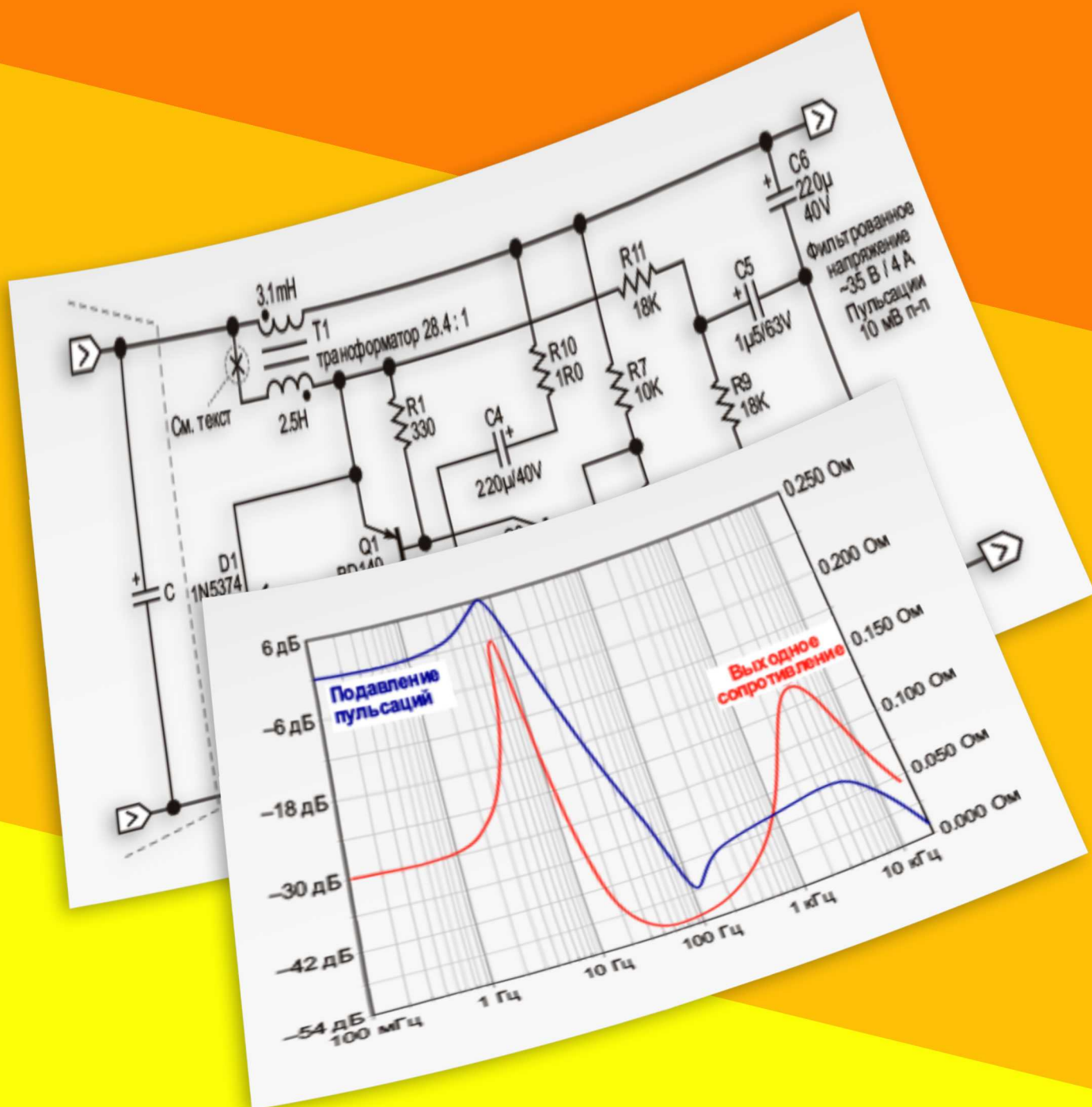




УМНЫЙ ПОДАВИТЕЛЬ ПУЛЬСАЦИЙ





РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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



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



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Зловредный борщевик превратили в материал для батарей в зелёной энергетике
- 5 Ученые ТПУ доказали эффективность нового оптического переключателя для суперскоростных компьютеров
- 6 STMicroelectronics расширяет семейство низковольтных операционных усилителей
- 7 GaN микросхема сокращает размеры драйверов двигателей и ускоряет выход на рынок
- 8 SiTime расширяет семейство автомобильных МЭМС устройств новыми решениями

Статьи

- 10 Схемы с токовым выходом добавляют универсальности вашему набору аналоговых инструментов
- 15 Тиристорные логические элементы
- 19 Рэй Долби, инженер, вдохнувший новую жизнь в технологию звука
- 21 Один операционный усилитель обеспечивает характеристику передачи с двойным гистерезисом
- 24 Синхронно регулируемый многоканальный фазовращатель
- 26 Как сделать программируемый генератор с использованием цифровых потенциометров
- 29 Как измерить входную емкость операционного усилителя, чтобы минимизировать шум
- 32 Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием
- 35 Добавленный АЦП повышает точность аналогового извлечения квадратного корня

Схемы

- 38 Усовершенствованный барометр-термометр-гигрометр с E-ink дисплеем
- 49 Удвоитель частоты с коэффициентом заполнения 50%
- 52 Источник питания Proto
- 56 Фильтр нижних частот с улучшенной переходной характеристикой
- 58 Один вывод процессора управляет функцией включения/выключения
- 60 Простая схема сенсорного переключателя
- 62 Один генератор управляет несколькими твердотельными реле
- 64 Прецизионный интерфейс емкостного датчика для миниатюрных приборов
- 66 Два опорных напряжения повышают точность гистерезиса
- 68 Линеаризованный портативный анемометр с термостатированной парой Дарлингтона
- 71 Синхронный генератор преобразует аудио и видео в ЧМ сигнал
- 74 Активный эмулятор датчиков RTD поддерживает все схемы подключения
- 77 Транзисторы укрощают индуктивность рассеяния
- 80 Схема аварийной сигнализации контролирует скорость вращения двигателя постоянного тока
- 82 Аналого-цифровой квазифильтр клапанного типа
- 84 Бестрансформаторный DC/DC преобразователь с двуполярным выходом
- 86 Широкополосный пиковый детектор работает в широком диапазоне входных частот
- 89 Диоды Шоттки улучшают реакцию компаратора на переходные процессы
- 92 Простая схема отключает систему при низком напряжении питания
- 94 Изолированный усилитель фемтоамперных токов с экстремальным диапазоном регулировки усиления
- 96 Генератор сигналов специальной формы с минимальной зависимостью амплитуды от напряжения питания
- 99 Двухстоковый силовой MOSFET
- 102 Простой многофазный генератор сигналов на операционных усилителях
- 104 Мультивибратор на таймере 555 с индуктивным компонентом
- 107 Умный подавитель пульсаций с почти нулевым падением напряжения
- 110 Точное управление скоростью двигателя постоянного тока с помощью потенциометра или ЦАП
- 113 Защита MOSFET в мощных импульсных схемах
- 116 Регулируемый генератор треугольных/пилообразных импульсов на основе таймера 555
- 119 Микроконтроллер управляет реле через радиочастотные модули
- 122 Беспроводная «батарея» питает маломощные устройства
- 124 Скоростью двигателя постоянного тока управляет свет
- 126 Генератору Хартли не нужны связанные катушки индуктивности

Зловредный борщевик превратили в материал для батарей в зелёной энергетике

Исследователи из МГУ и Сколтеха сделали из назойливого ядовитого сорняка высококачественный углеродный материал для анодов натрий-ионных батарей. По мере совершенствования материалов этот инновационный вид аккумуляторов может заменить более дорогие литий-ионные накопители энергии на солнечных и ветрогенераторах и в других применениях, где компактность не играет определяющую роль. Работа опубликована в журнале *Batteries*.



«Мы подумали: а здорово было бы одновременно избавиться от этого гадостного сорняка и получить что-то полезное взамен, – рассказывает соавтор статьи Зоя Бобылёва из Московского государственного университета имени М. В. Ломоносова. – Твёрдый углерод, который используется в анодах натрий-ионных аккумуляторов, можно производить из любой биомассы: скорлупы орехов, отходов бумажного производства и проч., но вот борщевик никто ещё не пробовал. А оказалось, что он неплохо подходит».

Борщевик Сосновского – агрессивно распространяющийся сорняк, который вдобавок вызывает ожоги. Его завезли в центральную Россию с Кавказа в ходе сельскохозяйственного эксперимента, чтобы кормить скот, но идея не прижилась. А сам борщевик прижился, причём так, что, согласно опубликованному весной прогнозу учёных из Сколтеха, к середине столетия им может зарости вся европейская часть России.

Натрий-ионные батареи – альтернативная безлитиевая технология накопления энергии. Цены на литий неуклонно растут, добы-

вается этот металл в ограниченном числе стран, и его производство достаточно вредно для экологии. У натрия этих проблем нет, но чтобы перейти на него, придётся заменить материалы катода и анода батареи. Недавно в Сколтехе предложили катодный материал с рекордными характеристиками. В этот раз другая группа исследователей из Сколтеха и МГУ получила высококачественный анодный материал – из весьма неожиданного сырья.

«На сегодня твёрдый углерод обеспечивает лучшее сочетание свойств для изготовления анода натрий-ионного аккумулятора, – поясняет руководитель исследования профессор Евгений Антипов из Сколтеха и МГУ. – Этот материал представляет собой аморфную форму углерода, которая даже при сильном нагреве не переходит в графит. В отличие от графита у этого вещества такая структура, что оно может цикл за циклом внедрять в себя ионы натрия и высвобождать их обратно, что необходимо для работы аккумулятора, при этом объём материала не сильно изменяется. Другие достоинства – сравнительная дешевизна, простота синтеза и утилизации и невысокая пожароопасность».

Две ключевые характеристики для сравнения анодных материалов – кулоновская эффективность и удельная ёмкость. Чем выше первый показатель, тем меньше энергии при эксплуатации катода будет тратиться впустую на необратимые побочные процессы, которые к тому же изнашивают батарею. Изготовленный учёными из МГУ и Сколтеха твёрдый углерод из борщевика продемонстрировал кулоновскую эффективность 87%, что ставит его в один ряд с лучшими материалами этого класса, полученными из другого сырья. По второму ключевому показателю, удельной ёмкости, он уступает материалам-лидерам – 260 против 300 мА·ч/г – но в целом конкурентоспособен.

«Если быть точнее, то мы рассмотрели отдельно зимний борщевик, который проще собрать, и более зловредный летний борщевик, который цветёт и пахнет. Но надо сказать, что именно из летних образцов полу-

чился материал с более высокой кулоновской эффективностью, а этот показатель – слабое место анодов из твёрдого углерода, поэтому мы именно на нём сконцентрировались в своём исследовании. Что касается удельной ёмкости, вероятно, мы сможем её повысить в будущем», – добавила Бобылёва.

Коллектив протестировал три популярных подхода к синтезу твёрдого углерода. Сначала борщевиковую биомассу подвергли прямой карбонизации, то есть нагреву до 1300 градусов Цельсия в бескислородной атмосфере. Потом синтез повторили, но с предварительной промывкой сырья кислотами для удаления металлических и иных примесей – в результате кулоновская эффективность материала повысилась. Наконец, борщевик сварили в закрытом реакторе с водой, что позволи-

ло получить углеродосодержащие сферы очень малого размера. Удельная ёмкость материала во всех трёх случаях получалась сходной, а наивысшая кулоновская эффективность достигается во втором случае.

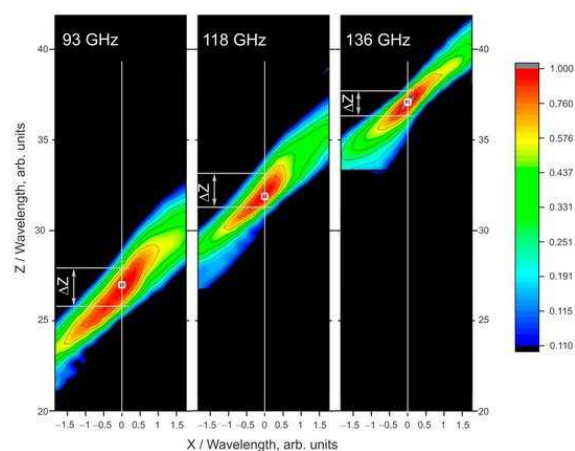
«Спрос на перезаряжаемые аккумуляторы будет расти. Если говорить о стационарных батареях, применяемых в промышленности или для выравнивания колебаний при генерации энергии солнечными батареями и ветряками, то натрий-ионная технология выглядит очень перспективно. Такие батареи будут значительно дешевле литий-ионных, и хотя по массе и габаритам они будут проигрывать, это не всегда важно – зависит от применения», – подытожил соавтор исследования профессор Артём Абакумов, руководитель Центра энергетических технологий Сколтеха.

Ученые ТПУ доказали эффективность нового оптического переключателя для суперскоростных компьютеров

Ученые Томского политехнического университета совместно с коллегами из Конструкторско-технологического института прикладной микроэлектроники СО РАН экспериментально доказали эффективность работы нового оптического переключателя. Он представляет собой дифракционный элемент на основе внеосевой зонной пластины и позволяет менять направление световых волн. В перспективе такой выключатель может быть использован в суперскоростных оптических компьютерах. Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований. Результаты исследования опубликованы в журнале *Photonics*.

Создание эффективного квантового компьютера – задача, над которой работают ученые всего мира. Его особенность в том, что данные будут передавать не электроны, а фотоны – кванты света. В такой технике важно с большой скоростью переключать сигнал, то есть менять направление света. Для этого требуются эффективные оптические переключатели, не использующие механическую коммутацию.

Предложенный учеными Томского политеха вариант оптического переключателя – это небольшая внеосевая зонная пластина Вуда размером в несколько длин волн. Его работа основана на эффекте «фотонного крючка» – искусственного искривления луча света при помощи частиц из диэлектрического материала.



Визуализация области локализации энергии переключателя при разных длинах волн.



Руководитель проекта Олег Минин за облучающей системой оптического переключателя.

«Мы провели экспериментальные исследования одного из вариантов прототипа такого переключателя. Эксперименты проводились в миллиметровом диапазоне длин волн,

представляющих интерес для систем связи 5G-6G, а также служащих масштабной моделью оптического переключателя. Достигнутые характеристики доказали эффективность его работы. Янус-частицы из диэлектрического материала особой формы влияют на изменение длины волны света. При изменении длины волны света, проходящего через частицу, меняется направление «крючка». То есть происходит быстрое переключение сигнала, которое заключается в изменении направления», – комментирует руководитель проекта, профессор отделения электронной инженерии Инженерной школы неразрушающего контроля и безопасности ТПУ Олег Минин.

У предложенного политехниками оптического переключателя есть ряд преимуществ, по сравнению с разрабатываемыми сегодня аналогичными устройствами. Он обладает достаточной скоростью переключения, не нуждается в создании специальных новых материалов и методов управления, не требует применения металлов и механических сканирующих устройств.

STMicroelectronics расширяет семейство низковольтных операционных усилителей

Компания STMicroelectronics добавила в свое семейство высокоэффективных 5-вольтовых устройств сдвоенный операционный усилитель TSV782 с производением полосы пропускания на коэффициент усиления (GBW), равным 30 МГц, и типовым входным напряжением смещения 50 мкВ, предназначенный для высокоскоростного и высокоточного преобразования сигналов.



Low-power, high-accuracy 5V op amps enable next-generation smart devices



Усилитель TSV782, способный работать при напряжении всего 2.0 В, может питаться от глубоко разряженной батареи и, таким образом, продлевать срок службы такого оборудования, как датчики дыма. Кроме того, рабочий ток, составляющий всего 3.3 мА на канал, помогает разработчикам максимально использовать энергетический баланс приложений, обеспечивая дополнительные возможности, такие как инновационные интеллектуальные функции и беспроводное подключение. Работа при напряжении до 2.0 В также позволяет операционному усилителю использовать общую шину питания с низковольтными логическими устройствами, что упрощает проектирование системы и снижает затраты на материалы.

TSV782 с rail-to-rail входами и выходом и максимальной скоростью нарастания 20 В/мкс

дополнил семейство аналогичных высококачественных rail-to-rail устройств, ранее выпущенных ST. К ним относятся TSV772 с GBW 20 МГц и максимальной скоростью нарастания 13 В/мкс, а также 50-мегагерцовый TSV792 с рабочим током 5.5 мА на канал. Другие операционные усилители в портфолио ST включают TSV7722 и сопутствующие продукты. Они имеют низковольтный входной каскад, оптимизированный для измерения тока нижнего плеча в системах преобразования энергии.

Высокая точность семейства 5-вольтовых операционных усилителей компании ST позволяет разработчикам создавать схемы, не требующие подстройки или калибровки в процессе производства, экономя дорогостоящие внешние компоненты, такие как преци-

зионные резисторы и потенциометры. Недавно появившийся TSV782 имеет максимальный входной ток смещения 300 пА при температуре до 125 °С, что позволяет точно обрабатывать сигналы высокоимпедансных датчиков или использовать усилитель в трансимпедансной конфигурации.

Усилитель TSV782 уже запущен в серийное производство. Варианты корпусов включают SO-8. Корпуса MiniSO-8 и DFN8 размером 2 мм × 2 мм являются самыми миниатюрными в отрасли для операционных усилителей такого класса. Цены для партий от 1000 устройств начинаются от \$0.62 за штуку. Разработчикам предоставляются бесплатные образцы. С конца 2022 года начнут выпускаться версии устройств для автомобильных приложений в корпусах SO-8 и MiniSO-8.

GaN микросхема сокращает размеры драйверов двигателей и ускоряет выход на рынок

Базовый проект инвертора EPC9176 на основе GaN улучшает характеристики систем управления электродвигателями, расширяет диапазон регулирования, увеличивает точность и крутящий момент, одновременно упрощая конструкцию.

Компания EPC объявляет о выпуске платы EPC9176 – инверторной схемы управления 3-фазными бесщеточными двигателями постоянного тока, основанной на GaN микросхеме силового каскада EPC23102 с встроенным драйвером затворов и на двух GaN полевых транзисторах с типовыми сопротивлениями открытых каналов 5.2 мОм. EPC9176 работает от входного напряжения

от 20 до 80 В и может отдавать в нагрузку ток до 28 А пик-пик (20 А с.к.з.). Этот диапазон напряжений и уровень мощности делают устройство идеальным решением для различных приложений с 3-фазными бесщеточными двигателями постоянного тока с входными напряжениями от 36 до 80 В, включая электровелосипеды, электроскутеры, электроинструменты, беспилотные летательные аппараты, роботов, сервоприводы постоянного тока, медицинских роботов и средства промышленной автоматизации.

Использование интегрального GaN-на кремнии устройства EPC23102 обеспечивает лучшие характеристики при меньших габаритах и значительно упрощает процедуру проектирования для быстрого выхода на рынок. Микросхема EPC23102 является полностью интегральным 100-вольтовым силовым каскадом, включающим полумост на полевых транзисторах, драйвер, схему сдвига уровня и синхронную цепь заряда бутстрепного кон-



денсатора, с входом разрешения для снижения тока покоя и источником смещения 5 В.

Плата EPC9176 сочетается с целым рядом совместимых контроллеров, поддерживаемых различными производителями, используя существующие ресурсы для быстрой разработки. EPC также предлагает интерфейсные платы EPC9147x, позволяющие этому базовому проекту инвертора работать с большинством наиболее распространенных двигателей. EPC9176 содержит все необходимые цепи поддержки критических функций,

необходимых для реализации законченного инверторного драйвера двигателя, включая драйверы затворов, стабилизированные шины вспомогательного питания, датчики напряжения и температуры, точный измеритель тока и схемы защиты.

Цена и доступность

Плата базового проекта EPC9176 стоит \$900.00 и доступна для немедленного приобретения у дистрибьюторской компании Digi-Key.

SiTime расширяет семейство автомобильных МЭМС устройств новыми решениями для точного отсчета времени

Корпорация SiTime представила семейство генераторов 32 кГц со сверхмалым энергопотреблением, обеспечивающих точный отсчет времени для современных систем помощи водителю, информационно-развлекательных систем, приборных панелей и электронных блоков управления. Уникальное сочетание четырехкратного повышения стабильности и снижения потребляемой мощности до 20% продлевает время работы аккумуляторной батареи системы.

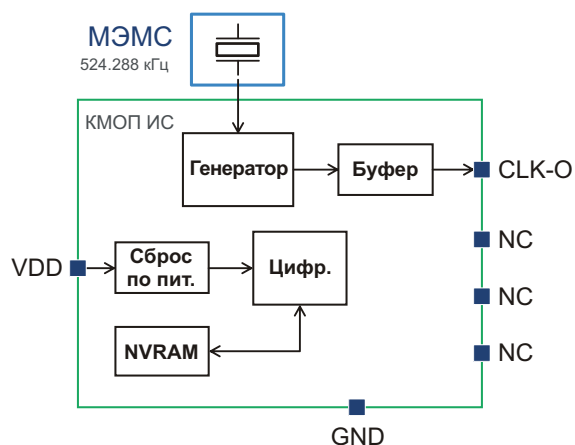


По данным исследовательской компании Gartner, сегмент автомобильной электроники продолжит свой двузначный рост в течение следующих трех лет, поскольку доля полупроводников в расчете на автомобиль резко возрастает во время перехода рынка на электрические и автономные транспортные средства. Gartner прогнозирует, что стоимость

полупроводников, содержащихся в одном автомобиле, увеличится с \$712 в 2022 году до \$931 в 2025 году. Этот непрерывный рост стимулирует спрос на компоненты точного отсчета времени в автомобильных приложениях. В электромобиле используется до 60 устройств для измерения времени, и ожидается, что это число будет расти по мере того, как автомобили будут оснащаться все большим количеством более умной электроники.

Для экономии энергии электронные подсистемы необходимо включать и выключать часто и в точные моменты времени. Поскольку генератор 32 кГц является элементом хранения времени и всегда включен, его точность и энергопотребление играют значительную роль в снижении общей мощности системы. SiT1881 – это самый миниатюрный генератор в отрасли, обеспечивающий стабильность ± 50 ppm, и самый точный среди всех генераторов с частотой 32 кГц, потребляющий на 20% меньше мощности.

По мере того, как электроника становится меньше и плотнее, размеры полупроводниковых устройств также должны сокращаться. В отличие от устаревающих кварцевых альтернатив, в которых размер резонатора увеличивается с уменьшением частоты, МЭМС технология SiTime позволяет разместить генератор SiT1881 в крошечном корпусе QFN, размеры которого меньше на 30%.



Блок-схема генератора SiT1881.

Особенности семейства генераторов SiT1881

- **Стабильность:** стабильность частоты ± 50 ppm во всем диапазоне температур гарантирует надежную работу системы в

неблагоприятных условиях и низкое энергопотребление.

- **Сверхнизкое энергопотребление:** ток 490 нА (типичное потребление мощности меньше 0.6 мкВт).
- **Самый миниатюрный генератор в отрасли:** корпус QFN 1.2 мм × 1.1 мм × 0.55 мм (площадь 1.32 мм², объем 0.67 мм³).
- **Соответствуют стандарту AEC-Q100 Уровня 2** с расширенным температурным диапазоном от -40 °C до +105 °C.
- **Превосходная надежность:** среднее время наработки на отказ 2 миллиарда часов.

Доступность

Инженерные образцы генераторов SiT1881 будут доступны для приобретения у SiTime с ноября 2022 года. Начало массового производства ожидается во втором квартале 2023 года.

Схемы с токовым выходом добавляют универсальности вашему набору аналоговых инструментов

James Bryant

Analog Dialogue

Несмотря на то, что о токовых зеркалах и таких схемах, как источник тока Хауленда, рассказывают на всех учебных курсах по аналоговой технике, на удивление большое количество инженеров склонно рассматривать выходы точных аналоговых схем исключительно с позиций напряжения. А жаль, так как токовые выходы имеют преимущества в целом ряде ситуаций, включая передачу сигналов по аналоговым петлям (0-20 мА и 4-20 мА) в сильно зашумленных условиях и сдвиг уровней сигналов при большой разности потенциалов без использования методов магнитной или оптической изоляции. В этой статье обобщены некоторые доступные методы и предложен ряд полезных схем.

Получить стабильный выходной ток на удивление несложно. Простейший метод основан на использовании токового зеркала – двух транзисторов, изготовленных на одном кристалле, а значит, имеющих иден-

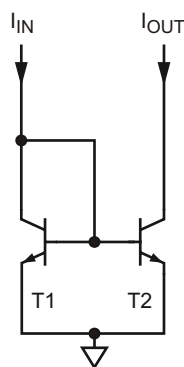


Рисунок 1. Основная схема токового зеркала.

тичные характеристики, геометрию и температуру, и соединенных, как показано на Рисунке 1. Напряжения база-эмиттер обоих устройств одинаковы, поэтому выходной ток, текущий в коллектор T2 равен входному току, втекающему в коллектор T1.

Этот анализ подразумевает, что транзисторы T1 и T2 идентичны и изотермичны, а их коэффициенты усиления тока настолько

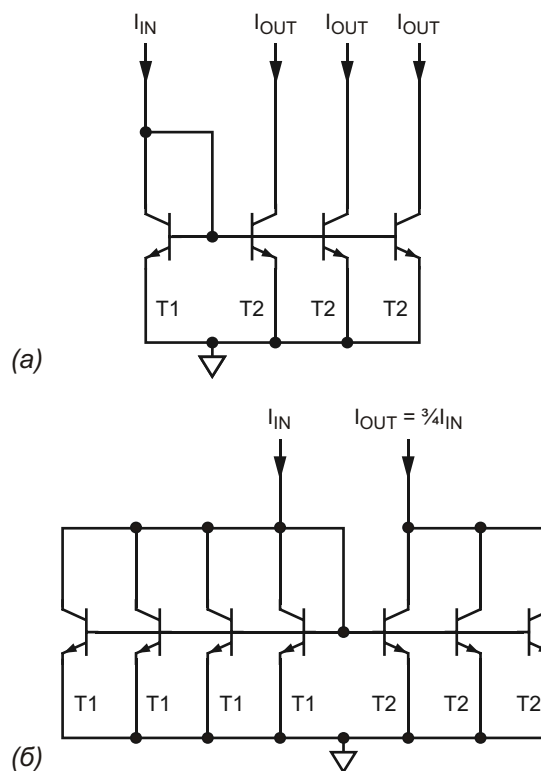


Рисунок 2. Многокаскадное токовое зеркало (а) и токовое зеркало с нецелочисленным отношением токов (б). Три коллектора T2 могут быть объединены, чтобы получить ток $3I_{IN}$.

велики, что базовыми токами можно пренебречь. В анализе также игнорируется напряжение Эрли, из-за которого коллекторный ток меняется с изменением коллекторного напряжения.

Такие токовые зеркала можно делать на основе n-p-n или p-n-p транзисторов. Если T2 собрать из n транзисторов, соединенных параллельно, выходной ток будет в n раз больше входного, как показано на Рисунке 2а. Если T1 состоит из m транзисторов, а T2 – из n транзисторов, то выходной ток будет в n/m раз больше входного тока, как показано на Рисунке 2б.

Если влиянием эффекта Эрли пренебрегать нельзя, его можно свести к минимуму, используя несколько более сложное токовое зеркало Уилсона. На Рисунке 3 показаны как трех-, так и четырехтранзисторная версии. Четырехтранзисторная версия точнее и имеет более широкий динамический диапазон.

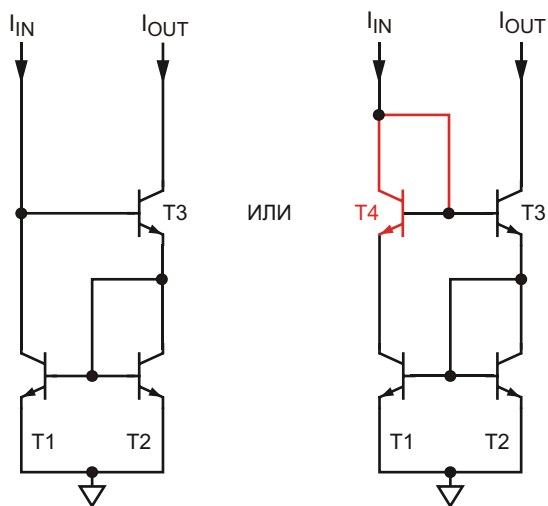


Рисунок 3. Токовое зеркало Вильсона. Транзистор T4 в этой схеме необязателен, но он улучшает точность и динамический диапазон.

Когда нужен транскондуктивный усилитель (напряжение на входе/ток на выходе), сделать его можно на основе операционного усилителя с однополярным питанием, полевого транзистора с p-n переходом или МОП транзистора (наилучшим выбором обычно является MOSFET из-за отсутствия ошибки, вносимой базовым током) и прецизионного резистора, определяющего передаточную проводимость (Рисунок 4).

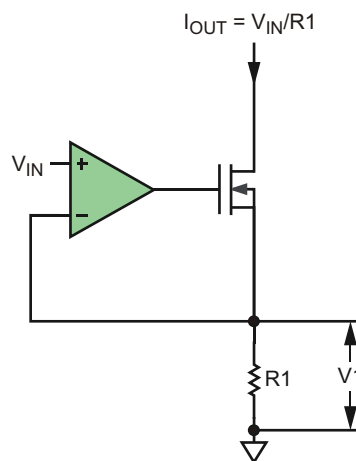


Рисунок 4. Транскондуктивный усилитель. $V_{IN} \rightarrow I_{OUT}$.

Эта схема и проста, и дешева. Напряжение на затворе MOSFET устанавливает ток через транзистор и резистор R1 таким, чтобы падение напряжения V1 на резисторе было равно входному напряжению V_{IN} .

Если токовое зеркало должно быть элементом монолитной микросхемы, то идеально подойдут простые транзисторные токовые зеркала. Однако при использовании дискретных схем высокая цена согласованных пар транзисторов (из-за ограниченного спроса на них, а не из-за каких-либо производственных трудностей) делает токовое зеркало на операционном усилителе, показанное на Рисунке 5, наименее дорогим подходом. В этом токовом зеркале используется транскондуктивный усилитель плюс один дополнительный резистор.

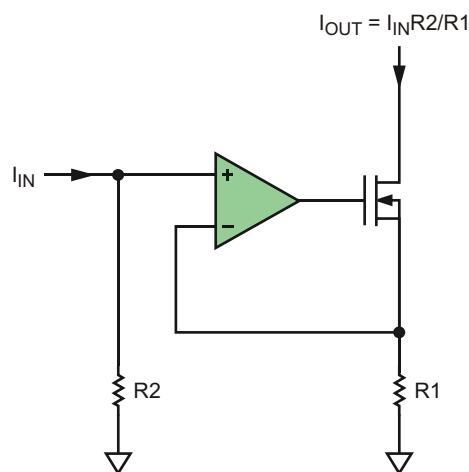


Рисунок 5. Токовое зеркало на операционном усилителе.

Токовые зеркала имеют относительно высокий, иногда нелинейный входной импеданс, поэтому они должны питаться от источника тока с высоким выходным сопротивлением (который иногда называют жестким источником тока). Если вход тока должен иметь низкий импеданс, требуется операционный усилитель. На Рисунке 6 показаны два токовых зеркала с низкими входными импедансами.

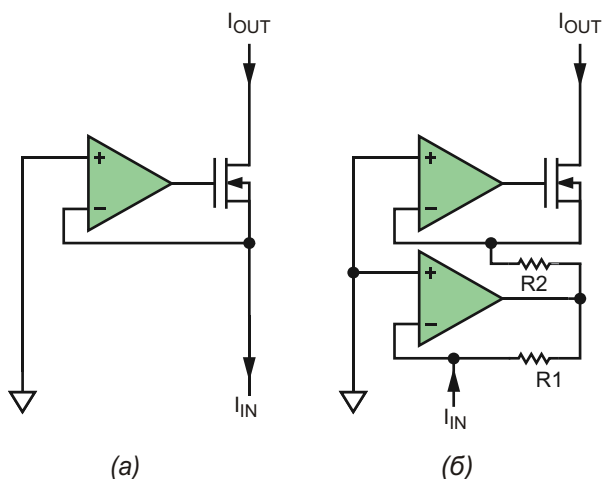


Рисунок 6. Токовые зеркала с низкими входными импедансами: (а) – инвертирующее, (б) – неинвертирующее.

В базовых схемах токовых зеркал и источников тока полярность входного и выходного тока одинакова. Обычно эмиттеры/истоки выходных транзисторов заземлены напрямую или через токоизмерительный резистор, а выходной ток течет от коллектора/стока к нагрузке, другой вывод которой подключен к источнику питания. Это не всегда удобно, осо-

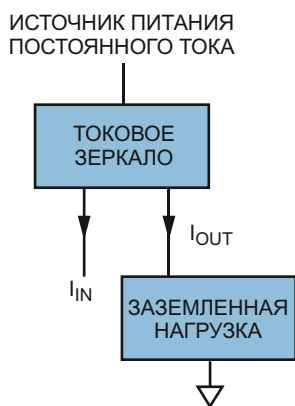


Рисунок 7. Токовое зеркало для заземленной нагрузки.

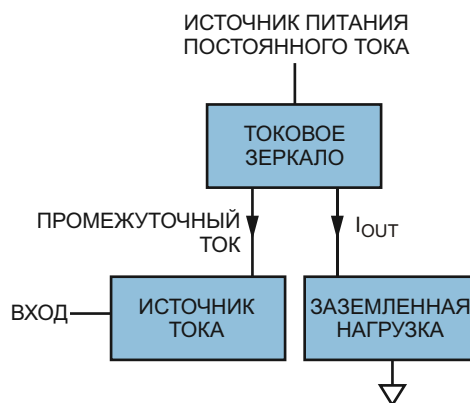


Рисунок 8. Токовые зеркала со сдвигом уровня.

бенно когда один вывод нагрузки должен быть заземлен. Но это не проблема, если эмиттер/исток схемы могут быть подключены к источнику питания, как показано на Рисунке 7.

Если входной ток или напряжение привязаны к земле, необходимо использовать схему сдвига уровня. Есть различные варианты схем, но система, показанная на Рисунке 8, подходит для многих ситуаций. В этой простой схеме используется источник тока со стороны земли для управления токовым зеркалом, подключенным к источнику питания, который, в свою очередь, управляет нагрузкой. Заметим, что токовое зеркало может иметь усиление, поэтому сигнальный ток не обязательно должен быть таким большим, как ток нагрузки.

Схемы, которые мы обсуждали до сих пор, являются однополярными – ток течет в одном направлении, – но также возможно создавать схемы с биполярным током. Самым простым и наиболее известным является токовый насос Хауланда, показанный на Рисунке 9.

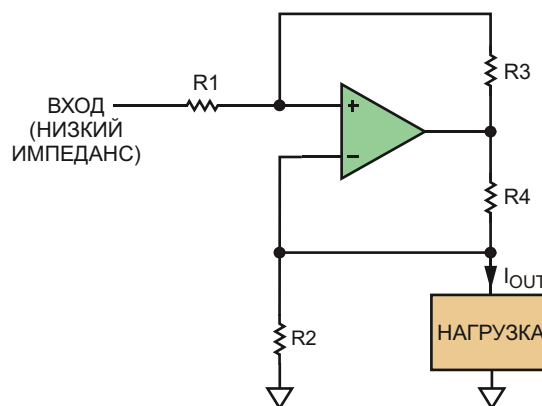


Рисунок 9. Токовый насос Хауланда. Биполярный выходной ток.

С этой простой схемой связан ряд проблем: для получения высокого выходного импеданса требуется очень точное согласование резисторов; импеданс входного источника добавляется к сопротивлению R_1 , поэтому он должен быть очень низким, чтобы минимизировать ошибку согласования; напряжения питания должны быть существенно выше максимального выходного напряжения и коэффициент подавления синфазного сигнала операционного усилителя должен быть достаточно хорошим.

Современные высококачественные инструментальные усилители недороги, поэтому довольно просто создать биполярный источник тока, используя операционный усилитель (OPAMP), инструментальный усилитель (IN-AMP) и токоизмерительный резистор, как показано на Рисунке 10. Такие схемы проще, чем насос Хауланда, не зависят от резисторных цепей (кроме той, что интегрирована в инструментальный усилитель) и могут иметь размах напряжения в пределах примерно 500 мВ до каждой шины питания.

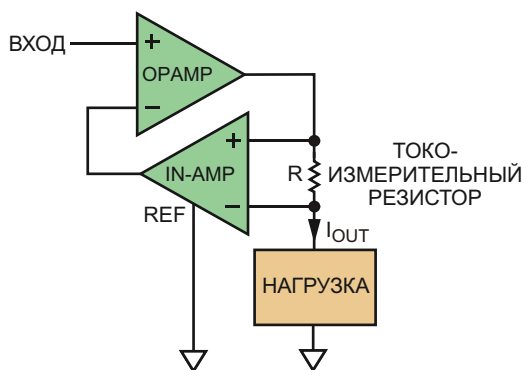


Рисунок 10. Биполярный источник тока на операционном и инструментальном усилителе.

Схемы, которые мы рассматривали до этого момента, представляют собой усилители с прецизионными токовыми выходами. Их, конечно, можно использовать с фиксированным входом в качестве точных источников тока, но можно построить и более простые двухполюсные источники тока. Слаботочный источник опорного напряжения ADR291 в режиме ожидания потребляет около 10 мкА и имеет типовой температурный коэффициент 20 нА/°С. При добавлении сопротивления

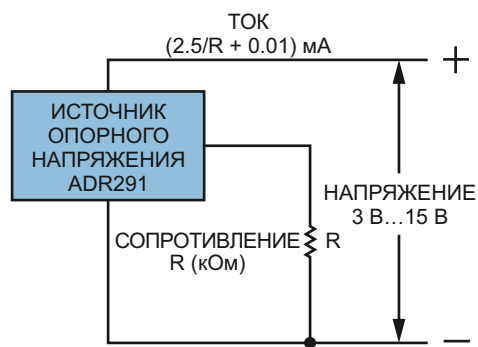


Рисунок 11. Двухполюсный источник тока.

нагрузки, как показано на Рисунке 11, опорный ток в диапазоне напряжений питания от 3 до 15 В составляет $(2.5/R + 0.01)$ мА, где R – сопротивление нагрузки в кОм.

Если высокая точность не требуется, и все что нужно – это надежный униполярный источник тока, он может быть построен с использованием полевого транзистора с р-п переходом, работающего в режиме обеднения, и резистора. Эта схема, показанная на Рисунке 12, не особенно устойчива к температуре, и при заданном сопротивлении R ток может иметь значительный разброс от устройства к устройству, но она простая и недорогая.

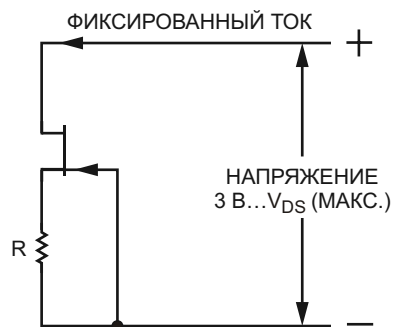


Рисунок 12. Источник тока на полевом транзисторе с р-п переходом.

Недавно мне потребовалось запитать несколько светодиодов. Друзья-инженеры думали, что у меня возникнут проблемы с регулируемым источником тока, необходимым для управления яркостью. На самом деле, чтобы выполнить эту работу, я быстро доработал несколько блоков питания для ноутбуков, купленных за гроши на барахолке.

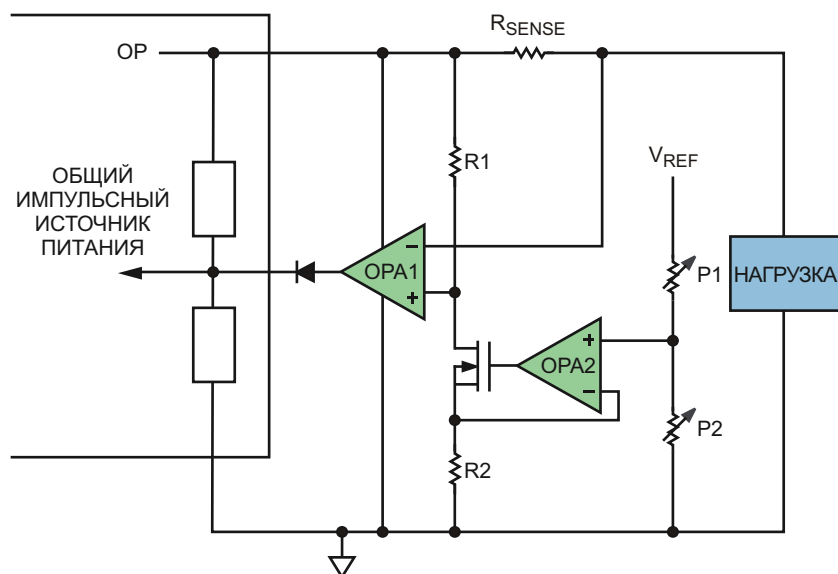


Рисунок 13. Источник питания ноутбука, модифицированный для ограничения выходного тока.

На Рисунке 13 показана простая модификация схемы, которая питает светодиоды постоянным током. При небольших выходных токах он нормально работает при фиксированном выходном напряжении.

Чтобы сделать ток регулируемым, опорное напряжение – от блока питания или местное – подается на потенциометр, обозначенный как P1 и P2. OPA2 и MOSFET пропускают небольшой ток через резистор R1, создавая на нем падение напряжения. Ток нагрузки проходит через токоизмерительный резистор R_{SENSE} . Если падение напряжения на токоизмерительном резисторе, обусловленное током нагрузки, превысит падение на резисторе R1, уровень напряжения на выходе усилителя OPA1 станет высоким, блокируя управление напряжением в блоке питания и ограничивая его выходное напряжение, чтобы не допустить превышения предельного значения выходного тока.

Это обсуждение основных идей источников тока не заменяет подробных фирменных указаний по применению. Некоторые схемы требуют дополнительных проектных работ по ограничению (или рассеиванию) тепла, обеспечению устойчивости усилителя и исключению превышения допустимых максимальных значений, а также расчету практически реализуемых предельных технических характеристик. **ПЛ**

Ссылки

1. AN-1208 Application Note. [Programmable Bidirectional Current Source Using the AD5292 Digital Potentiometer and the ADA4091-4 Op Amp](#). Analog Devices, Inc., 2013.
2. Circuit Note CN-0099. [High-Precision, Low-Cost Current Sources Using the AD8276 Difference Amplifier and the AD8603 Op Amp](#).
3. Circuit Note CN-0151. [Versatile High-Precision Programmable Current Sources Using DACs, Op Amps, and MOSFET Transistors](#).

Тиристорные логические элементы

Михаил Шустов, г. Томск

Предложены схемы двухходовых логических элементов основного назначения с использованием тиристоров. Приведены схемы универсального однтиристорного логического элемента NOR/XOR/NAND и двухтиристорного логического элемента NOR/XOR/NAND, OR/XNOR/AND. Уникальной особенностью этих устройств является «эффект памяти состояния», который можно использовать при создании электронных устройств нового назначения.

В бурный ранний период развития схемотехники рядом отечественных исследователей были предложены несложные схемы тиристорных логических элементов «НЕ» и «ИЛИ-НЕ» [1–4]. В последующие годы это направление полупроводниковой техники развития не получило.

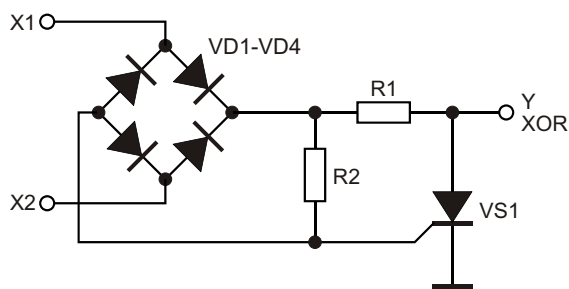


Рисунок 1. Тиристорный логический элемент XOR.

Рассмотрим достаточно простой логический элемент XOR на тиристоре, Рисунок 1. При отсутствии входных сигналов на выходе такого элемента, очевидно, будет присутствовать «лог. 0». Если на один из входов X1 или X2 подать напряжение уровня «лог. 1», на анод тиристора VS1 через резистор R1 поступит напряжение высокого уровня, а на его управляющий электрод через резистор R2 напряжение низкого уровня. Это напряжение

не способно открыть тиристор, поскольку равно падению напряжения на одном из прямосмещенных диодов левой половины моста VD1–VD4. В этой связи на аноде тиристора присутствует уровень «лог. 1».

В случае, если на оба входа будет подано напряжение высокого уровня, диоды левой половины диодного моста VD1–VD4 будут закрыты, на управляющий электрод тиристора поступает отпирающее напряжение, тиристор откроется, напряжение на выходе Y падает до уровня «лог. 0».

При снятии входных сигналов схема возвращается в исходное состояние.

Тиристорные логические элементы NAND и NOR, Рисунки 2 и 3, несколько отличаются от предыдущего: аноды тиристоров через резисторы нагрузок R1 соединены с шиной питания.

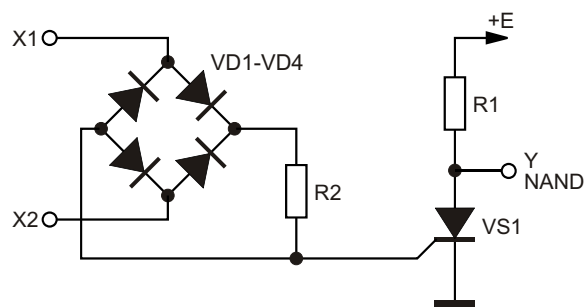


Рисунок 2. Тиристорный логический элемент NAND.

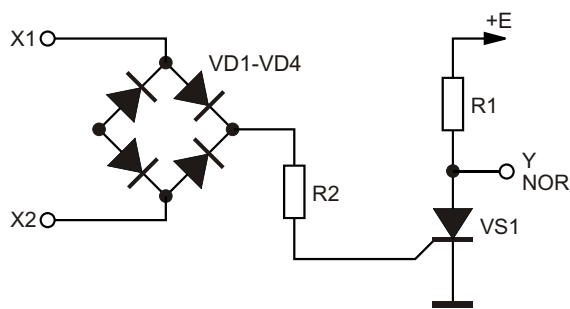


Рисунок 3. Тиристорный логический элемент NOR.

Тиристорный логический элемент **NAND**, Рисунок 2, в отсутствие входных сигналов имеет на выходе уровень «лог. 1». При подаче на любой из его входов X1 или X2 напряжения высокого уровня открытия тиристора и его переключения не происходит: управляющий переход тиристора шунтирован одним из диодов левой половины диодного моста VD1–VD4. При подаче на оба входа управляющих сигналов высокого уровня эти диоды запираются. Тиристор VS1 открывается, на выходе Y устанавливается нулевой уровень логического состояния. Этот уровень сохраняется (запоминается) вне зависимости от последующего наличия или отсутствия входных сигналов. Вернуть устройство в начальное состояние возможно лишь при кратковременном отключении питания тиристора.

Тиристорный логический элемент **NOR**, Рисунок 3, отличается от элемента **NAND** тем, что левая половина диодного моста отключена. Следовательно, при подаче на вход(ы) этого элемента напряжения высокого уровня тиристор переключится в открытое

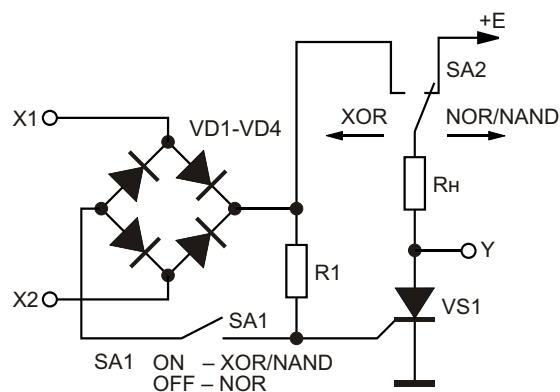


Рисунок 4. Универсальный тиристорный логический элемент NOR/XOR/NAND.

состояние. Это состояние сохраняется до отключения источника питания.

Рассмотренные выше тиристорные логические элементы можно объединить в универсальный тиристорный логический элемент **NOR/XOR/NAND**, Рисунок 4. В зависимости от положения переключателей SA1 и SA2 реализуется та или иная функция логики работы этих элементов.

Расширить «номенклатуру» тиристорных логических элементов возможно при использовании дополнительного тиристора VS2, Рисунок 5, элементы **OR/XNOR/AND**. Поочередное переключение тиристор VS1 и VS2 происходит за счет конденсатора C1, включенного между анодами тиристоров. Для восстановления исходного состояния логического элемента предусмотрена нормально замкнутая кнопка SB1.

В Таблице 1 приведена таблица состояний (истинности) тиристорных логических элементов.

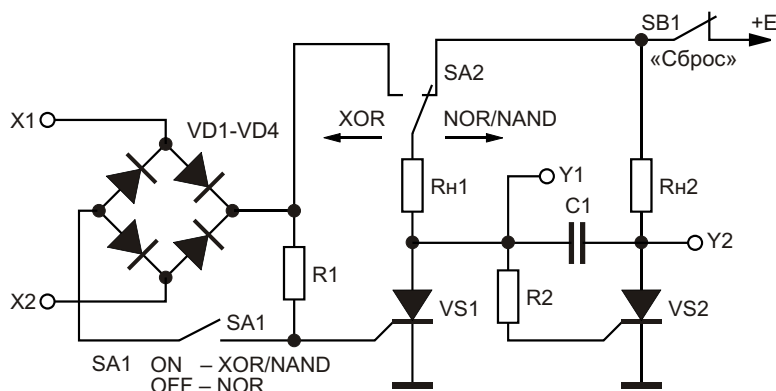


Рисунок 5. Универсальный двухтиристорный логический элемент NOR/XOR/NAND (выход Y1), OR/XNOR/AND (выход Y2).

Таблица 1. Таблица истинности тиристорных логических элементов

Входы		NOR	XOR	NAND	NOR** OR	XOR** XNOR	NAND** AND
X1	X2	Y1	Y1	Y1	Y2	Y2	Y2
0	0	1	0	1	0	1	0
0	1	0	1	1	1*	0	0
1	0	0	1	1	1*	0	0
1	1	0*	0	0*	1*	1*	1*

* – сохранение состояния после отключения входных сигналов.
 ** – в соответствующем положении переключателей SA1 и SA2.

Достоинством и уникальной особенностью рассмотренных выше устройств является «эффект памяти состояния», Таблица 1, характерный для тиристорных схем, питаемых постоянным током. Тиристорные логические элементы, в отличие от их транзисторных аналогов, способны работать в области напряжений от единиц вольт до единиц киловольт при высоких токах нагрузки.

