи будут чередоваться. Тем не менее, я считаю это очень удобным, поскольку во время отладки могу использовать функцию **Serial.print()** с любого из ядер.

Давайте ответим на последний вопрос: зачем использовать более одного ядра? Первая причина очевидна: вы получаете больше вычислительной мощности. Но, помимо этого, разделение задач может сделать написание кода более простым и понятным. Это объясняется тем, что не возникает проблем с конкуренцией за ресурсы процессора между несколькими задачами, особенно в случае задач, чувствительных к времени. Кроме того, если вы используете несколько прерываний, распределение этих задач между ядрами позволяет избежать сложностей, связанных с одновременным возникновением прерываний и, как следствие, блокировкой одного или другого. Еще одним преимуществом является возможность более быстрого реагирования на происходящие события, поскольку фактически можно отслеживать и обрабатывать в два раза больше событий.

Вот еще один пример кода, в котором используются некоторые из обсуждавшихся ранее концепций. В этом коде ядро 1 следит за последовательным портом в поисках символов **G** или **R**. При обнаружении символа **G** он устанавливает общую переменную **led_color**

в значение 1. Ядро 0 постоянно отслеживает значение `led_color` и включает зеленый светодиод, если значение `led_color` равно 1.

Аналогично, если ядро 1 увидит символ `R`, оно изменяет значение `led_color` на 0, после чего ядро 0 включает красный светодиод:

```
#include
#include "pico/multicore.h"

// -----
// Назначение выводов, управляющих светодиодами
// -----
#define RED_LED_PIN    14
#define GREEN_LED_PIN  15

// -----
// Переменные, общие для обоих ядер
// 0 = RED (КРАСНЫЙ), 1 = GREEN (ЗЕЛЕНый)
// -----
volatile int led_color = 0;

// =====
// Ядро 1: Монитор порта
// =====
void core1_entry() {
    while (!Serial) { delay(10); }

    while (1) {
        if (Serial.available() > 0) {
            char c = Serial.read();

            if (c == 'G' || c == 'g') {
                led_color = 1;
                Serial.println("Set LED = GREEN");
            }
            else if (c == 'R' || c == 'r') {
                led_color = 0;
                Serial.println("Set LED = RED");
            }
        }
        delay(2);
    }
}

// =====
// Настройка ядра 0
// =====
void setup() {
    Serial.begin(115200);

    pinMode(RED_LED_PIN, OUTPUT);
    pinMode(GREEN_LED_PIN, OUTPUT);
}
```

```

// Запуск ядра 1
multicore_launch_core1(core1_entry);
}

// =====
// Цикл ядра 0 - Логика управления светодиодами теперь здесь
// =====
void loop() {
    if (led_color == 1) {
        digitalWrite(GREEN_LED_PIN, HIGH);
        digitalWrite(RED_LED_PIN, LOW);
    }
    else {
        digitalWrite(RED_LED_PIN, HIGH);
        digitalWrite(GREEN_LED_PIN, LOW);
    }
    delay(5);
}

```

Возможно, теперь вам становится понятнее, в чем заключаются преимущества использования нескольких ядер. Представьте себе более сложную задачу, например, программу, которая отслеживает изменения настроек последовательного порта, а также считывает данные с высокоскоростного АЦП с жесткими требованиями к джиттеру.

Выполнение кода управления последовательным портом на одном ядре, а кода для работы с АЦП – на другом значительно упростит реализацию этой комбинации.

Попробуйте разработать многоядерный код! Это несложно, и я уверен, что вы найдете ему множество применений, а также обнаружите, что он делает программирование более простым и организованным.

P.S. Оба фрагмента кода, приведенные в этой статье, изначально были написаны чат-ботом CoPilot в соответствии с указаниями автора. Впоследствии автор внес лишь незначительные изменения. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Raspberry Pi RP2040](#)

Поверхностный монтаж и сверхвысокие частоты

John Dunn

EDN

Установка пассивных и других компонентов поверхностного монтажа «вверх ногами» может улучшить характеристики схемы.

Представьте себе структуру резистора для поверхностного монтажа, показанную на Рисунке 1.

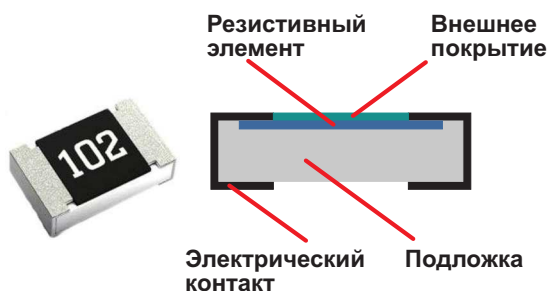


Рисунок 1. В число составных элементов резисторов для поверхностного монтажа, интересующих нас в данной публикации, входят электрические контакты.

Обычно этот компонент устанавливается на печатную плату таким образом, чтобы внешнее покрытие было видно сверху, а подложка прилежала к поверхности платы. Однако если компоненты печатной платы работают на сверхвысоких частотах, это может быть не лучшим решением.

Но существует и альтернативный вариант, показанный на Рисунке 2.

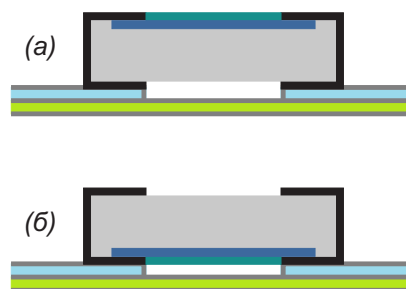


Рисунок 2. Резистор для поверхностного монтажа из его обычного положения (а) может быть перевернут для оптимальной работы в приложении СВЧ (б).

Если резистор для поверхностного монтажа установлен на печатной плате «вверх ногами», индуктивность, создаваемая электрическими контактами, будет значительно меньше, чем при обычном монтаже. На сверхвысоких частотах это может быть существенным, особенно если в приложении с согласованным импедансом сопротивление составляет 50 Ом. **РЛ**

Как преобразовать напряжение с помощью высоковольтного понижающего контроллера без использования трансформатора

Frederik Dostal

Введение

Импульсные источники питания, основанные на принципе понижающего преобразования, широко используются во всех электронных устройствах. Для эффективного преобразования высокого напряжения в низкое им не требуется трансформатор – достаточно простой катушки. Такие преобразователи получили широкое распространение, а их схемная реализация очень проста. Типичными областями применения являются напряжения питания до 60 В и получение выходных напряжений до 12 В. При более высоких напряжениях питания или более высоких требуемых выходных напряжениях часто возникают трудности, связанные с ограниченным выбором подходящих интегральных схем.

Разумеется, преобразование напряжения с помощью импульсного регулятора возможно и при гораздо более высоких напряжениях, но в таких случаях используются трансформаторные топологии – такие как обратно- или прямоходовые, что требует использования громоздкого и дорогостоящего трансформатора.

Максимально возможный диапазон входных напряжений определяется, в основном, двумя коммутаторами на Рисунке 1 – S1 и S2. Однако соответствующий драйвер в микросхеме преобразователя напряжения также должен быть способен формировать высокое напряжение, необходимое для затвора коммутатора S1. Это напряжение представляет собой сумму максимального напряжения питания и порогового напряжения, необходимого

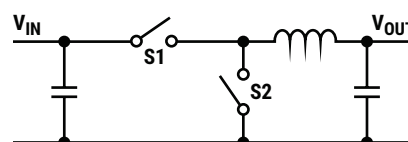


Рисунок 1. Топология бестрансформаторного импульсного понижающего преобразователя.

для включения MOSFET. Таким образом, помимо MOSFET, необходимо также выбрать соответствующую микросхему преобразователя напряжения. На Рисунке 2 показана микросхема контроллера LTC7897, рассчитанная на рабочее напряжение питания до 135 В (абс. максимум 140 В). При использовании этой микросхемы выходное напряжение V_{OUT} также может быть очень высоким. Оно может достигать 135 В, если его абсолютная величина остается ниже входного напряжения.

С помощью этого высоковольтного понижающего контроллера можно преобразовывать напряжение из 100 В в 12 В. Поскольку в этой конструкции используются дискретные коммутаторы, можно выбирать MOSFET для работы с большими токами. Например,

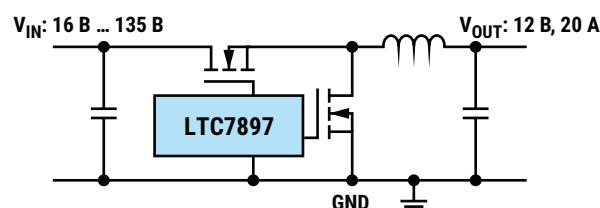


Рисунок 2. Контроллер понижающего преобразователя LTC7897 с допустимым рабочим напряжением до 135 В (упрощенная схема).

схема на Рисунке 2 может отдавать в нагрузку ток 20 А при напряжении 12 В.

В дополнение к примеру преобразования напряжения на Рисунке 2, где высокое напряжение преобразуется в низкое, существует другой сценарий, когда из имеющегося высокого положительного напряжения можно получить отрицательное напряжение. Возможной топологией для этого является понижающе-повышающий контроллер в инвертирующем включении. Для этой схемы не требуется трансформатор, а только простая катушка для получения отрицательного напряжения из положительного входного напряжения.

Понижающе-повышающий преобразователь в инвертирующей топологии требует такой микросхемы преобразователя, которая способна выдерживать как минимум имеющееся напряжение питания плюс абсолютное значение вырабатываемого отрицательного выходного напряжения. При входном напряжении V_{IN} , равном 48 В, и требуемом отрицательном выходном напряжении 65 В необходимо, чтобы допустимое напряжение импульсного преобразователя составляло не менее 103 В. Поэтому импульсный источник питания с высоким номинальным напряжением особенно подходит для получения высоких отрицательных напряжений.

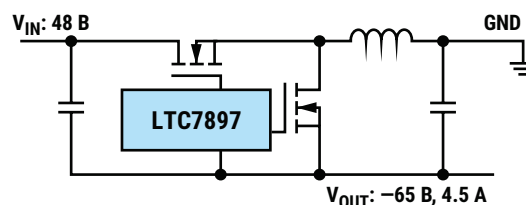


Рисунок 3. Инвертирующая топология, в которой особенно важна возможность использования контроллера при высоком рабочем напряжении (упрощенная схема).

На Рисунке 3 показана микросхема LTC7897 в инвертирующей схеме, преобразующей напряжение питания 48 В в выходное напряжение –65 В.

Заключение

Для работы импульсного источника питания при высоких напряжениях необязательно выбирать трансформаторную топологию. При использовании соответствующих микросхем преобразователей энергии, таких как LTC7897, многие приложения могут работать без использования сложных и дорогостоящих трансформаторов. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC7897](#)

Как получить стабилизированное отрицательное напряжение из отрицательного входного напряжения с помощью контроллера повышающего преобразователя

Florian Mueller

EDN

Как справиться с тем фактом, что стандартный силовой каскад понижающего преобразователя не подходит для преобразования отрицательного входного напряжения.

В телекоммуникационном и промышленном тестовом оборудовании, а также во многих других приложениях требуется преобразование отрицательного входного напряжения в отрицательное выходное. Поскольку специализированные контроллеры для такой топологии встречаются редко, необходимо найти обходное решение для получения стабилизированного выходного напряжения.

Одно из найденных мной решений – подключить вывод GND повышающего контроллера к отрицательной входной шине, что позволяет использовать устройство в качестве понижающего контроллера с отрицательным входным и выходным напряжением, исключая необходимость в дополнительной схеме драйвера затвора. Тогда становится возможным использование цепи обратной связи со смещенным уровнем для стабилизации выходного напряжения. Таким образом, в этом руководстве я рассмотрю два подхода, основанных на традиционных импульсных источниках питания: один с использованием понижающего контроллера с внешними полевыми транзисторами и один с использованием понижающего преобразователя с интегрированными полевыми транзисторами.

Сравнение стандартных понижающих контроллеров и контроллеров с отрицательным входным и выходным напряжением

Топология силового каскада стандартного понижающего контроллера (Рисунок 1) очень похожа на топологию контроллера с отрицательным входным и выходным напряжением.

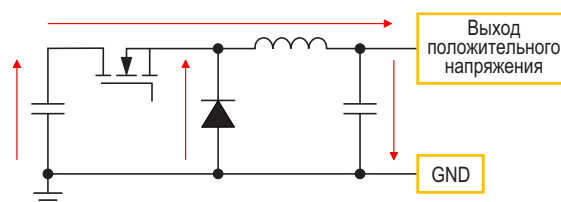


Рисунок 1. Эта упрощенная схема стандартного понижающего преобразователя напоминает схему с отрицательным входным и выходным напряжением.

Работа контроллера понижающего преобразователя основана на подаче широтно-модулированных импульсов на индуктивно-конденсаторный фильтр. Каждый цикл переключения начинается с включения основного ключа, увеличивающего ток в дросселе. Ток течет от входного конденсатора через индуктивность к выходному конденсатору и обратно к входному конденсатору. Когда основной ключ закрывается, ток перенаправляется в

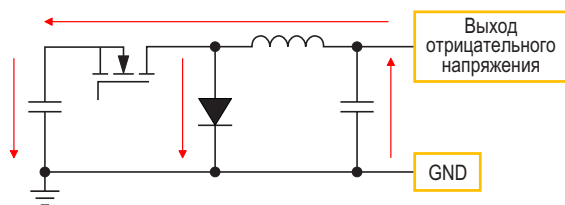


Рисунок 2. На этой упрощенной схеме показан понижающий контроллер с отрицательным входным и выходным напряжением.

привязанный к земле диод (или ключ), и ток дросселя уменьшается.

Почему стандартный силовой каскад понижающего преобразователя не подходит для преобразования отрицательного входного напряжения

Понижающий контроллер с отрицательным входным и выходным напряжением ведет себя очень похоже на стандартный понижающий контроллер. Основное отличие заключается в том, что все токи протекают в противоположных направлениях.

Однако использовать стандартный силовой каскад понижающего преобразователя невозможно из-за ориентации диода и MOSFET (с его внутренним паразитным диодом). Поверните эти компоненты, как показано на Рисунке 2.

Обратите внимание, что выходное напряжение не может стать более отрицательным, чем входное.

Например, при входном напряжении -48 В и коэффициенте заполнения 50% контроллер выдает на выходе -24 В . Алгоритм регулирования контроллера уменьшает отрицательное выходное напряжение до уровня отрицательного входного напряжения путем увеличения времени включенного состояния основного полевого транзистора. Таким образом, при теоретическом коэффициенте заполнения 100% выходное напряжение практически равно входному напряжению -48 В .

Стандартный контроллер понижающего преобразователя здесь также не подойдет, поскольку и входное, и выходное напряжения отрицательные. В понижающем контроллере с отрицательным входным и выходным напряжением основной полевой транзистор подключается к входному напряжению $-V_{\text{IN}}$, а катод диода – к GND. Однако повышающий контроллер будет работать, если подключить вывод GND к входу отрицательного напряжения – это необходимый шаг, поскольку в противном случае все внутренние сигналы будут отрицательными, что создаст проблему. Еще одна причина заключается в том, что в повышающем контроллере используется драйвер затвора, привязанный к земле. Подключение вывода GND к входному напряжению позволяет управлять полевым транзистором без дополнительных схем.

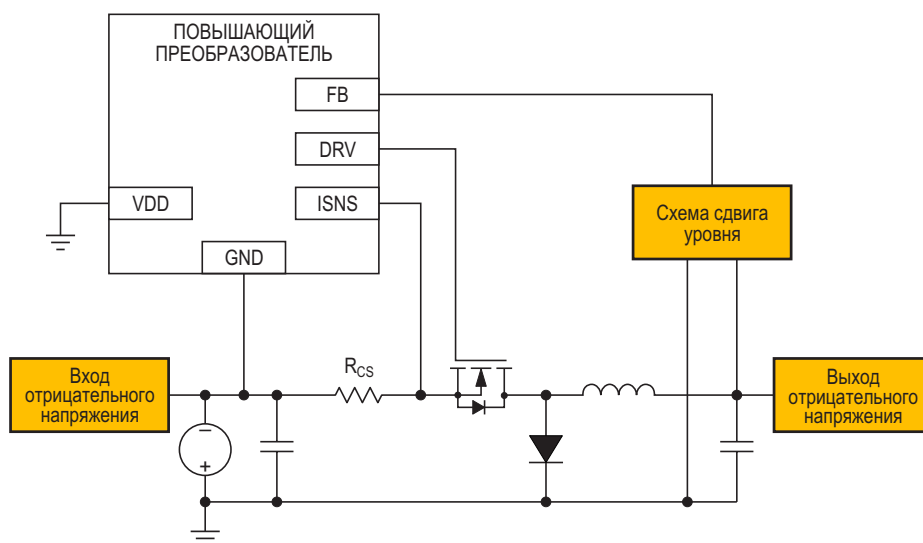


Рисунок 3. На этом рисунке показана упрощенная схема повышающего контроллера LM5155 компании Texas Instruments.

Использование асинхронного повышающего контроллера в качестве понижающего контроллера с отрицательным входным и выходным напряжением

На Рисунке 3 показан пример схемы, в которой для управления основным полевым транзистором понижающего контроллера с отрицательным входным и выходным напряжением используется асинхронный повышающий контроллер компании Texas Instruments.

Поскольку входное напряжение $-V_{IN}$ подключено к выводу GND, все внутренние сигналы привязаны к $-V_{IN}$. В связи с тем, что $-V_{IN}$ обычно изменяется в диапазоне входных напряжений, такое поведение может создавать трудности при включении или выключении устройства, стабилизации выходного напряжения или при реализации функций защиты. В типичном случае для стабилизации отрицательного выходного напряжения потребуется преобразователь уровня (например, изолированный или на основе комбинации биполярных и полевых транзисторов).

Конфигурирование повышающего преобразователя для работы с отрицательным входным напряжением

Теоретически, повышающий преобразователь с внутренними ключами также может работать, поскольку исток основного ключа подключается к выводу GND, а сток полевого

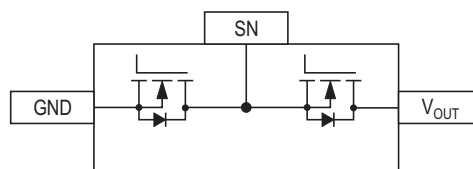


Рисунок 4. На блок-схеме повышающего преобразователя показаны подключения ключей к выводам интегральной схемы.

транзистора выпрямителя – к выводу выходного напряжения V_{OUT} .

На Рисунке 4 показана блок-схема повышающего преобразователя и схема подключения ключей к выводам интегральной схемы.

Сложность использования преобразователя заключается в том, что многие сигналы являются внутренними. В некоторые микросхемы встроен делитель выходного напряжения, что затрудняет регулирование отрицательного выходного напряжения. Поскольку все внутренние напряжения привязаны к отрицательному входному напряжению, выходное напряжение будет следовать за входным напряжением. В этом случае вместо внутренней обратной связи можно использовать выход COMP. Подключение оптопары в качестве преобразователя уровня между COMP и GND обеспечивает один из способов стабилизации отрицательного выходного напряжения.

На Рисунке 5 показано, как подключить повышающий преобразователь к понижа-

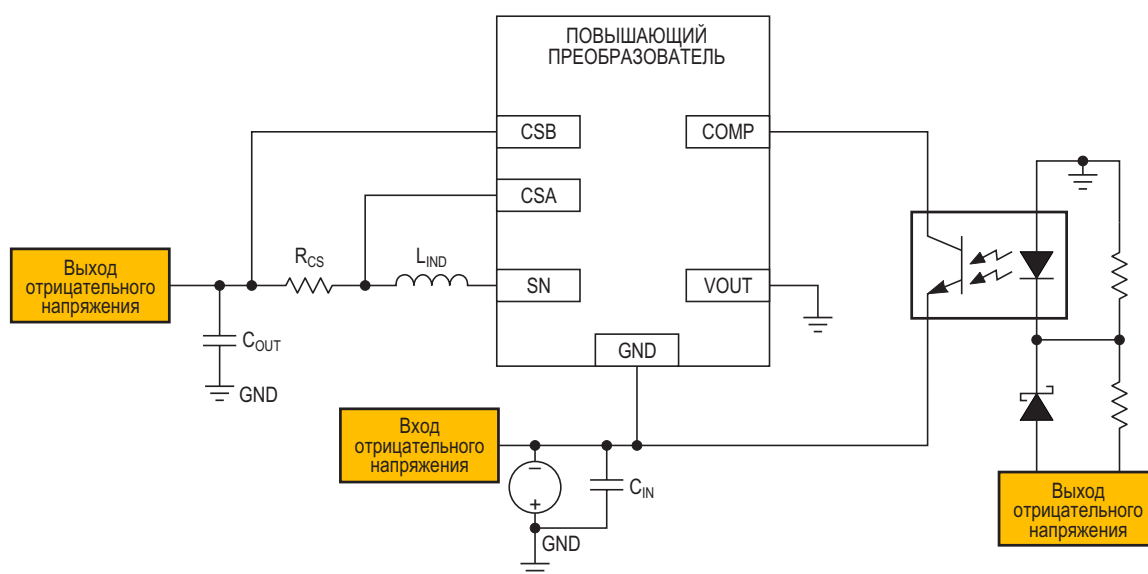


Рисунок 5. Эта упрощенная схема основана на повышающем преобразователе, показанном ранее.

щему силовому каскаду с отрицательным входным и выходным напряжением. Вывод GND подключается к входу отрицательного напряжения, а вывод V_{OUT} (или FB) – к земле силового каскада. Вывод FB можно закоротить и для регулирования выходного напряжения использовать вывод COMP с оптопарой. Все напряжения, включая сигналы токоизмерительного резистора, должны быть ниже максимальных значений для повышающего преобразователя.

Вопросы проектирования

В качестве простого и экономичного решения для получения отрицательного выходного напряжения из отрицательного входного

можно использовать контроллер асинхронного повышающего преобразователя, например, LM5155 или TPS40210. Чтобы повысить КПД, замените диод на MOSFET, хотя для этого потребуется синхронный повышающий контроллер, управляющий двумя ключами. Отрицательные напряжения могут легко стать причиной ошибочных решений. В частности, необходимо проверить все внутренние сигналы и убедиться, что ни одно напряжение не превышает максимальных значений, допустимых для контроллера. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM5155](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TPS40210](#)

Последовательно-зависимое включение и отключение нескольких источников питания

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы электронных устройств, предназначенных для включения и отключения нескольких нагрузок в последовательно-зависимом порядке. Работа устройств основана на времязарядных и разрядных процессах в RC-цепях.

В последнее время на страницах журнала EDN развернулась оживленная дискуссия, посвященная обсуждению устройств последовательно-зависимого включения и отключения нескольких источников питания [1, 2]. Настоящая статья посвящена развитию этой темы и демонстрирует возможности создания простых электронных устройств подобного назначения на основе времязарядных и разрядных процессов в RC-цепях.

На Рисунке 1 приведена схема устройства последовательно-зависимого включения и отключения нагрузок от отдельных источников питания. Работает это устройство следующим образом. В исходном состоянии питание отключено, переключатель SA1 находится в положении OFF, кон-

денсаторы C1 и C2 разряжены. При включении источника питания напряжение на конденсаторе C2 равно нулю, напряжение на конденсаторе C1 возрастает при зарядке его через резистор R1 от источника питания, однако максимальное напряжение на нем равно 27% от напряжения источника питания (определяется резистивным делителем R1, R2). Соответственно, напряжение на входах логических элементов DD1.1 и DD1.3 отвечает уровню логического нуля. Напряжение на выходе последовательно включенных логических элементов DD1.1 и DD1.2 также равно логическому нулю. Транзистор VT1 заперт, напряжение от источника питания +5 В на сопротивление нагрузки R_{H1} не поступает.

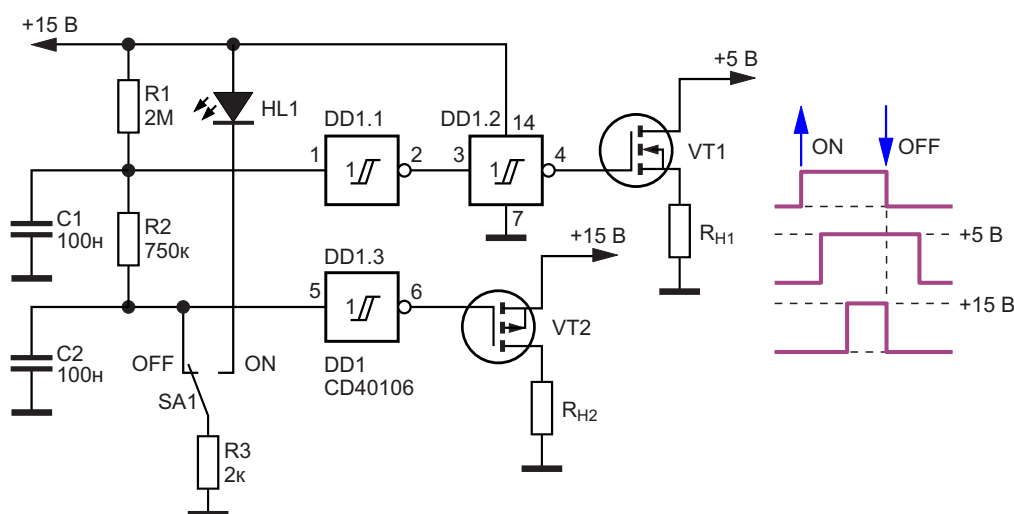


Рисунок 1. Устройство последовательно-зависимого включения и отключения двух нагрузок и диаграмма электрических процессов.

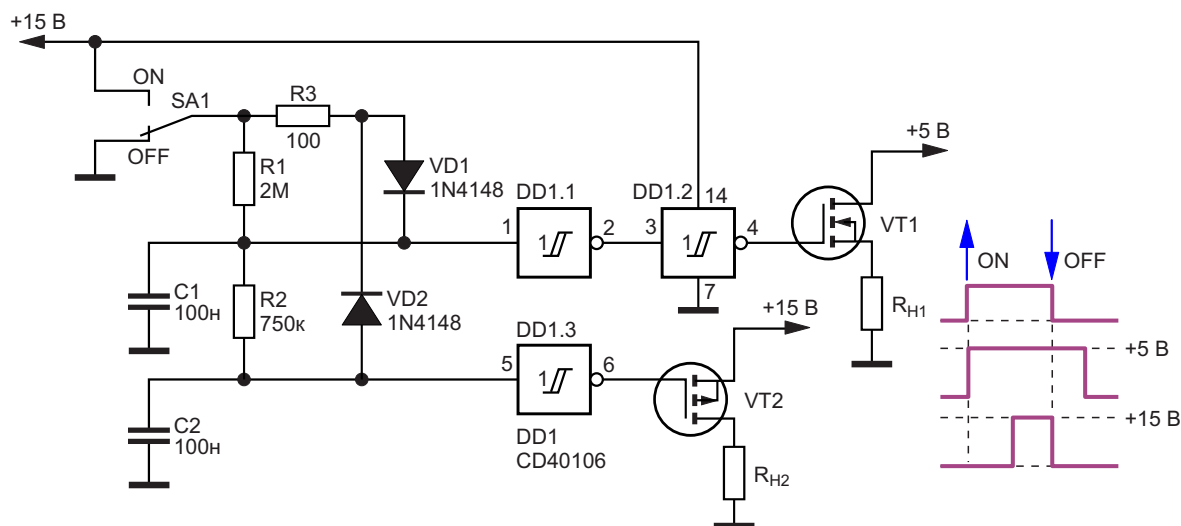


Рисунок 2. Устройство мгновенного включения одной из нагрузок и зависимого включения и отключения второй из нагрузок, а также диаграмма электрических процессов.

Поскольку напряжение на входе логического элемента DD1.3 также равно логическому нулю, высокий уровень логического сигнала на выходе этого элемента поддерживает в закрытом состоянии транзистор VT2, нагрузка R_{H2} обесточена. При переводе переключателя SA1 в положение ON светодиод HL1 подключается последовательно с сопротивлением R3 к источнику питания устройства и индицирует включенное состояние. Конденсатор C1 заряжается через резистор R1 от источника питания с постоянной времени, пропорциональной произведению $R1C1$; конденсатор C2 заряжается через цепочку резисторов R1 + R2. После того как напряжение на обкладках конденсатора C1 превысит напряжение переключения логического элемента DD1.1, произойдет переключение последовательной цепочки элементов DD1.1 и DD1.2. Транзистор VT1 откроется и подключит сопротивление нагрузки R_{H1} к источнику питания +5 В. Далее через некоторый интервал времени напряжение на обкладках конденсатора C2 также превысит напряжение переключения логического элемента DD1.3. На его выходе появится напряжение уровня логического нуля, транзистор VT2 откроется и подключит сопротивление нагрузки R_{H2} к источнику питания +15 В.

Отключение нагрузок R_{H1} и R_{H2} производится переводом переключателя SA1 в положение OFF. Конденсатор C2 практически мгновенно разряжается на сопротивление R3, нагрузка R_{H2} отключается от источника

питания +15 В. Конденсатор C1 разряжается через резисторы R2 и R3, в связи с чем нагрузка R_{H1} отключается позже, см. также диаграмму электрических процессов на Рисунке 1.

На Рисунке 2 приведена схема переключателя нагрузок подобного назначения, но работающая по несколько иному принципу.

В исходном состоянии переключатель SA1 находится в положении OFF. Оба конденсатора C1 и C2 разряжены, выходные транзисторы VT1 и VT2 закрыты, нагрузки R_{H1} и R_{H2} отключены. При переводе переключателя SA1 в положение ON конденсатор C1 практически мгновенно заряжается до напряжения питания устройства через цепочку R3 и VD1. Напряжение на входе логического элемента DD1.1 и на выходе цепочки DD1.1, DD1.2 устанавливается на уровне логической единицы. Транзистор VT1 открывается и подключает сопротивление нагрузки R_{H1} к источнику питания +5 В.

Конденсатор C2 заряжается через резистор R2, а также цепочку из резистора R3 и диода VD1. Когда напряжение на его обкладках превысит напряжение переключения логического элемента DD1.3, элемент DD1.3 переключит свое состояние, открыв тем самым транзистор VT2. Нагрузка R_{H2} будет подключена к источнику питания +15 В, см. также диаграмму на Рисунке 2.

При переводе переключателя SA1 в положение OFF произойдет практически мгновен-

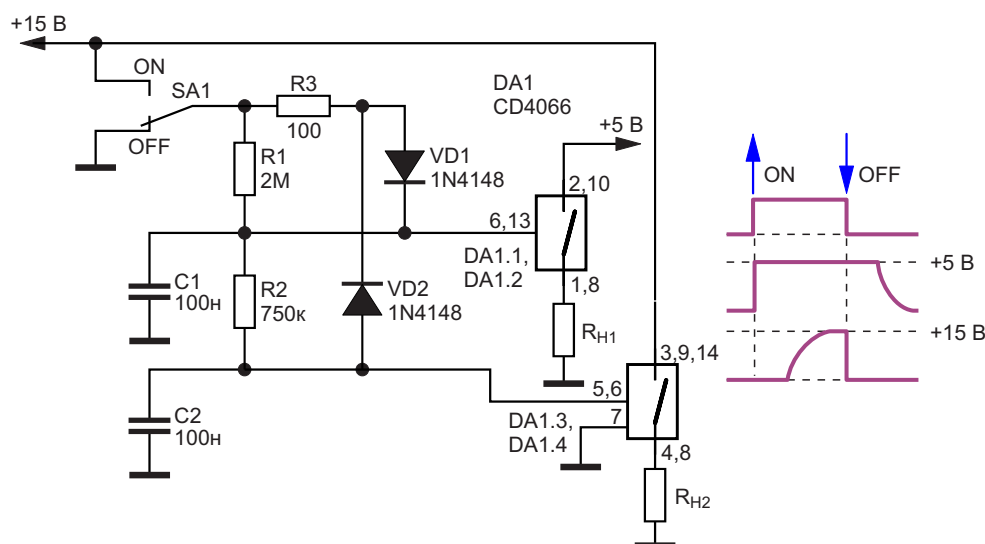


Рисунок 3. Устройство включения и отключения двух нагрузок на основе электронных коммутаторов микросхемы CD4066 и диаграмма электрических процессов.

ный разряд конденсатора C2 через цепочку из резистора R3 и диода VD2. Напряжение на входе логического элемента DD1.3 упадет до нуля, транзистор VT2 закроется, отключив тем самым сопротивление нагрузки R_{H2} . Конденсатор C1 будет разряжаться через резистор R1, а также цепочку последовательно включенных элементов R2, VD2 и R3. Когда напряжение на обкладках конденсатора C1 снизится ниже точки переключения логического элемента DD1.1, произойдет отключение нагрузки R_{H1} .

На Рисунке 3 приведена схема зависимого включателя-отключателя нагрузок, выходные каскады которого выполнены на электронных

коммутаторах микросхемы CD4066. Принцип работы данного устройства соответствует ранее описанному. Для обеспечения нагрузочной способности переключателя до 20 мА его коммутаторы включены попарно-параллельно.

Особенностью работы данного устройства является то, что нарастание напряжения при подключении источника питания +15 В к сопротивлению нагрузки R_{H2} происходит достаточно плавно, а отключение источника питания +5 В сопровождается относительно плавным снижением напряжения на нагрузке R_{H1} .

Переключатель нагрузок на Рисунке 4 выполнен с использованием компараторов

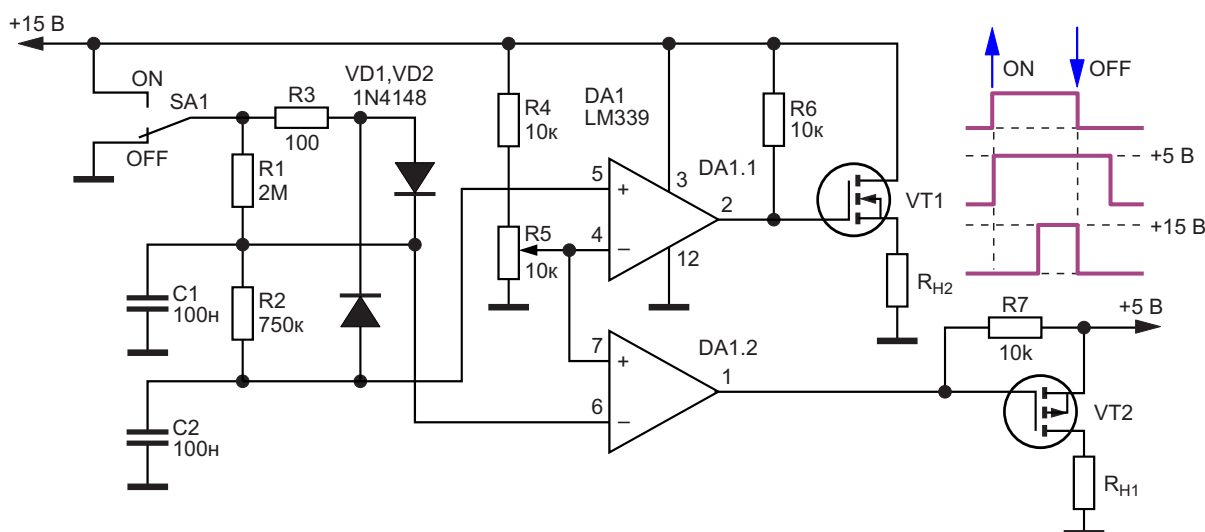


Рисунок 4. Устройство включения отключения нагрузок с использованием компараторов и диаграмма электрических процессов.

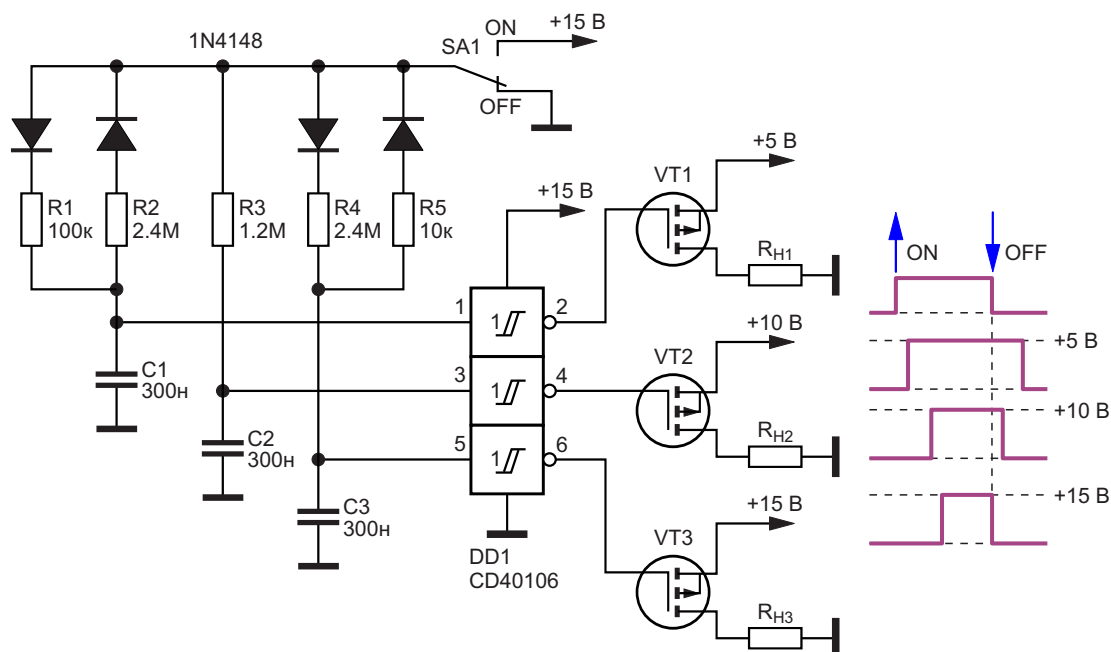


Рисунок 5. Вариант последовательно-зависимого включения и отключения трех нагрузок и диаграмма электрических процессов.

DA1.1 и DA1.2 микросхемы LM339, что позволяет плавно регулировать потенциометром R5 временные интервалы включения и отключения нагрузок.

