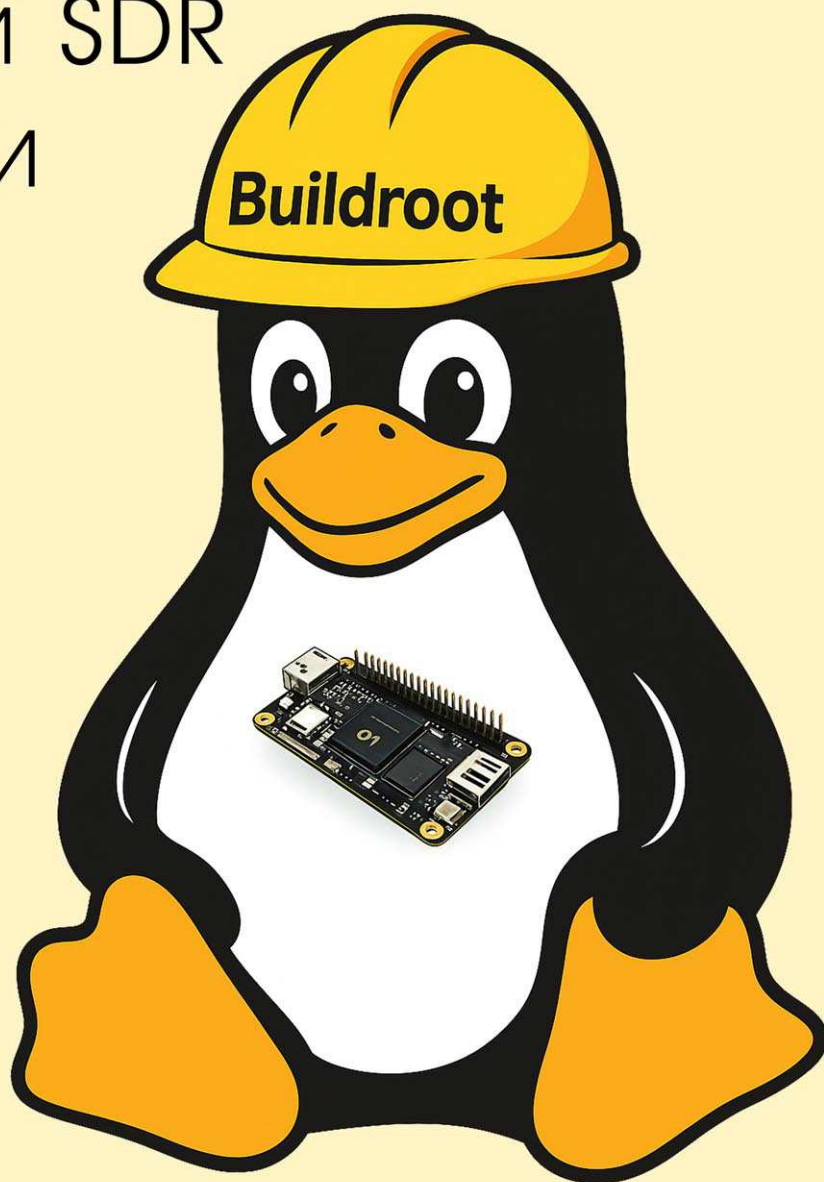




СБОРКА СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОГО LINUX-ДИСТРИБУТИВА ДЛЯ LICHEE RV DOCK С ПОДДЕРЖКОЙ SDR ПРИ ПОМОЩИ BUILDROOT





РадиоЛоцман.Журнал

www.rlocman.ru/magazine

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



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



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

М. Басков

Д. Захаров

В. Колесник

С. Муратчаев

А. Николаев

М. Шустов

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

При любом использовании материалов, опубликованных в журнале, ссылка на 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 «Росэл» презентовал в Дубае первый отечественный цезиевый стандарт частоты и времени
- 4 Маломощный мост I²C/SPI – UART от Diodes повышает надежность взаимодействия сетевых узлов автомобиля
- 5 Первые в России полупрозрачные солнечные панели для фасадов зданий представили НИТУ МИСИС и «Норникель»
- 6 НИИЭТ расширяет линейку микроконтроллеров на основе санкционно-стойкой архитектуры RISC-V
- 8 Qorvo представляет микросхему формирователя диаграммы направленности для компактных энергоэффективных терминалов спутниковой связи Ku-диапазона
- 8 Ученые нашли ключ к масштабированию квантовых компьютеров
- 10 Стало возможным четырехканальное измерение сигналов термопар с точностью $\pm 1.5^\circ\text{C}$
- 11 50-ваттный толстопленочный резистор Vishay обеспечит высокую надежность автомобильных приложений

Статьи

- 12 Сборка специализированного Linux-дистрибутива для Lichee RV Dock с поддержкой SDR при помощи Buildroot
- 18 Увеличение битового разрешения с помощью передискретизации
- 21 Электрическая модель солитона на реверсивной логике
- 24 Аналоговые удвоители частоты
- 26 Когда в импульсных источниках питания пропускаются импульсы
- 29 Термокомпенсированный антилогарифмический усилитель, не требующий калибровки
- 34 Управление щеточными двигателями постоянного тока
- 38 Ячейка памяти – трехполюсник
- 41 Практика использования генераторов дугового разряда любительского уровня
- 45 Простое расширение дифференциального усилителя создает квадратичную характеристику
- 47 Возвращаясь к классическому аудиоусилителю μPC1237
- 50 Необычная схема на транзисторе 2N3904
- 52 Базовые элементы логики с памятью состояния
- 55 Основы гибридных реле: почему инженеры переходят на более интеллектуальные решения

Схемы

- 58 Простой, но точный двухпроводный передатчик токовой петли 4-20 мА для платинового датчика температуры
- 60 Нажал – включил, нажал – выключил для 48-вольтовых систем с коммутацией верхней шины
- 62 Формирование сигнала для платиновых датчиков температуры
- 65 Сделайте автоматический переключатель резерва с помощью простой аналоговой электроники
- 68 Источник питания с широким диапазоном входных напряжений
- 70 Резисторный оптрон с экспоненциальным управлением
- 72 Схема подбора конденсаторов
- 74 Положительная аналоговая обратная связь линеаризует передатчик токовой петли 4-20 мА для PRTD
- 77 Схема счетчика-делителя на 1.5
- 78 В драйвере светодиода сочетаются высокая скорость и точность
- 80 Обобщенные формулы проектирования ШИМ-интерфейса понижающего регулятора
- 82 Микро мощный КМОП-генератор потребляет 0.5 мкА
- 83 Фиктивные контакты, дребезжащие по заказу
- 86 Логические элементы с входной и/или выходной статической или динамической памятью
- 89 Внешний аккумулятор остается «живым»
- 90 Схема управляет логометрическим или одновременным включением нескольких шин питания
- 94 Снижение пульсаций в регуляторах напряжения, вносимых ШИМ-контроллерами
- 98 Использование в электронных часах высокоточного опорного генератора 10 МГц
- 101 Цифровой частотный детектор
- 104 Двуполярный преобразователь на основе понижающего регулятора и двух дросселей
- 106 Вставить PRTD в слот термистора. А это возможно?
- 111 Защитите свой повышающий преобразователь
- 113 Микрофонный предусилитель с фантомным питанием – низкий уровень шума, профессиональное качество
- 116 Контроллер двигателя потребляет ничтожную мощность
- 119 Контроллер горячей замены для приложений с двуполярным питанием
- 122 Амперы $\times$ вольты = ватты
- 124 Преобразователь напряжения в период обеспечивает высокую линейность и большую скорость
- 126 Нелинейность ШИМ, которую не может исправить программа
- 129 Схема кнопки с фиксацией включения-выключения

«Росэл» презентовал в Дубае первый отечественный цезиевый стандарт частоты и времени

Демонстрация состоялась в рамках крупнейшей международной выставки инноваций и стартапов, проходящей в Dubai World Trade Center

Холдинг «Росэл» Госкорпорации Ростех впервые представил на международной выставке GITEX Global 2025 в Дубае цезиевый стандарт частоты и времени-2021 (ЦСЧВ-2021). Устройство применяется для сверхточной синхронизации аппаратуры связи в мобильных сетях, центрах обработки данных, метрологических, навигационных и космических системах. Также изделие предназначено для проведения научных исследований.



ЦСЧВ-2021 – высокотехнологичный прибор, генерирующий стабильные сигналы, относительно которых выполняется точная настройка и поверка телекоммуникационного оборудования. Устройство оснащено атомно-лучевой трубкой, где в качестве рабочего вещества используется цезий-133 – единственный стабильный изотоп этого химического элемента. По своим параметрам изделие

соответствует лучшим мировым аналогам и способно прослужить не менее десяти лет.

В составе холдинга «Росэл» оборудование разрабатывало НПП «Исток» им. Шокина. Все основные комплектующие производятся непосредственно на предприятии.

«Для нас важно, что российские научно-технические разработки выходят на международный уровень. Презентация цезиевого стандарта частоты и времени на GITEX Global – подтверждение того, что отечественные приборы соответствуют мировым требованиям по точности и надежности. Такие решения востребованы в глобальной индустрии – от связи и навигации до дата-центров и аэрокосмических проектов», – рассказал директор по цифровой трансформации НПП «Исток» им. Шокина Виталий Александров.

На выставке «Росэл» также представил серию сервисных маршрутизаторов для сетей уровня доступа корпоративного класса. Программное обеспечение устройства – полностью российская разработка. Изделия обеспечивают управление трафиком и повышают стабильность работы сети.

GITEX Global 2025 – крупнейшая международная выставка инноваций и стартапов, проходящая с 13 по 17 октября в Dubai World Trade Center. Ежегодно мероприятие собирает десятки тысяч участников, инвесторов и экспертов в области цифровых технологий, промышленности и ИТ.

Маломощный мост I²C/SPI – UART от Diodes повышает надежность взаимодействия сетевых узлов автомобиля

Компания Diodes представила микросхему PI7C9X762Q – высокоэффективный интерфейсный мост между I²C/SPI и двухканальным UART, предназначенный для авто-

мобильных приложений. Низкое энергопотребление устройства во время работы и в спящем режиме делает его идеальным решением для электромобилей. Ключевые обла-



ти применения включают интеллектуальные приборные панели, центральные контроллеры, контроллеры модулей ввода/вывода, современные системы помощи водителю, телематику и локальные шлюзы связи.

PI7C9X762Q обеспечивает полное двунаправленное преобразование протоколов и поддерживает тактовую частоту SPI до 33 Мбит/с. UART содержит 64 байта буфера FIFO приема/передачи с программируемыми уровнями переключения. Устройство поддерживает программируемое форматирование символов, включая 5-, 6-, 7- или 8-битные символы, контроль четности, нечетности или

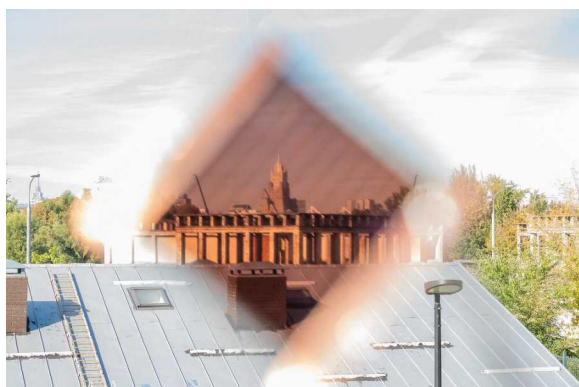
отсутствие контроля, а также 1, 1.5 или 2 стоповых бита. Набор внутренних регистров устройства обратно совместим с аналогичными UART, представленными на рынке, что упрощает разработку и миграцию программного обеспечения.

Мост UART, выпускаемый в очень компактном 32-контактном корпусе TQFN размером 5 мм × 5 мм, содержит до восьми программируемых универсальных выводов ввода-вывода (GPIO), обеспечивая гибкие возможности проектирования. Он также поддерживает расширенные функции, включая автоматическое аппаратное и программное управление потоками данных, что обеспечивает стабильное, безопасное и экономичное решение для надежного взаимодействия сетевых узлов. Дополнительные функции включают поддержку дробных скоростей передачи данных, а функция программного сброса позволяет сбросить UART в любой момент, независимо от сигнала аппаратного сброса.

При заказе от 1000 устройств PI7C9X762Q их можно купить по цене \$3.68 за одну микросхему. Доступна также версия PI7C9X762, соответствующая требованиям промышленных и коммерческих приложений.

Первые в России полупрозрачные солнечные панели для фасадов зданий представили НИТУ МИСИС и «Норникель»

Центр палладиевых технологий «Норникеля» совместно с НИТУ МИСИС представили первые масштабируемые образцы полупрозрачных солнечных модулей из перовскитов для установки на стеклянных фасадах и



крышах зданий. Технология Building Integrated Photovoltaics (BIPV) позволяет превратить архитектурные элементы в источник электроэнергии, сохраняя при этом естественную освещенность и обеспечивая защиту от перегрева.

Технология Building Integrated Photovoltaics подразумевает встраивание солнечных модулей в конструкцию здания: фасады, крыши, окна, балконные ограждения. Такие решения позволяют получать электроэнергию прямо с поверхности здания, снижать его энергопотребление и при этом сохранять эстетический облик и естественную освещенность помещений.

Панель можно установить как в частный дом, так и на промышленные объекты пред-

приятый. В отличие от кремниевых солнечных модулей, которые чаще всего устанавливают на крыши и отдельные солнечные поля, перовскитные полупрозрачные панели впервые в России можно интегрировать прямо в стеклянные фасады и окна. Уникальные свойства перовскитов позволяют преобразовывать солнечную энергию при облачной погоде и низкой освещённости.

«Коллектив учёных Университета МИСИС под руководством молодого талантливого доктора наук Данилы Саранина на протяжении ряда лет разрабатывает технологии и материалы для альтернативной энергетики, ведёт исследования в области увеличения срока эксплуатации и коэффициента полезного действия солнечных элементов нового поколения. В вузе создана технологическая база для перехода от лабораторных образцов к масштабируемым прототипам и испытаниям солнечных модулей на основе перовскитов», — сказала ректор НИТУ МИСИС Алевтина Черникова.

Инновационные полупрозрачные панели можно установить в стеклянные поверхности. Они сочетают высокую прозрачность более 30% с эффективным преобразованием солнечного излучения в электроэнергию. Такое сочетание делает возможным одновременное выполнение трёх функций: генерацию электроэнергии, естественное освещение помещений и отражение теплового излучения.

«В основе технологии лежат тонкие перовскитные плёнки толщиной менее одного микрона, нанесённые методом печати на стеклянную подложку. Ключевой инновацией стало использование прозрачных многослойных электродов с добавлением палладия, устойчивых к окислению. Нанесение тонкого слоя палладия практически не влияет на себестоимость технологии, но значительно повышает ее устойчивость к влаге, воздуху и перепадам температур. Этот металл традиционно применяется в микроэлектронике и нефтехимии, однако нам удалось раскрыть его потенциал для создания долговечных прозрачных электродов в солнечных модулях», — добавил д.т.н. Данила Саранин, заведующий лабораторией перспективной солнечной энергетики НИТУ МИСИС.

По расчётам, каждый квадратный метр панели способен вырабатывать до 150 Вт электроэнергии, превращая стеклянные поверхности в активные элементы энергосистемы здания. Такой подход позволяет компенсировать от 15 до 40% энергозатрат зданий со стеклянными фасадами и панорамными окнами. Для офисного центра с остеклением 3000 м² это даёт до 45 кВт установленной мощности и около 55,000 кВт·ч в год. В агроvoltaике тепличный комплекс площадью 1 гектар со стеклянным покрытием может производить в масштабах сотен кВт·ч в год, обеспечивая до половины собственных энергозатрат.

НИИЭТ расширяет линейку микроконтроллеров на основе санкционно-стойкой архитектуры RISC-V

Линейка микроконтроллеров разработки воронежского НИИ электронной техники, основанных на архитектуре RISC-V, пополняется новыми изделиями. До конца года разработчикам аппаратуры станут доступны образцы двух новых ИМС. Одна из них — двухъядерный 32-разрядный микроконтроллер архитектуры RISC-V K1921BG1T, предназначенный в первую очередь для построения на его основе систем автоматического управления со сложными алгоритмами. Обладая двумя процессорными ядрами с тактовой частотой до 204 МГц, флеш-памятью программ объемом 4 Мбайт, оперативной

памятью SRAM 1 Мбайт и флеш-памятью данных 512 Кбайт, данное изделие станет самым мощным в линейке микроконтроллеров НИИЭТ на основе RISC-V. Оно также отличается богатым набором интерфейсов, среди которых — по восемь портов UART, SPI, LIN, два порта QSPI, два порта USB 2.0 FullSpeed, Host/Device, а также интерфейсы I²C, CAN и др. Также в ИМС реализованы четыре 12-канальных 12-битных АЦП со скоростью преобразования до 1 MSPS, два 12-разрядных ЦАП, четыре аналоговых компаратора, 16 двухканальных блоков ШИМ и ряд других функциональных блоков, позволяю-

щих осуществлять управление сложными системами.

Кроме того, K1921BG1T станет первым микроконтроллером НИИЭТ в котором реализованы протокол Ethernet 10/100/1000 с интегрированным модулем физического уровня, а также широкий набор механизмов внутренней диагностики, делающих данную ИМС отличным выбором для применения в ответственных системах автоматического управления.

Вторая ИМС – универсальный энергоэффективный микроконтроллер K1921BG3T со специализированными функциями управления электродвигателями (Motor Control) – имеет одно ядро архитектуры RISC-V с тактовой частотой до 120 МГц, флеш-память программ 1 Мбайт, флеш-память данных от 32 Кбайт и SRAM-память 256 Кбайт. На его борту – девять двухканальных блоков ШИМ, шесть модулей захвата и сравнения, два импульсных квадратурных декодера, используемых для обработки сигналов датчиков положения ротора, три 11-канальных 12-битных АЦП, два 12-разрядных ЦАП, три аналоговых компаратора, а также порт QSPI, шесть портов UART, четыре LIN, четыре SPI, порт USB 2.0 FullSpeed, Host/Device и другие интерфейсы. Как и в K1921BG1T, в данном микроконтроллере имеется протокол Ethernet 10/100/1000 с интегрированным модулем физического уровня.

Основной областью применения ИМС K1921BG3T является управление электродвигателями и электроприводами, однако благодаря широкому набору интерфейсов и функциональных блоков она может использоваться и для других задач. Кроме того, данный микроконтроллер на архитектуре RISC-V может с успехом заменить популярную в прошлом ИМС НИИЭТ K1921BK01T с ядром ARM Cortex M4F.

Микроконтроллеры K1921BG1T и K1921BG3T выпускаются в пластиковом корпусе LQFP-208. Образцы для опробования данных ИМС будут доступны в декабре 2025 года, при этом также будет возможность приобрести макетно-отладочные платы для данных изделий, что позволит оперативно оценить их возможности и создать прототипы устройств на их основе. Серийные поставки K1921BG1T и K1921BG3T АО «НИИЭТ» планирует начать в начале следующего года.

Образцы еще двух микроконтроллеров – K1921BG5T и K1921BG7T, а также макетно-



отладочные платы для них будут доступны уже в конце октября этого года, а серийные поставки ожидаются ближе к середине следующего. Эти две ИМС также основаны на архитектуре RISC-V, но предназначены для применения в изделиях, в которых особую роль играют минимизация стоимости, массогабаритных характеристик и энергопотребления, например в устройствах Интернета вещей, сенсорике, портативных приборах, средствах предварительной обработки данных, системах управления с несложными алгоритмами.

ИМС K1921BG5T и K1921BG7T выпускаются в пластиковых корпусах LQFP-48. Это одноядерные 32-разрядные микроконтроллеры с флеш-памятью программ 512 Кбайт. В них реализованы основные интерфейсы, такие как UART, SPI, I²C, а также 12-битные АЦП (четырёхканальный у K1921BG5T и восьмиканальный у K1921BG7T), поддержка ШИМ и другие функциональные блоки, востребованные при построении устройств сбора данных и управления.

Следует отметить, что микроконтроллер K1921BG5T полностью совместим по расположению выводов, габаритным размерам и составу периферии с микроконтроллером K1946BK035, но, в отличие от последнего, реализован на архитектуре RISC-V.

Ожидается, что эти изделия вместе с популярной микросхемой K1921BG015 перекроют все основные потребности в универсальных микроконтроллерах для устройств управления, сбора и первичной обработки информации в широком спектре гражданских применений, включая управление электродвигателями и электроприводами, устройства Интернета вещей, приборы учета потребления ресурсов, промышленную автоматику.

Qorvo представляет микросхему формирователя диаграммы направленности для компактных энергоэффективных терминалов спутниковой связи Ku-диапазона



Компания Qorvo объявила о выпуске микросхемы формирователя диаграммы направленности Ku-диапазона, предназначенной для удовлетворения растущего спроса на терминалы, поддерживающие дуплексную связь с временным разделением каналов (TDD) в компактных и чувствительных к энергопотреблению приложениях спутниковой связи (SATCOM). Архитектура TDD позволяет использовать одну антенную решетку как для передачи, так и для приема, что снижает размер и сложность системы и позволяет создавать малогабаритные терминалы с электронным управлением. Это новое устройство расширяет ассортимент продуктов SATCOM компании Qorvo, развивая линейку выпущен-

ных в марте микросхем формирователей диаграммы направленности Ku-диапазона, и предлагает комплексное и масштабируемое решение для терминалов, поддерживающих архитектуры как с временным, так и с частотным разделением каналов.

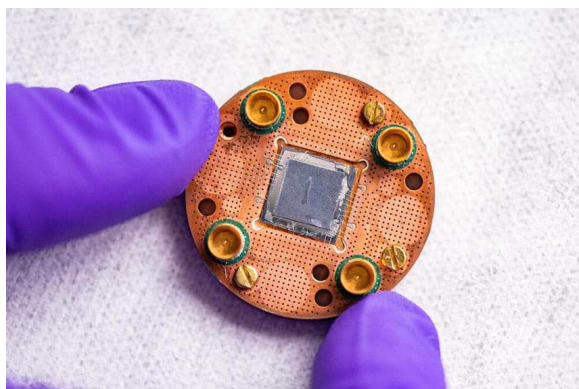
Это новое TDD-решение идеально подходит для терминалов на воздушных или мобильных платформах, работающих с низкоорбитальными группировками спутников, где мощность, характеристики и стоимость имеют решающее значение. Микросхема AWMF-0247 поддерживает работу в Ku-диапазоне от 13.75 до 14.5 ГГц при передаче и от 10.7 до 12.75 ГГц при приеме, обеспечивая полную совместимость с существующими и развивающимися сетями SATCOM, требующими компактных архитектур антенных решеток с электронным управлением. Она объединяет функции передачи и приема в одном устройстве, значительно повышая эффективность и качество сигнала. AWMF-0247 снижает мощность приемного устройства на 40%, улучшая четкость сигнала более чем на 20%, и обеспечивает в 5 раз большую эффективность передачи по сравнению с конкурирующими решениями. Даже в ситуациях, когда эквивалентная изотропноизлучаемая мощность одинакова, устройство Qorvo достигает ее при значительно меньшей площади кристалла, что обеспечивает простую интеграцию и экономичную конструкцию терминалов.

Ученые нашли ключ к масштабированию квантовых компьютеров

Российские учёные представили передовую 3D-технологии интеграции чипов для сверхпроводниковых гибридных квантово-классических процессоров, которая открывает путь к созданию мощных многомодульных

вычислительных систем. Новое исследование решает одну из ключевых инженерных задач — надёжное соединение квантовой и классической электроники при сверхнизких температурах.