Разумеется, тиристорные логические элементы не лишены и недостатков. В частности, для пассивного элемента XOR/XNOR, питание которого производится по входным цепям

X1 и X2, сумма входных токов должна превышать значение тока отпускания тиристора. Кроме того, тиристоры и их аналоги могут работать в области частот не выше единиц-десятков кГц.

Рассмотренные в статье тиристорные логические элементы целесообразно использовать в контрольно-измерительной аппаратуре, системах ручного и автоматического управления энергоёмкими потребителями электрической энергии. **РЛ**

Литература

1. Машлыкин В.Г., Черников Ю.В., Игнатенко А.Д., Либерман В.Л. Логические элементы на тиристорах с питанием от трехфазной сети переменного тока. Приборы и системы управления. 1971. № 4. С. 36–38.
2. Блюмин С.Л., Игнатенко А.Д., Машлыкин В.Г., Черников Ю.В. Метод анализа типового логического элемента на тиристоре. Автоматика и телемеханика. 1972. № 4. С. 162–167.
3. А.с. 546247 СССР МКИ⁵ H03K 19/20. Тиристорный логический элемент «ИЛИ-НЕ» / А.Д. Игнатенко, Ю.И. Кузовлев, Ю.В. Черников. Открытия. Изобретения. 1987. № 6.
4. А.с. 1727196 СССР МКИ⁵ H03K 3/286. RS-триггер / Ю.В. Черников. Открытия. Изобретения. 1992. № 14.

Рэй Долби, инженер, вдохнувший новую жизнь в технологию звука

Lianne Frith

All About Circuits

Имя Рэя Долби (Ray Dolby), пионера технологии шумоподавления, стало брендом и нарицательным. Его инновации произвели революцию в индустрии аудио и развлечений.

Даже сегодня имя Dolby является синонимом многоканальных систем объемного звучания. Неудивительно, ведь американский инженер и изобретатель коренным образом изменил звуковые технологии, и многое из того, что было сделано для улучшения звука развлечений, можно отнести к его достижениям.



Рэй Долби за работой в своей лаборатории.

Кем был Рэй Долби?

Рэй Долби родился 18 июня 1933 года в Портленде, штат Орегон. С юных лет увлекался музыкой, он испытывал острый интерес к звуку и тому, как он работает. Он также увлекался кино и фотографией. Вскоре после встречи с Александром Понятовым, основа-

телем компании Амрех, занимавшейся магнитной записью, Долби получил свою первую работу на неполный рабочий день и стал совершенствовать знание аудиотехнологий.

Закончив школу, он изучал электротехнику в Стэнфордском университете, а затем в Кембриджском университете получил докторскую степень по физике. Еще во время учебы Долби работал в Амрех над прототипами видеомэгнитофонов.

После завершения учебы Долби отправился в Индию в составе группы Организации Объединенных Наций, посланной для создания лаборатории научных измерений. Именно там он столкнулся с проблемой шипения ленты при записи музыки на ситаре, и именно тогда ему пришла в голову идея подавления шума в аудиозаписях.

В том же 1965 году, озабоченный этой проблемой, он вернулся в Англию и для поиска решения основал компанию Dolby Laboratories.

Какую технологию создал Рэй Долби?

Долби наиболее известен своей технологией шумоподавления Dolby NR, которая была создана в Dolby Laboratories в 1965 году. В системе шумоподавления Dolby A использу-

ется электронная схема, разработанная для снижения шипения ленты и других шумов, присущих аналоговым системам записи и воспроизведения звука на магнитной ленте.

Суть метода состоит в пропуске записываемого звукового сигнала через кодер, а затем, воспроизведении записи через декодер. Схема чувствительна к амплитуде и перед записью предварительно предскажет высокие частоты, чтобы сделать их уровень выше, чем конкурирующие шумы магнитной ленты.

При воспроизведении схема коррекции предсказаний восстанавливает правильный баланс высоких частот. В результате без каких-либо неблагоприятных побочных эффектов происходит уменьшение уровня фонового шума, создавая для слушателя четкий, чистый, истинный звук.

После этого были разработаны другие системы шумоподавления. Dolby B, C и S предназначались для потребительского рынка, и все они работали путем компрессии или сжатия динамического диапазона звука во время записи и его расширения во время воспроизведения.

В 1967 году Долби перенес свою компанию в Сан-Франциско и добавил исследовательское и производственное подразделения. Затем он сосредоточился на разработке технологий для кинопроизводства и других отраслей, включая систему Dolby Digital Surround Sound.



Звуковой процессор Dolby.

В последующие годы Dolby Labs разрабатывала цифровые технологии, включая системы домашних кинотеатров, системы циф-

ровой передачи музыкальных файлов и звуковые технологии для игр. Хотя в 2009 году Рэй Долби ушел на пенсию, чтобы сосредоточиться на благотворительности, и, к сожалению, скончался в 2013 году, в основе этих современных аудиосистем по-прежнему лежит его технология.

Долби революционизирует мир аудио

Выпуск Dolby B в 1968 году, совпавший с появлением первой кассетной автомобильной магнитолы и первого аудиоплеера, способствовал популяризации компакт-кассет. Когда компания Advent разработала одну из первых кассет для высококачественной записи, технология Dolby была единственным способом решения проблемы фоновых шумов.

С заменой оригинальных катушечных Hi-Fi магнитофонов кассетными деками для домашнего использования технология Dolby B получила широкое распространение.

Первой систему Dolby применила компания Decca Records, а к 1967 году ее использовали большинство основных звукозаписывающих компаний, включая RCA и MCA. Прошло совсем немного времени, и имя Dolby стало известно всей звукозаписывающей индустрии.



Кинотеатр Dolby в Барселоне, Испания.

Затем, в 1971 году, был выпущен первый фильм со звуком Dolby, который произвел революцию в киноиндустрии. Музыка стала более приятной и задавала тренд последующим инновациям. В 1976 году кинозрители увидели Dolby Stereo с четырьмя каналами, использующими магнитную технологию.

Именно умное использование Рэем Долби технологии матричного декодирования дало



Рэй Долби (слева) введен в Национальный зал славы изобретателей (NIHF). Президент NIHF Рик Найдеггер (в центре), Энн Чессер из Патентного ведомства США (справа).

кинотеатрам возможность создавать объемный звук в стереосистемах из той же оптической копии, на которой был записан фильм.

Величайшие достижения Рэя Долби

Рэй Долби никогда не удовлетворял звук, который не был реалистичным, захватывающим и приятным. Сегодня благодаря ему мы можем наслаждаться этими атрибутами звука во всей кино- и музыкальной индустрии, как в театре, так и дома.

Хотя величайшими достижениями Рэй Долби, безусловно, были его звуковые системы, он также является обладателем премий Эмми, Грэмми, Оскар и посмертной звезды на аллее славы Голливуда.

За свою жизнь Долби получил более 50 патентов США, а его компания остается местом, где ученые и инженеры с удовольствием продолжают расширять для всех нас границы картинки и звука. **РЛ**

Один операционный усилитель обеспечивает характеристику передачи с двойным гистерезисом

Herminio Martínez, Encarna García, Juan Gámiz

EDN

В приложениях управления технологическими процессами, требующих дискретного регулирования, наиболее простым выбором является двухпозиционный релейный контроллер. Типичным примером такого контроллера является обогреватель. Если температура падает ниже заданного значения, нагреватель включается, а если поднимается выше – выключается. В аналоговой области основой для базовой реализации двухпозиционного регулятора служит аналоговый компаратор или операционный усилитель без обратной

связи. Однако во избежание ложных переключений в типичной реализации используется хорошо известный триггер Шмитта.

Логическим расширением двухпозиционного режима управления является обеспечение нескольких, а не двух, промежуточных уставок выходного сигнала регулятора. Такой режим дискретного регулирования можно использовать, чтобы уменьшить цикличность, перерегулирование или недорегулирование, присущие двухпозиционному режиму. На самом деле однако, когда двухпозици-

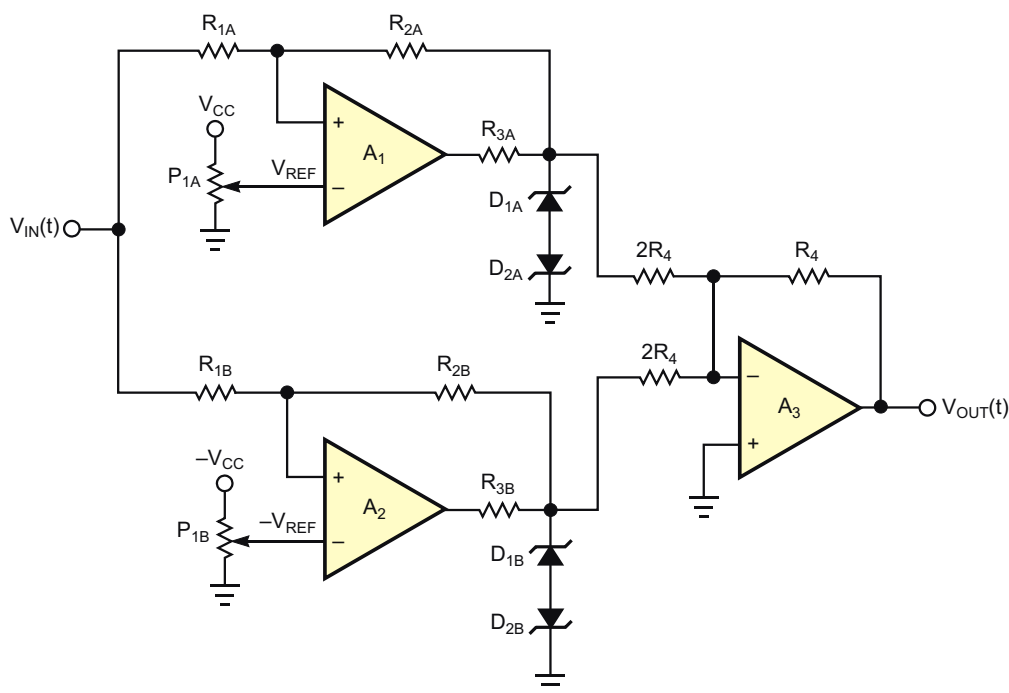


Рисунок 1. Один из простых способов получения передаточной характеристики с двойным гистерезисом основан на использовании трех операционных усилителей с источниками опорного напряжения и стабилитронами.

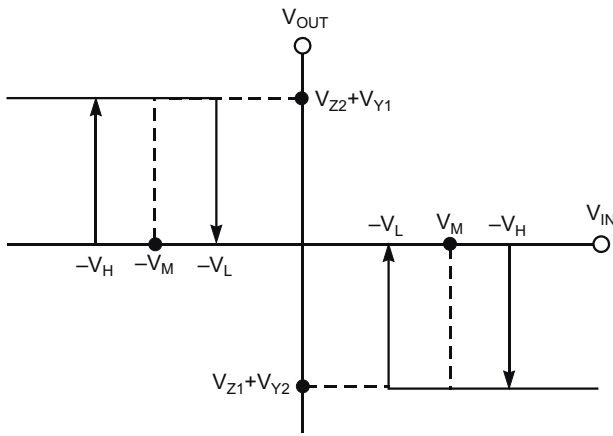


Рисунок 2. Передаточная характеристика схемы на Рисунке 1 имеет две петли гистерезиса.

онный режим не подходит, обычно быстрее использовать какой-либо другой подход. Наиболее распространенным примером является трехпозиционный регулятор. Один из простых способов реализации такого контроллера показан на Рисунке 1. В этой конфигурации триггеры Шмитта построены на операционных усилителях A_1 и A_2 , реализующих отрицательный и положительный гистерезис, соответственно. Усилители A_1 и A_2 можно заменить аналоговыми компараторами, такими как LM311 или аналогичными. На Рисунке 2 изображена передаточная характеристика вход/выход схемы на Рисунке 1:

$$V_M = V_{REF} \frac{R_1 R_2}{R_2},$$

$$V_H = V_M (V_Z - V_Y) \frac{R_1}{R_2}$$

и

$$V_L = V_M (V_Z - V_Y) \frac{R_1}{R_2}.$$

V_Z и V_Y – это пробивное и прямое напряжения четырех стабилитронов, соответственно.

На Рисунке 3 показан более эффективный способ реализации трехпозиционного контроллера. Основной схемой является один операционный усилитель, не нуждающийся в опорных напряжениях. Верхний и нижний

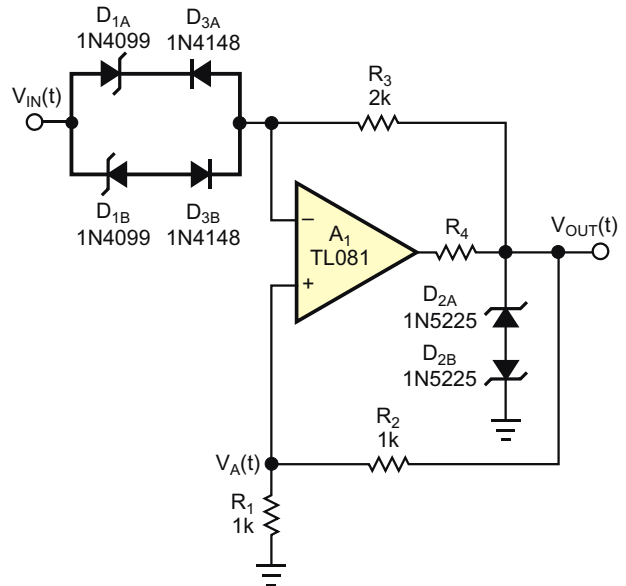


Рисунок 3. Эта схема обеспечивает двойной гистерезис, используя лишь один операционный усилитель.

пороги переключения и гистерезис компаратора здесь определяют входные и выходные диоды. При среднем уровне напряжения $V_{IN}(t)$ входные диоды не влияют на работу схемы, и схема, по существу, представляет собой повторитель напряжения с положительной обратной связью. Выходное напряжение отслеживает $V_A(t)$, но положительная обратная связь, определяющая величину $V_A(t)$, устанавливает это напряжение равным некоторой доле выходного напряжения. Таким образом, в этом состоянии схемы уровень выходного напряжения определяют два ограничения: $V_{OUT}(t) = V_A(t)$ и

$$V_A(t) = V_{OUT}(t) \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Эти два ограничения выполняются при единственном условии: $V_{OUT} = 0$ В и $V_A = 0$ В; таким образом, когда входные диоды смещены в обратном направлении, выходное напряжение остается на уровне 0 В. Выходное состояние 0 В сохраняется до тех пор, пока входное напряжение не увеличится до положительных или отрицательных значений. Тогда один из двух входных стабилитронов начинает проводить ток, устанавливая положительное или отрицательное выходное напряжение усилителя при входном напря-

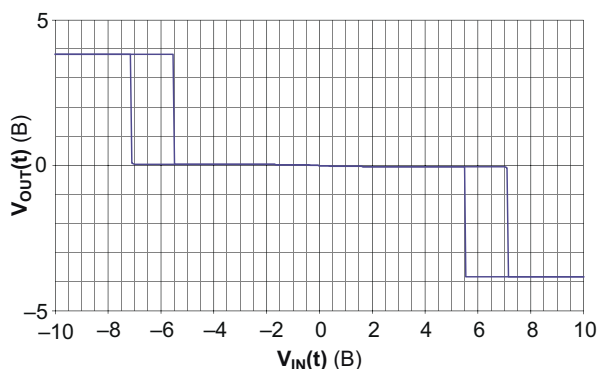


Рисунок 4. На этой осциллограмме показана передаточная характеристика схемы на Рисунке 3.

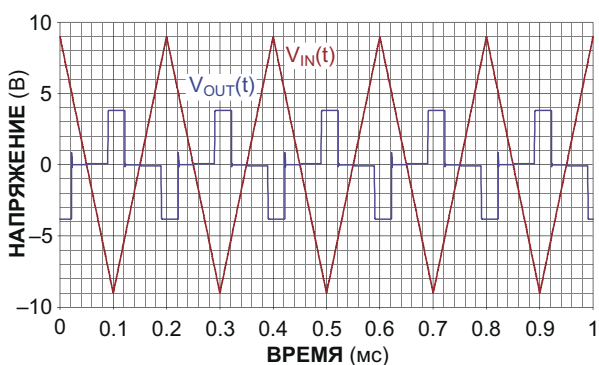


Рисунок 5. Осциллограмма выходного напряжения при подаче на вход схемы сигнала треугольной формы.

жении $\pm V_H$. В этом состоянии, когда абсолютная величина входного напряжения уменьшается, выходное напряжения усилителя снова становится равным 0 В при входном напряжении $\pm V_L$. Таким образом, расчетные формулы для V_H и V_L имеют вид

$$V_H = V_{Z1} - V_{Y1}$$

и

$$V_L = (V_{Z1} - V_{Y1}) - (V_{Z2} - V_{Y2}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

На Рисунке 4 приведена передаточная характеристика схемы при использовании компонентов с номиналами, показанными на Рисунке 3, где D_{1A} и D_{1B} — стабилитроны 1N4099 с напряжением стабилизации 6.8 В, а D_{2A} и D_{2B} — 3-вольтовые стабилитроны 1N5225. На Рисунке 5 показана осциллограмма выходного напряжения при подаче на вход схемы сигнала треугольной формы. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL081](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM311](#)
3. [Datasheet MCC 1N4099](#)
4. [Datasheet Vishay 1N5225](#)

Синхронно регулируемый многоканальный фазовращатель

Михаил Шустов, г. Томск

Многоканальный фазовращатель позволяет осуществлять синхронное плавное регулирование фазового сдвига на нескольких выходах практически от нулевых значений при одинаковом либо заданном пользователем последовательном сдвиге фаз между соседними выходами. Частота следования выходных импульсов совпадает с частотой импульсов входных.

Синхронное регулирование фазовых сдвигов на нескольких выходах многоканальных фазовращателей является достаточно нетривиальной задачей.

Многоканальный фазовращатель, Рисунок 1, позволяет осуществлять одновременное синхронное плавное регулирование фазового сдвига на нескольких выходах при

одинаковом либо заданном пользователем последовательном сдвиге фаз между соседними выходами. Достоинством фазовращателя является то, что частота выходных импульсов совпадает с частотой импульсов входных. Фазовращатель позволяет формировать фазовые сдвиги выходных сигналов практически от нулевых значений.

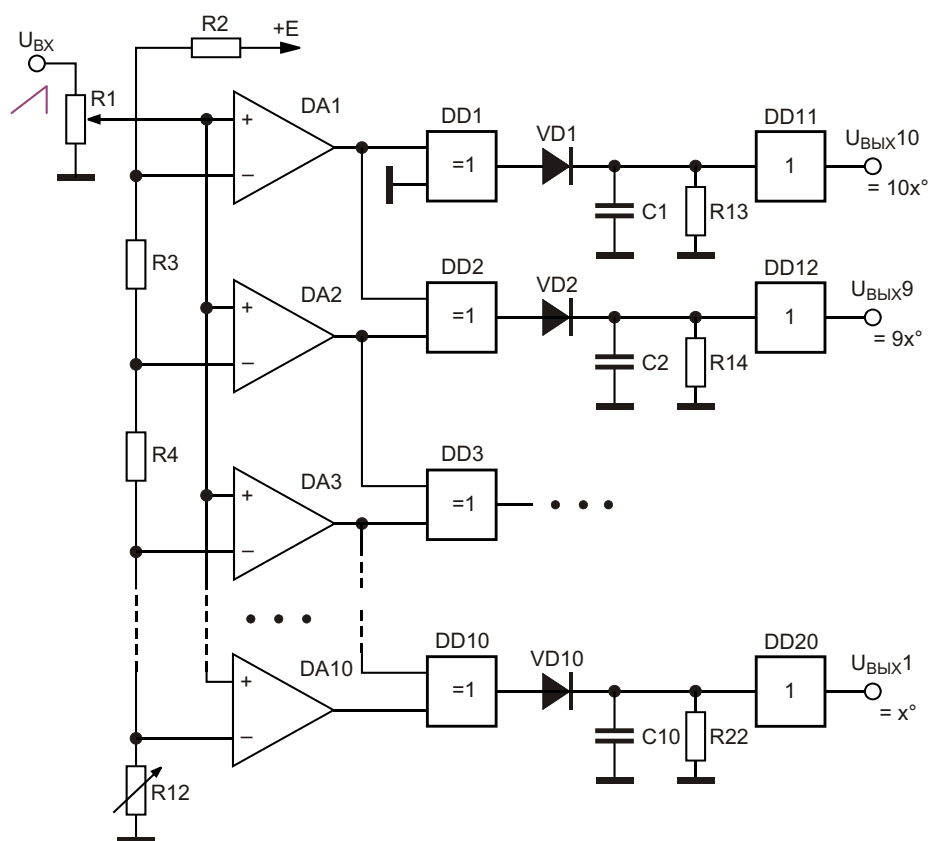


Рисунок 1. Синхронно регулируемый десятиканальный фазовращатель.

Входная часть устройства представляет собой вертикальную линейку компараторов, число которых может быть выбрано исходя из потребностей пользователя. Для примера на Рисунке 1 показана линейка из десяти компараторов DA1–DA10, что соответствует десяти каналам выходных сигналов, сдвинутых по фазе с шагом .

На вход линейки компараторов через потенциометр R1 подается сигнал пилообразной формы: линейно нарастающее во времени напряжение, резко спадающее до нуля в конце импульса. По мере роста входного напряжения происходит поочередное появление импульсов на выходах устройства. Эти импульсы равномерно сдвинуты во времени относительно друг друга. При необходимости закон сдвига фаз между соседними и последующими выходами может быть задан на усмотрение пользователя: либо изменением формы входного сигнала, либо выбором номиналов резистивного делителя.

Плавно регулировать фазовый сдвиг можно при помощи потенциометров R1 или R12, а также меняя напряжение на резистивном делителе R2–R12. При постепенном снижении уровня входного напряжения последние из каналов фазовращателя будут автоматически и поочередно отключаться.

К выходам компараторов DA1–DA10 подключено соответствующее количество логи-

ческих элементов «Исключающее ИЛИ» DD1–DD10, формирующих не совпадающие по времени короткие выходные импульсы.

Далее за элементами «Исключающее ИЛИ» следуют расширители импульса, каждый из которых выполнен из диода и параллельной RC-цепочки, а также содержат пороговый элемент – повторитель напряжения DD11–DD20.

Расширители импульсов не являются обязательными элементами устройства, тем более что они ограничивают частотную область его применения. Вместо расширителей импульсов можно использовать ждущие мультивибраторы, но и они требуют коррекции RC-цепей при существенном изменении частоты входных сигналов. Также к выходам элементов «Исключающее ИЛИ» могут быть подключены D-триггеры, обеспечивающие скважность выходных импульсов, равную двум. Однако при использовании D-триггеров частота выходных сигналов снижается вдвое.

Многоканальные фазовращатели могут быть использованы и в качестве умножителей частоты от 1 до n раз, где n – число каналов фазовращателя. Для этого достаточно просуммировать выходные импульсы через диоды на сопротивлении нагрузки и отрегулировать фазовращатель таким образом, чтобы выходные импульсы на стыках входных импульсов не пересекались во времени. **РЛ**

Как сделать программируемый генератор с использованием цифровых потенциометров

Thomas Brand

Цифровые потенциометры (ЦП) универсальны и могут использоваться в самых разных областях применения, например, для фильтрации или генерации сигналов переменного тока. Однако иногда необходимо иметь возможность изменять частоту и адаптировать ее к требуемому приложению. Программируемые решения, позволяющие регулировать частоту через соответствующий интерфейс, чрезвычайно полезны в таких

конструкциях и в некоторых случаях могут значительно облегчить разработку. В этой статье описан метод создания относительно простого программируемого генератора, частота и амплитуда колебаний которого могут регулироваться независимо друг от друга с помощью цифровых потенциометров.

На Рисунке 1 показан типичный стабилизированный диодами генератор с мостом Вина, с помощью которого на выходе (V_{OUT})

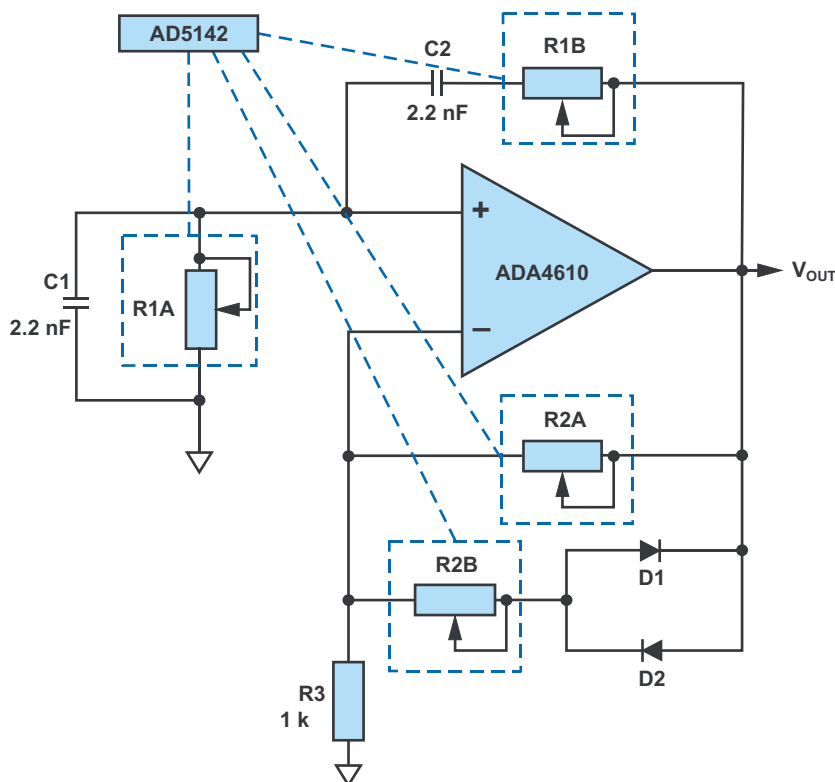


Рисунок 1. Программируемый генератор с мостом Вина со стабилизацией амплитуды, в котором резисторы заменены цифровыми потенциометрами.

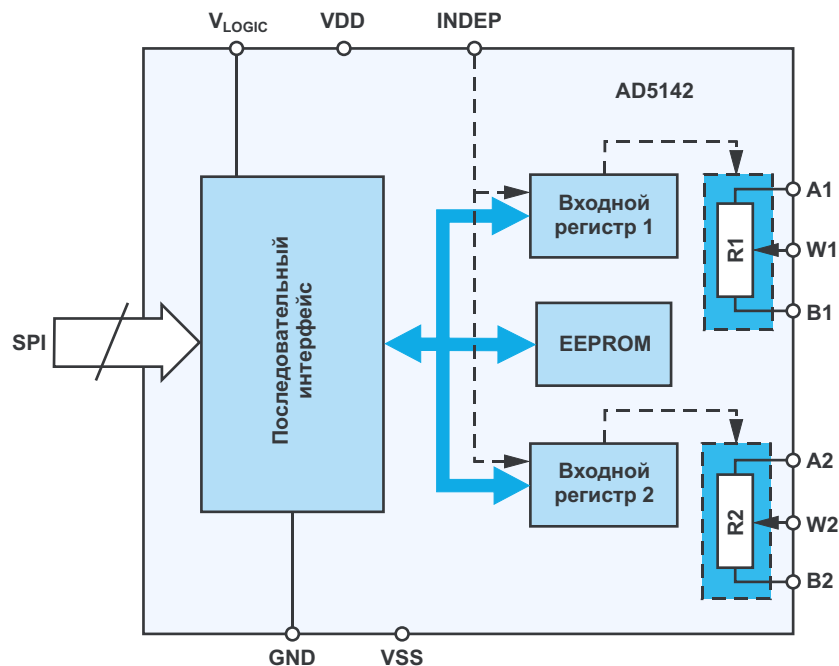


Рисунок 2. Блок схема цифрового потенциометра AD5142.

могут быть получены точные синусоидальные сигналы в диапазоне частот примерно от 10 кГц до 200 кГц. Генераторы с мостом Вина отличаются тем, что одно плечо моста образовано полосовым фильтром, а другое – делителем напряжения. В этом примере в дополнение к прецизионному rail-to-rail усилителю ADA4610-1 используется ЦПАД5142, который содержит два независимо управляемых потенциометра, каждый с разрешением 256 шагов. Программирование значений сопротивления выполняется через интерфейс SPI, как показано на Рисунке 2. В качестве альтернативы можно использовать ЦПАД5142А, управлять которым можно с помощью интерфейса I²C. Оба ЦП доступны в вариантах 10 кОм или 100 кОм.

В классической схеме генератора, показанной на Рисунке 1, путь через R1A, R1B, C1 и C2 образует цепь положительной обратной связи, тогда как отрицательная обратная связь обеспечивается через R2A, R2B и два параллельных диода D1 и D2 или их сопротивление R_{DIODE}. Здесь используется формула (1):

$$R2 = R2A \parallel (R2B + R_{DIODE}). \quad (1)$$

Чтобы добиться устойчивых стабильных колебаний, необходимо устранить сдвиг

фазы, вносимый цепью обратной связи. Частота колебаний определяется следующими формулами:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \text{ или } f_0 = \frac{1}{2 RC}. \quad (2)$$

Здесь R – значение запрограммированного сопротивления AD5142:

$$R = \frac{256}{256} D R_{AB}. \quad (3)$$

D – это десятичный эквивалент цифрового кода, запрограммированного в AD5142, а R_{AB} – общее сопротивление потенциометра.

Чтобы поддерживать колебания, мост Вина должен быть относительно сбалансирован, то есть усиление петли положительной обратной связи и усиление петли отрицательной обратной связи должны быть согласованы. Если положительная обратная связь (усиление) слишком велика, амплитуда колебаний или V_{OUT} будет увеличиваться до тех пор, пока усилитель не войдет в насыщение. Если преобладает отрицательная обратная связь, то амплитуда, соответственно, будет затухать.

Для показанной здесь схемы коэффициент усиления R2/R1 должен быть установлен

примерно равным 2 или несколько больше. Это дает гарантию возникновения генерации.

Однако попеременное включение диодов в цепи отрицательной обратной связи также приводит к тому, что усиление временно становится меньше 2, благодаря чему стабилизируется уровень колебаний.

Как только необходимая частота колебаний определена, амплитуда колебаний может быть настроена независимо от частоты с помощью резистора R2. Ее можно рассчитать следующим образом:

$$\frac{2}{3}V_{\text{OUTPUT}} = I_D R2B + V_D. \quad (4)$$

Переменные I_D и V_D , представляют, соответственно, прямой ток диодов и прямое падение напряжение на диодах D1 и D2. Если резистор R2B закорочен, амплитуда колебаний составляет приблизительно ± 0.6 В. При правильном порядке величины R2B может быть достигнуто равновесие, при котором установится стабильный уровень V_{OUT} . В схеме, показанной на Рисунке 1, в качестве R2B используется отдельный ЦП 100 кОм.

Заключение

С помощью описанной схемы и сдвоенного 10-килоомного цифрового потенциометра можно настроить частоты колебаний 8.8 кГц,

17.6 кГц и 102 кГц при значениях сопротивления 8 кОм, 4 кОм и 670 Ом, соответственно, с частотной погрешностью всего $\pm 3\%$. Выходные частоты можно увеличить, но это повлияет на погрешность частоты. Например, при 200 кГц погрешность частоты увеличится до 6%.

При использовании таких схем в частотно-зависимых приложениях также важно не нарушать ограничения на полосу пропускания ЦП, поскольку она зависит от запрограммированного сопротивления. Кроме того, для настройки частоты в схеме на Рисунке 1 требуется, чтобы значения сопротивлений R1A и R1B были одинаковыми. Однако два канала могут программироваться только последовательно, что приводит к кратковременному критическому промежуточному состоянию. Для некоторых приложений это может быть неприемлемо. В таких случаях можно использовать ЦП с возможностью последовательного включения (например, AD5204), чтобы обеспечить одновременное изменение обоих значений сопротивления. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD5142](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD5142A](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD5204](#)
4. [Datasheet Analog Devices ADA4610-1](#)

Как измерить входную емкость операционного усилителя, чтобы минимизировать шум

Thomas Brand

Electronic Design

На что следует обратить внимание при измерении входной емкости операционного усилителя? Ответ заключается в том, что нужно убедиться, что точность измерений не ухудшается из-за паразитной емкости и индуктивности печатной платы или испытательной установки. Эти проблемы можете свести к минимуму, используя щупы с низкой емкостью, используя короткие проводники на печатной плате и избегая больших заземляющих плоскостей под сигнальными дорожками.

Операционные усилители (ОУ) используются в самых разных электронных схемах. Их задача – усиливать небольшие электрические напряжения для дальнейшей обработки сигнала. Такие приложения, как детекторы дыма, фотодиодные трансимпедансные усилители, медицинские приборы и даже промышленные системы управления, требуют минимально возможной входной емкости операционных усилителей. Это связано с тем, что, помимо прочего, входная емкость влияет на шумовую составляющую, которая, в свою очередь, влияет на устойчивость системы, особенно для систем с высокими частотами и большими коэффициентами усиления.

Чтобы максимально повысить точность соответствующей схемы, необходимо знать входную емкость операционного усилителя.

Однако в технических описаниях эта информация часто отсутствует, поэтому ее необходимо определять самостоятельно. И это может быть сложно, поскольку входная емкость во многих случаях составляет всего несколько пикофарад.

В Таблице 1 перечислены несколько различных примеров операционных усилителей и соответствующие значения их входной емкости.

Таблица 1. Различные операционные усилители и значения их входной емкости

ОУ	Тип ОУ	Входная емкость
LT1792	ОУ с полевыми транзисторами на входах	14 пФ
LT1813	Малошумящий ОУ	2 пФ
AD826	Быстродействующий ОУ	1.5 пФ
ADA4097-1	Прецизионный ОУ с низкими входными токами	3 пФ
AD8009	Усилитель с обратной связью по току	2.6 пФ

Как определить входную емкость

Простой способ определить входную емкость операционного усилителя – доба-

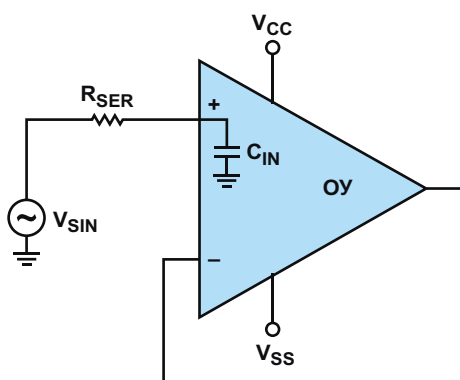


Рисунок 1. С помощью последовательного резистора на входе можно измерить входную емкость операционного усилителя.

вить резистор (R_{SER}) последовательно с входом операционного усилителя (Рисунок 1). В результате получается фильтр нижних частот первого порядка с частотной характеристикой, которая может быть записана анализатором цепей. По частотной характеристике можно рассчитать входную емкость. Сопротивление R_{SER} обычно находится в диапазоне от 10 до 100 кОм.

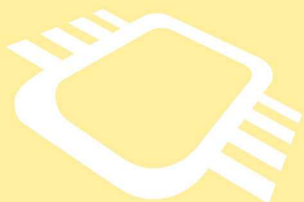
При регистрации частотной характеристики необходимо убедиться, что точность измерений не ухудшается из-за паразитной емкости и индуктивности печатной платы или испытательной установки.

Чтобы паразитная емкость была минимальной, следует выбрать высокое разрешение измерительного прибора. Рекомендуется использовать пробники на полевых транзисторах с малой емкостью (меньше 1 пФ).

Емкость печатной платы относительно земли также должна быть насколько возможно низкой. Этого можно добиться, обеспечив отсутствие заземляющего слоя под сигнальными проводниками и последовательным резистором.

Кроме того, следует использовать как можно более короткие линии и выводы (резистора), чтобы исключить дополнительные источники ошибок, такие как последовательная и паразитная индуктивность.

На Рисунке 2 показана возможная конфигурация тестовой установки с использованием анализатора цепей и разветвителя мощности.

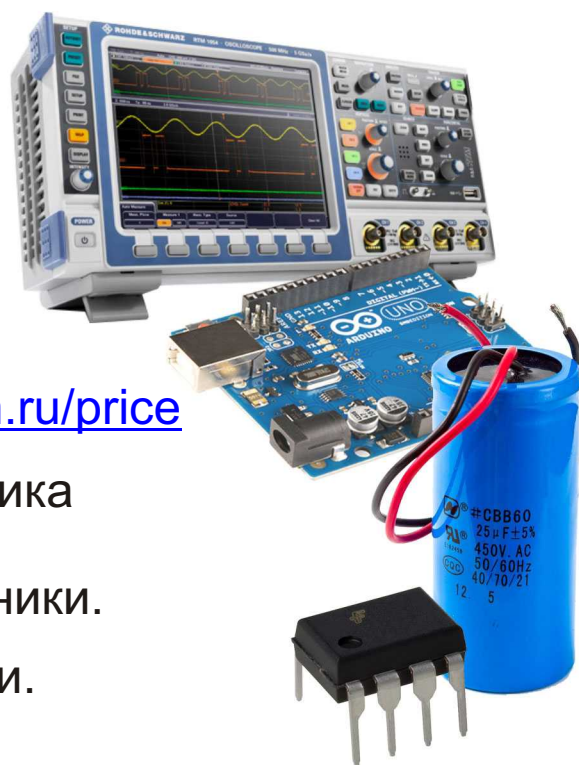


РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

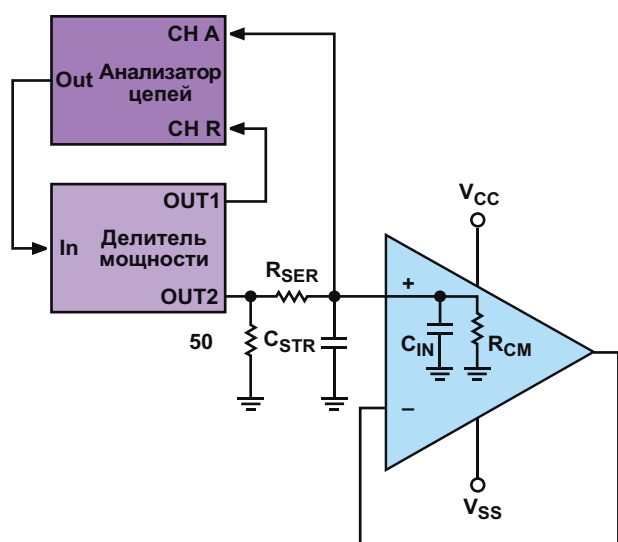


Рисунок 2. Тестовая установка для определения входной емкости ОУ.

Разветвитель мощности выполняет функцию делителя сигнала. Сигнал в неизменном виде 1:1 подается на вход анализатора цепей и через созданный фильтр нижних частот поступает на вход ОУ. Затем на основе разности между этими двумя сигналами анализатор цепей строит частотную характеристику.

Выполнение измерений

Для самого измерения необходимо определить паразитную емкость C_{STR} . Для этого сигнал подается на плату без операционного усилителя. Из результирующей диаграммы Бode по формуле (1) рассчитывается C_{STR} :

$$C_{STR} = \frac{1}{2 R_{TH1} f_1(-3 \text{ дБ})}, \quad (1)$$

где $f_1(-3 \text{ дБ})$ – частота среза по уровню -3 дБ , измеренная с помощью анализатора цепей без операционного усилителя, а R_{TH1} – функция включенного последовательного сопротивления R_{SER} , входного согласующего сопротивления (50 Ом) и 50-омного импеданса источника со стороны делителя мощности (эквивалентная схема Тевенена):

$$R_{TH1} = R_{SER} + (50 \parallel 50). \quad (2)$$

Далее операционный усилитель устанавливается на печатную плату.

Поскольку паразитная емкость печатной платы параллельна входной емкости операционного усилителя, формула (1) дополняется значением C_{IN} , как показано в формуле (3):

$$C_{IN} = C_{STR} \frac{1}{2 R_{TH2} f_2(-3 \text{ дБ})}, \quad (3)$$

На этот раз $f_2(-3 \text{ дБ})$ представляет частоту излома АЧХ на уровне -3 дБ , измеренную анализатором цепей с операционным усилителем, а R_{TH2} является функцией вносимого последовательного сопротивления R_{SER} , входного согласующего сопротивления (50 Ом), выходного импеданса делителя мощности (50 Ом) и синфазного входного сопротивления операционного усилителя (R_{CM}):

$$R_{TH2} = (R_{SER} + (50 \parallel 50)) + R_{CM}. \quad (4)$$

Обычно для операционных усилителей с КМОП входами $R_{SER} \ll R_{CM}$. Следовательно, $R_{TH2} \approx R_{TH1}$ и формулу (3) можно переписать, как показано в (5):

$$C_{IN} = C_{STR} \frac{1}{2 R_{TH1} f_2(-3 \text{ дБ})}, \quad (5)$$

Затем с помощью формул (1) и (5) можно определить входную емкость операционного усилителя.

Заключение

Измерение входной емкости операционного усилителя может быть трудной задачей. Она часто находится в пикофарадном диапазоне, и паразитные эффекты в тестовой установке искажают результат. Но с помощью небольшого испытательного устройства и соответствующего измерительного оборудования, состоящего из анализатора цепей и разветвителя мощности, определить входную емкость несложно.

Сначала по частотной характеристике определяют паразитную емкость, а затем – общую емкость схемы с операционным усилителем. С помощью приведенных выше формул можно рассчитать фактическую входную емкость операционного усилителя. **РЛ**

Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием

Stephen Woodward

EDN

Каждый цифро-аналоговый преобразователь на основе ШИМ (ШИМ ЦАП) нуждается в аналоговой фильтрации, чтобы отделить желаемую постоянную составляющую, пропорциональную коэффициенту заполнения ШИМ, от нежелательных пульсаций. Самым простым способом является использование элементарного RC-фильтра нижних частот, пиковая амплитуда пульсаций V_{RIP} на выходе которого и максимальное выходное напряжение V_{FS} (для наихудшего случая при 50-процентном коэффициенте заполнения импульсов ШИМ) связаны соотношением

$$\frac{V_{RIP}}{V_{FS}} = \frac{T_{PWM}}{4 RC}$$

где T_{PWM} – период импульсов ШИМ, и $RC > T_{PWM}$.

Очевидный конструктивный компромисс заключается в том, что, хотя, выбрав достаточно большое произведение RC , можно достичь любой желаемой степени ослабления пульсаций, время установления соответственно ухудшится. Например, если мы (достаточно логично) выберем определение полосы установления как диапазон между пиками пульсаций, то время установления T_{STL} будет равно:

$$T_{STL} = RC \ln \frac{V_{FS}}{V_{RIP}} = T_{PWM} V_{FS} \frac{\ln \frac{V_{FS}}{V_{RIP}}}{4 V_{RIP}}$$

Следствия, вытекающие из этого соотношения, можно проиллюстрировать для 8-битного случая:

Пусть

$$\frac{V_{RIP}}{V_{FS}} = \frac{1}{256}; RC = 64 T_{PWM}$$

Тогда

$$T_{STL} = 64 \ln(256) T_{PWM} = 355 T_{PWM}$$

что, даже для довольно быстрой ШИМ 32 кГц ($T_{PWM} = 31$ мкс) предсказывает ледниковое время установления 11 мс.

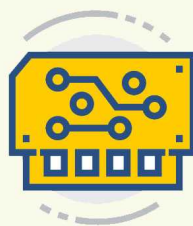
Очевидно, что если время установления является критическим параметром конструкции, нам нужно добиться большего успеха и найти не столь упрощенную схему фильтрации. Крайности, к которым можно прийти, двигаясь в этом направлении, иллюстрирует моя предыдущая статья [1].

Но не для всякого приложения, которое не может выдержать черепашьей скорости $355 \cdot T_{PWM}$, необходимо или оправдано такое сложное решение для фильтрации. Представленная здесь идея ориентирована на промежуточные приложения. Как показано на Рисунке 1, базовый фильтр нижних частот $R1/C1$ дополнен инвертором и элементами $R2$ и $C2$, сочетание которых инвертирует и вычитает из полезного сигнала (большую

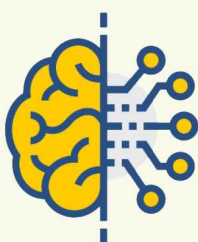
ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



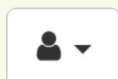
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

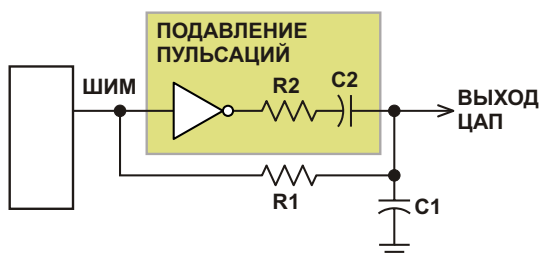
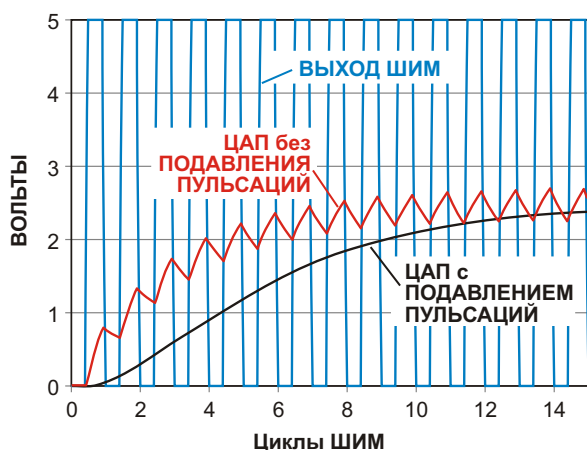


Рисунок 1. Схема подавителя пульсаций ШИМ ЦАП и временные диаграммы сигналов.

часть) нежелательной переменной составляющей, оставляя относительно чистый аналоговый сигнал со временем установления намного меньшим, чем у простого RC-фильтра.

Но насколько чисто «относительно чисто» и насколько быстро «намного меньше»? Если выбрать $R2 = R1$ и $C2 = C1$, значения пульсаций и времени установления для новой схемы будут следующими:

$$\frac{V_{RIP}}{V_{FS}} = \frac{T_{PWM}^2}{4RC}$$

$$T_{STL} = T_{PWM} \ln \frac{V_{FS}}{V_{RIP}} \sqrt{\frac{V_{FS}}{16V_{RIP}}}$$

Обращаясь опять к 8-битному случаю (графически проиллюстрированному на Рисунке 1), пусть

$$RC = 4T_{PWM}$$

Тогда

$$T_{STL} = 22 T_{PWM} = 0.69 \text{ мс.}$$

С возведенным в квадрат отношением амплитуд при частоте 32 кГц установление происходит в 16 раз быстрее!

Для многих приложений это представляет собой очень выгодный компромисс между

незначительным увеличением сложности схемы и существенным улучшением характеристик ШИМ ЦАП. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Снижение уровня пульсаций выходного напряжения ШИМ-ЦАП с помощью синхронного фильтра](#)

Добавленный АЦП повышает точность аналогового извлечения квадратного корня

Yakov Velikson

Electronic Design

Известные аналоговые устройства для извлечения квадратного корня содержат операционный усилитель и умножитель, включенный в цепь обратной связи. Точность этих устройств зависит от метода построения умножителя, причем наиболее точный результат дает использование логарифмической и антилогарифмической функций. Однако без подстройки или калибровки даже они не обеспечивают точности лучше $\pm 0.1\%$. Предлагаемая здесь схема устраняет это ограничение, связанное с аналоговым умножителем, используя для повышения точности извлечения квадратного корня аналого-цифровые преобразования.

Устройство основано на соотношении:

$$K^2(1-N)^2 X,$$

где

K^2 – константа,

X – величина, пропорциональная V_{IN} .

Отсюда

$$K(1-N) \sqrt{X}$$

и

$$K(1-N) \frac{X}{K(1-N)}.$$

Эти соотношения реализуются в данном устройстве за счет поддержания приблизительного баланса двух напряжений: V_1 , пропорционального $K(1-N)$, и V_2 , пропорционального $X/K(1-N)$.

Величина N ограничена диапазоном $0 < N < 1$.

Подход основан на трех функциональных блоках (Рисунок 1), два из которых формируют напряжения для последующего сравнения. Блок 1 состоит из источника опорного напряжения V_{REF} , аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП), операционного усилителя, компаратора и реверсивного счетчика со схемой управления. Блок 2 содержит операционный усилитель с ЦАП, включенным в

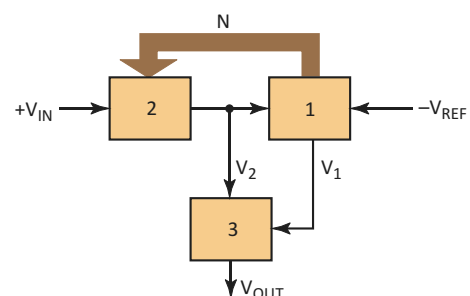


Рисунок 1. Усовершенствованная аналоговая схема извлечения квадратного корня состоит из трех блоков с обратной связью, обеспечивающей уменьшение ошибки.

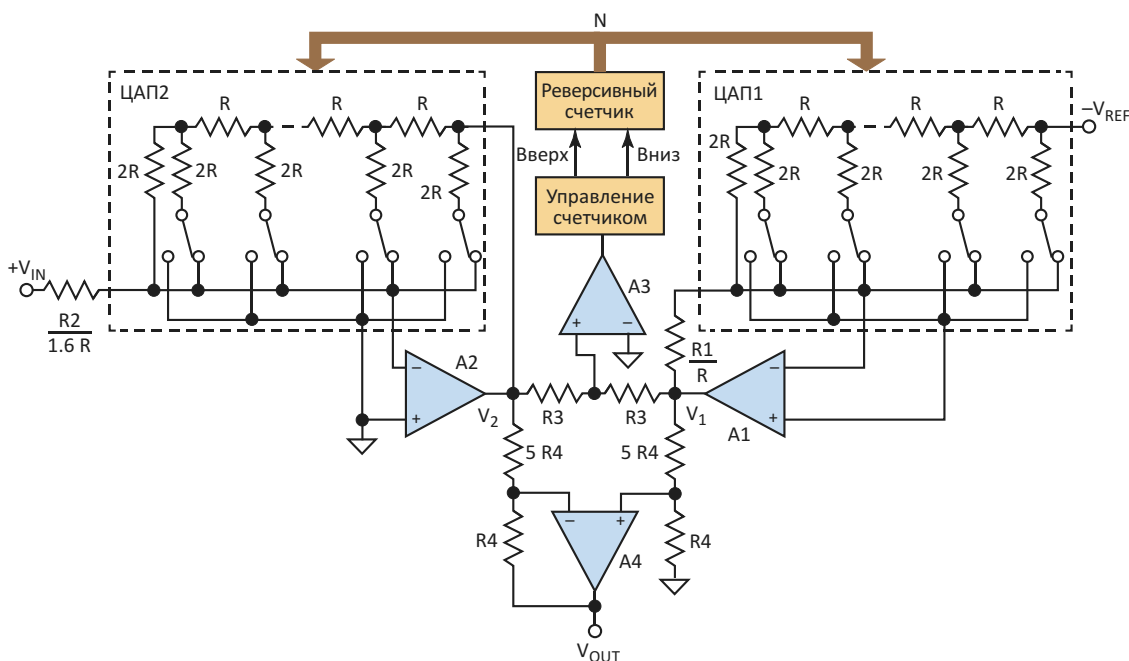


Рисунок 2. В примере схемы для наглядности и простоты используется только четыре переключателя в каждом ЦАП, но количество переключателей можно увеличить для повышения точности.