Переключатель, Рисунок 5, работает по иному принципу, а, именно, имеет отдельные цепи заряда и разряда конденсаторов и обеспечивает зависимое подключение трех

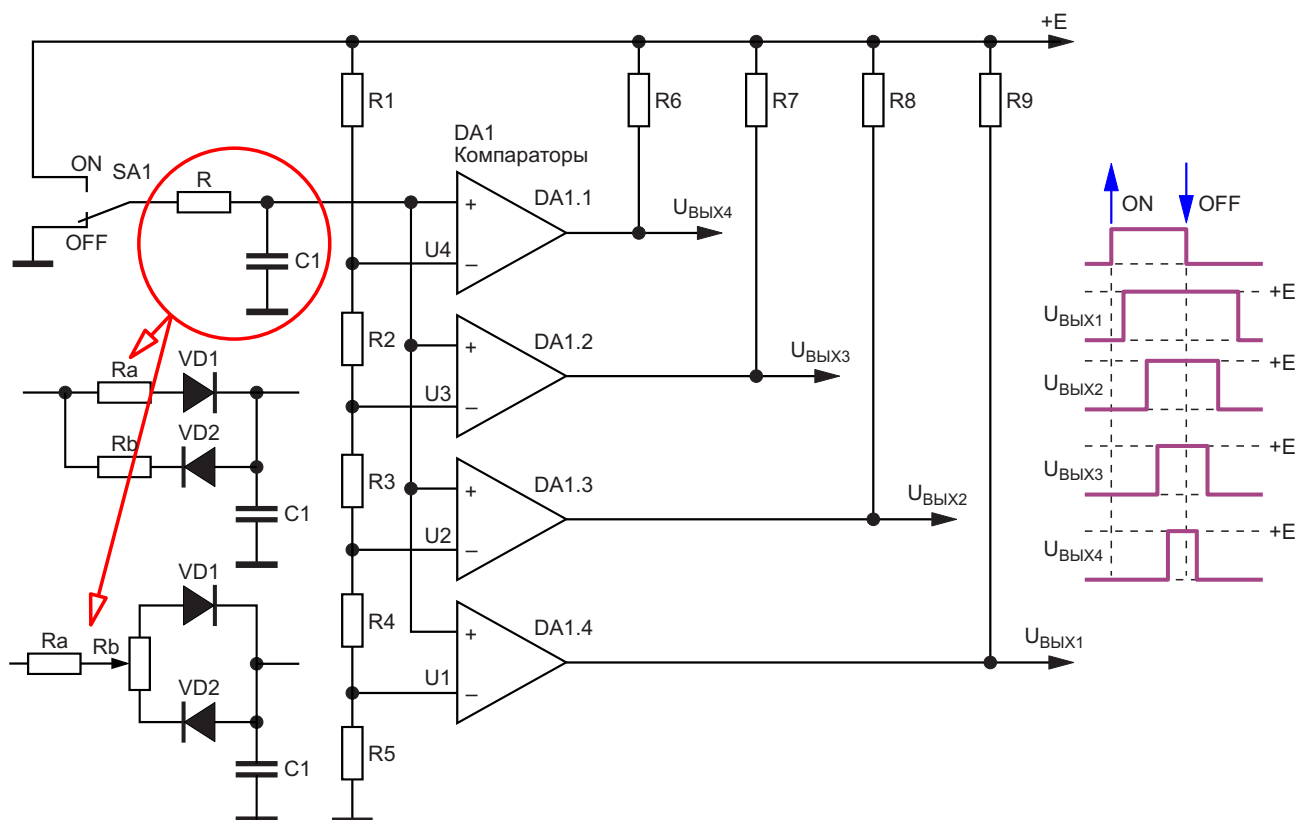


Рисунок 6. Устройство последовательно-зависимого включения и отключения нескольких нагрузок с использованием линейки компараторов, а также диаграмма электрических процессов.

источников питания к сопротивлениям нагрузок R_{H1} , R_{H2} и R_{H3} . Резисторы R1–R5 обеспечивают индивидуальные времена зарядки и разрядки конденсаторов C1–C3 при переключении переключателя SA1 из положения OFF в положение ON и обратно. Диаграмма электрических процессов приведена на Рисунке 5.

Наиболее перспективным видится коммутатор нагрузок, выполненный на линейке компараторов, Рисунок 6. Резистивный делитель R1–R5 может обеспечить как линейный, так и любой необходимый пользователю закон переключения компараторов во времени. В исходном состоянии при нахождении переключателя SA1 в положении OFF на выходах всех компараторов поддерживается уровень логического нуля.

При переводе этого переключателя в состояние ON конденсатор C1 заряжается через резистор R от источника питания. Напряжение на его обкладках плавно повышается, в связи с чем происходит поочередное переключение компараторов; на их выходах происходит разнесенное во времени появление напряжения уровня логической единицы

в последовательности от компаратора DA1.4 до компаратора DA1.1, см. также диаграмму на Рисунке 6. Отключение внешних источников питания происходит в обратной последовательности при переводе переключателя SA1 в положение OFF и разряде конденсатора C1 на резистор R.

При необходимости обеспечить раздельное регулирование времен заряда и разряда конденсатора C1 могут быть использованы различные варианты зарядно-разрядных цепочек, показанные на Рисунке 6.

Литература

1. Jayapal Ramalingam. [Короткое или длительное нажатие для управления последовательностью включения источников питания](#). РадиоЛоцман. 2026. № 01-02. С. 84–85.
2. Stephen Woodward. [До глупости простая схема управления последовательностью включения/выключения питания](#). РадиоЛоцман. 2026. № 01-02. С. 62–63.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)

Схема защиты от обратной полярности подключения батареи

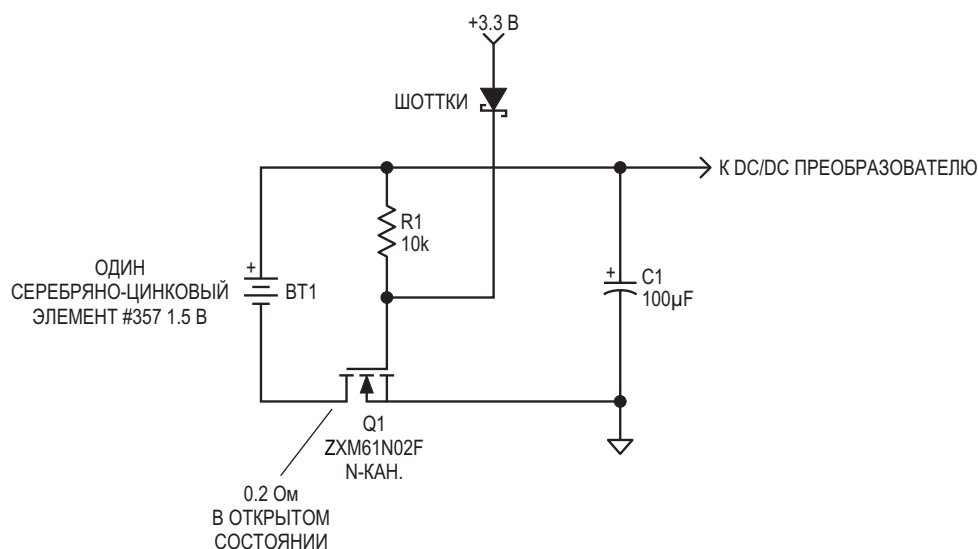
David A. Johnson

Эта простая схема может защитить чувствительную электронную схему от случайного подключения батареи с обратной полярностью. N-канальный полевой транзистор подключает электронное устройство к батарее только при соблюдении правильной полярности. Представленная схема разрабо-

тана для устройства, питаемого от одной таблеточной батарейки напряжением 1.5 вольт. Однако схема будет работать и с более высокими напряжениями. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes ZXM61N02F](#)



Емкостной датчик положения с разрешением почти 0.1%

Stephen Woodward

EDN

Простая схема, измеряющая микрометры путем сопоставления емкости датчика с емкостью эталонного конденсатора.

Трудно представить себе более простой электромеханический датчик, чем емкостной; он состоит, по сути, лишь из двух пластин (или даже одной, если измеряемый объект электропроводен), разделенных диэлектриком (например, воздухом). Емкость датчика приблизительно равна

$$C = 8.854 \text{ пФ} \times S/d,$$

где S – площадь пластин, а d – расстояние между ними (обе величины в метрах). Таким образом, емкость C становится чувствительным индикатором расстояния между пластинами.

Вот вполне правдоподобный пример. При диаметре круглых пластин 38 мм и началь-

ном расстоянии между ними 1 мм номинальная емкость составляет

$$C = \frac{8.854 \text{ пФ} \times 0.038^2 \times \frac{\pi}{4}}{0.001} = 10 \text{ пФ}.$$

Значение C будет изменяться от 3.3 пФ при $d = 3 \text{ мм}$ до 33 пФ при $d = 0.3 \text{ мм}$, что с помощью несложных вычислений можно преобразовать в расстояние между пластинами. Но как измерить емкость C ?

Для этого нам понадобится схема интерфейса. Показанная на Рисунке 1, она достаточно проста и соответствует простоте самого емкостного датчика, состоя всего из 8 недорогих доступных компонентов. Вот как это работает.

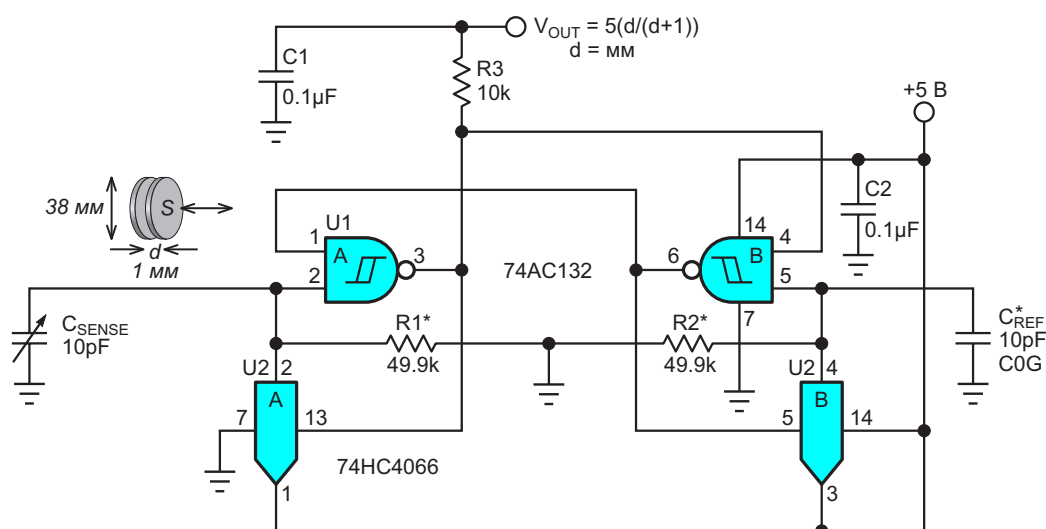


Рисунок 1. Перекрестно соединенные триггеры Шмитта U1a и U1b образуют RC-мульти-вibrator с частотой около 1 МГц.

Для приведенных в качестве примера размеров датчика и номиналов компонентов коэффициент заполнения выходного напряжения (x)

$$x = \frac{V_{OUT}}{5 \text{ В}} = \frac{d}{d + 1 \text{ мм}}.$$

Элементы U1a и U2a образуют RC-таймер с постоянной времени, равной $R1 \cdot C_{SENSE}$, тогда как U1b и U2b выполняют аналогичную функцию для цепи $R2 \cdot C_{REF}$. Их перекрестное соединение, показанное на Рисунке 1, создаст генератор прямоугольных импульсов, выходной сигнал которого на выводе 3 элемента U1 имеет частоту порядка 1 МГц, находясь на уровне +V в течение времени

$$T_{REF} = 50 \text{ кОм} \cdot C_{REF} = 500 \text{ нс}$$

и на уровне нуля в течение времени

$$T_{SENSE} = 50 \text{ кОм} \cdot C_{SENSE} / d = 500 \text{ нс} / d,$$

где d, как и ранее, измеряется в миллиметрах.

Таким образом, коэффициент заполнения выходного сигнала V_{OUT}

$$\begin{aligned} x &= \frac{T_{REF}}{T_{REF} + T_{SENSE}} = \frac{500 \text{ нс}}{500 \text{ нс} + \frac{500 \text{ нс}}{d}} = \\ &= \frac{1}{1 + \frac{1}{d}} = \frac{d}{d + 1}. \end{aligned}$$

Начиная с

$$x = \frac{d}{d + 1},$$

после некоторых преобразований получаем $x(d + 1) = d$, затем $xd + x = d$, $x = d(1 - x)$ и, наконец,

$$d = \frac{x}{1 - x}.$$

На Рисунке 2 показано, как работает эта формула, когда сигнал V_{OUT} подается на 12-разрядный АЦП.

К особенностям работы схемы относятся согласование и взаимное отслеживание параметров вентилей U1, естественное для элементов, расположенных на одном кристалле, а также точная оцифровка коэффициента заполнения, если подключенный АЦП в

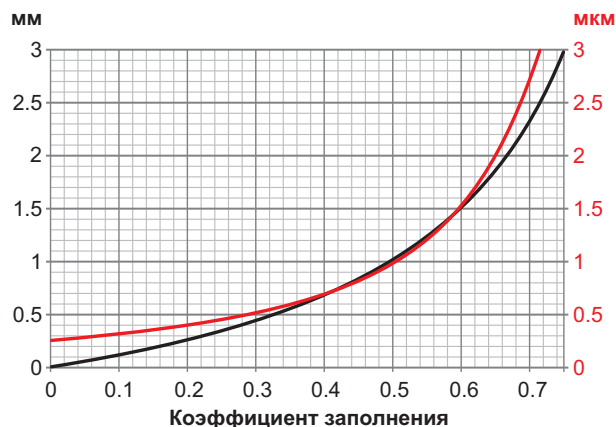


Рисунок 2. На этом графике показаны характеристики датчика при подключении V_{OUT} к 12-битному АЦП с опорным напряжением +5 В. Черная кривая (левая ось) — расстояние между пластинами (d) в миллиметрах, а красная кривая (правая ось) — разрешение младшего значащего бита АЦП в микрометрах. Обратите внимание, что разрешение близко к 0.1% (d/1000) в большей части диапазона.

качестве опорного напряжения использует +5 В. Компоненты, отмеченные звездочкой (R1, R2 и C_{REF}), должны быть прецизионными. Следует тщательно минимизировать паразитные параметры, вносимые внешними подключениями и разводкой печатной платы.

Если существует вероятность того, что пластины датчика могут соприкоснуться и вызвать короткое замыкание, стоит защитить микросхему U2 последовательным конденсатором. Хорошо подойдет конденсатор 0.1 мкФ (из той же упаковки, что и C1 и C2); его емкость будет достаточно велика по сравнению с C_{SENSE} , поэтому его точность и стабильность (или их отсутствие) не будут иметь никакого значения. Я бы также поставил еще один конденсатор последовательно с C_{REF} ; в нем нет строгой необходимости, но так схема будет выглядеть более сбалансированной.

Если в вашем приложении требуется отслеживание положения в двух измерениях (например, для координатного стола XY), то для этого отлично подойдут свободные секции микросхем U1 и U2; это позволит сохранить простоту и компактность решения. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor MC74AC132](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC4066](#)

Функциональный генератор с диодным формированием синуса

Михаил Шустов, г. Томск

Представлена схема функционального генератора, вырабатывающая биполярные сигналы прямоугольной, треугольной, а также синусоидальной формы. Для формирования сигналов синусоидальной формы использована многозвенная резистивно-диодная цепочка. Предусмотрена возможность работы формирователя синусоиды от внешнего генератора сигнала треугольной формы.

Функциональный генератор по своему предназначению, по меньшей мере, должен вырабатывать сигналы прямоугольной, треугольной и синусоидальной формы [1–4]. Наиболее проблематичным представляется синтез сигнала синусоидальной формы из сигнала треугольной формы. Обычно для этого используют полупроводниковые приборы с нелинейной вольтамперной характеристикой, а именно, диоды. Чаще всего такие устройства работают в ограниченном частотном диапазоне и не способны обеспечить низкий коэффициент нелинейных искажений (КНИ) синусоидального сигнала.

В монографии [5] опубликована довольно оригинальная схема формирования сигнала

синусоидальной формы, некогда использованная в ранних конструкциях функциональных генераторов Krohn-Hite Corp (USA). В дальнейшем от использования такого формирователя Krohn-Hite Corp отказалась, на что, по всей вероятности, были убедительные причины.

На Рисунке 1 приведена схема функционального генератора, использующая модифицированную версию диодно-резистивного формирователя Krohn-Hite Corp. В первоисточнике [5] в качестве такового формирователя была использована шестизвенная конструкция, в состав которой входили диоды VD1–VD12, а также резисторы R9–R25. Питание формирователя подавалось на резисто-

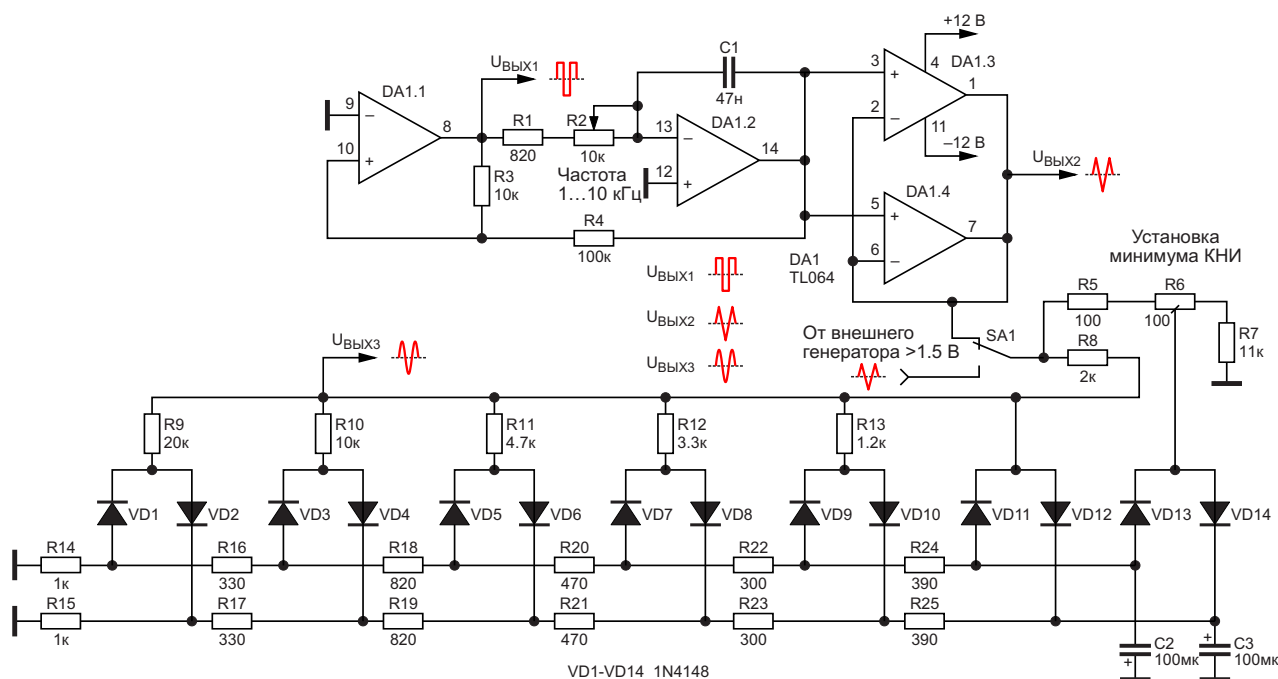


Рисунок 1. Функциональный генератор с диодным формированием сигналов синусоидальной формы.

ры R24 и R25 и диоды VD11 и VD12, соответственно, от источников постоянного напряжения 2.4 В и –2.4 В.

Моделирование такого формирователя с использованием пакета программ схемотехнического моделирования Multisim выявило его достоинства и недостатки.

К достоинствам формирователя следует отнести отсутствие реактивных и активных компонентов, возможность работы в широком диапазоне частот и КНИ порядка 0.2%.

К недостаткам формирователя, видимо послужившим отказом от его использования, явилась то, что на его вход следовало подавать биполярный сигнал треугольной формы строго заданной амплитуды, а именно 2.333 В. При малейшем отклонении амплитуды входного сигнала от данного значения заметно возрастал КНИ.

Для исключения зависимости изменения КНИ от уровня входного сигнала треугольной формы формирователь сигналов синусоидальной формы, Рисунок 1, был дополнен биполярным выпрямителем (резисторы R5–R7, диоды VD13 и VD14, конденсаторы фильтра C2 и C3). Питание этого выпрямителя осуществлялась непосредственно от входного сигнала треугольной формы, что позволяло обеспечить самоподстройку уровней питающих напряжений обеих ветвей диодно-резистивного формирователя синусоидальных сигналов при изменении уровня входного сигнала.

В качестве генератора биполярных сигналов треугольной и прямоугольной формы использовалась классическая схема генератора, выполненная на операционных усилителях DA1.1–DA1.4 микросхемы TL064. Частота следования импульсов регулировалась потенциометром R2 в пределах от 1 до 10 кГц. Номиналы резисторов диодно-резистивного формирователя по отношению к оригиналу [5] были увеличены на порядок.

Амплитуда биполярных сигналов прямоугольной формы составляла 10.2 В; треугольной – 6.0 В; синусоидальной – 3.6 В. Для установки минимального значения КНИ синусоидального сигнала на уровне 0.3...0.4% использован подстроечный резистор R6.

Функциональный генератор способен работать и в других частотных диапазонах (определяется элементами R1+R2, C1). При этом

следует обратить внимание на емкость конденсаторов фильтра C2 и C3. При работе генератора в области пониженных частот емкость этих конденсаторов следует пропорционально увеличить. И, напротив, при работе генератора в более высокочастотном диапазоне емкость конденсаторов C1 и C2 можно уменьшить. Казалось бы, что в качестве конденсаторов фильтров C1 и C2 следует использовать конденсаторы заведомо большей емкости, однако при этом повышается инерционность установления стационарных значений выходных напряжений выпрямителя.

Как показали результаты моделирования, диодно-резистивный формирователь синусоидальных сигналов способен работать до частот не менее 1 МГц. При этом стоит обратить внимание на то, что в качестве диодов формирователя следует использовать высокочастотные диоды, имеющие минимальную площадь p-n перехода. Только в этом случае на качество сформированного сигнала в минимальной степени влияют паразитные свойства полупроводниковых приборов в прямом и обратном их включении [6, 7].

На формирователь синусоидальных сигналов может быть подан сигнал от внешнего генератора биполярных треугольных импульсов амплитудой более 1.5 В (переключатель SA1). **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. Функциональный генератор. Радиомир, 2010, № 7, С. 26–27.
2. Shustov M.A., Shustov A.M. Electronic Circuits for All. London: Elektor International Media B.V., 2017. 397 p.
3. Shustov M.A., Shustov A.M. Simple Function Generator with Reverse-Order Signal Creation. Elektor, 2020, Vol. 46, № 7–8 (502), P. 20–23
4. Шустов М.А. [Функциональный многофазный генератор с синтезом треугольного сигнала из синусоиды](#). РадиоЛоцман, 2023, № 9–10, С. 36–39.
5. Хейс Т.К., Хоровиц П. Искусство схемотехники. Теория и практика. СПб.: БХВ-Петербург, 2022. 1200 с.
6. Берман Л.С. Введение в физику варикапов. Л.: Наука, 1968. 180 с.
7. Берман Л.С. Емкостные методы исследования полупроводников. Л: Наука, 1972. 104 с.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL064](#)

Биполярный транзистор – точный датчик абсолютной температуры в градусах Кельвина и Ранкина

Stephen Woodward

EDN

Простая математика, реализованная в (очень) простой схеме. Что тут может не понравиться?

Очень интересным (и одновременно важным) свойством (большинства) малосигнальных биполярных транзисторов является эффект температурной зависимости напряжения база-эмиттер (ΔV_{BE}). Метод измерения температуры по ΔV_{BE} удачно описан и применен в работе [1] известным и незабываемым гуром аналогового проектирования Джимом Уильямсом (см. стр. 7):

При комнатной температуре напряжение V_{BE} диода с p-n переходом изменяется на 59.16 мВ на каждое десятикратное изменение тока. Температурная зависимость этой константы составляет 0.33 %/°C, или 198 мкВ/°C. Эта зависимость ΔV_{BE} от тока сохраняется независимо от абсолютного значения напряжения V_{BE} диода.

Перестраивая математику Уильямса, поскольку $198 \text{ мкВ} = 1 \text{ В}/5050$, получаем, что $198 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ на каждое десятикратное изменение тока дает (проще для запоминания... ха!):

$$\frac{\Delta V_{BE}}{^\circ\text{C}} = \frac{\lg(CR)}{5050}.$$

(Здесь CR – отношение токов). Таким образом, если нам нужно какое-либо заданное значение $\Delta V_{BE}/^\circ\text{C}$, то требуемое значение CR

$$CR = 10^{\left(\frac{5050 \cdot \Delta V_{BE}}{^\circ\text{C}}\right)}.$$

Например, для $\Delta V_{BE}/^\circ\text{C} = 100 \text{ мкВ}$

$$CR = 10^{5050 \times 100 \text{ мкВ}} = 10^{0.5050} = 3.20.$$

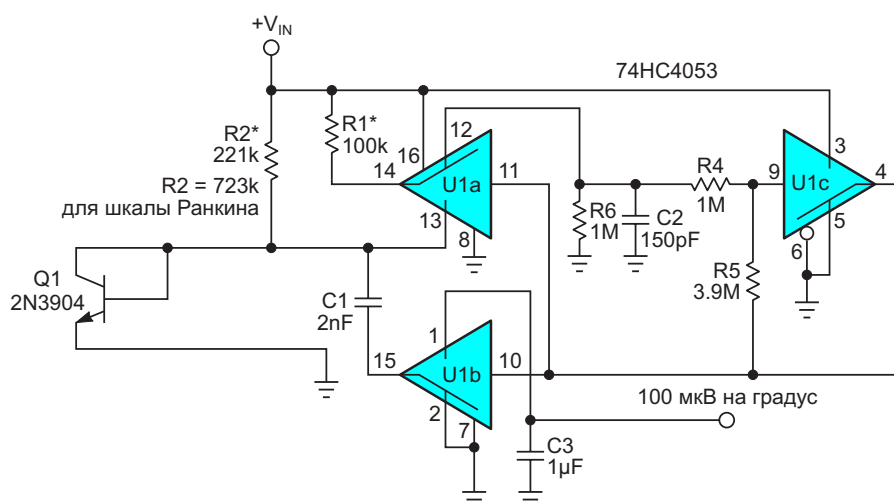


Рисунок 1. Обычный биполярный транзистор Q1 служит точным датчиком абсолютной температуры для измерения в двух различных единицах (K и R).

Конечно, этот трюк работает и для градусов Фаренгейта, хотя и с другим масштабным коэффициентом. Поскольку $1^{\circ}\text{F} = 5/9$ от 1°C , для градусов Фаренгейта соответствующее значение будет

$$\text{CR} = 10^{\left(\frac{9090 \cdot \Delta V_{\text{BE}}}{^{\circ}\text{F}}\right)}.$$

Следовательно, в примере с 100 мкВ, если $\Delta V_{\text{BE}}/^{\circ}\text{F} = 100$ мкВ, то

$$\text{CR} = 10^{9090 \times 100 \text{ мкВ}} = 10^{0,9090} = 8.11.$$

На Рисунке 1 показано, как эта простая математика реализована в (очень) простой схеме.

Вот как это работает. Выходной чередующийся управляющий ток коммутатора U1a, модулированный в соответствии с методом Уильямса, поступает на датчик Q1. Отношение токов составляет (приблизительно)

$$\text{CR} = \frac{1/R1 + 1/R2}{1/R2} = \frac{R2}{R1} + 1 = 3.20$$

для измерения в единицах Цельсия (Кельвина) и 8.11 для Фаренгейта (Ранкина). «Приблизительно» – это потому, что соотношение сопротивлений пришлось (незначительно) скорректировать, чтобы компенсировать несколько десятков милливольт разницы между $V+$ и V_{BE} транзистора Q1 и, таким образом, обеспечить точное соответствие отношений тока расчетным значениям.

Полученный сигнал переменного тока размахом 100 мкВ на градус синхронно

выпрямляется коммутатором U1b и фильтруется конденсатором C3, превращаясь в выходное постоянное напряжение 100 мкВ на градус абсолютной температуры, которое можно напрямую измерить цифровым мультиметром. Тактовые импульсы частотой порядка 5 кГц для коммутации и выпрямления тока вырабатываются коммутатором U1c при небольшом участии одной стороны U1a.

Отметим, что, согласно анализу эффекта ΔV_{BE} , проведенному Уильямсом, точность измерения температуры зависит только от точности отношения токов и, следовательно, только от точности сопротивлений резисторов R1 и R2. Никаких других эталонных элементов не требуется, и подойдет любой транзистор 2N3904.

Например, напряжение питания $V+$ может изменяться в диапазоне от 3 до 6 вольт без ущерба для точности. Пассивное выходное сопротивление составляет примерно 10 кОм. Следовательно, подключение к входу цифрового мультиметра с типичным входным сопротивлением 10 МОм также не окажет никакого влияния.

Спасибо, Джим! 

Ссылка

1. Williams, Jim. [Measurement and Control Circuit Collection.](#)"

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)
2. [Datasheet Fairchild 2N3904](#)

Двуханодный MOSFET коммутатор с оптоэлектронным входом

Михаил Шустов, г. Томск

Описан коммутационный электронный блок для попеременной коммутации двух нагрузок постоянным или выпрямленным переменным током, содержащий два MOSFET и оптоэлектронный входной управляющий узел. Для управления коммутационным блоком могут быть использованы сигналы постоянного или импульсного, в том числе ШИМ-модулированного, тока напряжением 5 В и частотой до 1 кГц и выше.

Ранее [1, 2] был описан коммутационный электронный блок для попеременной коммутации двух нагрузок с использованием двух MOSFET, управляемый входным быстродействующим тиристором. Питание тиристора осуществлялась от двухполупериодного выпрямителя через диоды, подключенные к стокам взаимосвязанных по постоянному току MOSFET. При подаче на вход управляющего сигнала постоянного тока или импульсов постоянного напряжения переменной скважности было возможно плавно перерас-

пределять токи в нагрузках транзисторов и, соответственно, управлять выделяемой в нагрузках мощностью.

К недостаткам такого решения можно отнести то, что в нем отсутствовала гальваническая развязка между сетью электрического питания и цепью управления. Также частотный диапазон управляющих сигналов был существенно ограничен использованием тиристора, а также стабилитронов ограничения напряжения исток-затвор MOSFET.

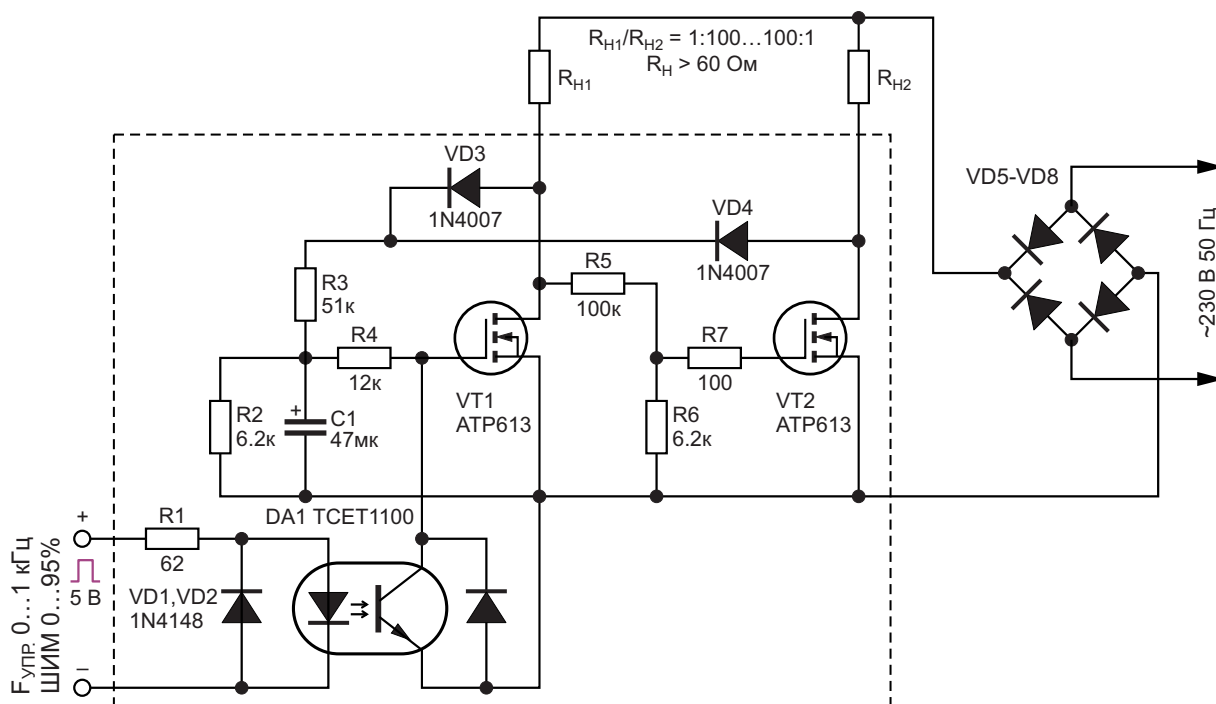


Рисунок 1. Электрическая схема двуханодного MOSFET коммутатора с оптоэлектронным управлением.

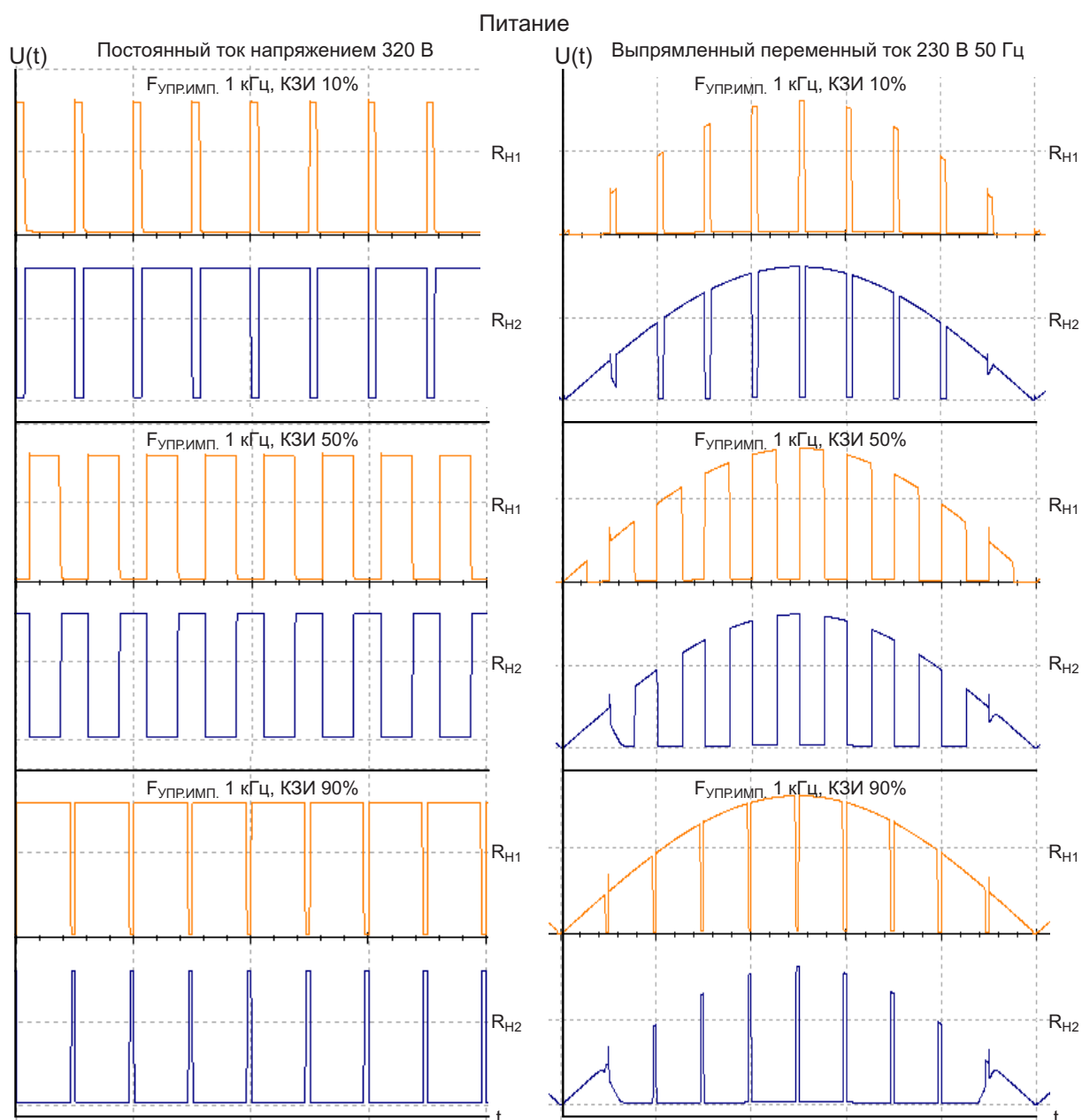


Рисунок 2. Динамика электрических процессов на сопротивлениях нагрузок R_{H1} и R_{H2} при различных КЗИ управляющих сигналов частотой 1 кГц.

В работе [3] приведены варианты ШИМ-управления двуханодным MOSFET коммутатором с использованием генераторов прямоугольных импульсов.

Представленный на Рисунке 1 двуханодный MOSFET коммутатор с внешним ШИМ-управлением выгодно отличается гальванической развязкой за счет использования входной оптопары. Коммутатор назван двуханодным, поскольку имеет два выхода для подключения нагрузок и питается выпрямленными сетевыми импульсами положительной полярности или постоянным током. Такой

коммутатор может быть выполнен в виде отдельного изолированного блока, имеющего пять выводов.