В гибридных процессорах кубиты выполняют операции, недоступные обычным компьютерам, а классическая управляющая электроника, построенная на традиционных микросхемах, подаёт управляющие сигналы, синхронизирует работу, считывает состояние кубитов и обрабатывает результаты. Сегодня такие устройства насчитывают десятки или сотни кубитов, но для сложных задач, таких как моделирование молекул и оптимизация логистических маршрутов, нужны тысячи и миллионы. Один чип не вмещает столько элементов, поэтому процессоры собирают из нескольких чипов, объединённых в единую систему.



Главное препятствие на этом пути — особенности работы квантовых процессоров. При температурах, близких к абсолютному нулю, соединения между чипами должны оставаться сверхпроводящими, передавать сигналы без потерь и не вносить шум, который разрушает квантовые состояния. По мере роста числа кубитов и управляющих линий прокладывать надежные соединения становится всё сложнее.

Чтобы обойти это ограничение, учёные из Университета МИСИС, МГУ имени М. В. Ломоносова, Российского квантового центра, Центра нанофабрикации СП «Квант» и парижской Высшей школы промышленной физики и химии (ESPCI-Paris) исследовали и усовершенствовали технологию flip-chip.

«Разработанная теоретическая модель показала, что при совпадении частот резонаторов можно полностью передавать неклассические квантовые состояния с одного чипа на другой, что важно для построения кванто-

вых сетей», — отметил д.т.н. Николай Клёнов, доцент кафедры атомной физики, физики плазмы и микроэлектроники МГУ.

Flip-chip технология применяется в классической микроэлектронике и позволяет размещать чипы друг над другом, соединяя их миниатюрными сверхпроводящими микростолбиками. Такой подход сокращает длину соединений, увеличивает плотность компонентов и упрощает компоновку. Разработанные соединения стабильно работают при температурах около 20 мК, не нарушая хрупкие квантовые состояния.

«Для соединения чипов мы создали и испытали индиевые соединительные элементы с многослойным металлическим фундаментом (Al/Ti/Pt/In), которые обеспечивают стабильную связь в условиях, когда температура многократно существенно меняется. Особое внимание было уделено предотвращению образования нежелательных интерметаллических соединений на границе алюминий-индий, которые могут ухудшать работу кубитов», — пояснил д.ф.-м.н. Игорь Соловьёв, ведущий научный сотрудник отдела микроэлектроники НИИЯФ МГУ.

Исследователи подробно изучили три способа связи между квантовым чипом (Q-chip) и управляющим чипом (C-chip): каждый из них подходит для своих задач — от точной настройки параметров до передачи сверхкоротких пикосекундных импульсов для управления кубитами. Результаты опубликованы в журнале *Advanced Quantum Technologies* (Q1).

«Удалось провести систематическое экспериментальное и теоретическое исследование трех основных типов связи между квантовым чипом (Q-chip), который содержит кубиты и резонаторы, и управляющим чипом (C-chip), на котором расположены линии управления и считывания. Мы подтвердили стабильную работу всех типов связи при сверхнизких температурах, а измеренные характеристики резонаторов совпали с теоретическими расчетами», — отметила соавтор исследования, к.ф.-м.н. Наталия Малеева, директор дизайн-центра квантового проектирования НИТУ МИСИС.

Результаты исследования открывают перспективы для создания модульных кванто-

вых процессоров и внутренних квантовых сетей. Следующий этап — интеграция реальных кубитов с управляющей электроникой и высокоточная передача квантовой информации. В перспективе вычислительные мощ-

ности таких процессоров потребуются для разработки новых лекарств и материалов, в криптографии, финансовом моделировании, прогнозировании климата и оптимизации инфраструктурных систем.

Стало возможным четырехканальное измерение сигналов термопар с точностью $\pm 1.5\text{ }^{\circ}\text{C}$

Точное четырехканальное измерение температуры имеет решающее значение для производственных линий, начиная от химической и пищевой промышленности, управления производственными процессами, медицинского оборудования и систем кондиционирования воздуха и заканчивая холодильными, криогенными и другими тщательно контролируруемыми средами. С выпуском интегральной микросхемы формирования сигналов термопар MCP9604 компания Microchip Technology преодолела барьер в области измерения температуры и интеграции, представив первую однокристалльную четырехканальную микросхему нормализации сигналов с интерфейсом I²C, обеспечивающую точность до $\pm 1.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ и являющуюся альтернативой дискретным и многокристальным решениям для формирования сигналов термопар, которые могут вносить ошибки и усложнять проектирование системы.



Устройство MCP9604 обеспечивает повышенную точность измерений в четырех точках расположения термопар благодаря использованию формул температурной шкалы NIST ITS-90 более высокого порядка, а не линейных аппроксимаций первого порядка, типичных для конструкций с анало-

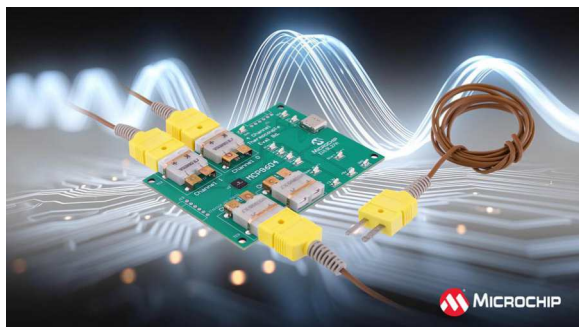
говыми усилителями. Например, с термопарами К-типа оно достигает точности девятого порядка, и все это интегрировано в одной микросхеме, содержащей АЦП, датчики температуры с компенсацией холодного спая, усилители и другие компоненты, необходимые для сигнальной цепи, измерения температуры и математической обработки.

Устранение необходимости во внешних компонентах упрощает проектирование печатной платы, снижает затраты на материалы и может помочь избежать многодневной дорогостоящей, трудоемкой и сложной поточной проверки и калибровки, которые требуются дискретным решениям в цепочке измерения сигнала термопары, прежде чем они смогут начать передавать данные в хост-систему.

MCP9604 также обеспечивает гибкость и универсальность, поддерживая восемь наиболее распространенных типов термопар, включая J- и К-типы, для работы при температурах до $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$. Помимо поддержки широкого диапазона температур от $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+1372\text{ }^{\circ}\text{C}$ для разнообразных промышленных приложений, в MCP9604 также реализована поддержка интерфейса I²C, что обеспечивает простую интеграцию с микроконтроллерами и другими цифровыми системами.

Инструменты разработки

Микросхему MCP9604 Microchip поддерживает оценочной платой EV19L27A. Она рассчитана на подключение и прием информации от четырех термопар и содержит микроконтроллер, который выступает в качестве хост-системы для получения и обработки информации от выбранной термопары. Оценочная плата также включает программное



Оценочная плата EV19L27A.

обеспечение, которое можно бесплатно загрузить с веб-страниц MCP9604 или EVB.

Цены и доступность

Микросхемы формирования сигналов термопар MCP9604 поставляются в 24-контактных корпусах LGA размером 5 × 5 мм и в партиях из 10,000 приборов подаются по цене \$10.56 за штуку. Цена оценочной платы EV19L27A составляет \$96.00 за штуку; она уже доступна для приобретения.

50-ваттный толстопленочный резистор Vishay обеспечит высокую надежность автомобильных приложений

Стремясь удовлетворить растущий спрос на высококачественные электронные компоненты для автомобильных приложений нового поколения, Vishay Intertechnology представила новый 50-ваттный толстопленочный резистор, отвечающий требованиям стандарта AEC-Q200, в компактном корпусе TO-220 для прямого монтажа на радиаторе.



Разработанный для гарантии исключительной надежности и долговечности даже в самых экстремальных условиях эксплуатации автомобилей, резистор LTA 50, выпускаемый подразделением Vishay Sfernice, выдерживает повышенную влажность и температу-

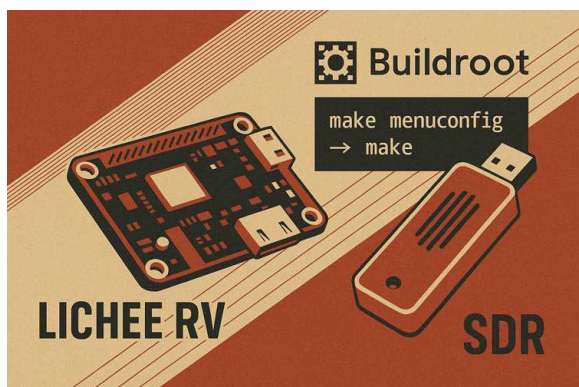
ру до +175 °C, обеспечивая при этом высокую устойчивость к вибрации и электрическим нагрузкам. Это гарантирует стабильные характеристики в приложениях, критически важных для безопасности.

Предлагаемое устройство с широким диапазоном сопротивлений от 0.010 Ом до 450 кОм и допусками до ±1% предназначено для использования в бортовых зарядных устройствах в качестве резистора предварительной зарядки или разрядки, в системах управления аккумуляторными батареями и системах управления двигателями электрических и гибридных автомобилей. Устройство, соответствующее требованиям директивы RoHS, имеет безындуктивную конструкцию выводов, высокую диэлектрическую прочность 1500 В с.к.з. и напряжение на ограничивающем элементе 500 В.

Уже доступны как единичные образцы, так и серийные партии LTA 50; срок поставки составляет 10 недель.

Сборка специализированного Linux-дистрибутива для Lichee RV Dock с поддержкой SDR при помощи Buildroot

Анатолий Белых, г. Санкт-Петербург



В последние годы развитие встраиваемых систем приобретает всё более стратегическое значение в промышленной автоматизации, беспроводных коммуникациях, научных исследованиях, образовании и других областях. Эту тенденцию поддерживает и активное внедрение архитектуры RISC-V – свободной, открытой и быстро развивающейся платформы для построения аппаратного обеспечения самого разного назначения. Использование решений на базе RISC-V позволяет проектировать электронные устройства, не ограниченные лицензиями крупных производителей, а значит, легче интегрируемые в национальные, корпоративные или исследовательские технологические цепочки.

Одноплатные компьютеры с открытой архитектурой занимают особое место в этой экосистеме. На их основе строятся как прототипы будущих коммерческих продуктов, так и уникальные лабораторные комплексы, промышленные контроллеры, приборы мониторинга и измерений, а также устройства IoT. При этом одним из самых востребованных и одновременно сложных сценариев становится интеграция с радиотехническими системами – от мониторинга частот до приёма телеметрии с датчиков и радионавигационного обмена.

Одной из самых функциональных и при этом бюджетных моделей, ориентированных на широкое внедрение, выделяется Lichee RV Dock (Рисунок 1). Она построена на процессоре Allwinner D1 с ядром T-Head C906 и поддерживает работу под управлением Linux, что существенно облегчает интеграцию с программно-определяемыми радиоприёмниками (SDR). Платформа отличается богатым набором интерфейсов: здесь есть и USB 2.0 с полноценной поддержкой режима host, и Ethernet, и гибко настраиваемые GPIO, UART, а также возможность загрузки как с microSD, так и из внутренней флеш-памяти. Такой комплект делает плату универсальной как для разработки и тестирования, так и для развёртывания автономных решений на удалённых объектах.



Рисунок 1. Плата Lichee RV Dock на процессоре Allwinner с архитектурой RISC-V.

В контексте SDR-применения основным достоинством Lichee RV Dock становится сочетание производительности и открытости. Прямой доступ к шине USB и поддержка ядром Linux современных драйверов позволяют подключать распространённые SDR-модули, прежде всего, популярные RTL-SDR

USB-приёмники. Это обеспечивает обработку сигналов на частотах от десятков до полутора тысяч мегагерц, включая авиационные, радиолюбительские и промышленные диапазоны, сигналы мониторинга транспорта, навигации и другие протоколы.

Создание кастомного Linux-дистрибутива под такие задачи требует гибкого инструмента сборки. Наиболее рациональным решением становится Buildroot – кроссплатформенная система, позволяющая за минимальное время подготовить специализированный дистрибутив с нужными пакетами, библиотеками и настройками. С помощью Buildroot можно получить компактный и быстрый в работе rootfs, интегрировать актуальное ядро Linux и современные SDR-утилиты, а также исключить из системы всё лишнее, что важно при развёртывании в условиях ограниченных ресурсов или требований к быстрому старту устройства.

Технология SDR: диапазоны, роль в науке и промышленности

SDR, или программно-определяемое радио, фундаментально отличается от традиционных радиоприёмников: оцифровка сигнала происходит на максимально раннем этапе, и всё дальнейшее – от фильтрации и демодуляции до декодирования протоколов и обработки ошибок – реализуется программно с использованием процессора общего назначения. В рамках архитектуры Linux на Lichee RV Dock это позволяет не только реализовать классические функции радионаблюдения (сканирование эфирных частот, мониторинг авиации, приём радиолюбительских трансмиссий), но и внедрять новые алгоритмы на лету – с помощью таких библиотек, как GNU Radio или SoapySDR.

Современные USB SDR-приёмники (наиболее распространён – RTL-SDR на чипе RTL2832U с тюнером Rafael R820T2) обеспечивают приём в диапазоне примерно от 24 МГц до 1766 МГц, покрывая почти всю гражданскую и промышленную радиосферу. Среди основных частотных применений:

- Вещательные FM-радиостанции (87.5–108 МГц)
- Авиационный диапазон (118–137 МГц)

- Цифровые каналы ACARS (131.550/136.700/136.975 МГц)
- Системы CPDLC и SATCOM (136–154 МГц, 1.5 ГГц)
- ADS-B (1090 МГц, авиационные транспондеры)
- AIS (161.975/162.025 МГц, морской транспорт)
- Радиолюбительские диапазоны (28, 50, 144, 430, 1200 МГц и выше)
- ISM-частоты для IoT и автоматизации (433, 868, 915 МГц)

SDR широко применяется в космических исследованиях: для приёма научных данных с низкоорбитальных спутников, CubeSat и марсианских аппаратов, когда необходимо быстрое разворачивание инфраструктуры. Он позволяет принимать телеметрию, декодировать сигналы и участвовать в глобальных распределённых проектах мониторинга атмосферы или радиационной обстановки.

Современные тенденции SATCOM всё чаще требуют поддержки протоколов передачи данных в S-диапазоне (2–4 ГГц), однако даже бюджетные SDR позволяют наблюдать downlink спутниковых сервисов L-диапазона (1–2 ГГц), мониторить каналы навигации и анализировать загруженность трансляционных каналов.

SDR-платформа на базе Lichee RV Dock – это не только средство для радионаблюдения или радиолюбительских экспериментов. Она может быть интегрирована в автоматизированные системы промышленного мониторинга, проекты по анализу спутникового трафика или системы пассивного радиолокационного наблюдения за воздушной обстановкой.

Совокупность этих возможностей, гибкая архитектура и продуманная поддержка периферии в связке с Linux и Buildroot формируют уникальный инструмент для инженеров, разработчиков, исследователей и энтузиастов, стремящихся максимально использовать потенциал современных SDR-технологий.

Подготовка среды

Первым делом необходимо скачать инструменты сборки и подготовить пользователя для её проведения (в случае использования общего сервера/компьютера или CI это имеет более яркий смысл).

Создаем пользователя с указанием домашней директории и доступа к sudo:

```
$sudo useradd -m -s /bin/bash build
$sudo usermod -aG sudo build
```

Добавляем правило для доступа к sudo без пароля (в проде лучше так не делать):

```
$echo "build ALL=(ALL) NOPASSWD: ALL" |
sudo tee /etc/sudoers.d/build
```

Размещать инструменты сборки будем в /opt/buildroot:

```
$sudo mkdir -p /opt/buildroot
$sudo chown build:build /opt/buildroot
```

Получение и настройка Buildroot

Переключаемся на пользователя build:

```
$su - build
```

Скачиваем Buildroot и переключаемся на актуальную ветку:

```
$cd /opt/buildroot
$git clone
https://github.com/buildroot/buildroot.git.
$git checkout 2025.02.x
$git pull
```

Находим конфигурационный файл по умолчанию для нашей платы:

```
$find. -name "*lichee*" -o -name "*nezha*" -o
-name "*d1*"
```

Для Lichee RV Dock используем конфигурационный файл 'configs/sipeed_lichee_

rv_defconfig' который включает оптимальные настройки для процессора Allwinner D1.

Создаем директорию для нашей SDR системы:

```
$mkdir -p board/sdr-bridge/
```

Создаем 'post-build.sh' – ключевой скрипт для пост-обработки rootfs:

```
$nano board/sdr-bridge/post-build.sh
```

Post-build скрипт – крайне важный механизм в Buildroot. Он позволяет модифицировать целевую файловую систему после основной сборки, но до упаковки в образ. Хотя стоит отметить, что это не единственный способ для тонкой настройки дистрибутива (например, можно использовать overlay-директории, конфигурационные фрагменты или прямую правку config), именно post-build скрипт предоставляет максимальную гибкость для применения кастомных настроек, генерации конфигурационных файлов и установки специфических прав доступа.

Основные альтернативы и их применение:

- Overlay-директории – идеальны для добавления статических файлов
- Config fragments – лучший выбор для модификации ядра Linux
- Custom packages – подходят для сложного ПО с зависимостями
- Post-build скрипты – универсальное решение для динамической генерации конфигов

Создаем наш конфиг на основе sipeed_lichee_rv_defconfig:

```
$cp configs/sipeed_lichee_rv_defconfig configs/sdr_bridge_defconfig
```

Добавляем указание на наш post-build скрипт и базовые пакеты:

```
$echo 'BR2_ROOTFS_POST_BUILD_SCRIPT="board/sdr-bridge/post-build.sh"' >>
configs/sdr_bridge_defconfig
$echo 'BR2_ROOTFS_POST_FAKEROOT_SCRIPT="board/sdr-bridge/post-build.sh"' >>
configs/sdr_bridge_defconfig
$echo 'BR2_PACKAGE_DHCPCD=y' >> configs/sdr_bridge_defconfig
$echo 'BR2_PACKAGE_OPENSSH=y' >> configs/sdr_bridge_defconfig
```

Добавляем в config кастомный u-boot с поддержкой allwinner d1:

```
$echo 'BR2_TARGET_UBOOT=y' >> configs/sdr_bridge_defconfig
$echo 'BR2_TARGET_UBOOT_BOARD_DEFCONFIG="lichee_rv_dock"' >> configs/sdr_bridge_defconfig
$echo 'BR2_TARGET_UBOOT_CUSTOM_TARBALL_LOCATION="$(call github,smaeul,u-
boot,528ae9bc6c55edd3ffe642734b4132a8246ea777)/uboot-
528ae9bc6c55edd3ffe642734b4132a8246ea777.tar.gz"' >> configs/sdr_bridge_defconfig
$echo 'BR2_TARGET_UBOOT_FORMAT_CUSTOM_NAME="u-boot-sunxi-with-spl.bin"' >>
configs/sdr_bridge_defconfig
$echo 'BR2_TARGET_UBOOT_NEEDS_OPENSSL=y' >> configs/sdr_bridge_defconfig
$echo 'BR2_TARGET_UBOOT_NEEDS_UTILITIES=y' >> configs/sdr_bridge_defconfig
"
```

Загружаем наш конфиг и проводим тонкую настройку:

```
$make sdr_bridge_defconfig
```

```
$make menuconfig
```

В TUI-интерфейсе проверяем и корректируем следующие параметры:

- Toolchain → GCC compiler version и выбираем 12 (для использования 13 необходим патч)

System configuration:

- /dev management: Dynamic using devtmpfs + mdev

Target packages:

- Networking applications: dhcpcd, openssh
- Libraries → Hardware handling: rtl-sdr, librtlsdr
- Text editors and viewers: mc (Midnight Commander)

Далее можно приступить непосредственно к сборке. В идеальных условиях сборку имеет смысл вести итеративно, как минимум используя следующие шаги:

- Базовая система
- Интеграция дополнительного ПО
- Настройки сетевой подсистемы с DHCP и SSH
- Настройка поддержки RTL-SDR

Но чтобы не растягивать статью, мы соберем все сразу:

```
$make -j$(nproc)
```

Все артефакты сборки будут находиться в output/images/

1. `fw\_dynamic.bin` & `fw\_dynamic.elf` – OpenSBI (Supervisor Binary Interface)
 - RISC-V аналог ARM Trusted Firmware
 - Обеспечивает безопасное выполнение в S- и M-режимах
 - `bin` – бинарный образ, `elf` – отладочная информация
2. `Image` – несжатый образ ядра; при наличии также формируется Image.gz (сжатый)
3. `rootfs.ext2` & `rootfs.ext4` – корневая файловая система
 - `ext2` – для отладки
 - `ext4` – для production
4. `sdcard.img` – Полный образ SD-карты
5. `sun20i-d1-lichee-rv.dtb` – Device Tree Blob – описание аппаратной части платы

6. `u-boot-sunxi-with-spl.bin` – загрузчик U-Boot с SPL (Secondary Program Loader)

Теперь можно записать наш Linux на карту:

```
$sudo dd if=output/images/sdcard.img  
of=/dev/sd? bs=4M status=progress
```

```
$sync
```

Подключаем к плате UART, отдельное питание через пины (GND лучше связать с GND UART), SDR Dongle и Usb-ethernet (распиновка изображена на Рисунке 2) и наблюдаем начало загрузки.

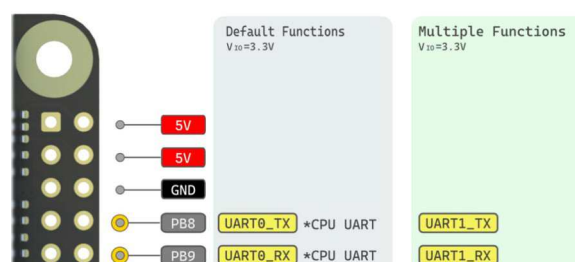


Рисунок 2. Распиновка UART интерфейса на Lichee RV Dock.

До полной загрузки системы проходит всего около 7 секунд; на экране появится информация о прохождении загрузки SPL и u-boot, как на Рисунке 3.

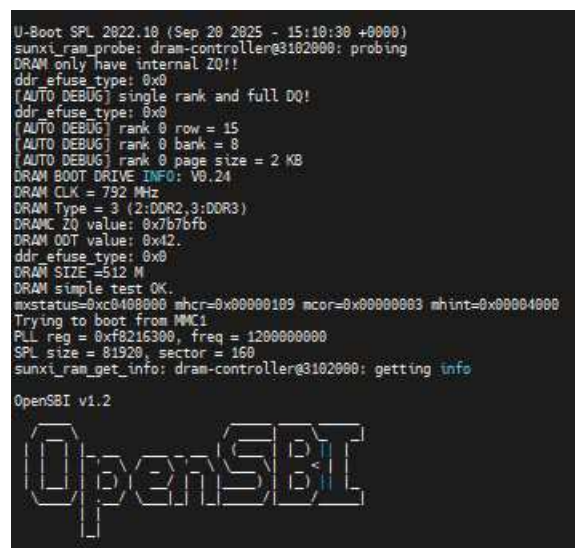


Рисунок 3. Вывод загрузчика U-Boot и OpenSBI при старте системы.

Используя UART консоль, логинимся в системе и смотрим полученный IP адрес:

```
$ip a
```

Пример отображения IP адреса представлен на Рисунке 4.

```
# ip a
1: lo: <LOOPBACK> mtu 65536 qdisc noop qlen 1000
   link/loopback 00:00:00:00:00:00 brd 00:00:00:00:00:00
2: usb0: <NO-CARRIER,BROADCAST,MULTICAST,UP> mtu 1500 qdisc pfifo_fast qlen 1000
   link/ether 3a:00:3f:f2:1b:60 brd ff:ff:ff:ff:ff:ff
3: eth0: <BROADCAST,MULTICAST,UP,LOWER_UP> mtu 1500 qdisc pfifo_fast qlen 1000
   link/ether c8:4d:44:20:c7:be brd ff:ff:ff:ff:ff:ff
   inet 192.168.0.193/24 brd 192.168.0.255 scope global dynamic noprefixroute eth0
       valid lft 86254sec preferred lft 75454sec
   inet6 fe80::8187:7ad4:4fea:49d1/64 scope link
       valid lft forever preferred lft forever
```

Рисунок 4. Результат выполнения команды `ip a` для проверки сетевых интерфейсов.