цепь обратной связи, который вырабатывает сигнал для АЦП. Блок 3 представляет собой суммирующий усилитель, который суммирует выходные сигналы Блоков 1 и 2 и масштабирует выходное напряжение пропорционально квадратному корню из входного напряжения.

В примере схемы на Рисунке 2 аналоговый блок устройства содержит усилители А1, А2 и А4, цифро-аналоговый блок состоит из ЦАП1 и ЦАП2, а цифровой блок представлен реверсивным счетчиком. В этом примере в каждом ЦАП показаны только четыре переключателя, но их количество можно увеличить для повышения точности.

В Блоке 1 резистор R1 включен в обратную связь ЦАП1; его сопротивление пропорционально сопротивлению резисторной матрицы R-2R ЦАП1: $R1 = n_1 R$. Выходное напряжение усилителя А1 равно:

$$V_1 = n_1 V_{REF} (1 - N).$$

В Блоке 2 сопротивление резистора R2 также пропорционально сопротивлению резисторной матрицы R-2R ЦАП2: Выходное напряжение усилителя А2 равно:

$$V_2 = \frac{V_{IN}}{n_2 (1 - N)}.$$

Значение $(1 - N)$ соответствует установке всех переключателей в ЦАП1 и в ЦАП2 в исходное положение, а последнего резистора в цепочке – как R-2R. С ростом N уменьшается коэффициент усиления по напряжению V_1 и увеличивается коэффициент усиления напряжения V_2 . Уменьшение N приводит к противоположному изменению. Напряжения V_1 и V_2 сравниваются компаратором А3. Два уровня выходного напряжения компаратора управляют блоком реверсивного счетчика, состоящим из источника импульсов и переключателей направления счета.

При приблизительном балансе V_1 и V_2 ошибки этих напряжений находятся в диапазоне младшего значащего бита и имеют противоположную полярность, поэтому их объединение позволяет добиться частичной коррекции конечного результата. Это делается путем подачи напряжений V_1 и V_2 на усилитель А4 через два резистивных делителя:

$$\frac{R4}{2n_3 R4},$$

где

$$V_1 = V_2 = n_3 \sqrt{V_{IN}}.$$

Для упрощения расчетов в этом примере масштабные коэффициенты были выбраны из стандартного для аналоговых схем диапазона $0 < V_{IN} < 10$ В и $V_{REF} = -10$ В. Для максимального входного напряжения $V_{IN} = 10$ В выбор $n_2 = 1.6 = 4/2.5$ позволяет выбрать $K = 4$, что дает $n_1 = 1.0$ и $n_3 = 2.5$.

Точность этой схемы ограничена только количеством переключателей в каждом ЦАП; при этом каждый дополнительный переключатель представляет следующий младший значащий бит в двоичном коде. Обратите внимание, что

$$N = \frac{z}{z_{MAX} z_0},$$

где

- z – текущая сумма всех разрядов,
- z_{MAX} – максимально возможная сумма,
- z_0 – наименьший значащий бит.

Таким образом, предложенная схема позволяет повысить точность извлечения квадратного корня по сравнению с обычными интегральными схемами. **РЛ**

Ссылка

1. Electronic Circuits Handbook for Design and Application, Tietze, Ulrich, Christoph Schenk, & Eberhard Gamm. 2nd ed., Springer 2008.

Усовершенствованный барометр-термометр-гигрометр с E-ink дисплеем



Алексей Кузьминов, Москва

В статье приведены принципиальные схемы, программные средства, разводка плат, конструкция и результаты работы барометра-термометра-гигрометра на базе МЭМС-датчика BME280, микроконтроллера (МК) EFM8SB10F8 и E-ink дисплея с разрешением 128×250 пикселей с питанием от таблеточной батарейки CR2477, позволяющей непрерывную работу прибора в течение, как минимум, 10 лет при обновлении показаний давления, температуры и влажности раз в 5 минут.

Введение

В последние несколько лет в широкой продаже появились дисплеи, которые называют электронными чернилами (E-ink) или электронной бумагой (E-paper). Эти дисплеи обладают одним интересным свойством: они потребляют энергию (ток в несколько мА) только во время обмена информацией с МК (это несколько секунд), а в так называемом режиме сна (sleep-режим) потребление тока существенно снижается до нескольких мкА. При этом информация на дисплее сохраняется как в sleep-режиме, так и вообще при отключении питания. Применение таких дисплеев сдерживалось их относительно высокой ценой (от 1000 руб. и более с разрешением, например, 152×152 или 104×212 пикселей) и, кроме того, достаточно узким температурным диапазоном (0 – +30 °С).

Однако в последние пару лет появились новые E-ink дисплеи, цена которых снизилась почти в три раза (до 300 – 400 руб. с тем же и даже большим разрешением – до 128×250 пикселей), а их температурный диапазон

стал заметно шире – от –20 °С до +50 °С. Кроме того, в новых E-ink дисплеях потребление тока в sleep-режиме снизилось до нескольких десятых долей мкА. В статье автора [1] описан барометр-термометр-гигрометр на базе BME280, МК EFM8SB10F8 с 8-разрядным 7-сегментным ЖКИ RND0007-PAN-#00. Если BME280 и EFM8SB10F8 в sleep-режиме потребляют токи всего 0.1 мкА и 0.5 мкА, соответственно, то подобный ЖКИ, для которого отсутствует режим сна и который должен постоянно работать (иначе изображение пропадёт), потребляет ток около 20 мкА. Хотя такой ток и достаточно мал, время работы подобного прибора при питании от используемой литиевой батарейки CR2477 емкостью около 1 А·ч, по подсчетам автора, не превысит 5 лет.

Автор задался вопросом: а нельзя ли в подобном приборе заменить ЖКИ относительно новым E-ink дисплеем с разрешением, например, 128×250 пикселей, потребление тока которого в sleep-режиме около 0.6 мкА? Но подобное разрешение предполагает существенно большую программную

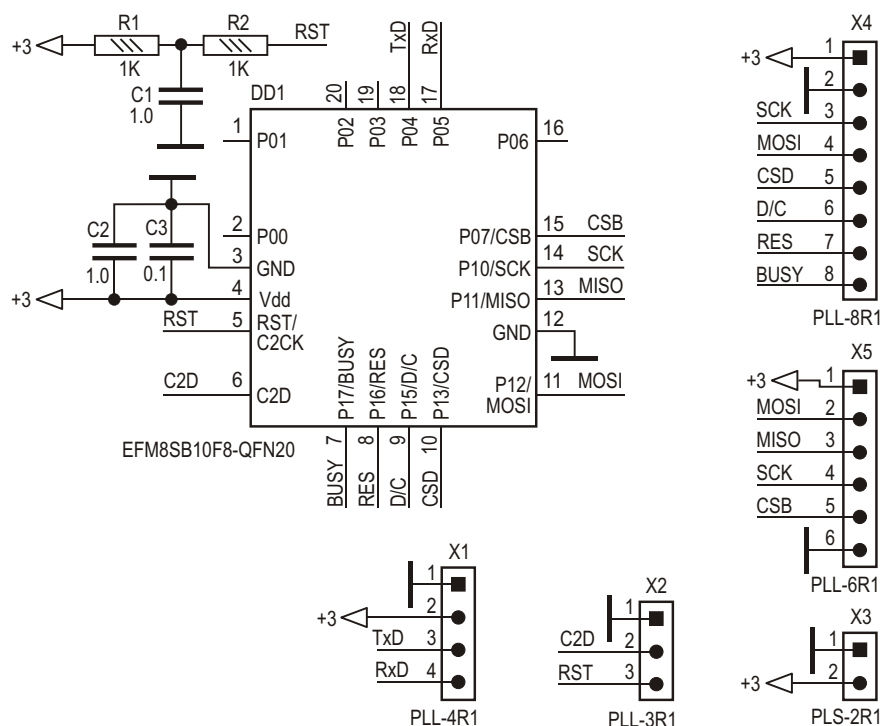


Рисунок 1. Схема платы МК.

память МК (по сравнению с примитивным обменом с ЖКИ), поскольку, как будет видно из дальнейшего изложения, каждый символ такого дисплея должен быть расположен на поле в 48×27 пикселей и потребует 162 байта программной памяти, а при их количестве 16 (10 цифр и 6 специальных символов, отражающих размерность измеренных физических величин) программная память увеличится примерно на 2.6 КБ (2592 байта). И хватит ли программной памяти EFM8SB10F8 (8 КБ) для функционирования подобного прибора? Как оказалось впо-следствии, применение E-ink дисплея в таком приборе вполне возможно, и программной памяти МК также хватило (и даже еще осталось неиспользованными около 0.5 КБ). А поскольку потребление тока подобного дисплея в режиме сна всего 0.6 мкА, то время работы прибора при обновлении информации на экране дисплея раз в 5 минут, по подсчетам автора, составит более 10 лет при питании от батарейки CR2477 (срок службы которой не превышает 10 лет).

Принципиальные схемы

Как видно из Рисунка 1, схема платы с МК EFM8SB10F8-QFN20 (DD1) очень проста.

RC-цепочка R1R2C1 предназначена как для штатной работы МК при включении питания (она затягивает низкое состояние сигнала RST, требующееся по штату работы, на время заряда конденсатора C1), так и в режиме программирования по интерфейсу C2 с помощью сигналов RST и C2D (резистор R2 дает возможность легко управлять сигналом RST от этого интерфейса). Эти два сигнала (RST и C2D) и «земля» выведены на разъем X2, к которому ответным гнездом подключается кабель сопряжения с USB DEBUG адаптером, который, в свою очередь, сопрягается с компьютером по интерфейсу USB (схему сопряжения можно найти в [2]). Второй вариант программирования МК – по интерфейсу RS-232 через COM-порт компьютера (COM1) с помощью двух сигналов TxD и RxD. Эти два сигнала (TxD, RxD), «земля» и питание (+3 В) выведены на разъем X1, к которому ответным гнездом подключается кабель от преобразователя уровней сигналов интерфейса RS-232 в уровни TTL и обратно, а этот преобразователь уровней, в свою очередь, подключается к порту COM1 компьютера (схемы и программные средства этого режима программирования приведены в [3]).

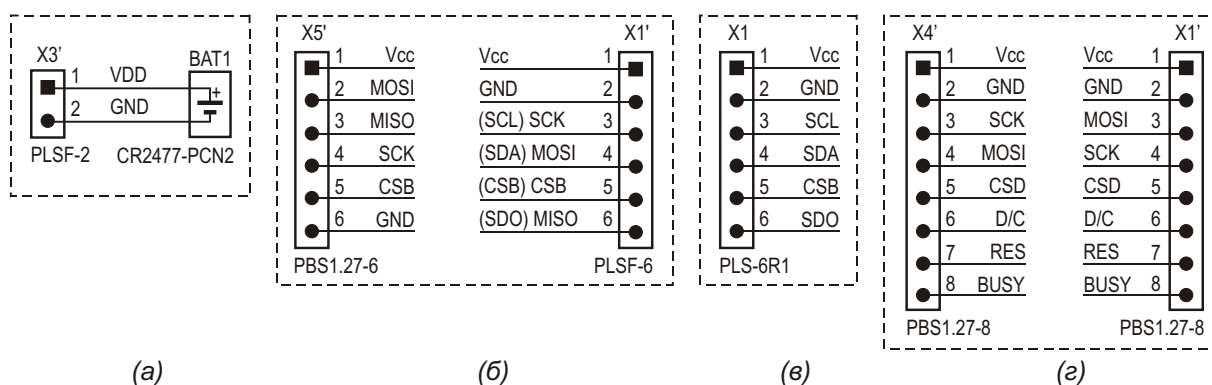


Рисунок 2. Схемы кабелей: (а) – кабель питания, (б) – кабель подключения к BME280, (в) – модуль BME280, (г) – кабель подключения к дисплею.

Интерфейс сопряжения МК с BME280 и дисплеем один и тот же – SPI. Для сопряжения с BME280 используется штыревой разъем X5, к которому ответным гнездом (X5', Рисунок 2б) подключается кабель, второй конец которого также ответным гнездом (X1', Рисунок 2б) подключается к штыревому разъему (X1, Рисунок 2в) модуля с BME280.

Для сопряжения с дисплеем используется штыревой разъем X4, к которому ответным гнездом (X4', Рисунок 2г) подключается кабель, второй конец которого (X1', Рисунок 2г) подключается к разъему платы дисплея (X1, Рисунок 3). Если для сопряжения с BME280 используется полный (двухнаправленный) интерфейс SPI (сигналы MOSI, MISO и SCK), т.е. в/из BME280 передается/принимается информация, то для сопряжения с дисплеем (точнее, с его платой – см. далее) используется однонаправленный интерфейс SPI (сигналы MOSI и SCK), или, другими словами, в дисплей только передается информация. Скорость обмена по SPI – 5 МБод. Сигналы выбора кристалла CS для BME280 и дисплея разные: CSB и SCD, соответственно. Обмен по SPI идет с тем устройством, у которого состояние CS низкое (лог. 0). Помимо сигналов интерфейса SPI (и CSD) в плату дисплея передаются сигналы D/C (Data/Command – данные/команда) и RES (сброс) и принимается сигнал BUSY (занято).

Питание на плату МК подается на штыревой разъем X3 (+3 В и «земля»), к которому ответным гнездом (X3', Рисунок 2а) подключается кабель, вторая сторона которого подключается к батарее (BAT1, Рисунок 2а).

Если батарейка оборудована двумя приваренными контактами (как в нашем случае – см. далее), то на вторую сторону этого кабеля припаиваются два цанговых гнезда, которые надеваются на контакты батарейки. Если батарейка без контактов, то можно использовать для неё батарейный отсек. В этом случае два провода второй стороны кабеля просто припаиваются к контактам этого отсека.

Все резисторы и конденсаторы (керамические) в схеме на Рисунок 1 – для поверхностного монтажа размером 0603. Простота схемы Рисунок 1 позволила легко развести плату МК, размер которой составил всего 12×15 мм.

Для сопряжения дисплея с МК в большинстве случаев используются два типа контроллеров: UC8151 или SSD1675 (или их различные варианты). Их описания легко найти в Интернете. Оба контроллера уже встроены в дисплей. Из дисплея выходит плоский шлейф с 24-мя контактами с шагом 0.5 мм. Для сопряжения этого шлейфа с МК используется специальная плата (Рисунок 3). Причем, схема такой платы для обоих контроллеров практически одна и та же. Схемы для каждого контроллера различаются только тремя компонентами: индуктивностью дросселя L1*, номиналом резистора R2* и наличием или отсутствием конденсатора C3*, подключенного к контакту 4 разъема X2, к которому подключается шлейф дисплея. Для контроллера UC8151 индуктивность L1* = 10 мкГн с максимальным током 1 А, номинал R2* = 0.47 Ом и номинал C3* = 1.0 мкФ/50 В; для SSD1675 L1* = 47 мкГн/0.25А, R2* = 2.2

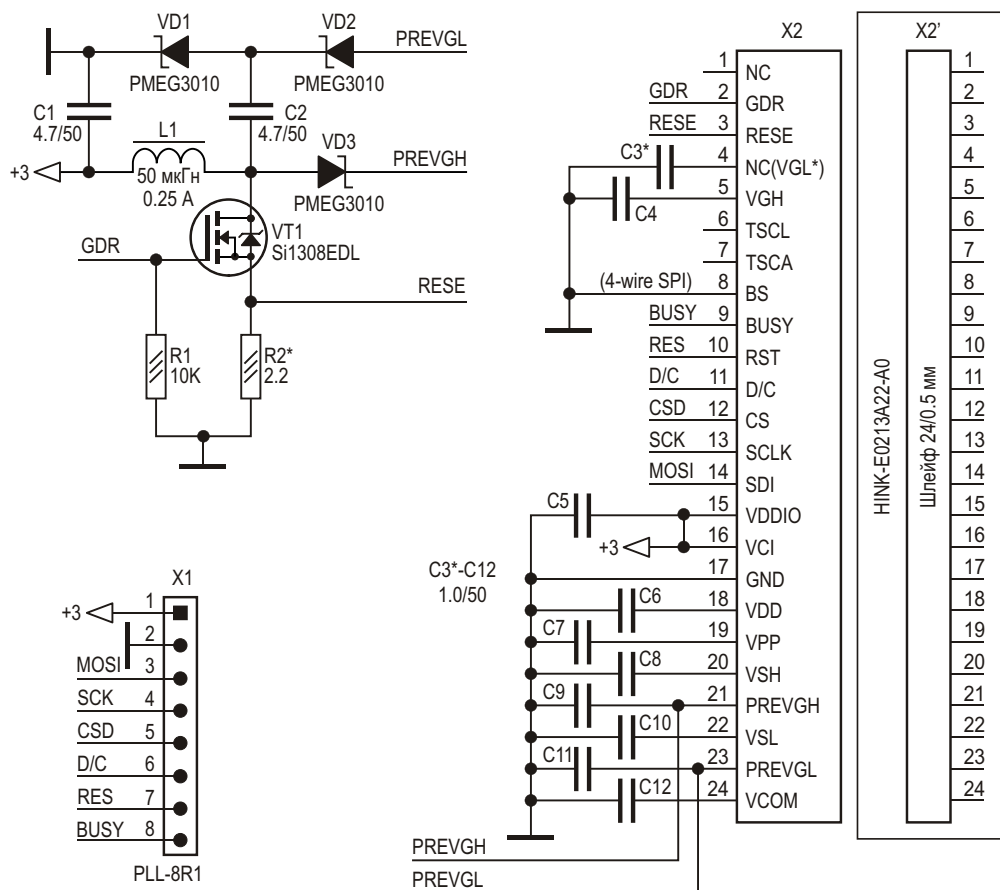


Рисунок 3. Схема платы E-ink дисплея.

Ом, а конденсатор C3* отсутствует (контакт 4 (NC – No Connect) никуда не подключается). Кстати, по наличию или отсутствию контакта 4 в шлейфе легко определить, какой тип контроллера используется (в нашем случае это SSD1675).

Назначение платы – формирование высоких напряжений +20 В (сигнал PREVGH) и –20 В (PREVGL) с помощью DC/DC преобразователя, построенного на базе транзистора VT1, дросселя L1*, диодов VD1 – VD3 и конденсаторов C1, C2. Для работы DC/DC преобразователя на затвор транзистора VT1 из контроллера подается меандр частотой около 1 МГц (сигнал GDR). Конденсаторы C3* – C12 требуются для штатной работы контроллера. Диоды VD1 – VD3 (в оригинальной схеме – это MBR0530) были заменены диодами PMEG3010 в более компактном корпусе. Кроме того, PMEG3010 по сравнению с MBR0530 имеют меньшее прямое падение напряжения и больший максимальный ток (1 А против 0.5 А у MBR0530).

Рекомендуемую производителем дисплея катушку индуктивности L1* автору найти не удалось, поэтому она была намотана на ферритовом кольце из материала M2500HMC1 ($\mu = 2500$) $4 \times 2,5 \times 1,2$ размером (D/d/h) $4 \times 2,5 \times 1,2$ мм тройным проводом ПЭЛ-0,22. Чтобы не поцарапать лак обмоточного провода, перед его намоткой острые кромки кольца были скруглены. При количестве витков 12 измеренная индуктивность составила 49 мкГн, а омическое сопротивление – 0.05 Ом (что и требуется). Можно также использовать аналогичное кольцо из материала M2000 ($\mu = 2000$), но количество витков должно соответствовать индуктивности около 50 мкГн. К разъему X1, как указано выше, подключается кабель сопряжения с МК (Рисунок 2г). Все резисторы и конденсаторы, кроме C2, – для поверхностного монтажа размером 0603 (C1 – 0805). Конденсатор C2 – выводной. На его выводы надет фторо-пластовый кембрик (тефлоновая трубка).

Схема Рисунок 3, как можно убедиться, также не отличается особой сложностью, поэтому легко разводится, а плата имеет размер 20×23 мм.

Программные средства

Программа в уже готовом загрузочном *.hex-формате (EFM8SB10F8G-A-QFN20_7.hex) приведена в дополнительных материалах к статье в разделе Загрузки. Её можно запрограммировать в МК любым из двух вышеприведенных способов. Однако для тех, кто хочет самостоятельно написать свою программу, автор хотел бы поделиться некоторыми её моментами, в основном связанными с выводом информации на дисплей, поскольку обмен информацией МК с BME280 подробно описан в [1], и, чтобы не повторяться, останавливаться на нём, на взгляд автора, не имеет смысла.

E-ink дисплей был приобретён автором на AliExpress по цене чуть менее 300 руб. Ни названия дисплея, ни контроллера, примененного в нём, указано не было. Единственно, что было написано про дисплей, что это 3-цветный (красно-бело-чёрный) E-ink дисплей размером 2.13 дюйма с разрешением 104×212 пикселей. Однако, как оказалось впоследствии, его разрешение было несколько выше, а именно, – 128×250, что немало удивило и обрадовало автора. Контроллер, примененный в дисплее (SSD1675), как указывалось выше, автор определил по отсутствию четвертого контакта на шлейфе. Кроме того, на этом же шлейфе удалось разглядеть и надпись: HINK-E0213A22-A0.

Наиболее полную информацию о программировании E-ink (или E-paper) дисплеев можно найти на сайтах [1] и [2], поскольку из описания контроллера SSD1675 понять, как программируются подобные дисплеи, достаточно проблематично. На этих сайтах приведены примеры программ для плат STM32 (на C), Arduino (на C), Raspberry Pi (на Phyton) и ESP8266 (на C). Вот поистине засилье подобных плат. Хотя непонятно, зачем в таких достаточно мощных в прямом (по потреблению тока в десятки мА) и переносном (по огромному объему программной и оперативной памяти и с 32-разрядными процессорами) смысле устройствах применять E-ink дисплеи. Ведь основное преимущество подо-

бных дисплеев именно в ультранизком потреблении тока в режиме сна. Какой смысл использования дисплея с потреблением тока, например, 0.6 мкА, если сама плата потребляет десятки мА? На взгляд автора, в таких платах имеет смысл использовать OLED-дисплеи, потребляющие 20 – 30 мА, которые существенно дешевле E-ink дисплеев и, кроме того, обновление информации в которых занимает десятые (и даже сотые) доли секунды против нескольких секунд у E-ink дисплеев. Но это уже, как говорят, дело вкуса.

Тем не менее, наличие подобных программ позволяет с их помощью легко запрограммировать E-ink дисплей в более простом, 8-разрядном МК с программной памятью всего 8 КБ, каковым является EFM8SB10F8. Наиболее просты программы на Phyton, поскольку в них вся программа представлена всего одним текстовым *.py-файлом в отличие от программ на C, где имеются бесчисленные дополнительные *.h-файлы, включенные (#include <...>) в основную программу, и «лазить» по этим файлам, чтобы понять работу основной программы, – дело очень неприятное, долгое и неблагодарное.

В основном при программировании E-ink дисплея имеются две проблемы. Первая – это инициализация дисплея. В примерах программ такая инициализация заключается в выводе в дисплей порядка 30 – 35 команд и данных, определяющих разрешение дисплея, установку счетчиков строк и столбцов на начало, различные моменты установки напряжений DC/DC преобразователя, температурные параметры и т.п. и особой сложности не представляет. Для решения этой проблемы нужно просто очень внимательно, без ошибок переписать все эти команды и данные, передаваемые вслед за командами, в свою программу, и всё будет работать.

Иное дело – вывод информации в дисплей. Здесь имеются два варианта. Но прежде чем описывать эти два варианта, сделаем некоторое отступление относительно того, как вообще выводится информация в E-ink дисплей.

Итак, пусть дисплей имеет разрешение, например, 128×250 пикселей (как в нашем случае). В памяти контроллера дисплея информация представляется в виде строк и

столбцов. При таком разрешении у дисплея имеются 16 строк шириной по 8 пикселей каждая. Каждый пиксель кодируется одним битом. Другими словами, имеем 16 строк шириной ровно 1 байт, начиная с 0-й и кончая 15-й. Строки располагаются на экране дисплея сверху вниз: 0-я – сверху, 15-я снизу. Кроме того, имеются ровно 250 столбцов, начиная с 0-го и кончая 249-м. Столбцы располагаются на экране слева направо: 0-й слева, 249-й справа. Если умножить количество строк (16) на количество столбцов (250), то получим ровно 4000 байт.

Теперь по поводу размера в пикселях одного символа (цифры или символа размерности, например, градус Цельсия (°C), мм рт. ст. (мм Hg) и т.п.). Пусть при разрешении дисплея 128×250 пикселей каждый символ представляет собой поле размером 48×27 пикселей (см. далее), или, другими словами, 6 однобайтных строк по 27 столбцов (6 × 27 = 162 байта). В этом случае в дисплей можно вывести символы в два ряда по 6 строк каждый и 4 пробельных строки. Например, верхняя строка – пробел, далее 6 строк 1-го ряда, далее – пара пробелов, далее 6 строк 2-го ряда и далее одну пробельную строку. Т.е. имеем 4 пробельных строки и 12 строк символов – всего 16 строк.

В первом варианте для вывода двух рядов символов в дисплее с помощью специальных команд можно сформировать два окна шириной по 6 строк и 250 столбцов каждое. Пусть в первое (верхнее) окно будут выводиться 3 цифры давления (например, «751») и символы «ммHg», а во второе (нижнее) окно будут выводиться: 2 цифры температуры (например, «25»), символ «°C», далее 2 цифры влажности (например, «47»), символ «%» и символ капли с делениями, как часто изображают показатель влажности. Для вывода символов в программной памяти МК (code) сформирован двумерный массив (например, MD [16][162]), где первое измерение (16) – количество символов (10 символов цифр «0» – «9» и 6 символов размерностей: «м», «Н», «g», «°C», «%» и символ капли), а второе измерение (162) – это 162 байта, которые кодируют каждый символ.

Вывод символов в окно очень прост. Для этого необходимо указать один из 16 симво-

лов (например, 2, в этом случае будет выведена двойка) и далее вывести подряд все 162 байта. Почему подряд? Потому что контроллер дисплея автоматически инкрементирует счетчик строк (их 6) и счетчик столбцов (их 27). Т.е. вначале выводятся 6 байт в 1-й столбец (от 0 до 5), и при этом счетчик строк после вывода каждого байта инкрементируется. Но как только выведется последний байт (под номером 5), счетчик строк автоматически устанавливается в 0, а счетчик столбцов увеличивается на единицу (инкрементируется), т. е. устанавливается на следующий столбец (под номером 1). Таким образом, нет необходимости следить за этими двумя счетчиками, а просто требуется вывести подряд все 162 байта, и каждый байт выведется туда, куда нужно. Здесь необходимо отметить, что подобным образом выводится информация в OLED-дисплеи. Аналогичным образом выводятся все остальные символы 1-го ряда в верхнее окно, а также все символы нижнего ряда во второе окно.

На первый взгляд кажется, что всё очень просто. Однако здесь кроется одна ловушка (по времени). Дело в том, что после того как будет осуществлен вывод в первое окно, необходимо дать команду, которую в программах называют «update» – обновить или «refresh» – освежить (в русском языке есть выражение «освежить в памяти»). На самом деле такая команда означает, что данные, переданные из МК и записанные в памяти контроллера, будут выведены на экран дисплея. А такой вывод занимает около 4.5 секунд. Кроме того, при использовании такого оконного вывода перед ним необходимо очистить весь дисплей, т.е. вывести в память контроллера указанные выше 4000 байт, каждый из которых равен FFh, и сделать подобный «рефреш», который в этом случае займёт около 3.5 секунд. Таким образом, общее время вывода двух окон и очистки дисплея займет: 3.5 с + 4.5 с + 4.5 с = 12.5 с. При этом дисплей будет работать по полной программе и, естественно, потреблять значительный ток (до нескольких мА). В связи с этим, автор задался следующим вопросом. Если очистка дисплея с «рефрешем» занимает 3.5 секунды, нельзя ли вместо использования оконного вывода просто вывести сразу всю информацию на

дисплей один раз, и один раз дать команду «рефреш». Тогда это займёт всего 3.5 секунды. Но как это сделать? Идея заключается в следующем.

Второй вариант. В самом начале выводится весь столбец, в котором содержатся все 16 байт и который занимает всю ширину дисплея: выводится один верхний пробел, затем выводятся первые 6 байт первой цифры давления (это 1-й столбец семёрки), затем выводятся два пробела, далее – первые 6 байт первой цифры температуры (это 1-й столбец двойки) и далее – последний пробел. После этого счетчик строк автоматически установится на нулевую строку, а счетчик столбцов увеличится на единицу (инкрементируется). Далее, уже во второй столбец выводим пробел, вторые 6 байт семёрки, 2 пробела, вторые 6 байт двойки и последний пробел. Подобным образом выводятся все 27 столбцов семёрки и двойки. Аналогичным образом выводятся и все остальные символы до конца, т.е. все 4000 байт (как и при очистке дисплея). После этого даётся команда «рефреш», и на этом вывод информации в дисплей заканчивается. Конечно, в программном смысле, подобный вывод несколько сложнее, однако он позволяет вывести всю информацию на дисплей за один раз и за 3.5 секунды.

Загрузив программу в МК с подобным выводом информации и запустив её, автор стал следить за дисплеем. Дисплей замигал 3.5 секунды и (о чудо!) на экране появилось сразу всё изображение со всеми данными и символами. Фрагмент программы с подобным «безоконым» выводом на C51 приведен в дополнительных материалах к статье. Из этого фрагмента можно заключить, что подобный вывод информации в дисплей не так уж и сложен.

Теперь по поводу получения кодов цифр и символов. Для этого автор использовал программу GLCD Font Creator v. 1.2.0.0 (от компании MikroElektronika [3]). В ней можно выбрать практически любой шрифт, его параметры (например, размер, свойства – жирный, обычный, наклонный т.п.). Программа сформирует все символы данного шрифта и выведет их на экран. Далее необходимо убрать все пустые строки и столбцы сверху, снизу и справа, чтобы каждый символ впи-

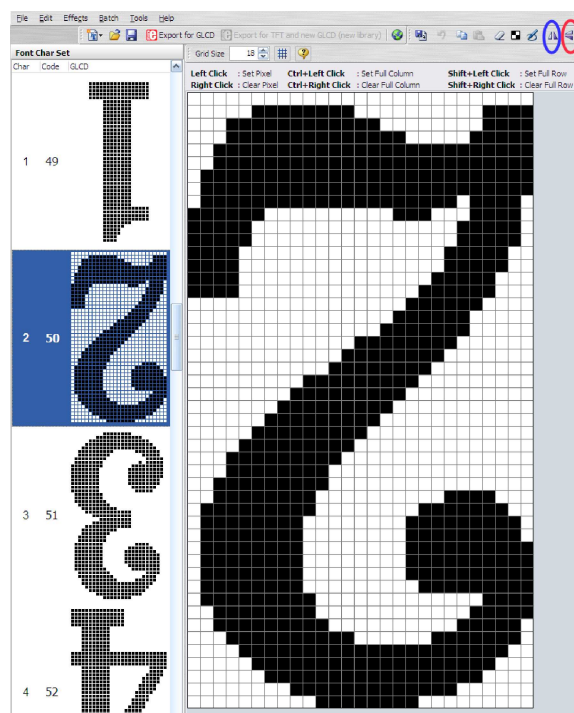


Рисунок 4. Скриншот фрагмента экрана компьютера при работе программы GLCD Font Creator – пиксели цифры «2» (48×27).

сался в окно определенного размера (в нашем случае это 48×27 пикселей). Это делается специальными опциями с пиктограммами, на которые необходимо навести курсор мыши и кликнуть. Для того чтобы цифры и символы выводились на дисплей слева направо и сверху вниз, каждый символ необходимо перевернуть вверх ногами (отразить по вертикали) и отразить по горизонтали. Это можно сделать всего двумя кликами мыши по соответствующим пиктограммам в меню программы (синий и красный овалы на Рисунке 4). В этом случае, например, двойка будет выглядеть как на Рисунке 4.

После этого, нажав пиктограмму «Export for GLCD» и выбрав в открывшемся окне опцию «microC», получим файл на C (его также следует назвать), в котором будут содержаться все 162 байта для каждого символа. Для цифр был выбран шрифт Clarendon Condensed размера 49, жирный. Для него был сформирован файл на C с названием:

```
//GLCD FontName : Clarendon_Condensed27x48  
//GLCD FontSize : 27 x 48
```

который автор и использовал для отображения цифр.

Шрифт Clarendon был выбран по следующим соображениям. Он не такой строгий, как, например, Arial или Courier New, но и не слишком вычурный. По сравнению с Times New Roman жирный, Clarendon значительно «жирней», т.е. чёрные пиксели каждого символа занимают бо́льшую площадь окна 27×48 пикселей, и, естественно, символ легче читается. Кроме того, на взгляд автора, шрифт Clarendon достаточно симпатичный.

Символы, которых нет в этом шрифте, были буквально нарисованы в программе GLCD Font Creator. Это следующие символы: русская буква «м» (нарисована), буква «Н» (нарисована), буква «g» (взята готовая из шрифта меньшего размера), «°C» («C» была немного сужена и слева пририсован «°»), «%» (нарисован, оригинальный «%» сужен), символ капли с делениями (нарисован). Рисование в программе очень простое: наведя курсор мыши на белый пиксел и нажав левую кнопку, можно получить чёрный пиксел, а наведя на чёрный и нажав правую кнопку, – белый.

После трансляции программы в специальном окне среды программирования Simplicity Studio v.4 (от Silicon Laboratories) отобразится результат этой трансляции (сообщение):

```
Program Size: data=121.1 xdata=0 const=0 code=7693
LX51 RUN COMPLETE. 0 WARNING(S), 0 ERROR(S)
Finished building target: EFM8SB10F8G-A-QFN20_7.omf
```

Из этого сообщения можно заключить, что в программе использована почти вся внутренняя оперативная память с прямой адресацией объемом 128 байт (data=121.1 байт), а внешняя оперативная память с косвенной адресацией объемом 256 байт не использована (xdata=0). Кодовая часть программы использует почти всю программную память объемом 8 КБ или 8192 байта (code=7693). Остаток программной памяти составляет: 8192 – 7693 = 499 байт 0.5 КБ. Здесь стоит отметить, что автор не делал никаких особенных ухищрений, чтобы сократить программную память, т.е. как программа написана, так и используется. Единственно, на чём автор сэкономил (правда, неумышленно) – на полноценных символах (27×48 пикселей) знака минус и пробела. Дело в том, что перед числом температуры может быть знак минус, тогда перед числом давления должен быть пробел, чтобы первая цифра давления (в вы-

шеприведенном примере это «7») была бы строго над первой цифрой температуры («2» – в примере). Кроме того, после символа «°C» также должен следовать пробел, иначе первая цифра влажности (в примере это «4») будет вплотную «прижата» к символу «°C», что просто недопустимо. Но тогда это потребует установки полноценного пробела после последней цифры давления («1») и первым символом «м», что очень далеко и поэтому не эстетично. В связи с этим было решено полноценный символ пробела (шириной 27 пикселей) заменить «полупробелом», шириной в 14 пикселей. Тогда, если температура положительная, то вначале программно выводятся все 14 пустых столбцов (0xFF), а если отрицательная, то в верхнюю часть столбцов выводим 0xFF, нижнюю часть также заполняем числами 0xFF, кроме её середины, в которую выводим число 0x03 – это ширина минуса в 6 пикселей (03h = 00000011b), т.е. 6 нулей. Длина минуса, естественно, 14 пикселей. Такой «толстый» минус как раз штатно генерируется шрифтом Clarendon Condensed размера 49, жирный. Кроме того, после последней цифры давления вместо пробела выводим 13 пустых столбцов. Это приведет к тому, что символы «ммHg» приблизятся к числу «751» на 14 пикселей, и показание давления станет более читабельным. В таком случае символы пробела и минуса не нужны, и от них можно отказаться, что приведет к экономии 324 байт. Но, повторимся, эта экономия получилась сама собой и была сделана абсолютно неумышленно.

Следует также отметить, что в дисплее, помимо белого и черного цвета, имеется возможность вывода пикселей красного цвета. Это программируется специальными командами. Однако, как хорошо известно из курса инженерной психологии, глаз человека лучше (и быстрее) всего воспринимает символы черного цвета на белом фоне (но не наоборот). А красный цвет ассоциируется с тревожностью, агрессивностью и даже опасностью, поэтому его наличие в дисплее создает некий дискомфорт восприятия информации. В связи с этим от красного цвета автор отказался, и всё изображение на дисплее черно-белое.

И последнее, что следует добавить по поводу программных средств. Если бы про-

грамма «не влезла» в 8 КБ, у автора имелся наготове МК EFM8SB20F16 с программной памятью 16 КБ и оперативной – 4 КБ (поэтому и не предпринималось никаких мер по снижению объема кодовой части программы). Но, как видно из вышеизложенного, этот МК не понадобился. Другими словами, даже с таким дисплеем с относительно высоким разрешением (128×250), имеющим практически типографское качество изображения символов, МК EFM8SB10F8 вполне достаточно.

Разводка и внешний вид плат

Разводка плат сделана автором с помощью программы Sprint Layout v.6. Файл разводки в формате *.lay6 приведен в разделе Загрузки. Из рисунков разведенных плат МК и дисплея и их внешнего вида (Рисунки 5 и 6) можно заключить, что разводка плат очень проста, а сами платы миниатюрны

(размеры всего 12×14 мм и 20×23 мм, соответственно). Здесь следует добавить по поводу платы МК. Если не предполагается программирование МК с помощью COM-порта компьютера, то разъем (X1, Рисунок 1) не нужен, поэтому припаивать его (и сверлить для него отверстия) совсем не обязательно (в данном случае он отсутствует, хотя отверстия для него просверлены). На Рисунке 5в его место справа от двухконтактного разъема питания. Отличительная особенность разводки обеих плат – через все переходные отверстия (со слоя на слой) пропущены либо контакты разъемов, либо ножки выводных компонентов, которые пропаяются с двух сторон платы. Это позволило не использовать металлизацию отверстий, технология которой в домашних условиях весьма проблематична и поэтому неприемлема.

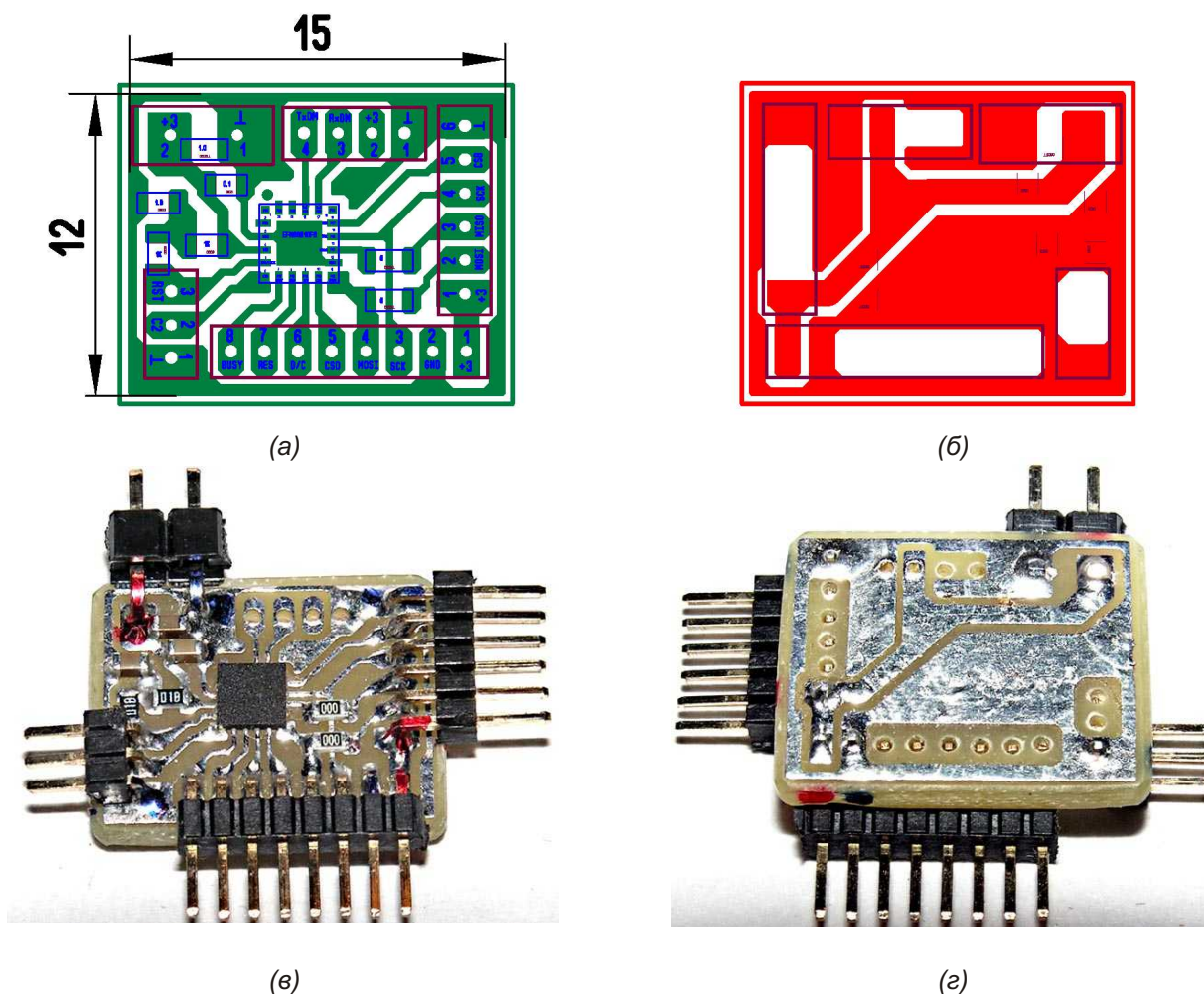
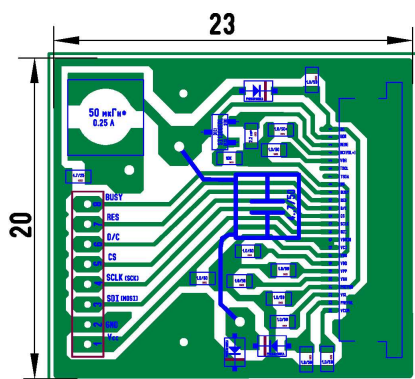
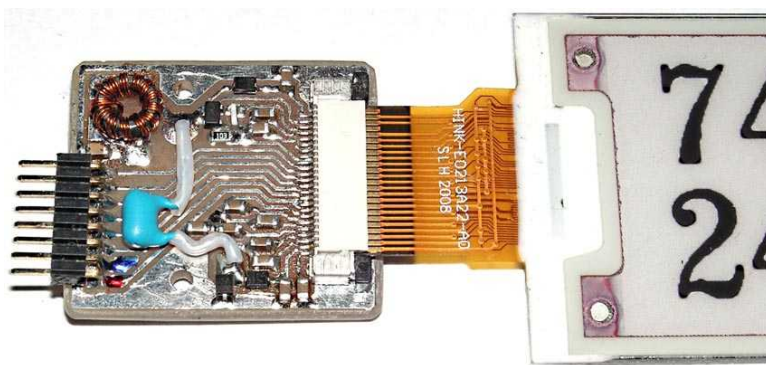


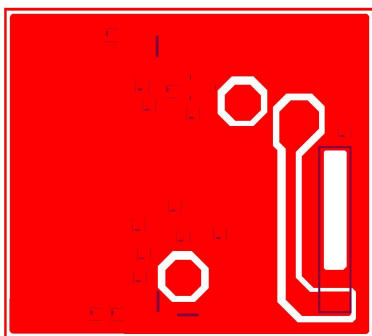
Рисунок 5. Разводка и внешний вид платы МК. (а), (в) – вид со стороны расположения компонентов; (б), (г) – вид с обратной стороны.



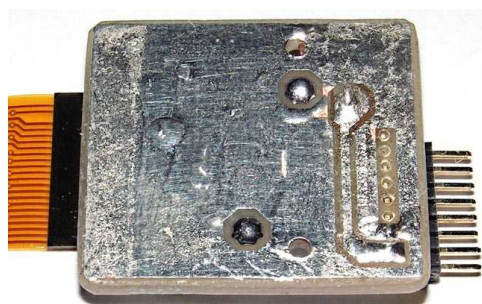
(а)



(б)



(в)



(г)

Рисунок 6. Разводка и внешний вид платы дисплея. (а), (б) – вид со стороны расположения компонентов; (в), (г) – вид с обратной стороны.

Конструкция и результаты работы прибора

Прибор (Рисунок 7) сконструирован в достаточно распространённом и недорогом корпусе размером 70×40×33 мм (Sanhe 20-33) с защелкивающейся крышкой (задней стенкой). Дисплей приклеен к стеклотекстолитовой пластине тонким двусторонним скотчем, его шлейф перегнут через прорезанную выемку в пластине и вставлен в разъем платы дисплея, которая, в свою очередь, приклеена к пластине пористой лентой с двусторонним липким слоем, куда такой же лентой приклеена и плата МК. Пластина приклеена такой же лентой к внутренней поверхности корпуса, в котором для дисплея прорезано окно. Плата с ВМЕ280 приклеена к боковой поверхности внутри корпуса такой же пористой лентой. Такой же лентой к задней стенке приклеена и батарейка. Для доступа воздуха внутрь корпуса в задней стенке просверлены 10 отверстий диаметром 4 мм. После подключения проводов питания к батарейке задняя

стенка защелкивается, и прибор сразу начинает работать (Рисунок 8).

Для проверки работоспособности прибора при отрицательных температурах он был помещен в морозилку холодильника вместе с уличным термометром примерно на полчаса.

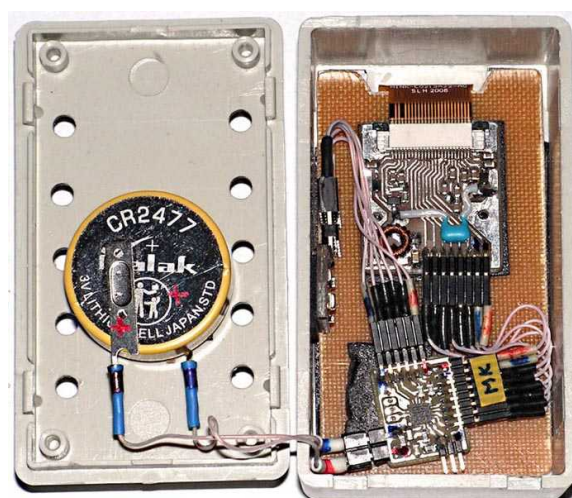


Рисунок 7. Устройство в открытом корпусе.



Рисунок 8. Общий вид работающего прибора.

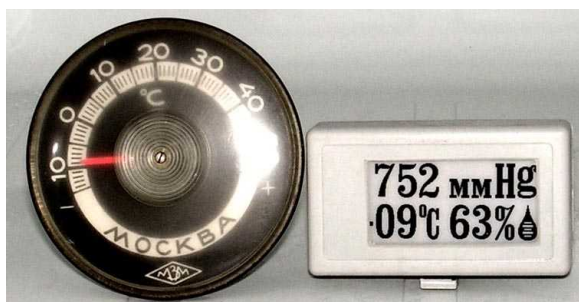


Рисунок 9. Показания уличного термометра и прибора, помещённых в морозилку холодильника.

са (Рисунок 9). Как видно, оба прибора показывают одну и ту же температуру -9°C . Единственное, что автор не учёл в горизонтальном размере прорезанного окна, – символ «минус», поскольку измерение размеров окна производилось по Рисунку 6б, а про «минус» автор забыл. Но все-таки небольшую часть символа «минуса» можно увидеть на Рисунке 9. Можно было бы, конечно, разобрать прибор, отклеить стеклотекстолитовую пластину и расширить окно. Однако автор оставил всё как есть по двум причинам. Во-первых, прибор предназначен не для измерения температуры в морозилке холодиль-

ника, а для работы в комнатных условиях (а там минуса нет), во-вторых, памятуя об основной заповеди электронщика «если что-то работает, не трогай этого», автор не стал ничего менять.

Заключение

Применение E-ink дисплея совместно с малогабаритным микропотребляющим МК EFM8SB10F8 и готовым модулем с BME280 позволило сконструировать недорогой прибор небольшого размера, измеряющий атмосферное давление, температуру и влажность. По сравнению с подобным прибором с ЖКИ, описанным в статье [1], прибор может работать от одной таблеточной литиевой батарейки CR2477 в два раза дольше (до 10 лет) и, кроме того, визуализация его показаний существенно улучшена за счет практически типографского качества изображения. [PL](#)

Ссылки

1. www.e-paper-display.com
2. www.good-display.com
3. www.mikroe.com

Литература

1. Кузьминов А. [Барометр-термометр-гигрометр с питанием от таблеточной батарейки](#).
2. Кузьминов А. Ю. Связь между компьютером и микроконтроллером. Современные аппаратные и программные средства. М.: «Перо». 2018.
3. Кузьминов А. Программирование микроконтроллеров EFM8 с помощью встроенного загрузчика программ. Радио. 2018. № 12.

Материалы по теме

1. [Datasheet Bosch Sensortec BME280](#)
2. [Datasheet Silicon Labs EFM8SB10F8-QFN20](#)
3. [Datasheet Nexasia PMEG3010EH](#)
4. [Datasheet Vishay Si1308EDL](#)
5. [Datasheet Good Display GDEH0213Z98](#)

Загрузки

[Дополнительные материалы к статье](#)



Удвоитель частоты с коэффициентом заполнения 50%

Jim Mclucas

EDN

Вот простая схема удвоителя частоты, которая выдает на выходе прямоугольные импульсы с точным коэффициентом заполнения 50 процентов. В литературе описаны аналогичные схемы [1, 2, 3], которые для

установки коэффициента заполнения 50% требуют регулировки или подбора некоторых компонентов.