Входная управляющая цепь блока выполнена с использованием оптоэлектронной пары DA1 TCET1100, вход которой защищен от неправильной полярности управляющего напряжения диодом VD1. Выходной транзистор оптопары подключен к цепи управления первого из полевых транзисторов VT1 ATP613. К стоку этого транзистора через резистивный делитель R5, R6 через резистор R7 подключен затвор второго полевого тран-

зистора VT2 ATP613. К стокам транзисторов подключены два сопротивления нагрузки: R_{H1} и R_{H2} . Первоначальное смещение на затворе транзистора VT1 обеспечивается через диоды VD3 и VD4, а также токоограничивающий резистор R3. Конденсатор C1 сглаживает пульсации напряжения. Падение напряжения на этом конденсаторе не превышает 20 В. Сетевое питающее напряжение подается на коммутатор через диодный мост VD5–VD8.

При отсутствии управляющего сигнала транзистор VT1 открыт, а транзистор VT2 закрыт. Весь ток от источника питания протекает через сопротивление нагрузки R_{H1} . При подаче на вход управления постоянного напряжения 5 В ток через резистор R1 протекает через светодиод оптопары DA1; транзистор оптопары шунтирует исток-затвор транзистора VT1. Транзистор VT1 запирается, а транзистор VT2 полностью открывается и подключает сопротивление нагрузки R_{H2} к источнику питания. При подаче на вход управления прямоугольных импульсов постоянного тока амплитудой 5 В с регулируемым коэффициентом заполнения будет происходить плавное перераспределение токов и, соответственно, мощности в нагрузках R_{H1} и R_{H2} , Рисунок 2.

Коммутатор сохраняет работоспособность при изменении напряжения сети от 127 до 280 В. Частота управляющих импульсов ($F_{УПРИМП.}$) может превышать 1 кГц при коэффициенте заполнения импульсов (КЗИ) от 0 до 95%. Казалось, целесообразным было бы использовать для ограничения максимального напряжения исток-затвор транзисторов VT1 и VT2 взамен резисторов R2 и R6 стабилитронов на напряжение 20 В [1], однако частотные характеристики коммутации устройства при этом значительно ухудшаются.

Стоит напомнить, что предельный ток через транзисторы ATP613 без использования радиаторов составляет 5.5 А, а максимальное рабочее напряжение составляет 500 В. В этой связи минимальное сопротивление каждый из нагрузок при напряжении сети 230 В не должно быть ниже 60...70 Ом. В то же время соотношение сопротивлений этих нагрузок может отличаться не менее чем на два порядка, что позволяет использовать одну из нагрузок как холостую, а вторую как рабочую.

Узел управления работой полевых транзисторов VT1 и VT2 может быть выполнен и по иной схеме, Рисунок 3. Для этого в схему введен дополнительный транзистор VT3 2N7000, управляющий переключением транзистора VT2. Использование транзистора

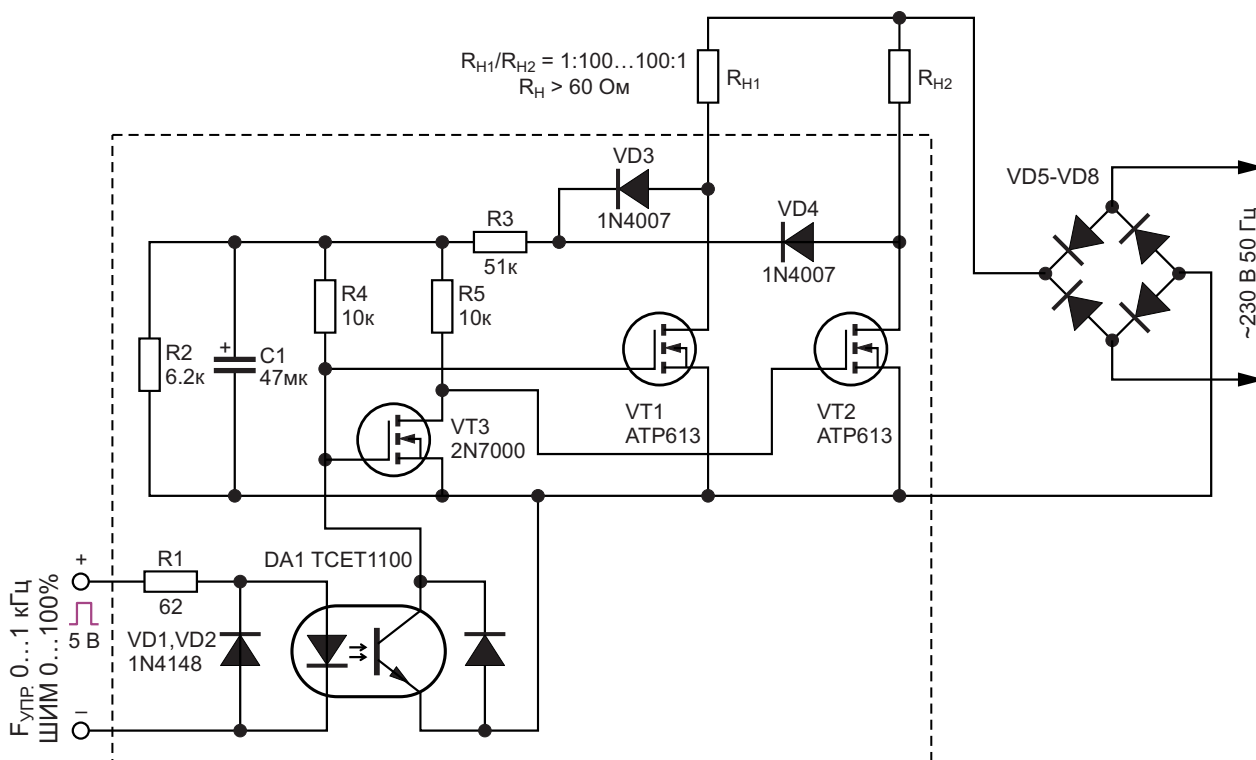


Рисунок 3. Вариант схемы двуханодного MOSFET коммутатора.

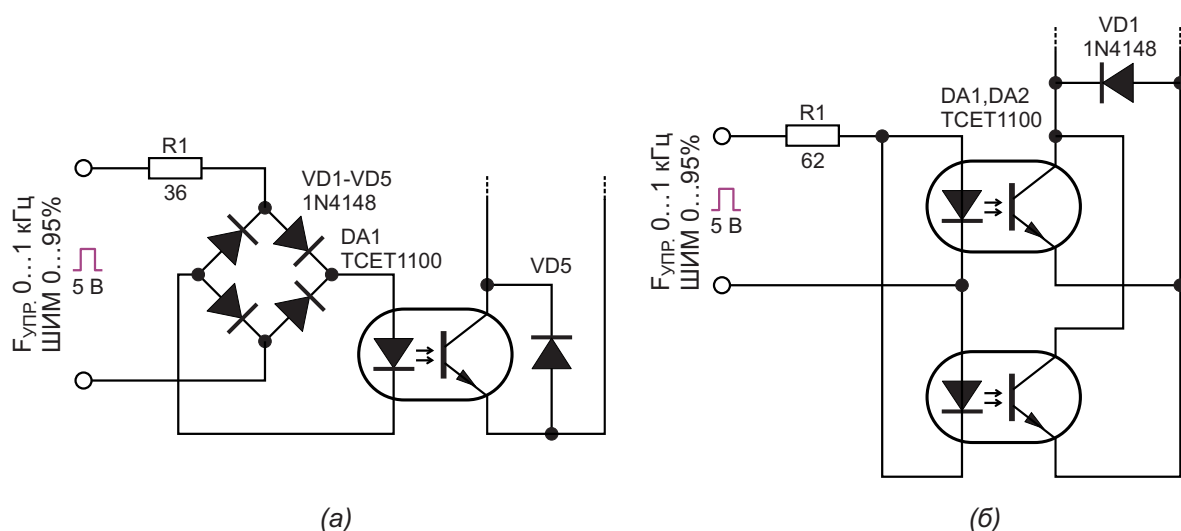


Рисунок 4. Варианты выполнения входной цепи управления с использованием: а) мостовой схемы питания светодиода оптрона; б) двух оптронов.

VT3 позволило улучшить форму коммутируемых сигналов при КЗИ > 90%, см. Рисунок 2.

Дополнительно для повышения надежности работы устройства параллельно конденсатору С2 можно подключить стабилитрон на напряжение 16...20 В, а параллельно исток-стокам транзисторов VT1 и VT2 для устранения возможных коротких пиков переходных процессов подключить конденсаторы емкостью 3 нФ на напряжение не менее 450 В. Резисторы R3, Рисунки 1 и 3, должны иметь мощность рассеяния не менее 2 Вт.

На Рисунке 4 показаны варианты выполнения входной управляющей цепи, используя которые можно не заботиться о полярности подключаемого источника управляющего сигнала. **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А., Шустов А.М. [Двуханодный MOSFET тиристор](#). РадиоЛоцман. 2018. № 6. С. 46–48.
2. Shustov M.A. Dual-Anode MOSFET Thyristor. ElektorLabs. 2019. Vol. 45. № 3 (495). P. 15–19; Elektor Special: Stromversorgung & BatterienPower. 2022. № 004. P. 64–67; Elektor Special: Power Supplies and Batteries. 2023. № 004 (May). P. 64–68.
3. Шустов М.А. [Двуханодный ШИМ-регулятор токов силовых нагрузок](#). РадиоЛоцман. 2026. № 3–4. С. 74–76.

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor ATP613](#)
3. [Datasheet Vishay TCET1100](#)

Генератор линейно изменяемого тока двухпроводной петли

Jayaral Ramalingam

EDN

Схемы, подобные описанной здесь, служат полезными инструментами для различных приложений калибровки и тестирования

Генератор тока двухпроводной петли является полезным инструментом для тестирования, калибровки и ввода в эксплуатацию преобразователей ток-давление (Т/Д), подключенных к регулирующим клапанам, исполнительным механизмам и другому оборудованию предприятий перерабатывающей промышленности.

Кроме того, такое устройство позволяет выполнять калибровку модулей аналогового ввода распределенных систем управления (PCY) и программируемых логических контроллеров (ПЛК) путем имитации технологических сигналов.

Для точной установки желаемого значения тока в этих и других приложениях целесообразно формировать линейно изменяемый ток петли. Опубликованная в EDN конструкция [1], хотя и компактна и в остальном превосходна, не поддерживает линейную регулировку тока, так как выражение для выходного тока I_O имеет вид $I_O = 1.24/R1$. Сопротивление $R1$ используется для изменения выходного тока, но поскольку оно находится в знаменателе формулы, результирующее изменение тока не является линейным.

На Рисунке 1 показана схема, в которой изменение тока петли носит линейный харак-

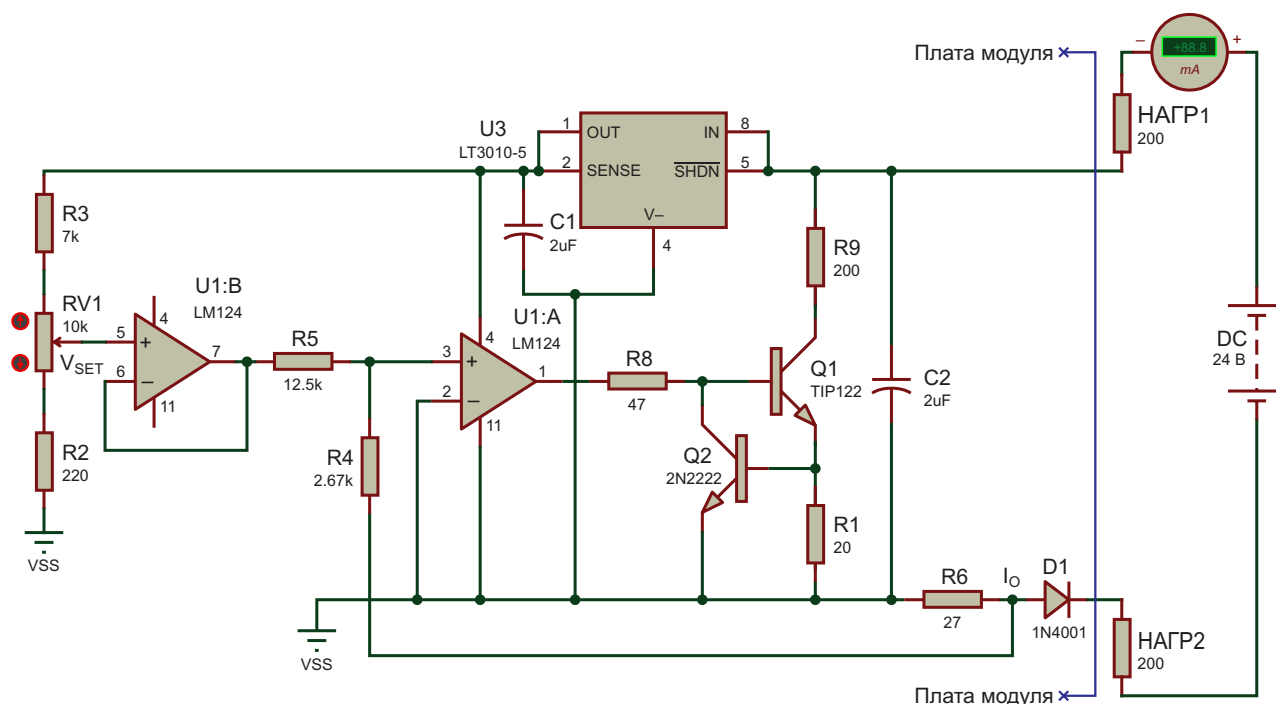


Рисунок 1. В этом двухпроводном источнике тока с линейной регулировкой ток устанавливается подстройкой потенциометра RV1, при этом нагрузку можно подключить либо со стороны HAГP1 (вытекающий ток), либо со стороны HAГP2 (втекающий ток).

тер. Здесь ток петли прямо пропорционален напряжению, установленному потенциометром RV1. Более того, схема способна служить источником или приемником тока для нагрузки до 500 Ом, не требуя перекалибровки. Эти два условия обязательны для генераторов тока петли, используемых в технологических отраслях промышленности.

Как работает эта схема? Сначала подключите источник питания 24 В постоянного тока, амперметр постоянного тока и резистор нагрузки, скажем, 200 Ом, со стороны втекающего или вытекающего тока. В реальном промышленном оборудовании эта часть встроена в преобразователь Т/Д, РСУ или ПЛК.

На вход 3 микросхемы U1A приходят два тока:

- Масштабный ток

$$\frac{V_{SET}}{R5}.$$

- Ток через резистор R4

$$I_o \times \frac{R6}{R4 + R6}.$$

Разность между первым и вторым током равна нулю, так как U1A – это операционный усилитель.

I_o – это ток петли. Следовательно,

$$\frac{V_{SET}}{R5} = I_o \times \frac{R6}{R4 + R6}.$$

После преобразования получаем

$$I_o = \frac{V_{SET}}{R5} \times \left(1 + \frac{R4}{R6}\right).$$

Подставляем значение $R4/R6 = 99$. Тогда

$$I_o = \frac{V_{SET}}{R5} \times 100.$$

Таким образом, ток I_o прямо пропорционален напряжению V_{SET} , которое линейно регулируется с потенциометром RV1. Выбор для RV1 многооборотного потенциометра обеспечит плавность и точность настройки.

В заключение несколько дополнительных замечаний:

- Регулятор U3 выдает постоянное напряжение 5 В.
- Транзистор Q1 и усилитель U1A регулируют ток петли I_o пропорционально напряжению V_{SET} .
- В целях безопасности резистор R1 и транзистор Q2 ограничивают ток I_o на уровне примерно 30 мА.
- Ток петли можно устанавливать в диапазоне от 0.5 до 23.5 мА, что достаточно для данного применения.
- Для различных настроек тока выбирайте сопротивления резисторов R3, R2 и R5 в соответствии с приведенной выше формулой для I_o .
- Транзистору Q1 требуется радиатор. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Двухвыводной прецизионный источник тока с широким рабочим диапазоном](#)

Материалы по теме

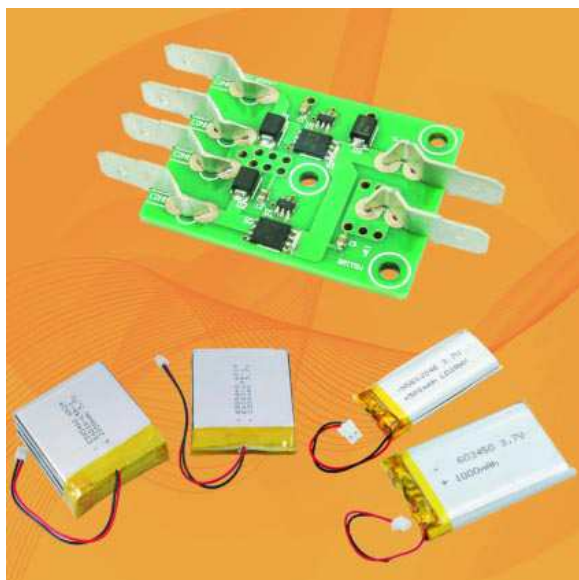
1. [Datasheet Texas Instruments LM124](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT3010](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor TIP122](#)

Коммутатор батарей

Lapo Pieri

Open Electronics

При наличии двух батарей устройство, исходя из напряжения, измеренного на их полюсах, выбирает ту, которая будет подключена к нагрузке. Его также можно использовать для коммутации источников питания постоянного тока.



Растущий спрос на портативные устройства, способные работать там, где нет электросети или где ее использование неудобно, быстро повышает интерес к батареям для электронных устройств, обеспечивающим максимальную плотность энергии, то есть наилучшее соотношение емкости и занимаемого объема. Когда у нас нет батареи, подходящей для нашего приложения, мы часто испытываем искушение соединить параллельно две батареи с одинаковым номинальным напряжением. Однако это решение не идеально, поскольку, хотя в начале оно и может работать, оно не гарантирует ни равномерного распределения мощности, ни длительного срока службы батарей, ни даже надежности, особенно если соединенные параллельно батареи имеют разную емкость.

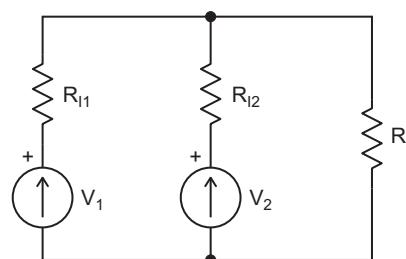


Рисунок 1. Генераторы с нагрузкой.

На самом деле, электротехника учит нас, что параллельное соединение двух идеальных генераторов с разным напряжением неосуществимо, поскольку при нулевом внутреннем сопротивлении генератор с более высоким напряжением будет отдавать бесконечный ток в генератор с более низким напряжением. Но даже если генераторы реальные, генератор с более высоким напряжением отдает часть своего тока тому, у которого напряжение ниже. Давайте проясним концепцию с помощью Рисунка 1. Предположим, у нас есть источник напряжения V_1 12.4 В (внутреннее сопротивление которого равно R_{11}) и источник V_2 с напряжением 12.8 В. Установим внутреннее сопротивление второго (R_{12}) равным сопротивлению R_{11} и равным 5 мОм. Эти генераторы будут питать нагрузку $R_L = 4$ Ом, которая, соответственно, будет поглощать ток порядка 3 А.

Однако даже без нагрузки (как показано на Рисунке 2) мы уже можем заметить, что источник V_2 будет подавать в V_1 ток:

$$I_p = \frac{V_2 - V_1}{R_{11} + R_{12}} = 40 \text{ А.}$$

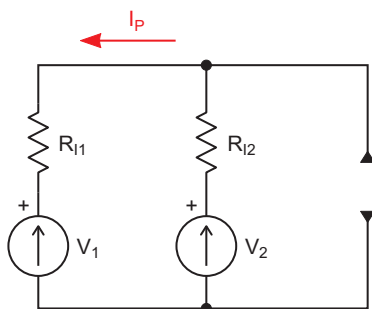


Рисунок 2. Генераторы без нагрузки.

Поэтому значительная часть энергии теряется на внутренних резисторах генераторов, которые рассеивают мощность, равную:

$$P_p = I_p^2 \cdot (R_{11} + R_{12}) = 16 \text{ Вт},$$

тогда как в нагрузку поступает порядка 36 Вт, что означает потери примерно 30%.

В случае, если эти генераторы являются аккумуляторными батареями, батарея с более высоким напряжением будет немного подзаряжать батарею с более низким напряжением, пока напряжения не выровняются. Однако процесс подзарядки происходит в условиях, сильно отличающихся от тех, которые указаны производителем батареи. В предыдущем примере, хотя и в течение очень короткого промежутка времени (несколько секунд или даже меньше), батарея заряжается током примерно в 20 раз большим, чем тот, который должен подаваться при нормальных условиях работы. Аналогично, более заряженная батарея в течение того же короткого промежутка времени будет испытывать нагрузку в 40 А!

Два условия, которых следует избегать любой ценой, чтобы обеспечить батарее долгую жизнь. Кроме того, как в случае батарей, так и в случае источников питания со ступенчатой регулировкой, небезопасно допускать протекание таких больших токов, в 10-20 раз превышающих номинальные.

Итак, становится ясно, что проблема параллельного соединения батарей нетривиальна. Первое, что приходит на ум для решения этой проблемы, – использование двух диодов, как показано на Рисунке 3. Таким образом, батарея с более высоким напряжением будет питать нагрузку R_L до тех пор, пока она не разрядится и не достигнет уровня батареи с более низким напряжением, после

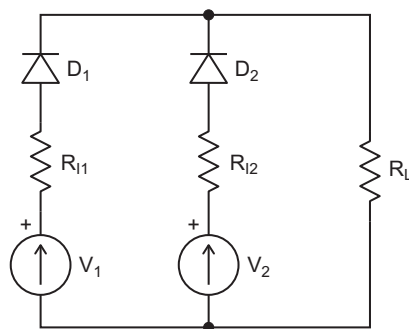


Рисунок 3. Параллельное соединение генераторов с использованием диодов.

чего последняя начнет подавать ток. В случае равных напряжений, например при одинаковых падениях напряжений на двух элементах цепи, обе батареи будут подавать ток параллельно. На первый взгляд, теперь все работает нормально; больших токов нет, даже если разница между V_1 и V_2 значительна, а различие между R_{11} и R_{12} очень мало.

Однако проблема заключается в падении напряжения на диодах, составляющем 0.6–0.7 В для диодов с p-n переходом и 0.2–0.3 В для диодов Шоттки. К падению напряжения на переходе необходимо добавить падения напряжений на объемных сопротивлениях диодов, которые у мощных диодов, способных выдерживать токи 5–10 А, в сумме нередко дают падение напряжения более 1.1–1.2 В.

По этой причине нагрузка R_L будет получать более низкое напряжение, чем выдают генераторы, и мощность, пропорциональная напряжению, будет рассеиваться в диодах. Предположим, что токи обоих генераторов равны, и, используя значения из предыдущего примера, мы получим мощность P_D , рассеиваемую на каждом диоде, примерно равную

$$P_D = \frac{V_D \cdot I}{2} \approx 2 \text{ Вт},$$

где V_D – падение напряжения на диоде.

Если теперь нагрузка питается напряжением

$$V_1 = V_2 = 12 \text{ В},$$

она получает

$$V_L = V - V_D = 11 \text{ В},$$

а мощность на ней составляет порядка 30 Вт. Поскольку потери составляют около 4 Вт,

КПД системы, показанной на Рисунке 3, будет близок к 87%. Для обеспечения низких потерь при коммутации необходимо искать альтернативные решения, например, описанное на этих страницах.

Принципиальная схема

Предлагаемая нами схема автоматического коммутатора батарей (Рисунок 4) выполнена на силовых MOSFET, которые, несмотря на небольшой корпус для поверхностного монтажа, способны выдерживать значительные токи благодаря очень низким сопротивлениям открытых каналов. Поэтому эти устройства очень хорошо подходят для работы в качестве силовых коммутаторов.

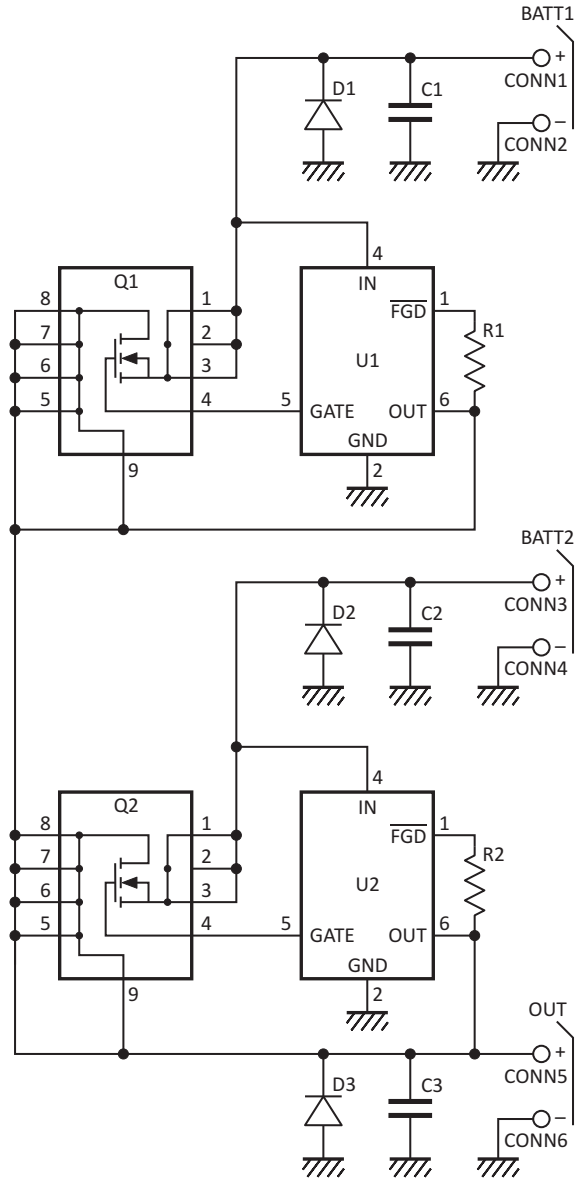


Рисунок 4. Схема автоматического коммутатора батарей.

Технические характеристики:

- Входные напряжения: 3.6 – 40 В
- Коммутируемый ток: 40 А
- Порог переключения: менее 0.1 В
- Размеры: 36×47 мм (печатная плата, за исключением выступающих частей разъемов)

Внешний вид коммутатора показан на Рисунке 5, а перечень использованных компонентов приведен в Таблице 1.

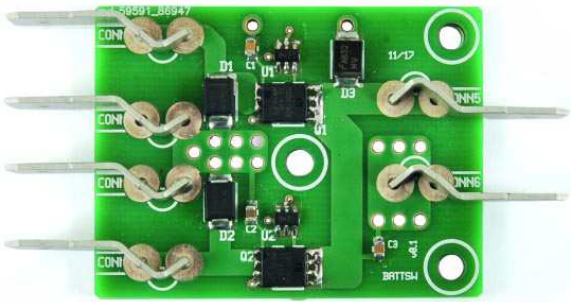


Рисунок 5. Внешний вид автоматического коммутатора батарей.

Таблица 1. Перечень компонентов схемы			
Обозначение	Тип	Корпус	Кол-во
C1, C2, C3	1 мкФ	SMD 0805	3
D1, D2	MBRS240	DO214AA	2
D3	SMBJ45A	DO214AA	1
Q1, Q2	CSD17501Q5A	Q5A	2
R1, R2	LM5050-1: 0 LM5050-2: безразл.	SMD 1206	2
U1, U2	LM5050	SOT23-6	2

Здесь используется транзистор CSD17501Q5A, способный выдерживать напряжение 30 В и ток 100 А; сопротивление между его стоком и истоком в открытом состоянии составляет всего 2.4 мОм.

Если вернуться к предыдущему примеру, падение напряжения при нагрузке 3 А составляет всего 21.6 мВ, что соответствует рассеиваемой мощности около 65 мВт, тогда как для диода, как мы видели, мощность может достигать 4 Вт. Таким образом, при использовании двух MOSFET для подключения генераторов к одной нагрузке КПД этого переключателя приближается к 100% (99.82%); кроме того, напряжение на нагрузке будет практически таким же, как и на генераторах.

Итак, мы нашли идеальный ключ, однако для выполнения нашей задачи, а именно создания автоматического коммутатора батарей, нам необходима логика управления, способная попеременно подключать любой из генераторов к одной нагрузке, как мы пытались это сделать с парой диодов. Эту систему управления MOSFET можно очень просто сделать с помощью небольшой микросхемы, такой как LM5050, которая измеряет напряжение на выводах истока и стока MOSFET и уменьшает напряжение затвор-исток, если напряжение истока более чем на 0.1 В превышает напряжение стока. Таким образом, к нагрузке будет подключена батарея с более высоким напряжением.

Это значит, что наша схема также позволяет подключаться к источникам питания параллельно для обеспечения резервирования (как в серверах и других устройствах, где требуется максимальная гарантия бесперебойности работы и электроснабжения). Кроме того, мы можем использовать эту схему для питания нагрузки от батареи, подключенной к клеммам CONN1 и CONN2, и внешнего источника питания, подключенного к клеммам CONN3 и CONN4. Таким образом, при наличии напряжения от внешнего источника питания нагрузки будет осуществляться от электросети; в противном случае в работу включится батарея. Однако мы должны быть осторожны, так как батареи пришлось бы заряжать отдельно.

Следуя этой схеме, можно также создать устройство с более чем двумя входами, многократно дублируя секцию, состоящую из элементов C1, D1, U1, Q1 и R1 – столько раз, сколько источников питания мы хотим «включить параллельно». Очевидно, что для размещения всех компонентов нам пришлось бы перепроектировать печатную плату, соблюдая правила работы с большими токами. Всестороннюю проверку работоспособности схемы можно легко выполнить с помощью двухканального стабилизированного источника питания, возможно, с дисплеем, позволяющим одновременно отслеживать значения напряжения и тока обоих каналов. Мы собираемся перевести источник питания в «независимый» режим, при котором два отдельных выхода подключаются к CONN1 (положительной клемме первой секции

источника питания), CONN2 (отрицательной клемме первой секции источника питания), CONN3 (положительной клемме второй секции источника питания) и CONN4 (отрицательной клемме второй секции блока питания). При этом, если мы не хотим повредить коммутатор, нужно соблюдать правильную полярность подключений, поскольку, учитывая протекающие токи, добавление защиты от неправильной полярности невозможно (или, по крайней мере, неэффективно).

Перед включением источника питания нам нужно было бы откалибровать выходы обеих секций источника на ноль и подключить небольшую нагрузку к выходу коммутатора (клеммы CONN5 и CONN6).

Включив источник питания, мы начнем с повышения напряжения на одной из его секций, наблюдая при этом за ростом потребляемого тока, вторая же секция будет оставаться при нулевом напряжении, не отдавая и не поглощая при этом никакого тока. Теперь мы можем повышать напряжение на второй секции до тех пор, пока оно не превысит значение, установленное для первой секции. И вот тогда мы увидим истинную ценность этой схемы: когда напряжения будут различаться менее чем на 0.1 В, мы заметим, что поглощение тока будет медленно «мигрировать» от первой секции ко второй, пока оно полностью не перейдет ко второй секции, когда ее напряжение станет на 0.1 В выше напряжения первой секции.

Обратите внимание, что в случае с батареями разряд будет происходить таким образом, что, за исключением начального периода, когда обеспечивать нагрузку энергией может самостоятельно только одна батарея, в течение короткого времени напряжения обеих батарей под нагрузкой станут одинаковыми, и питание нагрузки будет осуществляться ими совместно, практически в равных долях (50 на 50). И это также является существенным преимуществом, поскольку при заданной нагрузке каждая из батарей разряжается минимально возможным током.

Проведенные испытания схемы с использованием батарей, способных отдавать большие токи, а также соответствующих нагрузок (таких как двигатель дрона и его батареи), продемонстрировали повышение КПД и увеличение времени автономной работы. Но,

прежде всего, такой способ использования энергии, содержащейся в двух батареях, определенно лучше, чем простое параллельное соединение, даже если срок службы батарей разный. Фактически, если бы внутреннее сопротивление батареи увеличилось, можно было бы ожидать следующего сценария. При полностью заряженных батареях значительное падение напряжения на внутреннем сопротивлении самой старой батареи привело бы к тому, что нагрузку питала бы более новая батарея. Затем, по мере разряда последней, мы бы подошли к моменту, когда подаваемое от нее напряжение стало бы выше, чем напряжение новой, частично разряженной батареи.

Теперь нагрузку будет питать самая старая батарея с более высоким внутренним сопротивлением. Следовательно, в течение короткого времени она будет доминировать над самой молодой батареей, однако в течение этого короткого времени вся ее энергия

будет использована наилучшим образом. И так далее, и тому подобное – в циклической последовательности переключений до фактической разрядки обеих батарей без какой-либо неэффективной передачи энергии между ними.

С другой стороны, если бы мы напрямую соединили параллельно две батареи разного возраста, самая молодая тратила бы часть своей энергии на подзарядку самой старой (выходя за пределы рекомендуемых значений), и у последней не было бы возможности эффективно возвращать эту энергию обратно. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM5050-1](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM5050-2](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CSD17501Q5A](#)
4. [Datasheet onsemi MBRS240LT3H](#)
5. [Datasheet Diodes SMBJ45A](#)

Микромощный сигнализатор перегрева

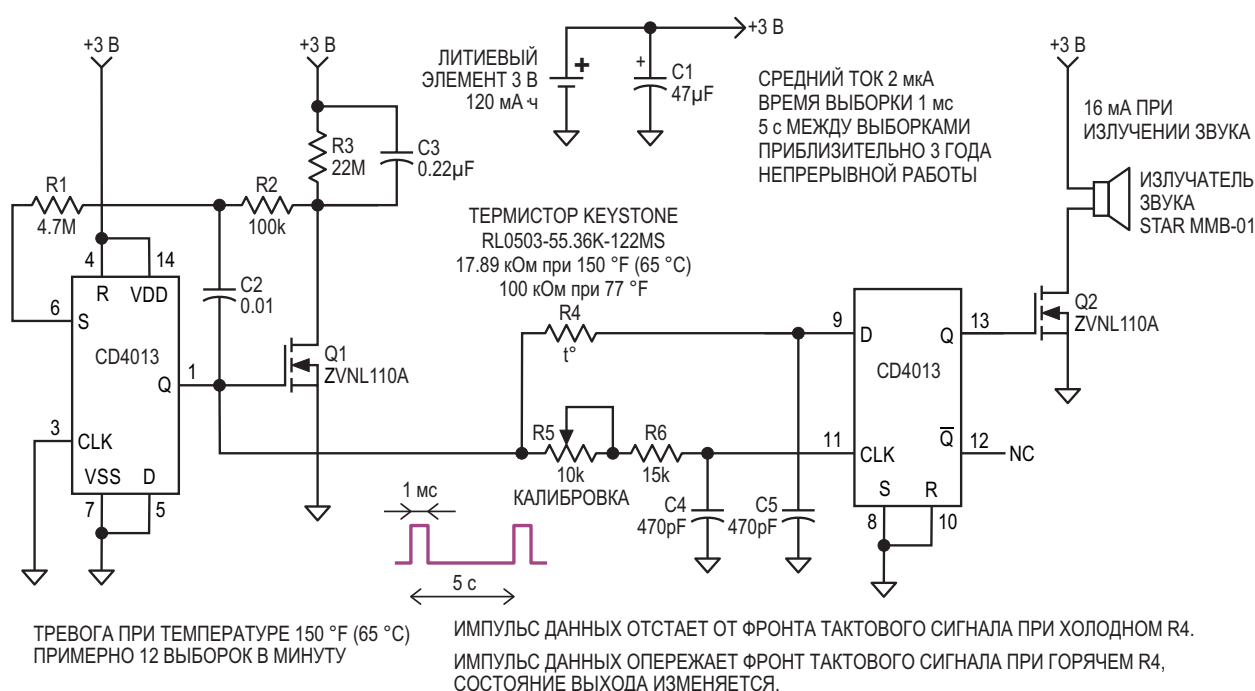
David A. Johnson

Схема годами работает от одной 3-вольтовой литиевой батарейки. Она подает звуковой сигнал, когда температура превышает определенный уровень. С некоторыми незначительными изменениями схему можно также настроить для сигнализации о понижении температуры (замерзании). В качестве

датчика температуры используется недорогой, но точный термистор. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet Diodes ZVNL110A](#)



Напряжение база-эмиттер + цифровой мультиметр = термометр со шкалой Цельсия, Кельвина, Фаренгейта и Ранкина

Stephen Woodward

EDN

Объединив точный датчик температуры со стандартным цифровым мультиметром, можно создать недорогой, точный и полезный термометр.

Идея недавней статьи «Биполярный транзистор – точный датчик абсолютной температуры в градусах Кельвина и Ранкина» [1] основывалась на руководстве по применению 1991 года [2], написанному легендарным гуру – навсегда оставшимся в памяти Джимом Уильямсом. В своей статье Уильямс продемонстрировал, что обычные, специально не отобранные транзисторы при использовании в качестве датчиков ΔV_{BE} обеспечивают точность измерения температуры до долей градуса без калибровки:

«...случайно выбранные транзисторы 2N3904 и 2N2222... показали разброс менее 0.4 °C среди 25 устройств от различных производителей».