Проверяем запустился ли SDR TCP сервер:

Stop

Отображение процесса `rtl_tcp` утилитой `top` показано на Рисунке 5.

```
Mem: 38832K used, 449732K free, 64K shrd, 644K buff, 9248K cached
CPU: 16% usr 0% sys 0% nic 83% idle 0% io 0% irq 0% sirq
Load average: 0.04 0.07 0.03 1/73 232
  PID PPID USER STAT VSZ %VSZ %CPU COMMAND
  232 215 root R 3204 1% 17% top
  159 1 root S 11228 2% 0% rtl_tcp -a 0.0.0.0 -p 1234
```

Рисунок 5. Вывод команды `top`, показывающий работу процесса `rtl_tcp`.

Убедившись, что все ок, можно добавить наше устройство как источник в SDR SHARP и проверить возможность обработки сигнала.

Выбираем source RTL-SDR TCP. Выбор осуществляется в выпадающем меню как изображено на Рисунке 6.

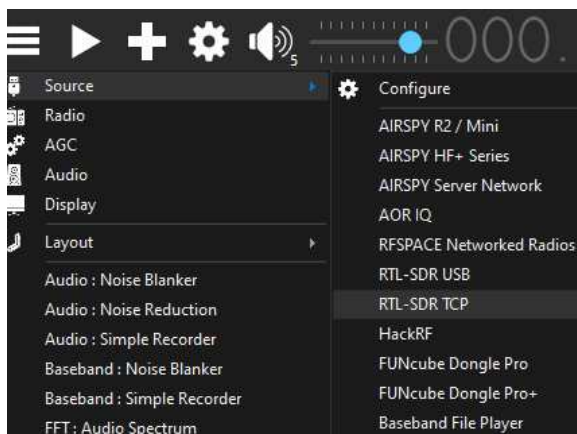


Рисунок 6. Выбор RTL-SDR TCP в качестве источника сигнала в SDR Sharp.

Вводим IP адрес нашего устройства и жмем "play". Данные радиозэфира на водопаде, аналогично приставленному на Рисунке 7.

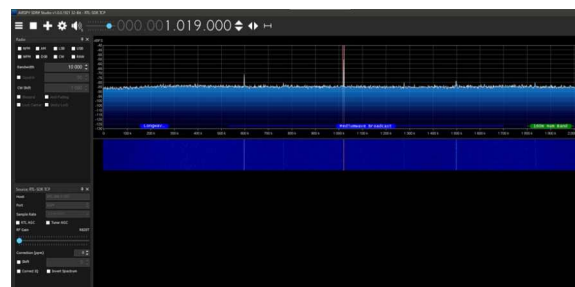


Рисунок 7. Данные радиозэфира на водопаде с удаленного SDR-устройства.

В UART так же будет выведена информация о том, что к серверу подсоединился клиент.

В принципе никто не мешает добавить в проект логопериодическую антенну, шаговые двигатели и управлять углом места, азимутом и возвышением при помощи GPIO, что сделает получившуюся систему еще более автономной и гибкой, а взаимодействие осуществлять только внутри VPN сети через tcp, ssh или web и интерфейс.

Таким образом, представленный метод сборки специализированного Linux-дистрибутива для платформы Lichee RV Dock с использованием Buildroot демонстрирует исключительную эффективность и гибкость подхода. Нами был создан компактный, но полностью функциональный образ системы, оптимизированный для задач SDR-мониторинга и обработки радиосигналов.

Ключевые достижения реализации:

- Минимальный образ системы с минимальным временем запуска
- Полноценная сетевая инфраструктура с SSH-доступом
- Полная поддержка RTL-SDR оборудования

Особую ценность представляет модульность подхода. Созданная кодовая база служит идеальной основой для дальнейшего расширения функциональности. Архитектура системы допускает лёгкую интеграцию дополнительных компонентов: web-интерфейсов для управления, алгоритмов цифровой обработки сигналов на базе GNU Radio, поддержки дополнительных SDR-устройств или развёртывания распределённых сетей мониторинга.

Важно отметить, что использованная методология не ограничивается SDR-задачами. Аналогичным образом могут быть созданы

дистрибутивы для промышленных контроллеров, IoT-шлюзов, навигационных систем или образовательных комплексов – везде, где требуются минимальное энергопотребление, быстрый старт и специализированная функциональность.

Открытая природа всех компонентов стека – от RISC-V аппаратной платформы до Buildroot и Linux – обеспечивает не только технологическую независимость, но и долгосрочную поддержку решения. Разработчики и исследователи получают в своё распоря-

жение гибкий инструмент, способный адаптироваться под быстроменяющиеся требования без необходимости лицензионных отчислений или ограничений.

Собранный дистрибутив представляет собой не просто готовое решение, а скорее конструктор для построения специализированных embedded-систем следующего поколения, где гибкость программной настройки превосходит аппаратные ограничения, а открытость платформы становится ключевым конкурентным преимуществом. **РЛ**

Загрузки

[Скрипт модификации файловой системы](#)



Увеличение битового разрешения с помощью передискретизации

Damian Bonicatto, Phoenix Bonicatto

EDN

Увеличение разрешения АЦП

Во многих электронных устройствах есть один или несколько АЦП для считывания различных сигналов и напряжений. Часто эти АЦП входят в состав используемого микроконтроллера. Это означает, что, выбрав микроконтроллер, вы определяете максимальное разрешение (рассчитанное на основе разрядности АЦП и величины опорного напряжения), которым вы будете располагать для считывания показаний.

Что произойдет, если на более поздних этапах проектирования вы обнаружите, что вам требуется немного большее разрешение АЦП? Не волнуйтесь, есть несколько простых способов улучшить разрешение дискретизируемых данных. Один из методов я рассматривал в предыдущей статье [1], в которой говорилось об изменении опорного напряжения, поэтому здесь я его обсуждать не буду. Другой способ улучшения разрешения – использование концепции передискретизации.

К вашему сведению: формальное определение передискретизации – это дискретизация с частотой, превышающей частоту Найквиста. Поскольку критерий Найквиста – это дискретизация с частотой, «чуть превышающей» интересующую частоту, это определение довольно расплывчато. Как правило, для базовой дискретизации инженеры используют частоту, в 3–5 раз превышающую частоту Найквиста, и обычно не считают это передискретизацией.

Простая версия передискретизации

Давайте сначала рассмотрим метод, который, по сути, является упрощенной версией передискретизации... – усреднение. (Большинство разработчиков встраиваемых систем используют усреднение для улучшения результатов, стремясь иногда минимизировать влияние неточных показаний и не думая об улучшении разрешения).

Итак, предположим, вы снимаете показания с датчика температуры один раз в секунду. Теперь, чтобы получить более точное разрешение по температуре, снимайте показания каждые 500 мс и усредняйте два показания. Это даст вам еще $\frac{1}{2}$ бита разрешения (математику мы покажем позже). Давайте пойдем дальше – будем снимать показания каждые 250 мс и усреднять четыре результата измерений. Это даст вам целый бит дополнительного разрешения.

Если у вас есть 8-битный АЦП, масштабированный для измерения в диапазоне от 0 до 255 градусов с разрешением 1 градус, то теперь у вас будет виртуальный 9-битный АЦП, способный выдавать показания от 0 до 255.5 градусов с разрешением 0.5 градуса. Усреднив 16 показаний, из 8-битного АЦП вы создадите виртуальный 10-битный АЦП. 64-кратное усреднение показаний позволит создать 11-битный виртуальный АЦП, улучшив ваш 8-битный АЦП тремя дополнительными битами, что даст разрешение в 1 часть на 2048 (или, в примере с датчиком температуры, около 0.12 градуса).

Формула для усреднения

Формула для определения дополнительных битов в зависимости от количества усредненных выборок:

$$b = \frac{1}{\log_2(4)} \times \log_2(M) = \frac{\log_2(M)}{2}.$$

Здесь

M – количество усредненных выборок,

b – количество созданных виртуальных битов, $M = 4^b$.

Если вы хотите найти b при заданном M :
 $b = \log_4(M)$.

Возможно, вы ломаете голову, задаваясь вопросом, откуда взялась эта формула. Для начала давайте подумаем о показаниях, которые мы усредняем. Они состоят из двух частей. Первая часть – это истинные, чистые показания, которые пытается выдать нам датчик. Вторая часть – это шум, который мы улавливаем от посторонних сигналов в проводах, источниках питания, компонентах и т. д. (Эти две части сигнала объединяются аддитивным образом).

Будем считать, что этот шум является гауссовым (распределенным статистически нормально; часто изображается в виде колоколообразной кривой; иногда называется белым шумом) и не коррелирует с нашей частотой дискретизации. Теперь, при усреднении, мы сначала суммируем показания. Чистые показания датчика, очевидно, будут суммироваться обычным математическим способом. Что же касается шумовой составляющей, то стандартное отклонение суммы равно квадратному корню из суммы стандартных отклонений. Другими словами, чистая часть увеличивается линейно, а шумовая часть увеличивается как квадратный корень из числа показаний.

Это означает, что не только повышается разрешение, но и в $M/\sqrt{M}$ раз улучшается отношение сигнал/шум, что математически сводится к $\sqrt{M}$. Проще говоря, усредненное отношение сигнал/шум улучшается в квадратный корень из числа усредненных отсчетов. Таким образом, если мы снимем четыре показания, среднее значение отношения сигнал/шум улучшается в 2 раза, или на эквивалент еще одного бита в АЦП (8-битный АЦП работает как 9-битный АЦП).

Вся эта концепция может выглядеть по-другому, но вы, вероятно, изучали ее на уроках физики или статистики. Там учили, что для получения еще одной значащей цифры необходимо усреднить 100 показаний. Это то же самое, только вы работаете в системе счисления с основанием 10, а не 2.

Недостатки усреднения

Я использовал усреднение во многих прошивках, но это не всегда лучшее решение. Как уже говорилось ранее, линия подключения датчика передает на АЦП хороший сигнал с добавлением некоторого количества помех. Простое усреднение не всегда является лучшим подходом. Одной из проблем является медленный спад в частотной области. Кроме того, затухание в полосе заграждения не очень хорошее. Обе эти проблемы указывают на то, что усреднение позволяет значительной части шума проникнуть в ваш сигнал. Таким образом, возможно, мы и увеличили разрешение считывания, но не удалили из сигнала все возможные шумы.

Снижение уровня шума

Чтобы уменьшить этот шум, распределенный по всему спектру частот сигнала, приходящего по проводам от датчика, можно пропустить сигнал через фильтр нижних частот (ФНЧ). Это может быть сделано с помощью аппаратного ФНЧ, расположенного перед АЦП, или цифрового ФНЧ, включенного после АЦП, или и того, и другого. (Передискретизация упрощает разработку таких фильтров, поскольку спад может быть менее крутым).

Существует множество типов цифровых фильтров, но два основных – это фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Я не буду здесь вдаваться в подробности этих фильтров, а лишь отмечу, что их можно проектировать, используя компромиссы между полосой пропускания, крутизной спада, уровнем пульсаций, фазовым сдвигом и т. д.

Более продвинутый подход к передискретизации

Итак, давайте рассмотрим проект создания более совершенной системы передис-

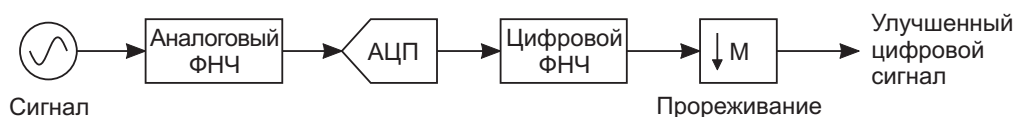


Рисунок 1. Типичная блок-схема передискретизации с антиалиазинговым фильтром, АЦП, цифровым ФНЧ и прореживанием (понижающей дискретизацией).

кретизации. На Рисунке 1 показана типичная блок-схема более «формальной» и более качественной системы передискретизации.

Мы начинаем с фильтрации входящего сигнала с помощью аппаратного аналогового фильтра нижних частот (часто называемого антиалиазинговым фильтром). Этот фильтр обычно предназначен для фильтрации входящего полезного сигнала на частоте, чуть превышающей интересующую нас частоту.

Примечание: фильтр сглаживания, расположенный рядом с входом АЦП, на рисунке не показан, но является хорошим конструктивным дополнением. Конденсатор в этой RC-цепи обеспечивает заряд для поддержания уровня напряжения, когда АЦП производит выборку входного сигнала. Подробнее об этом можно узнать в статье «Пример разработки драйвера АЦП, оптимизирующего гармонические искажения, шум и отношение сигнал шум для измерительных приборов с широким динамическим диапазоном» [2].

Затем АЦП дискретизирует сигнал с частотой, в M раз превышающей частоту Найквиста интересующего нас сигнала. После этого поступающий поток выборок снова фильтруется цифровым фильтром нижних частот (обычно КИХ или БИХ) для дальнейшего удаления гауссова шума из сигнала, а также удаления шума квантования, возникающего при работе АЦП. (Для других видов шума, таких как импульсный шум, взрывной шум и т. д., также могут быть полезны иные конструкции фильтров). Передискретизация дала нам преимущество в виде перераспределения шума по широкой полосе частот, и наш цифровой фильтр нижних частот может удалить большую часть этого шума.

Затем мы прореживаем поток данных сигнала. Прореживание (также известное как понижающая дискретизация или децимация) – это просто действие, при котором используется только каждая 2-я, или 3-я, или 4-я выборки, вплоть до каждой M -й, а остальные отбрасываются. Это безопасно благодаря передискретизации и фильтрам нижних частот, поэтому мы не будем сильно искажать сигнал с более низкой частотой дискретизации. Прореживание существенно сужает полосу частот, представленную оставшимися выборками. Дальнейшая обработка теперь требует меньших вычислительных затрат, так как количество выборок значительно сокращается.

Это работает

Это действительно работает. Однажды я занимался проектом, в котором требовался прием очень слабых сигналов, передаваемых по линии электрической сети (меньше 1 Вт). Сигнал ослаблялся конденсаторами на линиях, различными трансформаторами и всеми устройствами потребителей, подключенными к линии сети. Принимаемый сигнал составлял около 10 мкВ и передавался по линии переменного тока 240 В. В итоге мы выполнили передискретизацию примерно в 75 миллионов раз выше частоты Найквиста и смогли успешно принимать сигналы на расстоянии более 160 км от передатчика. **РП**

Ссылки

1. Damian Bonicatto, Phoenix Bonicatto. [Адаптивное разрешение для АЦП](#)
2. [ADC Driver Reference Design Optimizing THD, Noise, and SNR for High Dynamic Range Instrumentation](#)

Электрическая модель солитона на реверсивной логике

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрены электрические модели солитона, способные имитировать линейное, плоскостное и объемное распространение волн ударного возбуждения в различных средах. Простейшая нереверсивная модель солитона выполнена на основе повторителя напряжения с RC-цепочкой задержки времени. Последовательное включение таких элементов способно имитировать линейное распространение волны возбуждения, а сама цепочка элементов может быть использована в качестве многоотводной линии задержки цифровых сигналов на значительные временные интервалы. Полноценная реверсивная модель солитона выполнена на основе реверсивного повторителя напряжения, что позволяет имитировать распространение волны возбуждения как в плоскости, так и в объеме среды. Цепочка или сеть электрических узлов реверсивной модели солитона (реверсивного повторителя напряжения) может быть использована для передачи без потерь информации на неограниченное расстояние.

Под солитоном (англ. solitary wave или одиночная волна) понимают единичную волну, радиально распространяющуюся в нелинейной среде от очага возбуждения на неограниченное расстояние. Солитон характеризуется постоянной скоростью распространения и неизменной формой. Впервые на солитон обратил внимание и затем описал его шотландский инженер-кораблестроитель Джон Скотт Рассел (John Scott Russell, 1808–1882) в 1834 г.

Наиболее узнаваемым солитоном является цунами – разрушительная волна, возникающая в морской среде при катастрофических геодинамических событиях. В этой связи вопрос моделирования возникновения и распространения солитонов исключительно актуален.

Немногочисленные электрические модели солитона чаще всего включали в себя совокупность LC-элементов, которые в большей мере отвечали описанию гармонических волн. Одна из немногих адекватных электрических моделей солитона была описана в монографии [1].

На Рисунке 1 приведена схема единичного электронного строительного материала для создания простейшей модели солитона. Узел нереверсивной модели солитона является примитивным элементом задержки импульса и содержит повторитель напряжения с высокоомным входным сопротивлением, а также входную RC-цепочку. При подаче на вход устройства электрического импульса возбуждения через диод VD1 и резистор

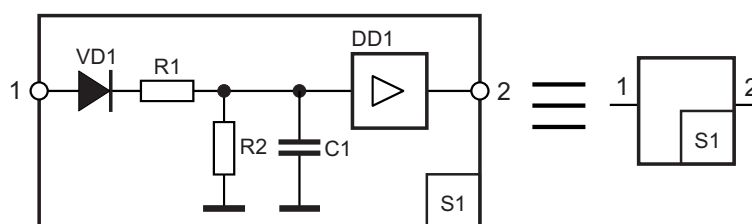


Рисунок 1. Единичный электрический узел нереверсивной модели солитона.

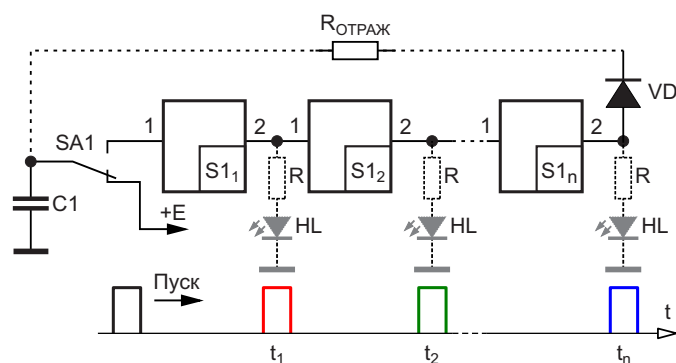


Рисунок 2. Электрическая нереверсивная модель солитона.

Р1 происходит заряд конденсатора С1 и его последующая разрядка на резистор R2. На выходе повторителя напряжения появляется импульс, сдвинутый по времени относительно исходного на время, в пределах которого напряжение на входе повторителя напряжения будет превышать порог его переключения.

Последовательное включение цепочки таких элементов, Рисунок 2, позволяет имитировать поведение солитона при распространении его вдоль линии. В качестве источника возбуждения использован разряд конденсатора С1 на входную ячейку первого по счету элемента цепочки. Количество элементов цепочки не ограничено, поскольку сигнал, распространяемый вдоль цепочки, при определенных условиях не затухает во времени. При введении обратной связи с любого эле-

мента цепочки на вход источника возбуждения (диод VD и R_OTPAЖ) наблюдается возникновение бегущий по кругу волны возбуждения. В зависимости от параметров резистивных и емкостных элементов цепочки могут быть смоделированы реальные условия распространения волн возбуждения в различных средах.

Более совершенной является реверсивная модель солитона, Рисунок 3, выполненная на основе реверсивного повторителя напряжения, дополненного элементами задержки импульса. Единичный электрический узел, Рисунок 3, или реверсивный повторитель напряжения основан на идеях, описанных в работах [2–4]. Импульс при поступлении на вход устройства (вывод 1) через нормально замкнутый элемент DA1.1 и цепочку задержки R2C1 поступает на вход

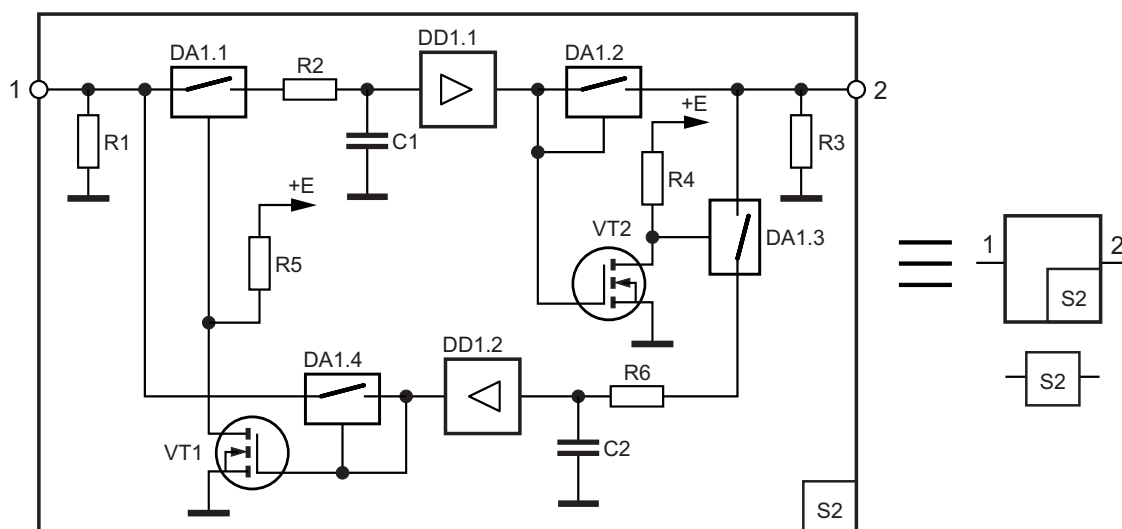


Рисунок 3. Единичный электрический узел реверсивной модели солитона (реверсивный повторитель напряжения).

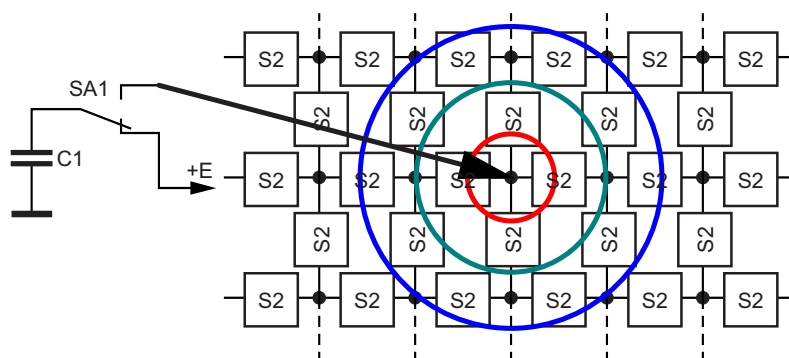


Рисунок 4. Двумерная модель солитона и волна распространения сигнала при возбуждении одной из его ячеек.

повторителя напряжения DD1.1, включает коммутатор DA1.2 и без потерь проходит на выход устройства (вывод 2). Одновременно этот импульс открывает транзистор VT2 и отключает тем самым ключ DA1.3, препятствуя возникновению обратной связи.

Аналогичным образом можно рассмотреть процесс прохождения импульса, подаваемого на вывод 2 устройства.

На основе единичных электрических узлов реверсивной модели солитона может быть создана двумерная или трехмерная модель распространения волны возбуждения в однородных или неоднородных средах, Рисунок 4.

Последовательное включение электрических узлов реверсивной модели солитона можно использовать в качестве многоотводной реверсивной линии задержки цифровых

сигналов на значительные временные интервалы.

Цепочка или сеть реверсивного повторителя напряжения как регенератора цифровых сигналов может быть использована для передачи без потерь информации на неограниченное расстояние. **РЛ**

Литература

1. Balasubramanian S.V. The Nonlinear Universe. Solitons, Chaos and Nonlinear Philosophy in Science, Technology, Arts, Management, Medicine and Spirituality. Chisinau: Scholars Press, 2016. 236 p.
2. Шустов М.А. Реверсивные регенераторы логического уровня. Радиомир. 2011. № 4. С. 14–15.
3. Шустов М.А. [Реверсивная работа логических элементов](#). РадиоЛоцман. 2019. № 8. С. 44–46.
4. Шустов М.А. [Реверсивный УНЧ](#). РадиоЛоцман. 2019. № 2. С. 44–47.