В этой схеме 50-процентный коэффициент заполнения выходных импульсов обес-

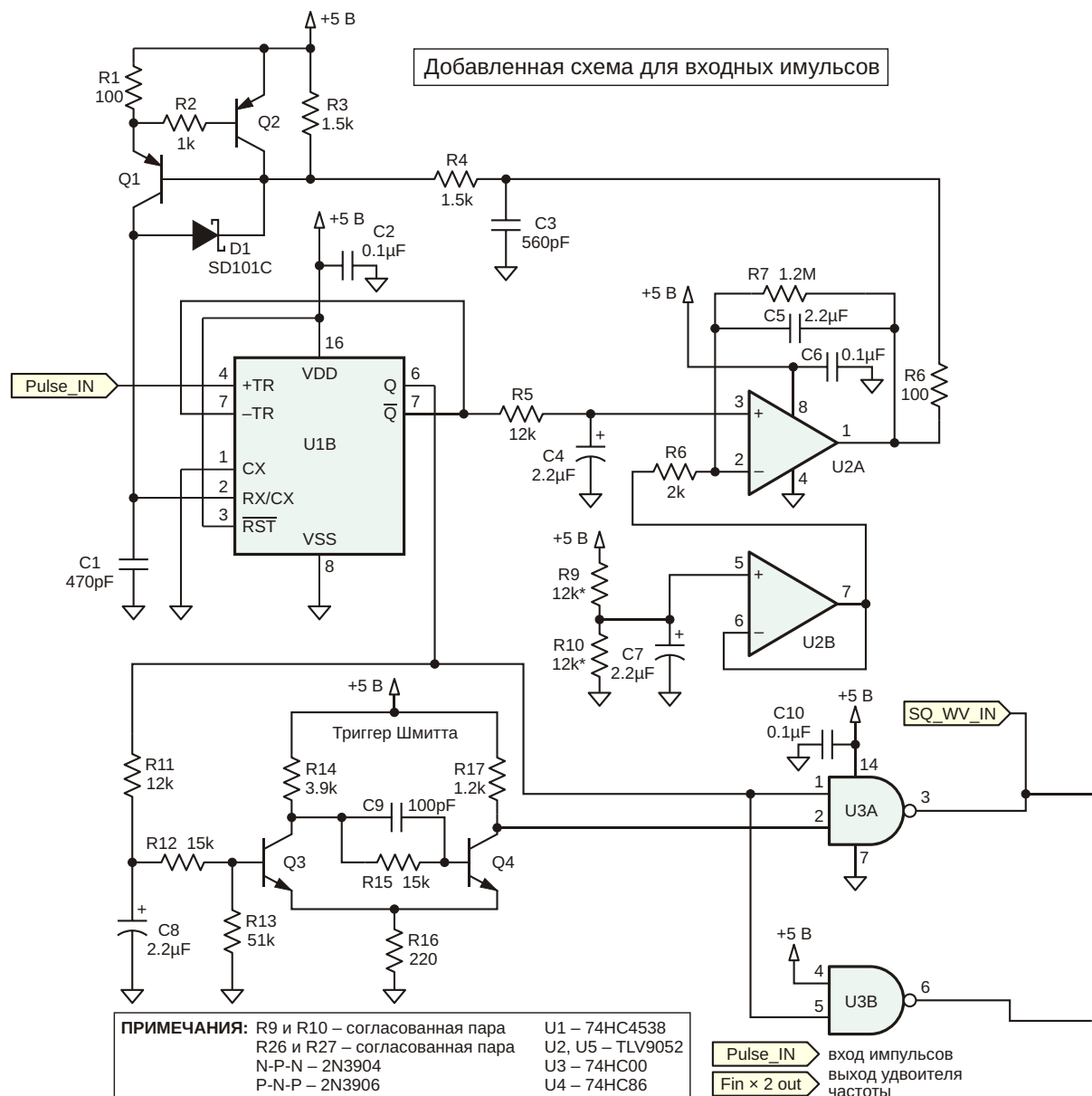


Рисунок 1. Удвоитель частоты с коэффициентом заполнения 50 процентов.

Логический элемент U4 «Исключающее ИЛИ – НЕ» используется для буферизации входных прямоугольных импульсов и удвоения частоты сигнала. Прямоугольные импульсы на двух входах U4D задержаны друг относительно друга на величину двух задержек в логическом элементе. На выходе U4D формируется последовательность импульсов с номинальной длительностью 20 нс и частотой, вдвое большей, чем частота входных прямоугольных импульсов. Эти импульсы запускают ждущий мультивибратор для получения выходных импульсов удвоенной частоты, а петля обратной связи поддерживает коэффициент заполнения импульсов на уровне 50 процентов.

Транзисторы Q5 и Q6 и связанные с ними компоненты образуют источник постоянного тока, заряжающий конденсатор C11 на входе RX/CX мультивибратора. Ток ограничен примерно 5 миллиамперами, что является максимальным значением, указанным в документации на микросхему. Моя модель в LTspice не работала бы без схемы ограничения тока. Ограничение тока также защищает вход мультивибратора от больших бросков тока, возникающих при включении или при переключении конденсатора C11 на разные частотные диапазоны.

Выбор емкости конденсатора C11 оставлен на усмотрение пользователя...

К моему удивлению, схема может работать без конденсатора C11! На низких частотах ток, отдаваемый источником постоянного тока, находится в диапазоне наноампер, что в некоторых приложениях может быть соизмеримо с токами утечки компонентов и стать причиной неустойчивой работы схемы. Так что удаляйте C11 с осторожностью.

Исключение C11 допустимо при частотах от 1 МГц и выше. В этом случае входной емкости мультивибратора в сумме с паразитной емкостью цепи может быть достаточно.

В Таблице 1 показан рабочий диапазон частот схемы для нескольких значений емкости C5.

Для правильной работы схемы входной сигнал должен быть прямоугольной формы с 50-процентным коэффициентом заполнения. Импульсы с коэффициентами заполнения, отличными от 50 процентов, можно использовать, если реализовать дополни-

Таблица 1. Рабочий диапазон частот схемы при различных значениях емкости C5

C5 (пФ)	Диапазон частот
0	500 Гц 2.82 МГц
100	500 Гц 2.30 МГц
1000	500 Гц 965 кГц

тельную схему (см. Рисунок 1). Дополнительная схема формирует на своем выходе прямоугольные импульсы с 50-процентным коэффициентом заполнения, которые и используются в качестве входного сигнала удвоителя частоты.

Триггер Шмитта и счетверенный логический элемент «И-НЕ» (U3) служат для обеспечения правильного запуска секции удвоителя частоты. Удвоитель частоты не запускается до тех пор, пока коэффициент заполнения входных импульсов не станет близким к 50%.

Я не собирал эту дополнительную схему, но смоделировал ее с помощью LTspice, поскольку она в значительной степени дублирует схему удвоителя частоты, которую я макетировал и тестировал.

Ранее в [4] была описана альтернативная схема удвоителя частоты, которая работает с входными импульсными сигналами, имеющими коэффициент заполнения менее 50%, и превращает их в последовательность импульсов с коэффициентом заполнения ровно 50%. [РЛ](#)

Ссылки

1. R. M. Stitt and R. L. Morrison, "Wide-range pulse-shaping circuit gives square waves with 50% duty cycle", Burr-Brown Research Corp.
2. H. P. D. Lanyon, "One-shot with feedback loop maintains constant duty cycle", Worcester Polytechnic Institute, Worcester, Mass. Electronics Designer's Casebook, page 122.
3. Robert L. Taylor, "Frequency-doubler produces square-wave output", I & F Electronics, Nashville, Tenn. Electronics Designer's Casebook Number 1.
4. Jim McLucas. [Коэффициент заполнения любого сигнала станет равным 50%](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC00](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4538](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD74HC86](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLV9052](#)
5. [Datasheet Vishay SD101C](#)

Источник питания Proto

David Johnson-Davies

Tecknology.com

В статье описан портативный регулируемый источник питания, удобный для установки на беспаячные макетные платы и идеально подходящий для питания проектов на Arduino и для других маломощных схем.

Он способен, питаясь от двух литий-ионных аккумуляторов, обеспечивать выходное напряжение от 0 В до 5.5 В при токе до 0.5 А. Выходное напряжение, величина которого отображается на трехразрядном 7-сегментном индикаторе, можно регулировать с помощью поворотного энкодера. Вся схема управляется микроконтроллером ATmega328.

Для примера, на Рисунке 1 Proto питает ATtiny85V напряжением 1.8 В – самым низким для данного микроконтроллера, в котором выполняется программа Blink.

Характеристики

Предназначенные для работы с прототипами источники питания, как правило, имеют фиксированные выходные напряжения 3.3 В и 5 В, получаемые от порта USB, или регулируемое напряжение, получаемое из постоянного входного напряжения. Однако всем им не хватает нескольких функций, которые я хотел иметь в источнике питания:

- Чтобы не быть привязанным к розетке, он должен питаться от аккумуляторов.
- Он должен регулировать напряжение вплоть до нуля. Это позволит исследовать поведение схемы с неисправной батареей, найти напряжение, при котором загорается светодиод, проверить работу схемы обнаружения пониженного напряжения питания.
- Он должен отображать выходное напряжение, чтобы не нужно было подключать мультиметр для проверки этого напряжения.

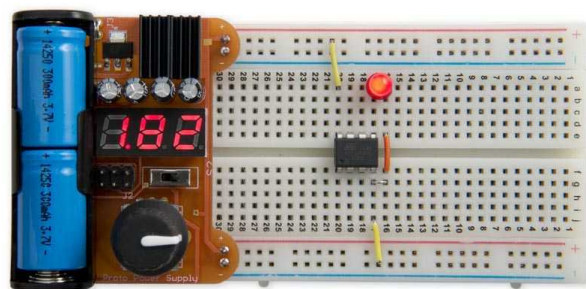


Рисунок 1. Блок питания Proto вставляется в беспаячную макетную плату и обеспечивает напряжение от 0 до 5.5 В при токе до 0.5 А.

Поскольку блок питания предназначен для проверки проектов с AVR, нет необходимости в напряжении больше 5.5 В. Это означает, что источник можно удобно запитать от двух Li-Ion аккумуляторов напряжением 3.7 В.

Источник мог бы быть построен на стандартном регулируемом стабилизаторе, таком как LM317, но минимальное выходное напряжение этого регулятора около 1.25 В. Поэтому я выбрал LT3080 – очень хорошее устройство, которое обеспечивает ток до 1.1 А при выходном напряжении, начиная от нулевого.

Схема

На Рисунке 2 приведена полная схема источника питания Proto.

Для корректной работы LT3080 требуется минимальный ток нагрузки, который согласно технической документации составляет 500 мкА. Простейший способ выполнить это требование – подключить параллельно выходу резистор. Я выбрал сопротивление 220 Ом, которое добавляет к показаниям индикатора 0.05 В при отсутствии нагрузки и отбирает дополнительные 25 мА при полном

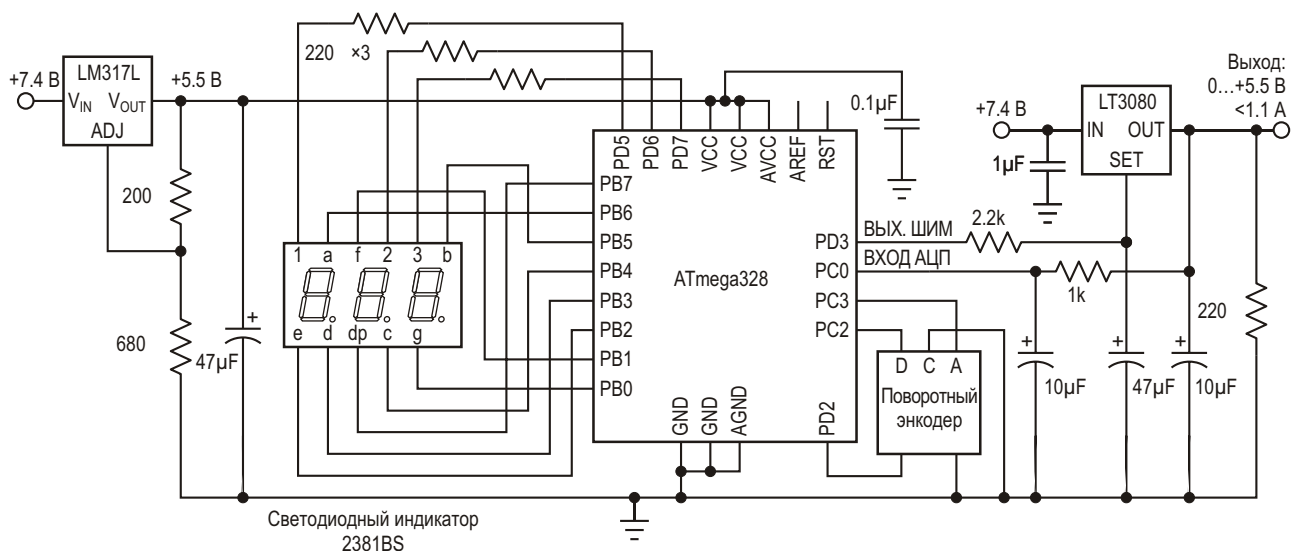


Рисунок 2. Схема источника питания Proto, построенная на ATmega328.

выходном напряжении. Среднеквадратичное значение пульсаций выходного напряжения ниже примерно 2 мВ.

Процессор

В более ранней статье «Portable Lab Power Supply» мой проект основывался на микроконтроллере ATtiny861, имеющем достаточно линий ввода/вывода. Однако для источника питания Proto я решил использовать более популярный микроконтроллер ATmega328 из-за его большей доступности и, часто, меньшей цены, чем у ATtiny861. И хотя выводов у него больше, версия SMD на самом деле имеет меньшую площадь, чем ATtiny861 в корпусе SOIC.

В этом приложении нет необходимости в точной синхронизации, поэтому мы можем обойтись без внешнего кварцевого резонатора и использовать внутренний RC-генератор ATmega328.

Стабилизаторы

LT3080 выпускается в корпусах различных типов. Я выбрал корпус для поверхностного монтажа SOT-223. Теплоотводящий контакт стабилизатора припаян к большому полигону на печатной плате. Для дополнительного охлаждения я через самоклеющуюся термопрокладку прикрепил к нему небольшой радиатор и протестировал источник питания под нагрузкой 0.5 А. Стабилизатор оставался

холодным. Теоретически он должен выдавать до 1 А, но при больших токах, вероятно, понадобится радиатор большего размера.

Для получения напряжения питания цифровой цепи 5.5 В и опорного напряжения для АЦП я использовал регулируемый стабилизатор LM317L в корпусе SOT-89, выходное напряжение которого можно установить с помощью двух резисторов. Напряжение определяется формулой:

$$V = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Значения $R_1 = 200 \text{ Ом}$ и $R_2 = 680 \text{ Ом}$ дают нам ровно 5.5 В, как и требуется.

Поворотный энкодер

В качестве поворотного энкодера я использовал приобретенное у Adafruit устройство, которое выдает 24 импульса на один поворот.

Индикатор

В схеме используется недорогой трехразрядный семисегментный светодиодный индикатор с общим анодом типа 2381BS с размером символов 0.28 дюйма, который можно купить на eBay. Также можно использовать индикатор с общим катодом. Для этого нужно внести изменения в подпрограмму `Display()`.

Аккумуляторы

Печатная плата рассчитана на установку держателя аккумулятора типоразмера АА. В качестве источника питания я выбрал два аккумулятора 14250 напряжением 3.7 В. Высота такого аккумулятора – это половина высоты батареи АА, поэтому в держатель поместятся два аккумулятора, что в сумме дает 7.4 В. Обратите внимание, что большинство аккумуляторов 14250 не имеют защиты, поэтому их нельзя разряжать ниже 3 В. В качестве альтернативы можно использовать неперезаряжаемые батареи 14250 или сборки из трех никель-кадмиевых аккумуляторов.

Конструкция

Я спроектировал плату в программе Eagle и отправил ее для изготовления в Ragwort в Великобритании. Для достижения компактной компоновки при использовании легкодоступных деталей в схеме используется смесь компонентов для поверхностного и сквозного монтажа (Рисунок 3).



Рисунок 3. Верхняя и нижняя стороны готовой печатной платы источника питания Proto.

Среди SMD компонентов нет особенно маленьких, поэтому их можно паять вручную с помощью паяльника с тонким наконечником, но я использовал термофен с температурой 250 °С. Сначала установите компоненты SMD, а затем компоненты для сквозного монтажа.

Программа

В этом разделе объясняются различные части программы Proto Power Supply. Смотрите листинг программы, доступный для скачивания в разделе Загрузки.

Считывание положения энкодера

Поворотный энкодер подключен к двум выводам микроконтроллера – PC2 и PC3. В подпрограмме `setup()` они сконфигурированы входами с подтяжкой к шине питания, а PC2 настроен как вход прерывания по изменению состояния.

Процедура обработки прерывания по изменению уровня считывает состояния двух входов, определяет, в каком направлении должно измениться значение, и вызывает `ChangeValue()`. Переменные `a` и `b` хранят текущие состояния двух входов, глобальная переменная `a0` содержит предыдущее состояние `a`, а `c0` содержит очищенный сигнал.

Обработка сигнала энкодера подробно описана в моей статье «Bounce-Free Rotary Encoder» [1].

Получение аналогового напряжения

Источник питания управляется аналоговым напряжением, получаемым фильтрацией сигнала ШИМ, сформированного на выводе PD3. Этот ШИМ сигнал создается с использованием `Timer/Counter2`, который в подпрограмме `setup()` настроен на работу в режиме ШИМ с фазовой коррекцией.

Вращение энкодера вызывает подпрограмму `ChangeValue()`, которая инкрементирует или декрементирует значение глобальной переменной `Count`.

`ChangeValue()`, в свою очередь, вызывает `SetVoltage()`, которая изменяет значение в регистре сравнения `OCR2B`.

Измерение выходного напряжения

Регулируемое выходное напряжение подается на вход АЦП (`ADC0/PC0`). Источником опорного напряжения в `setup()` выбрано напряжение питания V_{CC} . Значение аналогового напряжения считывается подпрограммой `ReadADC()`.

Индикация напряжения

Выходное напряжение отображается на трехразрядном семисегментном индикаторе. Для простоты индикатор мультиплексируется с использованием того же таймера – `Timer/Counter2`. Каждые 220 отсчетов таймер переполняется, и это событие используется

для вызова подпрограммы обработки прерывания `ISR (TIMER2_OVF_vect)`.

Она, в свою очередь, вызывает подпрограмму `DisplayNextDigit()`, которая выводит соответствующие данные сегментов следующей отображаемой цифры в PORTB, а затем устанавливает высокий уровень на общем аноде цифры, подключенном к PORTD. Число, которое будет отображаться в каждом разряде дисплея, задается массивом `Buffer[]`.

Каждый четвертый цикл эта подпрограмма считывает информацию из АЦП и вызывает `Display()` для записи соответствующих значений в буфер индикатора `Buffer[]`. Для предотвращения мерцания между двумя соседними значениями индикация обновляется только в том случае, если напряжение изменилось не менее чем на 10 мВ.

Отключение при перегрузке

LT3080 имеет защиту от короткого замыкания, ограничивающую выходной ток примерно до 1.4 А, но этого достаточно, чтобы повредить неправильно подключенную схему. Поэтому я ввел отключение по перегрузке, которое срабатывает, если заданное напряжение, установленное энкодером, превышает измеренное выходное напряжение более чем на 500 мВ. Эта ситуация обрабатывается проверкой в `DisplayNextDigit()`, которая устанавливает флаг `Overload`, если перегрузка произошла. Выходное напряжение устанавливается на ноль, а на дисплее отображаются прочерки. Для сброса защиты необходимо повернуть энкодер.

Кнопка предварительной установки напряжения

Кнопка поворотного энкодера устанавливает выходное напряжение равным 3.3 В. Кнопка подключена к выводу PD2, который в подпрограмме `setup()` сконфигурирован как вход прерывания INT0.

Затем подпрограмма обработки прерывания просто устанавливает значение `Count` равным 3.3/0.025 или 132.

Компиляция программы

ATmega328 можно запрограммировать с помощью внутрисхемного программатора через 6-контактный разъем ISP, установленный на печатной плате. Я использовал недорогой программатор USBASP, купленный вместе с ленточным кабелем на eBay, который подключается к разъему ISP на плате источника питания Proto. Вместо него для внутрисхемного программирования можно использовать программатор Sparkfun Tiny AVR или Arduino Uno.

В Arduino IDE отсутствует конфигурация с внутренним генератором, поэтому я создал ее сам. Ее можно загрузить с GitHub [2]. После копирования конфигурации в папку *hardware* выберите в папке *Arduino* опцию *ATmega328* под заголовком *ATmegaBreadboard* в меню *Boards*. Затем в последующих меню выберите *B.O.D. Enabled (4.3V)*, *ATmega328P* и *8 MHz (internal)*. Выберите «*Burn Bootloader*» чтобы правильно установить фьюзы; затем выберите *Upload*, чтобы загрузить программу.

Дополнительно к программе по ссылке в разделе Загрузки можно скачать проектные файлы платы в формате Eagle. [РЛ](#)

Ссылки

1. [Bounce-Free Rotary Encoder](#)
2. [ATmegaBreadboard](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Atmel ATmega328](#)
2. [Datasheet XLITX 2381BS](#)
3. [Datasheet Fairchild LM317L](#)
4. [Datasheet Analog Devices LT3080](#)

Загрузки

[Файлы проекта Proto Power Supply](#)



Фильтр нижних частот с улучшенной переходной характеристикой

John Guy

EDN

Распространенной проблемой, возникающей при проектировании фильтров нижних частот для обработки сигналов, является влияние фильтров на временной отклик системы. Поскольку понижение частоты среза замедляет реакцию на ступенчатое возде-

йствие, система может не распознать существенные изменения в течение приемлемого промежутка времени. Схема на Рисунке 1 поддерживает более низкие частоты среза без ущерба для переходной характеристики. Оконный компаратор отслеживает дельту

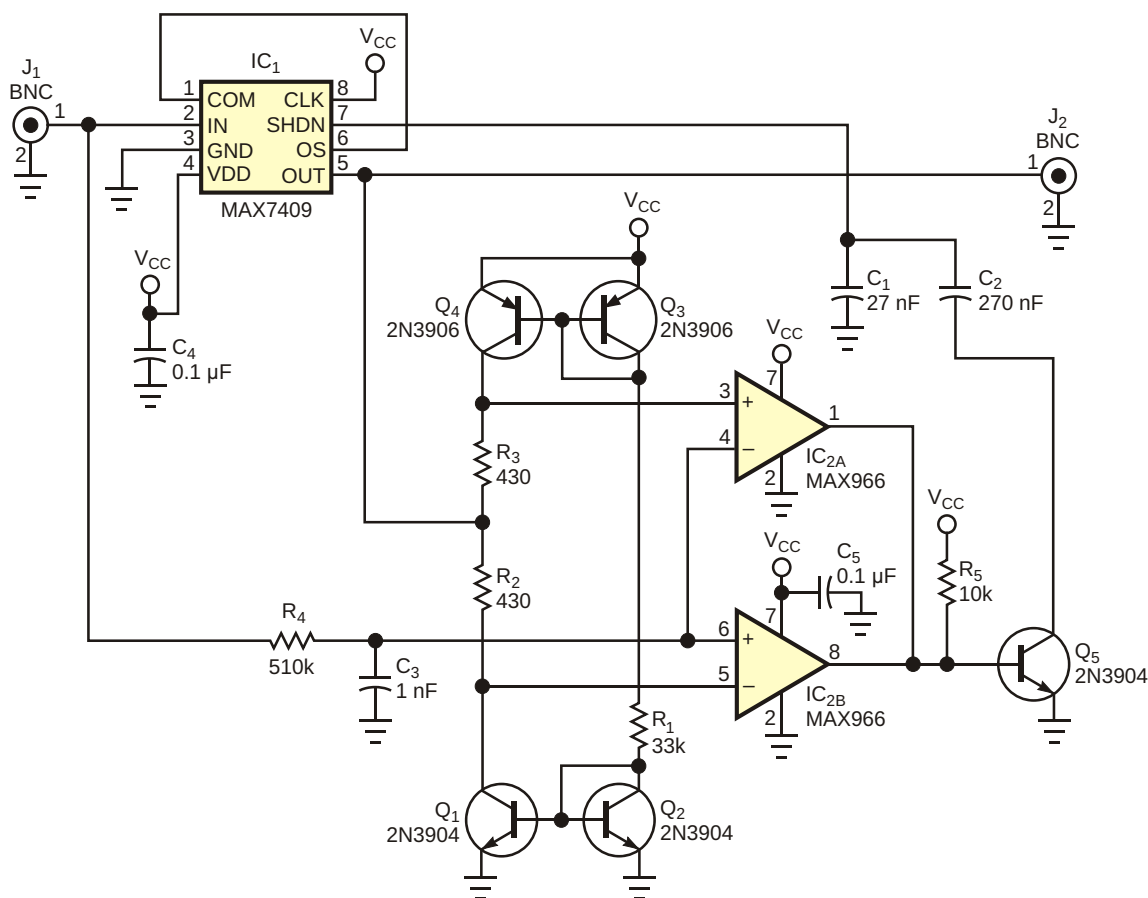


Рисунок 1. Этот фильтр нижних частот обеспечивает быструю переходную характеристику, динамически регулируя частоту среза.

(разность) между входным и выходным сигналами фильтра. Когда дельта превышает ± 50 мВ, фильтр увеличивает скорость нарастания, увеличивая частоту среза на порядок. Микросхема фильтра на коммутируемых конденсаторах IC₁ обычно работает как самосинхронизирующееся устройство. Конденсаторы C₁ и C₂ устанавливают частоту среза, равной 0.1 Гц, а другие схемы образуют динамический оконный компаратор. Транзисторные пары Q₁-Q₂ и Q₃-Q₄ образуют комплементарное токовое зеркало, выходной сигнал которого проходит через резисторы R₂ и R₃, создавая дельту в ± 50 мВ. Подключение выходного напряжения к средней точке резисторной цепочки R₂-R₃ центрирует дельту относительно выходного напряжения. Поэтому верхний порог оконного компаратора устанавливается равным $V_{OUT} + 50$ мВ, а нижний порог – $V_{OUT} - 50$ мВ.

Элементы R₄ и C₃ обеспечивают фильтрацию нижних частот исходного входного сигнала, устанавливая частоту среза 312 Гц, которая снижает чувствительность к кратковременным броскам. Отфильтрованный входной сигнал подается на вход оконного компаратора. Если входной сигнал не попадает в окно ± 50 мВ, на выходе компаратора IC_{2A} или IC_{2B} устанавливается низкий уровень напряжения. При низком уровне выходного напряжения транзистор Q₅ закрывается. Поскольку коллектор Q₅ больше не соединяет конденсатор C₂ с землей, частота среза фильтра увеличивается в 10 раз. Когда выходной сигнал системы перестает выходить за пределы ± 50 мВ от входного, частота среза возвращается в исходное состояние. Влияние оптимизированного фильтра иллюстрируют осциллограммы на Рисунке 2. Верхняя кривая пред-

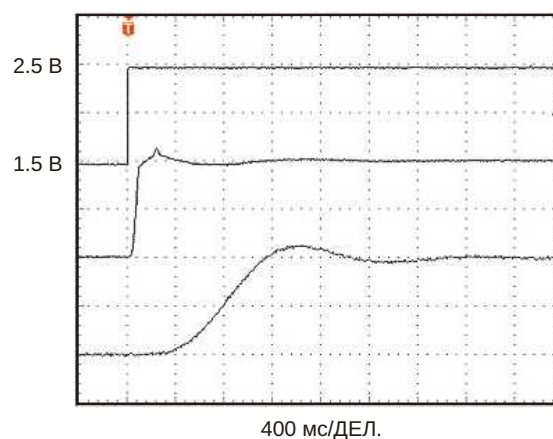


Рисунок 2. Эти осциллограммы показывают временной отклик схемы на Рисунке 1 со схемой оптимизации (средняя кривая) и без нее (нижняя кривая).

ставляет скачок входного сигнала от 1.5 до 2.5 В, на средней кривой показан выходной сигнал при включенной схеме оптимизации, а нижняя кривая показывает отклик немодифицированного фильтра. На отклике оптимизированного фильтра видно небольшое возмущение во время переключения частоты среза, но он в пять раз быстрее, чем у немодифицированной схемы. Схема на Рисунке 1 настроена на низкие частоты среза, но ее можно масштабировать для более высоких частот, изменив емкости конденсаторов C₁ и C₂. Также можно изменять сопротивления резисторов R₂ и R₃ для другой ширины окна; тогда дельта будет равна сопротивлению, умноженному на 115 мкА. Компаратор должен иметь выход с открытым стоком. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX7409](#)
2. [Datasheet Maxim MAX966](#)

Один вывод процессора управляет функцией включения/выключения

Michael Sirkis

EDN

Опубликованная некоторое время назад статья [1] побудила меня предложить более простое решение, которое я использовал в недавнем проекте. Нам понадобился кнопочный выключатель питания без фиксации, контролируемый процессором. Этот контроль позволял бы процессору отложить запрос на выключение после нажатия кнопки до тех пор, пока все процедуры не завершатся должным образом. Кроме того, в периоды бездействия процессор мог отключать устройство для эконо-

номии заряда батареи. В проекте также используется повышающий регулятор для преобразования напряжения двух или трех батареек AA в 5 В. В качестве регулятора IC₁ выбрана микросхема TPS61032 компании Texas Instruments (Рисунок 1). Микросхема имеет вход разрешения (вывод 9), низкий уровень напряжения на котором не только выключает преобразователь, но и полностью отсоединяет нагрузку от батареи. Управляет устройством процессор PIC16F874. Ключе-

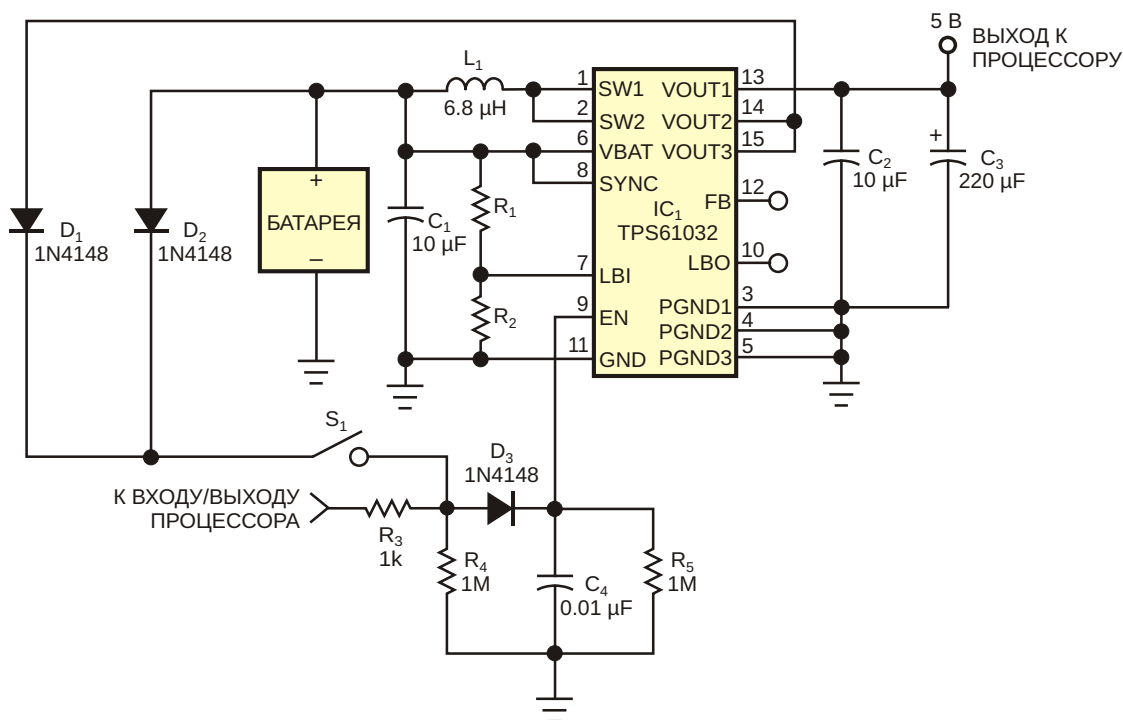


Рисунок 1. Эта конфигурация схемы обеспечивает выключение питания нефиксируемой кнопкой под контролем процессора.

вым элементом конструкции является то, что сначала можно сконфигурировать вывод процессора в качестве выхода, чтобы поддерживать высокий уровень на входе разрешения преобразователя, а затем перенастроить его для проверки логического уровня выключателя питания.

Когда схема не работает, нажатие на кнопку выключателя питания S_1 подтягивает вывод 9 микросхемы IC_1 к уровню шины питания, тем самым включая преобразователь и подавая 5 В на процессор. При загрузке процессора его порт ввода-вывода настроен как выход с высоким логическим уровнем. В результате на выводе 9 микросхемы IC_1 поддерживается высокий уровень, и после отпущения кнопки выключателя питания преобразователь продолжает работать. Через каждые несколько миллисекунд этот порт процессора перенастраивается на ввод, чтобы проверить состояние выключателя питания: высокий уровень означает, что кнопка нажата, а низкий – отпущена. После проверки вывод процессора возвращается в предыдущий режим вывода. Конденсатор C_4 поддерживает высокий уровень на выводе 9 микросхемы IC_1 , обеспечивая работу преобразователя во время поверки состояния выключателя. Если отпустить выключатель после включения

питания, а затем нажать его снова, процессор начнет выполнять последовательность выключения. После выполнения всех необходимых служебных процедур вывод процессора конфигурируется входом и остается в таком состоянии. Затем конденсатор C_4 полностью разряжается, устанавливая низкий уровень на выводе 9 микросхемы IC_1 , и, тем самым, отключая преобразователь и остальную часть схемы. Диоды D_1 и D_2 позволяют напряжению батареи запускать преобразователь, а процессору проверять состояние выключателя питания, используя более высокое выходное напряжение преобразователя. Микросхема TPS61032 содержит также компаратор контроля разряда батареи, пороговый уровень которого устанавливается резисторами R_1 и R_2 . Другой процессор может считывать выходной сигнал компаратора (микросхема IC_1 , вывод 10), чтобы выполнять безопасное выключение, когда напряжение батареи становится слишком низким. **РЛ**

Ссылка

1. [Микроконтроллер или процессор DSP управляют функцией включения/выключения](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS61032RSAR](#)

ная схема, показанное здесь устройство предлагает недорогой подход, использующий небольшое количество компонентов.

На Рисунке 1 инвертор IC_{1A} работает как генератор прямоугольных импульсов с частотой приблизительно 150 кГц. Выход генератора связан по переменному току с потенциометром R₂, который устанавливает уровень управляющего сигнала и, следовательно, чувствительность сенсорной панели. Прямоугольные импульсы, смещающие затвор на несколько вольт, периодически переключают n-канальный полевой транзистор Q₁ из режима проводимости в режим отсечки. С размахом от 0 до 12 В прямоугольные импульсы повторяются на стоке транзистора Q₁. Пиковый детектор, образованный элементами D₁, R₇ и C₄, обеспечивает постоянное напряжение, достаточное для того, чтобы на выходе инвертора IC_{1B} установился низкий логический уровень.

Однако если кто-то прикоснется к сенсорной панели, любая добавленная емкость

относительно земли или общего провода уменьшит переменное напряжение на затворе полевого транзистора, и Q₁ будет постоянно проводить ток. Размах прямоугольных импульсов, подаваемых на диод D₁, уменьшится. Напряжение на конденсаторе C₄ упадет ниже логического порога, и уровень сигнала на выходе инвертора IC_{1B} станет высоким. Регулировкой потенциометра R₂ можно установить требуемую чувствительность и компенсировать разброс напряжений отсечки полевых транзисторов. Стремящиеся к новизне или ностальгии могут использовать половину двойного триода 12AX7 в качестве генератора, а оставшуюся половину вместо транзистора Q₁. Выбор соответствующих сопротивлений анодных резисторов позволит работать с источником анодного напряжения 12 В. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 2N5457](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)

Один генератор управляет несколькими твердотельными реле

Juan Ramon

EDN

Благодаря сочетанию низкой начальной стоимости и низкого сопротивления во включенном состоянии использование обычных электромеханических реле часто бывает целесообразным для коммутации больших токов нагрузки, а также в других приложениях, не требующих пропорционального управления током или напряжением нагрузки. Низ-

кая стоимость и низкое сопротивление являются основными причинами того, что реле по-прежнему широко используются в промышленности. Кроме того, из-за высокой степени изоляции между цепями управления и нагрузки реле остаются полезными для коммутации переменного тока высокого напряжения под управлением низковольтной электроники.

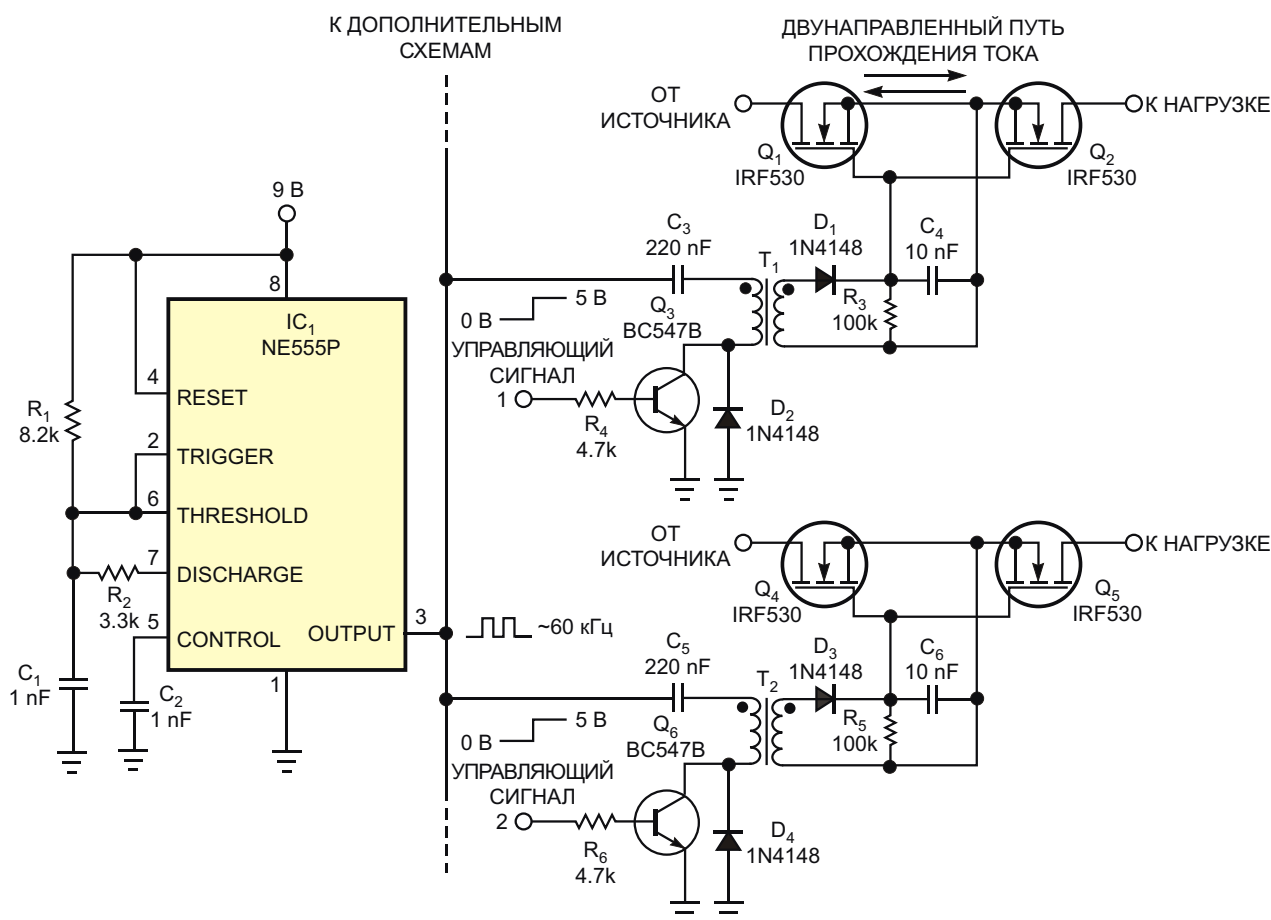


Рисунок 1. Один генератор прямоугольных импульсов на микросхеме 555 может управлять массивом из 15 твердотельных реле на основе MOSFET.

Однако несмотря на то, что технология реле хорошо отработана и обеспечивает проверенные рабочие характеристики, реле остаются механическими устройствами, подверженными износу и другим отказам. Электрическая износостойкость контактов реле накладывает ограничение на количество циклов переключения. Во время размыкания контактов реле прерывание тока в индуктивной нагрузке вызывает искрение, ухудшающее качество контактов. При коммутации больших токов наработка на отказ может составить всего 100,000 циклов переключения.

Альтернативной заменой контактам обычного реле в цепи переменного тока может служить пара последовательно соединенных MOSFET (Рисунок 1). Два устройства IRF530 переключают нагрузки в цепях с максимальными пиковыми напряжениями до ± 100 В. Автоколебательный генератор, основанный на хорошо известном таймере 555 (IC₁), вырабатывает прямоугольные импульсы, необходимые для управления затворами пар MOSFET. Резисторы R₁ и R₂ образуют пути заряда и разряда времязадающего конденсатора C₁. Выходной каскад таймера 555 рассчитан на втекающий и вытекающий ток в несколько десятков миллиампер. Этого тока достаточно для одновременного управления 10 каскадами затворов, каждый из которых потребляет в пике 5 мА. Таким образом, максимальный втекающий ток таймера 555 составляет 50 мА при максимальном падении напряжения 0.75 В. Выход 555 управляет распределительной шиной, питающей группу импульсных трансформаторов T₁ и T₂. Конденсатор C₃, включенный последовательно с первичной обмоткой трансформатора, блокирует попадание в нее постоянного напряжения смещения.

Выбор трансформатора не имеет решающего значения, и в схеме может работать любой импульсный трансформатор с ферритовым сердечником, способный обеспечить открывающее напряжение затворов MOSFET и поддерживать безопасный уровень напряжения изоляции. Например, можно использовать трансформатор 76601/3 компании C&D Technology с соотношением числа витков 1:1, индуктивностью первичной обмотки 219 мкГн и межобмоточной изоляцией 500 В DC.

Подача управляющего сигнала на базу импульсного n-p-n транзистора общего назначения Q₃ открывает путь протекания коллекторного тока через первичную обмотку трансформатора. Через диод D₂ замыкается обратный ток обмотки. Диод D₁ выпрямляет напряжение вторичной обмотки и заряжает конденсатор C₄, который фильтрует выпрямленное напряжение для повышения помехозащищенности и снижения пульсаций напряжения на затворах MOSFET. Снятие управляющего сигнала выключает транзисторы Q₁ и Q₂. Резистор R₃ обеспечивает путь разряда конденсатора C₄, позволяя MOSFET выключиться примерно за 3 мс. Для более быстрого выключения можно уменьшить номиналы C₄ или R₃ ценой увеличения пульсаций выпрямленного напряжения на затворах.

Последовательное соединение двух MOSFET образует двунаправленный путь для переменного тока. Когда MOSFET закрыты, их паразитные диоды включены встречно-последовательно и, таким образом, блокируют прохождение тока. Можно выбрать любой из множества MOSFET, отвечающих требованиям конкретного приложения, но следует помнить о том, что напряжения, подаваемого на затворы Q₁ и Q₂, должно быть достаточно для полного открывания обоих устройств. Пороговое напряжение затвора транзистора IRF530 составляет 3 В, но использование напряжения затвор-исток 10 В позволяет получить низкое сопротивление во включенном состоянии. Установить другое напряжение затвор-исток можно, изменив соотношение витков трансформатора или напряжение питания IC₁ в пределах допустимых значений от 4.5 до 16 В (см. [1] и [2]). **РЛ**

Ссылки

1. ["Transformer-isolated gate driver provides very large duty cycle ratios,"](#) Application Note 950, International Rectifier Co.
2. Balogh, Laszlo, ["Design and application guide for high speed MOSFET gate drive circuits,"](#) Texas Instruments, 2002.

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor IRF530](#)
2. [Datasheet Diodes NE555](#)

Прецизионный интерфейс емкостного датчика для миниатюрных приборов

Jiaqi Shen, Xiaoshu Cai

EDN

В некоторых приложениях с емкостными датчиками передняя часть прибора должна быть достаточно маленькой, чтобы поместиться в узком пространстве. На Рисунке 1 показан прецизионный интерфейс емкостного датчика для такого случая. Прямоугольные выходные импульсы низковольтного таймера 555 (IC_1) постоянно запускают прецизионный ждущий мультивибратор IC_2 для получения квазистабильных выходных сигналов в течение

периодов времени T_1 и T_2 , пропорциональных внешней времязадающей емкости:

$$T_1 = KR_0(C_S + C_0)$$

и

$$T_2 = KR_0C_S,$$

где K – постоянный множитель. K почти не

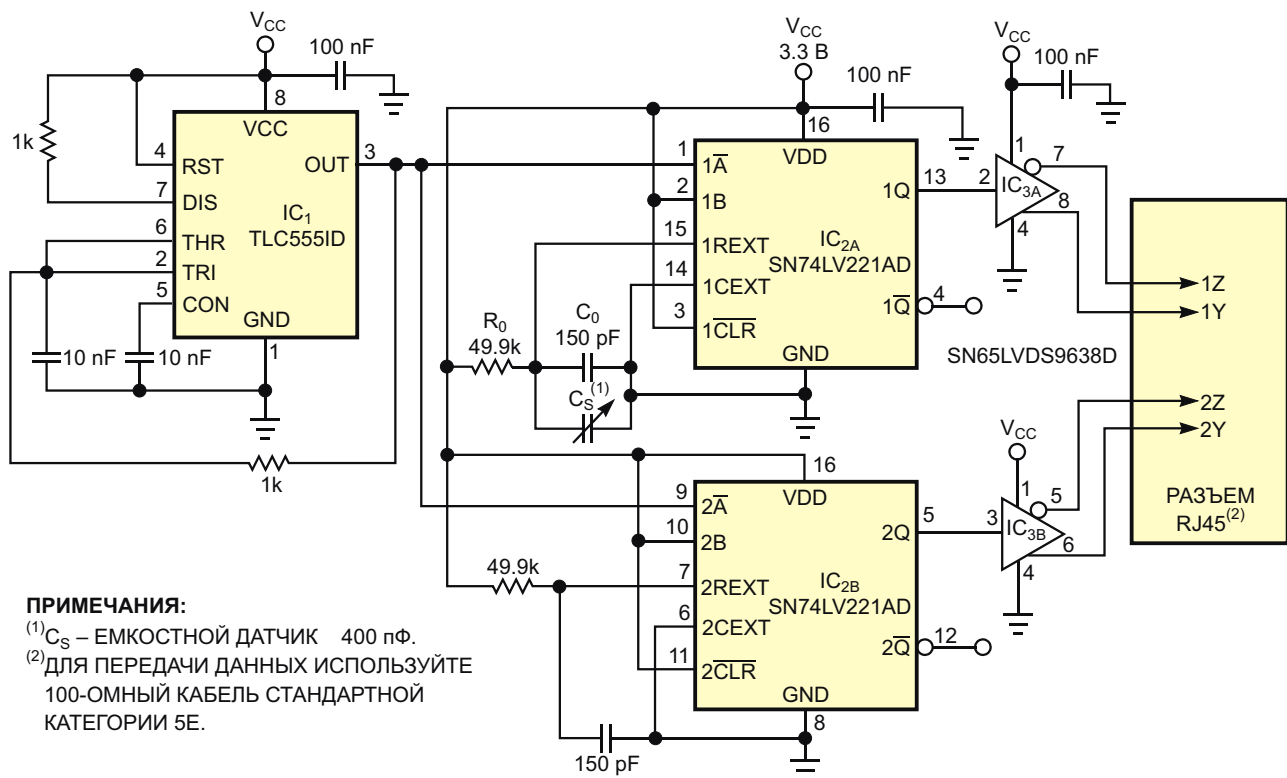


Рисунок 1. Эта схема компактного интерфейса емкостного датчика обеспечивает большую гибкость. Ее можно легко интегрировать в миниатюрную сенсорную головку рядом с точкой измерения.

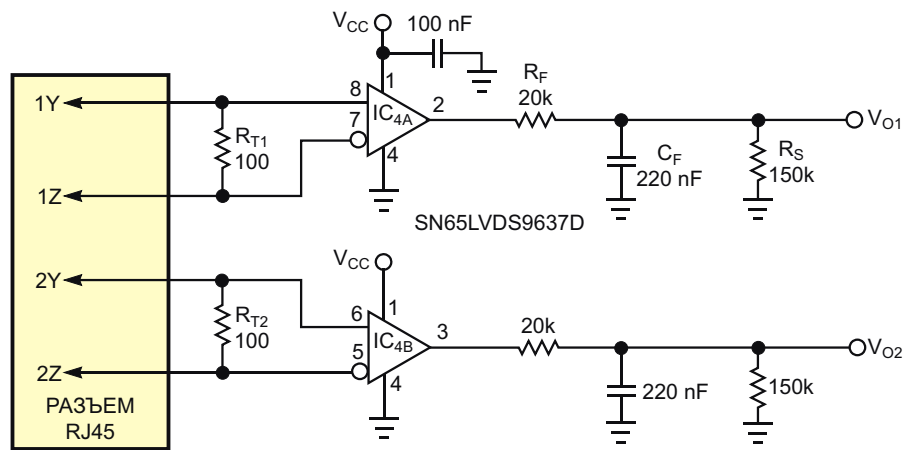


Рисунок 2. Микросхема IC₄ в оконечном устройстве преобразует сигналы, полученные от интерфейса, в уровни LVTTTL, а затем подает их на набор пассивных фильтров.

зависит от внешней времязадающей емкости, если ее значение превышает 100 пФ. Для соблюдения этого условия конденсатор C₀ емкостью 150 пФ, включенный параллельно емкостному датчику C_S, создает смещение, благодаря которому мультивибратор работает в пределах линейного диапазона, даже если емкость C_S меньше 100 пФ.

Для достижения хорошей точности измерения добавлен опорный канал с постоянным конденсатором емкостью 150 пФ. Это позволяет устранить влияние как паразитной емкости, так и времени прохождения сигнала. Схема интерфейса питается от одного источника 3.3 В. Компактная конструкция схемы обеспечивает гибкость, и ее можно легко интегрировать в миниатюрную головку датчика рядом с точкой измерения. Микросхема IC₃ преобразует выходные сигналы в уровни LVDS, а затем с помощью стандартного кабеля категории 5е передает эти выходные данные на оконечное устройство, которое может находиться на некотором удалении. При длине кабеля менее 10 м полоса пропускания достаточна для обеспечения приемлемой точности измерений в пределах от нескольких пикофард до сотен пикофард [1]. На Рисунке 2 оконечное устройство на микросхеме IC₄ преобразует сигналы, полученные от интерфейса, в уровни LVTTTL, а затем подает их на набор пассивных фильтров. Постоянное напряжение на каждом выходе пропорционально коэффициенту заполнения сигнала:

$$V_{O1} = V_H \frac{T_1}{T_P} \frac{R_S}{R_F + R_S}$$

и

$$V_{O2} = V_H \frac{T_2}{T_P} \frac{R_S}{R_F + R_S},$$

где

V_H – высокий уровень выходного сигнала микросхемы IC₄,

T_P – период колебаний микросхемы IC₁,

Оцифровав два выходных сигнала, можно получить показания, пропорциональные емкости датчика: V_{O1} – V_{O2}.