Как показал Уильямс, математические выкладки, касающиеся ΔV_{BE} , можно свести к простой и легко запоминающейся (ха-ха!) линейной зависимости от абсолютной температуры:

$$\frac{\Delta V_{BE}}{^{\circ}\text{C}} = \lg \left(\frac{CR}{5050} \right).$$

(Здесь CR – отношение токов). Таким образом, если нам нужно какое-либо заданное значение $\Delta V_{BE}/^{\circ}\text{C}$, то требуемое значение CR

$$CR = 10^{\left(\frac{5050 \cdot \Delta V_{BE}}{^{\circ}\text{C}} \right)}.$$

Например, для $\Delta V_{BE}/^{\circ}\text{C} = 100 \text{ мкВ}$

$$CR = 10^{5050 \times 100 \text{ мкВ}} = 10^{0.5050} = 3.20.$$

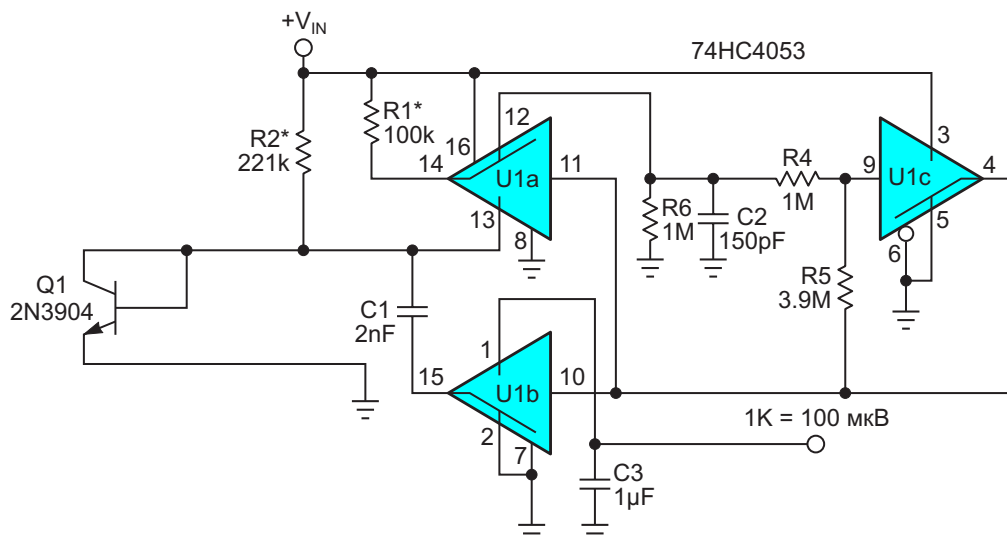


Рисунок 1. Обычный биполярный транзистор Q1 служит точным датчиком абсолютной температуры с чувствительностью 100 мкВ на градус Кельвина.

Это отношение реализовано в простой схеме на Рисунке 1, обеспечивающей выходной сигнал 100 мкВ на градус Кельвина.

Ладно. Но для чего же это нужно? Одно из возможных применений продемонстрировал наш постоянный автор Ник Корнфорд в ряде оригинальных проектов:

- «Новый и улучшенный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра. Часть 1 [3] и Часть 2 [4];
- «Вставить PRTD в слот термистора. А это возможно?» [5];
- «Самодельный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра» [6].

Он показал, что сочетание точного датчика температуры со стандартным цифровым мультиметром позволяет создать недорогой, точный и полезный термометр.

Любимый датчик Ника – сверхуниверсальный платиновый RTD, однако, как показал Уильямс, вполне подходит также и скромный (и сверхдешевый) биполярный транзистор 2N3904 (или аналогичный). Это, разумеется, при условии, что будет достаточно ограниченного возможностями корпуса температурного диапазона от -55 до $+150$ °C. А также при условии, что датчик получит небольшую поддержку от своих друзей, таких как операционный усилитель с нулевым смещением на Рисунке 2, который масштабирует диапазон выходного сигнала до удобного для цифровых мультиметров значения 1 мВ на градус Цельсия, Кельвина, Фаренгейта или Ранкина.

Конечно, измерения абсолютной температуры в градусах Кельвина и Ранкина используются гораздо реже, чем привычные шкалы

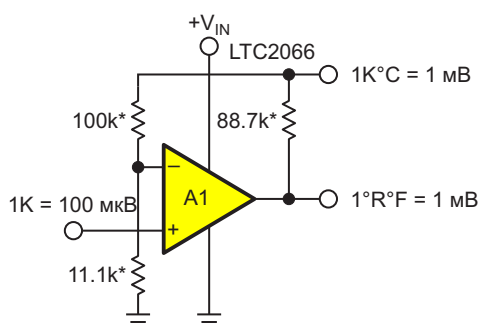


Рисунок 2. Операционный усилитель A1 с нулевым дрейфом и максимальным смещением 5 мкВ масштабирует 100 мкВ/°K в 10 раз до 1 мВ/°C и в 18 раз до 1 мВ/°F.

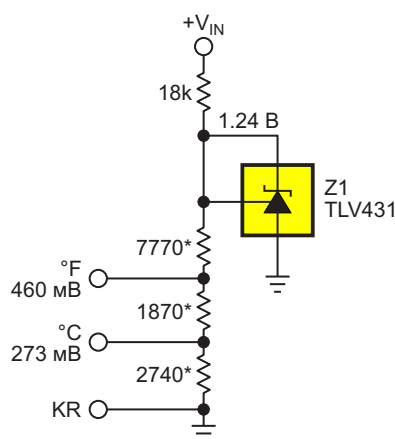


Рисунок 3. Подключите плюсовой провод цифрового мультиметра к соответствующему выходу схемы на Рисунке 2, а минусовой – к нужному контакту точного смещения 0°, чтобы перекалибровать ноль (перенастроить 273 K в 0 °C и 460 R в 0 °F).

Цельсия и Фаренгейта... и именно здесь на помощь приходит Рисунок 3.

Напряжение V+ может быть любым от 3 до 6 вольт. Ток, потребляемый при 3 В, едва превышает 1 мА; основной вклад в него вносит параллельный источник опорного напряжения Z1, поэтому двух батареек AA хватит на 2000 часов (почти три месяца) непрерывной работы. Одной литиевой дисковой батарейки CR2032 хватит на 10 дней без перерыва.

Спасибо, Ник и Джим! **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Биполярный транзистор – точный датчик абсолютной температуры в градусах Кельвина и Ранкина](#). РадиоЛоцман, 2026, 05-06, стр. 62.
2. Williams, Jim. [Measurement and Control Circuit Collection.](#)"
3. Nick Cornford. [Новый и улучшенный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра. Часть 1](#)
4. Nick Cornford. [Новый и улучшенный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра. Часть 2](#)
5. Nick Cornford. [Вставить PRTD в слот термистора. А это возможно?](#)
6. Nick Cornford. [Самодельный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)
2. [Datasheet Linear Technology LTC2066](#)
3. [Datasheet Diodes TLV431](#)

Декодер и коммутатор ИК пульта дистанционного управления на базе Arduino

Hesam Moshiri

hackster.io

История

Инфракрасные пульты дистанционного управления окружают нас повсюду. Большинство бытовых приборов управляется с помощью инфракрасных пультов. В этой статье мы научимся создавать устройство, способное декодировать сигналы (почти) любого ИК-пульта и использовать полученные команды для включения реле (нагрузок). Таким образом, мы можем использовать возможности этого устройства в различных приложениях, не покупая новый ИК-пульт и дорогостоящее оборудование, например, для включения и выключения света, открывания и закрывания штор и т. д. В качестве основы схемы я использовал микроконтроллер ATtiny85. Устройство может записывать в память EEPROM до трех ИК-кодов и включать 3 отдельных устройства. Каждое реле рассчитано на коммутацию токов до 10 А. Сценарий управления нагрузками (кратковременное включение/выключение, переключение... и т. д.) может быть запрограммирован пользователем.

Для разработки принципиальной схемы и печатной платы я использовал Altium Designer 21.4.1 и библиотеки компонентов SamacSys (плагин SamacSys для Altium). Я также использовал осциллограф Siglent SDS2102X Plus/SDS1104X-E для анализа ИК-сигналов.

Устройство работает стабильно и хорошо реагирует на принимаемые ИК-сигналы. Итак, приступим и соберем эту штуковину!

Анализ схемы

На Рисунке 1 показана принципиальная схема устройства. Перечень компонентов приведен в Таблице 1. Как видно, задачи декодирования и управления реле выполняются всего одним 8-выводным микроконтроллером ATtiny85.

REG1 – это широко известный линейный стабилизатор 7805 в корпусе для монтажа в

Таблица 1. Перечень компонентов схемы

Обозначение	Кол-во	Тип/номинал
C1, C2, C3, C11	4	10 мкФ ±10% 16 В X5R 1206
C4, C6, C8, C9	4	10 мкФ ±10% 10 В X5R 0805
C5	1	100 мкФ ±20% 25 В
C7, C10	2	100 нФ 50 В
D1, D2, D3	3	1N4007
D4, D5, D6	3	TJ-S1706SW6TG LC2R-A5
D7	1	TJ-S2012SW8TGLC6B-A5
D8	1	TJ-S2012CY8T5ALC2G-A5
FB1	1	CBM321609U000T
IC1	1	ATtiny85-20SUR
IC2	1	LM2937IMP-5.0/NOPB
K1, K2, K3	3	HJR-21FF-S-Z, 5VDC
P1, P2, P3	3	1759017
P4	1	XH-2A
P5	1	210-81-05GB01
Q1, Q2, Q3	3	SI2302DS-T1-GE3
Q4	1	FDN360P
R1, R2, R3, R8, R10	5	470 Ом ±5% 0.125 Вт 0805
R4, R5, R6, R9	4	4.7 кОм ±5% 0.125 Вт 0805
R7	1	10 Ом ±5% 0.125 Вт 0805
REG1	1	L7805CV
SW1	1	GT-TC060B-H025-L1
U1	1	AX-1838HS

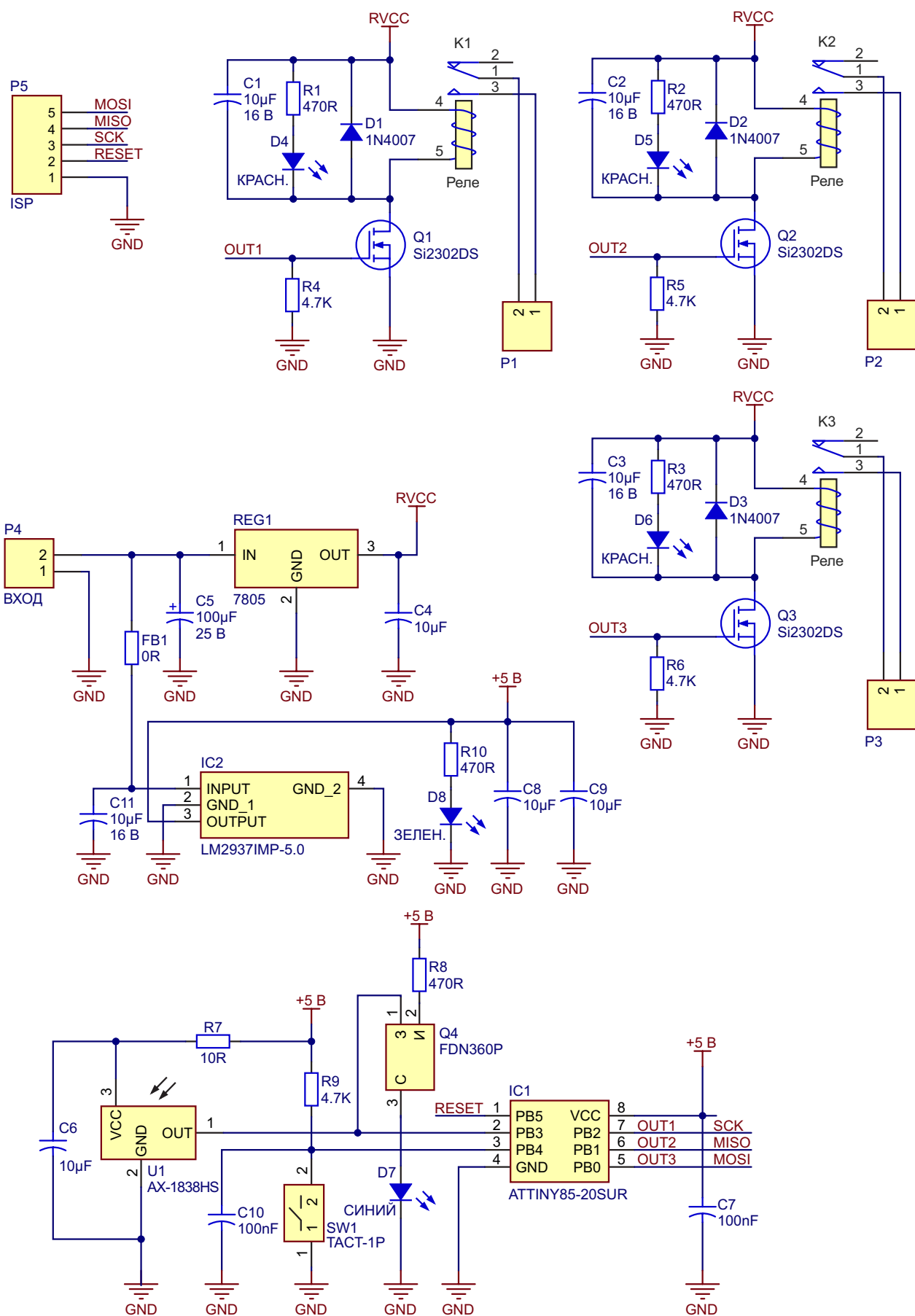


Рисунок 1. Принципиальная схема платы декодера/коммутатора инфракрасного пульта дистанционного управления.

отверстия, обеспечивающий фиксированное напряжение +5 В для реле. Конденсаторы C4 и C5 служат для снижения уровня шумов. Элементы FB1 и C11 блокируют пики входных помех. Регулятор IC2 типа LM2937 обеспечивает фиксированное питание +5 В для модуля U1 и микросхемы IC1. Светодиод D8 сигнализирует о наличии стабильного питания, а конденсаторы C8 и C9 использованы для снижения выходных шумов регулятора.

U1 – это модуль инфракрасного приемника AX-1838HS. Модуль чувствителен к шумам питания, поэтому на элементах R7 и C6 собран RC-фильтр нижних частот, дополнительно снижающий уровень шумов шины питания U1. Выход U1 подключен к выводу PB3 микроконтроллера IC1 и затвору MOSFET Q4.

P-канальный MOSFET FDN360P с логическими уровнями управления используется для питания светодиода D7. SMD светодиод D7 сигнализирует о правильном приеме инфракрасных сигналов (мигает). Его ток ограничивается резистором R8. SW1 – это тактовая кнопка в корпусе SMD, а конденсатор C10 обеспечивает подавление дребезга ее контактов.

IC1 – это микроконтроллер ATtiny85, симпатичный чип, оснащенный 8 КБ флеш-памяти и способный работать на частотах до 20 МГц при использовании внешнего кварцевого генератора. В этом проекте я выбрал внутренний генератор 8 МГц. Блокировочный конденсатор C7 снижает шумы в цепи питания.

N-канальные MOSFET Q1, Q2 и Q3 используются для включения реле K1, K2 и K3. R4, R5 и R6 – это резисторы подтяжки к земле, а D1, D2 и D3 – защитные диоды. Светодиоды D4, D5 и D6 служат для индикации срабатывания реле, а конденсаторы C1, C2 и C3 используются для подавления помех от индуктивностей катушек реле.

5-контактный штыревой разъем ISP используется для внутрисхемного программирования микросхемы IC1. P1, P2 и P3 – это 2-контактные угловые разъемы.

Разводка печатной платы

На Рисунке 2 показаны разводка печатной платы и расположение элементов устройства дистанционного инфракрасного управ-

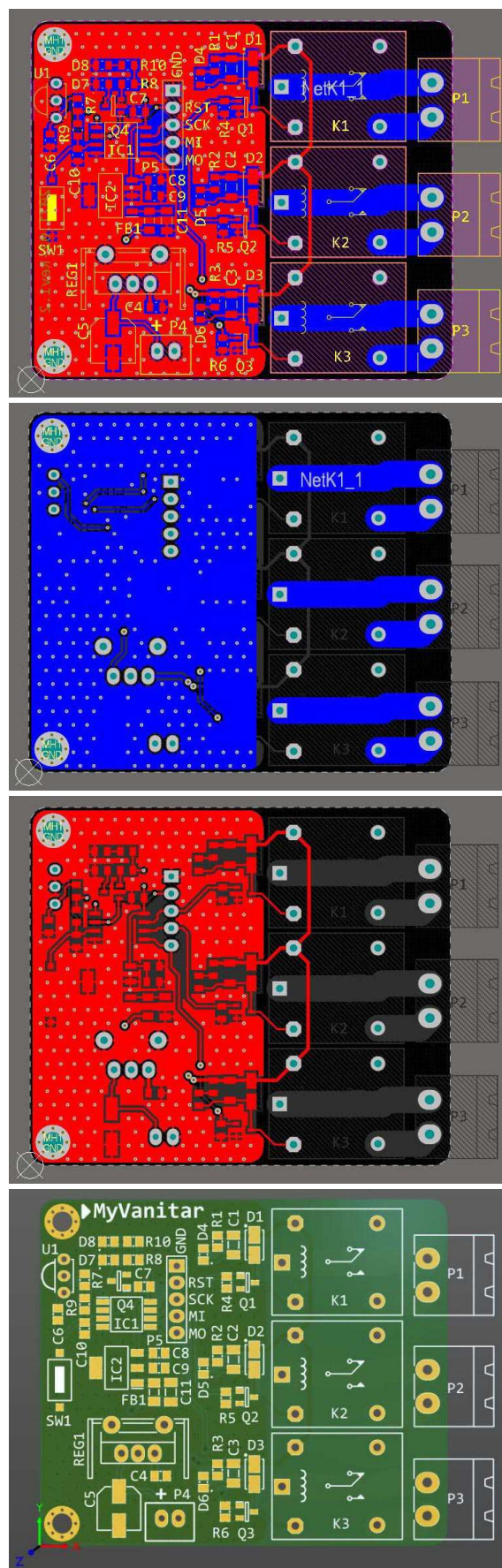


Рисунок 2. Разводка печатной платы и расположение элементов устройства дистанционного инфракрасного управления.

ления. Это двухслойная печатная плата, и большинство использованных компонентов предназначено для поверхностного монтажа.

Как я уже упоминал в аннотации, для проектирования схемы и печатной платы я использовал программу Altium Designer [1]. Это удобная программа, предлагающая дружественную среду проектирования и множество полезных функций. Для ряда компонентов в этом проекте у меня не было схемных обозначений, посадочных мест и 3D-моделей. Поэтому вместо того, чтобы тратить время на разработку библиотек с нуля и увеличивать риск ошибок и несоответствия компонентов, я использовал одобренные IPC бесплатные библиотеки компонентов SamacSys и импортировал их прямо в проект Altium PCB с помощью плагина SamacSys Altium [2]. SamacSys предоставила плагины для большинства САПР электроники, а не только для Altium Designer.

В частности, я использовал библиотеки SamacSys для элементов IC1, IC2, REG1, Q1...Q3 и Q4. Другой вариант – загрузить библиотеки компонентов с сайта Electronic Component Search Engine [3] и импортировать их вручную. Решать вам.

Сборка и испытания

Собранная печатная плата показана на Рисунке 3. При пайке компонентов у меня не возникло никаких проблем.

Программа

Для написания кода я использовал среду Arduino IDE, однако плата Arduino вам для этого не понадобится. Вы можете установить специальный менеджер плат ATtiny board manager и экспортировать скомпилированный двоичный (HEX) файл. Затем запрограммируйте микросхему с помощью внутрисхемного программатора AVR-ISP или аналогичного вне среды Arduino IDE. Прошивка загрузчика вам также не потребуется.

Чтобы скомпилировать скетч Arduino для микроконтроллера ATtiny85, необходимо установить «ATtinyCore» от Спенса Конде [4]. Другие менеджеры плат для микроконтроллеров Tiny работают не так, как ожидалось. Кроме того, установите библиотеку «IRRemote» версии 3.3 (от Армина Йоахимсмейера) [5] и подключите заголовочный файл.

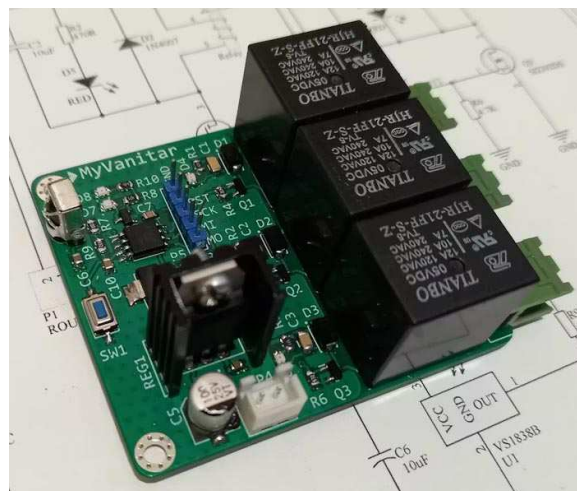


Рисунок 3. Собранная печатная плата инфракрасного дистанционного коммутатора.

Испытания

Я проверил выходной сигнал модуля AX-1838HS с помощью осциллографа Siglent SDS2102X Plus (Рисунок 4). На осциллограмме видно, что сигнал чистый и не содержит помех. Каждый производитель пультов ДУ может использовать существующий или собственный инфракрасный протокол, и каждая кнопка пульта генерирует свой собственный код, поэтому выходной сигнал вашего пульта может отличаться. Я использовал пульт от телевизора SONY HDTV, в котором, естественно, используется инфракрасный протокол SONY.



Рисунок 4. Выходной сигнал инфракрасного приемного модуля (U1).

После успешного программирования микроконтроллера отключите программатор и перезагрузите плату (отключите и снова подключите питание). Затем вы можете сохранить нужные коды кнопок дистанционного управления (нажав и удерживая кнопку SW1).

Вы можете изменить любую из сохраненных кнопок в любое время позже. Коды кнопок хранятся в памяти EEPROM, поэтому выключение питания не очищает память и сохраненные коды. **ПЛ**

Ссылки

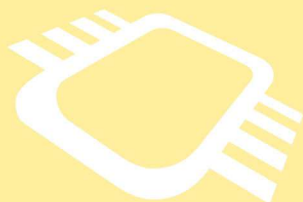
1. [Altium Designer electronic design CAD software](#)
2. [SamacSys Altium plugin](#)
3. [Electronic Component Search Engine](#)
4. [ATtinyCore](#)
5. [IRRemote library](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Atmel ATtiny85](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM2937](#)
3. [Datasheet STMicroelectronics L7805ACV](#)
4. [Datasheet Aixin AX-1838HS](#)
5. [Datasheet onsemi FDN360P](#)
6. [Datasheet Nexperia SI2302DS](#)

Загрузки

1. [Файлы Gerber](#)
2. [Прошивка ATtiny85](#)



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

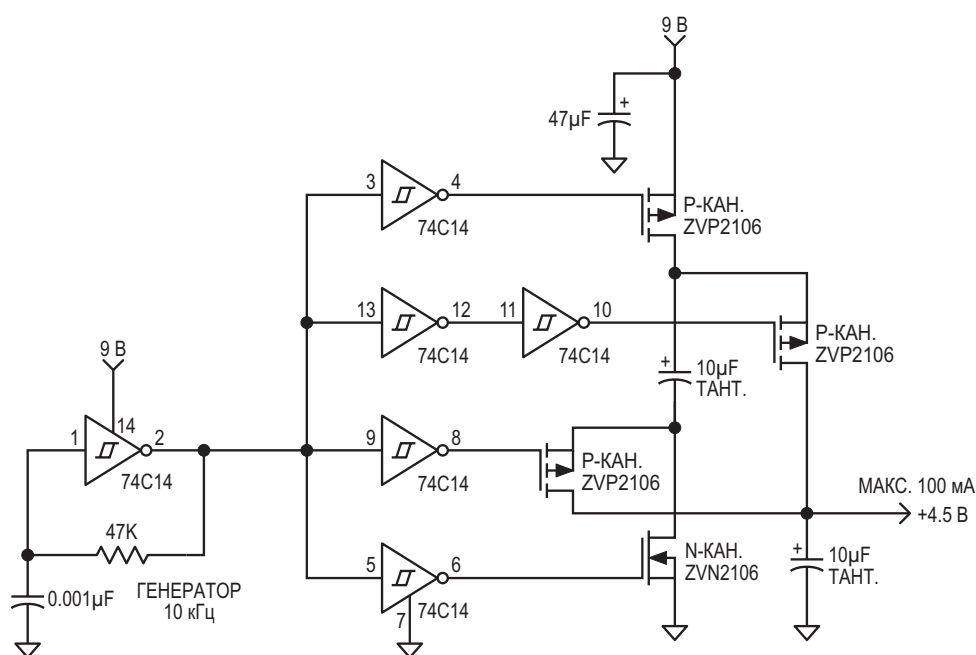
Зарядовый насос эффективно делит напряжение питания

David A. Johnson

В этой схеме используются несколько полевых транзисторов и логических элементов для понижения постоянного напряжения примерно в два раза. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild MM74C14](#)
2. [Datasheet Diodes ZVN2106A](#)
3. [Datasheet Diodes ZVP2106A](#)



СНАЧАЛА ДВА КОНДЕНСАТОРА ЗАРЯЖАЮТСЯ, ВКЛЮЧЕННЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО. ЗАТЕМ ДВА КОНДЕНСАТОРА СОЕДИНЯЮТСЯ ПАРАЛЛЕЛЬНО. В РЕЗУЛЬТАТЕ ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ РАВНО ПОЛОВИНЕ ВХОДНОГО.

Я сделал 100-ваттный усилитель класса D на микросхеме ТРА3221

Sagar Saini

hackster.io

Усилитель класса D с высокими рабочими характеристиками и улучшенным качеством звучания. Его можно назвать усилителем класса D с параметрами класса A.



История

Я фанат аудиотехники, что, вероятно, уже стало понятно из большинства моих статей. Я постоянно экспериментирую с новыми микросхемами или другими устройствами, связанными с аудиотехникой. И сегодня пришло время для усилителей класса D. Я сделал сабвуфер, способный выдавать в стереосистеме до 200 Вт, но у меня нет хорошего усилителя, который я мог бы напрямую установить в автомобиль. И это навело меня на мысль о микросхеме ТРА3221. За ту же цену любой

может купить дешевые Bluetooth-колонки. Но они искажают звук уже на половинной громкости, а басы резко обрываются. В данном случае я хочу питать свой усилитель на ТРА3221 напрямую от автомобильного аккумулятора.

Чтобы он мог действительно качать реальную мощность в реальные динамики, обеспечивая чистый звук и опираясь на надежность конструкции. Цель была проста: компактный стереоусилитель с высоким КПД, способный выдавать 100 Вт на канал на 4-омные динамики. Просто усилитель мощности с чисто аналоговым входом и выходом на динамики, к которому я мог бы подключить любой источник сигнала. В этой статье я подробно расскажу вам обо всей конструкции.

Почему ТРА3221?

Существует множество микросхем усилителей класса D, таких, например, как ТРА3116, ТРА3255, МАХ98400, но оптимальный вариант для самодельного стереоусилителя – это ТРА3221. Давайте посмотрим, что заставило меня выбрать именно его:

- 100 Вт стерео (мостовая схема включения × 2) или 200 Вт моно (параллельно мостовая схема включения × 1) на нагрузке 4 Ом.

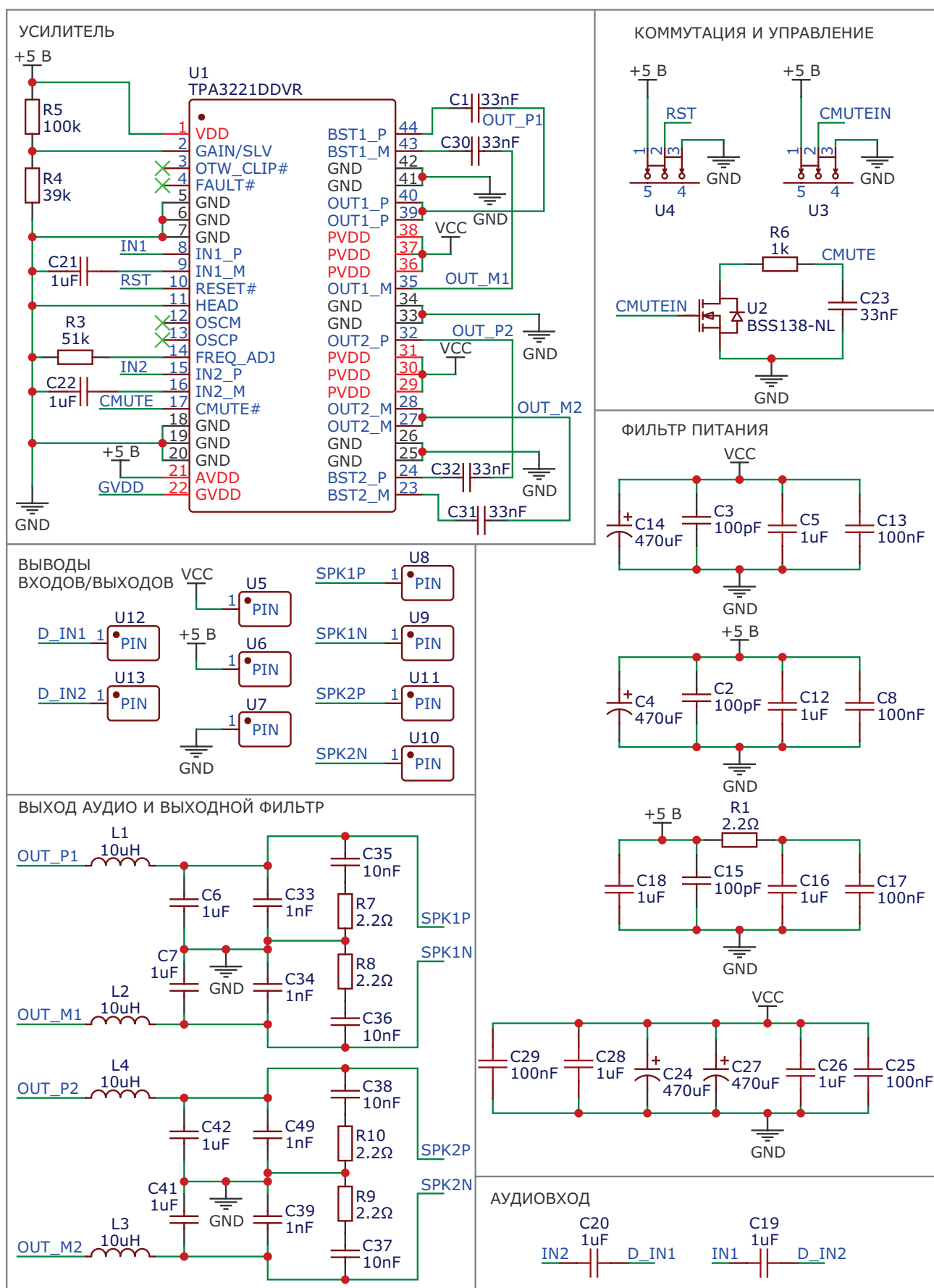


Рисунок 1. Принципиальная схема усилителя.

- Архитектура с замкнутым контуром регулирования: корректирует изменения выходного фильтра и нагрузки в реальном времени.
- 0.02% THD+N при мощности 1 Вт на нагрузке 4 Ом.
- Отношение сигнал/шум более 108 дБ, что лучше, чем у большинства коммерческих усилителей такого класса мощности.
- КПД при полной нагрузке более 90%.
- Широкий диапазон напряжений питания: от 7 В до 30 В на выводе PVDD.
- Встроенная защита: блокировка при пониженном напряжении, защита от перегрузки по току и перегрева.
- Выбираемые значения коэффициента усиления: 18, 24, 30 или 34 дБ, которые можно установить с помощью одного резистора.

Схема усилителя

Я разработал полную схему в EasyEDA и разделил ее на четыре функциональных блока: аудиовход, фильтр питания, усилитель + управление и выходной фильтр (Рисунок 1). Позвольте мне подробно рассмотреть каждый из них.

Аудиовход

Входной каскад прост. Я использовал несимметричные входы (IN1, IN2) через разделительные конденсаторы 1 мкФ (C19, C20). Они блокируют любое постоянное смещение от источника сигнала. Выводы неинвертирующих входов (IN1_P, IN2_P) принимают сигнал. Инвертирующие входы (IN1_M, IN2_M) по переменному току подключены к земле через собственные конденсаторы. Такая конфигурация устанавливает режим несимметричных входов, как описано в технической документации.

Фильтр питания

Это то, на что я потратил больше всего времени. Усилитель класса D, работающий на частоте 600 кГц, по сути, является высокочастотным преобразователем мощности, и развязка питания должна быть правильной, иначе вы его услышите. Основная шина PVDD

(от 7 до 30 В) фильтруется двумя электролитическими конденсаторами емкостью 470 мкФ (C14, C29), а также керамическими конденсаторами 100 нФ и 1 мкФ, расположенными рядом с выводами PVDD. Выбор в пользу шины 5 В был сделан осознанно. Я обошел внутренний LDO и использовал внешний источник питания 5 В. У TPA3221 есть встроенный LDO, но для мощной схемы я предпочитаю иметь отдельный источник 5 В. Это обеспечивает чистоту аналогового питания и предотвращает нагрузку на внутренний регулятор.

Конфигурация усилителя

Усилитель TPA3221 сконфигурирован для работы в стереорежиме (мостовая схема включения $\times 2$). Усиление установлено равным 30 дБ с помощью резисторного делителя на выводе GAIN/SLV. Резистор R5 (100 кОм) подтягивает этот вывод к шине +5 В, а R4 (39 кОм) – к земле. Резистор R3 (51 кОм) на выводе FREQ_ADJ, подключенный к земле, устанавливает номинальную частоту ШИМ 600 кГц. Вывод HEAD оставлен в плавающем, что означает, что по умолчанию используется амплитудно-определяемая (amplitude-defined, AD) модуляция. Режим AD обеспечивает меньший ток холостого хода и более высокий КПД при низких уровнях выходной мощности. Бутстрепные конденсаторы C1, C30, C31, C32 на каждой паре выводов BST имеют емкости 33 нФ. Заряжаясь в то время, когда открыт нижний MOSFET, они обеспечивают управляющее напряжение на затворе MOSFET верхнего плеча.

Сброс и управление отключением звука

В обычном режиме работы на выводе RESET необходимо удерживать высокий уровень напряжения. При первом подключении питания необходимо кратковременно подать на него низкий уровень для инициализации микросхемы, а затем вернуть высокий. Я вывел это на переключатель (U4) для ручного управления. Для включения усилителя требуется подать импульс низкого уровня на вход CMUTE. При высоком уровне на входе CMUTE выходы отключаются.

Выходной фильтр

Каждый полумостовой выход оснащен LC-фильтром нижних частот – дросселем 10 мкГн, за которым следуют фильтрующие конденсаторы. Этот фильтр восстанавливает звуковой сигнал из импульсного сигнала ШИМ. Демпфирующие цепи важны, но в самодельных схемах их часто упускают из виду. На каждом выходе я установил последовательную цепочку из резистора 2.2 Ом и конденсатора 10 нФ (R7-R10, C35-C38). Они подавляют звон, вызванный индуктивно-емкостным резонансом и индуктивностью проводов динамиков. Дополнительные конденсаторы 1 нФ (C33, C34, C39, C49) установлены параллельно дифференциальным выходам, а конденсаторы 1 мкФ (C6, C7, C41, C42) обеспечивают дополнительную фильтрацию.

Конструкция печатной платы

Это 4-слойная плата, разработанная в EasyEDA. Ее размеры составляют 71.25 мм × 62.1 мм, что весьма компактно для стереосилителя мощностью 100 Вт (Рисунок 2). Я использовал верхний и нижний слои для сигналов, а внутренние слои для питания. Второй слой предназначен для земли, а третий – для шин питания.

Микросхема TPA3221 расположена в центре платы. Слева находятся контакты аудиовыходов (IN1, IN2) и питания (VDD, GND, +5 V). Справа расположены контакты для подключения динамиков (SPEAKER 1 и SPEAKER 2, каждый с обозначениями полярности PLUS и MINUS). Внизу слева установлены движковые переключатели MUTE (выключение) и RESET (сброс) для ручного управления. Две пары электролитических конденсаторов 470 мкФ размещены следующим образом: по одному рядом с входом питания и по одному возле выходного каскада. Это позволяет распределить сглаживающие емкости именно там, где они наиболее необходимы.

Как использовать теплоотводящую площадку

В данном случае теплоотводящая площадка расположена на верхней стороне микросхемы, а не снизу. У большинства силовых

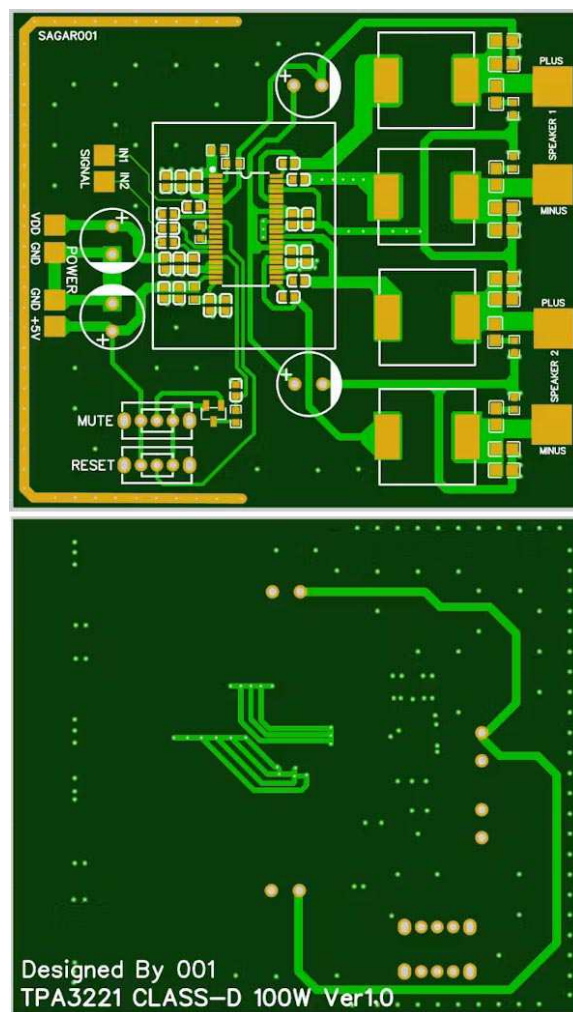


Рисунок 2. 4-слойная плата, разработанная в EasyEDA.