Аналоговые удвоители частоты

John Dunn

EDN

Тригонометрия средней школы в сочетании с четырехквadrантными умножителями может быть использована для создания синусоидальных удвоителей частоты. Здесь нет ничего нелинейного, а это означает отсутствие каких-либо жестких требований к фильтрации.

Если из исходного синусоидального сигнала получить новые синусоиды с частотой, кратной исходной, то далее могут оказаться полезными небольшое количество тригонометрии и четырехквadrантных умножителей. Рассмотрим следующее SPICE-моделирование на Рисунке 1.

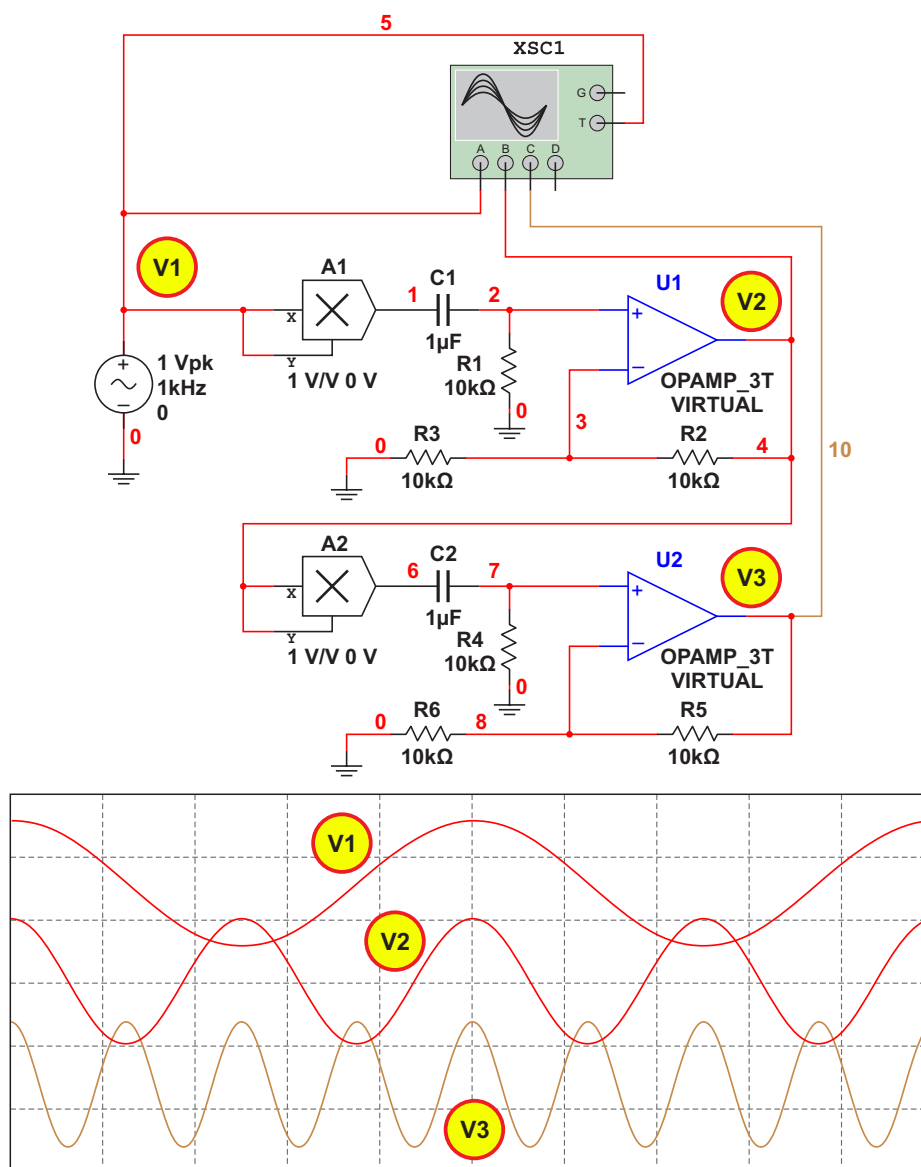


Рисунок 1. Два аналоговых удвоителя частоты, A1 + U1 и A2 + U2, соединенные каскадом, образуют умножитель частоты на четыре.

На схеме показана пара элементов A1 и U1, сконфигурированная как удвоитель частоты от V1 до V2, и пара A2 и U2, сконфигурированная как еще один удвоитель частоты от V2 до V3. Вместе они образуют умножитель частоты на четыре от V1 до V3. При большем количестве схем можно сделать умножитель на восемь и так далее, но конечно, в пределах полосы пропускания активных полупроводников.

Работа удвоителя частоты основана на следующих тригонометрических тождествах:

$$\sin^2(x) = 0.5 \cdot (1 - \cos(2x))$$

$$\text{и } \cos^2(x) = 0.5 \cdot (1 + \cos(2x))$$

$$\sin^2(x) = 0.5 - 0.5 \cdot \cos(2x)$$

$$\text{и } \cos^2(x) = 0.5 + 0.5 \cdot \cos(2x)$$

Выбирайте сами: обе формулы дают постоянное смещение и синусоиду, имеющую частоту вдвое большую, чем та, с кото-

рой вы начинали. Выполните блокировку постоянной составляющей, как это сделано с помощью C1 и R1 на показанной схеме, и вы получите синусоиду с удвоенной частотой и половиной первоначальной амплитуды. Затем добавьте каскад усиления на два, и у вас будет синусоида с удвоенной частотой и той же исходной амплитудой.

Такой подход требует меньше усилий, чем выполнение какой-либо нелинейной обработки входной синусоиды для создания гребенки гармоник с последующей фильтрацией всех частот, кроме одной, нужной вам.

Хотя на выходе каждого операционного усилителя могут присутствовать и другие гармоники – в зависимости от степени неидеальности умножителя и операционного усилителя, – номинально этот процесс не приводит к появлению других нежелательных гармоник. Такие гармоники, которые все же могут случайно возникнуть, не потребуют использования высокоэффективного фильтра для их устранения. **РЛ**

Когда в импульсных источниках питания пропускаются импульсы

Frederik Dostal

Даже в импульсных источниках питания с фиксированной частотой переключения последовательность импульсов не всегда непрерывна. В некоторых случаях импульсы по разным причинам пропускаются. Это важно учитывать при оценке пульсаций выходного напряжения и электромагнитных помех.

Импульсный регулятор напряжения, как правило, работает с регулируемой или фиксированной частотой переключения. Ее значение обычно указывается на первой странице технического описания микросхемы импульсного регулятора. Выбранная для схемы источника питания частота переключения важна, поскольку она влияет на размеры и стоимость внешних пассивных компонентов. Кроме того, частота переключения влияет на достижимый КПД преобразования. Для всей электронной схемы в целом, то есть не только для преобразователя энергии, но и для других сегментов схемы в системе, выбранная частота переключения также важна. Частота коммутации обычно выбирается в таком диапазоне частот, в котором система в целом наименее чувствительна к помехам. Через емкостные и индуктивные связи, обусловленные паразитными эффектами на печатной плате, частота переключения источника питания обычно проникает во многие сегменты электрической схемы.

При испытаниях реальной схемы после правильного выбора частоты переключения разработчики схем часто бывают сильно удивлены. Разработанная схема часто переключается не так, как ожидалось, при выбранной

частоте переключения. Этому есть две общие причины.

Пакетный режим

Во многих приложениях требуется очень высокий КПД преобразования, даже при низких выходных нагрузках. Если требуемая выходная мощность составляет всего несколько милливатт, ток питания самого импульсного регулятора оказывается существенно непропорциональным выходному току. Это особенно актуально, если коэффициент полезного действия выражается в процентах. Для повышения КПД в таких случаях в микросхеме импульсного регулятора часто предусматривается специальный пакетный режим. На Рисунке 1 показана зависимость напряжения импульсного регулятора от времени в пакетном режиме. Коммутационный узел переключается один раз, после чего пере-

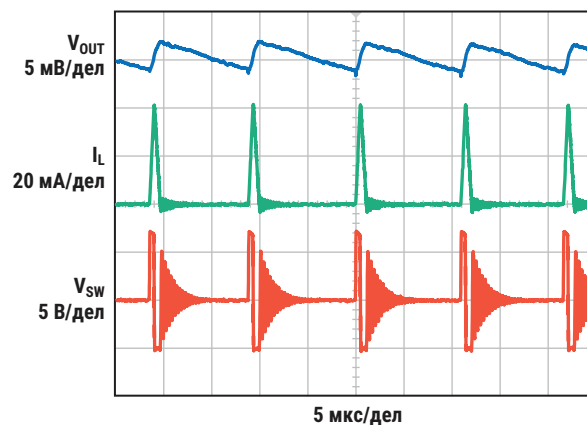


Рисунок 1. Концепция пакетного режима в импульсном источнике питания.

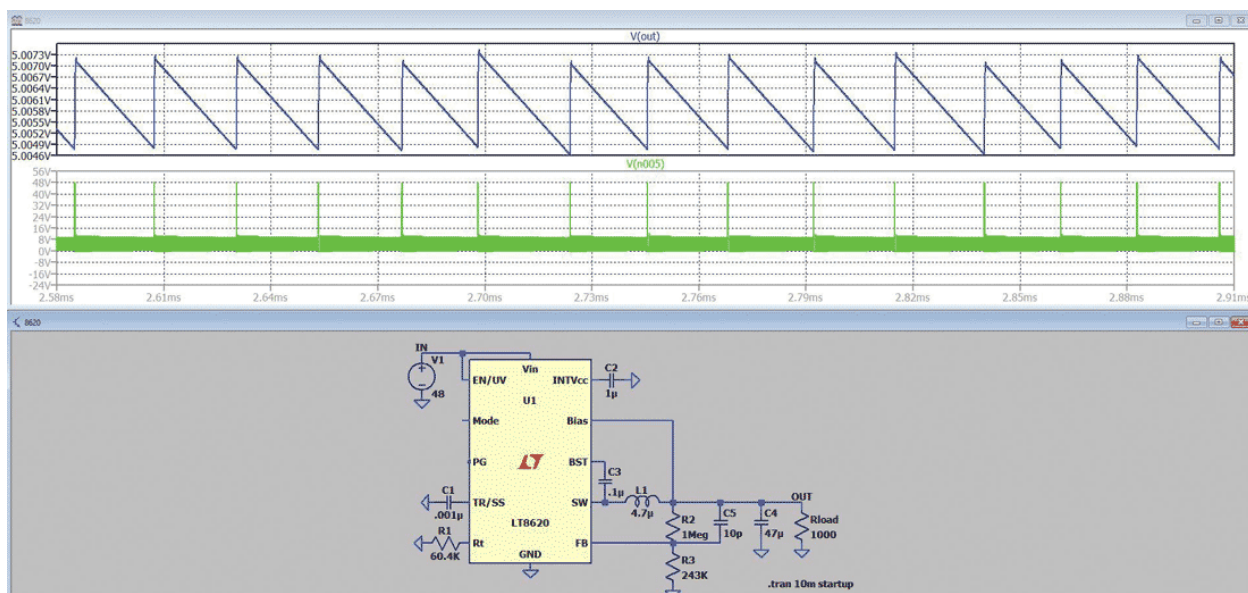


Рисунок 2. Моделирование импульсного понижающего регулятора LT8620 в пакетном режиме с помощью LTspice.

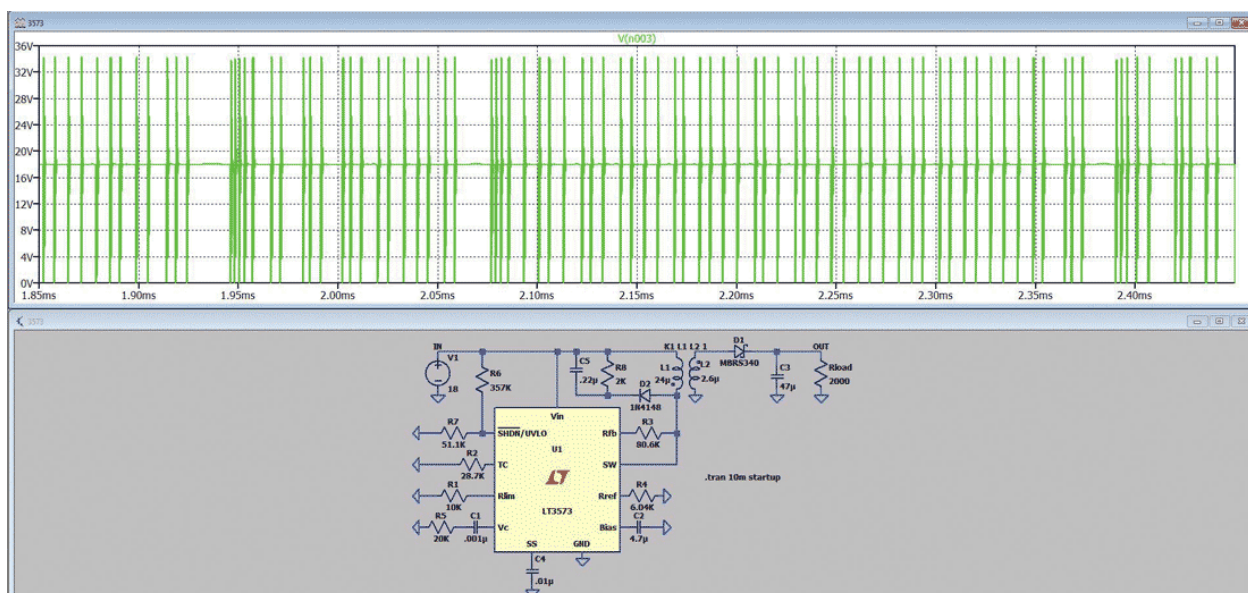


Рисунок 3. LT3573 в режиме пропуска импульсов при низкой нагрузке.

ходит в более длительную фазу паузы. Во время этой фазы паузы многочисленные функции микросхемы импульсного регулятора переводятся в спящий режим, в котором потребляется лишь очень незначительное количество подаваемой энергии. На Рисунке 1 показаны напряжение в коммутационном узле V_{SW} , ток дросселя I_L и выходное напряжение V_{OUT} .

При работе в пакетном режиме пульсации выходного напряжения выше. Они имеют гораздо более низкую частоту, чем пульсации напряжения, определяемые частотой пере-

ключения в нормальном режиме работы. В зависимости от микросхемы преобразователя напряжения и условий работы схемы, работа в пакетной фазе осуществляется с очень небольшим количеством импульсов – например, с одним или несколькими (Рисунок 2). Обычно генерируется столько импульсов, сколько необходимо, чтобы выходное напряжение достигло заданного верхнего порога. Затем следует пауза, которая длится до тех пор, пока выходное напряжение не опустится ниже минимального порога. Здесь

во время генерации импульсов переключение по-прежнему происходит с выбранной частотой, но в спектре также появляется гораздо более низкая частота, определяемая фазами пакета и паузы.

Режим пропуска импульсов

Другой режим – режим пропуска импульсов. Он встречается в различных типах преобразователей энергии. Во многих схемных решениях всякий раз, когда в коммутационном узле возникает импульс, определенное количество энергии, рассчитанное на основе минимального времени включенного состояния, переносится с входной стороны на выход преобразователя энергии. Однако если в этот момент нагрузке не требуется энергия или требуется лишь небольшое ее количество, выходное напряжение повышается. Чтобы предотвратить слишком большой рост выходного напряжения, некоторые импульсы пропускаются (Рисунок 3). При этом также увеличиваются пульсации выходного напряжения. Режим пропуска импульсов обычно активируется компаратором защиты от повышенного напряжения в узле обратной связи. Если, например, пропускать каждый второй импульс, в спектре (в представлении БПФ) будет видна частота, соответствующая половине установленной частоты переключения.

В отличие от пакетного режима, режим пропуска импульсов рассчитан только на

поддержание выходного напряжения в определенном диапазоне и не обеспечивает существенной экономии энергии. Поэтому КПД преобразования повышается лишь незначительно.

Таким образом, если импульсный регулятор переключается с частотой, отличной от заданной, это может быть связано с тем, что схема находится либо в пакетном режиме, либо в режиме пропуска импульсов.

Однако могут быть и другие причины возникновения прерывистых импульсов в коммутационном узле. К ним относятся общая неустойчивость контура регулирования, достижение существующего ограничения по току, нагрев выше температуры защитного отключения и многое другое.

Заключение

Импульсные источники питания могут работать с частотой, отличной от ожидаемой. Обычно это происходит в условиях низкой нагрузки. Понимание механизма такого поведения полезно при оценке схемы импульсного источника питания. Тогда разработчик может с уверенностью сделать вывод о том, что источник питания действительно работает надежно. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT3573](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT8620](#)

Термокомпенсированный антилогарифмический усилитель, не требующий калибровки

Christopher Paul

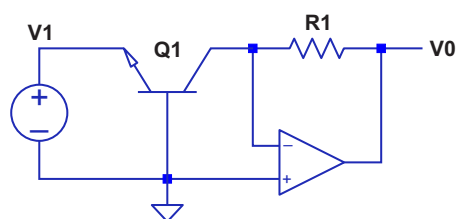
EDN

Типичная антилогарифмическая схема

Простейший антилогарифмический усилитель выглядит как знакомая схема на Рисунке 1.

Приближенная формула для расчета V_0 , приведенная на Рисунке 1, взята из модели Эберса-Молла. Более совершенной моделью, используемой во многих современных симуляторах, таких как LTspice, является модель Гуммеля-Пуна, обсуждать которую я здесь не буду. Для обсуждений в этой статье достаточно работать с моделью Эберса-Молла, а симулятору позволить использовать преимущества модели Гуммеля-Пуна.

Простая схема на Рисунке 1 чувствительна как к температуре, так и к значению I_S . К со-



$$V_0 = -I_S \left[\exp\left(\frac{qV_1}{kT}\right) - 1 \right] \cdot R_1$$

(Для большинства аргументов $\exp(\cdot)$ слагаемым «1» можно пренебречь.)

$$q = 1.602176624 \times 10^{-19} \text{ Кл}$$

$$k = 1.280649 \times 10^{-23} \text{ Дж/К}$$

T = температура в °K

I_S – обратный ток насыщения p-n перехода.

Рисунок 1. Типичная антилогарифмическая схема имеет неопределенности, связанные с обратным током I_S , и чувствительна к температуре.

жалению, значения и пределы I_S не указаны в технических описаниях. Интересно, что в моделях SPICE используются конкретные значения параметров для каждого транзистора, но при этом ничего не говорится о пределах этих значений. Транзисторы, взятые из разных участков одной и той же кремниевой пластины, могут иметь разные значения параметров. Различия между разными пластинами, изготовленными на одном и том же предприятии, могут быть еще больше, а если рассматривать пластины с разных предприятий одного и того же производителя, различия могут быть еще заметнее. Если еще учесть, что изделия с одинаковыми обозначениями выпускаются разными производителями, опасения относительно повторяемости конструкции станут очевидными и обоснованными.

Решение проблем, связанных с изменениями температуры и разбросом I_S

Необходима схема, которая учитывала бы эти два фактора обеспечения стабильных характеристик. К счастью, схема на Рисунке 2 является известным решением проблемы [1].

Работает она следующим образом. При условии, что транзисторы Q_{1A} и Q_{1B} взяты из соседних участков одной кремниевой пластины, их характеристики (и, в частности, I_S) приблизительно одинаковы (опять же, значение I_S не указано). Тогда мы можем записать, что:

$$V_{BE1A} = \frac{kT}{q} \times \left(\frac{I_{C1A}}{I_S} \right)$$

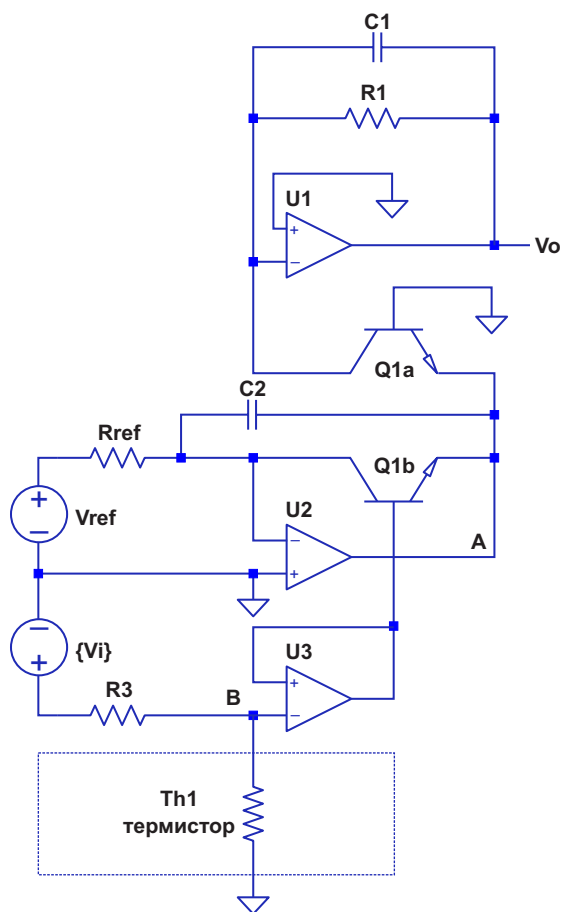


Рисунок 2. Эта схема учитывает изменения как температуры, так и тока I_S . Ключом к ее успешной работе является то, что транзисторы Q_{1A} и Q_{1B} представляют собой согласованную пару, взятую из соседних точек на одной кремниевой пластине. Работа с одинаковыми напряжениями коллектор-эмиттер также полезна для согласования.

и

$$V_{BE1B} = \frac{kT}{q} \times \left(\ln \left(\frac{I_{C1B}}{I_S} \right) \right).$$

(Здесь и далее:

V_{BE} – напряжение база-эмиттер,

V_B – напряжение базы,

V_E – напряжение эмиттера,

I_C – ток коллектора)

Очевидно также, что

$$I_{C1A} = \frac{V_0}{R_1}$$

и

$$I_{C1B} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}}.$$

Кроме того

$$V_{E1B} = -V_{BE1A}$$

и

$$V_{B1B} = V_i \times \frac{Th_1}{Th_1 + R_3}.$$

Поэтому

$$V_{E1B} = V_i \times \frac{Th_1}{Th_1 + R_3} - (-V_{BE1A}).$$

Следовательно

$$V_{BE1B} - V_{BE1A} = V_i \times \frac{Th_1}{Th_1 + R_3}.$$

Подставляем выражение для I_C в формулы для двух напряжений V_{BE} :

$$\frac{kT}{q} \cdot \left(\ln \left(\frac{I_{C1B}}{I_S} \right) - \ln \left(\frac{I_{C1A}}{I_S} \right) \right) = V_i \cdot \frac{Th_1}{(Th_1 + R_3)}.$$

И вот вам немного «магии» схемы: независимо от их значения, совпадающие I_S сокращаются! Из свойств логарифмов

$$\frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{C1B}}{I_{C1A}} \right) = V_i \cdot \frac{Th_1}{(Th_1 + R_3)}.$$

Опять же, из свойств логарифмов

$$\ln \left(\frac{I_{C1A}}{I_{C1B}} \right) = -\ln \left(\frac{I_{C1B}}{I_{C1A}} \right) = -V_i \cdot \frac{\frac{kT}{q} \cdot (Th_1 + R_3)}{Th_1}.$$

Потенцируем, подставляем в формулу значения I_C и решаем относительно V_0 :

$$V_0 = V_{REF} \cdot \frac{R_1}{R_{REF}} \cdot \exp \left(-V_i \cdot \frac{Th_1}{\frac{kT}{q} \cdot (Th_1 + R_3)} \right). \quad (1)$$

Обратите внимание, что для правильной работы значение V_i должно быть отрицательным.