Убедитесь, что T₁ < P, то есть,

$$C_S \frac{T_P}{KR_0} < C_0,$$

в противном случае окончательные выходные данные будут неправильными. Для обеспечения широкого диапазона измерений период T_P следует сохранять настолько большим, насколько позволяет целевое приложение. **ПЛ**

Ссылка

1. [High-performance linear products technical staff, LVDS Application and Data Handbook](#), Texas Instruments.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN65LVDS9637](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN65LVDS9638](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74LV221A](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLC555](#)

Два опорных напряжения повышают точность гистерезиса

Marián Štofka

EDN

В усовершенствованных микросхемах компараторов программируемый гистерезис устраняет шумы дифференциального входного напряжения, центрированные относительно уровня 0 В, и улучшает отклик компаратора, если его дифференциальное входное напряжение мало или медленно меняется во времени. Например, гистерезис компаратора ADCMP609 можно запрограммировать в диапазоне от 0 до 160 мВ с помощью одного резистора, подключаемого между выводом

HYS (гистерезис) и землей. Однако для некоторых приложений такой диапазон напряжений может быть слишком узким. Схема на Рисунке 1 позволяет расширить петлю гистерезиса с помощью двух опорных напряжений, подаваемых на неинвертирующий вход. Для создания высокого опорного напряжения V_{REFH} , равного 2.048 В, в схеме используется микросхема ADR390B (IC_3). Резистивный делитель R_1/R_2 создает низкое опорное напряжение V_{REFL} , равное 0.2048 В, или раз-

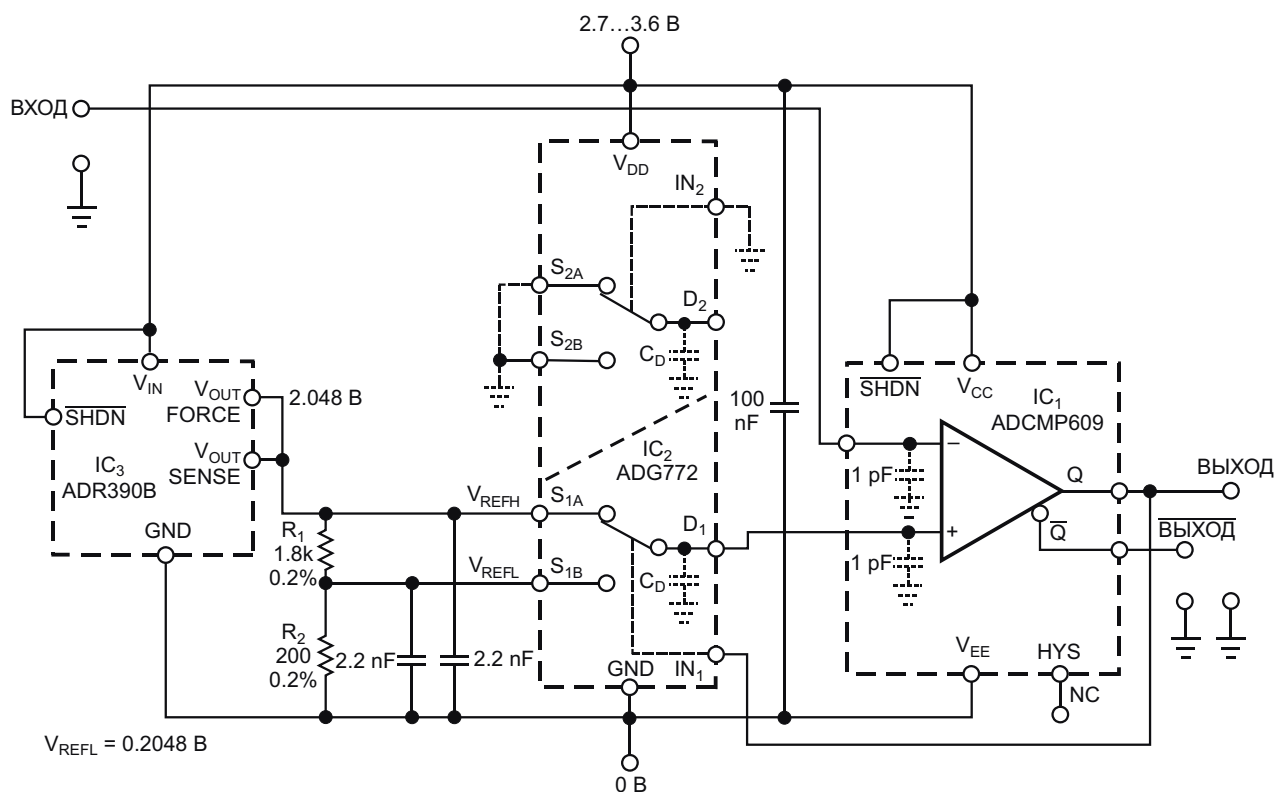


Рисунок 1. Аналоговый коммутатор изменяет опорное напряжение компаратора, увеличивая гистерезис.

ность 1.8432 В. Таким образом, ширина петли гистерезиса равна разности высокого и низкого опорного напряжения. Однополюсный двухпозиционный переключатель ADG772 (IC₂) направляет эти напряжения на неинвертирующий вход компаратора.

Всякий раз, когда входное напряжение на инвертирующем входе компаратора превышает высокое опорное напряжение, на выходе устанавливается низкий логический уровень. Этот выходной сигнал через S_{1B} подключает к неинвертирующему входу компаратора низкое опорное напряжение. Схема остается в этом состоянии до тех пор, пока входное напряжение не упадет ниже низкого опорного напряжения. В этот момент коммутатор снова подключает высокое опорное напряжение к компаратору. Для входных сигналов с большой скоростью изменения гистерезис увеличивается из-за задержек распространения сигнала как в микросхеме IC₁, так и в IC₂. Задержка распространения 35 нс в микросхеме ADCMP609 возникает при перегрузке по входу около 10 мВ, и эта перегрузка приблизительно удваивается в качестве дополнения к напряжению гистерезиса, увеличивая его примерно на 1%.

Поскольку компараторы семейства ADCMP60х являются устройствами с rail-to-rail входами и выходами, низкое опорное напряжение может быть равно 0 В. В этом случае, однако, значение 0.2048 В позволяет компаратору взаимодействовать с другими rail-to-rail микросхемами при том же напряжении питания. Выходные напряжения этих микросхем могут изменяться между 0 В и напряжением источника питания, не доходя до этих шин на единицы или десятки милливольт, в зависимости от нагрузки. Опорные напряжения создаются микросхемой ADR390В. Развязывающие конденсаторы емкостью 2.2 нФ подавляют колебания этих напряжений во время переключений уровней на выходе Q. Этих значений достаточно, поскольку паразитный заряд, переносимый с управляющего входа коммутатора IN₁ на вывод истока соответствующего канала, обычно составляет 0.5 пКл. Кратковременное изменение развязанных опорных напряжений составляет менее 250 мкВ. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADCMP609](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADG772](#)
3. [Datasheet Analog Devices ADR390](#)

Линеаризованный портативный анемометр с термостатированной парой Дарлингтона

Stephen Woodward

EDN

Этот самоподогревающийся анемометр с постоянной разностью температур дешев, надежен и чувствителен. Его работа основана на соотношении между скоростью воздушного потока (A_F) и тепловым сопротивлением ($Z_T = \text{°C/Вт}$) нагретого датчика потока воздуха, показанном в приведенной ниже формуле для транзистора 2N4401 в корпусе TO-92:

$$Z_T = Z_J \frac{1}{S_C K_T \sqrt{A_F}},$$

где:

Z_T – тепловое сопротивление датчика (°C/Вт),

Z_J – тепловое сопротивление кристалл-корпус (44 °C/Вт),

S_C – тепловая проводимость корпус - окружающая среда в спокойном воздухе (6.4 мВт/ °C),

K_T – постоянная термодиффузии (0.75 мВт/ °C fpm),

A_F – скорость воздушного потока в футах в минуту (fpm).

Если разность температур перехода транзистора и окружающего воздуха поддерживать

на постоянном уровне (например, $T = 31 \text{ °C}$), необходимая для этого мощность будет зависеть от скорости потока воздуха $P = 31/Z_T$, как показано на Рисунке 1. Обратите внимание на раздражающую нелинейность.

На Рисунке 2 показана практическая схема портативного термостата для поддер-

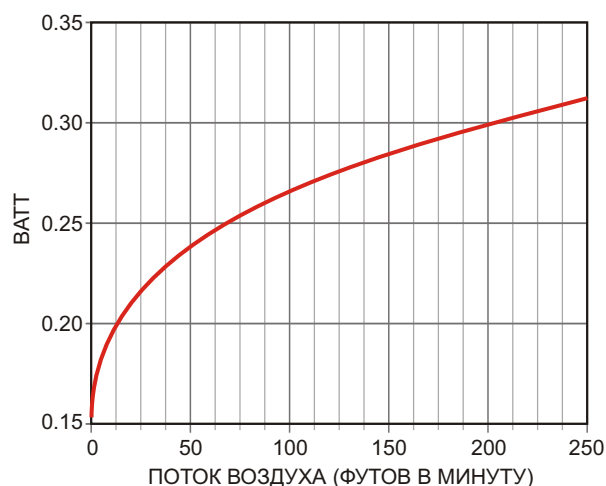


Рисунок 1. Зависимость мощности, рассеиваемой транзистором в корпусе TO-92, от воздушного потока, при поддержании температуры корпуса на 31 °C выше температуры окружающей среды ($P_W = 31/Z_T$).

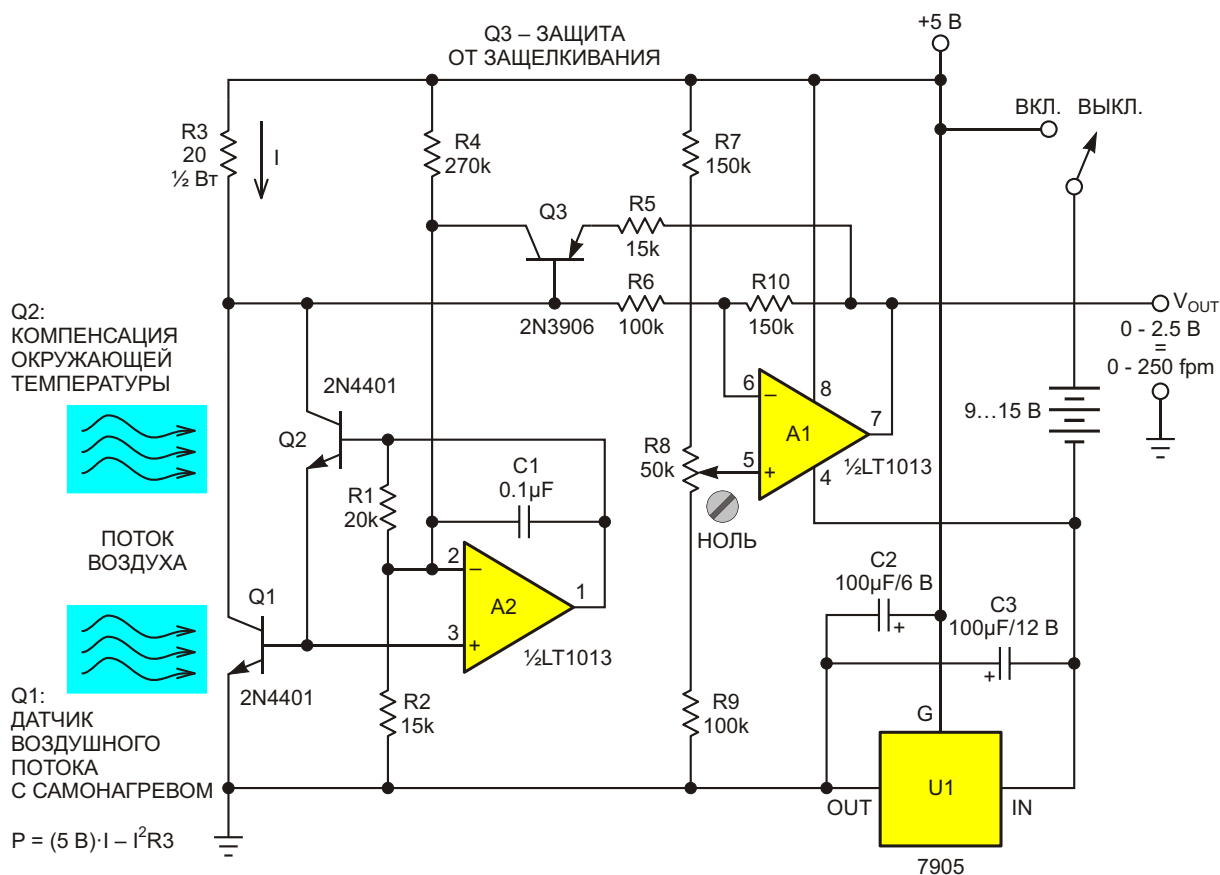


Рисунок 2. Схема портативного линейризованного анемометра с парой Дарлингтона.

жания этой разности температур T , в котором пара Дарлингтона (транзисторы Q1 и Q2) используется для компенсации температуры окружающей среды и преобразования нелинейной зависимости рассеиваемой мощности P_w от воздушного потока в линейризованные показания анемометра.

Вот как это работает.

Транзистор Q1 служит самоподогревающимся датчиком, моделирующим формулу на Рисунке 1, а Q2 обеспечивает компенсацию температуры окружающей среды. Операционный усилитель A2 замыкает петлю обратной связи, которая, регулируя разность напряжений база-эмиттер транзисторов Q1 и Q2 (и, следовательно, разность температур между Q1 и окружающей средой) поддерживает постоянное значение 31 °С. Он делает это (с помощью большого усиления по току пары Дарлингтона), заставляя ток I транзистора Q1, проходящий через резистор R3, управлять мощностью P_w , рассеиваемой транзистором Q1, чтобы отслеживать кривую зависимости тепловыделения от потока воз-

духа на Рисунке 1. Результирующее напряжение $(I \cdot R_3)$, падающее на резисторе R3, является основой для измерения скорости воздушного потока.

Пока все в порядке. Но как происходит компенсация нелинейности в схеме на Рисунке 1?

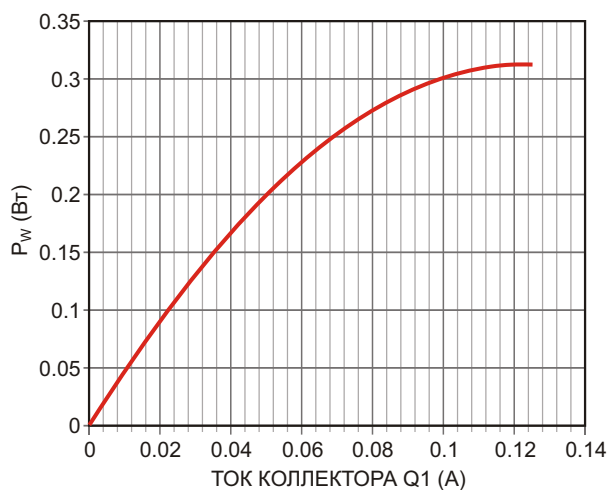


Рисунок 3. Зависимость мощности, выделяемой на транзисторе Q1, от тока коллектора.

Оказывается, зависимость мощности P_w от тока I коллектора транзистора Q1 также нелинейна. На самом деле:

$$P_w = (5 \text{ В}) I^2 R_3.$$

Этот квадратичный член I^2 очень полезен. Он отвечает за красивую кривую, показанную на Рисунке 3.

Кривизна 2-го порядка на Рисунке 3 – это то, что компенсирует изгиб зависимости на Рисунке 1. Хотя совпадение не идеальное, после инвертирования, смещения и масштабирования с помощью операционного усилителя A1 полученный выходной сигнал представляет собой откалиброванное значение скорости воздуха (1 В = 100 fpm), которое в диапазоне скоростей от 0 до 250 fpm отличается от идеального менее чем на $\pm 5\%$, как показано на Рисунке 4.

Полученная в результате чувствительность к относительно медленному потоку воздуха идеально подходит для измерения распределения воздуха, нагнетаемого вентиляторами охлаждения, отслеживания инфильтрации воздуха в системах HVAC и многих других подобных приложений, где достаточны достигнутые значения точности и диапазона измерений.

Благодаря постоянной времени принудительного нагрева транзистора Q1, составляющей порядка трех секунд, анемометр имеет хороший динамический отклик на изменения воздушного потока. Кроме того, долговечность твердотельных датчиков выше, чем у нежных датчиков с проволочным нагревательным элементом.

Заслуживающей упоминания деталью на Рисунке 2 является транзистор Q3, который я добавил, чтобы исключить возможность «залипания» петли обратной связи усилителя A2, когда вследствие переходного процесса или другой неприятности падение напряжения на резисторе R3 превысит 2.5 В. Это потенциально плохая вещь, поскольку кривая зависимости P_w от I вышла бы «за пределы» и инвертировала член обратной связи, определяющий зависимость I от P_w , с отрицательного на положительный, в результате

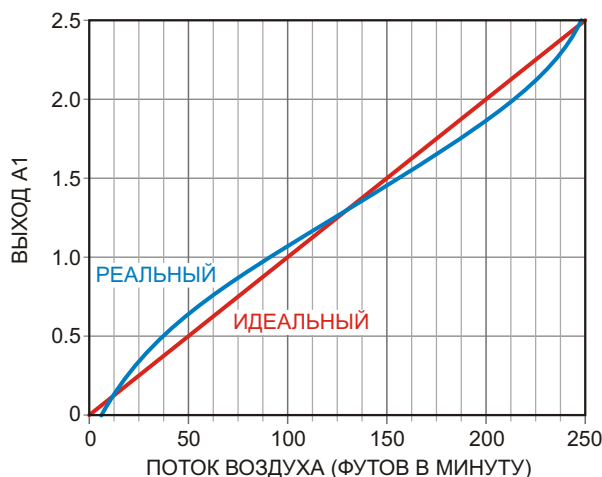


Рисунок 4. Зависимость выходного напряжения анемометра от фактической скорости воздушного потока.

чего выход усилителя A2 защелкнулся бы при насыщенной паре Дарлингтона и оставался в таком застрявшем состоянии до прекращения подачи питания.

При приближении насыщения транзистор Q3 открывается и вынуждает усилитель A2 ограничить напряжение, управляющее парой Дарлингтона, до безопасного уровня до тех пор, пока не закончится переходный процесс и не сможет восстановиться нормальное регулирование температуры.

Другой полезной деталью является перевернутый «вверх ногами» регулятор U1, который не только обеспечивает необходимую стабилизацию напряжения шины 5 В, но также «расщепляет» входное питание и добавляет нестабилизированную, но все же полезную отрицательную шину для операционных усилителей. Этот простой, но удобный трюк описан в более ранней статье [1]. [РЛ](#)

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Переверните регулятор отрицательного напряжения «вверх ногами», чтобы сделать биполярный источник питания](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1013](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM7905](#)
3. [Datasheet Magnatec 2N3906](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)

Синхронный генератор преобразует аудио и видео в ЧМ сигнал

Vasil Uzunoglu

EDN

Синхронные генераторы (synchronous oscillator, SO) и когерентные синхронные генераторы с фазовой автоподстройкой частоты (coherent phase-locked synchronous oscillator, CPSO) являются универсальными многофункциональными схемами, которые отслеживают, синхронизируют и усиливают сигнал до 80 дБ, улучшая отношение сигнал/шум до 70 дБ, а также реализуют различные схемы модуляции, включая AM, FM и FSK. Эти схемы также можно использо-

вать в качестве АЦП, цепей выборки и делителей частоты на рациональные целые числа, такие, например, как 3/4, 5/7 и 7/8. Подходящие для таких генераторов области применения включают широкополосную связь и формирование сигналов с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK) и квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK). CPSO сохраняют все свойства SO и дополнительно обеспечивают нулевую фазовую ошибку.

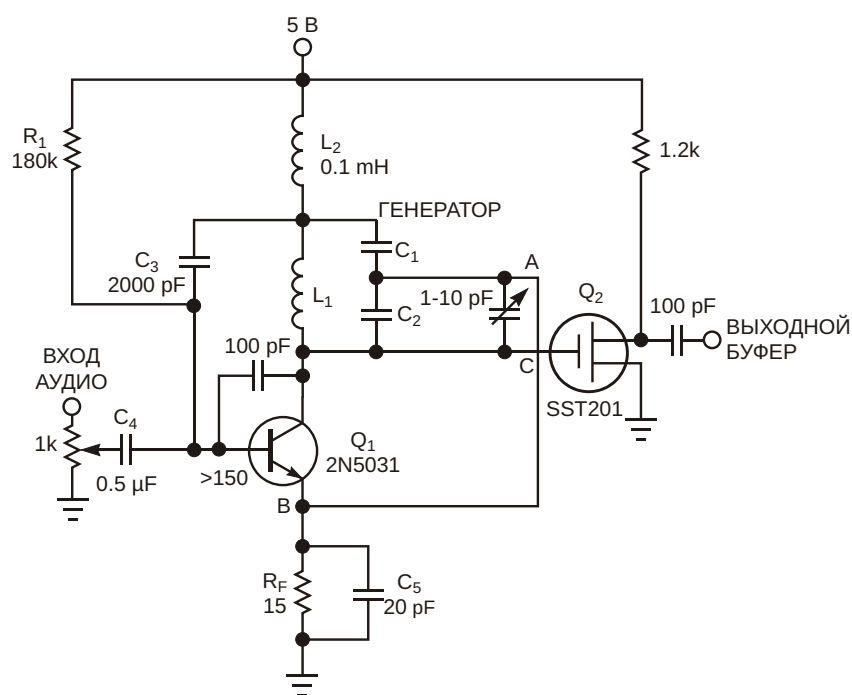


Рисунок 1. Однокаскадный синхронный генератор преобразует аудио или видео в ЧМ сигнал.



Рисунок 2. Нагрузочная линия представляет собой комбинацию прямой и эллипса (б).

Одной из областей применения SO является преобразование аудио и видео в ЧМ сигнал в одном процессе. На Рисунке 1 показана схема простого однокаскадного синхронного генератора на частоту 94 МГц. Эта частота является хорошим выбором для тестирования ЧМ звуковыми сигналами на радиовещательном приемнике FM диапазона. Уровень аудио- или видеосигнала на входе этого SO не должен превышать -5 дБм; более высокий уровень может привести к возникновению паразитной амплитудной модуляции. Разделительный конденсатор C_4 пропускает аудио или видео на SO и устраняет смещение по постоянному току на входе. R_1 обеспечивает смещение SO. Поскольку нагрузкой генератора является комбинация сопротивления, индуктивности и емкости, нагрузочная линия представляет собой комбинацию прямой линии и эллипса (Рисунок 2). Прямая нагрузочная линия определяется постоянным смещением, и ее следует располагать подальше от нелинейных характеристик транзистора.

Конденсатор C_3 и соединение точек А и В образуют цепь положительной обратной связи. Глубокая положительная обратная связь необходима для оптимальной работы SO. Емкость конденсатора C_3 должна находиться в диапазоне от 2000 до 5000 пФ. Включенные параллельно элементы R_F и C_5 выполняют несколько функций. Наличие этой цепочки обеспечивает положительную обратную

связь внутри SO, но, если смотреть со стороны входа, R_F и C_F также образуют цепь отрицательной обратной связи. Эта отрицательная обратная связь улучшает стабильность частоты. Наконец, R_F и C_5 перенаправляют входной аудио- или видеосигнал на генератор, а не на землю. Номиналы R_F и C_5 составляют примерно 15 Ом и 20 пФ, соответственно, и эти значения зависят от используемого транзистора. Высокочастотный дроссель L_2 , перенаправляет коллекторную обратную связь в базу транзистора. Резонансный контур, состоящий из элементов L_1 , C_1 и C_2 , нужно настроить на частоту примерно 95 МГц, чтобы она находилась в диапазоне FM-радиовещания. Транзистор 2N5031 (Q_1) хорошо подходит для этого приложения благодаря тому, что имеет большой коэффициент усиления и низкий уровень шума; подойдет любой другой транзистор с такими же характеристиками. К выходу присоединяется отрезок провода длиной 2-3 дюйма, который выполняет функцию антенны.

Преобразование аудио или видео в ЧМ сигнал происходит на внутренней емкости перехода база-эмиттер за счет параметрического эффекта; изменения емкости перехода из-за вариаций внешнего сигнала модулируют частоту колебаний, обеспечивая преобразование аудио- или видеосигнала в сигнал ЧМ.

SO также обладает высокой чувствительностью к входному сигналу и хорошим подав-

лением шумов. Он может выделять сигналы с уровнем всего -100 дБм и отношением сигнал/шум лишь -40 дБ. Для схемы с ФАПЧ эти числовые величины составляют -25 дБм и 3 дБ, соответственно. Стабильность частоты синхронного генератора высока, а фазовый джиттер мал, поскольку добротность резонансного контура очень велика и может достигать 3×10^6 . SO имеет три независимых внутренних фильтра. Благодаря 200 -герцовому фильтру подавления шумов SO имеет полосу пропускания данных или полосу захвата в несколько мегагерц. Для сильно зашумленных входных

сигналов предпочтительна схема SO с каскодным включением двух транзисторов.

Выходной буфер на транзисторе Q_2 обеспечивает защиту генератора от внешнего мира. Однако при желании упростить схему можно удалить Q_2 и его подтягивающий резистор 1.2 кОм и подключить выходной конденсатор 100 пФ непосредственно к точке С. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microsemi 2N5031](#)
2. [Datasheet Vishay SST201](#)

Активный эмулятор датчиков RTD поддерживает все схемы подключения

Vardan Antonyan

Electronic Design

Перед проведением формального теста системы сбора данных с несколькими резистивными датчиками температуры (RTD) часто бывает необходимо откалибровать и отладить ее, чтобы проверить базовую функциональность. Метод решения «в лоб» состоял бы в том, чтобы подключить все датчики к интерфейсной плате и использовать климатическую камеру для установки температуры RTD. Более простым способом является использование программно-управляемого эмулятора RTD для получения напряжений, охватывающих диапазон выходных сигналов датчиков.

Резистивные датчики температуры выпускаются в двух-, трех- и четырехпроводных

конфигурациях, которые различаются использованием чувствительных проводов (Рисунки. 1а, 1б и 1в, соответственно). Самый простой тип RTD имеет два провода и не имеет измерительных проводов, в то время как трехпроводный RTD имеет один измерительный провод, подключенный непосредственно к выводу RTD, а четырехпроводный RTD имеет два измерительных провода.

Дополнительные измерительные провода используются для минимизации эффектов паразитного сопротивления, возникающих при использовании длинных кабелей и снижающих достижимую точность показаний датчиков. Четырехпроводные RTD обеспечивают самую высокую точность, но являются и

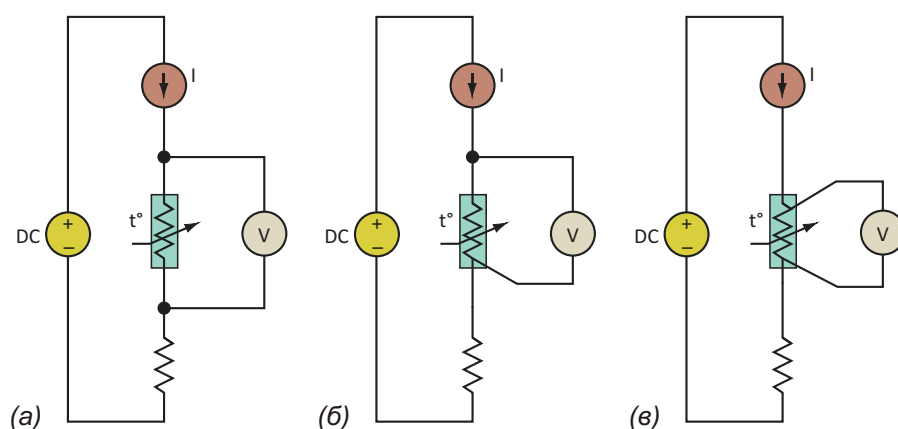


Рисунок 1. В различных конфигурациях подключения RTD (двух-, трех- и четырехпроводных) использование дополнительных измерительных проводов повышает точность за счет уменьшения ошибок, вызванных сопротивлением кабеля, но требует дополнительных проводов.

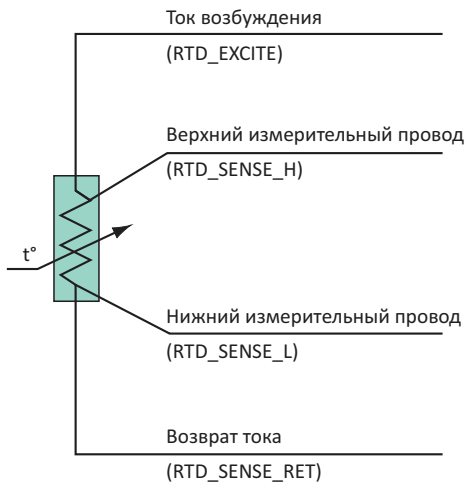


Рисунок 2. Номенклатура проводов датчиков RTD сохраняет преимущество, независимо от используемого количества.

самыми дорогими (Рисунок 2). Провод возбуждения (RTD_EXCITE) подключается к источнику постоянного тока, а возвратный провод (RTD_SENSE_RET) обычно подключается к нагрузочному резистору.

Этот эмулятор поддерживает все три конфигурации (Рисунок 3). Для эмуляции характеристик реального RTD в нем используются

внешний источник постоянного тока и нагрузочный резистор, имитирующие внешнюю плату датчика. Ток источника должен быть относительно низким для предотвращения саморазогрева датчика RTD. Обычно его значение выбирается в диапазоне от нескольких сотен микроампер до 1 мА. Считывание информации, как правило, выполняется с помощью инструментального усилителя и подключенного к его выходу аналого-цифрового преобразователя (АЦП) разрядностью от 12 до 16 бит.

В эмуляторе U1a сконфигурирован как дифференциальный усилитель с коэффициентом усиления 3,01. Усилитель U1b сконфигурирован как компаратор. Транзистор Q1 (MOSFET с низким уровнем порога) используется в качестве активного элемента, вырабатывающего напряжения в соответствии с опорным напряжением датчика V_{REF} . Конденсатор C1 обеспечивает развязку по питанию, а C2 и C3 предотвращают самовозбуждение схемы. Выбранные номиналы резисторов R1 и R7 имитируют длинные кабельные подключения датчиков RTD. Здесь они представлены типичными значениями 1 Ом.

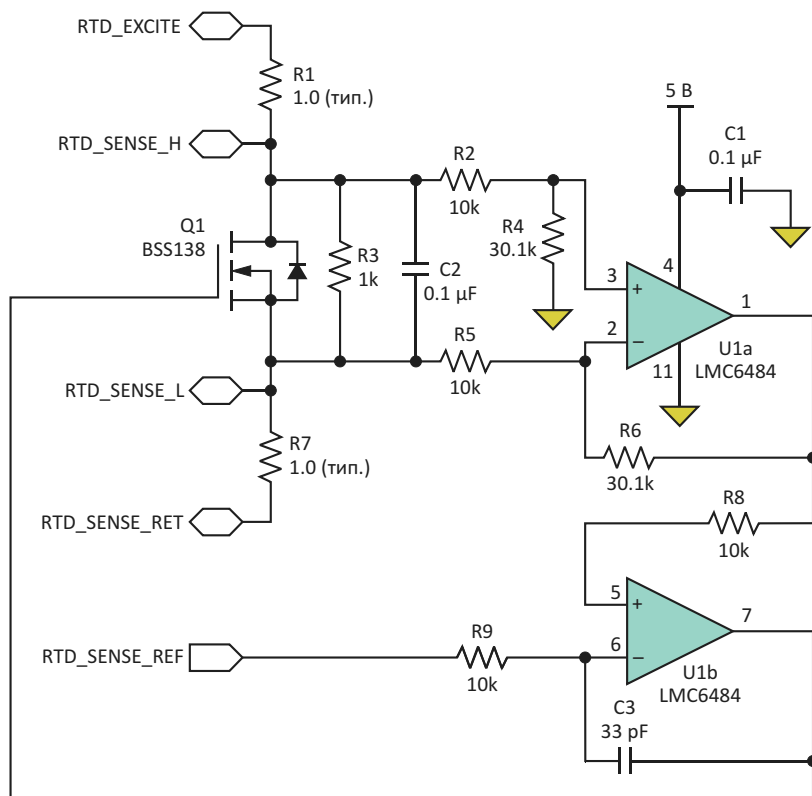


Рисунок 3. В эмуляторе RTD Q1 (N-канальный низковольтный MOSFET) является активным компонентом, вырабатывающим управляемое напряжение для эмуляции RTD.

Вход опорного напряжения RTD_REF используется как основа формируемого напряжения. В данном случае он подключен к 16-разрядному цифро-аналоговому преобразователю (ЦАП), не показанному на схеме. Выходное напряжение V_{RTD} между клеммами RTD_SENSE_H и RTD_SENSE_L определяется напряжением, подаваемым на вход RTD_SENSE_REF, и коэффициентом усиления G усилителя U1a:

$$V_{RTD} = \frac{V_{REF}}{G}$$

При использовании 16-битного АЦП и опорного напряжения V_{REF} , равного 2.5 В, эмулятор может выдавать напряжения от 0 до 830 мВ с шагом 12.7 мкВ. Это позволяет легко перекрыть температурный диапазон RTD от $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $384\text{ }^{\circ}\text{C}$, согласно, например, техническому описанию датчиков компании Omega Engineering [1]. Изменяя коэффициент усиления дифференциального усилителя или значение V_{REF} , можно легко настроить параметры схемы для различных диапазонов.

Кроме того, в этой схеме напряжение RTD не зависит от источника тока. Можно исполь-

зовать источник тока 100 мкА или 1 мА, или даже резистор, чтобы обеспечить требуемый ток и при этом для всех трех случаев получить одинаковые напряжения RTD. Напряжение RTD также не зависит от величины сопротивления нагрузки.

Чтобы эмулировать нелинейные характеристики реального RTD, следует использовать таблицу преобразования для генерации напряжений, соответствующих дискретным значениям температуры. Это должно выполняться под управлением программного обеспечения. С минимальными изменениями эта же схема может использоваться для имитации характеристик термистора. Для этого потребуется новая таблица преобразования, позволяющая программе генерировать напряжения, соответствующие кривой температура/напряжение выбранного термистора. [PL](#)

Ссылка

1. "RTD Temperature vs. Resistance Table," www.omega.com/temperature/Z/pdf/z252-254.pdf

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor BSS138](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC6484](#)

Транзисторы укрощают индуктивность рассеяния

Christophe Basso

EDN

В обратноходовых преобразователях со стабилизацией на первичной стороне слабая связь между вторичной силовой и первичной вспомогательной обмоткой часто приводит к плохому перекрестному регулированию. Эта ситуация возникает в основном из-за индуктивности рассеяния, но также оказывает влияние уровень ограничения напряжения на первичной обмотке. На Рисунке 1 показана типичная схема использования микросхемы

NCP1200 в конфигурации со вспомогательной обмоткой L_{AUX} . В этой микросхеме используется автономное питание, но в некоторых приложениях с низким энергопотреблением желательно постоянно отключать эту функцию, используя питания от вспомогательной обмотки. Тогда цепь автономного питания действует просто как стандартный источник пускового тока, пока не включится вспомогательная обмотка.

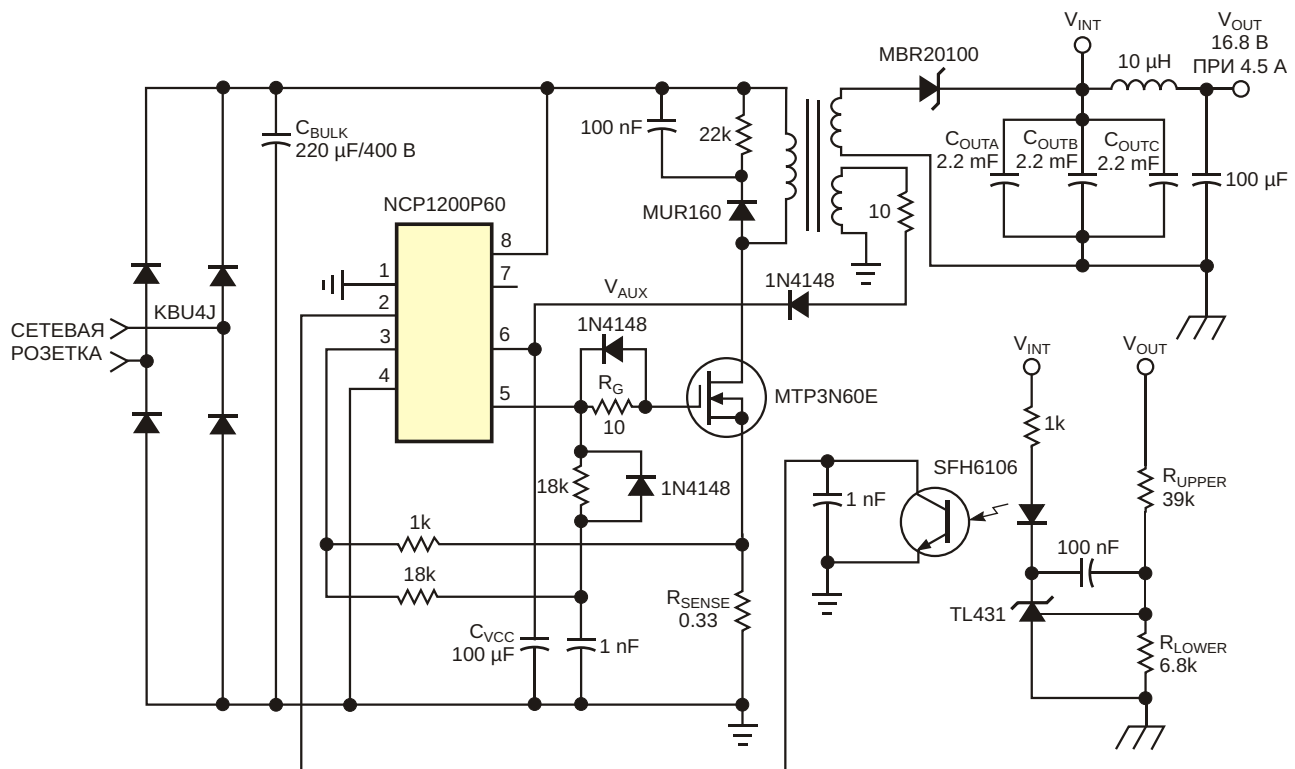


Рисунок 1. В этой схеме индуктивность рассеяния вспомогательной обмотки может вывести из строя цепи защиты контроллера преобразователя от короткого замыкания.

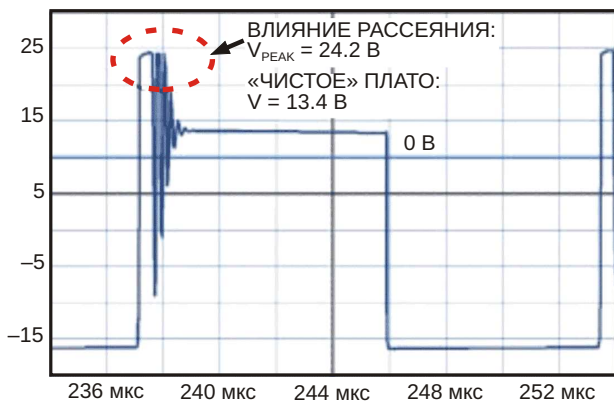


Рисунок 2. Индуктивность рассеяния на стороне вспомогательной обмотки значительно увеличивает выпрямленные напряжения.

В описываемой здесь схеме регулирование осуществляется на вторичной стороне с помощью микросхемы TL431, но в условиях короткого замыкания приобретает важное значение первичная сторона. Каждый раз, когда напряжение на выводе V_{CC} микросхемы NCP1200, уменьшаясь, пересекает уровень 10 В, внутренняя логика через вывод обратной связи определяет возможное наличие короткого замыкания. Если наличие короткого замыкания подтверждается, NCP1200 выдает сигнал безопасного автоматического восстановления в виде пачки низкочастотных импульсов. Однако, хотя плохая связь предотвращает разрушение вспомогательной обмотки, при наличии короткого замыкания вторичной цепи напряжение V_{CC} никогда не превысит порогового значения 10 В, что может привести к повреждению схемы.

На Рисунке 2 показано влияние индуктивности рассеяния при коротком замыкании на выходе. Видно, что из-за выброса, обусловленного индуктивностью рассеяния, напряжение на вспомогательной обмотке оказывается значительно выше его нормального уровня плато. Из-за того, что выпрямительный диод играет роль детектора огибающей, окончательный уровень напряжения оказывается близким к 24 В, что далеко от ожидаемых 13.4 В. В результате, если это напряжение превысит максимальное значение, указанное в техническом описании контроллера преобразователя, схема может быть повреждена. Величину вспомогательного напряжения необходимо ограничить с помощью рассеивающего элемента, такого как стабилитрон. На Рисунке 3 показана схема, которая позволяет

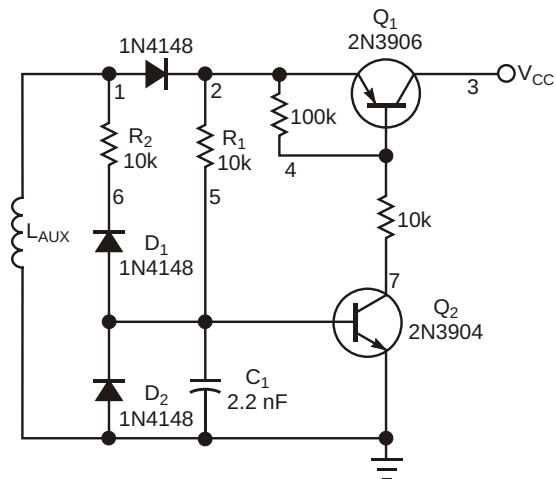


Рисунок 3. Эта схема фактически представляет собой систему выборки и хранения на дискретных компонентах.

избежать проблем с индуктивностью рассеяния. Фактически эта схема реализует автономную систему выборки и хранения. Когда выключатель питания замкнут, конденсатор C_1 разряжается через элементы R_2 и D_1 , а диод D_2 ограничивает обратное смещение перехода база-эмиттер транзистора Q_2 на безопасном уровне. При размыкании выключателя напряжение на вторичной стороне резко возрастает, и потенциал Узла 1 становится положительным. Однако, поскольку конденсатор C_1 разряжается, Q_1 остается открытым, и напряжение V_{CC} не увеличивается.

Через короткий промежуток времени (определяемый номиналами компонентов R_1 и C_1) транзистор Q_2 закрывается и притягивает базу Q_1 к земле. Теперь напряжение V_{CC}

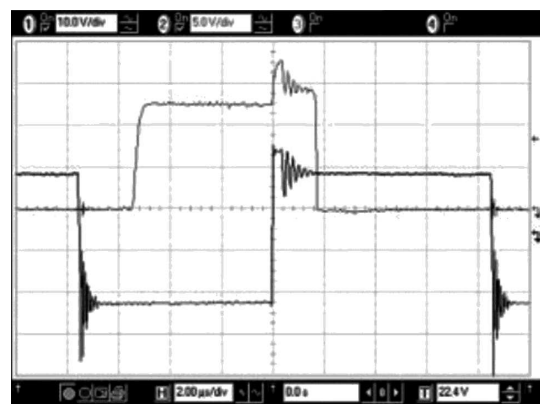


Рисунок 4. Задерживая время выборки, можно получить чистое напряжение вспомогательной обмотки, лишенное какого-либо влияния индуктивности рассеяния.

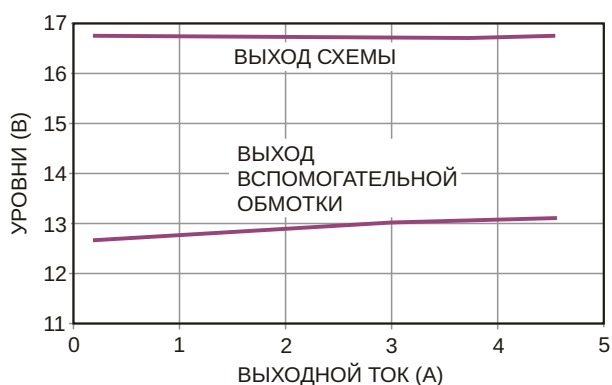


Рисунок 5. Благодаря схеме на Рисунке 3, вспомогательная обмотка лучше отслеживает напряжение первичной обмотки.

увеличивается и достигает уровня Узла 2 за вычетом напряжения насыщения транзистора Q_1 . При правильно выбранной задержке напряжение V_{CC} не будет иметь выбросов, поскольку схема выбирает напряжение плато. Окончательный результат показан на Рисунке 4. Выполнение некоторых измерений на прикладной плате мощностью 70 Вт с низким током покоя дало окончательные

результаты, показанные на Рисунке 5. Можно видеть, что изменение тока I_{OUT} на 4.3 А приводит к изменению V_{OUT} всего на 420 мВ. Эту схему можно использовать в приложениях со стабилизацией на первичной стороне, в которых требуется поддержание точного уровня напряжения без сильной фильтрации напряжения вторичной обмотки (и связанной с этим частичной потерей доступной энергии вспомогательной обмотки в режиме ожидания) или снижение порога ограничения напряжения первичной обмотки. В приложении с NCP1200 при возникновении короткого замыкания выхода вспомогательная обмотка обеспечивает надежный запуск защиты. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor NCP1200](#)
2. [Datasheet Diodes TL431](#)
3. [Datasheet Vishay KBU4J](#)
4. [Datasheet Vishay MBR20100](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor MTP3N60E](#)
6. [Datasheet MCC MUR160](#)
7. [Datasheet Vishay SFH6106](#)

Схема аварийной сигнализации контролирует скорость вращения двигателя постоянного тока

Peter Demchenko

EDN

Схему, показанную на Рисунке 1, можно использовать для контроля скорости вращения двигателя вентилятора постоянного тока и подачи сигнала тревоги в случае остановки двигателя. Одним из возможных применений схемы является мониторинг скорости вентилятора, охлаждающего процессор персонального компьютера (ПК), перегрев которого может привести к гибели всей системы. BIOS ПК часто имеет ограниченные возможности для контроля скорости вентиляторов процессора или корпуса во время загрузки. Более того, если сегодня вы включите в BIOS функ-

цию защиты вентилятора процессора, завтра у вас могут возникнуть с ней проблемы. Если ускорение вентилятора при включении компьютера замедляется, BIOS выключает компьютер в начале последовательности загрузки, не позволяя зайти в настройки, чтобы исправить ситуацию. Поэтому в описании материнской платы эту функцию вентилятора часто советуют отключать. Схема на Рисунке 1 показывает способ реализации непрерывного контроля, подачи сигнала тревоги и автоматического отключения системы при возникновении неполадок с вентилятором.

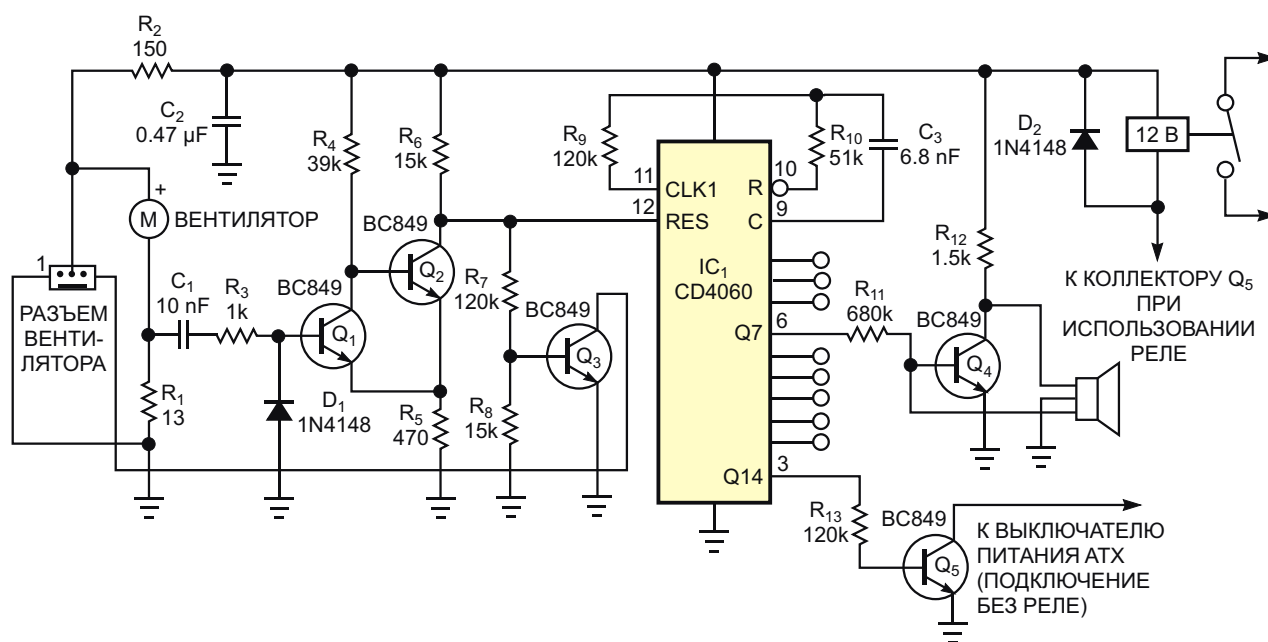


Рисунок 1. Эта схема обеспечивает дополнительный звуковой сигнал по истечении тайм-аута, когда бесщеточный двигатель вентилятора постоянного тока снижает скорость вращения. Затем, после второго тайм-аута, схема выключает ПК.

Импульсы на резисторе R_1 , возникающие при коммутации в бесколлекторном двигателе вентилятора, запускают триггер Шмитта Q_1/Q_2 , который управляет транзисторным ключом Q_3 , коммутируя контакт датчика разъема материнской платы вентилятора; частота коммутации пропорциональна скорости вращения. Дополнительно выход триггера сбрасывает таймер с двумя периодами тайм-аута; по истечении первого тайм-аута активируется звуковой сигнал тревоги.