микросхем на нижней стороне есть вскрытая площадка, которая припаивается непосредственно к печатной плате и соединяется с земляным слоем через тепловые переходные отверстия. В микросхеме TPA3221 верхняя теплоотводящая площадка предназначена для контакта с радиатором, установленным сверху. В техническом описании рекомендуется тепловое сопротивление переход - окружающая среда 44.8 °C/Вт без радиатора и 5.5 °C/Вт с радиатором при фиксированной температуре теплоотвода 85 °C.

Тестирование и результаты

Я запитал плату от лабораторного источника 24 В и внешнего источника 5 В для шины логики, контролируя ток обоих источников с помощью еще одного источника питания (Рисунок 3). После выполнения начальной последовательности сброса (RESET в низкое



Рисунок 3. Питание платы усилителя.



Рисунок 4. Прослушивание усилителя с использованием настоящих колонок.

состояние и обратно) и включения переключателем MUTE усилитель заработал. Я проверил воспроизведение музыки, качание частоты, звучание басов и провел реальное

прослушивание с использованием настоящих колонок (Рисунок 4).

Качество звука – это одна из тех вещей, которые плохо описываются словами. Это нужно услышать. Что я могу здесь сказать, так это то, что на умеренной громкости усилитель абсолютно бесшумен. Ни шипения, ни фона, ни слышимого шума переключения. Замкнутая петля регулирования выполняет свою работу, и звук заметно чище, чем в конструкциях класса D без обратной связи, которые я пробовал раньше.

Заключение

TPA3221 – это микросхема усилителя класса D с серьезными возможностями. Для решения с одной микросхемой и минимальным количеством внешних компонентов получение 100-ваттного стерео с THD+N 0.02% и отношением сигнал/шум более 108 дБ – впечатляющий результат. Все файлы проекта доступны в разделе Загрузки. [РЛ](#)

Загрузки

1. [Файлы Gerber](#)
2. [Координаты для установщика компонентов](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPA3221](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor BSS138](#)

Термометр на основе ΔV_{BE} выдает 1 мВ/°С без калибровки и операционных усилителей

Stephen Woodward

EDN

Операционные усилители, как правило, упрощают аналоговое проектирование. Возможно, иногда даже слишком упрощают?

Не поймите меня неправильно. Мне нравятся операционные усилители. Операционные усилители – среди моих лучших друзей. Они обладают таким широким спектром разнообразных возможностей, включая низкий уровень шума, большую мощность, микропотребление, нулевой дрейф, RRIO, высокую скорость и т. д., что их просто невозможно не полюбить. Они, как правило, упрощают аналоговое проектирование. Возможно, иногда даже *слишком* упрощают?

В этой конструкции используется принцип измерения изменения температуры ΔV_{BE} для превращения любого дешевого 3¼-разрядного цифрового мультиметра с диапазоном 300 мВ в точный, линейный цифровой термометр с разрешением 0.1 °С. В качестве (надеюсь) занимательного эксперимента, на этот раз это делается без использования операционных усилителей. Вот как это работает.

Измерение температуры, основанное на ΔV_{BE} , описано и использовано в руководстве по применению, написанном известным гуру аналогового проектирования Джимом Уильямсом. Смотрите страницу 7 [1]. Уильямс объясняет, что эффект $\Delta V_{BE}/^{\circ}\text{C}$ зависит исключительно от отношения приложенных токов, независимо от их абсолютных величин, и имеет амплитуду 198 мкВ на каждое десятикратное изменение тока. $198 \text{ мкВ} = 1 \text{ В}/5050$,

поэтому на каждое десятикратное изменение тока 198 мкВ/°С дает

$$\frac{\Delta V_{BE}}{^{\circ}\text{C}} = \lg \left(\frac{CR}{5050} \right).$$

(Здесь CR – отношение токов). Следовательно, для любого выбранного значения $\Delta V_{BE}/^{\circ}\text{C}$ требуемое

$$CR = 10^{\left(\frac{5050 \cdot \Delta V_{BE}}{^{\circ}\text{C}} \right)}.$$

Таким образом, если мы хотим, чтобы $\Delta V_{BE}/^{\circ}\text{C} = 1 \text{ мВ}$, решение предельно простое. Нам «всего лишь» нужно установить

$$CR = 10^{5050 \times 1 \text{ мВ}} = 10^{5.050} = 316,228 : 1.$$

Ужас!

Проблема, конечно, состоит в достижении такого экстремального отношения токов. Если с выхода коммутатора, подающего на датчик бóльший ток, поступает 1 мА, то ток другого канала должен быть очень (очень!) низким... примерно $1 \text{ мА}/316,228 = 3.2 \text{ нА}$. Это потребовало бы использования гигаомных резисторов установки тока и мегаомных импедансов схемы. Так что, в конце концов, все не так просто, и на самом деле, скорее всего, непрактично – без операционных усилителей, разумеется.

Но давайте рассмотрим вот что. Если получить достаточный сигнал ΔV_{BE} от одного р-п перехода непрактично, почему бы не соединить N переходов последовательно и не суммировать их сигналы? Например, если $N = 5$, то для получения требуемого $1 \text{ мВ}/5 = 0.2 \text{ мВ}$ нам нужно всего лишь

$$CR = 10^{5050 \times 200 \text{ мкВ}} = 10^{1.01} = 10.23.$$

Такое отношение весьма практично. Фактически, именно это и делает схема на Рисунке 1.

Схема включает в себя фиктивную нагрузку D1R6, которая служит для балансировки токов, проходящих через два канала переключателя U1a, тем самым выравнивая потери напряжения на сопротивлениях открытых каналов. Любители токовых зеркал наверняка зададутся вопросом: как зеркало Q2Q3, состоящее из неподобранных транзисторов

без вырождения эмиттера, может иметь точное отношение коэффициентов усиления? Ответ очевиден: не может. Но это не страшно. Оно ему и не нужно.

Помните, что Джим Уильямс говорил, что эффект $\Delta V_{BE}/^\circ\text{C}$ зависит исключительно от отношения приложенных токов, независимо от их абсолютных величин. Поэтому усиление зеркала может изменяться, как ему заблагорассудится, не оказывая существенного влияния на точность измерения температуры. Мультивибратор U1b обеспечивает переключение с частотой порядка 7 кГц для синхронного возбуждения и выпрямления сигнала датчика с коэффициентом заполнения около 33%. При этом используется тот факт, что сопротивление, видимое возбуждаемой прямоугольными импульсами цепочкой датчиков со стороны канала большего тока, в 10 раз меньше.

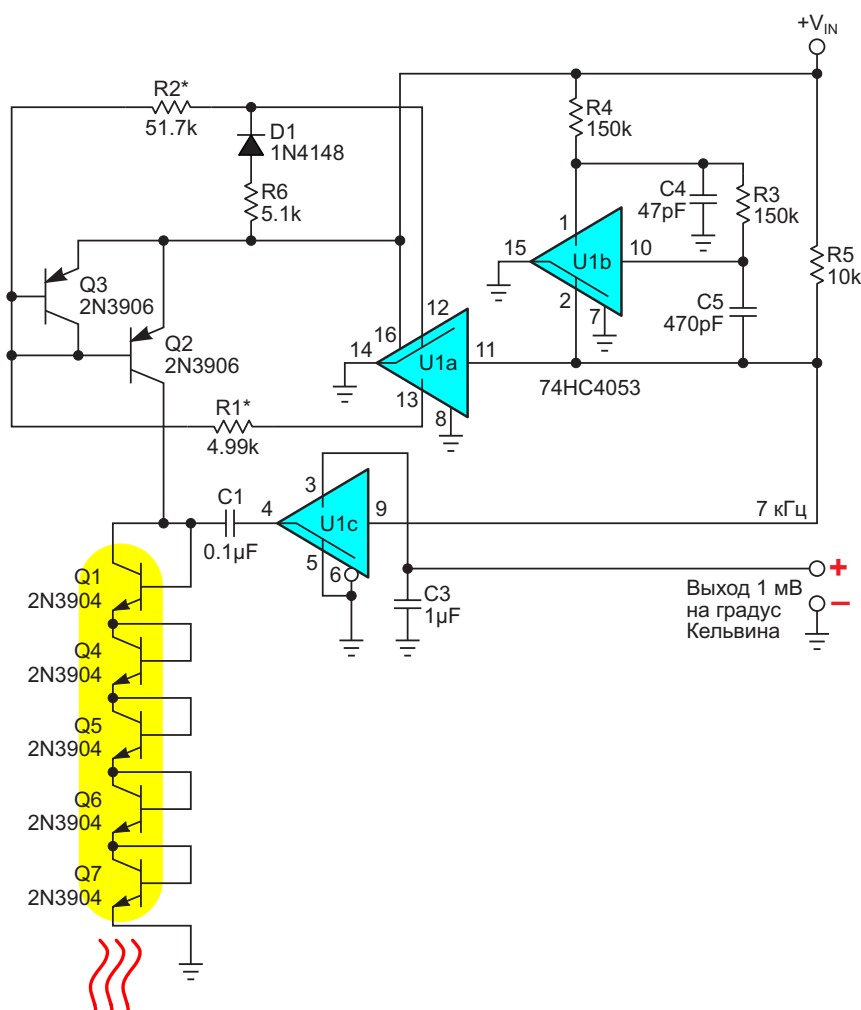


Рисунок 1. Коммутатор U1a и токовое зеркало Q2Q3 подают токи возбуждения с отношением 10.23:1 на последовательную цепочку из 5 транзисторов датчика. В результате формируется сигнал переменного тока $5 \times 200 \text{ мкВ}/^\circ\text{C} = 1 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$, синхронно выпрямляемый коммутатором U1c.

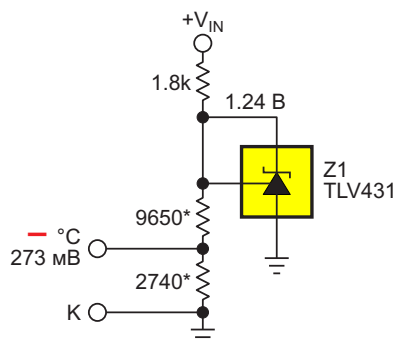


Рисунок 2. Этот прецизионный источник опорного напряжения преобразует кельвины в градусы Цельсия.

Если требуется более привычное отображение температуры в градусах Цельсия, а не Кельвина, просто подключите минусовой вывод цифрового мультиметра вместо земли к контакту, показанному на Рисунке 2, чтобы сместить 273 К до 0 °C:

Говоря о вариациях, не влияющих на точность, то напряжение питания $V+$, например, может изменяться от 5 до 6 вольт, не ухудшая точность. Выходное сопротивление составляет примерно 2 кОм, поэтому подключение к входу цифрового мультиметра с типичным входным сопротивлением 10 МОм также не окажет никакого влияния. Кому вообще нужны операционные усилители? (Шутка!)

Спасибо, Джим! 

Ссылка

1. Williams, Jim. "[Measurement and Control Circuit Collection](#)."

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)
2. [Datasheet Diodes TLV431](#)

Преобразователь тока петли 4-20 мА в ток 0-20 мА для заземленных нагрузок

Jayapal Ramalingam

EDN

В промышленности широко распространены нагрузки, привязанные к земле. Эта схема реализует для них преобразование тока петли.

В последнее время было опубликовано несколько вариантов схем преобразователей тока 0-20 мА в 4-20 мА и тока 4-20 мА в 0-20 мА. Однако все эти схемы были ориентированы на плавающие нагрузки. Но нередко встречаются также нагрузки, привязанные к земле.

Схема на Рисунке 1 решает эту альтернативную задачу, преобразуя ток 4-20 мА в 0-20 мА для питания заземленных нагрузок.

Как это работает? Входной ток 4-20 мА проходит через резистор R1 и преобразуется в напряжение 0.4-2.0 В, которое буферизует-

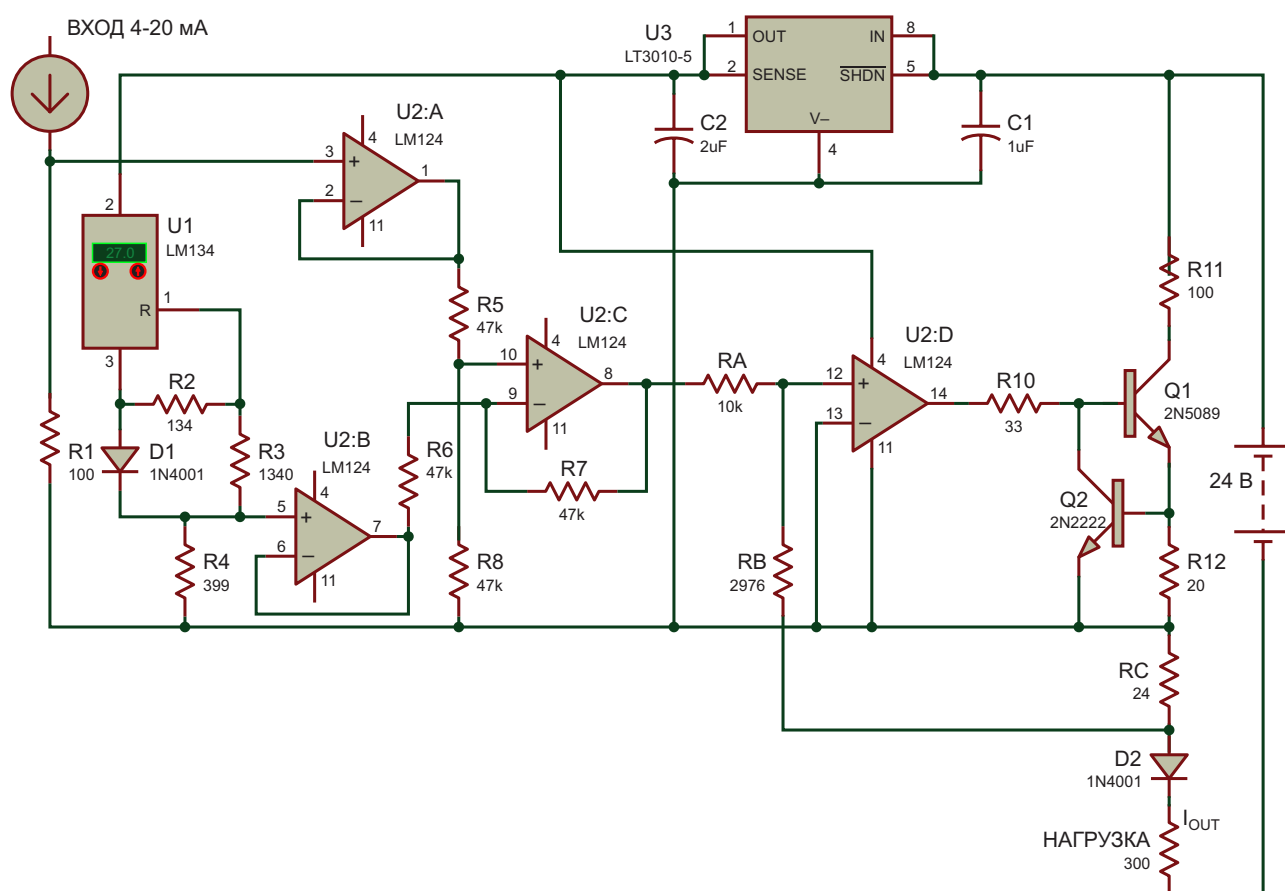


Рисунок 1. Для настройки этого преобразователя тока 4-20 мА в 0-20 мА для заземленных нагрузок резисторы R_4 и R_B можно заменить многооборотными потенциометрами.

Таблица 1. Результаты имитационных испытаний

I_{IN} (мА)	4.0	6.0	8.0	10.0	12.0	14.0	16.0	18.0	20.0
I_{OUT} (мА)	0.44	2.56	5.06	7.56	10.1	12.6	15.1	17.6	20.1
Расчетный ток I_{OUT} (мА)	0	2.5	5.0	7.5	10.0	12.5	15.0	17.5	20.0
Ошибка (%)	2.2	0.3	0.3	0.3	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5

ся усилителем U2A. Микросхема U1 вырабатывает опорный ток 1 мА, который подается на резистор R4 и преобразуется в напряжение 0.4 В. Этот преобразованный ток буферизуется усилителем U2B. Усилитель U2C вычитает два напряжения.

Далее, давайте посмотрим на неинвертирующий вход усилителя U2D. Здесь имеются два тока:

Один ток, идущий через резистор R_A , равен

$$\frac{I_{IN} \cdot R1 - I_{REF} \cdot R4}{R_A}.$$

Другой ток, идущий через резистор R_B , равен

$$- \frac{I_{OUT} \cdot R_C}{R_B + R_C}.$$

В этих формулах:

I_{IN} – входной ток,

I_{OUT} – выходной ток,

I_{REF} – ток опорного источника U1.

Поскольку инвертирующий вход U2D заземлен, эти два тока должны быть одинаковыми:

$$\frac{I_{IN} \cdot R1 - I_{REF} \cdot R4}{R_A} = \frac{I_{OUT} \cdot R_C}{R_B + R_C},$$

где $I_{REF} \times R4 = 0.4$ В, откуда

$$I_{OUT} = \left(\frac{I_{IN} \cdot R1 - 0.4 \text{ В}}{R_A} \right) \times \left(1 + \frac{R_B}{R_C} \right).$$

Выберем сопротивления R_B и R_C такими, чтобы $R_B/R_C = 124$. Подставляя значения R_A , R_B , R_C и R1 из схемы на Рисунке 1, получаем:

$$I_{OUT} = \left(\frac{I_{IN} \cdot R1 - 0.4 \text{ В}}{R_A} \right) \times 125.$$

Следовательно,

$$I_{OUT} = (I_{IN} - 4 \text{ мА}) \times 1.25.$$

Например, если $I_{IN} = 20$ мА,

$$I_{OUT} = (20 - 4) \times 1.25 = 20 \text{ мА}.$$

А если $I_{IN} = 4$ мА,

$$I_{OUT} = (4 - 4) \times 1.25 = 0 \text{ мА}.$$

Как настроить схему? В качестве резисторов $R4$ и R_B используйте многооборотные потенциометры. R1 должен быть прецизионным постоянным резистором 100 Ом. Отрегулируйте резистор R4 так, чтобы напряжение на нем составляло 0.4 В. Подайте на вход ток 20 мА от прецизионного источника в качестве сигнала I_{IN} и отрегулируйте резистор R_B так, чтобы получить выходной ток $I_{OUT} = 20$ мА. Повторите эту последовательность действий, подав на схему ток 4 мА и 12 мА.

Результаты имитационного тестирования представлены в Таблице 1.

Эти результаты показывают, что схема обеспечивает высокую точность, с ошибкой не более 0.5%, за исключением входного тока 4 мА. Погрешность и связанную с ней точность можно улучшить, выбрав высококачественные операционные усилители, такие как инструментальные усилители с пренебрежимо малым смещением и высоким коэффициентом подавления синфазного сигнала.

Транзистор Q2 в качестве меры безопасности не позволяет выходному току превысить 20 мА более чем на несколько миллиампер. Сопротивления резисторов R5, R6 и R7 должны быть одинаковыми. В качестве резистора R8 следует использовать многооборотный потенциометр. Полученная в результате возможность настройки помогает снизить выходной ток почти до нуля при входном токе 4 мА. **РЛ**

Материалы по теме

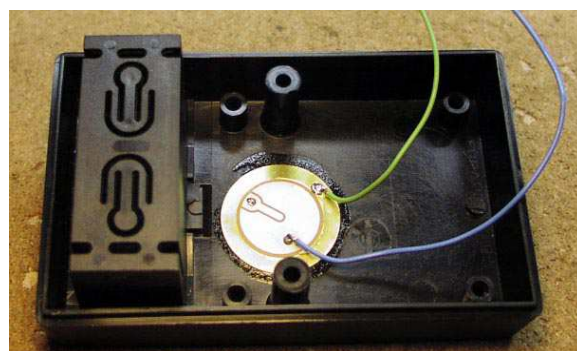
1. [Datasheet STMicroelectronics LM124](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM134](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT3010](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)

Пьезоэлектрический сенсорный переключатель

David A. Johnson

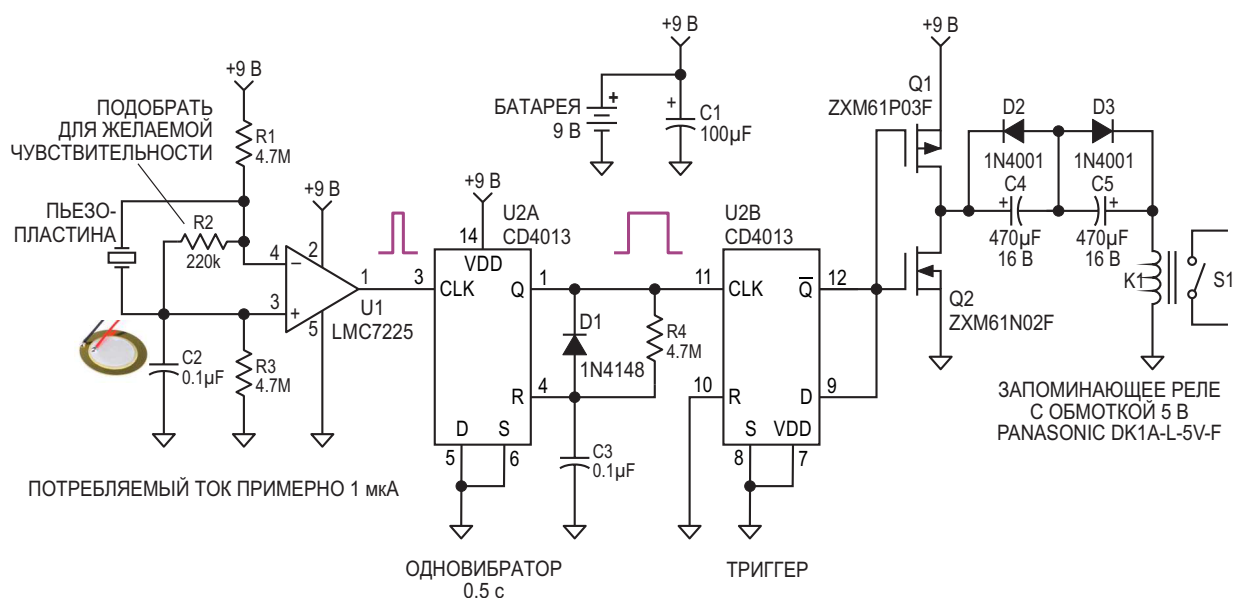
В этой схеме в качестве датчика касания используется плоская пьезоэлектрическая пластина, вклеенная в пластиковый корпус. При каждом касании пальцем корпуса с пластиной схема подключает и отключает нагрузку переменного или постоянного тока. Схема питается от батареи 9 В и управляет 5-вольтным однокатушечным реле с фиксацией и номинальным током контактов 10 А. Реле может коммутировать переменный или постоянный ток. В режиме ожидания схема потребляет всего 1 мкА.

При сильном нажатии пальцем на пластиковую крышку корпуса пьезоэлектрическая пластина генерирует несколько импульсов напряжения. Эти импульсы подаются на маломощный компаратор напряжения. Компаратор преобразует низковольтные импульсы в импульсы амплитудой 9 В. Далее импульсы поступают на тактовый вход одной



половины сдвоенного D-триггера CD4013. Первая половина триггера сконфигурирована как ждущий мультивибратор с длительностью импульса 0.5 с. Вторая половина включена как стандартный триггер.

В этой схеме триггер удерживает схему в фиксированном состоянии, которое меняется при каждом касании корпуса пальцем. Выход триггера подключен к двухтактной





схеме на полевых транзисторах, которая управляет парой конденсаторов. Конденса-

торы соединены последовательно и снабжены параллельными диодами. Вместе эти компоненты образует неполярный конденсатор емкостью 235 мкФ. В такой конфигурации зарядового насоса от полевых транзисторов на катушку реле подается либо положительный импульс для его фиксации, либо отрицательный для его размыкания. Длительность импульса достаточна для полного размыкания или замыкания контактов реле. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC7225](#)
3. [Datasheet Diodes ZXM61N02F](#)
4. [Datasheet Diodes ZXM61P03F](#)
5. [Datasheet Panasonic DK1A-L-5V-F](#)

Один переключатель управляет последовательностью работы нескольких источников питания

Jayapal Ramalingam

EDN

Простые аналоговые схемы управляют последовательностью включения и выключения нескольких источников питания

В проектах, содержащих цифровые и/или аналоговые схемы, используется несколько источников питания, обычно 5 В для цифровых цепей и 15 В для аналоговых. В некото-

рых проектах в качестве третьего источника питания также используется напряжение 24 В или 48 В. Во многих случаях эти источники необходимо включать в определенной последо-

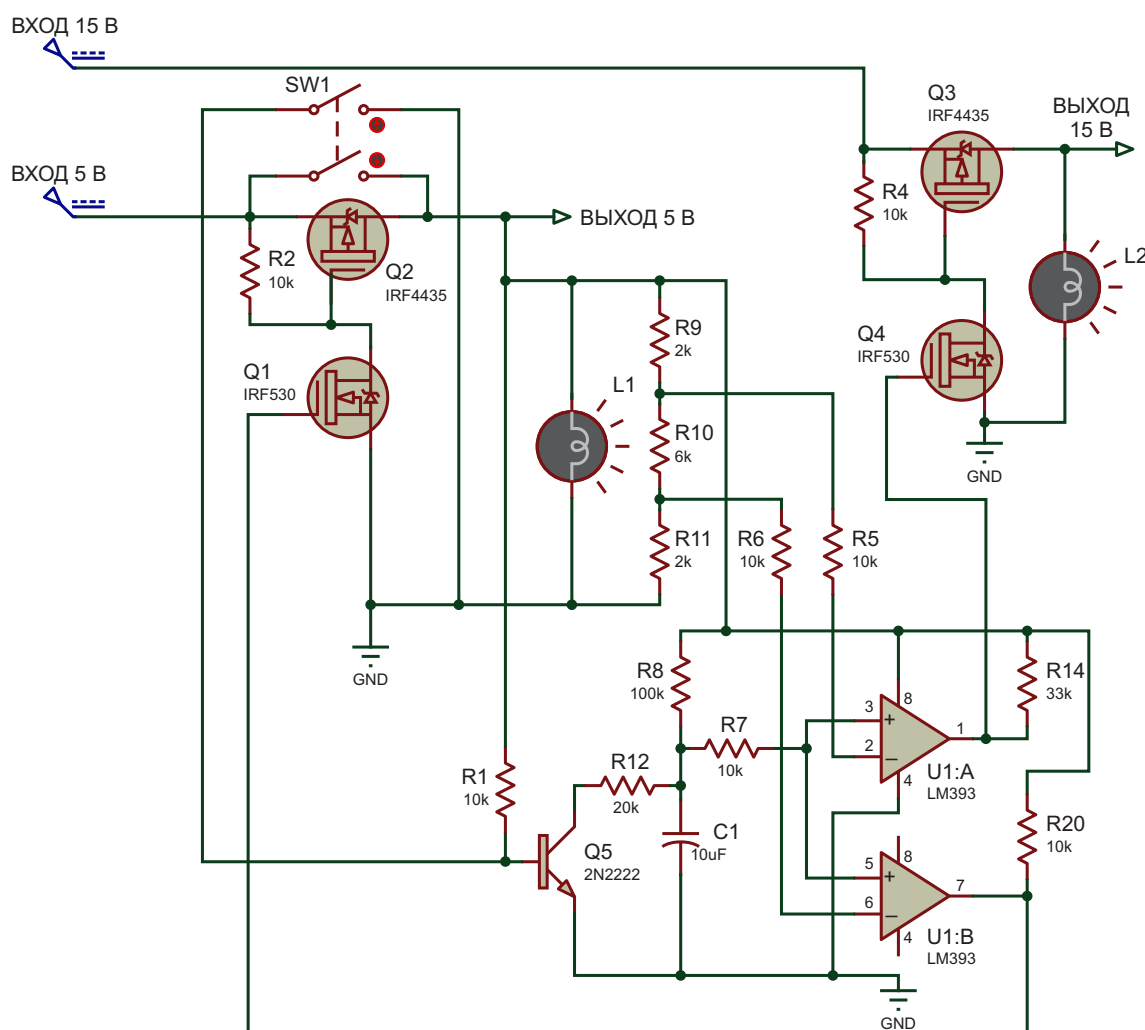


Рисунок 1. Простая аналоговая схема управляет последовательностью включения и выключения двух источников питания.

довательности, обычно сначала 5 В, а затем 15 В, с задержкой между включениями. При выключении питания эту же последовательность нужно выполнить в обратном порядке, т. е. сначала отключить 15 В, а затем 5 В, и снова с задержкой между ними. (Включен первым, выключен последним – first in/last out, FILO).

В проектах на базе микроконтроллеров такая последовательность может быть реализована с помощью соответствующей программной процедуры [1]. В проектах без микроконтроллеров эту функцию для двух источников питания может выполнять простая аналоговая схема, показанная на Рисунке 1.

Как работает эта схема? В основе ее работы лежит зарядка и разрядка конденсатора C1, которая обеспечивает как последовательность подачи питания, так и промежуточную задержку. SW1 – это двухполюсный переключатель. При нажатии на него напряжение 5 В подается сначала через один полюс, а затем через второй. На базу транзистора Q5 подается напряжение 0 В, и транзистор выключается. Затем конденсатор C1 начинает заряжаться через резистор R8.

Напряжение на конденсаторе C1 возрастает в соответствии со следующей формулой:

$$v = V \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right).$$

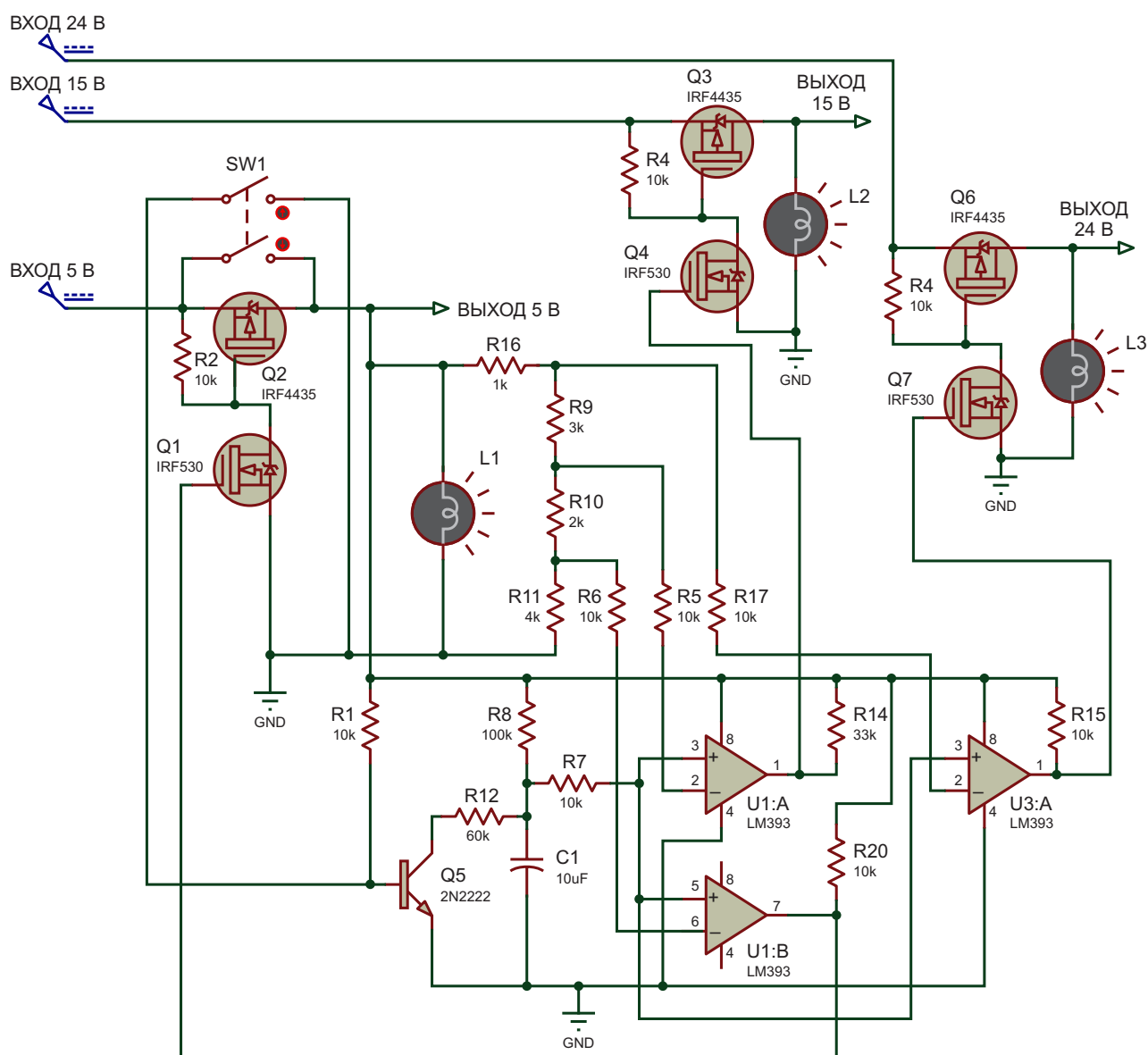


Рисунок 2. Аналоговая схема, разработанная на основе предыдущей, управляет последовательностью включения и выключения трех источников питания, при этом концепция может расширяться по мере необходимости.

Здесь $V = 5 \text{ В}$, $T = R8 \times C1$. Резисторы R9, R10 и R11 образуют делитель для установки опорных напряжений для компараторов U1B и U1A.

Когда нарастающее напряжение v достигает уровня первого опорного напряжения, установленного резистором R11, выходное напряжение компаратора U1B становится высоким, и открывается MOSFET Q1. Транзистор Q2 открывается и подключает входное напряжение к выходу 5 В. Напряжение v на конденсаторе, продолжая расти, пересекает порог, заданный вторым опорным напряжением с помощью сопротивления R10 + R11. Теперь высокий уровень появляется на выходе компаратора U1A, открывая транзистор Q4. Транзистор Q3 также начинает проводить ток, и к выходу подключается напряжение 15 В.

При выключении, несмотря на то что переключатель SW1 теперь разомкнут, на выход по-прежнему поступает напряжение 5 В за счет остающегося открытым транзистора

Q2. Напряжение на базе транзистора Q5 становится высоким, и транзистор насыщается. В результате конденсатор C1 начинает разряжаться через резистор R12. Напряжение v на конденсаторе C1 спадает в соответствии со следующей формулой:

$$v = Ve^{-\frac{t}{T}}.$$

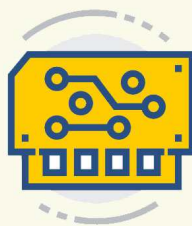
Здесь $T = R12 \times C1$. Когда это напряжение опускается ниже опорного напряжения 2, установленного на входе U1A, выходное напряжение этого компаратора становится низким. Теперь транзисторы Q4 и Q3 выключаются. Таким образом, первым отключается выходное напряжение 15 В. Когда напряжение на конденсаторе, продолжая снижаться, сравняется с опорным напряжением 1, низкий уровень на выходе компаратора U1B выключит транзисторы Q1 и Q2. Отключаясь последним, выход 5 В завершает требуемую последовательность FILO.

ElectroFind.ru

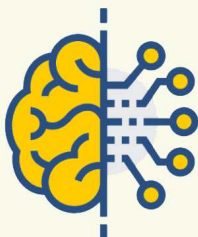
ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



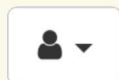
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

Важно отметить, что в данной конструкции не используется схема сторожевого таймера, постоянно потребляющая энергию. Для получения различных значений задержек подбирайте соответствующие номиналы резисторов R9, R10 и R11, чтобы установить требуемые опорные напряжения. При использовании подходящих МОП-транзисторов (Q2 и Q3) схема может работать с сильнооточными источниками питания.

Эту концепцию можно расширить на любое количество источников питания, работающих в последовательности FILO с задержкой по времени. Например, на Рисунке 2 показана производная аналоговая схема, на этот раз поддерживающая три источника питания.

Комментарий С. Вудворда

Предложение: Поскольку максимальное напряжение затвор-исток транзистора IRF4435 составляет всего 20 В, а не 24 В, во избежание выхода из строя транзистора Q6, возможно, стоит добавить резистор (например, 10 кОм) между затвором и стоком транзистора Q7. **РЛ**

Ссылка

1. Jayaraj Ramalingam. [Короткое или длительное нажатие для управления последовательностью включения источников питания](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor IRF530](#)
3. [Datasheet VBsemi IRF4435](#)

Хороший баланс усиления при малых затратах

Nick Cornford

EDN

Незначительное изменение стандартной схемы может повысить ее полезность и даже позволить сэкономить резистор

Если бы существовала премия года за самую тривиальную конструкторскую идею, эта, вероятно, заняла бы одно из первых мест (если не первое). В большинстве конструкторских идей предлагаются улучшения схемы путем добавления компонентов; на этот раз мы исключаем один из них. Схемы линейных драйверов, симметричных или нет, встречаются на каждом шагу, но этот вариант отличается неожиданным поворотом: неожиданным потому, что он более чем прост и, если вдуматься, очевиден, хотя я не могу найти его ни в одной из опубликованных схем, даже в тех, что относятся к золотому веку National Semiconductor.

Он представлен на Рисунке 1.