Улучшение температурной компенсации

Давайте теперь обратим внимание на использование терморезистора для темпе-

ратурной компенсации. Я привык иметь дело с устройствами, имеющими отрицательный температурный коэффициент (NTC). Но они плохо справляются с задачей устранения «Т» в знаменателе формулы (1). Не было ли допущено ошибки в [1]?

В схеме на Рисунке 2 я поменял местами резистор R_3 и термистор (NTC) и добавил несколько резисторов в различных последовательных и параллельных комбинациях. Попробовав несколько разных номиналов резисторов, я добился определенного успеха. Но в показанной схеме результаты были гораздо лучше при использовании термистора с положительным температурным коэффициентом (PTC).

Я остановился на легкодоступном и недорогом термисторе Vishay TFPT1206L1002FM. Это практически идеально линейные устройства, особенно по сравнению с сильно нелинейными NTC-термисторами. Различия между двумя такими устройствами с сопротивлениями 10 кОм при 25 °C показаны на Рисунке 3. Логично предположить, что правильно расположенное почти линейное устройство лучше справится с компенсацией линейного изменения температуры.

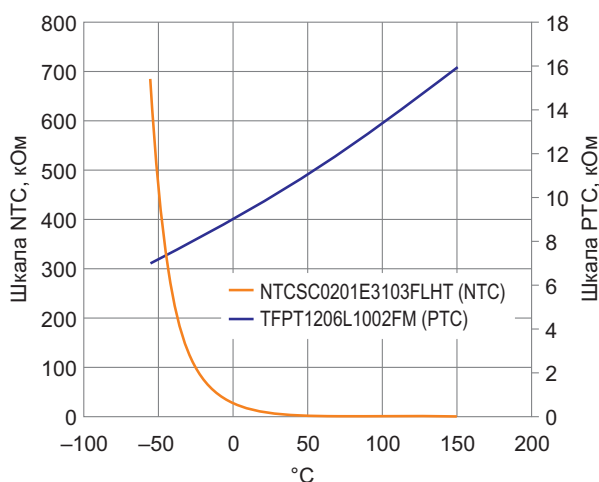


Рисунок 3. Сравнение сильно нелинейного NTC- и почти линейного PTC-термистора.

Чтобы увидеть, улучшит ли это общую температурную компенсацию в схеме на Рисунке 2, я рассмотрел возможность добавления постоянного резистора последовательно с термистором и еще одного резистора, параллельного этой последовательной комбинации.

Интуитивно полагая, что эта комбинация из трех компонентов могла бы лучше работать в цепи обратной связи инвертирующего операционного усилителя, на входе которого был бы еще один постоянный резистор, я рассмотрел как исходную неинвертирующую, так и новую инвертирующую конфигурации. Встал вопрос о том, как найти сопротивления постоянных резисторов.

Аргумент экспоненты в формуле (1) (без учета V_I) дает передаточную функцию $H(T, \langle \text{резисторы, PTC} \rangle)$, которая в идеале должна быть инвариантна температуре T (с соответствующим изменением значения T_{H1} для учета последовательных и параллельных резисторов).

Для любого заданного набора значений сопротивлений резисторов конфигурации вносят некоторое приблизительное, среднее ослабление α входного напряжения V_I . Нам необходимо найти значения сопротивлений резисторов и α таким образом, чтобы для каждой температуры T_k в выбранном диапазоне температур (я выбрал для работы целочисленные значения температур от -40 °C до +85 °C включительно и использовал соответствующие значения сопротивлений PTC) следующее выражение было бы минимизировано:

$$\sum_k (H(T_k - \alpha))^2.$$

Идеальным инструментом для решения этой задачи оказалась надстройка Solver (Поиск решения) программы Excel.

Выигрышный результат

Было установлено, что конфигурации работают одинаково хорошо (с разными номиналами компонентов). Я выбрал инвертор, поскольку он позволяет использовать положительное напряжение V_I . На Рисунке 4 показан выигрышный результат. Среднее значение α было определено равным 1.1996.

Приближенная формула (1) для Рисунка 4 теперь становится такой:

$$V_0 = V_{REF} \cdot \frac{R_1}{R_{REF}} \cdot e^{V_I \cdot \alpha} = 0.0025 \cdot e^{1.1996 \cdot V_I}. \quad (2)$$

Схема на Рисунке 4 была смоделирована для температур от -40 °C до +80 °C с шагом

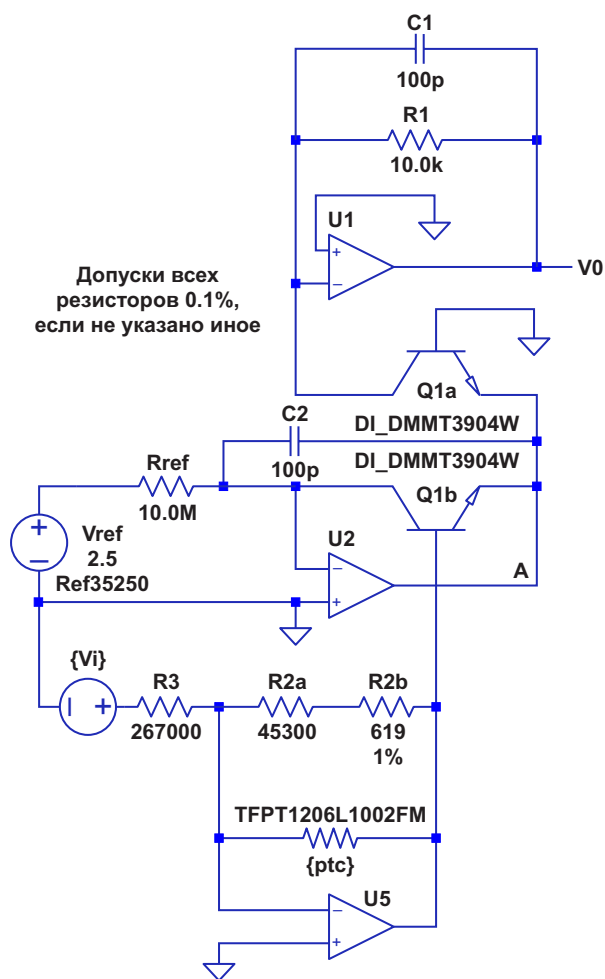


Рисунок 4. Смоделированная схема с резисторами R_{2A} , R_{2B} и R_3 , выбранными с помощью Solver программы Excel. Была выбрана конкретная согласованная пара транзисторов, а также значения сопротивлений R_1 и R_{REF} и источник напряжения V_{REF} .

10° и значений V_i , равных 100 мкВ, 1 мВ, 10 мВ, 100 мВ, 1 В и 6 В. Эти значения V_0 были разделены на величины, полученные из формулы (2), что является ожидаемыми результатами для данной схемы.

В промышленном диапазоне рабочих температур и при изменении входных напряжений более чем на четыре порядка Рисунок 5 для худшего случая показывает погрешность $-4.5\%/+1.0\%$.

Бонус

С небольшим дополнением, эта схема может также поддерживать токовый выход. Просто разделите R_1 на Рисунке 4 на два последовательных резистора и добавьте схему, показанную на Рисунке 6.

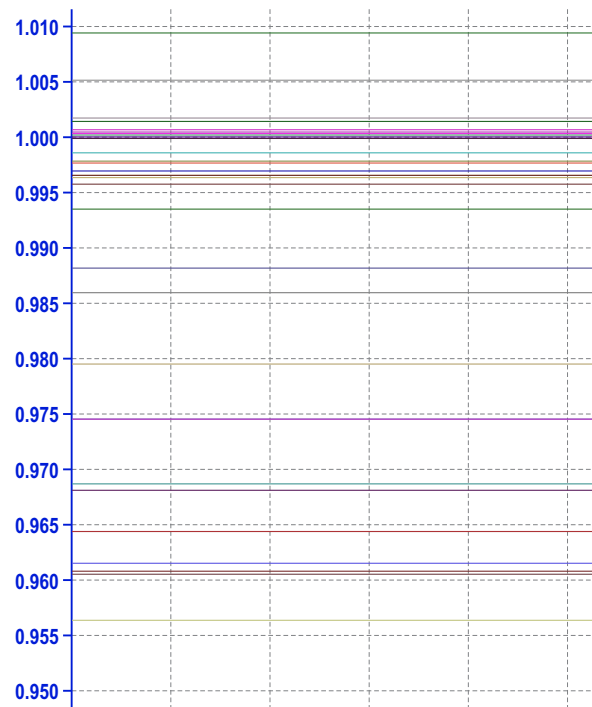


Рисунок 5. В промышленном диапазоне рабочих температур и при изменении входных напряжений на 4.5 порядка от 100 мкВ до 6 В схема на Рисунке 4 для худшего случая показывает погрешность $-5.0\%/+1.0\%$.

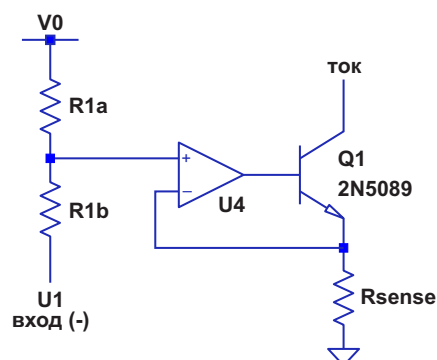


Рисунок 6. Разделите резистор R_1 на Рисунке 4 на R_{1A} и R_{1B} ; также добавьте U_4 , R_{SENSE} и транзистор 2N5089, чтобы получить на выходе источник тока.

Предостережения

При всем этом моделирование не учитывает различий между токами I_S транзисторов согласованной пары; источник такой информации мне неизвестен. Я не указал типы операционных усилителей для этой схемы, но им потребуется положительное и отрицательное питание, а диапазон их синфазных входных напряжений должен включать землю. Токи смещения не должны превышать 10 нА,

а рекомендуемые напряжения смещения должны быть менее 1 мВ.

Температурная компенсация для антилогарифмического усилителя

Для разработки схемы температурной компенсации антилогарифмического усилителя на основе почти линейного РТС-терморезистора использовалась надстройка Solver. Схема обеспечивает хорошую температурную компенсацию в промышленном диапазоне температур. Она работает в диапазоне уровней сигналов, перекрывающем

более трех порядков. Доступны выходы по напряжению и по току. **РЛ**

Ссылка

1. Jain, M. K.. "[Antilog amplifiers](#)."

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments REF35250](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)
3. [Datasheet Diodes DMMT3904W](#)
4. [Datasheet Vishay NTCSC0201E3...T](#)
5. [Datasheet Vishay TFPT](#)

Управление щеточными двигателями постоянного тока

David Birks

Power Systems Design

Когда лучше использовать бесщеточные альтернативы

В последние годы все большее распространение получают бесщеточные двигатели постоянного тока. Они работают более плавно, чем щеточные двигатели, имеют более высокий КПД, требуют меньшего технического обслуживания и обладают более высоким отношением крутящего момента к мощности.

С другой стороны, бесщеточные двигатели дороже и нуждаются в более сложной схеме управления. В этой статье рассматриваются другие различия между двумя типами двигателей, и объясняется, почему во многих случаях более дешевый бесщеточный двигатель постоянного тока остается лучшим вариантом.

Конструкция и работа двигателя

Щеточные двигатели постоянного тока состоят из четырех основных компонентов: статора, ротора, коллектора и щеток (см. Рисунок 1).

Статор может быть постоянным магнитом или электромагнитом. Он неподвижен и охватывает ротор, состоящий из одной или нескольких обмоток провода, намотанных на сердечник из черного металла, обычно железа.

При прохождении тока через обмотку ротора возникает магнитное поле, которое взаимодействует с полем, создаваемым статором, и, таким образом, вращает ротор. Кол-

лектор представляет собой проводящую медную втулку на оси ротора, имеющую зазоры, разделяющие его на сегменты. При вращении оси он физически отсоединяется от щеток и снова подключается к другой паре сегментов. Это меняет полярность магнитного поля каждый раз, когда двигатель совершает пол-оборота, и обеспечивает плавное вращение.

Преимуществом щеточного двигателя постоянного тока является то, что за счет вращения коллектора он сам меняет направление тока, поэтому внешний контроллер ему не требуется. Недостаток же заключается в том, что щетки и коллектор могут изнашиваться из-за трения и требовать обслуживания.

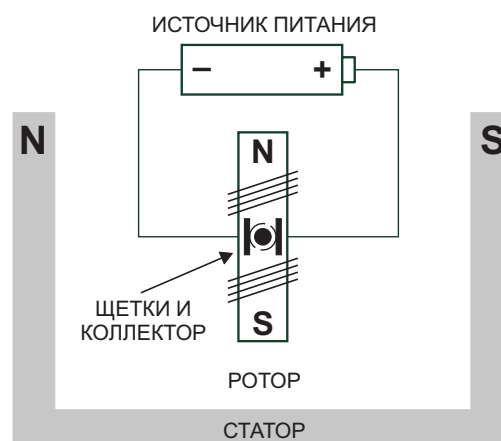


Рисунок 1. Двухполюсный щеточный двигатель.

Существует пять типов щеточных двигателей – один с постоянным магнитом и четыре варианта с электромагнитом в статоре: с параллельным, последовательным, смешанным и независимым возбуждением. Наиболее распространенными являются двигатели с постоянными магнитами и с независимым возбуждением благодаря своей универсальности. У каждого варианта есть свои плюсы и минусы, что делает их пригодными для различных областей применения.

В отличие от этого, бесщеточному двигателю постоянного тока, как следует из его названия, для коммутации токов обмоток не нужны щетки. Вместо изменения направления тока посредством физического контакта между щетками и коллектором с пазами, для управления направлением тока бесщеточного двигателя используется электронная схема. Это создает переменный ток от источника постоянного тока, и контроллер меняет направление (или фазу) тока каждый раз, когда двигатель поворачивается на 180° или на другой фиксированный угол, например, на 120° для трехфазного двигателя, обеспечивая равномерное вращение.

Бесщеточный двигатель обеспечивает более плавное вращение, чем щеточный двигатель, и обычно требует меньшего обслуживания. Бесщеточный двигатель также имеет более длительный срок службы, поскольку щетки и коллектор не подвергаются физическому износу. Это позволяет обеспечить более точное управление и более высокие скорости, и часто – более высокое отношение мощности к массе. Кроме того, у большинства бесщеточных двигателей ток проходит через неподвижную обмотку, вокруг которой вращаются постоянные магниты; это позволяет избежать сложностей, связанных с передачей тока через подвижный ротор.

Типичные схемы управления

Главным недостатком бесщеточного двигателя является стоимость – как самого двигателя, так и необходимой для него более сложной схемы управления.

В простейшем случае щеточному двигателю не требуется внешний контроллер, поскольку для поддержания его вращения достаточно физического подключения щеток. Если же для приложения требуется, чтобы

двигатель имел переменную скорость или мог менять направление вращения, нужна какая-либо схема управления.

Принцип действия схемы управления коллекторным двигателем основан на том, что напряжение на двигателе пропорционально скорости вращения, поэтому изменение напряжения позволяет управлять скоростью вращения. Схемы также могут изменять направление тока, протекающего через двигатель, тем самым изменяя направление вращения.

На практике напряжение часто поддерживается постоянным, но быстро выключается и включается снова с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для получения нужного «среднего» напряжения путем изменения коэффициента заполнения. Это более эффективно, чем снижение управляющего напряжения за счет использования делителя напряжения.

Щеточному двигателю для вращения в одном направлении требуется всего один транзистор и обратный диод, а для изменения направления нужна показанная на Рисунке 2 схема, называемая H-мостом. Обратные диоды на Рисунке 2 обеспечивают безопасный путь к земле для противо-ЭДС, которая при отсутствии диодов могла бы привести к повреждению схемы. Напротив, бесщеточному двигателю полный H-мост требуется для любого вращения.

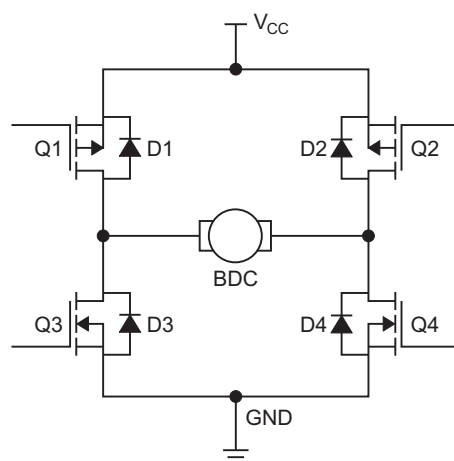


Рисунок 2. Схема H-моста.

В H-мосте для управления током используются четыре транзистора: Q1, Q2, Q3 и Q4. Когда транзисторы Q1 и Q4 включены, ток

протекает через двигатель (обозначенный как BDC) слева направо, заставляя его вращаться. И наоборот, если включены Q2 и Q3, ток течет справа налево, и двигатель вращается в противоположном направлении.

В бесщеточном двигателе для создания регулируемого напряжения переменного тока требуется сложная схема управления из-за отсутствия возможности физической коммутации. Управление изменением напряжения может быть реализовано с помощью аналоговых компонентов или цифровым способом с помощью ПЛИС или микроконтроллера. На практике управление часто осуществляется с помощью микросхем универсальных драйверов двигателей, в которых объединены все необходимые функции.

В схемах управления бесщеточными двигателями могут использоваться датчики для определения положения вала, что позволяет синхронизировать коммутацию управляющего напряжения с вращением двигателя. Это достигается с помощью оптических энкодеров или датчиков Холла, но положение также может быть определено путем измерения противо-ЭДС, создаваемой обмотками двигателя; такую конфигурацию часто называют бесщеточным двигателем постоянного тока (BLDC) с бессенсорным управлением, и, хотя она позволяет обойтись без датчиков, она усложняет схему управления.

Простые решения для щеточных двигателей

Следующие примеры показывают, как на практике можно управлять щеточными двигателями.

Во-первых, в простых однонаправленных приложениях, например, в игрушках, можно использовать MOSFET DMTH4008LFDFWQ, обеспечивающие коммутацию, необходимую для управления скоростью (Рисунок 3). Устройство отличается высокой надежностью, работает при температуре до 175 °C, обеспечивает высокую плотность мощности – до 40 В при токе до 11.6 А – и имеет компактный корпус размером 2 × 2 мм.

А, например, для двунаправленного щеточного двигателя, приводящего в движение боковое зеркало автомобиля, требуется Н-мост (Рисунок 4). В этом примере исполь-

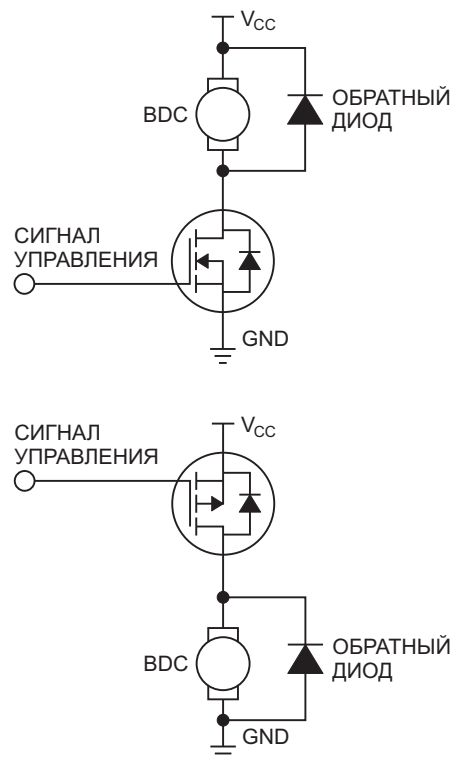


Рисунок 3. Однонаправленное управление щеточным двигателем постоянного тока.

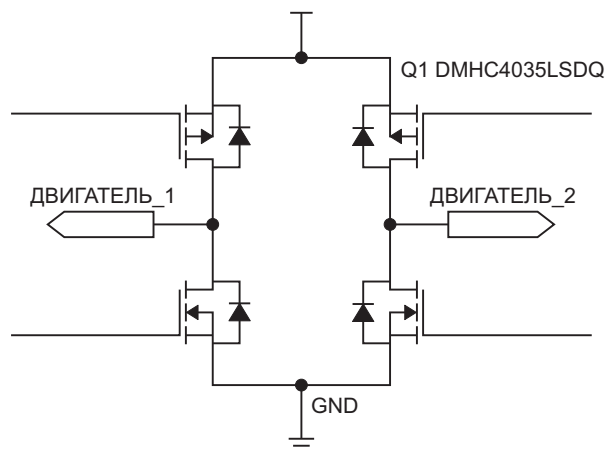


Рисунок 4. Двунаправленное управление щеточным двигателем.

зуется микросхема DMHC4035LSDQ, представляющая собой содержащийся в одном корпусе Н-мост, способный коммутировать токи до 3 А. Этот компонент также можно использовать для управления однофазным бесщеточным двигателем.

Заключение

Бесщеточные двигатели имеют ряд преимуществ по сравнению со щеточными двига-

телями, в том числе более высокий КПД, лучшую управляемость и отсутствие необходимости в обслуживании. В изделиях высокого класса, таких как дорогие автомобили, они вскоре могут полностью заменить щеточные двигатели.

С другой стороны, щеточные двигатели постоянного тока надежны, недороги и требуют минимального количества внешних компонентов для управления, что снижает общие затраты. Они будут по-прежнему использоваться во многих приложениях, где плавность работы не важна или где двигате-

ли используются нечасто, например, в регулируемых автомобильных зеркалах и электроприводах автомобильных сидений.

Независимо от того, подходит ли для вашего приложения щеточный или бесщеточный двигатель, выбор схемы управления имеет решающее значение для создания эффективной конструкции, отвечающей вашим требованиям. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes DMHC4035LSDQ](#)
2. [Datasheet Diodes DMTH4008LFDFWQ](#)

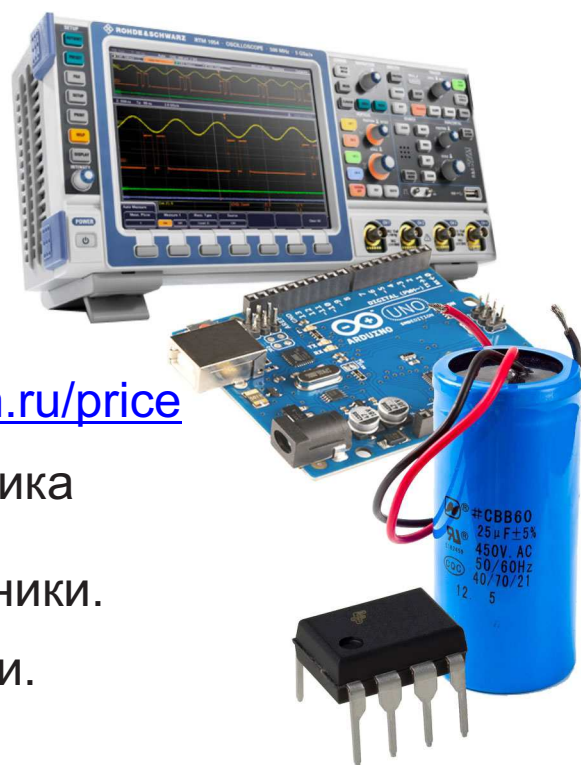


РадиоЛоцман.Цены

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

Ячейка памяти – трехполюсник

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрены варианты создания экономичных ячеек памяти, имеющих три вывода, два из которых являются выводами питания, а третий вывод – информационный. Основой ячеек памяти являются RS-триггеры ассиметричного построения, что позволяет однозначно устанавливать необходимые логические уровни при подаче питания.