После второго тайм-аута транзистор Q_5 выключает ПК с помощью реле или без него. Реле обеспечивает более определенное

сопротивление контакта и менее подвержено помехам, поэтому использование реле предпочтительнее, когда расстояние между этой схемой и разъемом выключателя питания на материнской плате превышает 20–30 см. Коллектор транзистора Q_5 или контакты реле нужно подключить параллельно кнопке включения питания. Схема аварийной сигнализации состоит из транзистора Q_4 и трехвыводного пьезоэлектрического зуммера. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4060B](#)
2. [Datasheet Fairchild BC849](#)

Аналого-цифровой квазифильтр клапанного типа

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрена работа активных и пассивных квазифильтовых устройств клапанного типа, позволяющих пропускать со входа на выход устройства сигналы, частота которых лежит выше или ниже заданного значения, либо находится в пределах заданной полосы частот или, напротив, вне этой полосы.

Квазифильтры клапанного типа и особенности их построения были описаны ранее в публикациях [1–5]. Принцип их работы заключается в преобразовании частоты входного сигнала в напряжение, управляющее одно- или многопороговым устройством. Пороговое устройство разрешает или запрещает прохождение входного сигнала на выход квазифильтра.

На Рисунке 1 показан простейший вариант пассивного квазифильтра клапанного типа. На вход устройства подаётся аналоговый сигнал с постоянной составляющей или цифровой сигнал амплитудой 10 В. Преобразователь частоты в напряжение выполнен по стандартной схеме и включает элементы: конденсаторы C1 и C2, диоды VD1 и VD2, а также резистор R3. К выходу этого преобразователя подключен затвор полевого транзистора VT2

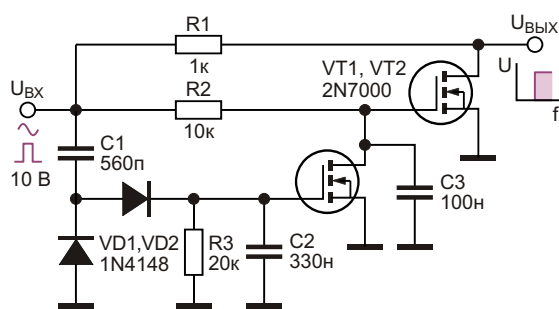


Рисунок 1. Простое квазифильтовое устройство без собственного источника питания, пропускающее на выход сигналы частотой выше 27 кГц.

2N7000. Сток транзистора VT2 подключен к источнику входного сигнала через резистор R2. Также входной сигнал через резистор R2 подаётся на затвор транзистора VT1, сток которого подключен к источнику сигнала через резистор R1. Выходной сигнал снимается со стока транзистора VT1.

При подаче на вход устройства сигнала прямоугольной или синусоидальной формы положительной полярности и постепенном повышении его частоты напряжение на выходе преобразователя растет прямо пропорционально частоте. При превышении порога переключения полевого транзистора VT2 2N7000 он переключает свое состояние и шунтирует вход управления транзистора VT1. До этого момента транзистор VT1 открыт, сигнал со входа на выход устройства не проходит.

Поскольку транзистор VT1 запирается, и его можно исключить из рассмотрения схемы, входной сигнал через резистор R1 беспрепятственно проходит на выход устройства. Частота переключения квазифильтра, Рисунок 1, около 27 кГц. Коэффициент ослабления сигнала, частота которого лежит вне полосы пропускания, порядка 200. Коэффициент нелинейных искажений сигнала в полосе пропускания около 0.23%. При R1=10 кОм коэффициент ослабления возрастает на порядок, одновременно на порядок возрастают искажения.

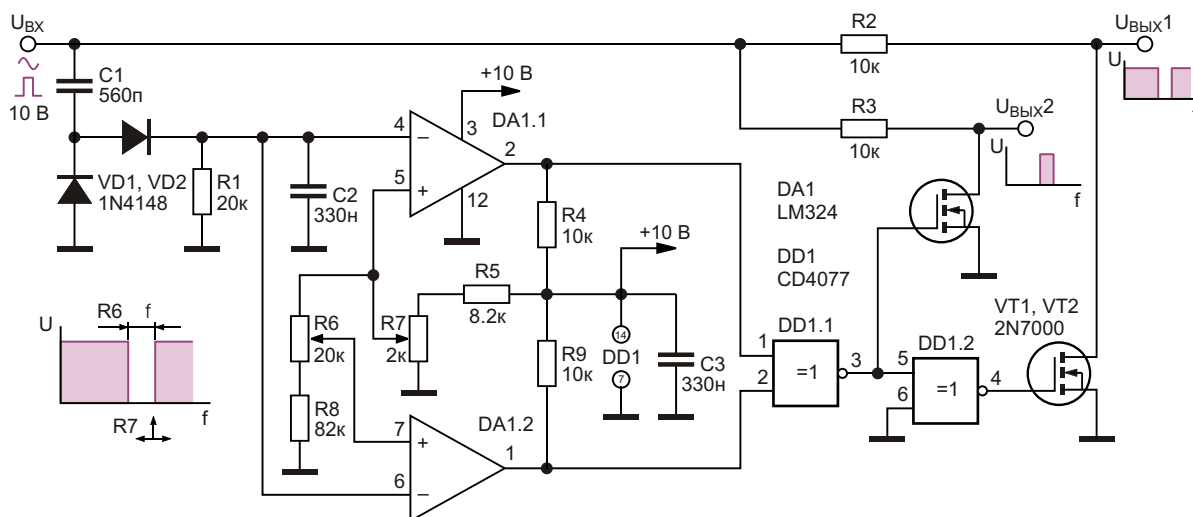


Рисунок 2. Квазифильтр клапанного типа с регулируемой шириной полосы пропускания/заграждения и положения этой полосы по оси частот.

Устройство, Рисунок 1, можно использовать в качестве частотного реле. Для этого достаточно изъять из схемы резистор R1 и использовать в качестве нагрузки реле с питанием от внешнего источника.

Ввиду того, что полевые транзисторы не являются идеальными пороговыми устройствами, на Рисунке 2 приведен более совершенный вариант квазифильтрового устройства клапанного типа, позволяющего пропускать на один из его выходов избранную полосу частот, а на другой – сигналы, частота которых лежит вне этой полосы.

Квазифильтр, Рисунок 2, также содержит преобразователь частота-напряжение, сигнал с которого подается на входы компараторов DA1.1 и DA1.2 микросхемы LM324. Пороги срабатывания этих компараторов регулируются потенциометрами R6 и R7. Потенциометр R7 задает положение верхней границы окна по шкале частот (верхней границы полосы пропускания или заграждения), а потенциометр R6 задает ширину окна.

С выходов компараторов сигналы поступают на элемент DD1.1 «Исключающее ИЛИ-

НЕ» микросхемы CD4077 и затем на выходные каскады – элемент DD1.2 и ключевые транзисторы VT1 и VT2 2N7000.

Частотный диапазон работы квазифильтров определяется номиналами элементов преобразователя частота-напряжение. **ПЛ**

Литература

1. Shustov M.A. Multichannel amplitude discriminator. Electronics World Incorporating Wireless World. 2000. V. 106. № 6 (1770). P. 458.
2. Schustow M.A. NF-Multifrequenzbandfilter. Funkamateur. 2000. Bd. 49. H. 2. S. 171.
3. Schustow M.A. UKW-Panoramaempfänger. Funkamateur. 2001. Bd. 50. H. 3. S. 272–273.
4. Шустов М.А. Практическая схемотехника. 450 полезных схем. М.: Altex-A, 2001. Кн. 1. 352 с. (I изд.); 2003 (II изд.); М.: Додэка-XXI–Altex, 2007. 360 с. (II изд.).
5. Шустов М.А. [Аналого-цифровой многоканальный частотный квазифильтр](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4077B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
3. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Бестрансформаторный DC/DC преобразователь с двуполярным выходом

David Kim

EDN

Обычным способом получения двуполярного (положительного и отрицательного) выходного напряжения из одного положительного входного напряжения является использование трансформатора. Хотя подобные конструкции относительно просты, проблему создают большие размеры трансформатора. Установка трансформатора в приложение со строгими ограничениями по площади и высоте может оказаться непростой задачей. Схема на Рисунке 1 вырабатывает напряжения ± 5 В из входного напряжения от 3 до 10 В и подходит для приложений,

в которых недостаточно места для размещения трансформатора. В схеме используется топология, позволяющая отключать оба выхода, когда DC/DC преобразователь находится в режиме останова, поэтому в режиме ожидания ток покоя мал. Схема стабилизирует положительное и отрицательное напряжения 5 В, независимо от того, выше ли входное напряжение, чем 5 В, или ниже. Таким образом, схема может работать от различных источников входного напряжения, таких как литий-ионный аккумулятор напряжением от 3 до 4.2 В или сетевой адаптер напряжени-

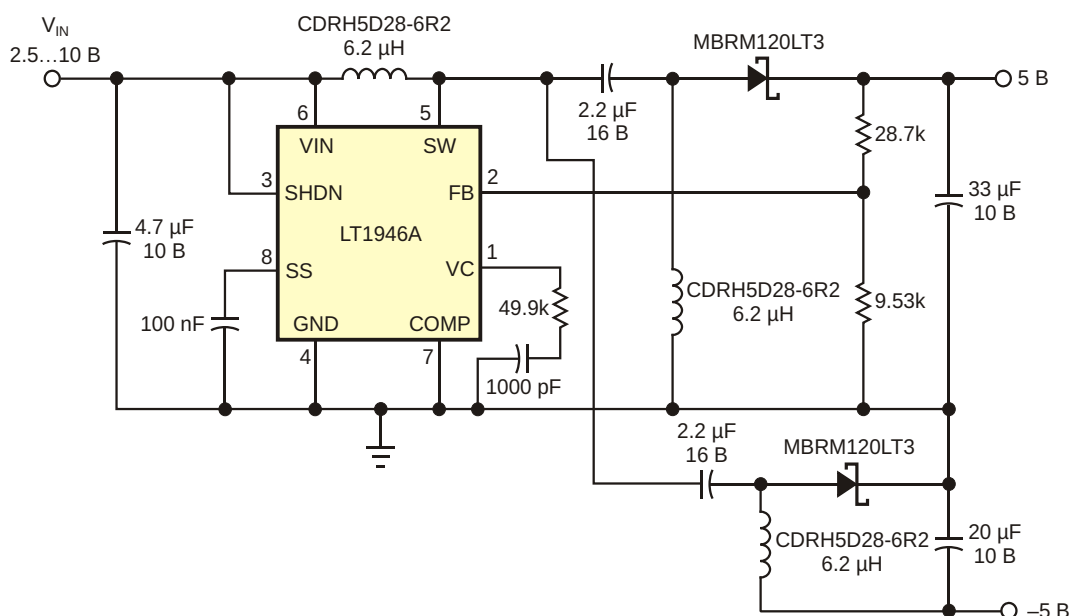


Рисунок 1. Простая схема вырабатывает -5 В из одного входного положительного напряжения, не нуждаясь в трансформаторе.

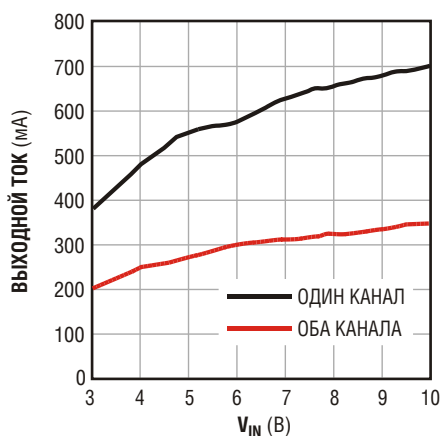
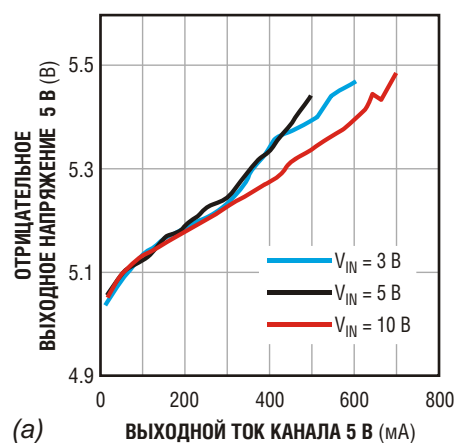


Рисунок 2. На этом графике показана зависимость максимального выходного тока от входного напряжения для обоих выходов или одного выхода.

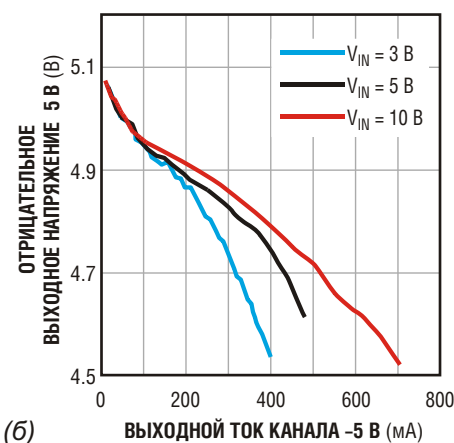
ем от 3.3 до 10 В. Немного изменив схему, можно расширить диапазон входных напряжений до 2.5-16 В и выходных – до 3-12 В.

Частота переключения 2.7 МГц DC/DC преобразователя позволяет использовать небольшие низкопрофильные внешние компоненты (входной и выходной конденсаторы и дроссель). Использование трех небольших дросселей вместо одного громоздкого трансформатора не только уменьшает габариты и высоту преобразователя, но и равномерно распределяет рассеиваемую мощность по плате, устраняя тем самым концентрированные точки перегрева. Допустимая нагрузка схемы по выходному току возрастает с увеличением входного напряжения (чем больше входное напряжение, тем меньше входной ток). На Рисунке 2 показана зависимость максимального выходного тока от входного напряжения. Кривая «оба канала» соответствует максимально допустимому суммарному току обоих выходов ± 5 В при нагрузке их одинаковыми токами. Кривая «один канал» соответствует максимально допустимому току каждого выхода при нагрузке одного любого выхода. Когда ток одного выхода уменьшается, допустимая токовая нагрузка другого выхода увеличивается до тех пор, пока не будет превышен допустимый ток DC/DC преобразователя.

Еще одним важным соображением при проектировании схем такого типа является перекрестная стабилизация. Поскольку выходное напряжение -5 В не управляется



(а)



(б)

Рисунок 3. Эти кривые показывают изменение выходного напряжения -5 В при различных нагрузках на выходе 5 В (а) и -5 В (б).

обратной связью ШИМ DC/DC преобразователя, напряжение -5 В зависит от выходного тока. Перекрестную стабилизацию можно значительно улучшить, добавив на каждый вход предварительную нагрузку 10-20 мА. Предварительная нагрузка гарантирует, что DC/DC преобразователь работает в режиме непрерывной проводимости, в котором ток дросселя достаточно стабилен для поддержания постоянного выходного тока. На Рисунке 3 показано изменение выходного напряжения -5 В при различных условиях нагрузки на выходе положительного (Рисунок 3а) и отрицательного (Рисунок 3б) напряжения. В этом случае для улучшения перекрестной стабилизации к обоим выходам надо подключить предварительную нагрузку 20 мА. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1946A](#)
2. [Datasheet onsemi MBRM120LT3](#)

Широкополосный пиковый детектор работает в широком диапазоне входных частот

Jim Mclucas

EDN

На основе опубликованной ранее схемы [1] реализован прецизионный пиковый детектор с полосой пропускания до 15 или 30 МГц и более, в зависимости от максимального уровня входного сигнала конкретного приложения. Важнейшей особенностью этой схемы является сверхбыстрый компаратор, который обеспечивает высокую скорость нарастания и низкую задержку распространения, необходимые для данного приложения. В качестве компаратора в этой конструкции используется 7-наносекундное устройство AD8561 компании Analog Devices. Пиковый детектор обеспечивает точность в полосе частот от 100 Гц до 14 МГц при уровнях сигнала от 100 мВ пик-пик до 6 В пик-пик. При более высоких частотах максимально допустимый уровень входного сигнала снижается. Схема демонстрирует точность $\pm 3\%$ в большей части диапазона входных уровней. Кроме того, высокий входной импеданс детектора, представляющий собой параллельное соединение сопротивления порядка 100 кОм и емкости 3 пФ, во многих приложениях не оказывает существенной нагрузки на тестируемую схему; 3 пФ образуют импеданс 3.5 кОм на частоте 15 МГц.

Как показано на Рисунке 1, выходной сигнал буфера с высоким входным импедансом, состоящего из микросхемы IC₁ и связанных с ней компонентов, подается на сверхбыстродействующий компаратор IC₂. Выходной сигнал буфера IC₁ поддерживается симметрич-

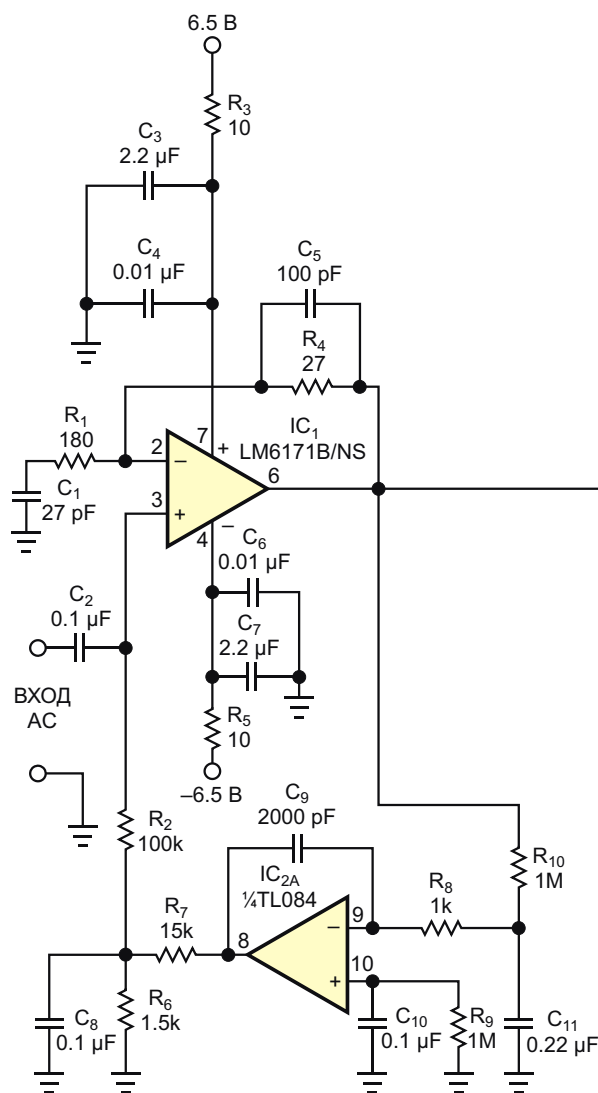


Рисунок 1. Для достижения высокой точности сверхбыстрый компаратор.

Таблица 1. Результаты измерений для широкополосного пикового детектора

Частота (Гц)	50	100	200	500	1000	5к	10к	20к	50к	100к
% ошибки (100 мВ пик-пик на входе)	-0.8	4.2	6	1	0.8	1	0.2	0.4	-1	-1.2
% ошибки (400 мВ пик-пик на входе)	-4.7	-1.4	0.9	1.9	2.2	2.8	2.8	3.7	3.8	3.4
% ошибки (1 В пик-пик на входе)	-7	-4	-2.2	-0.6	-0.6	-0.6	0.4	0.8	1.2	1.2
% ошибки (2 В пик-пик на входе)	-6.4	-3.3	-1.4	-0.3	-0.3	-3.3	0.9	0.1	—	1.7
% ошибки (4 В пик-пик на входе)	-6.1	-3.9	-2.1	-0.3	-0.1	0.5	0.6	1.1	1.7	1.6
% ошибки (6 В пик-пик на входе)	-8.3	-5.2	-3.4	-1.9	-1.6	-1.5	-1.5	-1.5	—	0.2
Частота (Гц)	200к	500к	1М	2М	5М	10М	15М	20М	25М	30М
% ошибки (100 мВ пик-пик на входе)	-2.4	-2.6	-3	-3.4	-0.6	-2.4	1.6	4.2	4	3.8
% ошибки (400 мВ пик-пик на входе)	3.5	2.3	0.9	0.8	2.3	5.4	3.7	6.6	7.4	6.7
% ошибки (1 В пик-пик на входе)	0.4	0.2	-1	-1.2	3.4	2.6	3.8	2.8	0.6	-1.6
% ошибки (2 В пик-пик на входе)	1.5	-3.3	-0.8	-1	0.3	0.1	0.1	-1.2	-4.9	-10
% ошибки (4 В пик-пик на входе)	1.4	0.9	-0.2	-0.5	0.5	4	1.8	31.6	—	—
% ошибки (6 В пик-пик на входе)	0	-0.4	-1.1	-1.7	-0.1	-0.2	-13.3	-20.7	—	—

ню входного сигнала. Высокое входное сопротивление постоянному току буфера IC_{2B} минимизирует разряд конденсатора C₁₉ в паузах между заряжающими импульсами.

Цепь, состоящая из элементов R₂₄, R₂₅ и C₂₀, фильтрует выходной сигнал постоянного тока и ослабляет его на 2.1%. Это ослабление необходимо в связи с тем, что выходной сигнал немного превышает фактический пиковый уровень входного сигнала на выводе 3 микросхемы IC₁. Схема, состоящая из микросхемы IC_{2C} и связанных с ней компонентов, обеспечивает новую функцию: повышение напряжения на выводе 14 IC_{2C} по мере увеличения напряжения на запоминающем конденсаторе C₁₉. Затем это повышенное напряжение подается на резистор R₁₆, что приводит к увеличению размаха напряжения в точке соединения резисторов R₁₆ и R₁₇ при увеличении заряда конденсатора C₁₉. Это, в свою очередь, увеличивает амплитуду импульсов на диоде D₄, а также обеспечивает относительную независимость тока заряда C₁₉ от напряжения на нем.

Диод D₁ не позволяет напряжению на выводе компаратора IC₃ превысить напряжение питания. Диод D₂ не дает добавочному напряжению достигать большого отрицательного уровня при запуске, что может стать причиной защелкивания схемы. Переключение компаратора и диода D₃ предотвращает защелкивание при больших положительных напряжениях. Эта схема не проявляет никаких признаков неустойчивости или тенден-

ции к ней. Максимальный уровень входного сигнала 6 В пик-пик определяется допустимым синфазным входным напряжением компаратора AD8561. Напряжение питания входного буфера выбрано равным ±6.5 В, чтобы избежать возможности серьезной перегрузки компаратора.

Можно повысить точность схемы, заменив резистор R₄ 100-килоомным потенциометром, чтобы обеспечить регулировку выходного уровня, а регулировка смещения постоянной составляющей повысит точность при низких уровнях сигнала.

Для проверки характеристик этой схемы использовался осциллограф с полосой пропускания 300 МГц, вследствие чего данные в Таблице 1 могут содержать некоторые ошибки измерений. Поэтому результаты в таблице следует воспринимать как иллюстрацию возможностей схемы, а не как точные данные. Эти данные – просто результат использования лучшего оборудования, имевшегося в наличии на момент проведения измерений. **РЛ**

Ссылка

1. Jim McLucas. [Прецизионный пиковый детектор на обычных компонентах.](#)

Материалы по теме

2. [Datasheet Analog Devices AD8561](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM6171](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TL084](#)
5. [Datasheet Vishay SD101A](#)

Диоды Шоттки улучшают реакцию компаратора на переходные процессы

Marián Štofka

EDN

В предыдущей статье [1] схема переключения прецизионные опорные напряжения на неинвертирующем входе микросхемы быстродействующего компаратора. В схеме используется мультиплексор 2-1, работающий по принципу «разрыв перед замыканием» (Break-Before-Make, BBM). Мультиплексоры имеют паразитную емкость, инжекция заряда Q_{D1INJ} которой в сток D1 мультиплексора может привести к возникновению напряжений ошибки на опорном входе компаратора (Рису-

нок 1). Приблизительное значение пикового напряжения ошибки выражается формулой:

$$V_{D1} = \frac{Q_{D1INJ}}{C_{D1OFF} C_{IN}},$$

где C_{D1OFF} – емкость вывода D1 микросхемы IC₂, C_{IN} – входная емкость компаратора, равная примерно 1 пФ. Интервал t_{BBM} между разрывом и замыканием ключей мультиплексора составляет приблизительно 3 нс, а задер-

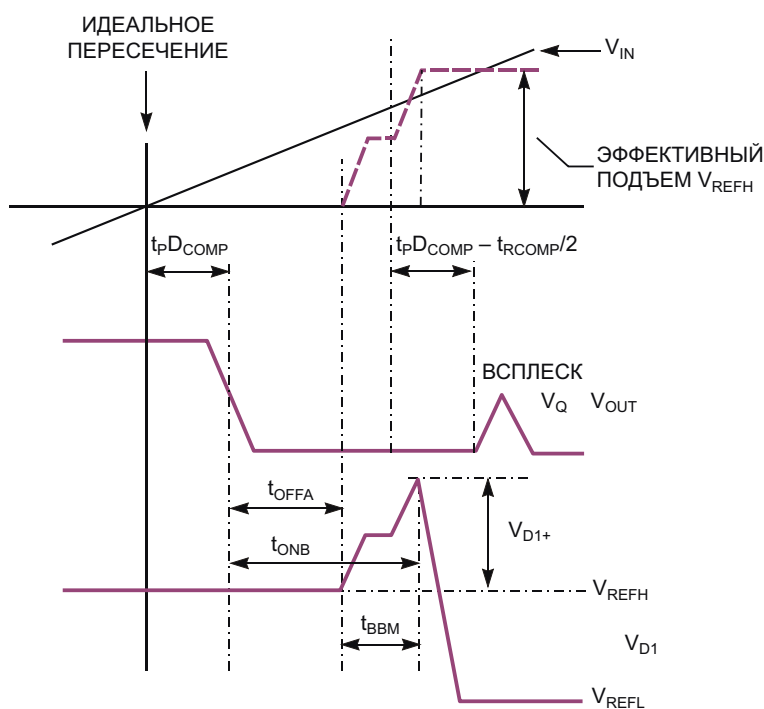


Рисунок 1. Инжекция заряда может вызвать всплески напряжения на выходе компаратора напряжения, и эти всплески могут привести к логическим ошибкам.

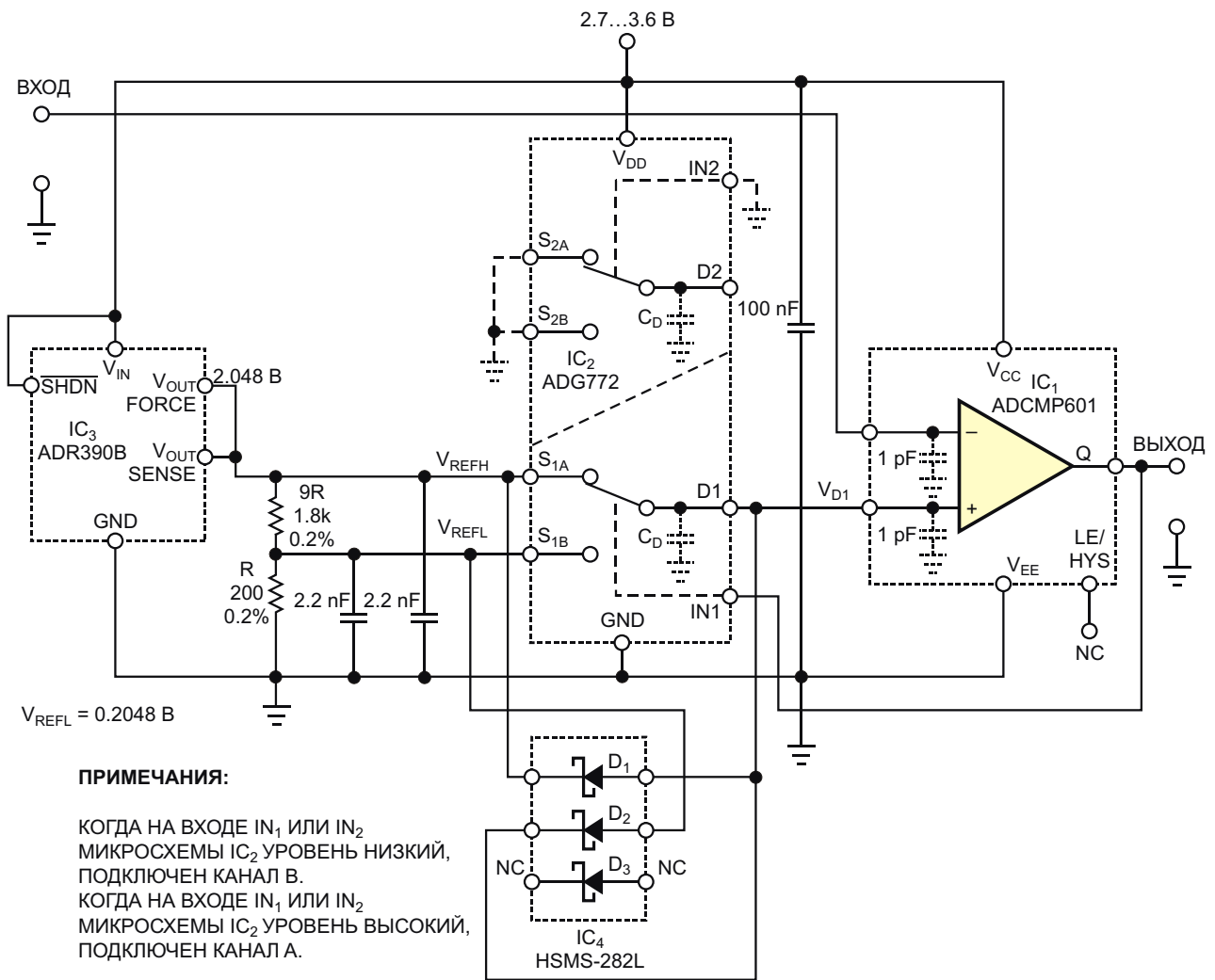


Рисунок 2. Диод Шоттки D_1 подавляет положительные всплески напряжения, возникающие на неинвертирующем входе компаратора IC_1 вскоре после перехода уровня выходного напряжения от высокого к низкому. Диод D_2 подавляет отрицательные всплески напряжения при переходе уровня выходного напряжения от низкого к высокому.

жка распространения сигнала в компараторах ADCMP608 и ADCMP609 превышает это значение в 10 раз. Следовательно, изменить свое состояние за 3 нс они не могут. Микросхемы ADCMP601 и ADCMP602 из того же семейства в 10 раз быстрее. Эти микросхемы, к сожалению, могут быть чувствительны к инжектированным всплескам. Превышение уровня высокого опорного напряжения V_{REFH} может привести к резкому кратковременному скачку выходного напряжения.

Когда высокое опорное напряжение превысит напряжение на инвертирующем входе компаратора, уровень сигнала на его выходе снова становится высоким или вырабатывает всплеск. При идеальном пороге компара-

тора уровень его выходного сигнала начинает меняться на низкий с задержкой. Рост положительного напряжения ошибки начинается с дополнительной задержкой, определяемой временем выключения канала А микросхемы IC_2 . В техническом описании ADCMP601 показана инжекция заряда в вывод истока. В данном случае, однако, играет роль инжекция заряда в вывод стока. В качестве грубой оценки можно использовать данные по инжекции заряда из технического описания. При изменении знака инжекции заряда в зависимости от значения синфазного напряжения, заряд на выводе D1 составляет около 0.8 пКл при напряжении V_{D1} , которое равно высокому опорному напряжению, и примерно -0.3 пКл

при низком опорном напряжении V_{REFL} . Это напряжение спадает с задержкой, определяемой временем включения каналов в аналоговом коммутаторе ADG772 (IC₂). Непредусмотренный возврат выходного сигнала компаратора к высокому уровню, хотя и длится не более 5 нс, может вызвать неожиданное срабатывание некоторых логических схем. Аналогичная ситуация может возникнуть, когда входное линейно изменяющееся напряжение с отрицательным наклоном пересекает низкое опорное напряжение.

Чтобы исключить эти опасные состояния, можно добавить два диода с барьерами Шоттки (Рисунок 2). Диод D₁ начинает проводить ток, когда напряжение на выводе D1 превысит высокое опорное напряжение примерно на 200 мВ, тогда как D₂ открывается, если напряжение опускается на 200 мВ ниже низкого опорного напряжения. Кроме того, нелинейная емкость перехода этих диодов увеличивается с ростом прямого напряжения от 0.7 пФ при прямом напряжении 0 В до примерно 1.05 пФ при прямом напряжении 100 мВ. При

входных напряжениях, близких к высокому опорному напряжению, диод D₂ смещается в обратном направлении почти на 2 В, и его емкость падает примерно до $2/3C_D(0)$, где C_D – емкость несмещенного диода. Суммарная емкость диодов D₁ и D₂ составляет 1.5 пФ. Это значение может увеличить входную емкость. Поскольку инжекция заряда не превышает 0.8 пКл, выброс напряжения на выводе D1 составляет менее 160 мВ. Диоды D₁ и D₂ находятся внутри IC₄ – сборки из трех диодов HSMS-282L, но также можно использовать сборку с парой диодов. **ПЛ**

Ссылка

1. Marián Štofka. Два опорных напряжения повышают точность гистерезиса. РадиоЛоцман, 2022, 09-10, [стр. 66](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADCMP601](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADG772](#)
3. [Datasheet Analog Devices ADR390](#)
4. [Datasheet Broadcom HSMS-282L](#)

Простая схема отключает систему при низком напряжении питания

Electronic Design

Многие недорогие и портативные системы, в том числе небольшая бытовая электроника, работают от нерегулируемых источников питания, таких как батареи или внешние подключаемые блоки питания. Иногда эти источники питания выдают выходное напряжение ниже номинального – либо из-за нормального разряда батареи, либо просто из-за подключения к системе не того сетевого адаптера. Когда напряжение питания падает ниже минимального порога, рекомендуется отключить питание от системы, чтобы не допустить снижения рабочих характеристик или неустойчивой работы.

Показанная на Рисунке 1 простая схема позволяет достичь этого с минимальными

затратами на плате минимальной площади. Кроме того, активные компоненты доступны в крошечных корпусах SOT-23. IC1 – регулируемый источник опорного напряжения LM4041, который используется здесь в качестве программируемого детектора напряжения. Для этого микросхема включена в нетрадиционной конфигурации. В обычном включении LM4041 поддерживает между анодом и катодом такое напряжение, при котором напряжение между его анодом и выводом «ADJ» равно 1.24 В. Однако при добавлении в схему резистора R3 напряжение на аноде микросхемы IC1 будет близким к потенциалу земли, когда падение напряжения на R1 меньше 1.24 В, и примерно на вольт ниже напряжения катода, когда напряжение на R1 больше 1.24 В.

Когда напряжение питания находится в нормальном рабочем диапазоне (выше примерно 4.6 В для показанной схемы), напряжение на резисторе R1 будет больше 1.24 В, и уровень напряжения на аноде LM4041, соответственно, высокий. Поэтому p-n-транзистор открыт, напряжение на затворе p-канального MOSFET низкое, и MOSFET включен. В этом состоянии на нагрузку через MOSFET подается питание.

Когда напряжение питания падает ниже нормального рабочего диапазона, уровень напряжения на аноде LM4041 становится низким, p-n-транзистор и проходной MOSFET закрываются, и питание отключает-

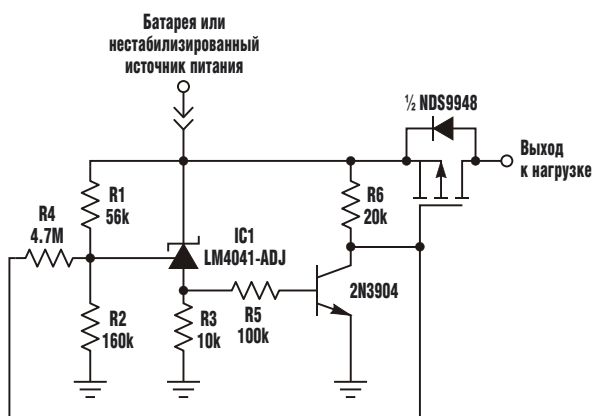


Рисунок 1. Эта недорогая, компактная схема отключает портативную систему, когда напряжение питания падает ниже минимального порога.

ся от нагрузки. R4 обеспечивает гистерезис, позволяющий избежать модуляции питания вблизи порога отключения.

Правильно подобрав сопротивления резисторов R1 и R2, можно установить пороговое напряжение в соответствии с требованиями системы, используя следующее соотношение:

$$\frac{R2}{R1} = \frac{V_{LOW}}{1.24 \text{ В}} - 1,$$

где V_{LOW} – порог отключения при низком напряжении. В зависимости от сопротивлений резисторов R1 и R2 эта схема будет хоро-

шо работать при напряжениях отключения в диапазоне от 4.5 до 10 В. Нижний предел определяется пороговым напряжением проходного полевого транзистора, а верхний – максимально допустимым напряжением питания микросхемы IC1. При небольших изменениях схемы можно получить более высокие пороговые напряжения. Максимальное напряжение питания для показанной схемы составляет примерно 30 В. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip LM4041](#)
2. [Datasheet Fairchild NDS9948](#)

основана на другом подходе, использующем биполярные транзисторы, уравнение р-п перехода и источник тока смещения с температурной компенсацией. Термокомпенсированное устройство обеспечивает диапазон регулировки усиления 160 дБ (100,000,000:1), линейную в дБ регулировочную характеристику, а также линейную оптическую изоляцию для подавления синфазных составляющих низкоуровневых сигналов.

Ядром конструкции является цепь обратной связи усилителя U2C, основу которой составляет управляющая током пара транзисторов Q1 и Q2 (Рисунок 1). Регулировка усиления потенциометром VR1 задает разность смещений V_B (0–500 мВ) между транзисторами, которая, в свою очередь, устанавливает соотношение между токами их эмиттеров в соответствии с обычным уравнением диода:

$$\frac{I_2}{I_1} = 10^{\frac{V_B}{2E \cdot 4T_A}},$$

где T_A – температура окружающего воздуха в градусах Кельвина.

Таким образом, при $T_A = 300$ К (27 °С) посредством регулировки подстроечного резистора VR1 можно получить диапазон усиления 0 – 166 дБ. (Из классического уравнения транзистора разность 60 мВ при 300 К соответствует 10-кратному увеличению тока. Следовательно, регулировке напряжения управления усилением в пределах 500 мВ соответствует диапазон коэффициентов усиления $10^{500/60}$).

При этом обеспечивается температурная компенсация источника U1; его выходной ток пропорционален абсолютной температуре (10 мкА при 300 К). Температуры элементов U1, Q1 и Q2 должны быть максимально близкими друг к другу. Совместного расположения под общим экраном может быть достаточно, но еще лучше фактическое соединение, так как на каждый градус разности температур транзисторов усиление будет изменяться примерно на 5%.

Выходной ток транзистора Q2 дополнительно усиливается усилителем U2D с коэффициентом 1000:1 (60 дБ), определяемым соотношением сопротивлений резисторов R6/R5, подключенных к выходу транзисторной оптопары U3D. Включение оптоизолятора U3B в цепь обратной связи усилителя U2D и работа двух связанных оптопар при одинаковых напряжениях смещения и уровнях тока обеспечивают хорошую линейность и стабильность точности, не зависящие от времени и температуры.

Первоначально фемтоамперметр был применен в уникальном приборе для обнаружения импульсов 1.6×10^{-15} Кл, образующихся при радиоактивном распаде радона (^{222}Rn) в воздухе. Большинство детекторов радона не способно непосредственно обнаруживать и подсчитывать основной распад R_n и вместо этого зависят от электростатического осаждения «дочерних атомов» побочных продуктов основного распада. Из-за медленного «врастания» дочерних атомов на выполнение анализов, необходимых для получения точного измерения концентрации радона, требуются часы. Напротив, в приборах, основанных на описанной здесь идее, реализована постобработка накопленной информации об обнаруженных импульсах:

$$R_n \quad P_n \quad D_{n,1} R_{n,1} \quad D_{n,2} R_{n,2} \quad \dots,$$

где массив D_i содержит константы, рассчитанные на основе скоростей распада дочерних изотопов радона, которые вычислительным путем подвергают обратной свертке для удаления вклада дочерних атомов, производя точный анализ активности радона за минуты, а не за часы. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM334](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC6044](#)
3. [Datasheet CEL PS2501-4](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)

Генератор сигналов специальной формы с минимальной зависимостью амплитуды от напряжения питания

Marián Štofka

EDN

Инженеры уже давно используют схемы генераторов колебаний специальной формы, основанные на аналоговых интеграторах и компараторах с большим гистерезисом. Выходные сигналы этих схем часто зависят от изменений температуры, напряжения источника питания, тока нагрузки и разброса параметров компонентов. Однако, используя схему на Рисунке 1, в классический генератор

треугольных/прямоугольных импульсов можно вдохнуть новую жизнь. В этой схеме используются прецизионный источник опорного напряжения и диодная цепь (элементы IC₁, IC₂ и IC₆), сдвоенный однополюсный двухпозиционный аналоговый коммутатор IC₃, интегратор IC₄, и компаратор IC₅. В результате получается генератор пилообразных и прямоугольных импульсов, сохраняющий стабиль-

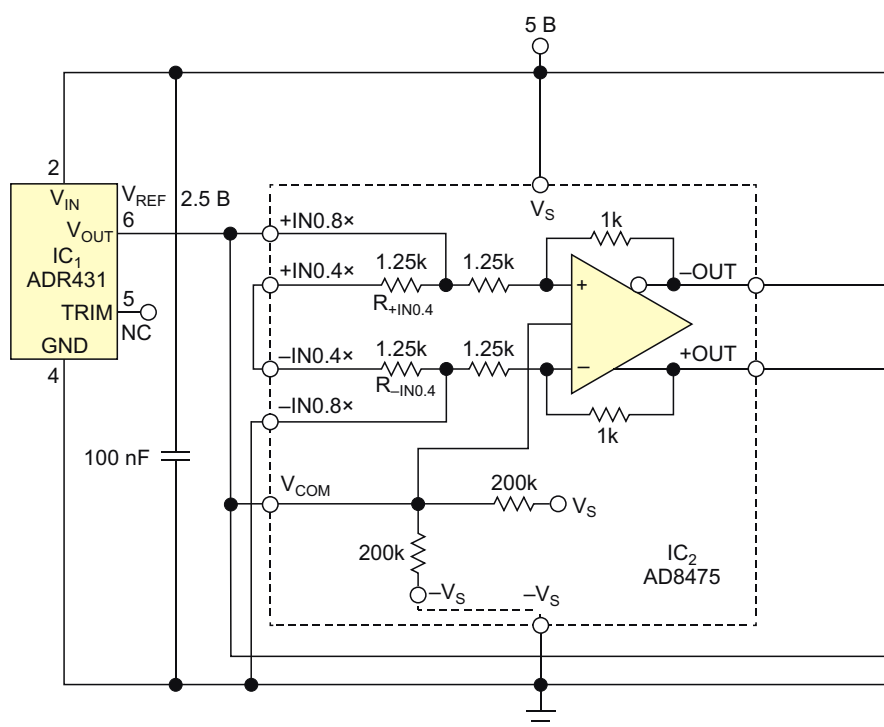


Рисунок 1. Создание гистерезиса путем переключения прецизионных опорных напряжений в генераторе к изменениям напряжения питания.

ность амплитуды выходного сигнала, независимо от воздействия всех перечисленных негативных факторов. Для достижения стабильного большого гистерезиса в схеме используется метод коммутации опорных напряжений на входе компаратора IC₅. В статьях [1] и [2] содержится более подробная информация, в частности о том, как диоды с барьером Шоттки в IC₆ подавляют инжекцию заряда.

Изначально напряжение на выходе компаратора IC₅ имеет низкий уровень, поэтому к его инвертирующему входу через аналоговый коммутатор ADG736 (IC₃) подключено положительное опорное напряжение, V_{REF+}. Одновременно переключатель S₂ подключает отрицательное опорное напряжение V_{REF-} к резистору R₁ интегратора. При низком напряжении на выходе компаратора выходное напряжение интегратора V_{INT} линейно нарастает, пока не достигнет положительного порога компаратора V_{REF+}. Выходной уровень компаратора меняется на высокий, вследствие чего включаются каналы В обоих мультиплексоров, а каналы А размыкаются.

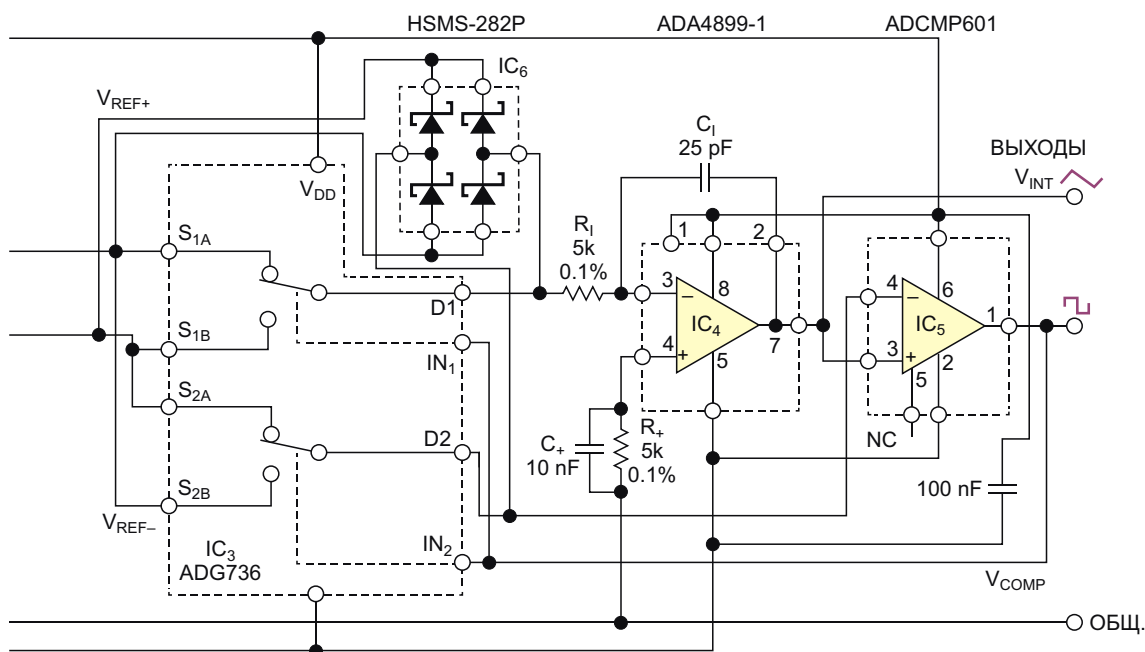
Когда положения переключателей меняются, интегратор начинает интегрировать положительное опорное напряжение V_{REF+}, и V_{INT} линейно уменьшается, пока не достигнет

уровня отрицательного порога компаратора V_{REF-}. Затем цикл повторяется. Напряжения V_{REF+} и V_{REF-} создаются биполярным опорным источником, содержащим микросхемы IC₁ и IC₂. Эта часть схемы представляет собой небольшую модификацию схемы из более ранней статьи [3].

По мере повторения циклов нарастания/спада на выходе интегратора формируются симметричные треугольные импульсы V_{INT}, а на выходе компаратора – прямоугольные импульсы V_{COMP}. Амплитуда V_{INT} примерно равна

$$\frac{V_{REF+} - V_{REF-}}{2}$$

Коэффициент заполнения прямоугольных импульсов близок к 50%. Пороги компаратора не зависят от выходной нагрузки, так как они получены от прецизионного источника опорных напряжений. Поэтому схема имеет низкую чувствительность частоты повторения выходных импульсов к изменениям напряжения питания и нагрузки. В упрощенной модели генератора амплитуда треугольных импульсов на выходе интегратора больше не зависит от изменений напряжения питания.



сигналов обеспечивает высокую нечувствительность амплитуды треугольных импульсов

Эксперимент показал, что увеличение напряжения питания V_S с 5.0365 до 5.437 В увеличивает амплитуду треугольных импульсов на 2.85 мВ, что составляет 0.285% от полной шкалы. При тех же условиях в классическом генераторе треугольных/прямоугольных импульсов увеличение амплитуды обычно составляет 8%. Таким образом, эта схема снижает зависимость амплитуды от изменения напряжения питания примерно в 28 раз.

При тестировании этой схемы можно ожидать, что при напряжении питания 5.0365 В выходная частота будет равна 1.366 МГц. При напряжении питания 5.437 В выходная частота составит 1.368 МГц. Частота повторения задается постоянной времени. В данном случае – для идеального компаратора и идеальных переключателей – частота повторения равна единице, деленной на четыре постоянных времени. Задержка распространения

компаратора и время включения/выключения переключателей уменьшают частоту повторения ниже идеального значения. **РЛ**

Ссылки

1. Marián Štofka. Два опорных напряжения повышают точность гистерезиса. РадиоЛоцман, 2022, 09-10, [стр. 66](#)
2. Marián Štofka. Диоды Шоттки улучшают реакцию компаратора на переходные процессы. РадиоЛоцман, 2022, 09-10, [стр. 89](#)
3. Marián Štofka. [Точный биполярный источник опорного напряжения](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8475](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADA4899-1](#)
3. [Datasheet Analog Devices ADCMP601](#)
4. [Datasheet Analog Devices ADG736](#)
5. [Datasheet Analog Devices ADR431](#)
6. [Datasheet Avago Technologies HSMS-282P](#)

Двухстоковый силовой MOSFET

Михаил Шустов, г. Томск

Предложена конструкция силового модуля на основе взаимосвязанных последовательно включенных полевых или биполярных транзисторов. Модуль имеет четыре вывода: вход, общая шина и два выхода для поочередного подключения нагрузок при подаче на вход цифровых или аналоговых управляющих сигналов. Приведены примеры практического использования такого модуля.

Ранее в статьях [1, 2] были изложены возможности и преимущества использования двуханодных тиристоров, работающих с широтно-импульсным регулированием попеременно на две нагрузки. По аналогии с двуханодными тиристорами ниже предложены варианты исполнения и использования силового модуля из двух взаимосвязанных полевых или биполярных транзисторов.

Силовой модуль, Рисунок 1, содержит два последовательно включенных транзистора VT1 и VT2, защищенных диодами VD2 и VD4 при работе на индуктивную нагрузку или при

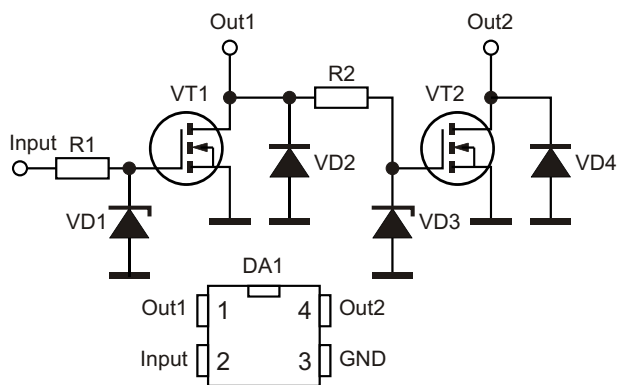


Рисунок 1. Электрическая схема силового модуля на основе двухстокового полевого транзистора и его возможная цоколёвка в корпусе DIP4.