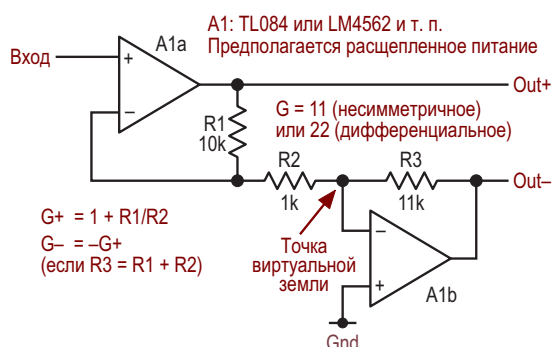


Рисунок 1. Резисторы R1 и R2 помогают устанавливать коэффициенты усиления как неинвертирующего, так и инвертирующего каскадов, обеспечивая превосходное согласование противофазных выходов с минимальным количеством компонентов.

A1a – это неинвертирующий усилительный каскад, полностью традиционный, за исключением того, что его цепь обратной связи привязана к точке виртуальной земли усилителя A1b. A1b – это инвертирующий каскад с единичным усилением, полностью традиционный, за исключением того, что его входной резистор одновременно является резистором обратной связи усилителя A1a. Поэтому, работая вместе, A1a и A1b обеспечивают идеальное согласование противофазных выходов (конечно, при условии идеального согласования компонентов). Усиление схемы может быть установлено любым, превышающим 1 (единичный коэффициент усиления вернет схему к простому буферу плюс инвертирующему каскаду – ничего нового).

На первый взгляд, эта схема может показаться скорее частью дифференциального или инструментального усилителя. Однако ее функция, определяемая соотношением сопротивлений резисторов, совершенно иная. У других схем дифференциальные входы точно согласованы; эта же предназначена для получения симметричных выходов.

И это все?

Да, боюсь, что так, за исключением некоторых практических моментов. Возможно, потребуется RC цепь для удаления из входного сигнала постоянной составляющей, а любой оставшийся дисбаланс можно устранить, направляя часть тока на вход A1b (или

отводя его от него). В остальном схема стабильна, ведет себя хорошо и будет без проблем напрямую управлять трансформатором, хотя в каждой выходной линии потребуется добавить последовательные согласующие резисторы, возможно, по 300 Ом, если вы щепетильны в отношении балансировки.

Настройка частотной характеристики – неприятная задача, и ее следует выполнять до того, как сигнал достигнет выхода. Чтобы характеристики обеих выходных ветвей совпадали, к любому конденсатору (обрезающему высокие частоты), включенному параллельно R1 (назовем его C1), должен быть добавлен согласующий конденсатор, включенный параллельно R3, емкость которого рассчитывается с помощью формулы

$$\left(1 - \frac{1}{G}\right) \times C1,$$

где G – коэффициент усиления.

Нагрузочная способность различается от устройства к устройству. При напряжениях питания ± 15 В и нагрузке 600 Ом микросхемы LM4562 выдавали пиковое напряжение 26.3 В, а KA5532 – 24.5 В, в то время как TL072/082 показали разочаровывающий результат – всего 13.8 В. Усилитель MCP6022 (в отличие от других, с rail-to-rail входами и выходом) при питании напряжением ± 2.5 В, ограничивал выходной сигнал на уровне 4.7 В при нагрузке 600 Ом.

А в реальности...

Парфразируя Боба Пиза: «Если схема никогда не видела паяльника, она, скорее всего, не будет работать как следует» (хотя, возможно, он сделал бы исключение для беспаяечных макетных плат, по крайней мере, на низких частотах). Итак, чтобы продемонстрировать, что это не просто описание смоделированной схемы, на Рисунке 2 показаны сигналы собранной схемы, «работающей как следует».

Как отмечалось ранее, схема работает хорошо, если не подключать емкостные нагрузки напрямую, как, собственно, и для всех схем на операционных усилителях. (Хо-

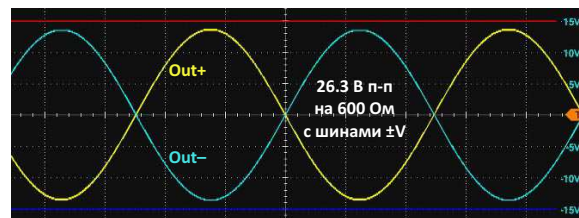


Рисунок 2. Вот как работает LM4562 на частоте 1 кГц при напряжении питания ± 15 В и нагрузке 600 Ом. Происходит лишь ограничение сигнала – чистое и симметричное – при уровне дифференциального выходного сигнала 32.2 дБн.

рошим решением, ограничивающим пиковый ток, обычно являются 33–100 Ом, включенные последовательно с выходом операционного усилителя). Не имея подходящих трансформаторов звуковой частоты, но желая проверить, не вызовет ли такая нагрузка проблем, я подключил ее напрямую к вторичной обмотке небольшого сетевого трансформатора, что показалось мне достаточно жестоким (не говоря уже о том, что забавным) испытанием.

Хотя эффективное значение выходного напряжения, намного превышающее 300 В, позволяло подключить лишь небольшую нагрузку, оно могло ярко зажечь неоновую лампу (с ее встроенным последовательным резистором 220 кОм), не увеличивая искажений на выходах операционных усилителей. Несмотря на то, что на высоковольтном выходе наблюдался провал в момент пробоя неонки и перехода в режим отрицательного сопротивления, этот артефакт не отражался обратно на схему управления. Что в точности соответствует нашим ожиданиям, но не следует принимать это как должное.

Для расщепления фаз с усилением и возможности работы со старыми 600-омными симметричными линиями эта схема может быть идеальным решением. При этом, возможно, существуют более простые и дешевые способы питания неоновых ламп... **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4562](#)
2. [Datasheet Microchip MCP6022](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL084](#)

Тестер стабилитронов служит источником постоянного тока

John Jardine

EDN

В этой статье описывается универсальный тестер стабилитронов, сделанный после того, как очередной неправильно идентифицированный стабилитрон попал в ряды диодов 1N4148, запаянных в печатную плату. В качестве бонуса схема может служить регулируемым источником постоянного тока с ограниченным напряжением и ограниченной мощностью. Хотя диапазоны измерения сопротив-

ления обычных мультиметров обычно позволяют подавать достаточное напряжение для прямого смещения большинства диодов, лишь немногие способны обеспечить обратную проводимость стабилитрона. На Рисунке 1а показан простой повышающий DC/DC преобразователь с переменной частотой, выходное напряжение которого зависит от напряжения пробоя тестируемого устройства.

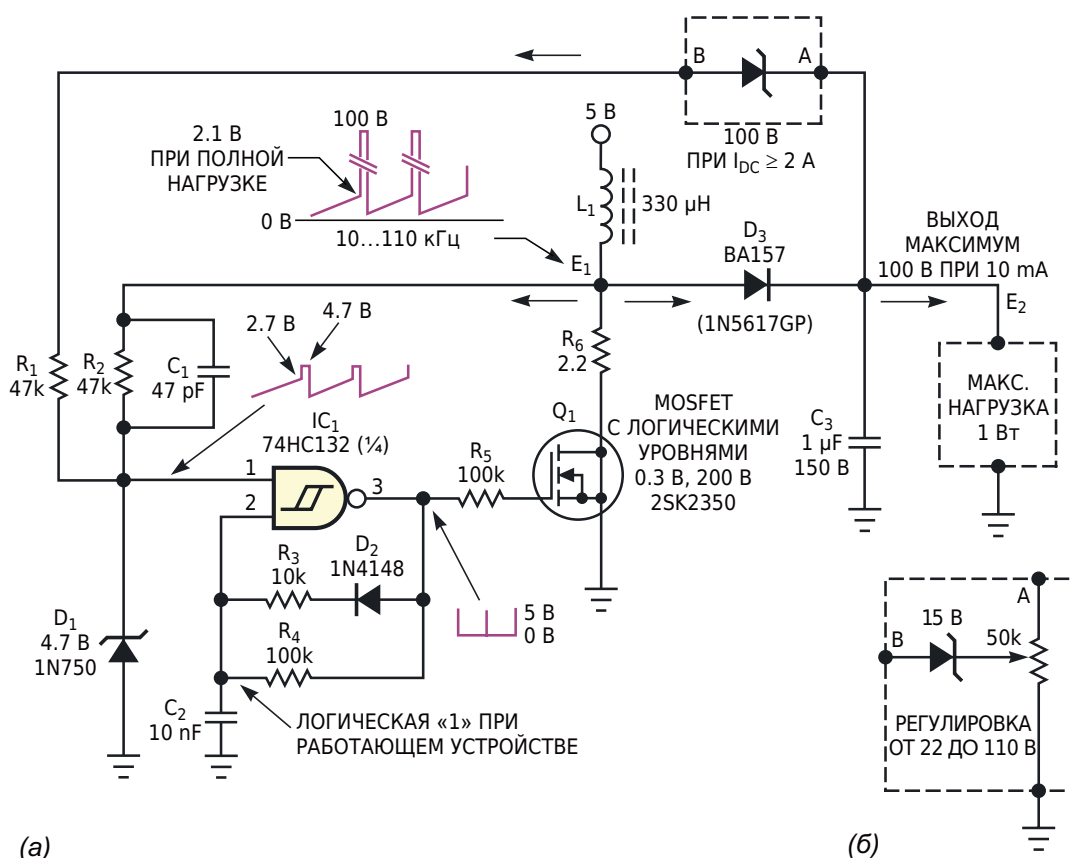


Рисунок 1. Выходное напряжение простого повышающего DC/DC преобразователя с переменной частотой зависит от напряжения пробоя тестируемого устройства (а). Для использования схемы в качестве регулируемого источника питания замените тестируемое устройство цепью (б).

При подаче питания на выводе 3 микросхемы IC₁ (одной секции счетверенного двухвходового элемента 2И-НЕ с триггером Шмита типа 74HC132) устанавливается логическая единица, включающая транзистор Q₁ – мощный n-канальный MOSFET с логическими уровнями управления. Ток протекает через транзистор Q₁ и резистор R₆, запасая энергию в магнитном поле дросселя L₁. Стабилитрон D₁ ограничивает напряжение на выводе 1 микросхемы на уровне 4.7 В. Одновременно через диод D₂ и резистор R₃ заряжается конденсатор C₂, а на выводе 2 микросхемы IC₁ устанавливается логическая единица. Когда напряжение на выводе 2 достигает примерно 2.7 В – напряжения входного порога микросхемы, – выход микросхемы переходит в состояние логического нуля, и транзистор Q₁ закрывается.

Энергия, накопленная в магнитном поле дросселя L₁, разряжается через диод с быстрым восстановлением D₃ и заряжает конденсатор C₃. Конденсатор C₁ помогает снять заряд, накопленный стабилитроном D₁, и перезапустить цикл зарядки.

После нескольких циклов напряжение в точке E₂ достигает напряжения обратного пробоя тестируемого устройства и создает ток, поступающий на вывод 1 микросхемы IC₁ через резистор R₁. В результате напряжение в точке E₂ стабилизируется на уровне, равном сумме напряжения обратного пробоя тестируемого устройства и постоянного смещения 5.4 В, которое складывается из напряжения на стабилитроне D₁ (4.7 В) и прямого напряжения на диоде D₃ (0.7 В). Таким образом, если в качестве тестируемого устройства используется 100-вольтный стабилитрон, напряжение в точке E₂ составит приблизительно 105.4 В.

При запуске и в случае неисправности резистор R₄, диод D₂ и резистор R₃ генериру-

ют асимметричные колебания с частотой около 2 кГц, что снижает средний ток в дросселе L₁ и транзисторе Q₁ до безопасного уровня.

Чтобы использовать данную схему в качестве регулируемого источника питания, замените тестируемое устройство цепью, показанной на Рисунке 16. Регулировка потенциометра позволяет изменять напряжение в точке E₂ в диапазоне от 22 до 120 В. Максимальный ток, отдаваемый схемой, зависит от сопротивления постоянному току и характеристик магнитного насыщения дросселя L₁, а также от сопротивления открытого канала транзистора Q₁. При номинальном напряжении питания 5 В и входном токе 430 мА схема выдает на выходе 100 В при токе 10 мА, обеспечивая КПД порядка 50%. Питание дросселя L₁ от отдельного источника 12 В позволяет повысить КПД.

Если вы изготавливаете дроссель L₁ самостоятельно, ориентируйтесь на номинальную индуктивность 330 мкГн при токе 2 А и сопротивление обмотки постоянному току менее 0.5 Ом. Для оптимизации режима работы в качестве D₃ используйте диод с быстрым восстановлением, а в качестве Q₁ – n-канальный MOSFET с логическими уровнями управления, напряжением пробоя 200 В или выше и сопротивлением в открытом состоянии менее 0.3 Ом. Обратите внимание, что напряжения пробоя в документации производителей указываются для конкретных токов. Кроме того, при воздействии высоких обратных напряжений сигнальные диоды проявляют свойства стабилитрона. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74HC132](#)
2. [Datasheet Vishay 1N5617GP](#)
3. [Datasheet MCC 1N750A](#)
4. [Datasheet Inchange Semiconductor 2SK2350](#)
5. [Datasheet Vishay BA157](#)

Термометр на основе ΔV_{BE} переключается между шкалами Цельсия и Фаренгейта

Stephen Woodward

EDN

Обычные биполярные транзисторы иногда могут быть прецизионными датчиками.

Когда речь заходит о прецизионных компонентах, обычно не вспоминают (и, вероятно, не должны вспоминать) о биполярных транзисторах общего назначения. Дешевы ли и уни-

версальны биполярные транзисторы общего назначения? Безусловно, да. Но можно ли сказать, что их характеристики, коэффициент передачи тока, напряжение смещения и т. д.

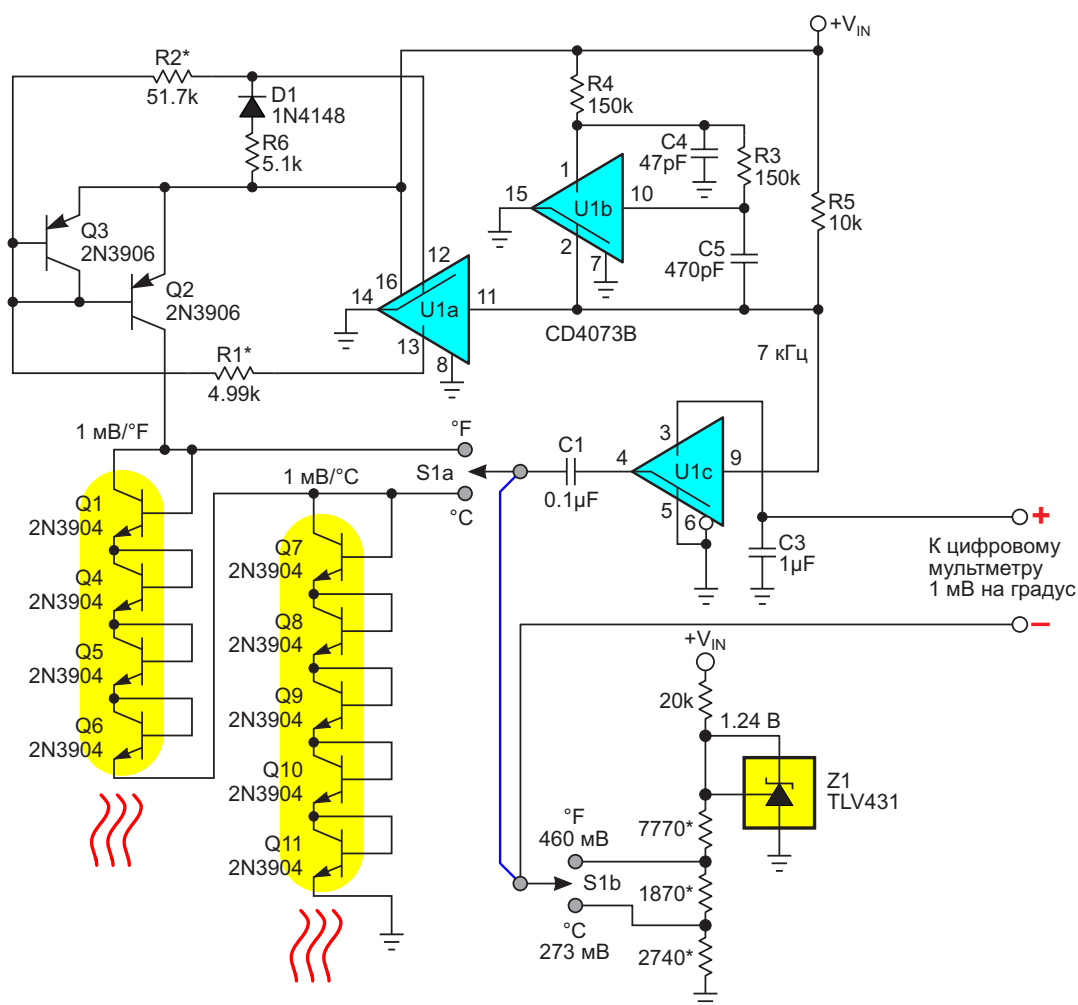


Рисунок 1. Переключатель U1a и токовое зеркало Q2Q3 подают на цепочку из 9 транзисторов чередующиеся токи возбуждения с соотношением 10.23:1. Цепочка транзисторов имеет отводы $5 \times 200 \text{ мкВ}/^\circ\text{C} = 1 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ и $9 \times 111 \text{ мкВ}/^\circ\text{F} = 1 \text{ мВ}/^\circ\text{F}$.

предсказуемы и точны до долей процента? К сожалению (и, возможно, это даже смешно), нет. Но не совсем так. Ярким исключением является эффект ΔV_{BE} , при котором обычные малосигнальные биполярные транзисторы могут функционировать в простых схемах как датчики абсолютной температуры с точностью до 0.1%, как показано в более ранней статье [1].

Эффект ΔV_{BE} зависит исключительно от отношения приложенных токов, независимо от их абсолютных величин. Его величина составляет 1/5050 вольт на градус Кельвина и 1/9090 вольт на градус Ранкина на каждое десятикратное изменение тока. На Рисунке 1 показано, как с помощью этой простой математики можно превратить практически любой 3³/₄-разрядный цифровой мультиметр с диапазоном 300 мВ в универсальный и точный термометр с разрешением 0.1°, который можно переключать между шкалами Цельсия и Фаренгейта.

Вот как это работает. Мультивибратор U1b и коммутатор U1a подают на токовое зеркало Q2Q3 прямоугольные импульсы тока. Отношение токов в двух состояниях импульсов составляет $10^{1.01} = 10.23:1$. С токового зеркала этот сигнал поступает на цепочку из 9 транзисторов-датчиков температуры. Эффект ΔV_{BE} приводит к тому, что напряжение на каждом транзисторе изменяется на 200 мкВ на градус Кельвина и на 111 мкВ на градус Ранкина, что в сумме дает 1 мВ/°K на отводе от 5-го транзистора и 1 мВ/°R на отводе от 9-го транзистора.

Секция S1a двухполюсного переключателя S1 позволяет выбрать соответствующий отвод для желаемой температурной шкалы. В то же время, секция S1b служит для выбора соответствующего смещения 0° опорного напряжения регулятора Z1: 273 мВ для граду-

сов Цельсия и 460 мВ для градусов Фаренгейта. Фиктивная нагрузка D1R6 уравнивает токи, проходящие через два канала переключателя U1a, выравнивая потери напряжения на сопротивлениях открытых каналов. Любители токовых зеркал, несомненно, заметят, что зеркало на основе Q2 и Q3, состоящее из несогласованных транзисторов без вырождения эмиттера, вероятно, не может обеспечить точное отношение усиления токов. Но это не страшно. Оно ему и не нужно.

Помните, что эффект ΔV_{BE} зависит исключительно от отношения приложенных токов, независимо от их абсолютных величин. Это значит, что усиление зеркала может изменяться в широком диапазоне без существенного влияния на точность измерения температуры. Напряжение V+ также может безвредно колебаться от 7 до 20 вольт. Поэтому схема будет хорошо работать от простой 9-вольтовой батареи, поскольку общий потребляемый ток, составляющий менее 2 мА, обеспечит сотни часов непрерывной работы.

Мультивибратор U1b обеспечивает переключение с частотой порядка 7 кГц для синхронного возбуждения и выпрямления сигнала датчика коммутатором U1c. Для сохранения точности резисторы, отмеченные звездочкой, должны иметь допуск $\pm 0.1\%$.

Да. Эти обычные копеечные биполярные транзисторы общего назначения действительно настолько хороши. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Биполярный транзистор – точный датчик абсолютной температуры в градусах Кельвина и Ранкина](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4073B](#)
2. [Datasheet Diodes TLV431](#)

Устройство плавного пуска для сетевой нагрузки 30 А

Hesam Moshiri

hackster.io

Устали от разрушительного воздействия пусковых токов на ваше промышленное оборудование? Обратите внимание на ограничитель пускового переменного тока (устройство плавного пуска). Пусковые токи, также известные как броски тока, – это большие токи, протекающие через нагрузку при запуске. Это может привести к повреждению оборудования, сокращению срока его службы и дорогостоящим простоям. Но с помощью ограничителя пускового тока можно устранить эти проблемы. Проще говоря, устройство плавного пуска ограничивает начальный ток, обеспечивая плавный и эффективный запуск и защищая оборудование от повреждений.

Поэтому я решил разработать ограничитель пускового переменного тока, оснащенный механизмом защиты от отказов. Во время запуска пусковой ток проходит через мощный резистор, и после задержки (регулируемой от 1 мс до 1 с) 30-амперное реле замыкает резистор и подает в нагрузку полную мощность. Если по какой-либо причине это реле выйдет из строя, мощный резистор не расплавит все вокруг; логическая схема активирует защитное реле, которое отключает нагрузку, предотвращая любые повреждения. 3 светодиода показывают наличие питания, нормальное состояние и неисправности. В качестве контроллера я выбрал недорогого микроконтроллера ATtiny13.

Для разработки принципиальной схемы и печатной платы я использовал Altium Designer 23. Для написания кода микроконтроллера я использовал среду разработки

Arduino IDE, поэтому он довольно прост для понимания.

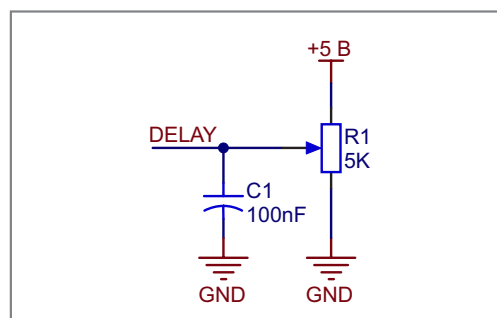
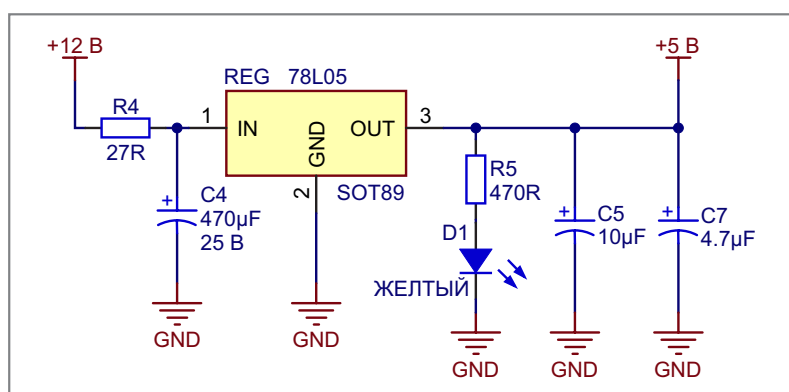
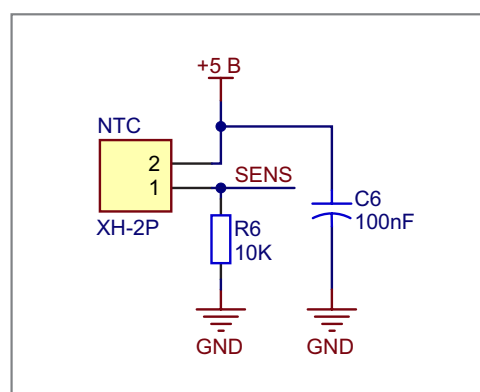
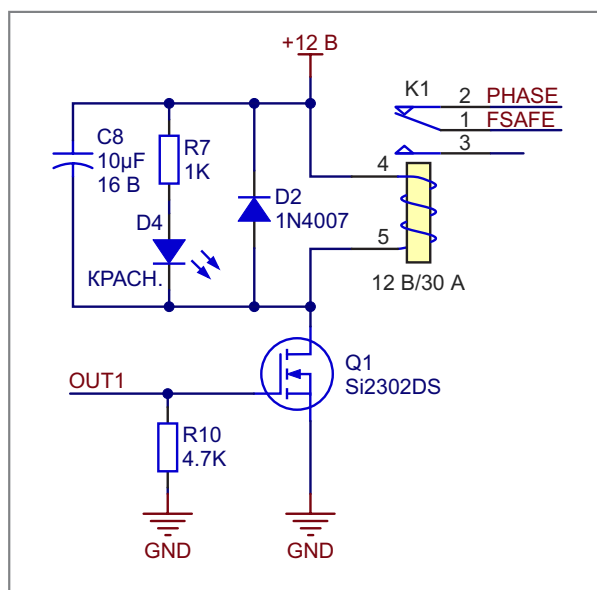
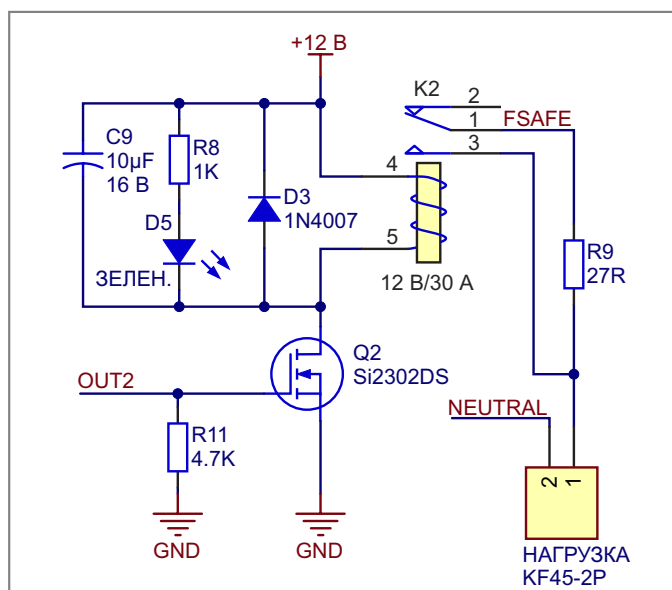
Давайте начнем.

Анализ схемы

На Рисунке 1 показана принципиальная схема устройства. Как видно, сердцем схемы является микроконтроллер ATtiny13.

Объяснение схемы начну сверху. ВХОДАС – это разъем для подключения к сети переменного тока. Варистор R2 типа 10D5651K предназначен для устранения бросков напряжения на входе. U1 – модуль AC/DC преобразователя HLK-PM12 с выходным напряжением 12 В. Это напряжение необходимо для питания реле. С помощью потенциометра R1 5 кОм регулируется величина задержки. Вы можете установить задержку в диапазоне примерно от 1 мс до 1 с. Штыревой разъем ISP предназначен для подключения внутрисхемного программатора AVR. IC1A и IC1B – два схемных элемента микроконтроллера ATtiny13. R3 – подтягивающий резистор для вывода RESET. C2 и C3 – конденсаторы развязки по питанию.

Резистор R4 и конденсатор C4 образуют входной RC-фильтр микросхемы REG1. REG1 – это 5-вольтовый регулятор напряжения 78L05 в корпусе SOT-89, обеспечивающий микроконтроллер стабильным питанием 5 В. Желтый светодиод D1 диаметром 3 мм индицирует правильное напряжение питания, а резистор R5 ограничивает ток светодиода. C5 и C7 – выходные конденсаторы регулятора напряжения, предназначенные для снижения шумов. NTC – это двухконтактный



107

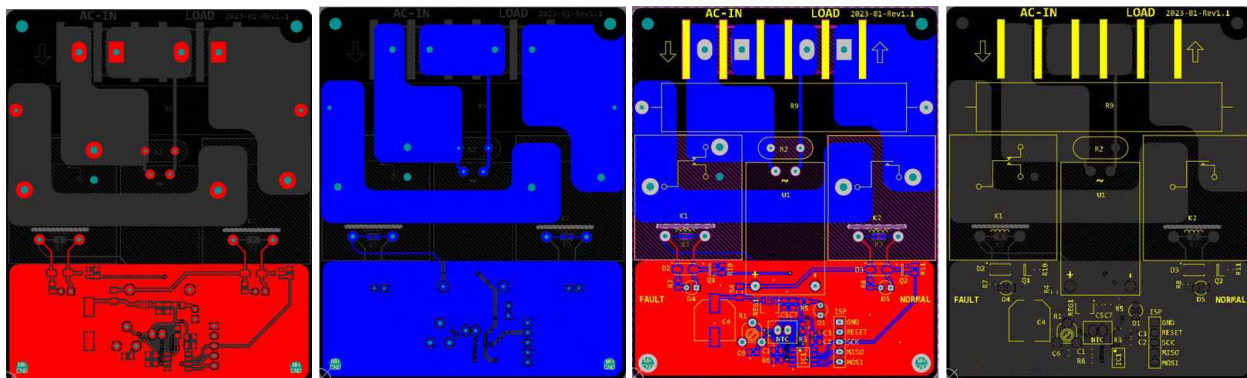


Рисунок 2. Разводка печатной платы ограничителя пускового тока

разъем ХН для подключения к плате NTC термистора 10 кОм. Резистор R6 и термистор NTC образуют делитель напряжения, изменения которого указывают на изменения температуры. Если температура на стороне NTC повышается, выходное напряжение увеличивается, и наоборот. С6 – это развязывающий конденсатор для снижения уровня помех.

Здесь две идентичных схемы реле. Я объясню работу одной из них. Q1 – это MOSFET Si2302, управляющий реле K1. R10 – резистор подтяжки к земле для затвора транзистора Q1, предотвращающий нежелательное срабатывание MOSFET. Диод D2 типа 1N4007 защищает MOSFET от обратных токов катушки реле. Красный светодиод D4 диаметром 3 мм индицирует состояние неисправности.

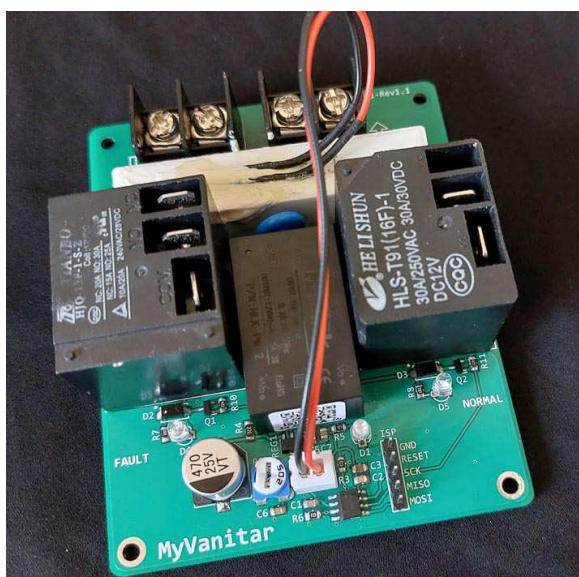


Рисунок 3. Собранная плата ограничителя пускового тока.

Конденсатор С8 сглаживает броски напряжения при срабатывании/выключении реле. Мощный 30-ваттный резистор R9 сопротивлением 27 Ом служит ограничителем пускового тока; в зависимости от приложения можно использовать и другие номиналы.

Разводка печатной платы

На Рисунке 2 показана разводка печатной платы. Это двухслойная печатная плата; я использовал сочетание компонентов для поверхностного монтажа и монтажа в отверстия. На мой взгляд, хорошее размещение компонентов – первое правило проектирования печатной платы. На этой плате четко видно разделение между силовыми и логическими цепями.

Программа

Для написания и компиляции кода микроконтроллера я использовал среду Arduino IDE. Чтобы иметь возможность компилировать код для ATtiny13, я установил MicroCore [1] в менеджер библиотек. Я уже предоставил скомпилированный HEX-файл, который вы можете скачать по ссылке в разделе Загрузки. Вам нужно только подключить программатор к разъему ISP на печатной плате и запрограммировать микроконтроллер. Fuse битами должна быть установлена синхронизация внутренним тактовым сигналом 9.6 МГц без деления частоты (отключите DIV8).

Если вы планируете изменить программу, ее исходный код доступен по ссылке в разделе Загрузки.

Таблица 1. Перечень компонентов схемы

Обозначение	Кол-во	Описание/значение
ВХОД АС, НАГРУЗКА	2	KF45C-9.5-2P
C1, C2, C6	3	100 нФ 50 В X7R ±10% 0805
C3	1	1 мкФ 25 В X7R ±10% 0805
C4	1	470 мкФ 25 В D10×L10.2 мм
C5, C8, C9	3	10 мкФ 16 В X5R ±10% 0805
C7	1	4.7 мкФ 25 В X5R ±10% 0805
D1	1	XL-302UYC
D2, D3	2	1N4007
D4	1	XL-302SURC
D5	1	XL-302SYGC
IC1	1	ATtiny13A-SSUR
ISP	1	PZ254V-11-05P
K1	1	SLC-12VDC-SL-C
K2	1	SLC-05VDC-SL-A
NTC	1	XH-2A
Q1, Q2	2	SI2302DS
R1	1	WH06-2C-502
R2	1	10D561K 2.5 кА варистор
R3, R6	2	10 кОм 0805
R4	1	27 Ом 1206
R5	1	470 Ом 0805
R7, R8	2	1 кОм 0805
R9	1	27 Ом-20 Вт
R10, R11	2	4.7 кОм 0805
REG1	1	L78L05ABUTR
U1	1	HLK-PM12

Сборка и испытание

На Рисунке 3 показана собранная печатная плата. Вам следует подключить небольшой 10-килоомный NTC термистор к плате и установить его на мощный резистор. Лучший способ закрепить термистор – использовать силиконовый клей (теплопроводящий). Отрегулируйте потенциометр на требуемую задержку. Обратите внимание на состояние трех светодиодов (желтого, зеленого и красного). **РЛ**

Использованные компоненты

Перечень компонентов, использованных в проекте, приведен в Таблице 1.

Ссылка

1. [MicroCore](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Atmel ATtiny13](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM78L05](#)
3. [Datasheet Nexperia SI2302DS](#)

Загрузки

1. [Файлы Gerber](#)
2. [Исходный код и прошивка ATtiny13](#)

Трехфункциональный калибратор токовой петли

Stephen Woodward

EDN

Всегда приятно, когда простая и удачная конструкторская идея, к счастью, находит дополнительные применения, о которых вы изначально не думали. Вот пример.

Некоторое время назад была принята к публикации [1] схема, показанная на Рисунке 1.

Позже та же схема, при другой конфигурации подключения, показанной на Рисунке 2, оказалась столь же подходящей для другой задачи [2].

В одной из недавних конструкций [3], предложенной другим постоянным автором, Джаяпалом Рамалингамом, рассматривается проблема удобной калибровки прецизионных

приемников токовой петли в промышленных условиях. Его схема включает линейный управляющий вход, который ускоряет калибровку и тестирование. Он объясняет, что это позволяет:

...«выполнять калибровку модулей аналогового ввода распределенных систем управления (PCU) и программируемых логических контроллеров (ПЛК) путем имитации технологических сигналов»...

Это натолкнуло меня на мысль, что другой подход к той же проблеме калибровки также может оказаться полезным. Я представил себе схему, в которой три стандарт-

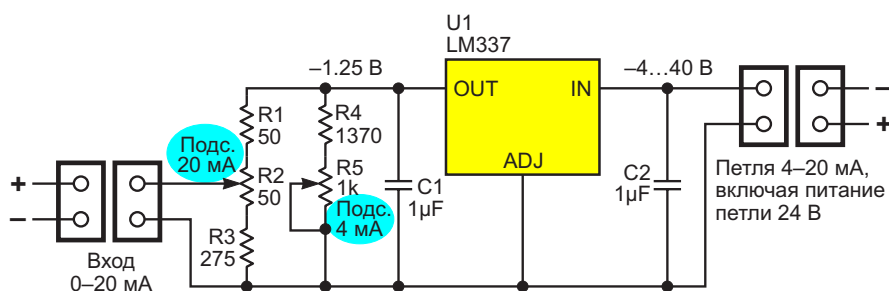


Рисунок 1. Цепи управления током на основе регулятора $U1$ и резисторов $R1$ – $R5$ преобразуют входной сигнал 0–20 мА в выходной сигнал 4–20 мА.

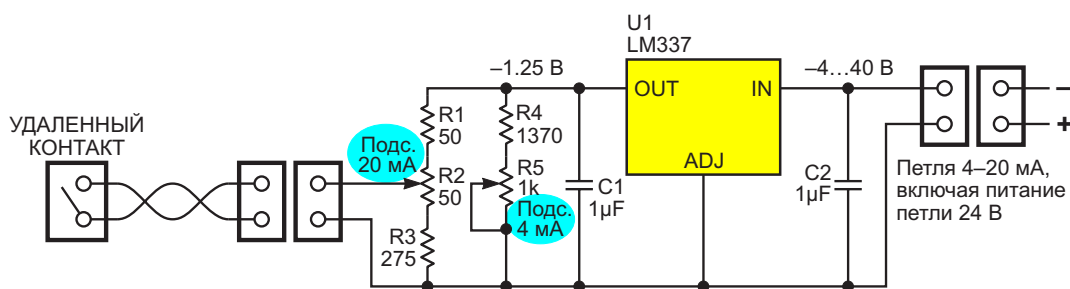


Рисунок 2. Преобразователь сигнала ВКЛ/ВЫКЛ удаленного контакта в сигнал токовой петли 4–20 мА.