К настоящему времени известно немало вариантов выполнения ячеек памяти, часть из которых приведена на Рисунке 1. Наиболее простым элементом памяти является память с использованием конденсаторов, Рисунок 1а и 1б. Недостатком такой памяти

является малое время хранения информации, что обусловлено саморазрядом конденсаторов. Известно также использование для хранения информации бистабильных тиристороподобных элементов памяти, Рисунок 1в и 1г. Большое распространение получили

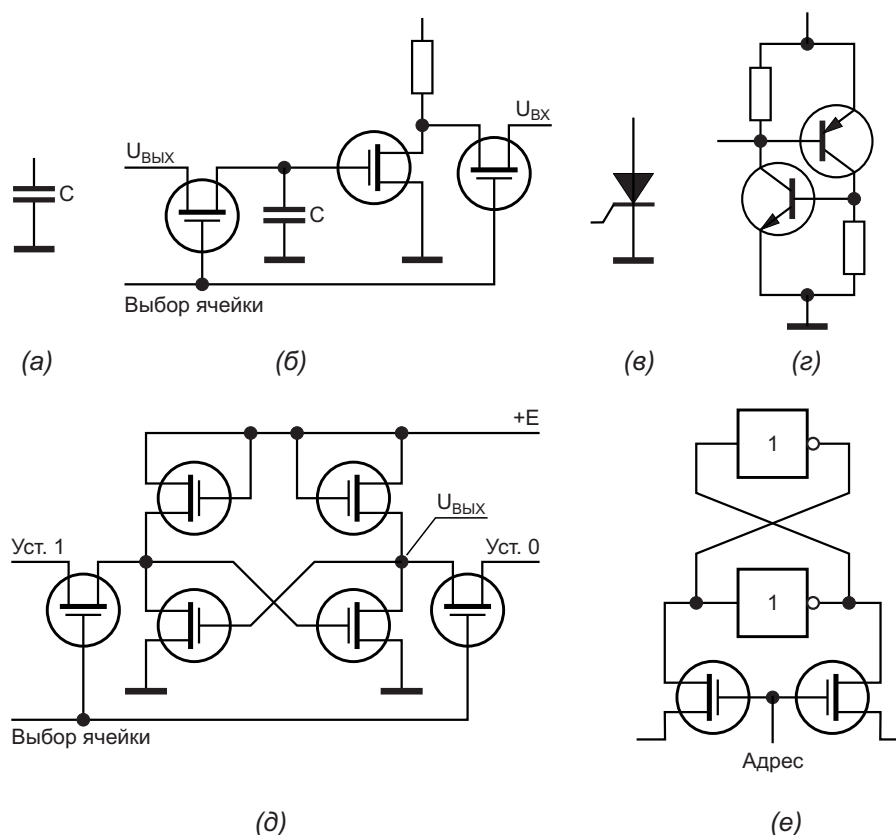


Рисунок 1. Классические единичные элементы памяти: (а) конденсаторные; (б) конденсаторные со схемой управления; (в) псевдотиристорные; (г) на основе транзисторных аналогов тиристора; (д) на основе транзисторных RS-триггеров и (е) RS-триггеров на элементах NOT.

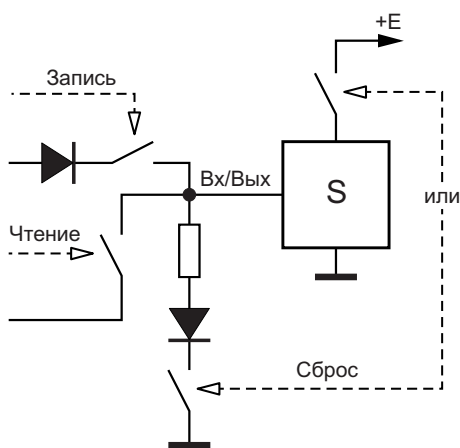


Рисунок 2. Один из возможных способов управления работой единичной ячейки записи и считывания информации.

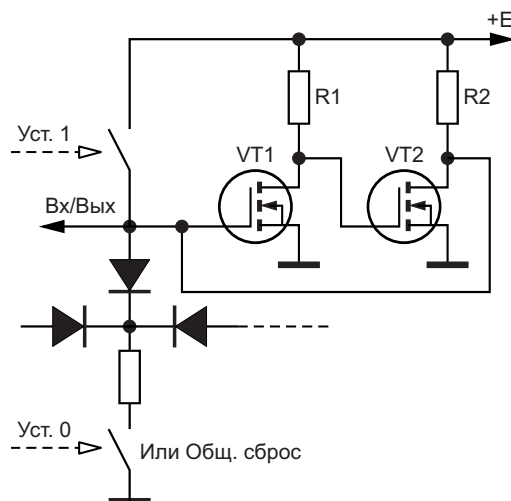


Рисунок 4. Вариант элемента памяти – трехполюсника на RS-триггере.

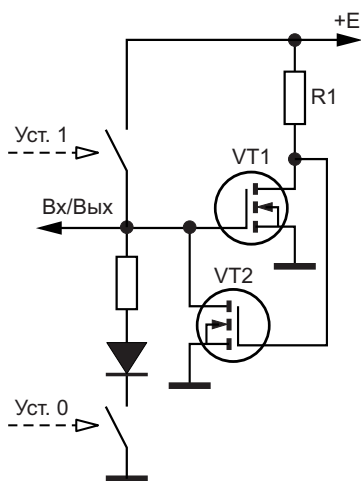


Рисунок 3. Электрическая схема элемента памяти – трехполюсника с использованием MOSFET.

которых является неопределенность установки логических уровней на входах и выходах триггера при включении питания.

На приведенных далее Рисунках 2–6 приведены схемы трехполюсных ячеек памяти на основе асимметричных RS-триггеров, а также способ управления работой единичной ячейки записи и считывания информации, Рисунок 2. Так, например, последовательная циклическая цепочка актов начального сброса, записи и последующего чтения записанной информации может быть осуществлена по способу, показанному на Рисунке 2.

Простейшая электрическая схема трехполюсного элемента памяти, содержащего минимум дискретных элементов, показана на Рисунке 3. При подаче питания на входе (и одновременно выходе) ячейки устанавли-

элементы памяти на основе симметричных RS-триггеров, Рисунок 1д и 1е, недостатком

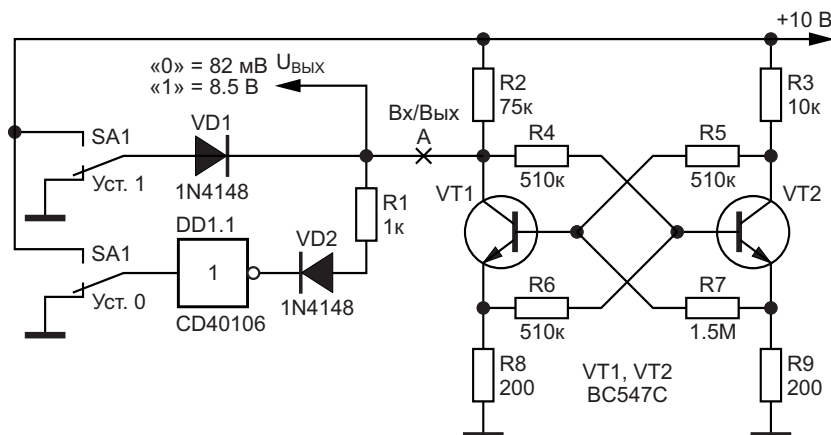


Рисунок 5. Модель единичного элемента памяти на модифицированном RS-триггере с использованием биполярных транзисторов и схема установки логической единицы и логического нуля.

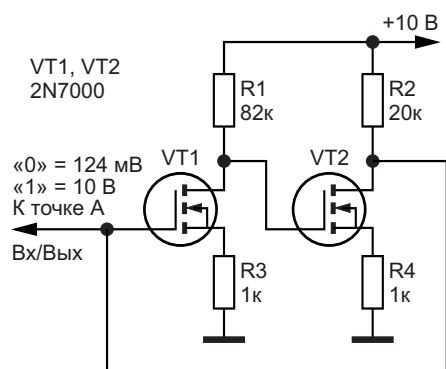


Рисунок 6. Единичный элемент памяти на модифицированном RS-триггере с использованием MOSFET.

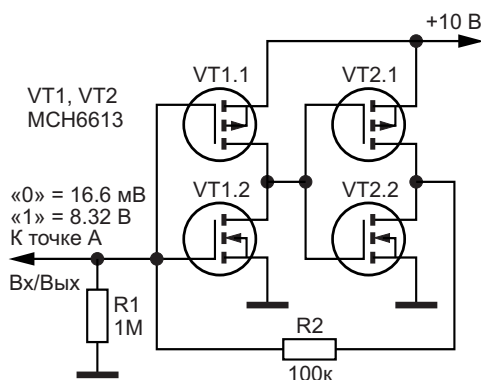


Рисунок 7. Единичный элемент памяти с использованием комплементарных MOSFET.

ваться значение логического нуля. При кратковременной подаче на вход/выход ячейки сигнала уровня логической единицы (замыкание условного ключа «Уст. 1») на входе/выходе ячейки устанавливается уровень логической единицы. Этот уровень считывается в акте считывания информации, затем информация на входе/выходе ячейки обнуляется замыканием условного ключа «Уст. 0», после чего процесс циклически повторяется.

В порядке сравнения на Рисунке 4 показан вариант трехполюсного элемента памяти на RS-триггере. В силу симметрии построения триггера устройство не обладает воспроизво-

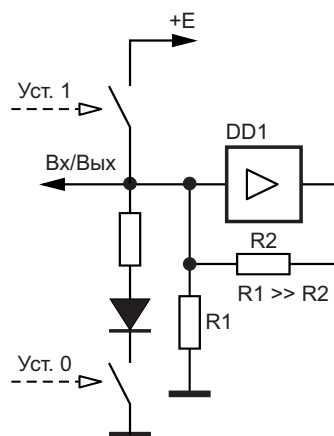


Рисунок 8. Элемент памяти – трехполюсник на основе КМОП-повторителя напряжения.

димой установкой необходимых начальных логических уровней на входе/выходе при подаче питания.

Модель единичного элемента памяти, выполненного на модифицированном асимметричном RS-триггере с использованием биполярных транзисторов, показана на Рисунке 5. При включении питания в точке А автоматически устанавливается значение логического нуля. Напряжение уровня логической единицы или нуля в точке А (вход/выход) триггера устанавливается ключами SA1 и SA2.

Вариант асимметричного триггера на основе MOSFET изображен на Рисунке 6.

Единичный элемент памяти – трехполюсник может быть выполнен также на основе повторителя напряжения с использованием комплементарных MOSFET, Рисунок 7, или его КМОП-аналога, Рисунок 8. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
2. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
3. [Datasheet Fairchild BC547C](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor MCH6613](#)

обратного напряжения, создаваемого спадающим магнитным полем трансформатора. Эта функция необходима по двум причинам: она предотвращает повреждение транзистора и обеспечивает плавный переход в выключенное состояние.

Далее следует еще один компактный высоковольтный повышающий модуль (набор для сборки которого иногда обозначается как ХКТ203-33), способный генерировать напряжение до 30 кВ. Специально разработанный для борьбы с вредителями, он находит применение в устройствах, предназначенных для уничтожения комаров, тараканов и других мелких насекомых. Несмотря на впечатляющее выходное напряжение, модуль эффективно работает при минимальном энергопотреблении, что делает его идеальным для систем с батарейным питанием или низким энергопотреблением.

На Рисунке 3 представлен вышеупомянутый модуль, а также для справки – его внутренняя схема. Более детальное рассмотрение схемы показывает использование удвоителя напряжения Делона, оптимально размещенного в выходном каскаде для получения требуемого напряжения 30 кВ.

Более пристальный взгляд на два популярных высоковольтных модуля генератора показывает, что справиться с этой задачей могут даже скромные стандартные компоненты. Тем не менее, интеграция специализированных компонентов может улучшить характеристики и повысить КПД.

Но прежде чем заканчивать статью, рассмотрим альтернативную конструкцию высоко-

вольтного генератора. Этот подход многие исследовали и добились хороших результатов. Давайте вкратце остановимся на Рисунке 4.

В этой конструкции для получения высокого выходного напряжения просто используется универсальная автомобильная катушка зажигания, как показано на простой и понятной схеме.

Катушка зажигания состоит из трех основных компонентов: первичной обмотки, вторичной обмотки и шихтованного стального сердечника. Вторичная обмотка содержит значительно больше витков провода, чем первичная, что создает коэффициент трансформации, напрямую влияющий на увеличение напряжения. Существует довольно типичный диапазон коэффициентов трансформации катушек зажигания, обычно от 50:1 до 200:1, причем наиболее распространенным является 100:1.

Добавим, что в индуктивной системе зажигания первичная обмотка обычно запитана напряжением 12 В или 24 В. При резком прерывании тока во вторичной обмотке наводится высоковольтная ЭДС, часто достигающая 20–40 кВ, чего более чем достаточно для пробоя искрового промежутка.

Одно переключение транзистора (биполярного/ IGBT/ MOSFET) инициирует процесс зажигания, пропуская ток через первичную обмотку катушки зажигания. Ток заряжает первичную обмотку, накапливая энергию в ее магнитном поле. Когда транзистор выключается и прерывает ток, магнитное поле начинает спадать.

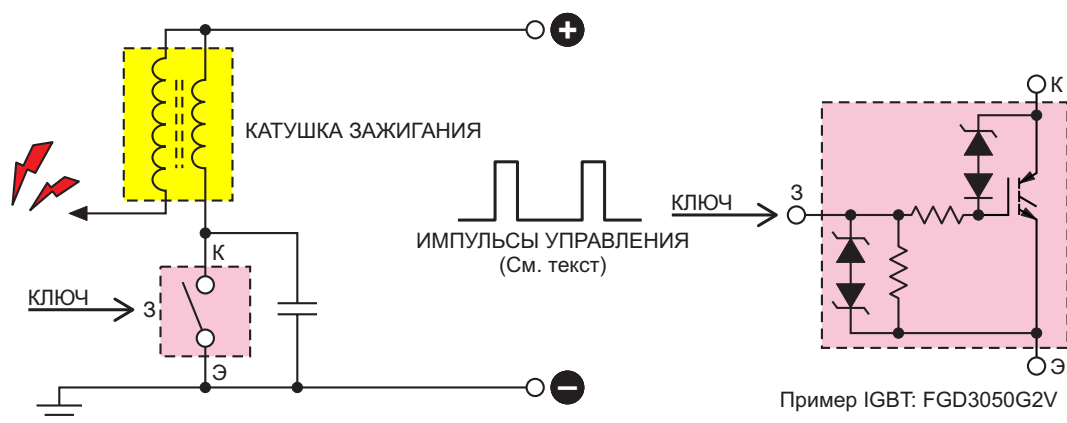


Рисунок 4. На эскизе показано, как генерировать высокое выходное напряжение с помощью автомобильной катушки зажигания.

В ответ катушка, сопротивляясь резкому изменению поля, вызывает быстрый рост напряжения на вторичной обмотке, что в конечном итоге приводит к возникновению высоковольтной искры, необходимой для зажигания. Этого достаточно для ионизации воздуха и создания искры.

Возвращаясь к теме: при управлении катушкой зажигания с помощью IGBT или MOSFET попробуйте поэкспериментировать с прямоугольными импульсами. Начиная с низких частот порядка 150–350 Гц и коэффициентов заполнения от 25% до 45% (просто чтобы почувствовать реакцию).

Будьте осторожны! Прикосновение к высокому напряжению катушки зажигания определено будет болезненным. Это не убьет вас, но заставит пожалеть о прикосновении.

На этом я завершаю статью. У меня в запасе еще много практических советов и идей, так что в ближайшее время ждите новых публикаций.

Наконец, обратите внимание, что эта статья предназначена исключительно для информационных и образовательных целей. Она ничего не продвигает, не рекламирует и не связана коммерчески с каким-либо упомянутым продуктом, брендом или услугой. Никакого спонсорства, никаких скрытых целей – только откровенные знания для любознательных умов. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi FGD3050G2V](#)
2. [Datasheet Vishay UF4007](#)

Простое расширение дифференциального усилителя создает квадратичную характеристику

Mike Wyatt

EDN

Еще в декабре 2024 года была опубликована статья «Преобразователь несимметричного сигнала в дифференциальный сигнал псевдокласса A/B с однополярным питанием» [1], которая вызвала некоторую дискуссию об использовании схемы в качестве двухполупериодного выпрямителя.

На Рисунке 1 показана реализация в LTspice схемы, построенной на основе биполярного дифференциального усилителя, в котором транзисторы Q1 и Q3 служат в качестве активных дифференциальных входных устройств «+» и «-», соответственно.

Дополнительные устройства Q2 и Q4 добавлены в «среднюю точку» между Q1 и Q3 и действуют таким образом, что при отсут-

ствии дифференциального напряжения коллекторные токи I_C всех транзисторов равны.

Это происходит потому, что резисторы R7 и R8 создают виртуальную дифференциальную «среднюю точку» с нулевым напряжением между дифференциальными входами «+» и «-», а напряжения база-эмиттер всех транзисторов одинаковы, если не учитывать небольшое падение напряжения на резисторах R7 и R8 из-за токов смещения баз транзисторов Q2 и Q4.

Резисторы R7 и R8 задают дифференциальное входное сопротивление для конфигурации схемы, а R1 и R3 устанавливают дифференциальные сопротивления источника сигнала для моделирования.

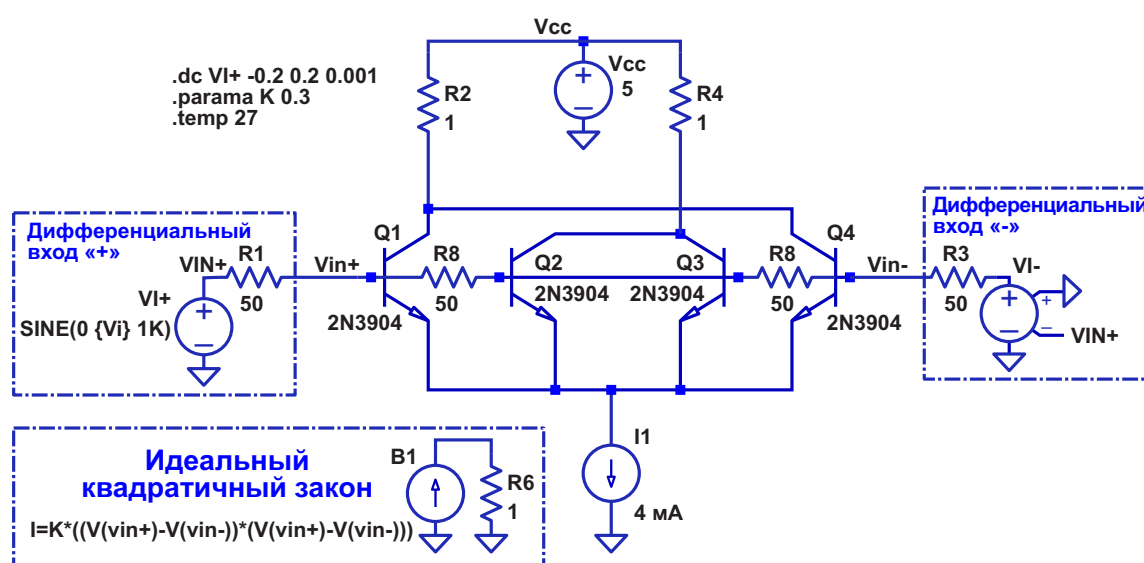


Рисунок 1. Реализация в LTspice, построенная на основе биполярного дифференциального усилителя, в котором транзисторы Q1 и Q3 служат в качестве активных дифференциальных входных устройств «+» и «-», соответственно.

Токи эмиттеров транзисторов управляются источником I1 тока 4 мА; таким образом, при нулевом дифференциальном входном сигнале ток эмиттера каждого устройства составляет примерно 1 мА. Обратите внимание, что сигнал «Дифференциальный вход "-"» формируется с помощью источника напряжения, управляемого напряжением, с эффективным коэффициентом усиления -1 благодаря инвертированию напряжения «Дифференциальный вход "+"» (V_{IN+}). Такая схема позволяет входному сигналу быть полностью дифференциальным, когда LTspice управляет источником напряжения V_{I+} во время свипирования сигнала.

Блок, обозначенный как «Идеальный квадратичный закон», не является частью схемы, но используется для сравнения: источник тока B1, управляемый напряжением, сконфигурирован для получения идеальной квадратичной характеристики путем возведения в квадрат дифференциального напряжения ($V_{in+} - V_{in-}$) и масштабирования с коэффициентом «К».

На Рисунке 2 показаны результаты моделирования свипирования дифференциального входного напряжения от -200 мВ до $+200$ мВ с одновременным мониторингом токов различных устройств. Обратите внимание на дифференциальный выходной ток, который равен

$$[I_C(Q1) + I_C(Q3)] - [I_C(Q2) + I_C(Q4)]$$

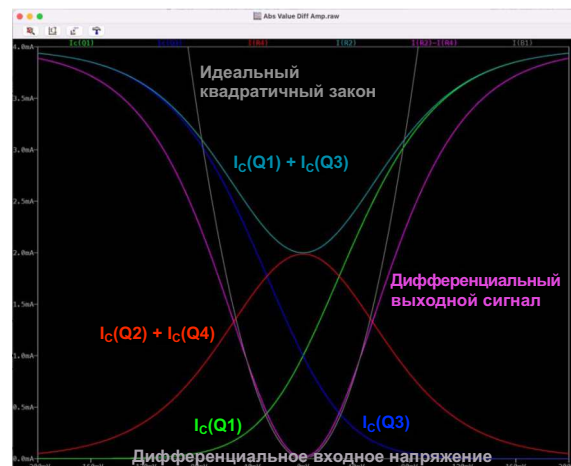


Рисунок 2. Результаты моделирования свипирования дифференциального входного напряжения от -200 мВ до $+200$ мВ с одновременным мониторингом токов различных устройств.

и практически соответствует идеальному квадратичному закону с масштабным коэффициентом 0.3 (ампер/вольт) для дифференциальных входных напряжений ± 60 мВ.

Пожалуйста, обратите внимание, что эта схема относится к транскондуктивному типу, где выходным сигналом является дифференциальный ток, управляемый дифференциальным входным напряжением. **РЛ**

Ссылка

1. Mike Wyatt. [Преобразователь несимметричного сигнала в дифференциальный сигнал псевдокласса A/B с однополярным питанием](#)

Возвращаясь к классическому аудиоусилителю μ PC1237

T. K. Hareendran

Planet Analog

Это всего лишь сверхкороткая статья о ностальгической микросхеме μ PC1237 – нестареющей биполярной аналоговой микросхеме от NEC, разработанной для защиты стереофонических аудиоусилителей мощности и динамиков. В 1990-х я постоянно встречал эту замечательную микросхему, и с удивлением обнаружил, что она до сих пор жива и здорова и серийно выпускается компанией Unisonic Technologies – UPC1237 (Рисунок 1).

Важнейшей функцией безопасности любого аудиоусилителя является механизм, защищающий динамики от возможного повреждения в случае выхода усилителя из строя и попадания постоянного напряжения на клеммы динамиков. Основная функция схемы



Рисунок 1. Нестареющая биполярная аналоговая микросхема μ PC1237.

защиты динамиков заключается в их быстром отключении при обнаружении опасного постоянного напряжения.