случайной переполюсовке питающего напряжения, а также ограничители напряжений на резисторах R1, R2 и стабилитронах VD1, VD3. Стоки или коллекторы транзисторов, к которым может быть подключены нагрузки, открыты. В зависимости от свойств транзис-

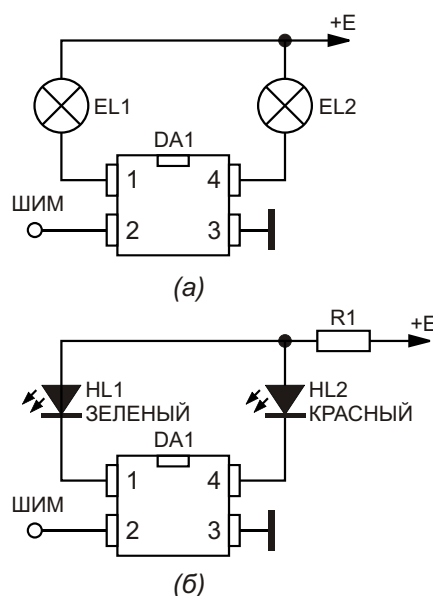


Рисунок 2. Варианты использования двухстокового силового модуля с ШИМ управлением при его нагружении на источники оптического излучения: (а) – лампы накаливания; (б) – светодиоды.

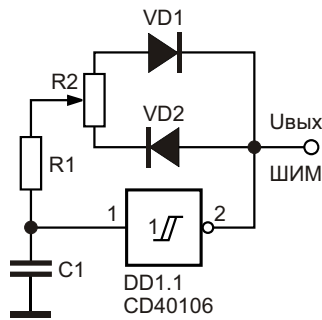


Рисунок 3. Вариант простейшего генератора импульсов для широтно-импульсного управления выходного сигнала.

торов такие модули могут быть использованы в аналоговых или цифровых устройствах. Такая достаточно очевидная комбинация элементов может быть размещена в корпусе DIP4, Рисунок 1.

На Рисунке 2 продемонстрированы способы управления работой оптических осветительных или индикаторных устройств с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ) или при подаче на вход модуля аналогового сигнала. Регулируя коэффициент заполнения импульсов входного сигнала (либо амплитуду аналогового сигнала),

можно перераспределять мощность светового потока, излучаемого источниками света (лампами накаливания или светодиодами), изменять тепловыделение нагревательных элементов, либо управлять скоростью вращения роторов электродвигателей.

В качестве источника управляющих сигналов для широтно-импульсного управления может быть использована классическая схема генератора, Рисунок 3. Такой генератор позволяет при помощи потенциометра R2 регулировать коэффициент заполнения импульсов выходных сигналов практически от 0 до 100%.

На Рисунке 4 приведена схема аналогового управления энергоснабжением в цепях нагрузки (например, ламп накаливания) с использованием двухстокового силового модуля при питании устройства от мостового выпрямителя без сглаживающих пульсации конденсаторов.

Простая схема управления попеременной работой двух нагрузок с использованием в качестве ШИМ-генератора микросхемы 222 [3, 4] и выходного каскада на основе силового двухстокового модуля показана на Рисунке 5.

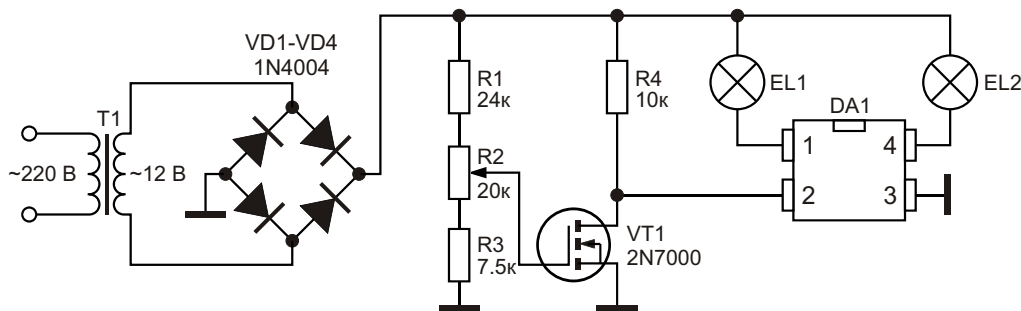


Рисунок 4. Аналоговое управление работой двухстокового силового модуля при его питании нефильтрованным напряжением от мостового выпрямителя.

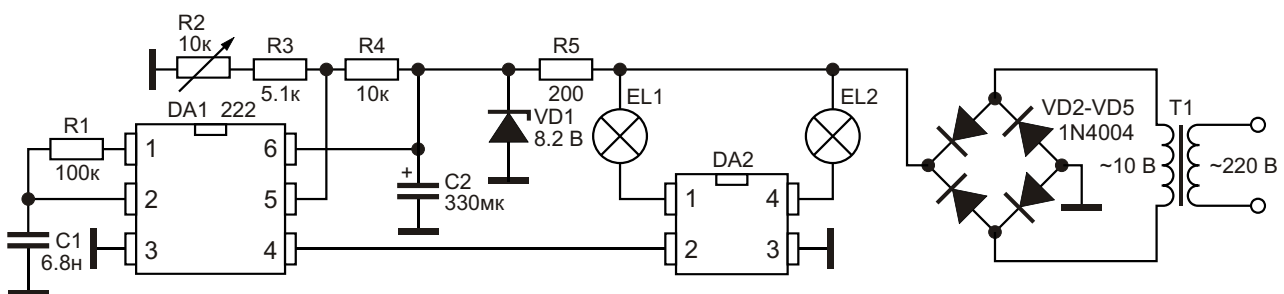


Рисунок 5. Управление нагрузками двухстокового силового модуля от ШИМ-генератора на микросхеме DA1 222.

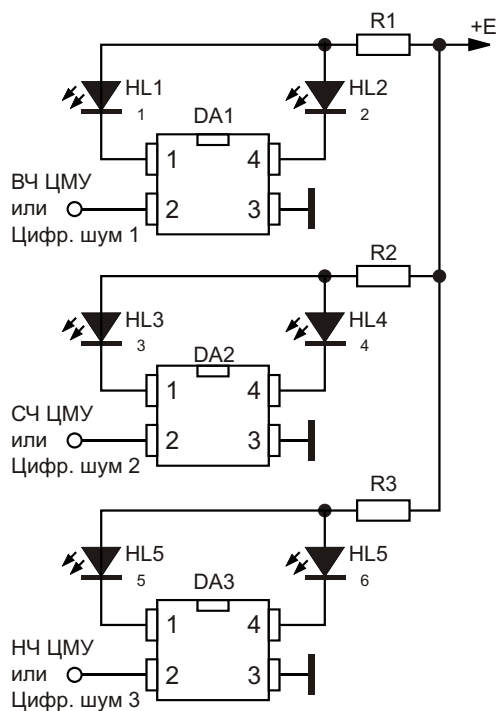


Рисунок 6. Использование двухстоковых транзисторов в составе цветомузыкальной установки, либо в качестве генератора неповторяющихся цветовых эффектов.

Для питания нагрузок (ламп накаливания EL1 и EL2) используется понижающий трансформатор и диодный мост VD2–VD5. Для питания ШИМ-генератора использован параметрический стабилизатор напряжения, выполненный на резисторе R5 и стабилитроне VD1. Для фильтрации выпрямленного напряжения используется конденсатор C2. Коэффициент заполнения импульсов плавно регулируется от 0 до 100% потенциометром R2.

На Рисунке 6 показана возможность использования микросхем DA1–DA3 222 в

качестве выходных каскадов цветомузыкальной установки (ЦМУ). На управляющие входы установки подаются предварительно отфильтрованные по полосе частот сигналы – низкие (НЧ), средние (СЧ) и высокие (ВЧ) частоты. В качестве нагрузок каналов используют светодиоды разного цвета свечения, что позволяет синтезировать разнообразные цветовые гаммы на собирающем свет экране.

Кроме цветомузыкальных установок на основе данной конструкции может быть создан генератор цветовых эффектов, для чего на управляющие входы элементов DA1–DA3 подаётся цифровой шум от трех независимых источников. Это позволяет наблюдать при помощи разноцветных светодиодов красивые цветовые эффекты, переливающиеся во времени по случайному закону. [РЛ](#)

Литература

1. Шустов М.А., Шустов А.М. [Двуханодный MOSFET тиристор](#).
2. Shustov M.A., Shustov A.M., Giesberts T. Dual-Anode MOSFET Thyristor. ElektorLabs. 2019. V. 45. № 3 (495). P. 15–19.
3. Shustov M.A. Chip 222 – alternative 555. PWM generator with independent frequency control. International Journal of Circuits and Electronics. 2021. V. 6. P. 23–31.
4. Шустов М.А. [Микросхема 222 – альтернатива 555. ШИМ-генератор с независимой регулировкой частоты](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
2. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
3. [Datasheet Vishay 1N4004](#)

Простой многофазный генератор сигналов на операционных усилителях

Petre Petrov

Electronic Design

Для тестирования многоканальных аналого-цифровых преобразователей, аналоговых фильтров, схем выборки/хранения и аналоговых мультиплексоров иногда требуются генераторы сигналов постоянной частоты, способные одновременно выдавать несколько выходных сигналов, фазы которых сдвинуты относительно основного колебания, например, на 45° , 90° , 135° и 180° .

В многофазном генераторе синусоидальных сигналов фиксированная частота устанавливается резисторами R1-R4 и конденсаторами C1-C4. (Рекомендуются допуски не хуже $\pm 1\%$). Усилитель поддерживает генерацию на стабильном уровне. Для настройки

максимально стабильного уровня колебаний используется подстроечный резистор P1 (Рисунок 1).

Разность фаз между узлами Точка 0 и Точка 4 в идеале составляет 180° , поскольку усилитель сконфигурирован как инвертирующий. Разность между Точкой 1 и Точкой 4 также равна 180° , но разделена на четыре равные части, поэтому относительная разность фаз между каждым последующим сигналом составляет 45° .

Выходы с 1 по 4 нельзя использовать напрямую, поскольку любая небуферизованная нагрузка может повлиять на генерацию или даже сорвать ее. Буферы также нужны

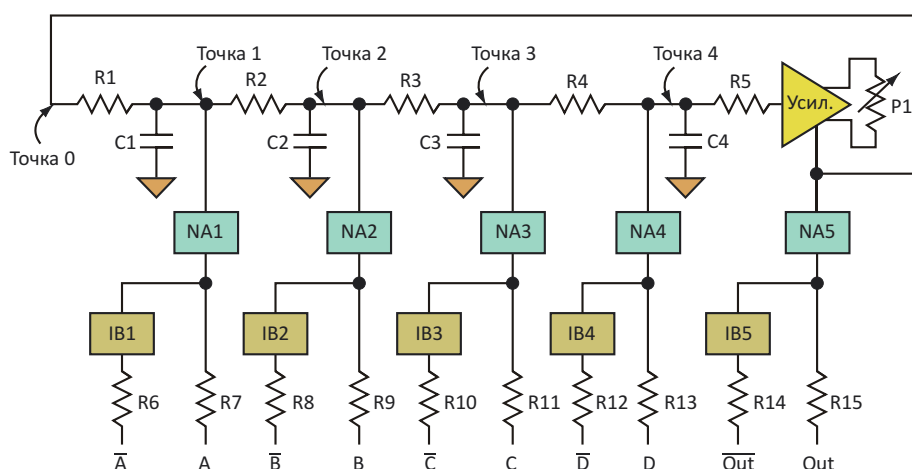


Рисунок 1. В многофазном генераторе с фиксированной частотой для обеспечения ступенчатого сдвига фаз относительно исходного сигнала используются повторяющиеся блоки.

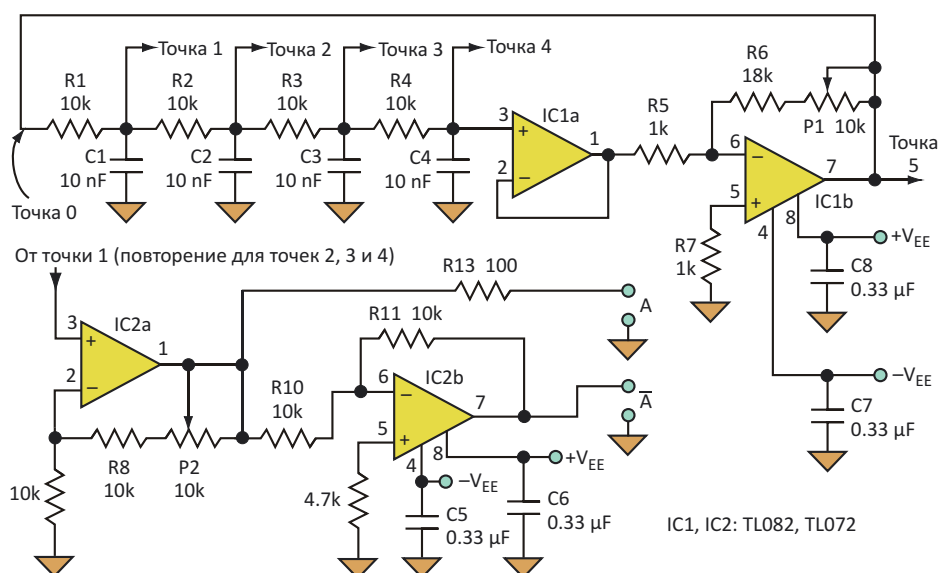


Рисунок 2. Генератор на микросхемах IC1a и IC1b имеет несколько выходов со сдвинутыми по фазе сигналами, каждый из которых буферизуется неинвертирующим и инвертирующим усилителем.

для регулировки и выравнивания уровней сигналов. NA1, NA2, NA3, NA4 и NA5 – это неинвертирующие буферные усилители, а IB1, IB2, IB3, IB4 и IB5 – соответствующие инвертирующие буферные усилители. Для получения одинаковых уровней сигналов на всех инвертирующих выходах коэффициент усиления каждого каскада установлен равным -1 , поэтому на каждой паре выходов сигналы имеют одинаковую амплитуду и разность фаз 180° .

Изображенная на Рисунке 2 схема, построенная на основе усилителей IC1a и IC1b, выдает восемь синусоидальных сигналов фиксированной частоты с разностью фаз 45° между соседними выходами, равномерно перекрывающих весь диапазон 360° . В ней используются три счетверенных операционных усилителя (TL084) или шесть сдвоенных устройств (TL082), работающих от источников питания $\pm 15\text{ В}$ ($\pm V_{EE}$), но можно использовать и другие операционные усилители и шины питания.

IC1a – это буфер-повторитель, позволяющий использовать высокоомные резисторы и конденсаторы малой емкости. Инвертирующий усилитель IC1b с усилением, регулируемым подстроечным резистором P1, позволяет установить на выходе генератора макси-

мальную стабильную амплитуду. При показанных на схеме номиналах компонентов выходная частота составляет около 2 кГц, но с помощью резисторов и конденсаторов ее значение можно изменить на любое другое.

Коэффициент усиления неинвертирующего буфера IC2a регулируется с помощью подстроечного резистора P2 для установки максимальной амплитуды выходного сигнала. Схемы каждого из остальных неинвертирующих буферов одинаковы, но сопротивления резисторов, задающих усиление, различны, поскольку различаются входные уровни RC-цепей.

Инвертирующий буфер построен на микросхеме IC2b. Он получает сигнал с выхода IC2a и выдает выходной сигнал с той же амплитудой и противоположной фазой. Остальные инвертирующие буферы имеют такую же схему. Удаление из схемы одной из RC-цепей (например, R1 и C1 на Рисунке 2) изменит частоту, а разность фаз между двумя последовательными выходами станет равной 60° . **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL072](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL084](#)

Мультивибратор на таймере 555 с индуктивным компонентом

Arthur Edang

EDN

За последние 50 лет схема мультивибратора на микросхеме 555 стала стандартным выбором многих любителей и даже профессионалов. Пара формул для частоты и коэффициента заполнения позволяет легко рассчитать комбинации номиналов конденсатор-резистор, удовлетворяющие требуемым параметрам выходных импульсов. Но могут возникнуть ситуации, когда лучшим решением было бы использование дросселя и резисторов. Примером может служить высокотемпературная среда, которая сокращает срок службы электролитических конденсаторов. В этом случае стоит рассмотреть схему, показанную на Рисунке 1.

При включении питания напряжение на выводе 2 (V_{RB}) равно нулю, а уровень выходного сигнала (V_{OUT}) на выводе 3 – высокий. В это время светодиод горит, а разрядный транзистор (вывод 7) выключен. Ток дросселя экспоненциально нарастает до тех пор, пока напряжение V_{RB} не достигнет уровня $2V_{CC}/3$. Этот уровень воспринимается входом порога (вывод 6), и напряжение на выводе V_{OUT} становится низким. Разрядный транзистор включается, а светодиод гаснет.

Вывод 7 эффективно обеспечивает низкоомный путь к земле (с сопротивлением R_{ON}), благодаря которому ток дросселя и напряжение V_{RB} постепенно уменьшаются до нуля. Когда напряжение на выводе 2 паде-

ет ниже $V_{CC}/3$, выходное напряжение V_{OUT} снова становится высоким, светодиод загорается, а вывод 7 возвращается в отключенное состояние.

Чтобы рассчитать значения длительности импульса T_H и паузы T_L , можно использовать формулу (1), полученную из анализа переходной характеристики RL-цепи. Она опреде-

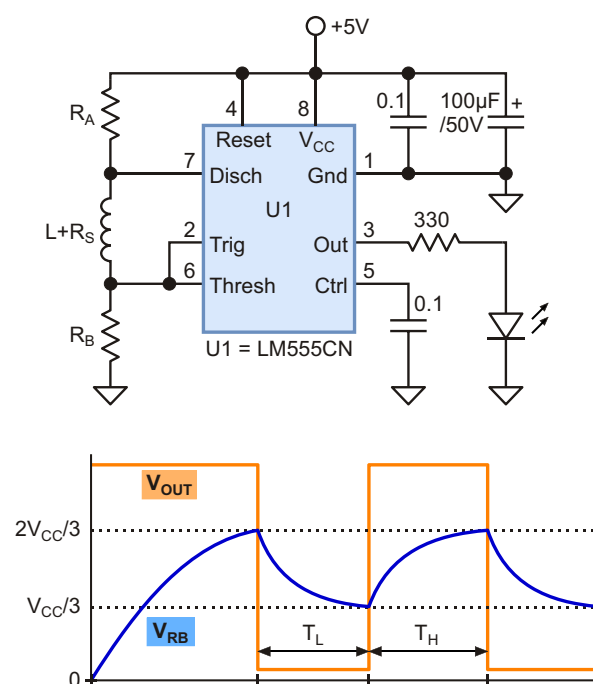


Рисунок 1. В мультивибраторе на микросхеме 555 используются дроссель и резисторы.

Символ	Определение	T_H	T_L
I_i	Начальный ток	$\frac{V_{CC}}{3R_B}$	$\frac{2V_{CC}}{3R_B}$
I_F	Конечный ток	$\frac{2V_{CC}}{3R_B}$	$\frac{V_{CC}}{3R_B}$
R	Эквивалентное сопротивление	$R_A \ R_S \ R_B$	$R_A \parallel R_{ON} \ R_S \ R_B$
	Постоянная времени	$\frac{L}{R_A \ R_S \ R_B}$	$\frac{L}{R_A \parallel R_{ON} \ R_S \ R_B}$
V_S	Напряжение на R_L	V_{CC}	$\frac{V_{CC} R_{ON}}{R_A \ R_{ON}}$

ляет время протекания зарядного (или разрядного) тока при его изменении от начального до конечного значения:

$$T = \ln \frac{R \ I_i \ V_S}{R \ I_F \ V_S} \quad (1)$$

Символы формулы (1) определены в Таблице 1.

Кроме того, в формулу входит сопротивление дросселя постоянному току R_S , которым при низкой добротности можно пренебречь. Также, согласно [1],

$$R_{ON} = 59.135 V_{CC}^{0.8101}$$

В течение интервалов T_H и T_L символы принимают определенные значения, показанные в Таблице 1. Полезно выполнять все расчеты в электронной таблице, особенно когда нужно выяснить, насколько результат зависит от допусков компонентов.

Компонент	Цветовой код номинала	Измеренное значение
R_A (Ом)	100	99.6
R_B (Ом)	1000	969
L (мГн); R_S (Ом)	18; —	17.77; 120.3

Для проверки этих идей, я выбрал компоненты, перечисленные в Таблице 2, и использовал измеритель LCR для измерения их фактических характеристик (Рисунок 2). Чтобы рассчитать значения T_H , T_L и другие выход-



Рисунок 2. Сопротивление дросселя постоянному току (R_S).

ные характеристики, я ввел данные в электронную таблицу. Результаты расчетов приведены в Таблице 3.

Выходные характеристики	Расчетные	Измеренные	% отличия
T_H (мкс)	17.6	16.8	2.05
T_L (мкс)	15.22	15.533	4.66
Период (мкс)	32.82	32.333	1.49
Частота (кГц)	30.471	30.928	1.49
К-т заполнения (%)	53.6	51.96	3.17

Для питания экспериментальной установки я использовал оценочную плату ADALM2000



Рисунок 3а. Экспериментальная установка.

компании Analog Devices (Рисунок 3а), а временные диаграммы (Рисунок 3б) снимал на выводах 2 и 3 микросхемы таймера. Измерения показывают, что формула (1) в сочетании со значениями из Таблицы 2 точно моделирует поведение предложенной схемы. При испытаниях схемы были отмечены спады и всплес-



Рисунок 3б. Осциллограммы сигналов V_{RB} и V_{OUT} .

ки напряжения V_{RB} во время переходов на выводе 7, в основном из-за длинных проводов питания. Они были ослаблены парой конденсаторов, расположенных в непосредственной близости от вывода 8. **РЛ**

Ссылка

1. Phil Rogers. [Использование таймера 555 в схеме с низкими коэффициентами заполнения](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM555CN/NOPB](#)

Умный подавитель пульсаций с почти нулевым падением напряжения

Louis Vlemingq

EDN Europe

Устройства подавления пульсаций, также известные как пожиратели пульсаций, гираторы или электронные фильтры, полезны, когда напряжение источника питания должно быть чистым, но абсолютное значение напряжения не имеет значения. Типичными областями применения таких схем являются усилители мощности класса А. По сравнению с линейным стабилизатором они тратят меньше энергии, поскольку адаптируются к входному напряжению.

Однако некоторые потери неизбежны: они должны снизить ожидаемое пиковое напряжение пульсаций, и, кроме того, этим схемам самим нужен некоторый запас по напряжению. Из этих требований легко набираются несколько вольт, что приводит к соответствующей потере энергии.

Теоретически чисто пассивный фильтр мог бы работать лучше, но даже при больших размерах дросселя всегда будут джоулевые потери. Кроме того, такой фильтр был бы дорогим и обеспечивал далеко не идеальное подавление пульсаций.

В изложенной здесь идее сочетаются оба метода, а также добавлены некоторые собственные хитрости, позволяющие достичь почти идеальных характеристик гибридного фильтра.

Схема основана на трансформаторе Т1, вторичная обмотка которого включена последовательно с фильтруемым источником питания. В результате напряжение вторичной обмотки вычитается из входного

напряжения, и, если оно в точности равно напряжению пульсаций, происходит полная компенсация, что дает на выходе чистое постоянное напряжение.

Первичная обмотка трансформатора подключена к усилителю ошибки, вырабатывающему соответствующее напряжение. В принципе, возможны две стратегии: без обратной связи и с обратной связью. И то, и другое можно заставить работать, но у каждого метода есть свои особенности: схема без обратной связи производит выборку *входных* пульсаций, точно масштабирует их и отправляет на трансформатор. Эффективность подавления зависит от точности пассивных компонентов.

Схема с обратной связью производит выборку *выходного* сигнала и регулирует напряжение ошибки, чтобы устранить любые пульсации. Этот метод в меньшей степени зависит от точности номиналов, но, как и в любой системе автоматического регулирования, точность процесса зависит от усиления контура, что, в свою очередь, может вызвать проблемы с устойчивостью. На Рисунке 1 представлен вариант схемы с обратной связью.

Одним из возражений против использования трансформатора является большой постоянный ток, протекающий через его вторичную обмотку. Обычные трансформаторы с сердечниками без зазоров не выдерживают большого постоянного тока без насыщения, а трансформаторы с зазорами намного крупнее. Здесь проблема решена элегантно

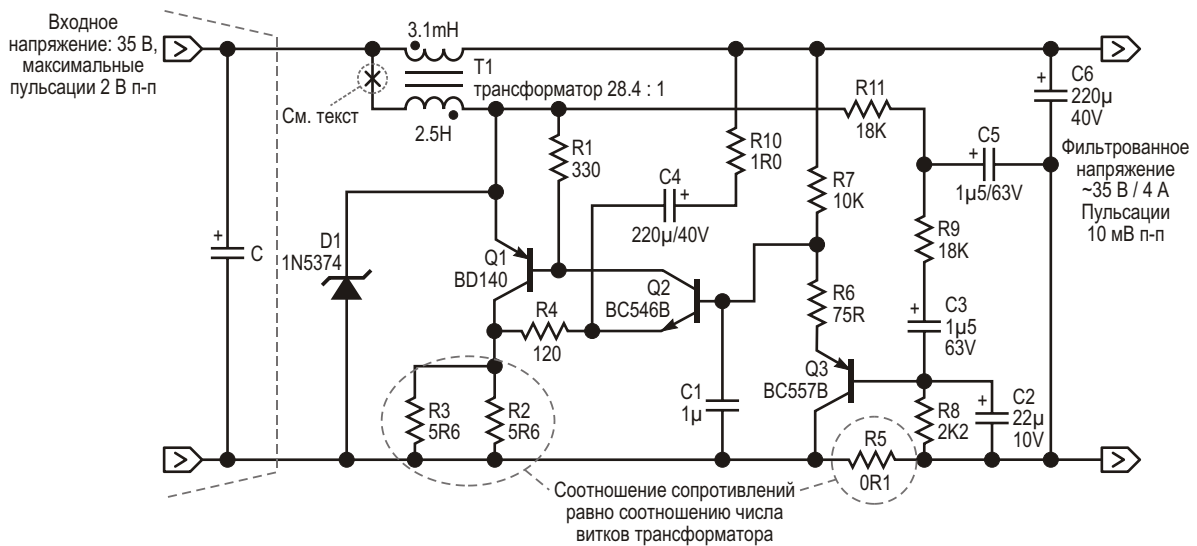


Рисунок 1. Подавитель пульсаций.

образом: трансформатор работает в компенсированном режиме; первичная обмотка получает точно такие же ампер-витки постоянного тока, что и вторичная. Для этого усилитель ошибки работает в классе А, а его ток смещения зависит от выходного тока. Ток воспринимается резистором R5, а Q1-Q3 отражают масштабированный ток через резисторы R2 и R3. Это гарантирует, что суммарный поток через трансформатор T1 всегда равен нулю.

Транзистор Q2 – это усилитель ошибки. Напряжение ошибки подается на его эмиттер через конденсатор C4.

К проблемам устойчивости в такой схеме нельзя относиться легкомысленно: сочетая большой коэффициент усиления с множеством реактивных компонентов, схема имеет много возможностей превратиться в генератор, работающий на различных частотах. Коррекция частотной характеристики на низких частотах обеспечивается элементами R9, R11, C5 и C2. C1 отвечает за высокие частоты. На практике было установлено, что схема оставалась устойчивой и без него, но я рекомендую оставить этот конденсатор.

Менее очевидные проблемы с устойчивостью также могут возникать, когда входное питание недостаточно «жесткое». Это может произойти при легких нагрузках, когда внутреннее сопротивление становится выше. Когда схема пытается компенсировать падение входного напряжения, усилитель на мгнове-

ние увеличивает потребление тока, и если это приводит к дальнейшему падению входного напряжения, возникает положительная обратная связь, сопровождающаяся потерей устойчивости и плаваньем напряжения. Это явление сродни нулю в правой полуплоскости, и его практически невозможно компенсировать обычными методами, не ухудшая при этом характеристик схемы.

В умеренных случаях может быть достаточно простого фильтра, включенного последовательно с первичной обмоткой (Рисунок 2а). В сложных случаях требуется

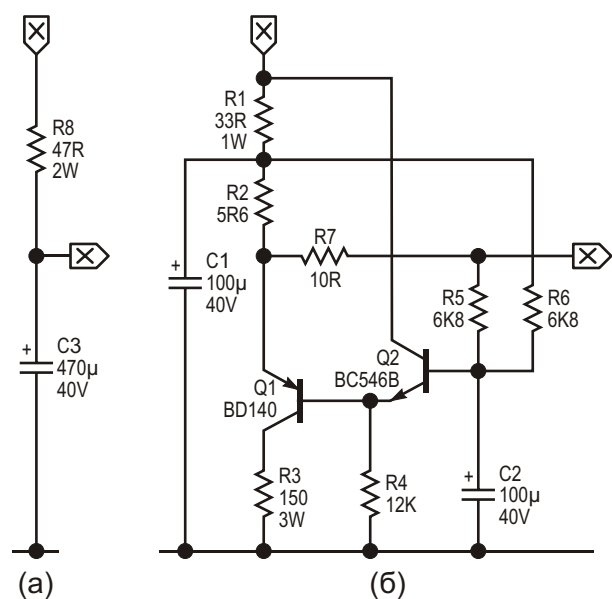


Рисунок 2. В некоторых случаях может потребоваться дополнительный фильтр.

активная схема (Рисунок 26). Эта схема работает, дублируя ток, потребляемый усилителем ошибки: резисторы R2, R5, R6 и R7 включены мостом, и, поскольку сопротивление R2 составляет примерно половину сопротивления R7, транзисторы Q1 и Q2 пытаются сделать ток, идущий через R2, вдвое больше, чем через R7. Но конденсатор C2 задерживает этот процесс, благодаря чему кратковременно входной ток остается неизменным, устраняя, таким образом, ноль в правой полуплоскости. Обратите внимание, что в большинстве случаев эта схема не требуется.

Примечания по реализации

Максимальная способность подавления пульсаций определяется коэффициентом трансформации T1:

$$n = \frac{200}{\% \text{ пульсаций пик - пик}}$$

Это, в свою очередь, определяет отношение $R2 \parallel R3$ к R5.

Индуктивность намагничивания трансформатора должна быть достаточно большой, чтобы позволить усилителю работать на полной мощности. Это требует, чтобы

$$L_m \geq \frac{nV_{IN}}{2 f I_{OUT}}$$

Целесообразно предусмотреть некоторый запас по этим параметрам, в частности, по индуктивности намагничивания L_m , которая должна быть не менее чем вдвое больше минимальной.

Характеристики

На Рисунке 3 показаны частотные зависимости подавления и выходного сопротивления. Подавление пульсаций в нужном диапа-



Рисунок 3. Выходное сопротивление и подавление пульсаций.

зоне частот превышает 40 дБ, а максимум на частоте 100 Гц превышает 46 дБ. Выходное сопротивление также впечатляет: усиление усилителя способствует не только подавлению пульсаций, но и активно снижает выходное сопротивление.

Единственные потери обусловлены резистором R5 и сопротивлением вторичной обмотки трансформатора. Они могут быть не нулевыми, но они настолько малы, что почти в 50% случаев схема имеет *отрицательное падение напряжения!*

Для достижения этих замечательных характеристик требуется только трансформатор среднего размера. Возьмем неблагоприятный пример: источник питания 50 В/5 А с пульсациями до 10%. Произведение напряжения вторичной обмотки на площадь сечения сердечника должно быть достаточно большим, чтобы трансформатор мог выдерживать пульсации около 2 В с.к.з. При токе 5 А из этого следует, что мощность трансформатора должна составлять 10 ВА. Но поскольку частота пульсаций вдвое выше частоты сети, это означает, что для рассматриваемого источника питания мощностью 250 Вт, даже с такими сильными пульсациями, фактически достаточно 5 ВА. **PL**

Точное управление скоростью двигателя постоянного тока с помощью потенциометра или ЦАП

Stephen Woodward

EDN

В идеале (в той волшебной стране, где теория и практика – одно и то же) скорость S двигателя постоянного тока с постоянными магнитами точно пропорциональна входному напряжению: $S = K_S V$, где константа K_S специфична для рассматриваемого двигателя. Но поскольку в практическом мире рядом с нами существуют реальные двигатели, их поведение отличается от этого теоретического идеала, в основном потому, что настоящие моторы имеют сопротивление – механическое, обусловленное трением, и электрическое сопротивление обмотки R_W . Чтобы создать крутящий момент, необходимый для преодоления первого сопротивления, двигатели должны потреблять ток (I), и когда это происходит, ток, проходящий через R_W , уменьшает эффективное управляющее напряжение ($-IR_W$). Следовательно, когда двигатель нагружается внутренним и/или внешним трением, потребление тока увеличивается, а эффективное напряжение уменьшается, что выражается следующей формулой:

$$S = K_S(V - I \cdot R_W).$$

Одним из способов уменьшить (или устранить) этот эффект и сделать скорость двигателя постоянной, независимо от изменения нагрузки, создаваемой силами трения, является активная компенсация R_W путем изме-

рения тока I и добавления пропорционального компенсирующего члена к V , в результате чего:

$$S = K_S(V - I \cdot R_W + I \cdot R_W) = K_S V.$$

На Рисунке 1 представлена простая универсальная схема, которая делает именно

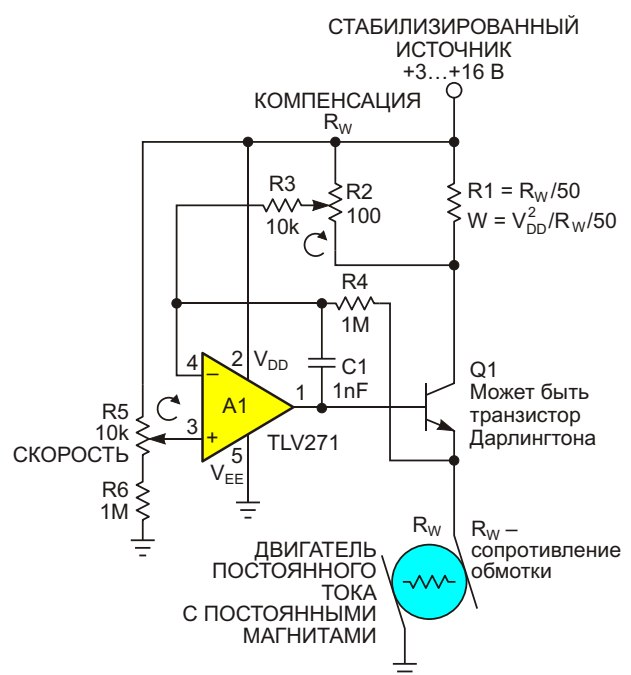


Рисунок 1. Компенсация сопротивления обмотки двигателя.

это, плюс предоставляет удобство подключения к земле одного из выводов двигателя. Вот как это работает.

Rail-to-rail операционный усилитель A1 сравнивает заданное потенциометром R5 напряжение установки скорости, изменяющееся от $(0.99)V_{DD}$ до V_{DD} , с управляющим напряжением двигателя V_S , которое выводится транзистором Q1 через делитель $100:1$ напряжения обратной связи ($R4/R3$) и, соответственно, управляет током базы Q1. Таким образом, напряжение V_S можно установить от минимального нулевого значения (потенциометр R5 полностью вывернут против часовой стрелки) до максимального значения V_{DD} минус сумма напряжений насыщения A1 и Q1 (потенциометр вывернут по часовой стрелке). Реально используемый диапазон напряжений V_{DD} составляет от 3 В до 16 В, что соответствует допустимым значениям, указанным в техническом описании усилителя TLV271. V_{DD} и Q1 следует выбирать из соображений совместимости с требованиями, предъявляемыми к двигателю (напряжение V_S и ток).

А как же компенсация R_W ?

Ток двигателя I , отраженный в токе коллектора транзистора Q1, измеряется резистором R1. Учитывая, что компенсация, в конеч-

ном счете, точно настраивается с помощью потенциометра R2, достаточно точная оценка для значения R1 может быть основана на простом измерении мультиметром сопротивления R_W при неподвижном валу двигателя. Типичные сопротивления R1 ($R1 = R_W/50$) будут находиться в диапазоне миллиом, что делает возможной реализацию R1 с помощью простого меандра, нарисованного дорожкой на печатной плате. Это хорошо, потому что дорожка, будучи медной, будет иметь температурный коэффициент, аналогичный (также медному) проводу двигателя: $\sim 3930 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, что улучшит температурную стабильность компенсации R_W , при условии, что двигатель и резистор R1 находятся в аналогичных тепловых условиях. Обратите внимание, что падение напряжения на резисторе R1 из-за его соединения с коллектором Q1 не вычитается из максимального напряжения управления двигателем, а вместо этого компенсируется (или же теряется) разностью между напряжением базы Q1 и напряжением насыщения коллектора. Заметьте также, что номинальная мощность, которую должен рассеивать резистор R1, равна $V_{DD}^2/R_W/50$, а величина, кратная падению напряжения $I \cdot R1$, (в соответствии с положением R2) добавляется к V_S через петлю обратной связи $R4/R3$ глубиной +40 дБ.

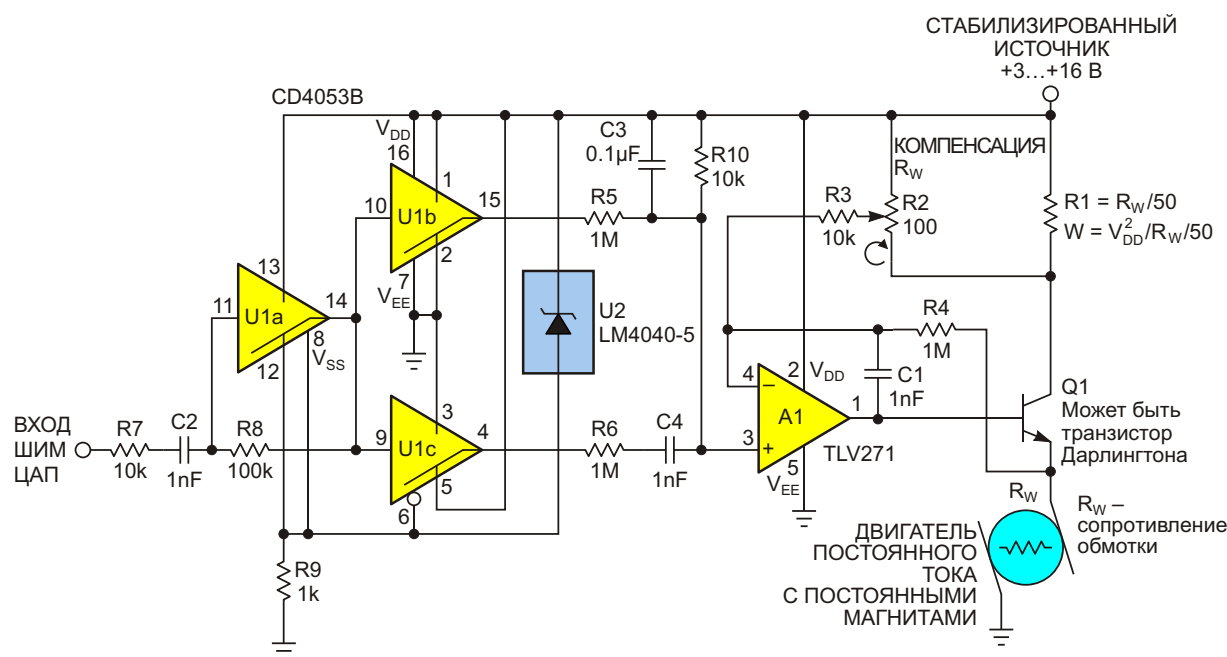


Рисунок 2. Управление компенсацией сопротивления обмотки двигателя с помощью ШИМ ЦАП.

Таким образом, правильная регулировка R2 для компенсации R_W и установки постоянной скорости, независимой от трения, приведет к нужному результату (волшебному?):

$$K_S(V - I \cdot R_W + I \cdot R_W) = K_S V.$$

Регулировку R2 можно выполнять различными способами. Например, скорость двигателя можно измерять количественно (скажем, с помощью недорогого оптического тахометра), где R2 настраивается на постоянную скорость, независимую от изменений нагрузки, создаваемой трением. Или для получения столь же точного результата это можно делать субъективно (на слух, прислушиваясь к высоте звука вращающегося мотора); но для этого вы должны уметь читать ноты.

Итак, схема на Рисунке 1 может вырабатывать заданное напряжение управления двигателем и компенсировать сопротивление его обмотки, тем самым, развивая и поддерживая точную и стабильную заданную скорость. Но эта скорость устанавливается вручную положением движка потенциометра. А что, если нам понадобится более автоматизированный способ управления двигателем?

Рисунок 2 отвечает на этот вопрос вариантом Рисунка 1, в котором потенциометр R5 заменен на недорогой ШИМ ЦАП с подавлением пульсаций.

Элемент U1aстроенного коммутатора U1 регенеративно преобразует логические уровни входного сигнала ШИМ на резисторе R7 в прямоугольные импульсы для элементов U1b и U1c. Напряжение V_{DD} в диапазоне от 3 до 5 В проходит непосредственно на вывод 8 микросхемы U1 (V_{SS}) через резистор R9, в то время как напряжение V_{DD} , превышающее 5 В, вызывает включение шунтового стабилизатора U2, ограничивая напряжение $V_{DD} - V_{SS}$ U1 до уровней 5-вольтовой логики.

Коммутатор U1b формирует неинвертированный сигнал ШИМ для усреднения низкочастотным фильтром R5, C3 и R10 и получения напряжения V_S , в то время как U1c выдает связанную по переменному току инвертированную версию, подходящую для подавления пульсаций путем аналогового вычитания посредством R6C4 по схеме, описанной в [1]. [РЛ](#)

Ссылка

1. Stephen Woodward. Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием. РадиоЛоцман, 2022, 09-10, [стр. 32](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4053B](#)
2. [Datasheet Microchip LM4040](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLV271](#)

Защита MOSFET В МОЩНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СХЕМАХ

Marián Štofka

EDN

Силовые MOSFET переключатели обычно являются наиболее уязвимой частью новой импульсной схемы большой мощности. Одной из угроз для этого устройства является превышение максимально допустимого значения импульсного тока. Этот предел нельзя превышать, даже если длительность импульса составляет всего 10 нс. Транзистор все равно может подвергнуться термическому повреждению при большом коэффициенте заполнения, даже если величина тока стока находится между пиковым и постоян-

ным допустимыми значениями. В конечном итоге полевой транзистор может войти в состояние самовозбуждения с частотой, которая может быть на порядок выше запланированной рабочей частоты повторения. Чтобы защитить полевой транзистор, можно ограничить коэффициент заполнения, подключив через разделительный конденсатор схему драйвера полевого транзистора. Если дополнительно ограничить частоту повторения десятками кГц, о проблемах тепловыделения можно будет не беспокоиться.

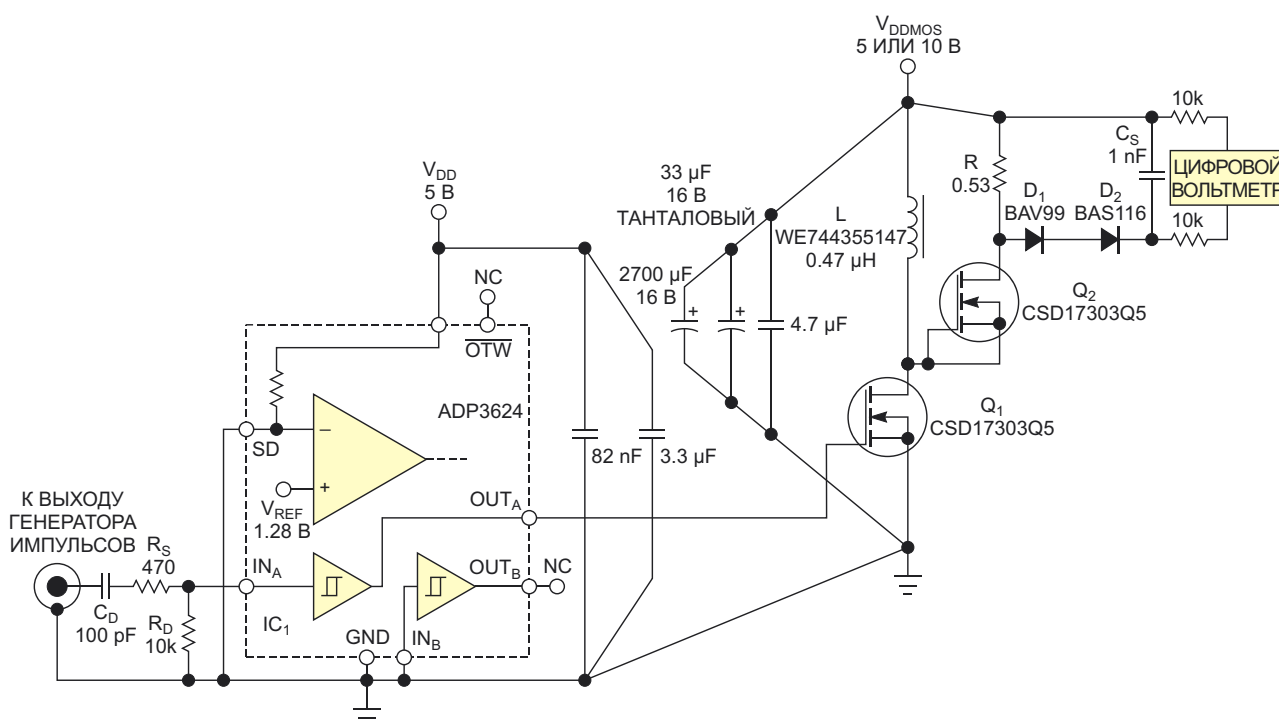


Рисунок 1. Тестовая установка позволяет управлять силовым MOSFET ключом при фиксированном времени включения. Силовая часть остается холодной, работая на частоте повторения 10 кГц, даже при пиковых токах дросселя в десятки ампер.

Для ограничения коэффициента заполнения импульсов следует использовать микросхему IC₁ с триггером Шмитта на входе (Рисунок 1). Входной сигнал пропускается через дифференцирующую цепь, состоящую из элементов C_D, R_D и R_S. Передние фронты импульсов вызывают резкое повышение напряжения на резисторе R_D. Поэтому уровень выхода неинвертирующего драйвера становится высоким. Сразу после этого перехода напряжение на R_D начинает экспоненциально уменьшаться. Когда оно опускается ниже V_{TL} – уровня нижнего порога входа IN_A, – напряжение на выходе OUT_A резко падает до 0 В. Скорость экспоненциального спада определяется постоянной времени (R_D + R_S + R_{GEN})×C_D. R_{GEN} – это выходное сопротивление генератора входных импульсов. Используя значение желаемой ширины импульса T_P, можно рассчитать емкость конденсатора C_D:

$$C_D = \frac{T_P}{R_D R_S R_{GEN}} \cdot \ln \frac{V_{DD}}{V_{TL}} \frac{R_D}{R_D R_S R_{GEN}}$$

В формуле используется оценка значения V_{TL}:

$$V_{TL} = \sqrt{V_{INL} V_{INH}} \approx 0.1 \text{ В} \approx 1.165 \text{ В}$$

Указанные в техническом описании микросхемы значения низкого (V_{INL}) и высокого (V_{INH}) входных логических уровней составляют 0.8 и 2 В, соответственно. Спадающий фронт входных импульсов не влияет на схему. Этот спад вызывает резкий отрицательный экспоненциальный импульс, который подавляется внутренним диодом Шоттки на входе IN_A. Анод этого внутреннего диода соединен с землей, а катод – с входом IN_A. Резистор R_S ограничивает пиковый ток, протекающий через защитный диод, примерно до 10 мА.

Выходной ток микросхемы составляет ±4 А. Типовое сопротивление открытого транзистора Q₁ равно 2 мОм. Соединение выводов затвора и истока транзистора Q₂ образует диод свободного хода. Типовое время обратного восстановления диода равно 33 нс при прямом токе 25 А. Когда транзистор Q₁ выключается, пиковый ток дросселя течет через транзистор Q₂. Напряжение V_R, возник-

нувшее на мощном резисторе R, добавляется к напряжению питания V_{DDMOS}. Сумма этих напряжений должна быть меньше или равна указанному изготовителем допустимому напряжению сток-исток транзисторов Q₁ и Q₂.

При тестировании схемы следует контролировать постоянный ток источника питания. Для идеального случая ток I_{SID}, потребляемый от источника питания, можно рассчитать как функцию напряжения питания силовой секции и периода следования импульсов следующим образом:

$$I_{SID} = \frac{1}{2} \frac{V_{DDMOS} T_{PON}^2}{L} f_{REP} + \frac{1}{2} I_{LPEAK} T_{PON} f_R$$

где

T_{PON} – длительность импульса,
f_{REP} – частота повторения импульсов,
I_{LPEAK} – пиковый ток дросселя.

Длительность импульса, то есть время проводящего состояния канала Q₁, вычисляется как приближенное соотношение, связывающее времена нарастания, спада, включения и выключения полевого транзистора:

$$T_{PON} = T_P + t_{DOFF} + t_{DON} + t_{DMOSOFF} + t_{DMOSON} + (t_R + t_F) \frac{1}{2} \frac{V_T}{V_{DD}}$$

где

t_R – время нарастания MOSFET,
t_F – время спада MOSFET,
t_{DOFF} – время задержки выключения MOSFET,
t_{DON} – время задержки включения MOSFET,
t_{DMOSOFF} – время выключенного состояния MOSFET,
t_{DMOSON} – время включенного состояния MOSFET.

Сумма разностей задержек распространения в микросхеме IC₁ и транзисторе Q₁ положительна и составляет 32.1 нс. V_T – это пороговое напряжение затвор-исток транзистора Q₁. Типовое значение напряжения V_T, согласно техническому описанию транзистора, составляет 1.1 В, а напряжение питания V_{DD} равно 5 В. Эти значения дают для последнего

члена предыдущей формулы значение 9.8 нс. Таким образом, T_{PON} больше на 41.9 нс. Для хорошей конструкции амперметр будет показывать ток источника питания в 1–1.5 раза превышающий идеальное значение.