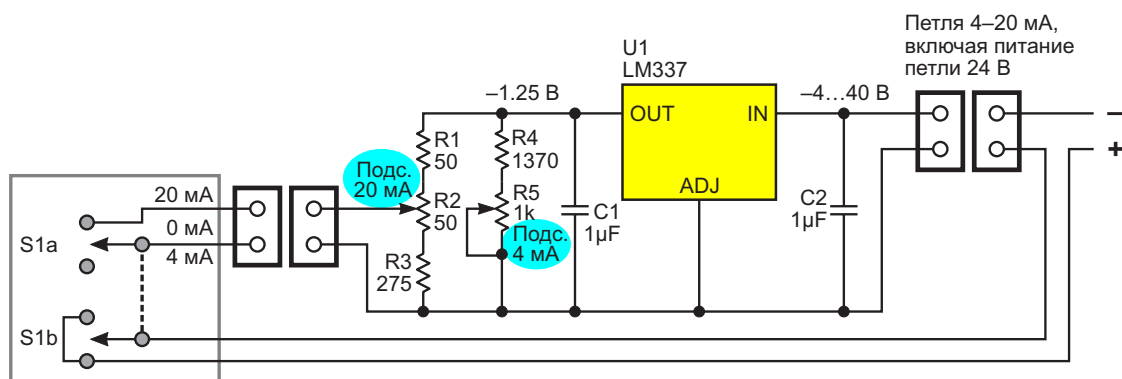


Рисунок 3. Трехпозиционный переключатель S1 с центральным положением «выключено» превращает этот преобразователь в удобный калибратор тока.

ных аналоговых уровня тестовых токов петли – 0, 4 мА и 20 мА – были бы точно настроены и доступны для быстрого выбора одним щелчком переключателя. Затем я стал размышлять, сможет ли та же самая простая и удобная схема преобразователя работать в таком приложении.

На Рисунке 3 показан результат.

Мало того, что может, так еще и процедура калибровки для ее использования в новой роли оказалась такой же быстрой, простой и легко выполняемой за один проход, как и раньше.

1. Установите переключатель S1 в положение 4 мА.
2. Потенциометром «Подстройка 4 мА» установите выходной ток 4 мА (измеряемый, например, точным цифровым мультиметром).

3. Установите переключатель S1 в положение 20 мА.

4. Потенциометром «Подстройка 20 мА» установите выходной ток 20 мА (аналогично).

Таким образом, оказывается, что одна и та же схема с легкостью подходит для трех связанных, но разных применений – своего рода тройное конструктивное решение. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [До глупости простой точный преобразователь 0-20 мА в 4-20 мА](#)
2. Stephen Woodward. [Двухфункциональный передатчик токовой петли](#)
3. Jayapal Ramalingam. [Генератор линейно изменяемого тока двухпроводной петли](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM337](#)

Усовершенствованный чувствительный детектор молний с графическим отображением на ПК

Mirko Pavleski

hackster.io

Простой в изготовлении, но серьезный инструмент для мониторинга и прогнозирования погодных катаклизмов

Детекторы молний – это устройства, предназначенные для обнаружения ударов молнии. В этих детекторах используются различные технологии регистрации электромагнитных сигналов, такие как обнаружение радиочастот, изменений электрического поля, маг-

нитного поля, оптические датчики, а также комбинированные системы.

На этот раз я расскажу вам, как сделать очень простой детектор молний (Рисунки 1 и 2), который с помощью персонального компьютера со звуковой картой и простой про-

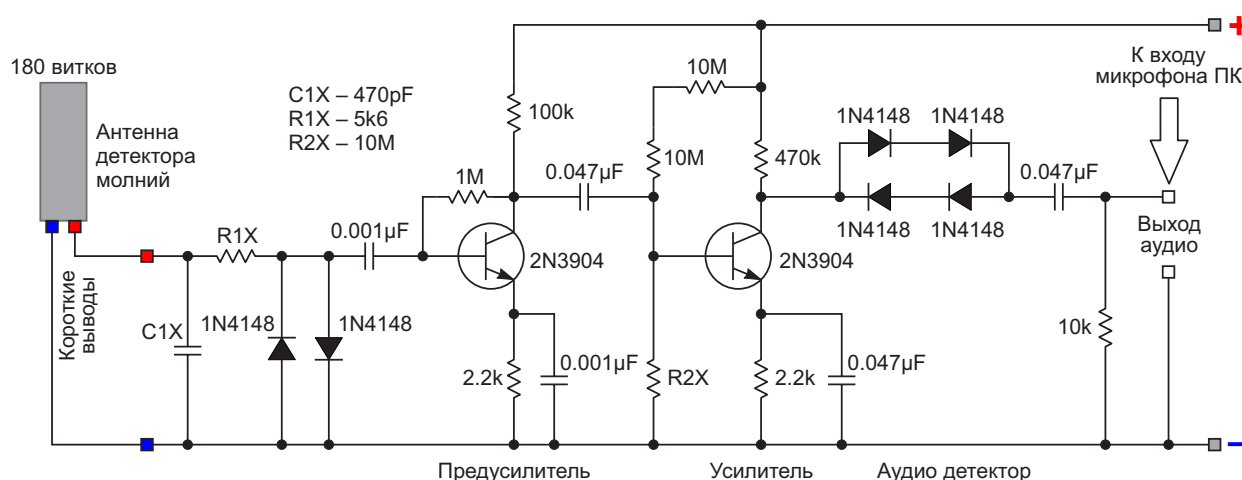


Рисунок 1. Принципиальная схема детектора молний.

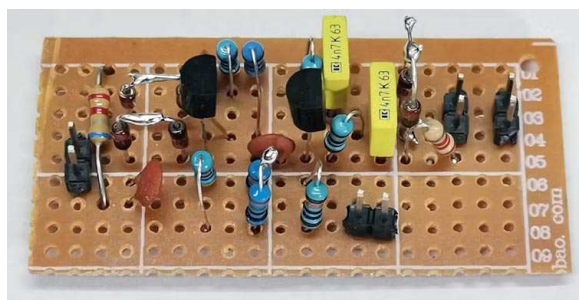


Рисунок 2. Схема детектора молний, собранная на макетной плате.

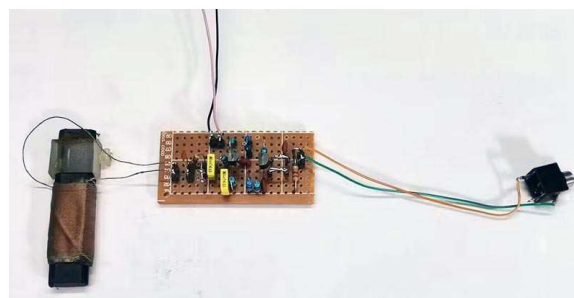


Рисунок 3. Детектор молний с графическим отображением на ПК.

граммы превращается в серьезный инструмент для мониторинга и прогнозирования погодных катаклизмов.

Дальность действия этого устройства (Рисунок 3), в зависимости от силы удара и длины антенны, составляет до 100 км.

В программе для ПК мы получаем информацию о количестве грозовых явлений, а также об их интенсивности в виде графического отображения за последние десять минут. Если амплитуда и частота разрядов со временем увеличиваются, это почти наверняка означает приближение грозы.

Как я уже упоминал, устройство очень простое в сборке и состоит из следующих компонентов:

- Два п-р-п транзистора
- 6 диодов 1N4148
- Несколько резисторов и конденсаторов
- Приемная катушка (180 витков на ферритовом сердечнике диаметром 1 см и длиной 10 см)
- Телескопическая антенна от старого карманного радиоприемника.

А теперь давайте посмотрим, как устройство работает в реальных условиях.

Сначала необходимо подключить выход детектора к микрофонному входу звуковой карты, а затем запустить программу (Рисунок 4).

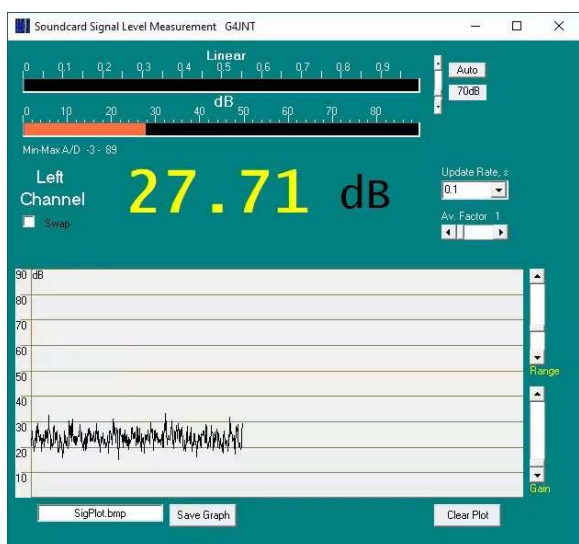


Рисунок 4. Графическое отображение грозовых явлений.

Что касается приложения «Signal-Measure», оно было загружено с сайта G4JNT

[1] и представляет собой монитор амплитуды звукового сигнала. Электронная схема преобразует сигнал молнии в звуковой сигнал, который затем отображается в приложении на ПК. В приложении можно настроить частоту дискретизации, и если она установлена равной 1 секунде, график показывает события последних 8 минут.

Сначала мы проверим устройство с помощью электрической зажигалки (Рисунок 5).

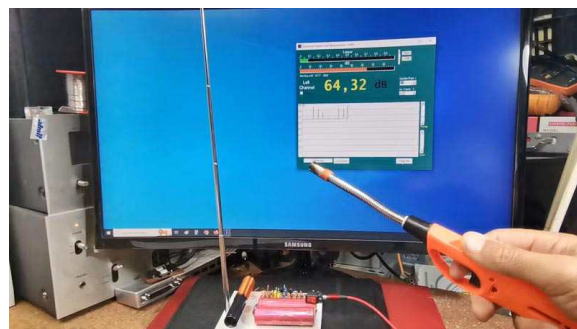


Рисунок 5. Проверка устройства с помощью электрической зажигалки.

Это устройство чувствительно к магнитному полю. Для проверки этой функции я буду использовать устройство для PEMF-терапии, которое фактически является генератором пульсирующего магнитного поля (Рисунок 6).



Рисунок 6. Проверка устройства с помощью устройства для PEMF-терапии.

Устройство также чувствительно к электростатическим зарядам. В качестве источника электростатического заряда я использовал электрическую мухобойку (Рисунок 7).

А теперь самое интересное – «поймать» молнию в реальном времени и посмотреть, как это отображается на экране. Я живу в Охриде, небольшом городке в Македонии, и во время первых испытаний устройства,

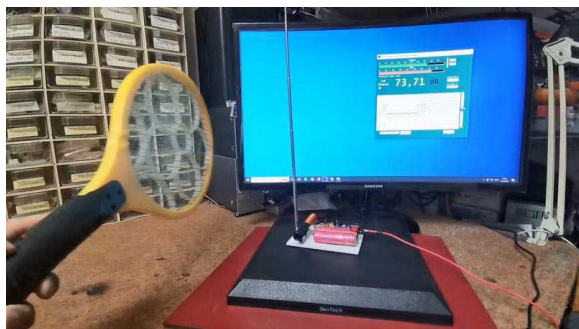


Рисунок 7. Проверка чувствительности к электростатическим зарядам.

когда разработка находилась на самой ранней стадии, в моем районе прошла довольно сильная гроза с электрическими разрядами, и графическое отображение этой грозы было просто прекрасным – с частыми пиками большой амплитуды. К сожалению, у меня нет записей того периода.

Если во время загрузки видео у меня сложатся «благоприятные условия», я сделаю новые записи, которыми и обновлю эту статью.

И, наконец, краткое заключение. Это действительно очень простое электронное

устройство, оно не содержит каких-либо инноваций, и подобные детекторы я создавал уже много раз. Однако идея визуального отображения молний во времени с помощью звуковой карты ПК является новой. С помощью очень простого приложения для ПК, которое, по сути, является программой звукозаписи, мы превращаем это устройство в мощный инструмент для мониторинга и прогнозирования гроз, имеющий очень важное практическое применение, особенно в этот конкретный период глобального потепления.

Моим следующим проектом в этой области будет добавление к описанному устройству внутреннего АЦП Arduino и специального программного обеспечения для ПК с целью круглосуточного мониторинга электрических разрядов в окружающей среде. **РЛ**

Ссылка

1. [Soundcard and Audio Processing Software](#). (Звуковая карта и программное обеспечение для обработки звука).

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild 2N3904](#)

Простое управление последовательностью включения и выключения трех напряжений питания

Stephen Woodward

EDN

В этой схеме управления последовательностью включения и выключения трех положительных шин питания используются триггеры Шмитта.

В последних статьях были исследованы возможности управления последовательностью включения/выключения источников питания и предложены схемные решения для их

реализации. На Рисунке 1 показана простая схема, в которой для синхронизации коммутации трех положительных шин питания используются триггеры Шмитта. Вот как это работает.

Переключение начинается с того, что S1 находится в положении ВЫКЛ, а времязадающие конденсаторы C1 и C2 разряжены. Это

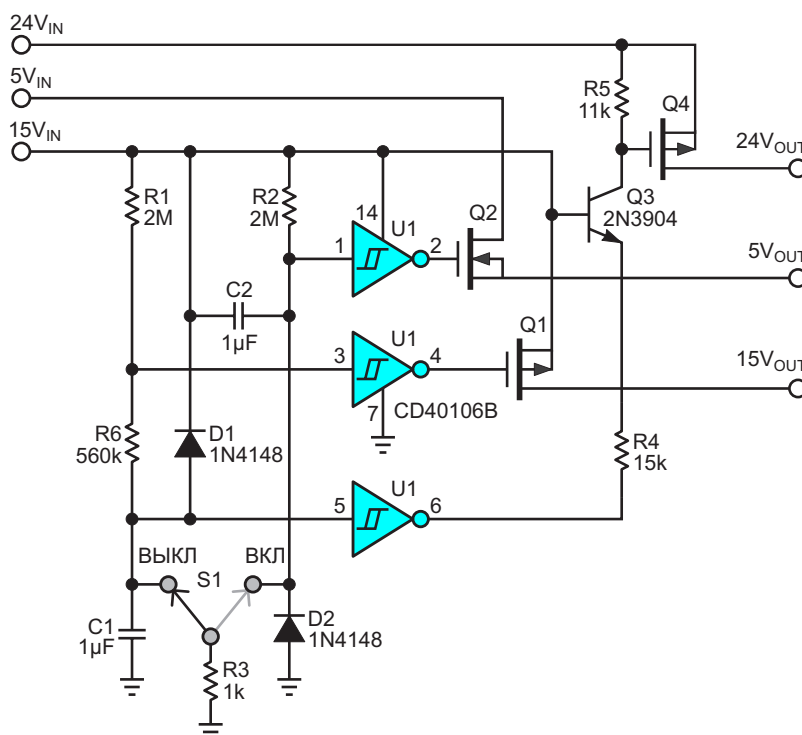


Рисунок 1. В этой исключительно простой схеме управления последовательностью включения питания используются триггеры Шмитта.

удерживает на выводе 1 микросхемы U1 напряжение 15 В, поэтому напряжение на выводе 2, а также на затворе n-канального полевого транзистора Q2 равно нулю, и шина 5V_{OUT} отключена.

В это время разряженный конденсатор C1 удерживает на выводах 3 и 5 микросхемы U1 низкие уровни, а на выводах 4 и 6, соответственно, высокие. Первый из этих выходов удерживает в выключенном состоянии p-канальный MOSFET с индуцированным каналом Q1 и шину 15V_{OUT}, тогда как второй выполняет ту же функцию для преобразователя уровня Q3, p-канального MOSFET Q4 и шины 24V_{OUT}.

Поэтому на подключаемые нагрузки питание не подается. По крайней мере, пока. Левая часть диаграммы на Рисунке 2 демонстрирует последовательность событий, инициируемых активацией переключателя S1.

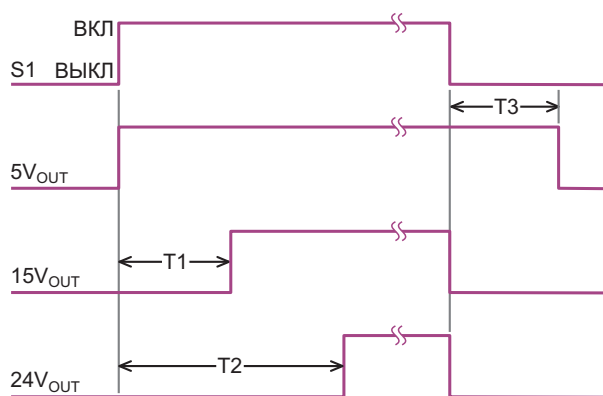


Рисунок 2. Эта диаграмма отображает временную последовательность включения/выключения питания, когда переключатель S1 устанавливается в положение ВКЛ, а затем – в положение ВЫКЛ.

Конденсатор C2 подключается к земле через резистор R3, быстро заряжая его до уровня нижнего порога триггера Шмитта примерно за $R3C2 = 1$ мс. Это инвертирует напряжение на выводе 2 микросхемы U1 до 15 В, подавая на n-канальный MOSFET Q2 прямое смещение $15 - 5 = 10$ В, включающее транзистор и шину 5V_{OUT}. В таком состоянии они будут оставаться до тех пор, пока переключатель S1 находится в положении ВКЛ.

Тем временем была прекращена разрядка конденсатора C1, что позволило ему начать заряжаться через резисторы R1 и R6. Первое

событие происходит в конце интервала T1, когда напряжение на выводе 3 микросхемы U1 достигает порогового уровня триггера Шмитта, составляющего примерно 9 В. Поскольку длительность таймаута пропорциональна емкости C1, можно выбрать любой нужный интервал, подобрав соответствующее произведение RC. Затем напряжение на выводе 4 микросхемы U1 резко падает почти до нуля, p-канальный MOSFET Q1 включается, и выход 15V_{OUT} становится активным.

Конечно, конденсатор C1 продолжает заряжаться, поэтому по истечении времени T2 напряжение на выводе 5 микросхемы U1 также достигает порогового значения. При этом уровень напряжения на ее выводе 6 становится низким, включая транзисторы Q3, Q4 и шину 24V_{OUT}. Соотношение

$$R4 = \frac{10 \cdot R5}{15 - 0.7}$$

было выбрано таким образом, чтобы обеспечить на затворе Q4 адекватное и безопасное напряжение порядка 10 В, независимое от напряжения 24V_{IN}. На этом последовательность включения, инициированная переключателем S1, завершена.

На правой стороне Рисунка 2 показано, что происходит, когда S1 переключается в положение ВЫКЛ. Сначала конденсатор C1 быстро разряжается через резистор R3, выключая транзисторы Q1, Q3 и Q4, а вместе с ними выходы 15V_{OUT} и 24V_{OUT}, переводя их и все, что они питают, в спящий режим. Тем временем начинается зарядка конденсатора C2, и спустя время T3 его напряжение достигает порогового уровня микросхемы U1. По завершении этого процесса на выводе 2 появляется низкий уровень, что приводит к выключению транзистора Q2 и выхода 5V_{OUT}.

Таким образом, последовательность выключения завершена. Спокойной ночи.

В схеме имеются диоды D1 и D2. Их назначение – обеспечить упорядоченную реакцию секвенсора на потерю и восстановление входного напряжения питания, независимо от того, находится ли переключатель S1 в положении ВКЛ или ВЫКЛ. Если S1 установлен в положение ВЫКЛ, напряжения всех выходных шин остаются низкими, и (что безопасно) при восстановлении напряжений питания

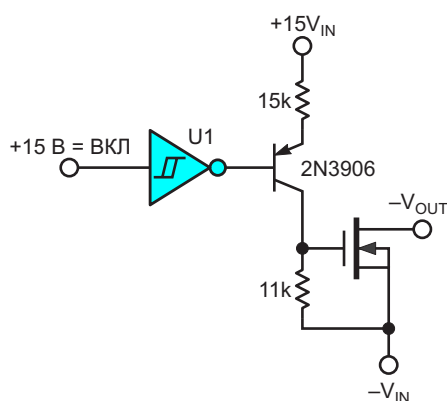


Рисунок 3. Эта схема коммутации питания работает с отрицательной шиной.

ничего не происходит. Если S1 находится в положении ВКЛ, то выполняется нормальная (и, следовательно, безопасная) временная последовательность включения питания.

Обратите внимание, что при выборе MOSFET следует обеспечить адекватные запасы по напряжению и току. Поскольку затвор транзистора Q1 управляется напряжением 15 В, а Q2 и Q4 – напряжением 10 В, не требуется, чтобы транзисторы обязательно

управлялись сигналами логических уровней.

Хорошо. Но что, если вам также потребуется обеспечить последовательность подключения отрицательной шины питания? На Рисунке 3 показано, как это сделать.

Когда напряжение на входе инвертора U1 превысит порог триггера Шмитта, его выходное напряжение скачком упадет до низкого уровня, открывая транзистор 2N3906, через который начнет проходить ток

$$I_C = \frac{+15V_{IN} - 0.6}{15 \text{ кОм}} = 0.96 \text{ мА}.$$

В результате на резисторе 11 кОм возникает падение напряжения 10.6 В, не зависящее от $-V_{IN}$, и n-канальный MOSFET откроется. Если необходимы симметричные шины питания (например, $\pm 15 \text{ В}$), к Рисунку 1 можно добавить схему на Рисунке 3, чтобы обеспечить управление отрицательной шиной без каких-либо других изменений. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)

Горшок со многими цветами

Nick Cornford

EDN

Вот изящный и оригинальный способ использования дифференциального каскада для управления не двумя, а тремя светодиодами.

Как всем известно, на конце радуги всегда находятся горшочки с золотом. В этой статье все наоборот: начинается с горшочка (к сожалению, без золота), а заканчивается радугой¹⁾.

Двухцветные светодиоды могут быть полезны для индикации баланса цепи или состояния батареи, а светодиоды с общим катодом легко управляются с помощью дифференциальной пары светодиодов, при этом различные соотношения красного и зеленого дают оранжевые и желтые оттенки. Трехцветные (RGB) светодиоды, способные воспроиз-

водить гораздо более широкий спектр, обычно требуют трех отдельных управляемых источников тока.

Что же произойдет, если мы будем управлять красным и синим светодиодами с помощью модифицированной дифференциальной пары, добавив зеленый светодиод в качестве некоторой функции от двух других светодиодов? Читайте дальше, чтобы узнать.

На Рисунке 1 показана первая попытка.

На Рисунке 2 показаны графики токов трех светодиодов, полученные в результате моделирования в программе LTspice, которая выполнила самую тяжелую часть работы для этого схемного решения. Когда движок потенциометра R4 находится в одном из крайних положений, полностью открывается транзис-

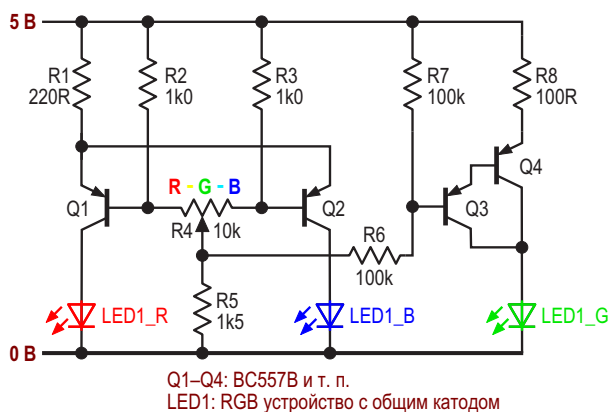


Рисунок 1. Красный и синий светодиоды управляются дифференциальным каскадом и регулируются потенциометром R4, напряжение на движке которого, зависящее от положения последнего, используется для управления током зеленого светодиода, что позволяет получить достаточно широкий спектр.



Рисунок 2. На этом графике показана зависимость тока светодиодов от угла поворота потенциометра.

¹⁾ Примечание редакции. В оригинальном названии статьи «A pot of many colors» обыгрывается тот факт, что слово «pot» имеет два значения: «горшок» и «потенциометр» (популярное а англоязычной литературе сокращение от «potentiometer»)

тор Q1 или Q2, и падение напряжения на резисторе R5 будет высоким (примерно 3 В). В среднем положении движка транзисторы Q1 и Q2 и, следовательно, красный и синий светодиоды практически закрыты, а напряжение на верхнем выводе резистора R5 снижается примерно до 1.7 В. Этих 3 В достаточно, чтобы удерживать источник тока на основе пары Дарлингтона Q3/4 в выключенном состоянии, в то время как снижение напряжения до 1.7 В плавно открывает ее, обеспечивая пропорциональное управление зеленым светодиодом.

Этот результат оптимизирован, то есть это лучшее, на что способна схема на Рисунке 1, но он все же оставляет желать лучшего, поскольку токи управления промежуточными цветами – оранжевым, лимонным, а также интересными оттенками голубого и бирюзового – плохо согласованы, что дает довольно мутные оттенки по сравнению с чистыми цветами. Макетирование подтвердило проблему.

Дубль два

После некоторых размышлений и изменений схемы получился Рисунок 3.

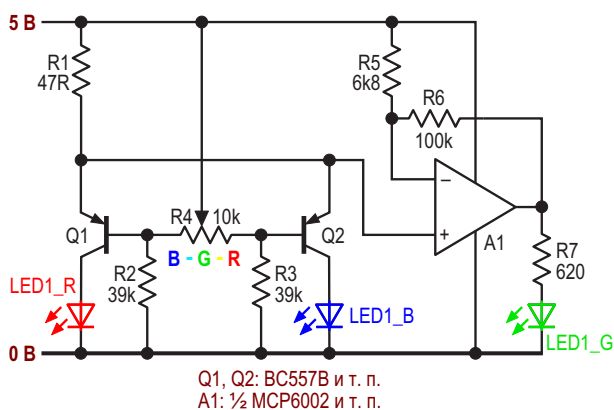


Рисунок 3. Изменение конфигурации схемы и добавление операционного усилителя для управления зеленым светодиодом обеспечивают более качественное и линейное регулирование токов светодиодов.

Теперь потенциометр обеспечивает более низкий и линейный уровень сигнала управления для транзисторов Q1/Q2, при этом управляющее напряжение для зеленого светодиода снимается с эмиттерного резистора R1 дифференциальной пары. Очевидно, что напряжение на резисторе R1 достигает мак-

сима при крайних положениях движка потенциометра и падает практически до нуля, когда движок находится в среднем положении, а красный и синий светодиоды не горят. Микросхема A1 усиливает это напряжение и управляет зеленым светодиодом через резистор R7.



Рисунок 4. Характеристика переработанной конструкции более линейна, что обеспечивает более плавный спектр.

На Рисунке 4 представлен график, полученный в результате моделирования, из которого следует, что схема должна работать намного лучше, чем работает на самом деле, – и это действительно так! Из-за разброса яркости моих 10-миллиметровых светодиодов с рассеивающей линзой (типичных для большинства трехцветных моделей) мне пришлось снизить ток в зеленом канале, увеличив сопротивление резистора R7 до 1.2 кОм. На величину этого тока также влияет прямое напряжения светодиода LED1_G; преобразование A1 в полноценный источник тока дало хороший результат, но привело к увеличению количества компонентов и не улучшило внешний вид схемы. После корректировки номинала R7 яркость оставалась достаточно постоянной во всем доступном спектре.

Радуга или лишь ее часть?

Ах, это двусмысленное слово «доступный»! Это никогда не сможет в полной мере сравниться с настоящей радугой или другим спектром белого света, поскольку самые глубокие оттенки красного и самые дальние оттенки индиго и фиолетового находятся за пределами его диапазона – даже у радуги довольно ограниченная палитра по сравнению с полной смесью RGB. Перестановка све-

тодиодов дает некоторые интересные спектры (если использовать это слово в широком смысле) в других частях диаграммы цветности.

Уходим в цифру

Хотя в случаях, когда одним потенциометром необходимо регулировать три взаимозависимых параметра, простая аналоговая схема может найти применение, но существует более совершенный способ управления такими светодиодами: использование микроконтроллера, способного считывать напряжение с движка потенциометра и формировать соответствующие ШИМ-сигналы (возможно, с использованием промежуточных каскадов, если вам нужны радужные эффекты со световым потоком в килолюмены). Такой подход также позволил бы напрямую управлять эффектами с помощью напряжения.

У меня есть несколько садовых светильников на солнечных батареях, в которых используется этот принцип для охвата всего (опять же, «доступного») цветового пространства RGB, с применением, судя по всему, моего любимого микроконтроллера PIC12F1501, содержащего всего 64 байта ОЗУ, но больше периферийных устройств, чем выводов. Внутренние демоны вращают три виртуальных регулятора вверх и вниз, хотя низкое энергопотребление означает низкую и мерцающую частоту ШИМ. Пора надеть шляпу программиста – водонепроницаемую, потому что радуга подразумевает дождь, – и немного повеселиться, делая все как положено. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC557B](#)
2. [Datasheet Microchip MCP6002](#)

Токовое зеркало преобразователя 4-20 мА в 0-20 мА управляет заземленной нагрузкой

Stephen Woodward

EDN

Широкое распространение токовой петли 4-20 мА в аналоговом мониторинге и управлении технологическими процессами открывает возможности для создания оригинальных схем, выполняющих нестандартные вспомогательные функции. На Рисунке 1 показан пример такой схемы. Она обеспечивает точное преобразование тока 4-20 мА в 0-20 мА. Это полезно для аналоговых входов, которые не допускают смещения нуля на 4 мА.

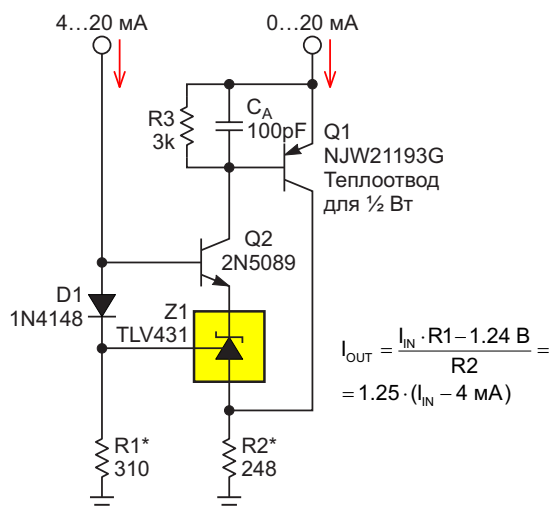


Рисунок 1. Схема преобразования тока.

Схема основана на соотношении $V_{IN} = I \cdot R1 = 1.24 \dots 6.20$ В для напряжения, падающего на резисторе R1 при прохождении через него входного тока 4...20 мА и подаваемого на вход V_{REF} микросхемы Z1. Принцип работы схемы обсуждается в [1].

Однако потенциально неприятным недостатком схемы на Рисунке 1, является то, что источник выходного втекающего тока привязан не к земле, а к источнику $V+$, напряжение

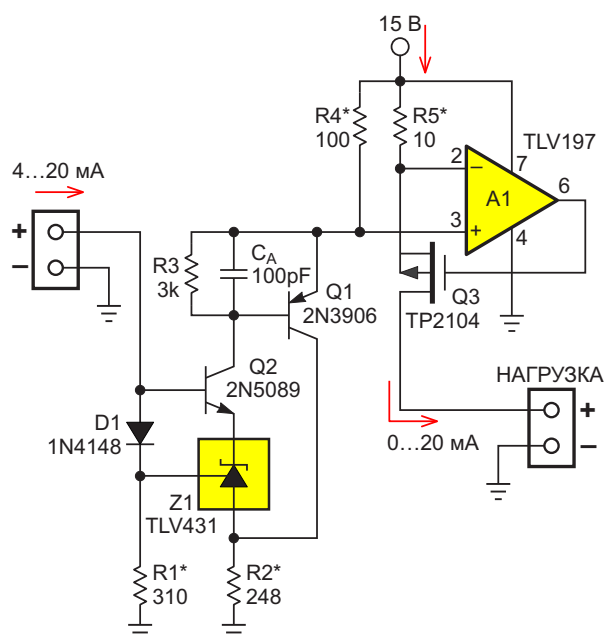


Рисунок 2. Для управления заземленной нагрузкой к предшественнице этой схемы добавлено токовое зеркало.

которого должно быть не менее 8 В. На Рисунке 2 предлагается точное и простое решение: активное токовое зеркало, описанное в [2]. Максимальный запас по входному напряжению составляет 8 В. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Замыкаем круг токовых петель: преобразуем 4-20 мА в 0-20 мА](#)
2. Stephen Woodward. [Активное двустороннее токовое зеркало](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLV197-Q1](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV431](#)
3. [Datasheet Microchip TP2104](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)

Высококачественный микрофонный предусилитель с управляемым сжатием, шумовым затвором и регулировкой усиления

Mike (mixos)

Electronics-Lab

Показанная на Рисунке 1 схема представляет собой законченную систему обработки сигнала микрофона, выполненную на основе одной микросхемы SSM2166. Эта микросхема, предназначенная прежде всего для работы в речевом диапазоне частот, обеспечивает усиление, определение среднеквадратичного значения, ограничение сигнала, регулирующую компрессию и экспандирование. Коэффициент усиления встроенного усилителя, управляемого напряжением (VCA), может составлять до 60 дБ в полосе порядка

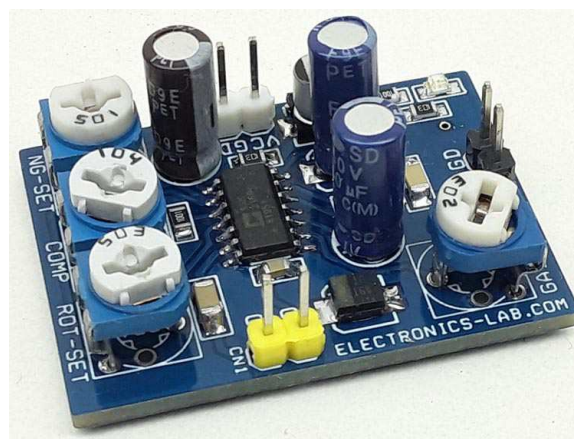
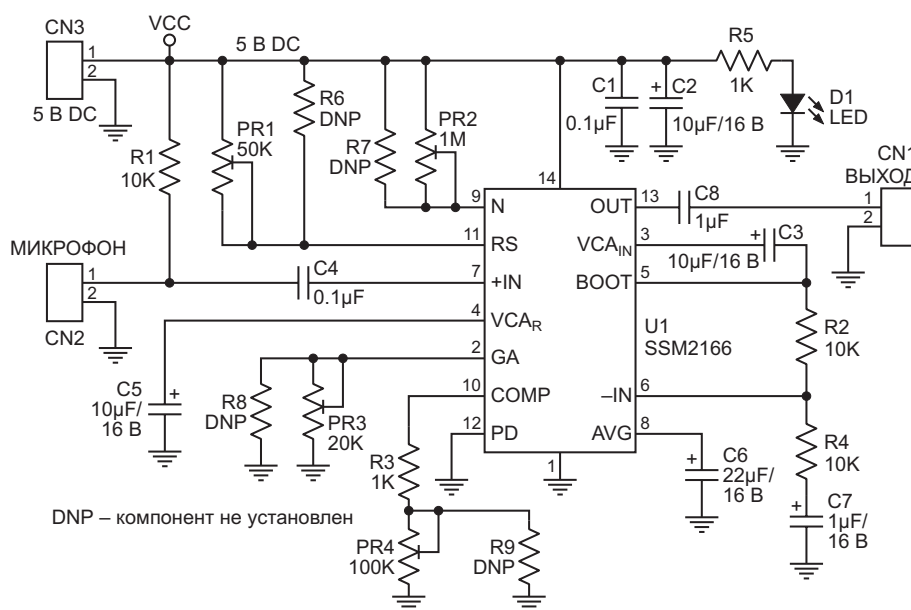


Рисунок 1. Принципиальная схема микрофонного предусилителя.

30 кГц. Дополнительное усиление обеспечивается схемой входного буферного операционного усилителя, которое можно настроить в диапазоне от 0 до 20 дБ, что позволяет получить суммарное усиление тракта прохождения сигнала до 80 дБ. Устройство работает от одного источника питания +5 В, принимает входные сигналы со среднеквадратичным значением до 1 В и при работе на нагрузку более 5 кОм обеспечивает уровни выходных сигналов более 1 В с.к.з. (3 В пик-пик). Постоянная времени внутреннего детектора среднеквадратичного значения задается внешним конденсатором. Микросхема SSM2166 содержит входной буфер и схему автоматической регулировки усиления (АРУ) для аудиосигналов и сигналов речевого диапазона. Для оптимизации работы схемы предусмотрена возможность регулировки пользователем постоянной времени и степени сжатия. Функция убывающего экспандирования устраняет шум схемы при отсутствии входного сигнала. Установленные на плате подстроечные потенциометры позволяют пользователю задавать порог убывающего экспандирования, порог ограничения (точку поворота), фиксированное усиление входного буфера, а также номинальный коэффициент усиления внутреннего VCA в точке поворота.

Основные характеристики

- Напряжение питания: 5 В DC (от 4.5 до 5.5 В)
- Поддерживает конденсаторные микрофоны
- Степень сжатия, регулируемая с помощью подстроечного потенциометра
- Точка поворота, регулируемая с помощью подстроечного потенциометра
- Порог шумового затвора, регулируемый с помощью подстроечного потенциометра
- Штыревой разъем для подключения микрофона
- Штыревой разъем для подключения питания
- Штыревой разъем для подключения входного сигнала
- Низкие уровни шумов и искажений
- Функция отключения питания
- Полоса пропускания 20 кГц (61 дБ)
- Светодиод индикации питания D1
- Размеры печатной платы 36.99 × 26.51 мм

Степень сжатия (может быть задана дополнительным постоянным резистором R9 или подстроечным потенциометром PR4)

Степень сжатия можно изменять от 1:1 (без сжатия) до более чем 15:1 с помощью подстроечного потенциометра PR4 или дополнительного резистора R9 (R_{COMP}). Входные сигналы, уровень которых превышает точку поворота (напряжение V_{RP}), сжимаются с фиксированной степенью сжатия, равной приблизительно 15:1. При уменьшении сопротивления R_{COMP} уменьшается степень сжатия; при значениях порядка 17 кОм или менее степень сжатия составляет 1:1. Характеристики АРУ обеспечиваются при степени сжатия от 2:1 до 15:1 и зависят от конкретного применения. Для возможности регулировки этого параметра должен использоваться потенциометр PR4 номиналом 100 кОм.