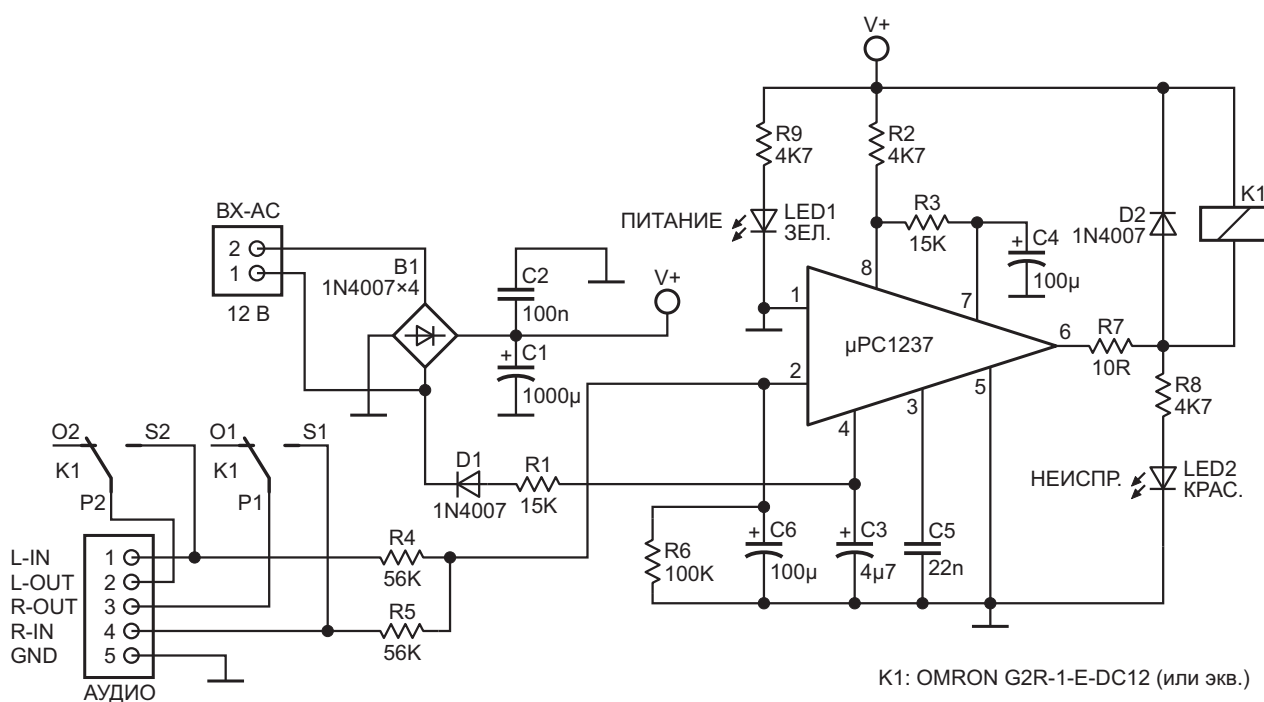


Рисунок 2. Схема показывает, как работает конструкция.

UPC1237 – хорошо зарекомендовавшая себя микросхема, защищающая динамики от повреждения постоянным током, а усилителей – от токовой перегрузки. В связи с этим я решил, что было бы полезно поделиться концепцией аналоговой конструкции автономного модуля защиты, адаптированного для сообщества радиолюбителей.

На Рисунке 2 показано, как выглядит схема.

Она довольно проста. Давайте кратко рассмотрим ее конструкцию.

Схема рассчитана на работу от переменного напряжения 12 В, обычно получаемого от дополнительной обмотки силового трансформатора. При включении стереоусилителя мощности микросхема UPC1237 иницирует контроль выходного напряжения усилителя через вывод 2.

Одновременно вывод 4 оценивает вторичное опорное напряжение для проверки правильности условий запуска. Если оба контролируемых параметра находятся в пределах заданных пороговых значений, вывод 6 переключается с заданной задержкой (в данной конструкции около 5 секунд), активируя реле К1. Это действие устанавливает соединение между громкоговорителями и мощным стереоусилителем, завершая рабочую последовательность.

Рабочее состояние подтверждается светодиодом LED1, а LED2 предназначен для сигнализации о неисправностях, приводящих к отключению динамика.

Еще одним важным моментом является то, что схема сконфигурирована для отключения громкоговорителей только при наличии постоянной составляющей напряжения. Переменное напряжение, даже если его амплитуда превышает порог обнаружения по постоянному току (примерно 2 В в данной конструкции), не запустит механизм отключения.

Внимание: прежде чем продолжать заниматься проектом, я настоятельно рекомендую вам прочитать техническое описание микросхемы UPC1237 (NEC/UTC), чтобы понять, что она может сделать для вас.

Внимательный читатель, возможно, заметил краткое упоминание функции защиты UPC1237 от перегрузки по току. Да, микросхеме UPC1237 можно использовать для ограничения тока; однако из-за патентных ограниче-

ний рекомендуемая для этой функции схема в ее техническом описании отсутствует.

Согласно техническому описанию, увеличение напряжения на выводе 1 (вход обнаружения перегрузки) UPC1237 выше 0.67 В (типовое пороговое напряжение) приведет к отключению реле защиты нагрузки – просто имейте это в виду.

Сейчас я испытываю легкую ностальгию, вспоминая другую классическую микросхему – легендарную TA7317P компании Toshiba (Рисунок 3). Разработанная для защиты усилителей мощности OCL (Output Capacitor Less – без выходного конденсатора), TA7317P объединяет в себе такие функции, как обнаружение перегрузки по току, управление отключением звука, контроль постоянного смещения и драйвер реле защиты громкоговорителей.

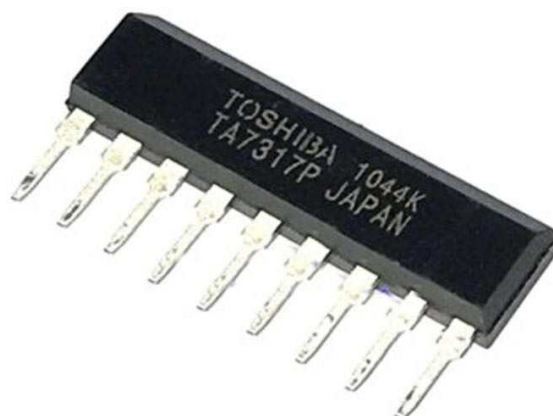


Рисунок 3. Микросхема TA7317P предназначена для защиты усилителей мощности.

Отметим также, что большинство звуковых усилителей мощности имеют специальную схему для контроля тока, протекающего через силовые транзисторы, гарантируя, что он остается в пределах заданной области безопасной работы устройства.

Аналогично, большинство схем управления отключением звука задерживают подключение громкоговорителя при включении усилителя и немедленно отключают его при выключении питания. Другими словами, эти схемы управления отключением звука удерживают громкоговорители отсоединенными до тех пор, пока усилитель не стабилизируется, и быстро отключают их при выключении питания, чтобы предотвратить шумы, которые могут возникать в этот момент в усилителе.

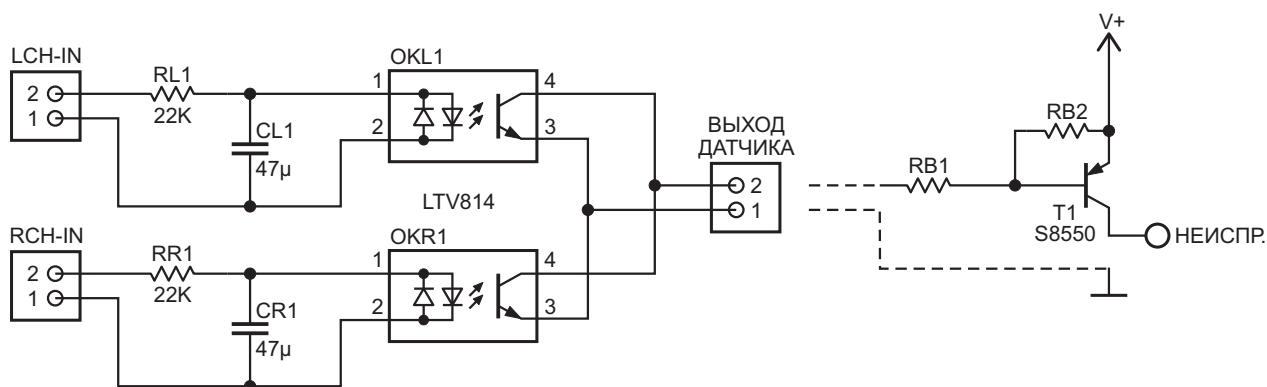


Рисунок 4. Аналоговый входной каскад предназначен для обнаружения постоянного смещения в звуковом сигнале и защиты динамиков.

Многофункциональные микросхемы, такие как UPC1237, помогают экономить место на печатной плате, снижать стоимость проекта и повышать общую надежность. Несмотря на свою универсальность, они так и не получили по-настоящему современного приемника. Почему?

На мой взгляд, эти микросхемы во многом были продуктом своей эпохи, когда аналоговые аудиосистемы строились по модульному принципу. По мере того, как цифровые технологии и интегральные конструкции стали доминировать, потребность в специализированных аналоговых схемах защиты постепенно отпала. Хотя у них все еще есть преданные поклонники в сообществах радиолюбителей и ремонтников винтажной техники, это относительно нишевая область.

Конечно, аналоги, такие как NTE7100 или производные модули, все еще доступны, особенно в кругах радиолюбителей. Но какова реальная эволюция концепции? Этого так и не произошло.

В заключение приведу схему довольно простого аналогового входного каскада, предназначенного для обнаружения смещения постоянного уровня звукового сигнала и защи-

ты динамиков (Рисунок 4). Я знаю, что существуют похожие схемы, но мне просто захотелось сделать что-то свое.

По сути, схема работает просто: когда на выходе одного или обоих аудиоканалов появляется положительное или отрицательное постоянное напряжение, соответствующий неполярный конденсатор начинает заряжаться через последовательный резистор. Как только напряжение на конденсаторе достигает порогового значения (1.2 В, как указано в документации для изображенной оптопары), соответствующая оптопара срабатывает.

Нет причин отказываться от использования гораздо более сложных схем, хотя показанная здесь схема вполне подходит для этой цели. Однако учтите, что для ее работы в реальной жизни требуются компоненты с соответствующими характеристиками. Поэтому не принимайте эту схему за истину в последней инстанции; разработайте эту конструкцию самостоятельно. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet NTE NTE7100](#)
2. [Datasheet Toshiba TA7317P](#)
3. [Datasheet Unisonic Technologies UPC1237](#)

Необычная схема на транзисторе 2N3904

Mike Wyatt

EDN

Статья Билла Швебера (Bill Schweber) в Planet Analog «2N3904: Зачем использовать транзистор 60-летней давности?» [1] вызвала интерес к этому старому транзистору и к тому, как он обычно используется, и существуют ли какие-то необычные варианты его применения. Вот один из них, с которым мы поэкспериментировали.

В руководстве по применению Linear Technology «Технологии быстродействующих усилителей» [2], написанном Джимом Уильямсом (Jim Williams), предлагается интересный альтернативный подход к использованию транзисторов, в котором для создания субнаносекундных импульсов обычный быстродействующий импульсный транзистор работает в режиме лавинного пробоя перехода коллектор-эмиттер. 2N3904 будет работать в этой конфигурации, но для достижения пробоя требуется высокое напряжение (более 100 В), как у импульсного транзистора, и он, являясь более медленным транзистором общего назначения, выдает более медленный импульс.

Некоторое время назад я измерял ток обратного пробоя перехода база-эмиттер 2N3904 и заметил небольшую область отрицательного сопротивления, где ток перехода уменьшается по мере увеличения приложенного обратного напряжения (Рисунок 1).

Этот напряжение пробоя перехода база-эмиттер намного ниже, чем перехода коллектор-эмиттер, и может использоваться в более низковольтном варианте описанного в [2] генератора импульсов, основанного на лавинном пробое.

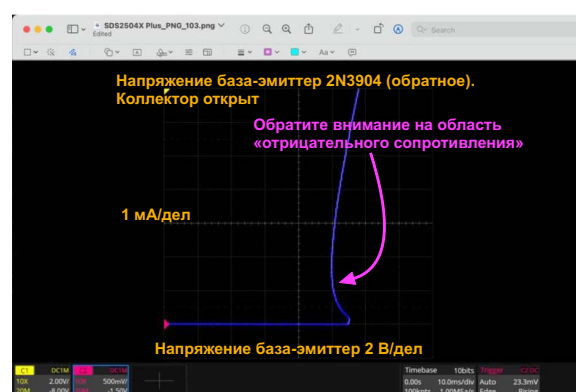


Рисунок 1. Измерение тока обратного пробоя перехода база-эмиттер транзистора 2N3904 показывает небольшую область отрицательного сопротивления.

Была собрана простая схема с эмиттером 2N3904, подключенным через резистор 100 кОм к регулируемому источнику питания напряжением около 14 В DC. Шунтирующая емкость между эмиттером и землей состав-



Рисунок 2. Формы сигналов простой схемы релаксационного генератора. Голубая осциллограмма снималась с закрытым входом, а пурпурная – с открытым.

ляла 10 нФ, а сопротивление между коллектором и землей – 50 Ом. Для создания простого релаксационного генератора достаточно всего двух резисторов, конденсатора и транзистора 2N3904 (на самом деле, резистор 50 Ом не нужен).

Результат показан на Рисунке 2, где голубая осциллограмма, снимавшаяся при закрытом входе цифрового осциллографа, отображает импульсы напряжения на эмиттере транзистора, а пурпурная, содержащая постоянную составляющую – напряжение на 50-омном резисторе, включенном между коллектором и землей. (Помните, что n-p-n транзистор перевернут или инвертирован).

Импульс на 50-омном резисторе на Рисунке 3 более подробно показывает лавинный ток, пиковое значение которого при пиковом напряжении около 2 В, падающем на 50-омном резисторе, составляет порядка 40 мА. Это не так быстро, однако 2N3904 – транзистор общего назначения, не предназначенный для высоких скоростей.

Использование более быстрых транзисторов, таких как 2N2369, должно давать более узкие импульсы с меньшим временем нарастания. Смогут ли они обеспечить более быстрое нарастание и меньшую длительность импульсов, чем при использовании лавинного пробоя перехода коллектор-эмиттер из [2], остается вопросом эксперимента, ожидающего тех, кто этим интересуется. Однако инту-

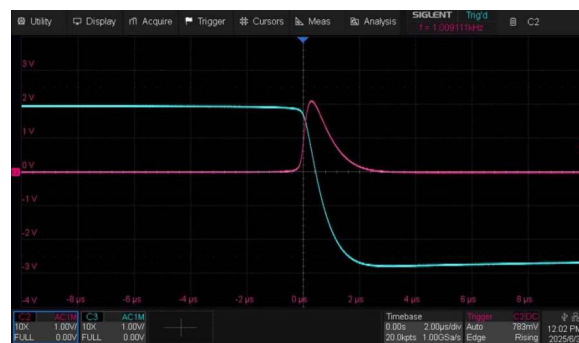


Рисунок 3. Лавинный ток, более подробно показанный на цифровом осциллографе. Пиковое значение составляет около 40 мА.

иция подсказывает, что режим лавинного пробоя «обычного» перехода коллектор-эмиттер будет быстрее!

В любом случае, я надеюсь, что людям будет интересно это простое и необычное применение старых надежных транзисторов 2N3904. Мне оно, определенно, понравилось. **РЛ**

Ссылки

1. Schweber, Bill. "[2N3904: Why use a 60-year-old transistor?](#)"
2. Williams, Jim. "[AN47 - High Speed Amplifier Techniques.](#)"

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild 2N3904](#)
2. [Datasheet CDIL 2N2369](#)

Базовые элементы логики с памятью состояния

Михаил Шустов, г. Томск

Логический двухвходовый С-элемент Мюллера представляет собой устройство, имеющее уровень логического нуля на выходе в случае, если входные сигналы имеют уровень логического нуля, и уровень логической единицы, если оба входных сигнала имеют уровень логической единицы; во всех остальных случаях выходное состояние сохраняет свое значение. Рассмотрены варианты построения двух-, трех- и четырехвходовых логических элементов с памятью состояния, а также многовходовый логический элемент с памятью состояния, управляемый входными сигналами: «лог. 1», «лог. 0» и «Z» (отключено).

Логический двухвходовый С-элемент (элемент Мюллера, С-триггер) был предложен в 1955 г. американским математиком и специалистом по теории автоматов Дэвидом Юджином Мюллером (David Eugene Muller, 1924–2008), профессором математи-

ки и информатики Иллинойсского университета [1]. Элемент Мюллера представляет собой двухвходовое логическое устройство, Рисунок 1а и 1б, имеющее на выходе «лог. 0», если уровни входных сигналов равны «лог. 0», и «лог. 1», когда на всех вхо-

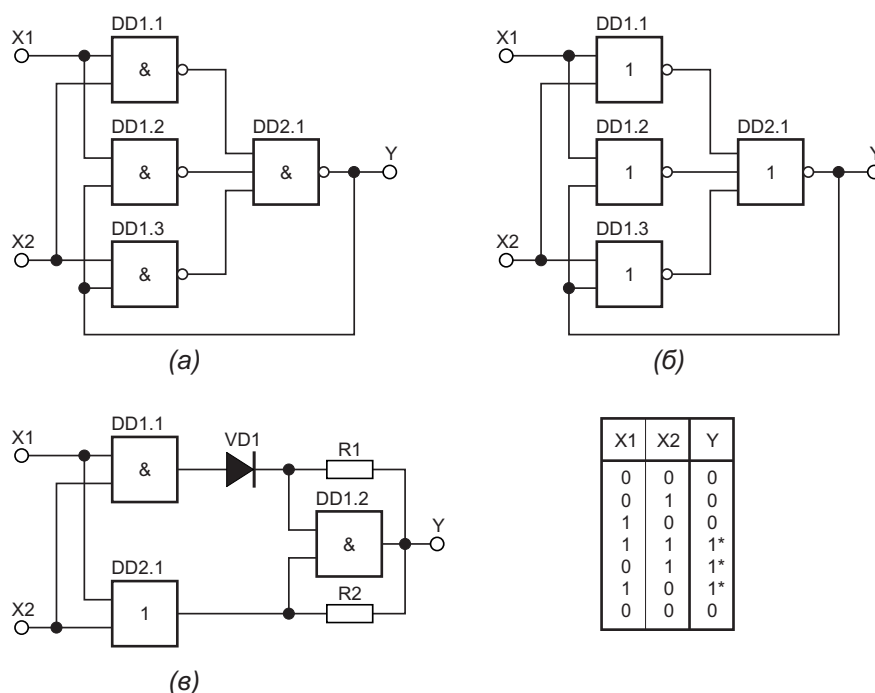
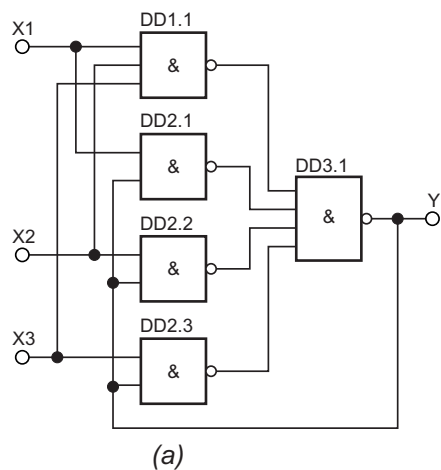
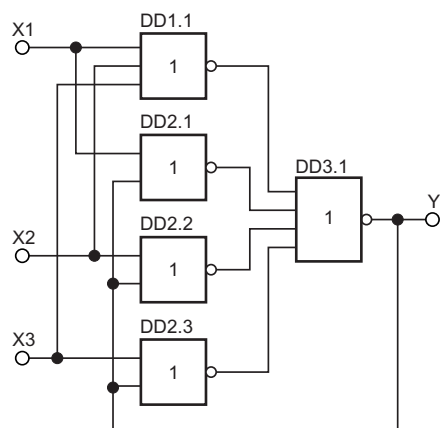


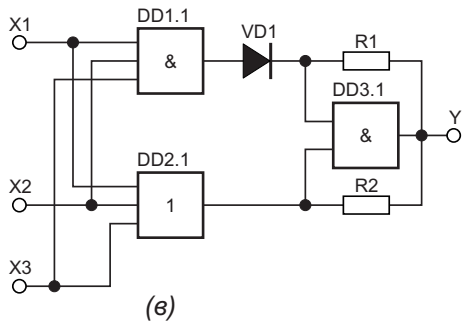
Рисунок 1. Двухвходовые логические элементы с памятью состояния и их таблица истинности: а) и б) классические С-элементы с использованием четырех логических элементов NAND и NOR соответственно; в) авторский вариант С-элемента.



(a)



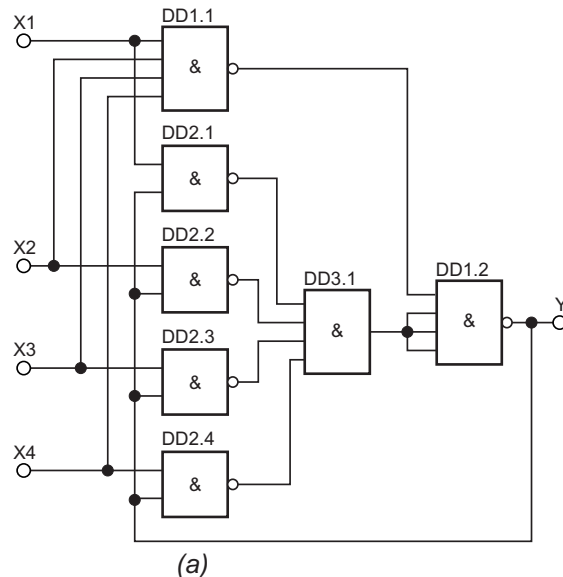
(б)



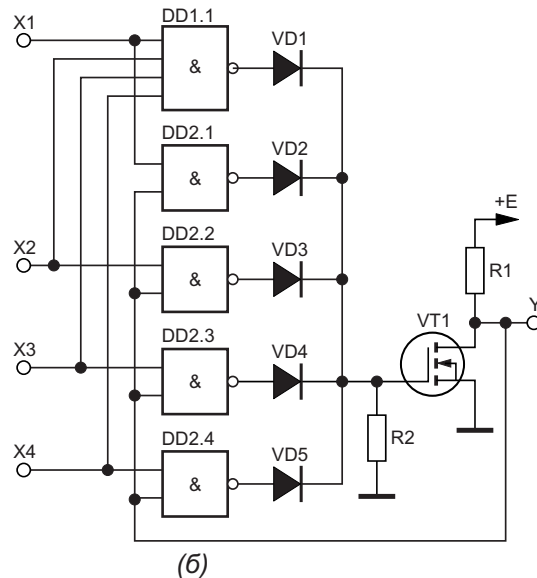
(в)

X1	X2	X3	Y
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	1	1*
1	0	1	1*
1	0	0	1*
0	1	1	1*
0	1	0	1*
0	0	1	1*
0	0	0	0

Рисунок 2. Трехвходовые логические элементы с памятью состояния на основе элементов: а) и б) NAND и NOR, соответственно; в) AND и OR, а также их таблица истинности.



(a)



(б)

Рисунок 3. Четырехвходовые логические элементы с памятью состояния на основе: а) элементов NAND и AND; б) комбинированной логики.

дах присутствует «лог. 1»; во всех остальных случаях устройство сохраняет свое выходное состояние (*), см. также таблицу истинности, Рисунок 1. С-элементы Мюллера были впервые использованы в суперкомпьютере ILLIAC II, созданном в Иллиноисском университете в 1962 г.

На Рисунок 1в приведен упрощенный вариант С-элемента.