Можно проверить пиковое напряжение на нагрузочном резисторе R . Диоды D_1 и D_2 и накопительный конденсатор C_S выполняют функцию пикового детектора. Импульсы пикового напряжения на резисторе R создают на C_S примерно то же постоянное напряжение, что и на пиковом детекторе. Пиковый ток дросселя и напряжение на пиковом детекторе V_{RPEAK} связаны следующим приблизительным соотношением:

$$I_{LPEAK} = \frac{V_{RPEAK}}{R}.$$

Установите напряжение вспомогательного источника питания, равным 5.078 В, напряжение питания 10 В и частоту повторения тактовых импульсов, равной 11,387 Гц. При таких условиях ток источника питания составляет 0.327 А, а пиковое напряжение равно 16.4 В. Пиковый ток дросселя достигает 30.94 А. Экспериментально определенное время включения равно приблизительно 1.502 мкс.

Микросхема драйвера способствует защите MOSFET, блокируя схему при пониженном напряжении. Если напряжение питания включено, а вспомогательное питание выключено, напряжение с вывода IN_A через внутренние защитные диоды может попасть на вывод V_{DD} . Блокировка при пониженном напряжении поддерживает управляющие выходы отключенными до тех пор, пока напряжение вспомогательного источника питания не достигнет типового значения не менее 4.2 В.

Сопротивление постоянному току 0.65 мОм дросселя с ферритовым сердечником L может показаться завышенным для данной схемы. Однако скорость изменения импульсного тока дросселя соответствует частоте, эквивалентной мегагерцовому диапазону. Эффективное сопротивление для этих пилообразных импульсов увеличивается за счет скин-эффекта и эффекта близости. Это эффективное сопротивление может во много раз превышать значение на постоянном токе. **РЛ**

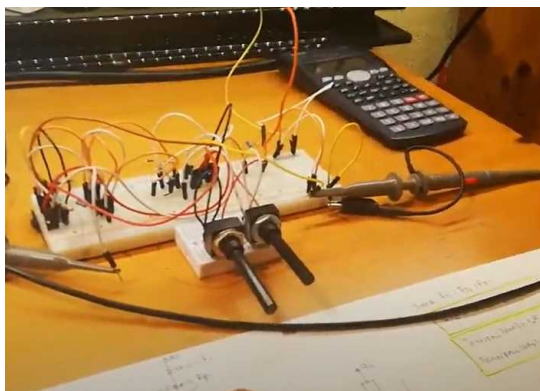
Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADP3624](#)
2. [Datasheet Nexperia BAS116](#)
3. [Datasheet Nexperia BAV99](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CSD17303Q5](#)

Регулируемый генератор треугольных/пилообразных импульсов на основе таймера 555

Alfredo Gonzalez Calvin

EDN



Работа схемы основана на линейном увеличении или уменьшении напряжения на конденсаторе, когда постоянный ток втекает в конденсатор или вытекает из него. Если удастся заряжать и разряжать конденсатор одним и тем же постоянным током, то напряжение на конденсаторе будет иметь треугольную форму; в этом суть данной схемы (Рисунок 1).

После того, как схема достигла установившегося состояния, ее работа происходит следующим образом. Когда напряжение на конденсаторе равно $1/3V_{CC}$, на выходе таймера 555 будет высокий уровень, в результате чего диоды D1 и D4 будут смещены в обратном направлении, а D2 и D3 – в прямом. Поэтому конденсатор будет заряжаться через диод D2

постоянным током I_1 , и напряжение на нем будет линейно возрастать до тех пор, пока не достигнет уровня $2/3V_{CC}$. Когда это произойдет, уровень напряжения на выходе таймера станет низким, и диоды D3 и D2 будут смещены в обратном направлении, а D4 и D1 – в прямом, из-за чего конденсатор начнет разряжаться постоянным током I_2 через диод D4.

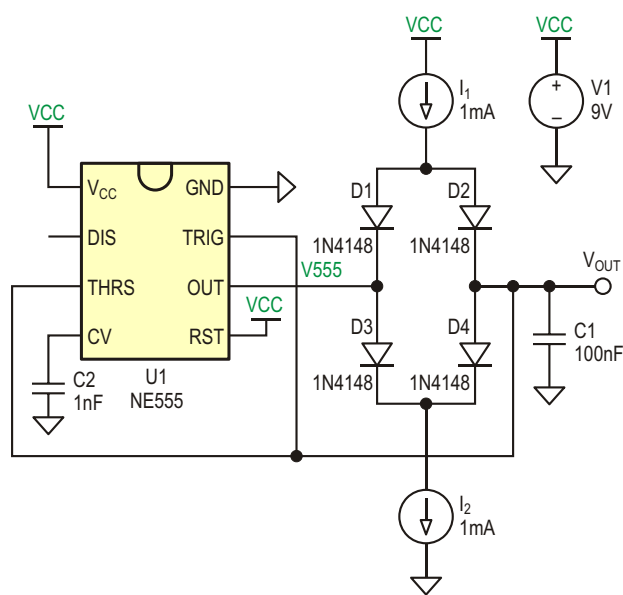


Рисунок 1. Схема генератора треугольных/пилообразных импульсов на основе таймера 555.

Если токи I_1 и I_2 равны, то переход от $1/3V_{CC}$ к $2/3V_{CC}$ будет происходить за такое же время, что и изменение в обратном направлении. Однако, если ток I_1 отличается от I_2 , можно генерировать сигналы другой формы, такие как пилообразные импульсы с положительным или отрицательным наклоном.

Выражения для времени нарастания (T_{RISE}) и спада (T_{FALL}) будут следующими:

$$T_{RISE} = \frac{V_{CC}C}{3I_1} [c];$$

$$T_{FALL} = \frac{V_{CC}C}{3I_2} [c].$$

Если I_1 и I_2 сделать зависимыми от V_{CC} , можно будет устранить зависимость времени от напряжения питания, что сделает приведенные выше выражения для T_{RISE} и T_{FALL} функциями только фиксированных параметров (подробнее об этом ниже). В целях моделирования предположим, что $C = 100$ нФ, $I_1 = I_2 = 2$ мА и $V_{CC} = 9$ В, поэтому $T_{RISE} = T_{FALL} = 150$ мкс. Как видно из Рисунка 2, схема работает правильно.

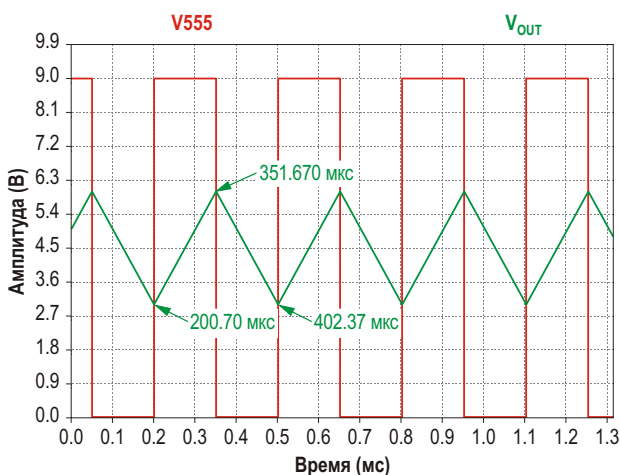


Рисунок 2. Моделирование схемы генератора треугольных и пилообразных импульсов, показанной на Рисунке 1.

Давайте теперь перейдем к реальной схеме и посмотрим на осциллограммы реальных сигналов. Основной принцип остался тем же, но I_1 и I_2 заменены источниками тока, состоящими из одной микросхемы усилителя LM358 и двух транзисторов Q1 и Q2 (Рисунок 3).

Теперь мы должны принять во внимание, что транзисторы Q1 и Q2 никогда не входят в насыщение. Максимальное напряжение коллектора Q1 будет порядка $2/3V_{CC} + 0.7$ В, поскольку $V_{CC} = 9$ В. Поэтому спроектировать схему нужно так, чтобы избежать насыщения, для чего напряжение эмиттера должно быть выше или равно $2/3V_{CC} + 1$ В. Такой же принцип применяется к транзистору Q2. Однако теперь минимальное напряжение на коллекторе Q2 составляет около $1/3V_{CC} - 0.7$ В, поэтому напряжение на эмиттере нужно установить меньшим или равным $1/3V_{CC} - 1$ В. Благодаря отрицательной обратной связи опера-

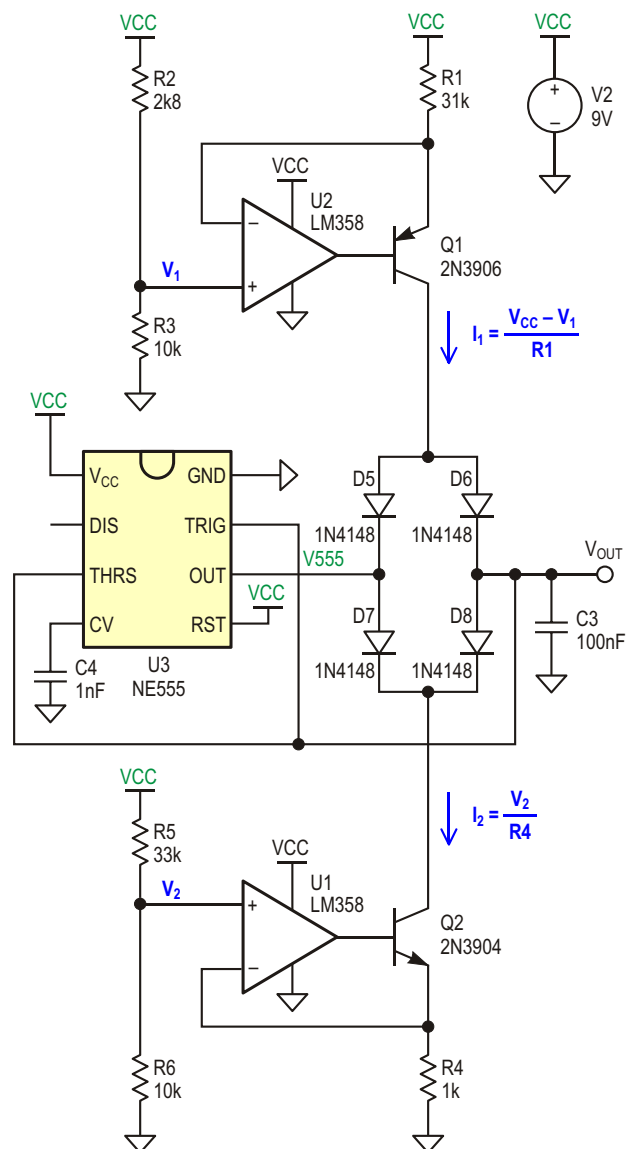


Рисунок 3. Схема генератора треугольных/ пилообразных импульсов с микросхемой LM358 и двумя транзисторами, используемыми в качестве источников тока.

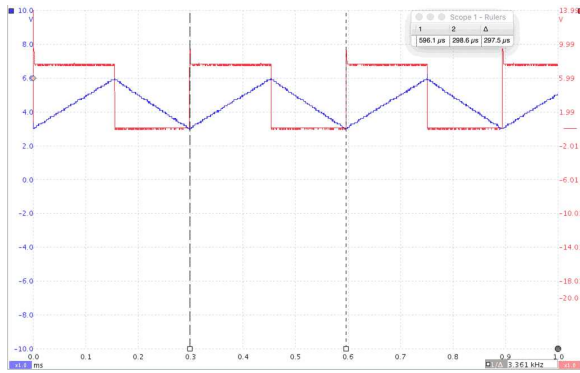


Рисунок 4. Осциллограмма треугольных импульсов из схемы, показанной на Рисунке 1.

ционного усилителя это легко сделать с помощью делителя напряжения (устраняя зависимость от V_{CC} в выражениях 1 и 2), поскольку напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах одинаковы.

В данном конкретном случае $I_1 = I_2 = 2 \text{ mA}$, поэтому должно получиться $T_{RISE} = T_{FALL} = 150 \text{ мкс}$. Выводы подтверждаются импульсами треугольной формы, которые можно увидеть на Рисунке 4.

Таким образом, схема работает правильно, но если к резисторам R1 и R4 последовательно добавить потенциометры по 10 кОм, появится возможность изменять общее сопротивление в эмиттерах и, следовательно, изменять токи I_1 и I_2 . Если, например, потенциометр в эмиттере Q2 вывернуть в 0 Ом, а в

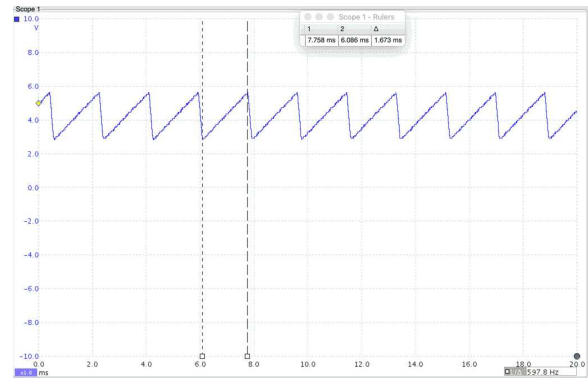


Рисунок 5. Пилообразные импульсы с положительным наклоном, формируемые схемой на Рисунке 1.

эмиттере Q1 – в 10 кОм, то $I_2 = 2/1 \text{ кОм} = 2 \text{ mA}$ и $I_1 = 2/11 \text{ кОм} = 181 \text{ мкА}$, поэтому для того, чтобы зарядить конденсатор, потребуется в 11 раз больше времени (около 1.65 мс), и форма выходных импульсов будет пилообразной (Рисунок 5).

Играя с потенциометрами, можно генерировать сигналы произвольной формы (в определенных пределах). Разумеется, уменьшение сопротивлений R4 или R1 приведет к увеличению токов I_1 и I_2 и уменьшению времени спада или нарастания. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM358](#)
2. [Datasheet Diodes NE555](#)

Микроконтроллер управляет реле через радиочастотные модули

Ricardo Jimenez, Gerardo Quero, Gabriel Lee Álvarez

Electronic Design

В этой конструкции, предназначенной для умного дома, используются два микроконтроллера PIC с беспроводными радиочастотными модулями для управления шестью реле и контроля двух аналоговых сигналов.

В этой статье вы узнаете, как связать два микроконтроллера PIC, используя пару беспроводных модулей передатчика/приемника диапазона 433 МГц, чтобы управлять шестью

реле и контролировать два аналоговых сигнала. Конструкция найдет множество применений, предназначенных для систем умного дома. Комплект используемых в этом устрой-

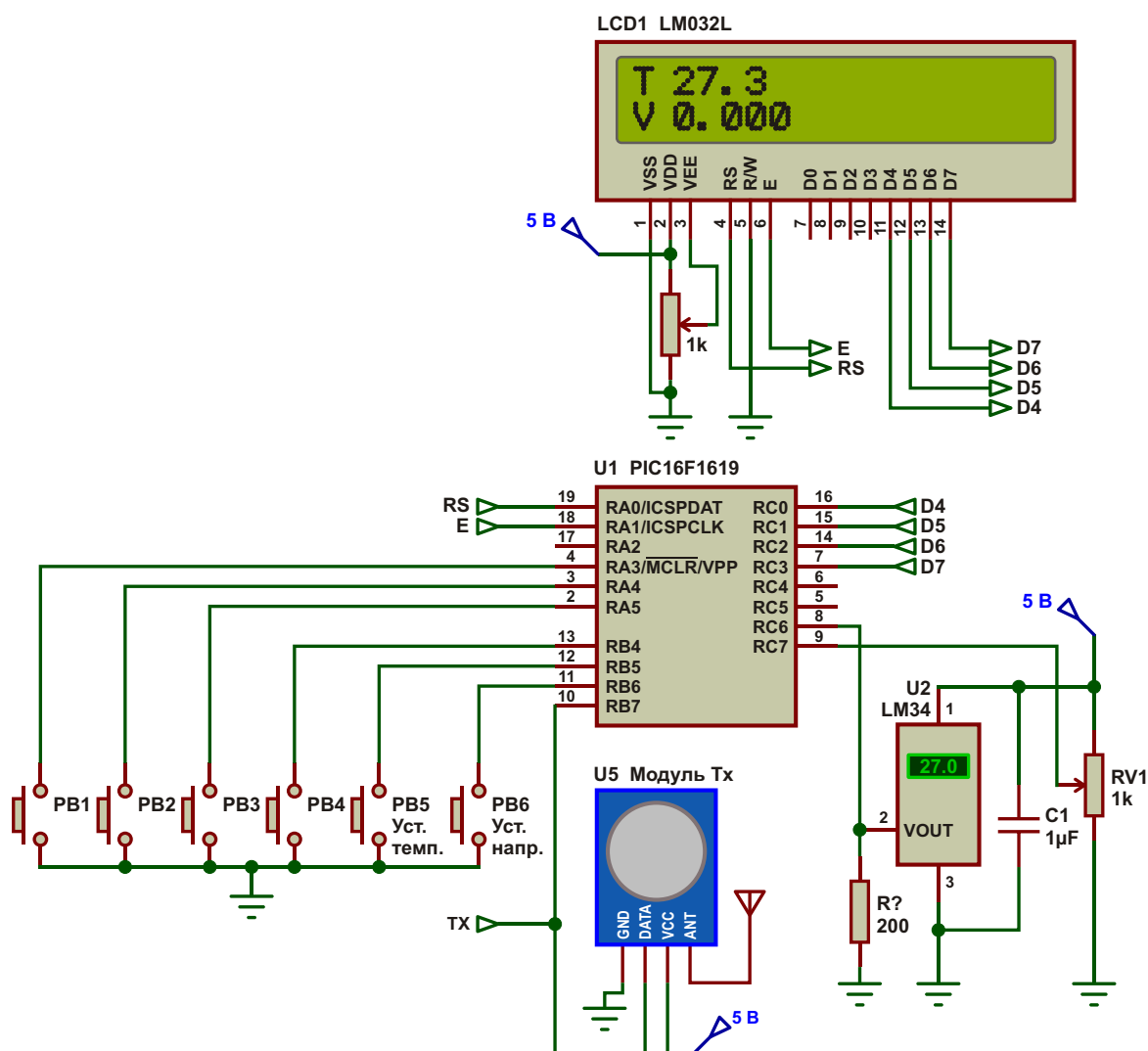


Рисунок 1. Схема передатчика на основе микроконтроллера PIC16F1619.

стве радиочастотных модулей (PT2262/PT2272) можно купить у Digi-Key (P/N: 1597-1223-ND).

На Рисунке 1 изображена схема передатчика на основе микроконтроллера PIC16F1619. Кнопки от PB1 до PB4 позволяют управлять четырьмя реле на стороне модуля приемника, схема которого показана на Рисунке 2.

С помощью кнопок PB5 и PB6 устанавливаются пороговые напряжения для датчика температуры, подключенного к выводу RC6 микроконтроллера, и для потенциометра, подключенного к выводу RC7. Эти два напряжения управляют реле 5 и 6, соответственно, в модуле приемника. Эту функцию можно использовать для работы в качестве термостата в системах кондиционирования.

PB5 и PB6 настроены на установку температуры и напряжения, соответственно. Температура может устанавливаться с шагом 1 °С. Второй сигнал, который можно измерить, – это напряжение. Его можно задавать с шагом 10 мВ, устанавливая максимальное напряжение 4.99 В.

При установке значений температуры и напряжения программно создается интервал, в котором их состояние не меняется. Это называется гистерезисом. При изменении температуры на ± 1 °С напряжение меняется на 10 мВ. Если напряжение или температура находятся в пределах двух интервалов, реле остаются в последнем активном состоянии, включенном или выключенном. Это используется для того, чтобы избежать повреждения подключенных реле.

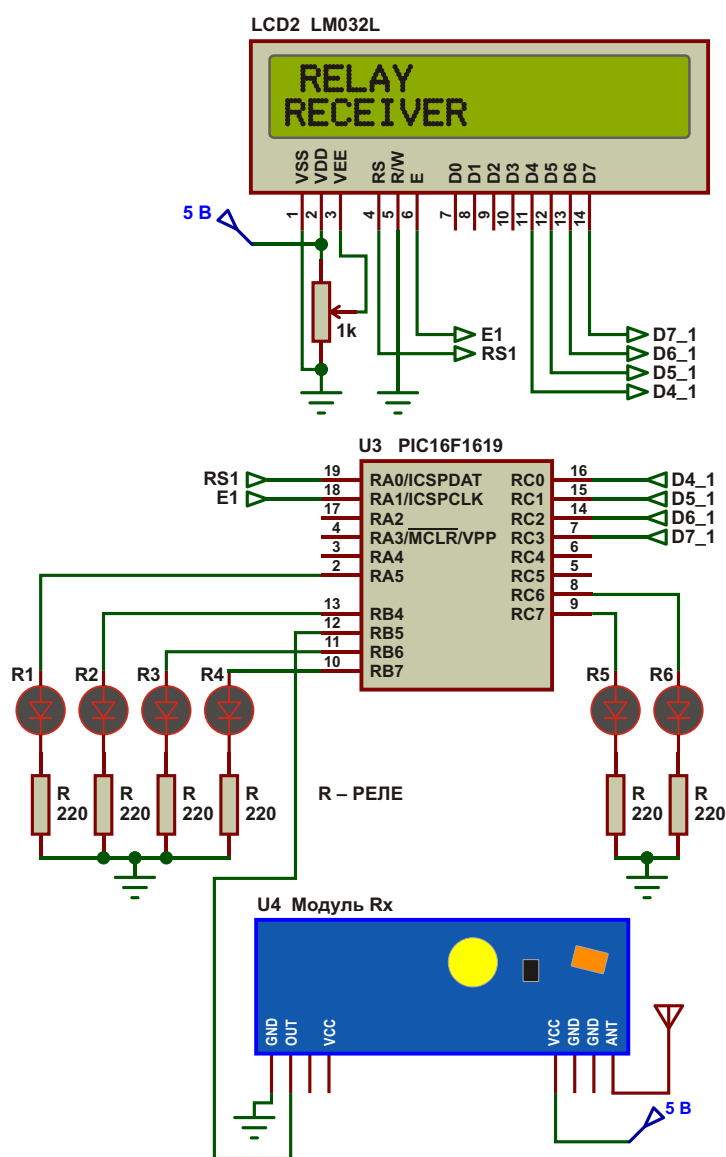


Рисунок 2. Схема приемника на основе микроконтроллера PIC16F1619, управляющая шестью реле.

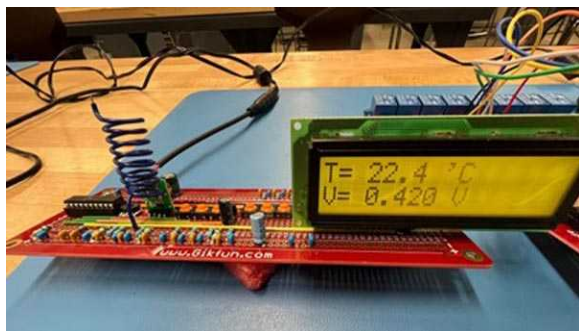


Рисунок 3. Макетная плата передатчика в сборе.

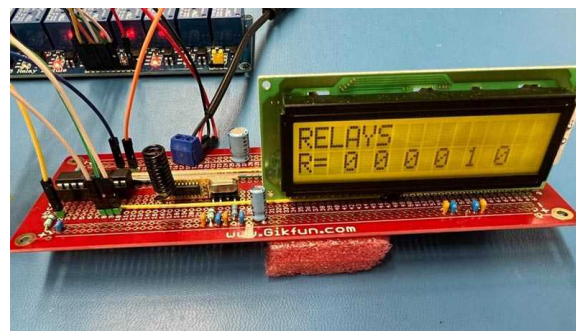


Рисунок 4. Дисплей на макетной плате приемника показывает состояние реле.

В Листингах 1 и 2, доступных в разделе Загрузки, приведены исходные коды для передающего и приемного модулей, соответственно. Модуль передатчика отображает фактическую температуру, измеряемую датчиком LM34, и напряжение, поступающее с подстроечного потенциометра. Модуль приемника отображает состояние каждого реле.

В этой схеме используются улучшенные модули USART (EUSART), интегрированные в два микроконтроллера PIC16F1619 и PIC16F1614. Связь между обоими устройствами (Rx и Tx) осуществляется в полнодуплексном режиме.

Установление связи необходимо начинать со стартового бита определенной длительности, чтобы предупредить приемник о том, что сейчас будет передан пакет данных. Это позволяет тактовому генератору приемника

начать синхронизацию с нулевого бита. Затем каждый бит отправляется индивидуально, начиная с младшего бита, и заканчивая старшим. Каждый бит имеет одинаковый период. Как только все биты переданы, приемник должен дождаться стоп-бита высокого уровня, указывающего на конец передачи.

На Рисунках 3 и 4 показаны реально собранные схемы на двух макетных платах. **РЛ**

Ссылка

1. Jimenez, Ricardo, and Alvarez, Gabriel L. "[Microcontroller Sends Voltage and Frequency via Low-Cost Modules](#)"

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip PIC16F1619](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM34](#)

Загрузки

[Исходные коды для передающего и приемного модулей](#)



Беспроводная «батарея» питает маломощные устройства

Carlos Cossio

EDN

Беспроводное подключение – это растущая тенденция в портативных потребительских гаджетах. Однако конструкции не могут обеспечить истинной мобильности из-за короткого времени автономной работы, поэтому все равно нужен шнур питания, чтобы подключать устройство к электросети для получения необходимой энергии или подзарядки аккумуляторов. Однако, благодаря низким требованиям к энергопотреблению современных электронных устройств, их можно питать без проводов. В этой статье

описан простой подход к беспроводной передаче энергии маломощным устройствам на расстояние до 10 см. В схеме, работающей на частоте 13.56 МГц, используется принцип резонансно-индуктивной связи. Система состоит из радиочастотного передатчика энергии и радиочастотного приемника энергии.

Схема передатчика, содержащая генератор, работающий на частоте 13.56 МГц, показана на Рисунке 1. Генератор основан на КМОП инверторе CD4069, питающемся от батареи 9 В для получения большого размаха

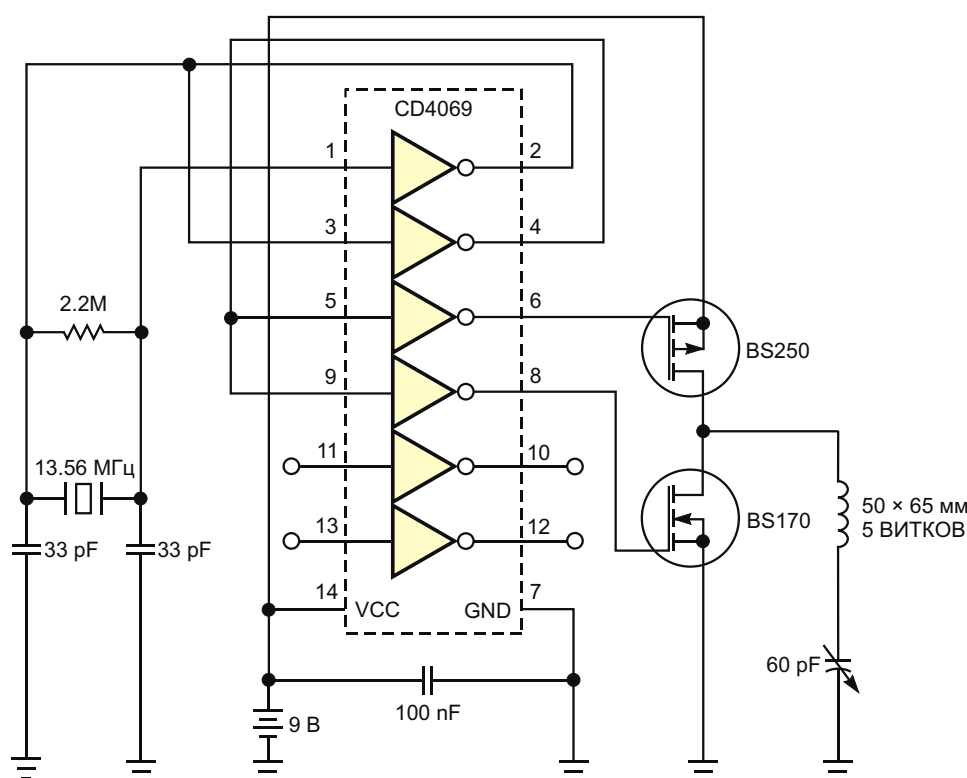


Рисунок 1. Простая схема генератора 13.56 МГц питает катушку антенны, передающую энергию приемной схеме на Рисунке 2.

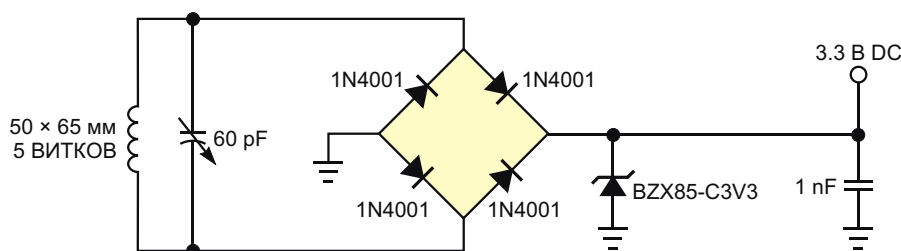


Рисунок 2. Приемник выпрямляет сигнал генератора на Рисунке 1, питая маломощные потребительские устройства.

напряжения. Далее сигнал генератора подается на двухтактный выходной каскад, состоящий из двух малосигнальных MOSFET, обеспечивающих достаточный ток в выходной катушке. Выходной сигнал излучается наружу с помощью последовательного резонансного LC-контура, включающего катушку и переменный конденсатор емкостью 60 пФ, настроенного на частоту 13.56 МГц.

На Рисунке 2 показана схема приемника с LC-цепью, настроенной на несущую частоту 13.56 МГц, которая состоит из катушки и включенного параллельно переменного конденсатора емкостью 60 пФ. Мостовой выпрямитель, содержащий четыре диода 1N4001, выпрямляет высокочастотную мощность. КПД выпрямления составляет примерно 50%. Для того, чтобы выходное напряжение достигало 3.3 В, переменное напряжение на выводах катушки должно составлять 9 В пик-пик. Параллельный стабилизатор на стабилитроне 3.3 В обеспечивает ограничение напряжения выше 3.3 В, предотвращая вари-

ации уровня мощности при изменении расстояния. Конденсатор 1 нФ после выпрямителя выполняет блокировочную функцию. Две идентичные спиральные антенны сделаны из пяти витков эмалированной медной проволоки диаметром 1 мм, свернутой в форме прямоугольника размером 50 × 60 мм.

Если приложение должно работать на большем расстоянии, схему можно улучшить, увеличив напряжение источника питания до 15 В для увеличения размаха напряжения на катушке передатчика, что позволяет КМОП микросхема, используемая в схеме генератора. Кроме того, дальность действия можно увеличить, если со стороны передатчика и приемника использовать катушки большего размера. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4069UB](#)
2. [Datasheet Vishay BS170](#)
3. [Datasheet Vishay BS250](#)

Скоростью двигателя постоянного тока управляет свет

Firas Mohammed Ali Al-Raie

Electronic Design

Эта схема управления на основе микроконтроллера 8051 с помощью фотодатчиков регулирует скорость небольшого двигателя постоянного тока с постоянными магнитами (Рисунок 1). Схема может найти применение в системах слежения за светом для регулировки скорости следящего двигателя в зависимости от интенсивности падающего света. Ее также можно изменить для одновременного управления более чем одним двигателем.

Схема и программа устанавливают три уровня скорости двигателя, в зависимости от состояния двух фотодатчиков, подключенных

к микроконтроллеру. Входной порт микроконтроллера (Порт 1) измеряет уровень напряжения каждой схемы фотодатчика, в то время как программой, хранящейся в памяти микроконтроллера, на выводе выходного порта (Порт 2) формируется ШИМ-сигнал, необходимый для управления схемой двигателя.

Скорость двигателя можно регулировать интенсивностью света, попадающего на фоторезисторы LDR1 и LDR2. Эти фоторезисторы управляют смещениями двух транзисторов, подключенных через входной инвертирующий буфер (74LS240) к Порту 1 микрокон-

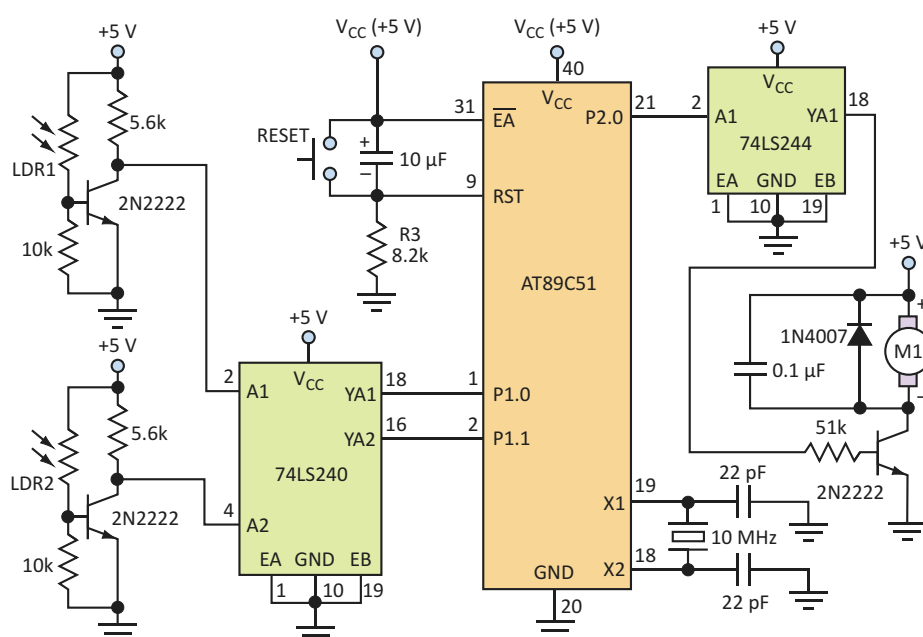


Рисунок 1. В этой схеме управления скоростью вращения двигателя постоянного тока используются стандартные доступные компоненты. Скорость двигателя определяется светом, падающим на два независимых фоторезистора.

троллера AT89C51. Базовые и коллекторные резисторы схемы фотодатчика были выбраны опытным путем, чтобы правильно установить области отсечки и насыщения транзисторов. Выходной сигнал Porta 2 микроконтроллера подается на схему двигателя через неинвертирующий буфер 74LS244.

Когда свет не падает на какой-либо фотодатчик, его сопротивления будут большими (достигая примерно 1 МОм) и, таким образом, транзистор выключится. Тогда напряжение на коллекторе этого транзистора будет высоким (+5 В). При увеличении светового потока, падающего на фоторезистор, его сопротивление уменьшается, достигая примерно 1 кОм при полном освещении, тем самым, вызывая включение связанного с ним п-р-п транзистора. В этом случае напряжение на коллекторе транзистора будет низким.

Для инвертирования уровней сигналов на коллекторах транзисторов используется микросхема инвертирующего буфера 74LS240. Этот буфер также используется для защиты Porta 1 микроконтроллера 8051.

Буфер 74LS244 защищает Порт 2 микроконтроллера от цепи двигателя и обеспечивает ток, достаточный для управления выходным транзистором. Двигатель постоянного тока подключен к источнику питания +5 В через управляющий транзистор. Обратный диод подключен к двигателю для защиты транзистора от любых обратных выбросов напряжения. Конденсатор в цепи двигателя устраняет электромагнитные помехи и шумы, возникающие во время работы мотора.

Когда сигнал на выходе P2.0 имеет уровень «лог. 1», ток проходит через буфер и базу управляющего транзистора. Соответственно, включаются управляющий транзистор и двигатель постоянного тока. На выводе P2.0 вырабатывается ШИМ сигнал, среднее

значение которого регулирует скорость двигателя через управляющий транзистор. Этот сигнал формирует программа, хранящаяся в памяти микроконтроллера 8051 и доступная для скачивания в разделе Загрузки.

Управляющая программа была преобразована в машинный hex-код с использованием ассемблера ASEM-51, а затем прошита во флэш-память AT89C51 с помощью коммерческого универсального программатора. Выбор необходимой скорости достигается за счет управления светом, падающим на LDR1 и LDR2 (Таблица 1).

Таблица 1. Уровни скорости двигателя постоянного тока

LDR2	LDR1	Коэффициент заполнения	Скорость двигателя
ВЫКЛ.	ВЫКЛ.	0%	Останов
ВЫКЛ.	ВКЛ.	25%	Минимальная
ВКЛ.	ВЫКЛ.	50%	Средняя
ВКЛ.	ВКЛ.	100%	Максимальная

Порт 1 определен как входной порт, а Порт 2 – как выходной. Сигнал, принятый Портом 1, маскируется двоичным числом 00000011 с помощью логической инструкции ANL, чтобы проверить значение, полученное Портом 1, в зависимости от состояний фотодатчиков. Это значение сравнивается с 00, 01, 02 и 03, чтобы отправить соответствующий ШИМ сигнал в цепь управления двигателем. Подпрограмма задержки включена для создания необходимого времени задержки для требуемых сигналов ШИМ. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip AT89C51](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74LS240](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74LS244](#)

Загрузки

[DC motor speed control](#)



Генератору Хартли не нужны связанные катушки индуктивности

Jim McLucas

EDN

Изучите традиционные схемы генератора Хартли, и вы заметите их отличительную черту: катушку индуктивности с отводом, которая определяет частоту колебаний и обеспечивает обратную связь, поддерживающую колебания. Хотя рассчитать общую индуктивность, необходимую для данной частоты, можно легко, определение коэффициента связи k сопряжено с техническими трудностями и может потребовать экспериментальной оптимизации, иными словами, метода «проб и ошибок». В этой статье представлена альтернативная эквивалентная схема, позволяющая смоделировать схему перед созданием прототипа.

На Рисунке 1 показаны эквивалент настроенной схемы генератора Хартли и номиналы компонентов для частоты 18 МГц.

Взаимная индуктивность равна

$$L_M = k\sqrt{L_1 L_2}.$$

Формулы для эквивалентной схемы имеют вид:

$$\frac{L_A}{L_B} = \frac{L_M}{L_2 + L_A} = \frac{L_2 + L_M}{L_2 + L_M}$$

и

$$\frac{L_C}{L_1} = \frac{L_A}{L_1 + L_C} = \frac{L_1 + L_M}{L_1 + L_M}.$$

Остальные формулы для эквивалентной схемы таковы:

$$C_A = \frac{1}{(2 f_0)^2 L_A},$$

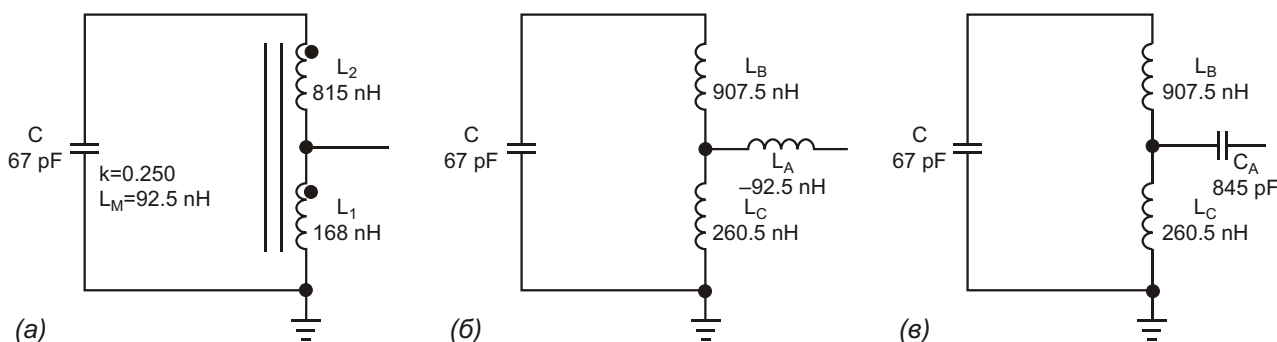


Рисунок 1. Резонансный контур традиционного генератора Хартли состоит из катушки индуктивности с отводом и конденсатора (а). При учете взаимной связи между обмотками получается эквивалентная схема с отрицательной индуктивностью (б). Замена отрицательной индуктивности конденсатором дает легко моделируемую эквивалентную схему (в).

$$f_0 = \frac{1}{2 \sqrt{(L_B L_C) C}}$$

и

$$C_A = \frac{1}{(2 f_0)^2 k \sqrt{L_1 L_2}}$$

К сожалению, истинно эквивалентная схема требует отрицательной индуктивности L_A . Однако для частот, близких к резонансной частоте f_0 , отрицательную индуктивность можно заменить конденсатором, как на Рисунке 1в, где C_A заменяет L_A . Обратите внимание, что в эквивалентной схеме не

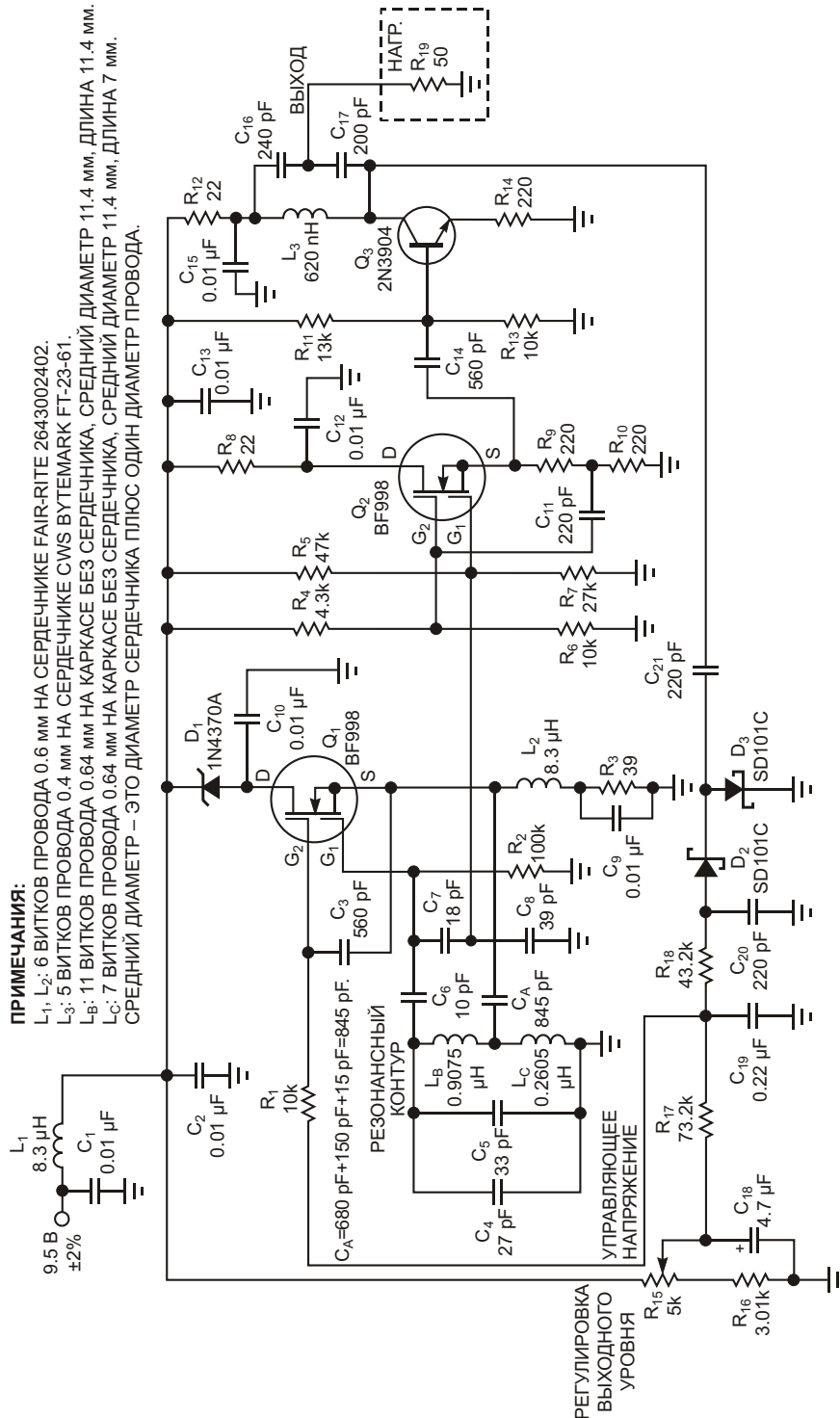


Рисунок 2. В этом 18-мегагерцовом генераторе с буферизованным выходом используется резонансный контур, работа которого не зависит от взаимной связи катушек индуктивности.

были учтены паразитные сопротивления и емкости обмоток.

На Рисунке 2 показаны генератор и выходной буфер, построенные на основе эквивалентной схемы. Собранный макет схемы в целом работал так, как ожидалось после первоначального моделирования в Spice. Во время тестирования номиналы нескольких компонентов потребовали коррекции, и несколько итераций анализа в Spice в итоге привели к окончательной схеме.

Резонансный контур схемы состоит из элементов L_B , L_C , C_4 и C_5 , а также включает в себя емкость делителя напряжения C_6 , C_7 и C_8 – примерно 6 пФ, включая входные емкости транзисторов Q_1 и Q_2 и некоторую паразитную емкость. Общая емкость контура 66 пФ приблизительно соответствует расчетному значению 67 пФ. Конденсаторы, подключаемые к резонансному контуру, должны иметь керамический диэлектрик с температурным коэффициентом NPO.

Катушки L_B и L_C намотаны на каркасе без сердечника; их оси расположены под прямым углом друг к другу, чтобы свести к минимуму паразитную связь. Однако на их индуктивности влияет вибрация, и в окончательной конструкции обе катушки должны быть намотаны либо на диэлектрических сердечниках, либо на тороидальных, если температурные коэффициенты индуктивности катушек на тороидальных сердечниках приемлемы для предполагаемого применения.

Описание конструкций обеих катушек можно найти в [1]; там же показано, как регулировкой расстояния между витками настроить генератор точно на 18 МГц. При более строгом подходе к конструированию можно измерить индуктивности катушек перед установкой, но паразитные эффекты могут потребовать некоторой дополнительной регулировки.

Емкостной делитель напряжения C_6 , C_7 и C_8 обеспечивает нужные уровни сигналов, подаваемых на транзисторы Q_1 и Q_2 . Поскольку эффективная емкость делителя, «видимая» колебательным контуром, составляет всего 6 пФ, оставшиеся 60 пФ, состоящие из C_4 и C_5 , можно заменить конденсатором переменной емкости, если конструкция требует возможности перестройки частоты генератора. В этом примере выходной каскад,

состоящий из транзистора Q_3 и связанных с ним компонентов, потребует модификации для расширения полосы пропускания, если диапазон перестройки генератора должен превышать ± 2 МГц.

Положительная обратная связь, создаваемая конденсатором C_3 , включенным между затвором 2 транзистора Q_1 и его истоком, обеспечивает дополнительное усиление и снижает и без того низкую входную емкость затвора 1 до значения, равного примерно 2.1 пФ [2]. Катушка L_2 индуктивностью 8.3 мкГн с сопротивлением постоянному току менее 2 Ом, включенная в исток транзистора Q_1 , имеет относительно высокий импеданс на частоте 18 МГц и обеспечивает путь для постоянного тока от истока Q_1 к земле через резистор R_3 . На частоте 18 МГц импеданс L_2 состоит из индуктивного сопротивления порядка 940 Ом и параллельного сопротивления около 3.5 кОм, что образует дроссель с очень низкой добротностью. При условии, что его индуктивность и реактивное сопротивление приблизительно соответствуют первоначальным значениям L_2 , можно заменить L_2 дросселем физически меньшего размера. Свойства дросселя L_1 менее критичны, но он должен иметь низкую добротность от 4 до 6 и сопротивление постоянному току примерно 5 Ом или меньше. В качестве L_1 можно использовать стандартный дроссель, если он соответствует этим требованиям.

Истоковый повторитель Q_2 управляет выходным каскадом, в котором для преобразования выходной нагрузки 50 Ом в 285 Ом на коллекторе Q_3 используется П-образная согласующая цепь. Увеличение напряжения на затворе 2 транзистора Q_2 на половину выходного напряжения каскада с помощью конденсатора C_{11} увеличивает усиление и динамический диапазон истокового повторителя, а также уменьшает его входную емкость.

Для регулировки уровня выходного сигнала схемы в примерном диапазоне от 0.9 В пик-пик до 1.5 В пик-пик при нагрузке 50 Ом можно использовать потенциометр R_{15} . При постоянной комнатной температуре около 23 °C частота остается стабильной, а схема, управляющая уровнем выходного сигнала, сохраняет устойчивость даже при отсутствии нагрузки на выходе. Для приложений с фиксированной частотой нагруженная доброт-

ность выходной цепи, равная 4, обеспечивает достаточную полосу пропускания, чтобы исключить необходимость перенастройки при небольших изменениях частоты.

Чтобы установить безопасный максимум уровня выходного сигнала, нужно подключить к выходу нагрузку 50 Ом, а затем настроить выходное напряжение равным 1.5 В пик-пик. Напряжение, приложенное между стоком и истоком транзистора Q_1 , останется на безопасном уровне при любых нагрузках от 50 Ом до холостого хода, даже если уровень выходного напряжения увеличивается по мере увеличения сопротивления нагрузки. Чтобы не превысить максимально допустимое напряжение 12 В между стоком и истоком транзистора Q_1 , установленное выходное напряжение при нагрузке 50 Ом не должно быть больше 1.5 В. Обратите внимание, что стабилитрон D_1 снижает напряжение на стоке Q_1 , чтобы обеспечить дополнительный запас надежности.

В предыдущей статье [3] усиление генератора устанавливалось операционным усилителем и диодным выпрямителем, которые вырабатывали управляющее напряжение, подаваемое на затвор 2 транзистора Q_1 . В данной конструкции той же цели служит простая пассивная цепь. Часть сигнала с коллектора транзистора Q_3 подается на удвоитель напряжения, состоящий из элементов

D_2, D_3, C_{20} и C_{21} . Часть отрицательного выходного напряжения удвоителя подается в точку соединения R_{18} и C_{19} – узел управляющего напряжения, куда через резистор R_{17} также приходит положительное напряжение от потенциометра R_{15} , и результирующее напряжение задает уровень выходного сигнала. При включении схемы на затворе 2 транзистора Q_1 присутствует только положительное напряжение, и благодаря максимальному усилению Q_1 генератор легко запускается. По достижении установившегося режима управляющее напряжение уменьшается и поддерживает амплитуду колебаний, установленную регулятором выходного уровня. **РЛ**

Ссылки

1. Reed, Dana G, Editor, "Calculating Practical Inductors," ARRL Handbook for Radio Communications, 82nd Edition, American Radio Relay League, 2005, pg 4.32.
2. "Practical FET Cascode Circuits, Designing with Field-Effect Transistors," Siliconix Inc, 1981, pg 79.
3. Jim McLucas. [Высокостабильный генератор гармонических колебаний 18 МГц с низкими искажениями и автоматической регулировкой уровня выходного сигнала.](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP BF998](#)
2. [Datasheet Vishay SD101C](#)



РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Если вам
небезразличны темы:

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

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

приглашаем к сотрудничеству!