Эта область работы называется «областью ограничения». Изменение степени сжатия не влияет на область ограничения. Точка излома между областью сжатия и областью ограничения называется «порогом ограничения» или «точкой поворота» и задается пользователем согласно описанию микросхемы SSM2166. Термин «точка поворота» происходит от наблюдения, что прямая линия в области сжатия «поворачивается» вокруг этой точки на входной/выходной характеристике при изменении степени сжатия.

Регулировка усиления – подстроечный потенциометр PR3 или дополнительный резистор R3

Максимальное усиление схемы устанавливается с помощью подстроечного резистора PR3 УСТАНОВКА УСИЛЕНИЯ. Этот резистор, сопротивление которого может находиться в диапазоне от 1 кОм до 20 кОм, позволяет изменять номинальное усиление VCA от 0 дБ до приблизительно 20 дБ, соответственно. Для установки максимального усиления VCA также можно оставить вывод GA неподключенным.

Усиление системы при уровне входного сигнала V_{RP} фиксируется резистором R_{GAIN} независимо от степени сжатия и является «номинальным коэффициентом усиления» системы. Номинальный коэффициент усиления

системы может быть увеличен пользователем до 20 дБ с помощью внутреннего VCA. Кроме того, входной буфер SSM2166 сконфигурирован таким образом, чтобы обеспечивать возможность установки усиления от 0 до 20 дБ с помощью резисторов R2 и R4. Усиление VCA в точке поворота устанавливается дополнительным резистором R8 или подстроечным потенциометром PR3 (R_{GAIN}), подключенным между выводом 2 и землей (GND).

Регулировка точки поворота – подстроечный потенциометр PR1 или дополнительный резистор R6

Для установки точки поворота используется внутреннее опорное напряжение схемы управления. Изменяя сопротивление подстроечного потенциометра PR1 или дополнительного резистора R6, подключенного между положительным источником питания и выводом RS (вывод 11), точку поворота можно изменять приблизительно от 20 мВ с.к.з. до 1 В с.к.з. Например, резистором 1 кОм устанавливается уровень точки поворота порядка 1 В с.к.з., тогда как при сопротивлении резистора 55 кОм типовое значение точки поворота составляет 30 мВ с.к.з. Поскольку для входных сигналов V_{IN} , превышающих точку поворота ($V_{\text{IN}} > V_{\text{RP}}$), происходит ограничение, точка поворота фактически устанавливает максимальный уровень выходного сигнала. Рекомендуется устанавливать точку поворота на верхнем пределе ожидаемого диапазона входных сигналов, чтобы область сжатия охватывала весь желаемый диапазон входных сигналов. Тогда нерегулярные более сильные всплески сигнала будут ослаблены действием ограничителя.

Регулировка шумового затвора – подстроечный потенциометр PR2 или дополнительный резистор R7

Рабочий диапазон шумового затвора составляет от 0.3 мВ до более 20 мВ относительно выхода буфера. Для адаптации этого диапазона к вашему приложению может потребоваться ослабление входного сигнала или иное распределение усиления между буфером и VCA.

Работа схемы

Входной аудиосигнал обрабатывается входным буфером, а затем VCA. Входное

сопротивление буфера составляет приблизительно 180 кОм. На входе аудио +IN (вывод 7 микросхемы SSM2166) присутствует постоянное напряжение приблизительно 1.5 В; конденсатор C4 используется в качестве блокирующего для источников сигнала, привязанных к земле. Для большинства аудиоприложений хорошим выбором будет конденсатор емкостью 0.1 мкФ. Входной буфер, представляющий собой усилитель с фиксированным единичным усилением, способен управлять низкоомным входом VCA. VCA – это усилитель с низким уровнем искажений и переменным коэффициентом усиления, который устанавливается сайдчейн-схемой управления. Вход VCA представляет собой виртуальную землю с последовательным с резистором порядка 1 кОм. C3 – это разделительный конденсатор между выходом буфера и входом VCA. Емкость этого конденсатора определяется величиной сопротивления 1 кОм между усилителями и обычно составляет примерно 10 мкФ. VCA усиливает ток входного сигнала, протекающий через конденсатор C3, и преобразует этот ток в напряжение на выходе микросхемы SSM2166 (вывод 13). Общее усиление от входа до выхода может достигать 60 дБ (без дополнительного усиления в буфере), в зависимости от коэффициента усиления, установленного схемой управления.

Коэффициент усиления VCA в точке поворота определяется сопротивлением резистора R_{GAIN} , включенного между выводом 2 и землей GND. Диапазон АРУ SSM2166 может достигать 60 дБ. Вывод VCAIN (вывод 3) микросхемы SSM2166 является неинвертирующим входом VCA. Выходное сопротивление SSM2166 обычно составляет менее 75 Ом, а внешняя нагрузка на вывод 13 должна быть больше 5 кОм. Номинальное выходное постоянное напряжение устройства составляет приблизительно 2.2 В. Для блокировки заземленных нагрузок на выходе установлен конденсатор C8. Полоса пропускания SSM2166 достаточно широка при любых значениях усиления. Верхняя точка 3 дБ составляет приблизительно 30 кГц при усилении до 60 дБ (при использовании входного буфера для дополнительного усиления полоса пропускания схемы не изменяется). Нижняя частота среза по уровню 3 дБ микросхемы SSM2166 определяется входным сопротивлением VCA

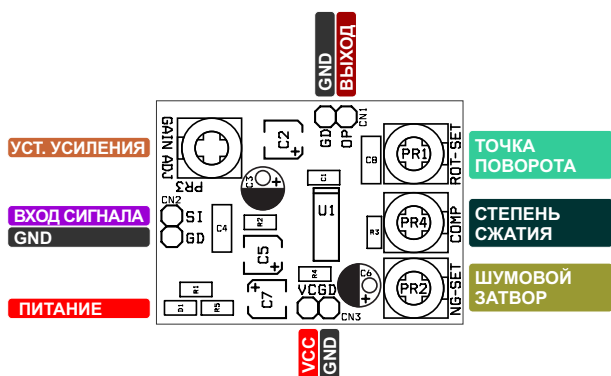


Рисунок 2. Схема подключения предусилителя.

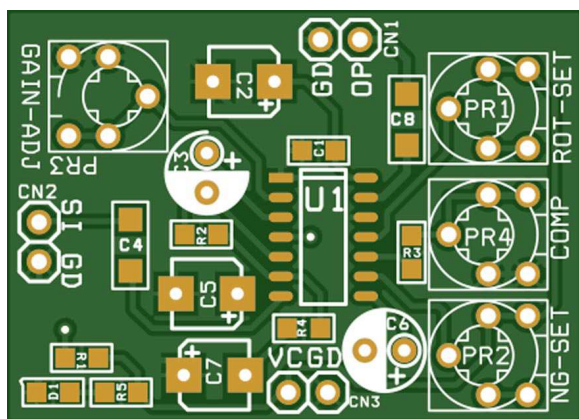


Рисунок 3. Схема размещения элементов на печатной плате.

(1 кОм) и емкостью конденсатора C3. Если шум входного буфера фиксирован, то приведенный ко входу шум VCA зависит от коэффициента усиления. VCA спроектирован таким образом, чтобы при максимальном усилении его входной шум был минимальным.

Детектор уровня

Микросхема SSM2166 содержит двухполупериодный выпрямитель и запатентованную схему детектора истинного среднеквадратичного значения, постоянная времени усреднения которой задается внешним конденсатором C6, подключаемым к выводу AVG (вывод 8). Для обеспечения оптимальной работы детектора уровня в области низких частот (вплоть до 10 Гц) емкость этого конденсатора должна составлять 2.2 мкФ. Для снижения влияния сильного низкочастотного фонов

Таблица 1. Перечень компонентов схемы

Обозначение	Описание	Тип
U1	SSM2166	
R1, R2, R4	10 кОм	
R3, R5	KF45C-9.5-2P	
R6, R7, R8, R9	Не установлены	
PR1	50 кОм подстроечный	3362P-503LF
PR2	1 МОм подстроечный	3362P-105LF
PR3	20 кОм подстроечный	3362P-203LF
PR4	100 кОм подстроечный	3362P-104LF
D1	Светодиод SMD 0805	
CN1, CN2, CN3	Штыревой контакт 2.54 мм	
C1, C4	0.1 мкФ/16 В	
C2, C3, C5	10 мкФ/16 В	
C6	22 мкФ/16 В	
C7, C8	1 мкФ/16 В	

шума может потребоваться экспериментальный подбор конденсатора большей емкости. Емкость конденсатора, задающего постоянную времени усреднения, влияет на качество звука: слишком малая емкость может вызвать «эффект накачки» для некоторых сигналов, тогда как слишком большая – привести к замедлению реакции на динамику сигнала. Здесь рекомендуется использовать недорогие электролитические конденсаторы емкостью от 2 до 47 мкФ. Установлено, что для передачи речевого сигнала оптимальны номиналы в диапазоне 18–22 мкФ, тогда как для музыкального материала предпочтительнее использовать конденсаторы с емкостью, соответствующей нижней границе диапазона.

Подключения и другие детали

На Рисунке 2 показана схема подключения усилителя.

Файлы проекта в формате Gerber можно скачать по ссылке в разделе Загрузки. Схема размещения элементов на печатной плате показана на Рисунке 3. Перечень компонентов схемы приведен в Таблице 1. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices SSM2166](#)

Загрузки

1. [Файлы Gerber](#)

Схема охлаждения с двумя вентиляторами и обратноходовым преобразователем

Hesam Moshiri

Power Electronics News

В этом проекте представлены разработка и реализация управляемой ШИМ схемы охлаждения с двумя вентиляторами, объединяющей компактный и эффективный источник питания с интеллектуальной регулировкой скорости вращения вентиляторов. Схема состоит из двух основных частей: изолированного обратноходового преобразователя мощностью 6 Вт, преобразующего универсальное переменное напряжение 85–260 В в стабилизированное постоянное напряжение 12 В, и блока управления на базе микроконтроллера ATtiny13.

Блок управления считывает данные о температуре с 10-килоомного NTC терморезистора и динамически регулирует скорость вращения вентилятора с помощью ШИМ, обеспечивая оптимальную эффективность охлаждения при минимальном уровне шума и энергопотребления. Схема предназначена для управления одним или двумя 12-вольтовыми вентиляторами, автоматически регулируя их скорость в зависимости от изменений температуры. Особое внимание было уделено разводке печатной платы для выполнения требований ЭМС/ЭМИ, что повышает надежность и снижает уровень электромагнитных помех. Эта конструкция подходит для приложений, требующих эффективного и автономного управления температурным

режимом в электронных корпусах, источниках питания и другом оборудовании, чувствительном к нагреву.

Анализ схемы

На Рисунке 1 показана принципиальная схема устройства. Схема состоит из двух частей: первая часть – это обратноходовой AC/DC преобразователь, а вторая – контроллер вентилятора.

AC – это входная клемма для подключения переменного напряжения от 85 В до 260 В. F – одноваттный резистор-предохранитель с начальным сопротивлением 15 Ом в корпусе MELF. Использование такого компонента вместо обычного предохранителя имеет ряд преимуществ: ограничение пускового тока, выполнение функции предохранителя и снижение помех за счет образования RC-фильтра с конденсатором C3. Мостовой выпрямитель BR служит для преобразования переменного тока в постоянный, а высоковольтный конденсатор C3 уменьшает пульсации напряжения высоковольтной линии DCLine. Старайтесь использовать для этой функции конденсатор высокого качества; в противном случае низкокачественный конденсатор (с низким допустимым уровнем пульсаций) быстро выйдет из строя и может повредить контроллер.

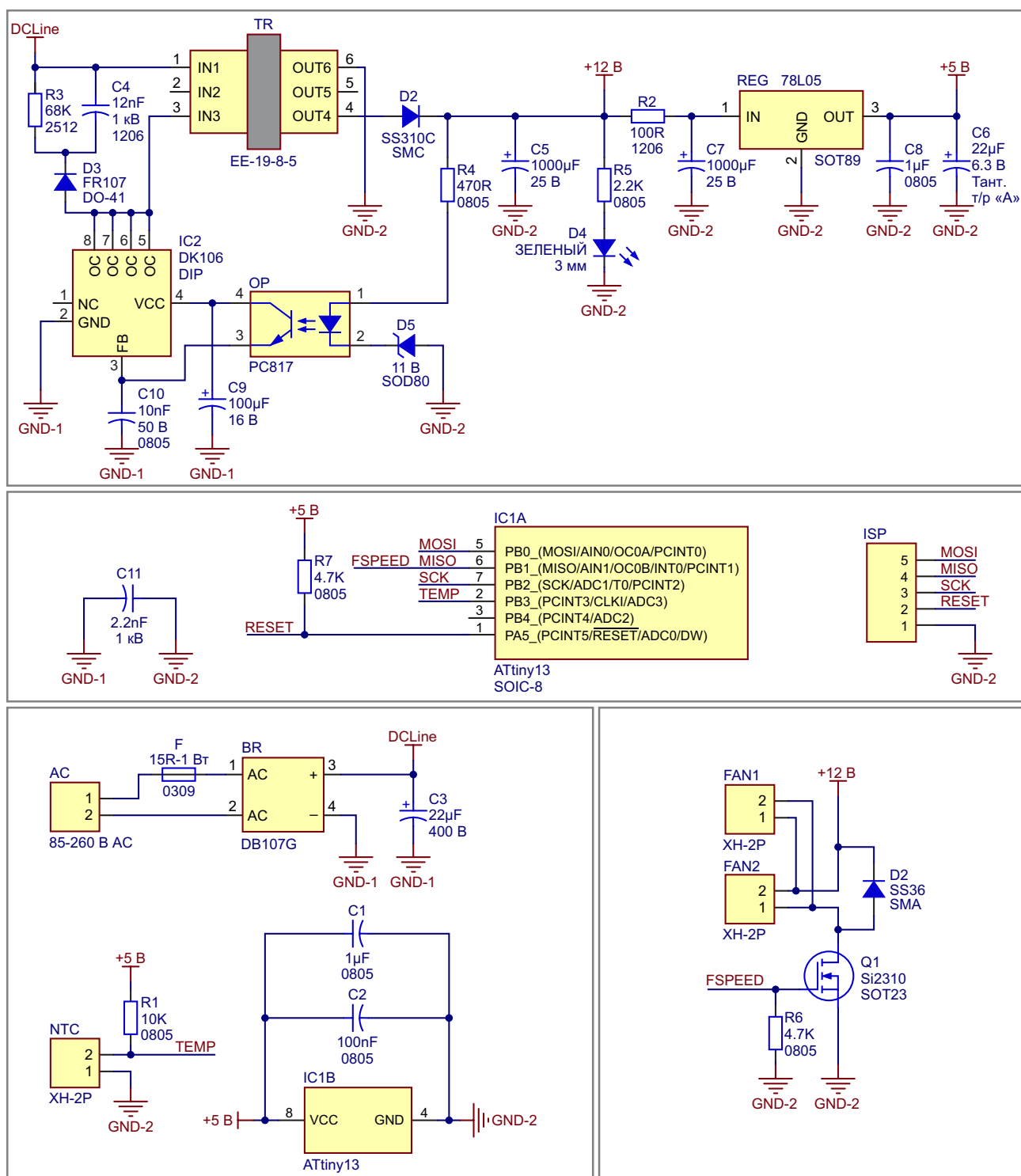


Рисунок 1. Принципиальная схема устройства охлаждения с двумя вентиляторами, управляемого температурой.

Элементы R3, D3 и C4 образуют снабберную цепочку. Она демпфирует высокочастотные всплески/звон на первичной обмотке трансформатора (стоке MOSFET) и защищает MOSFET. Это основная цель использования снаббера, хотя при правильном проектировании и тестировании он потенциально

снижает электромагнитные помехи. В этой схеме силовой MOSFET интегрирован в микросхему контроллера преобразователя.

IC2 – это микросхема контроллера преобразователя DK106. Частота переключения контроллера составляет 65 кГц. Для его работы достаточно всего с нескольких пассивных

компонентов. Ему не требуются пусковой резистор и вспомогательная обмотка.

Конденсатор C10 снижает высокочастотные шумы на выводе обратной связи. C9 является блокировочным конденсатором для вывода VCC. Оптопара ОП типа PC817 обеспечивает гальванически изолированный путь для контроллера, позволяющий отслеживать любые изменения выходного напряжения и передавать их на контроллер. Выходной диод Шоттки D1 выпрямляет напряжение вторичной обмотки, а конденсатор C5 уменьшает выходные пульсации. Включение светодиода D4 индицирует правильный уровень выходного напряжения.

Резистор R2 и конденсатор C7 образуют мощный RC-фильтр нижних частот, позволяющий минимизировать шум, поскольку для считывания напряжения NTC (температуры) микроконтроллер использует свой внутренний АЦП, который чувствителен к шуму. LDO регулятор REG типа 78L05 в корпусе SOT-89 обеспечивает стабилизацию напряжения +5 В для питания микроконтроллера IC1. Конденсаторы C8 и C6 обеспечивают устойчивость регулятора. Конденсатор C6 – это танталовый конденсатор, который на выходе LDO работает лучше, чем керамический.

IC1 – это микроконтроллер ATtiny13, а ISP – 5-контактный штыревой разъем с шагом 2.54 мм для внутрисхемного программирования.

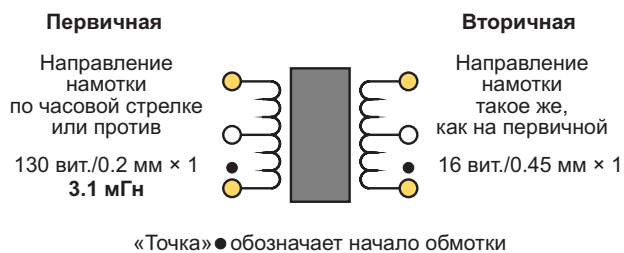


Рисунок 2. Схема намотки трансформатора.

ния AVR. C1 и C2 – развязывающие конденсаторы для шины питания микросхемы IC1. N-канальный MOSFET Q1 типа Si2310 в корпусе SOT-23 управляет вентиляторами, а диод D2 защищает транзистор от обратных выбросов. D2 должен быть диодом Шоттки, подобным SS36, поскольку частота ШИМ составляет 25 кГц, и обычный диод, например, M7, не сможет работать достаточно быстро. NTC – это разъем ХН-2Р для подключения NTC термистора 10 кОм. При повышении температуры сопротивление NTC термистора и напряжение на входе АЦП уменьшаются, и наоборот.

Трансформатор

На Рисунке 2 представлена информация об обмотке. Использован ферритовый сердечник EE19/8/5; каркас имеет вертикальную ориентацию и схему расположения выводов 3+3.

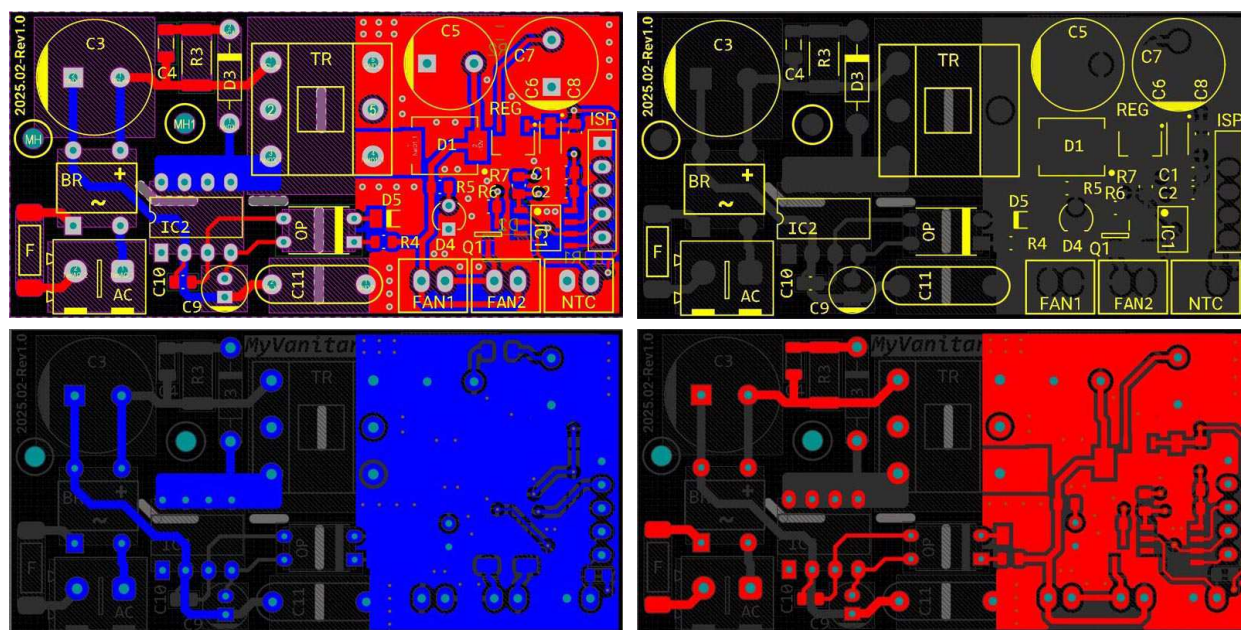


Рисунок 3. Разводка печатной платы схемы охлаждения с двумя вентиляторами.

Сборку трансформатора выполняйте в следующей последовательности. Сначала намотайте первичную обмотку – по часовой стрелке или против. Затем установите ферритовые сердечники на место (в каркас) и измерьте индуктивность первичной обмотки с помощью LCR-метра. Если на вашем LCR-метре можно выбрать частоту измерения, оптимальным значением будет 65 кГц (рабочая частота трансформатора); в противном случае установите частоту 40 кГц или 100 кГц. Шлифуйте средний стержень ферритового сердечника и измеряйте индуктивность, пока не получите значение, близкое к 3.1 мГн. Небольшое отклонение допустимо и не вызывает проблем. Намотайте 2–3 витка изолирующей ленты на первичную обмотку, затем намотайте вторичную обмотку в соответствии с инструкциями.

Индуктивность рассеяния первичной обмотки можно измерить, подключив к ней измеритель LCR и закоротив все остальные обмотки.

Разводка печатной платы

На Рисунке 3 показана разводка печатной платы. Это двухслойная плата со смесью компонентов для монтажа на поверхность и для пайки в отверстия.

Я руководствовался следующими принципами разводки. Дорожка от вывода стока до трансформатора максимально короткая. Блокировочный конденсатор (C9) расположен вблизи вывода VCC. Снабберная цепь (ограничитель) расположена как можно ближе к трансформатору. Дорожки к Y-конденсатору максимально короткие. Площадь контура со стороны вторичной обмотки (диод Шоттки и подключенный к нему конденсатор на землю) мала. Сборочный чертеж печатной платы показан Рисунке 4.

Программа

Исходный код программы и файлы Gerber можно скачать в разделе Загрузки. Параметры ШИМ сконфигурированы через регистры AVR, частота составляет 25 кГц.

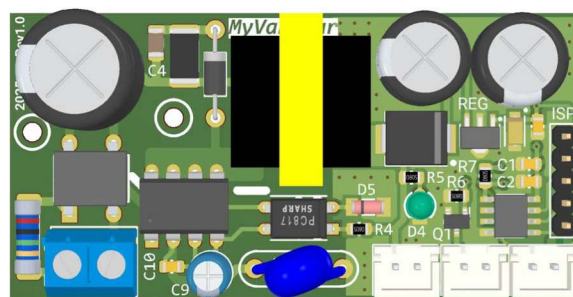


Рисунок 4. Сборочный чертеж печатной платы.

Сборка и испытания

На Рисунке 5 показана собранная печатная плата. Протестировать устройство несложно. Подключите терморезистор 10 кОм к его разъему и прогрейте датчик (например, с помощью фена или теплового пистолета). Значения порогов и скорость вращения вентиляторов можете изменить в коде в соответствии с вашими потребностями. **РЛ**

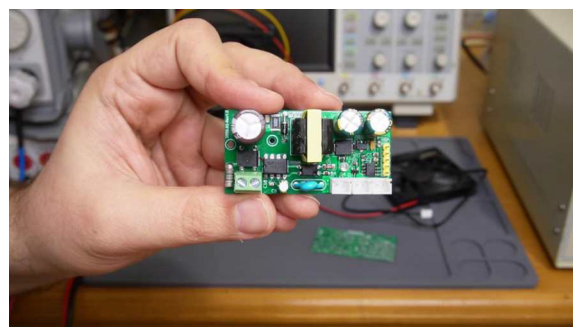


Рисунок 5. Собранная печатная плата.

Материалы по теме

1. [Datasheet Atmel ATtiny13](#)
2. [Datasheet Dongke Semiconductor DK106](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM78L05](#)
4. [Datasheet First Silicon PC817](#)
5. [Datasheet UMW Si2310](#)
6. [Datasheet UTC DB107G](#)
7. [Datasheet Vishay SS36](#)
8. [Datasheet Taiwan Semiconductor SS310](#)

Загрузки

1. [Исходный код программы и файлы Gerber](#)

Преобразователь тока 4-20 мА в 0-20 мА потребляет всего несколько микроампер

Stephen Woodward

EDN

Схемы преобразования сигналов аналоговой токовой петли 4-20 мА в 0-20 мА могут быть горячей темой, однако нагрев самих этих схем при работе – явление нежелательное.

В последнее время горячо обсуждается разработка схем преобразования аналоговых сигналов токовой петли 4-20 мА, повсеместно используемых в системах мониторин-

га и управления технологическими процессами, в сигналы 0-20 мА. «Горячая тема» – это идеальное определение, поскольку типичные примеры таких преобразователей могут

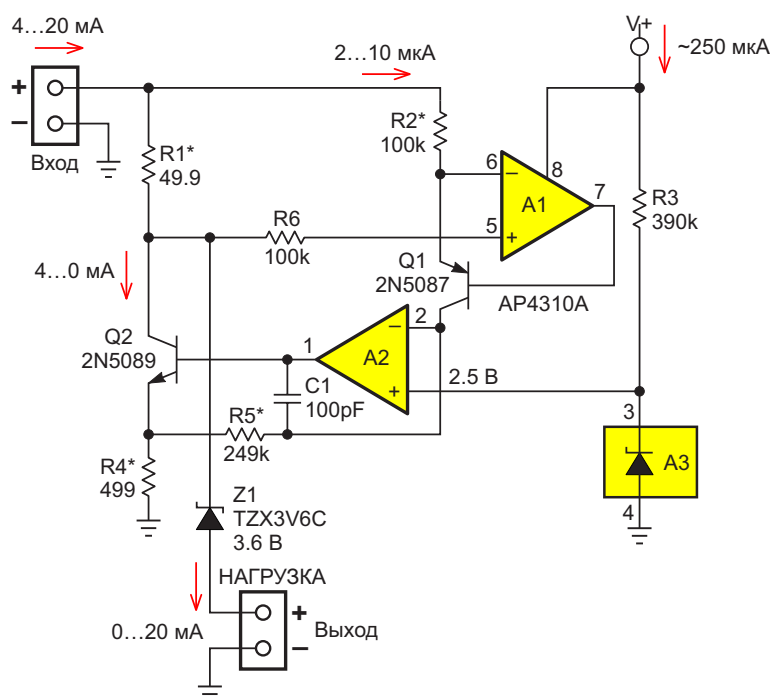


Рисунок 1. Работа данной схемы описывается формулой (1). Максимальный ток, потребляемый от локального источника питания V_+ , составляет всего $1/80$ от максимального выходного тока I_{OUT} , что увеличивает КПД в 80 раз. Резисторы, отмеченные звездочкой, имеют точность 0.5 % или лучше.

рассеивать до полуватта. Некоторые нагреваются еще сильнее! Это приводит к некоторым весьма неэкологичным проблемам, например, к необходимости использования мощных транзисторов в корпусе ТО-220, оснащенных массивными радиаторами. Одобрив бы это Грета Тунберг? Думаю, нет!

Конструкция, показанная на Рисунке 1, предоставляет интересную (и, возможно, даже полезную) возможность повышения КПД. Она экономно использует большую часть входного тока 4-20 мА для получения выходного тока 0-20 мА, потребляя при этом микроамперы от собственного источника питания. Она потребляет всего $250 \text{ мкА} \times 24 \text{ В} = 6 \text{ мВт}$ (типичное значение), и лишь сопоставимые несколько милливатт рассеиваются транзистором Q2 – наиболее близким аналогом проходного транзистора. Этого недостаточно даже для того, чтобы сделать теплым корпус ТО-92.

Вот как это работает.

Входной ток петли 4-20 мА (99.95% от него, если быть точным) проходит через токоизмерительный резистор R1 и далее в нагрузку, создавая на нем падение напряжения от 200 мВ до 1 В при изменении входного тока I_{IN} от 4 до 20 мА. Преобразователь напряжение-ток, состоящий из элементов R1, A1 и Q1, преобразует этот сигнал в ток коллектора транзистора Q1

$$I_{C1} = I_{IN} \cdot \frac{R1}{R2} = 2 \dots 10 \text{ мкА},$$

который является входным током преобразователя ток-напряжение (R5, A2, Q2, R4), создающим на резисторе R5 напряжение от 0.5 до 2.5 В. Усилитель A2 сравнивает это напряжение с напряжением 2.50 В внутреннего опорного источника A3, заставляя транзистор Q2 открываться настолько, чтобы сумма напряжений $V_{R4} + V_{R5}$ составляла 2.5 В.

Таким образом, ток коллектора транзистора Q2

$$I_{C2} = \frac{2.5 - V_{R5}}{R4}$$

и линейно уменьшается от 4 мА до нуля по мере увеличения I_{IN} от 4 до 20 мА. В итоге транзистор Q2 вынужден вычитать ток, линейно уменьшающийся от 4 до 0 мА, из входного тока I_{IN} , так что его диапазон от 4 до 16 мА преобразуется на выходе в диапазон тока I_{OUT} от 0 до 20 мА. Другими (математическими) словами:

$$I_{OUT} = I_{IN} - 4 \text{ мА} \cdot \left(1 - \frac{I_{IN} - 4 \text{ мА}}{16 \text{ мА}} \right) = 1.25 \cdot (I_{IN} - 4 \text{ мА}). \quad (1)$$

В результате 98.8% выходного тока I_{OUT} обеспечивается за счет рециркуляции входного тока I_{IN} , а не потребляется заново от источника V+.

Величина напряжения V+ не критична и лишь должна быть достаточной для соответствия требованиям (заземленной) нагрузки. Резистор R3 должен обеспечивать смещение 50 мкА для вывода 3 параллельного источника опорного напряжения A3, поэтому для $V+ = 24 \text{ В}$

$$R3 = \frac{V+ - 2.5}{50 \text{ мкА}} = 390 \text{ кОм}.$$

Некритичный стабилитрон Z1 обеспечивает транзисторам запас по напряжению в несколько вольт. Общее падение напряжения от входа до выхода составляет 5.6 В.

И, наконец, есть один нюанс. В случае полной потери номинального входного тока 4-20 мА усилитель A2 переведет транзистор Q2 в состояние насыщения. Это ничему не повредит, но заставит усилитель A2 потреблять 5 мА от источника V+ для обеспечения необходимого тока базы транзистора Q2. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes AP4310A](#)
2. [Datasheet Vishay TZX](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor 2N5087](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)

N- и р-канальные транзисторы образуют двухтактный драйвер

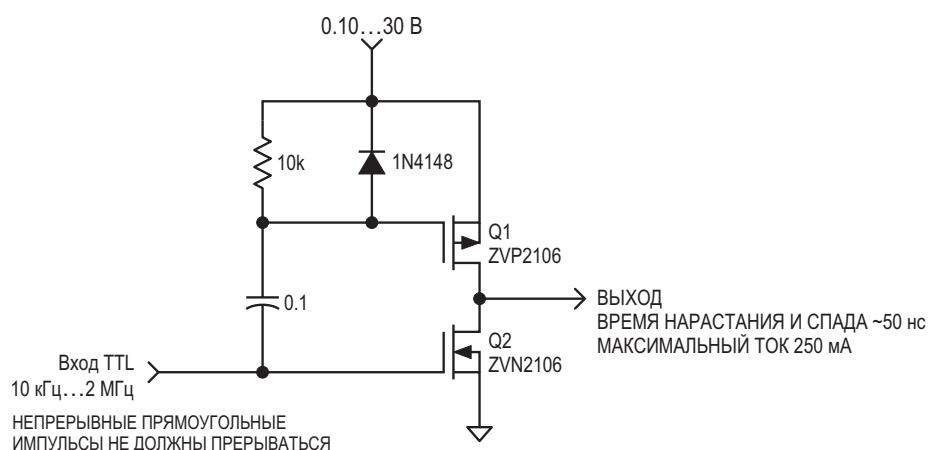
David A. Johnson

Эта схема способна формировать высокоскоростные выходные сигналы с быстрым нарастанием и спадом. Уникальный механизм накачки заряда позволяет напряжению верхнего р-канального устройства изменяться в диапазоне от милливольт до сотен вольт. Выходной ток ограничен только номи-

нальными параметрами транзисторов. Я использовал эту схему на частотах выше 2 МГц. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes ZVN2106A](#)
2. [Datasheet Diodes ZVP2106A](#)



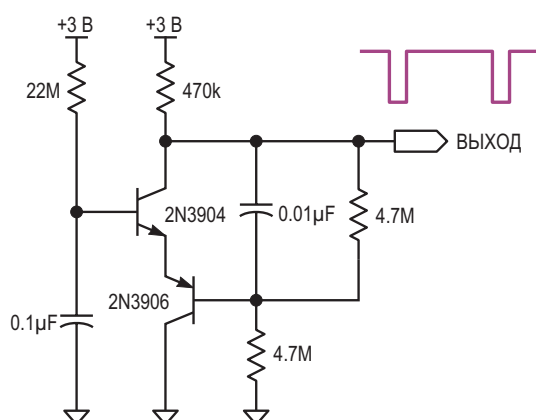
Микроомощные генераторы

David A. Johnson

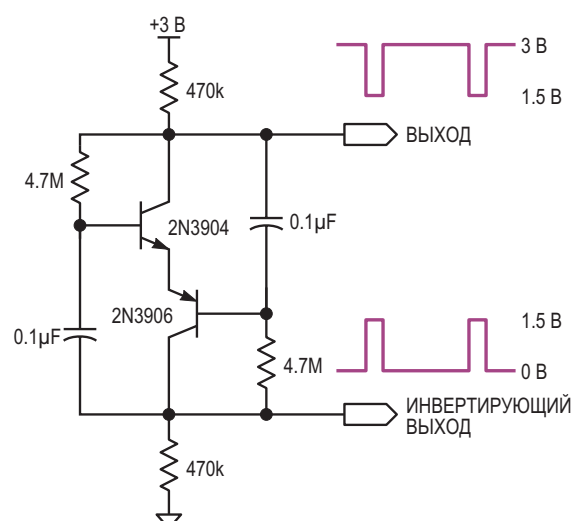
На этой странице представлены два необычных двухтранзисторных генератора. Я подобрал значения компонентов для низкочастотного приложения. Обе схемы потребляют всего около 1 микроампера тока. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild 2N3904](#)
2. [Datasheet Fairchild 2N3906](#)



2N3906 РАБОТАЕТ КАК
ОДНОПЕРЕХОДНЫЙ ТРАНЗИСТОР.
ЧАСТОТА 0.5 Гц.
ПОТРЕБЛЯЕМЫЙ ТОК 1.2 мкА.



ЧАСТОТА 2 Гц.
ПОТРЕБЛЯЕМЫЙ ТОК 1 мкА.

ПРАВОВАЯ ИНФОРМАЦИЯ

1. Статус электронного издания

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

2. Авторские права

Все материалы, размещённые в настоящем электронном издании, включая тексты, изображения, иллюстрации, графику, дизайн и иные объекты, являются объектами авторского права и охраняются в соответствии с частью IV Гражданского кодекса Российской Федерации.

Исключительные права на материалы принадлежат редакции электронного издания либо соответствующим правообладателям, если иное прямо не указано.

Любое использование материалов (воспроизведение, распространение, переработка, публичный показ, доведение до всеобщего сведения и иные способы использования) допускается только с письменного разрешения правообладателя либо в случаях, прямо предусмотренных законодательством Российской Федерации, с обязательным указанием источника и автора.

3. Использование сторонних материалов

Отдельные материалы в электронном издании могут использоваться:

- на основании разрешений правообладателей;
- на условиях открытых лицензий;
- в объёме, допустимом законодательством Российской Федерации, в информационных, образовательных и обзорных целях.

4. Материалы, созданные с использованием ИИ

Часть изображений и графических материалов, размещённых в электронном издании, может быть создана с использованием генеративных технологий (искусственного интеллекта).

Такие материалы используются в иллюстративных целях. Редакция принимает разумные меры для предотвращения нарушения прав третьих лиц.

5. Реклама

В электронном издании может размещаться реклама.

Рекламные материалы публикуются в соответствии с законодательством Российской Федерации. Редакция не несёт ответственности за содержание рекламных материалов и возможные последствия их использования.

6. Товарные знаки и патенты

Все товарные знаки, фирменные наименования, логотипы, наименования продуктов и технологий, упомянутые в электронном издании, являются собственностью их законных владельцев.

Их упоминание носит исключительно информационный характер и не означает одобрения, аффилированности либо партнёрства.

7. Ограничение ответственности

Редакция не несёт ответственности за возможные прямые или косвенные убытки, возникшие в результате использования информации, размещённой в электронном издании.

8. Уведомление для правообладателей

Если вы являетесь правообладателем и считаете, что размещение материалов в настоящем электронном издании нарушает ваши права, пожалуйста, направьте уведомление на адрес электронной почты:

rlocman@rlocman.ru

В уведомлении необходимо указать:

- объект права;
- наименование издания и номер выпуска (при наличии);
- описание спорного материала;
- подтверждение прав.

Материалы будут рассмотрены и при необходимости удалены в разумные сроки.