На Рисунок 2 и 3 приведены электрические схемы трех- и четырехвходовых логических элементов с памятью состояния [2], созданных на основе схемотехнических решений, показанных на Рисунок 1. Логические элемен-

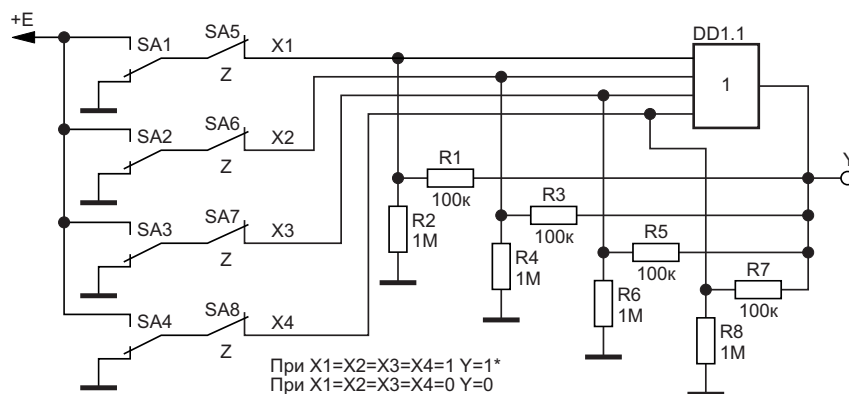


Рисунок 4. Многовходовый логический элемент с памятью состояния, управляемый входными сигналами: «лог. 1», «лог. 0» и «Z» (отключено).

ты, приведенные на Рисунках 2а и 2б, выполнены на основе элементов NAND и NOR, соответственно; а на Рисунке 2в – AND и OR.

Четырехвходовые логические элементы выполнены на элементах AND и NAND, Рисунок 3а, а также элементах NAND, диодном сумматоре VD1–VD5, а также выходном каскаде на MOSFET VT1, Рисунок 3б.

Многовходовый логический элемент с памятью состояния (на Рисунке 4 приведен четырехвходовый элемент) существенно отличается от предыдущих тем, что управляется тремя уровнями входных сигналов: «лог. 1», «лог. 0» и «Z» (отключено). При подаче на любой/любые из входов (кроме всех одновременно) уровня «лог. 1» при замкнутых ключах SA5–SA8 на выходе устанавливается

«лог. 1», но не запоминается. Однако уровень «лог. 1» «запоминается», если, например, вначале замкнуть ключ SA1, а затем разомкнуть ключ SA5.

При одновременном поступлении на все входы «лог. 1» на выходе элемента «запомнится» уровень «лог. 1», который можно сбросить, подав на все входы уровень «лог. 0». **РЛ**

Литература

1. Muller D.E. Theory of asynchronous circuits. Internal Report no. 66, Digital Computer Laboratory, University of Illinois at Urbana-Champaign, December 6, 1955. 15 p.
2. Шустов М.А. [Логические элементы с памятью состояния](#). РадиоЛоцман. 2021. № 11–12. С. 126–129.

Основы гибридных реле: почему инженеры переходят на более интеллектуальные решения

T. K. Hareendran

Planet Analog

Гибридные реле меняют наше представление о коммутации в электронных схемах. Сочетая в себе быстродействие твердотельных компонентов с надежностью механических контактов, эти устройства вобрали в себя лучшее от обоих приборов.

Независимо от того, проектируете ли вы систему управления электропитанием или работаете над проектом домашней автоматизации, понимание принципов работы гибридных реле поможет вам создавать более интеллектуальные и эффективные решения. В этой статье мы расскажем об основах и объясним, почему они становятся популярным выбором как для инженеров, так и для производителей.

Гибридное реле сочетает в себе механический и твердотельный переключатели, которые включаются параллельно для управления одной нагрузкой (Рисунок 1). Эта конфигурация объединяет высокую нагрузочную способность электромеханических реле с

быстрой и бездуговой коммутацией кремниевых устройств.

Объединяя преимущества обеих технологий, гибридные реле обеспечивают надежное и эффективное решение для управления нагрузкой; они хорошо подходят для широкого спектра приложений – от средств промышленной автоматизации до самодельной электроники.

Гибридное реле, по сути, состоит из двух параллельно соединенных переключателей, управляющих одной нагрузкой переменного тока. Как правило, в такой конфигурации электромеханическое реле работает в паре с твердотельным переключателем переменного тока, например, симистором.

Сначала включается симистор, позволяя подавать сетевое напряжение на нагрузку (фаза запуска). Через несколько периодов активируется электромеханическое реле. В этом состоянии ток начинает протекать через механический переключатель, обладающий меньшим сопротивлением по сравнению с кремниевым устройством. Затем симистор выключается, и ток нагрузки продолжает течь исключительно через реле. Такой переход снижает потери мощности в фазе проводимости за счет эффективности механического пути.

Во время фазы остановки симистор снова активируется. Однако из-за низкого сопротивления реле ток продолжает протекать через механический переключатель. Затем реле выключается, перенаправляя ток через симистор.

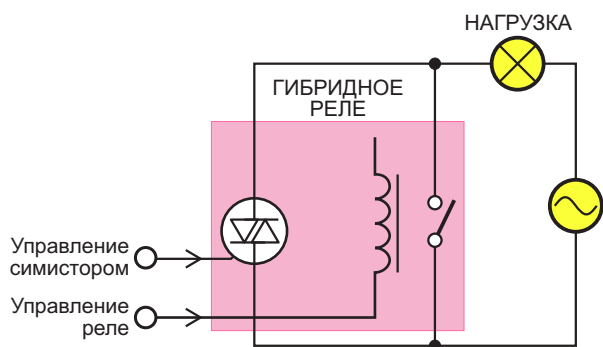


Рисунок 1. Простая схема отображает базовую структуру гибридного реле.

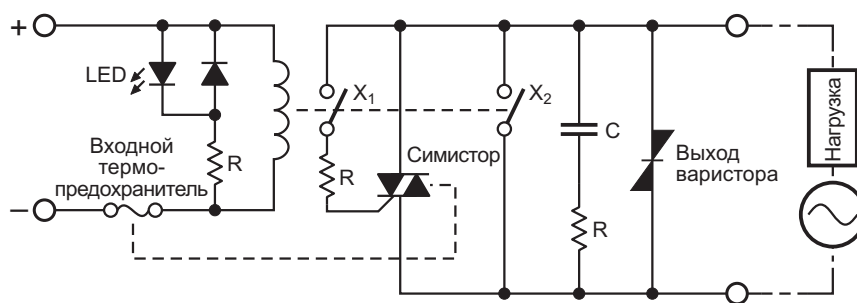


Рисунок 2. Схема гибридного силового реле G9H демонстрирует хитроумный прием, использованный в его внутренней конструкции.

Это гарантирует, что при размыкании механических контактов напряжение на гибридном реле останется низким, эффективно предотвращая возникновение дуги или всплеск. Наконец, симистор выключается. Благодаря его самоблокирующейся структуре ток продолжает течь до следующей точки пересечения нуля, что обеспечивает безопасное завершение перехода.

Далее на Рисунке 2 представлена схема включения довольно необычного гибридного силового реле Omron G9H. Это реле представляет собой уникальное сочетание электромеханического и твердотельного реле, где для управления коммутацией цепи используется симистор. Гибридная конструкция сводит к минимуму дребезг контактов и искрение во время работы.

Термин «необычный» использован намеренно, поскольку в конструкции реализован хитроумный прием, значительно упрощающий общую архитектуру, а именно, использование вспомогательных контактов, работающих с небольшим опережением относительно основных контактов.

Его отличительной особенностью является то, что работа начинается с замыкания вспомогательных контактов (X1), открывающих симистор. После небольшой задержки замыкаются основные контакты (X2) и принимают на себя полный ток нагрузки. Когда напряжение на них приближается к нулю, симистор выключается. При снятии напряжения с катушки сначала размыкаются основные контакты, позволяя симистору на мгновение возобновить проводимость, пока напряжение на нагрузке не упадет до нуля.

Затем симистор выключается, завершая цикл переключения.

На мой взгляд, гибридные реле – это разумное и универсальное решение, которое сочетает в себе скорость твердотельных устройств и механическую прочность, обеспечивая быстрое переключение с минимальным износом, идеально подходящее для двигателей, освещения и систем автоматизации. Инженеры ценят их надежность и отсутствие дуги, а радиолюбители – длительный срок службы и простоту подключения.

Однако логика управления может быть более сложной, чем у стандартных реле, и часто требует точной синхронизации или двухступенчатых сигналов для координации работы твердотельных и механических элементов. Несмотря на это, их универсальность и устойчивость к большим нагрузкам или суровым условиям эксплуатации делают их достойной альтернативой для всех, кому нужны высокие показатели мощности с возможностью интеллектуального управления.

Теперь давайте рассмотрим несколько основных советов, которые помогут вам спроектировать гибридное реле.

Сначала рассмотрим возможность сопряжения электромеханического реле с симистором для получения оптимальных электрических характеристик и долговечности в конструкциях гибридных силовых реле. Позвольте симистору выполнять первоначальное переключение в течение 5–10 миллисекунд, прежде чем замкнется электромеханическое реле, обеспечивая замыкание контактов при нулевом токе.

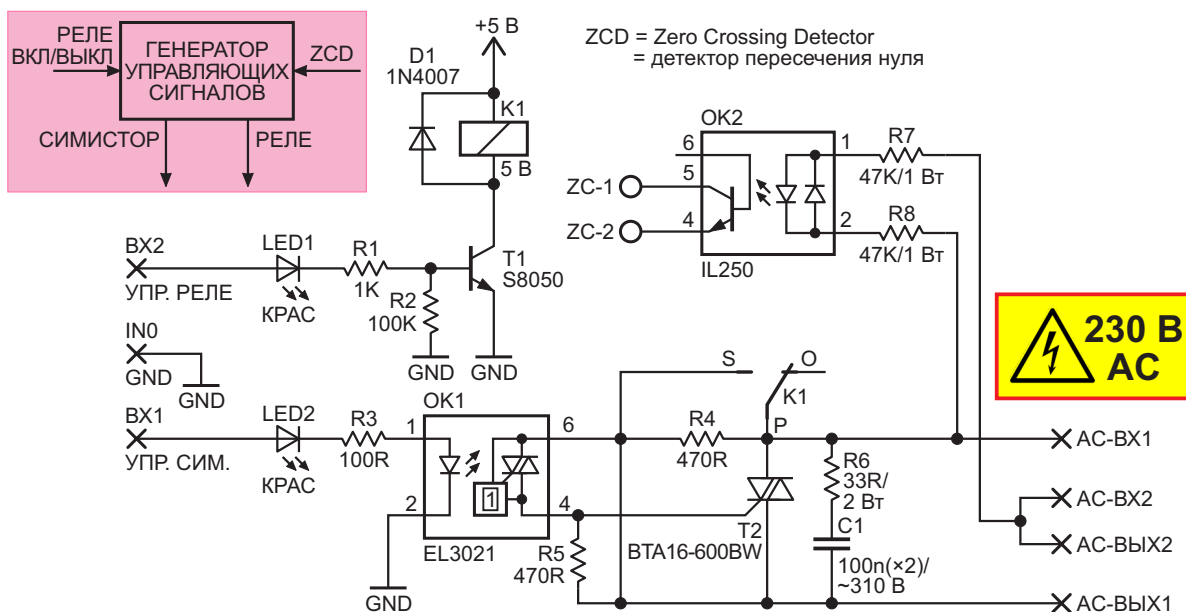


Рисунок 3. Минималистичный чертеж практического гибридного силового реле, разработанного специально для того, чтобы пробудить интерес у любознательных радиолюбителей.

Последовательность действий при выключении должна быть обратной. Сначала разомкните электромеханическое реле и дайте симистору проводить ток еще 5–10 миллисекунд, прежде чем выключить его при следующем переходе через ноль. Такая стратегия синхронизации сводит к минимуму образование дуги, снижает износ контактов и обеспечивает безотказную и бесшумную работу в цепях переменного тока.

На Рисунке 3 представлена упрощенная схема, с которой можно начать проект по созданию самодельного гибридного силового реле.

Убедитесь, что ваша схема генератора сигналов управления гибридным реле, контролирующая переход через ноль (см. вставку), сконфигурирована для управления симистором, позволяя ему срабатывать за 5-10 миллисекунд до и через 5-10 миллисекунд после каждого изменения состояния механического переключателя. И, как вы, вероятно, знаете, коммерческие гибридные силовые реле обычно содержат специализированную микросхему, выполняющую функции управления синхронизацией.

Но для проектов начального уровня это не всегда необходимо. Обычно можно обойтись более простым подходом; в таких случаях простота часто выигрывает. Вероятно, я скоро набросаю что-нибудь, но пока что мне интересно увидеть ваши варианты.

Подводя итог, можно сказать, что гибридные силовые реле незаметно революционизируют коммутацию в электронике. Они сочетают в себе скорость твердотельных устройств с механической прочностью, предлагая разумную альтернативу традиционным реле. Для инженеров, стремящихся к надежности, и любителей, расширяющих границы автоматизации, гибридные реле представляют собой гибкое, перспективное решение.

Надеюсь, что эта статья помогла прояснить основные принципы и пролить свет на то, почему этот гибридный подход становится все более популярным. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet OMRON G9H](#)

Простой, но точный двухпроводный передатчик токовой петли 4-20 мА для платинового датчика температуры

Stephen Woodward

EDN

Точные, недорогие и проверенные временем платиновые резистивные датчики температуры (platinum resistance temperature detectors, PRTD) с рабочим диапазоном от криогенной температуры до температуры горения являются золотым (нет, платиновым!) стандартом измерения температуры.

Аналогично, аналоговая токовая петля 4-20 мА – это очень старый, но по-прежнему популярный метод подключения, устойчивый к помехам и сопротивлению проводов, с хорошими встроенными функциями обнаружения

неисправностей и «фантомного питания» передатчика.

На Рисунке 1 они объединены в простой, дешевый и симпатичный датчик температуры, содержащий всего восемь общедоступных компонентов, включая PRTD.

На этом рисунке

$$I_x = \frac{2.5 \text{ В}}{R_2},$$

сопротивление PRTD

$$R_{\text{PRTD}} = R_1 \cdot \left(\frac{I_o}{I_x} - 1 \right),$$

резисторы R1 и R2 имеют допуски 0.1% (в идеале).

Вот как это работает.

Ключом к точности измерений является микросхема LM4040x25 шунтового источника опорного напряжения 2.50 В, доступная с суффиксами класса точности 0.1% (x = A), 0.2% (B), 0.5% (C) и 1% (D). Класс «B» соответствует (едва-едва) точности измерения температуры $\pm 0.5^\circ\text{C}$.

R1 и R2 должны иметь одинаковую точность.

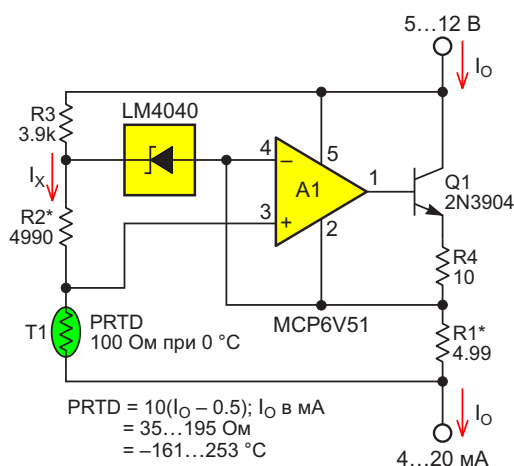


Рисунок 1. Передатчик токовой петли для PRTD с постоянным током возбуждения $I_x = 500 \text{ мкА}$.

Резистор R2 регулирует напряжение 2.5 В, обеспечивая ток возбуждения T1

$$I_x = \frac{2.5 \text{ В}}{R2} = 500 \text{ мкА.}$$

Поскольку усилитель A1 непрерывно поддерживает выходной ток I_o таким, чтобы напряжения на его выводах 3 и 4 были равны напряжению на аноде LM4040, на R2 поддерживается постоянное напряжение 2.5 В, и, следовательно, ток I_x также постоянен.

Таким образом, напряжение на выходном измерительном резисторе R1 принудительно устанавливается на уровне $V_{R1} = I_x(R_{PRTD})$ и

$$I_o = I_x \left(\frac{R_{PRTD}}{R1} + 1 \right).$$

Отсюда

$$\frac{I_o}{I_x} = \frac{R_{PRTD}}{R1} + 1$$

и

$$\frac{R_{PRTD}}{R1} = \frac{I_o}{I_x} - 1$$

для

$$R_{PRTD} = R1 \left(\frac{I_o}{I_x} - 1 \right).$$

Завязываем на всем этом бантик:

$$R_{PRTD} = R1 \left(\frac{I_o}{2.5/R2} - 1 \right).$$

Обратите внимание, что адаптация схемы к различным диапазонам сопротивления PRTD (и, следовательно, температуры) заключается в простом выборе различных значений R1 и/или R2.

Преобразование измеренного тока I_o в R_{PRTD} – простая программная задача, и переход от него к температуре не намного сложнее благодаря математике Каллендара-Ван Дузена [1]. [РЛ](#)

Ссылка

1. [Уравнение Каллендара–Ван Дузена](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LM4040](#)
2. [Datasheet Microchip MCP6V51](#)

Нажал – включил, нажал – выключил для 48-вольтовых систем с коммутацией верхней шины

Jayapal Ramalingam

EDN

Некоторое время назад была опубликована моя статья «Нажал – включил, нажал – выключил для 48-вольтовых систем» [1], в которой я ссылался на более раннюю статью Стивена Вудворда «Нажал – включил, нажал – выключил» [2]. Другие опубликованные по этой теме схемы были рассчитаны на напряжение менее 15 В, что является предельным для КМОП-микросхем, в то время как моя схема предназначалась для более высоких постоянных напряжений, обычно 48 В. В этой

более ранней статье коммутировалась шина земли, а это означало, что земли входа и выхода различались. Это приемлемо для многих приложений, поскольку напряжение невелико и не требует заземления.

Однако некоторые читатели в разделе комментариев высказывали пожелание получить схему, которая коммутировала бы верхнюю шину, не затрагивая землю. Чтобы удовлетворить этому требованию, я модифицировал схему, как показано на Рисунке 1, где

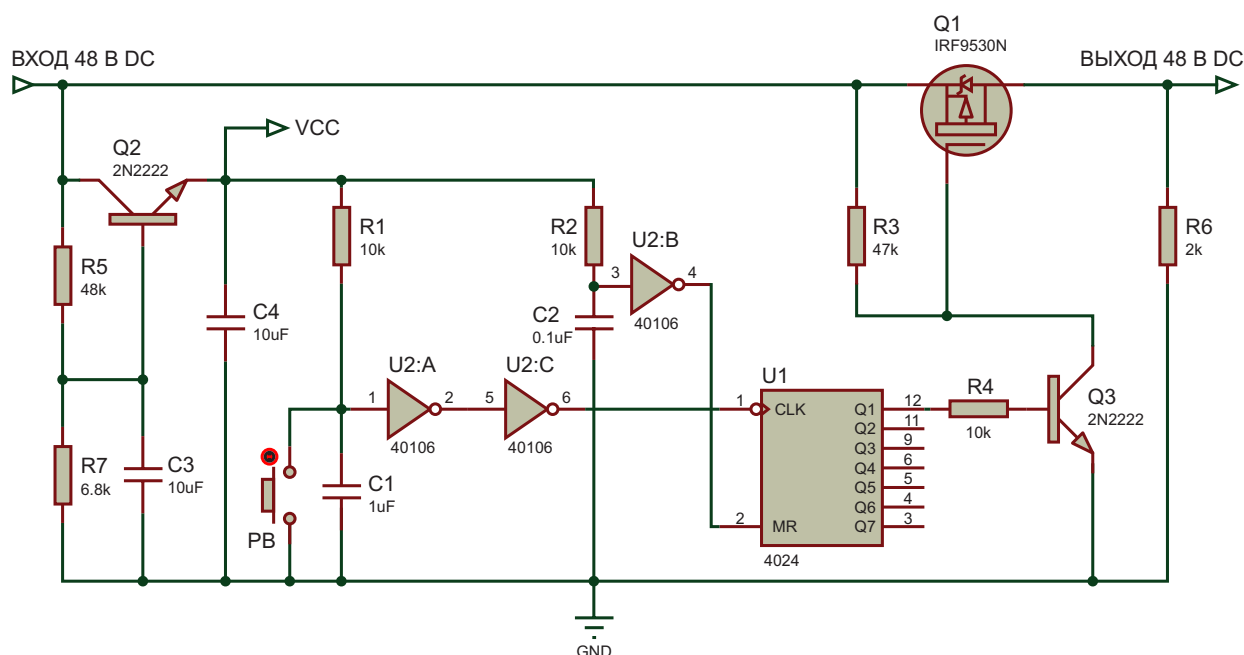


Рисунок 1. Напряжение VCC, равное примерно 5 В, должно быть подано на выводы VCC микросхем U1 и U2. Выводы земли микросхем U1 и U2 также должны быть подключены к земле (соединения на схеме не показаны). Коммутация осуществляется в верхнем плече, а земля для входа и выхода является общей. Обратите внимание, что для транзистора Q1 необходим радиатор.

земли входа и выхода остаются общими, а переключение происходит на стороне положительной шины.

В этой схеме делитель напряжения R5 и R7 устанавливает на эмиттере транзистора Q2 напряжение VCC, равное примерно 5 В. Это напряжение подается на микросхемы U1 и U2. Его точное значение не важно, поскольку микросхемы могут работать в диапазоне напряжений от 3 до 15 В. Цепь R2 и C2 предназначена для сброса счетчика U1 при включении питания. Элементы R1 и C1 предназначены для устранения дребезга контактов кнопки PB.

При кратковременном нажатии кнопки PB на выходе Q1 счетчика U1 (не путать с обозначением полевого транзистора Q1) установится высокий уровень, насыщающий транзистор Q3. В результате затвор р-канального MOSFET Q1 притягивается к земле. Q1 открывается, и его выходное напряжение становится близким к 48 В.

На сопротивлении канала Q1, равном 0.2 Ом, падает небольшое напряжение, зависящее от тока нагрузки. При повторном нажатии кнопки PB транзистор Q3 выключается, MOSFET Q1 перестает проводить ток, и напряжение на выходе становится равным

нулю. В данном случае переключение происходит в верхнем плече, а земля остается общей для входа и выхода.

Если требуется гальваническая развязка (это может быть не всегда так), можно перед входом добавить механический выключатель. В этом случае подключение нагрузки выполняется схемой, управляемой кнопкой PB, а выключатель коммутирует только нулевой ток, поэтому не требуется, чтобы он был большим. Выбирать выключатель нужно из расчета необходимого тока нагрузки. При включении сначала замкните механический выключатель, а затем нажмите кнопку PB для подключения. При выключении сначала нажмите кнопку PB для отключения, а затем разомкните выключатель. **РЛ**

Ссылки

1. R Jayapal. [Нажал – включил, нажал – выключил для 48-вольтовых систем](#)
2. Stephen Woodward. [Нажал – включил, нажал – выключил](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4024B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
3. [Datasheet Infineon IRF9530N](#)

Формирование сигнала для платиновых датчиков температуры

Jim Williams

Высокая точность, стабильность и широкий рабочий диапазон делают платиновые термометры сопротивления (RTD) популярными датчиками температуры. Для полного использования желаемых характеристик этих устройств преобразование их сигналов требует внимательного подхода. Мостовая схема на Рисунке 1, в которой RTD привязан к земле, отличается высокой точностью. Подключение к земле часто бывает желательным для снижения уровня помех. Плечо моста, содержащее RTD, питается от источника тока, в то время как на противоположное плечо моста подано напряжение смещения. Токовое возбуждение позволяет напряжению

на RTD изменяться непосредственно в зависимости от изменения сопротивления, обусловленного температурой. Разность между этим потенциалом и потенциалом противоположного плеча моста формирует выходной сигнал моста.

Усилитель A1A и инструментальный усилитель A2 образуют источник тока, управляемый напряжением. Выходной ток усилителя A1A, смещенного напряжением опорного источника LT1009, проходит через резистор 88.7 Ом и RTD. Усилитель A2, дифференциально подключенный к резистору 88.7 Ом, замыкает цепь обратной связи к A1A. Цепь 2 кОм – 0.1 мкФ устанавливает частоту среза

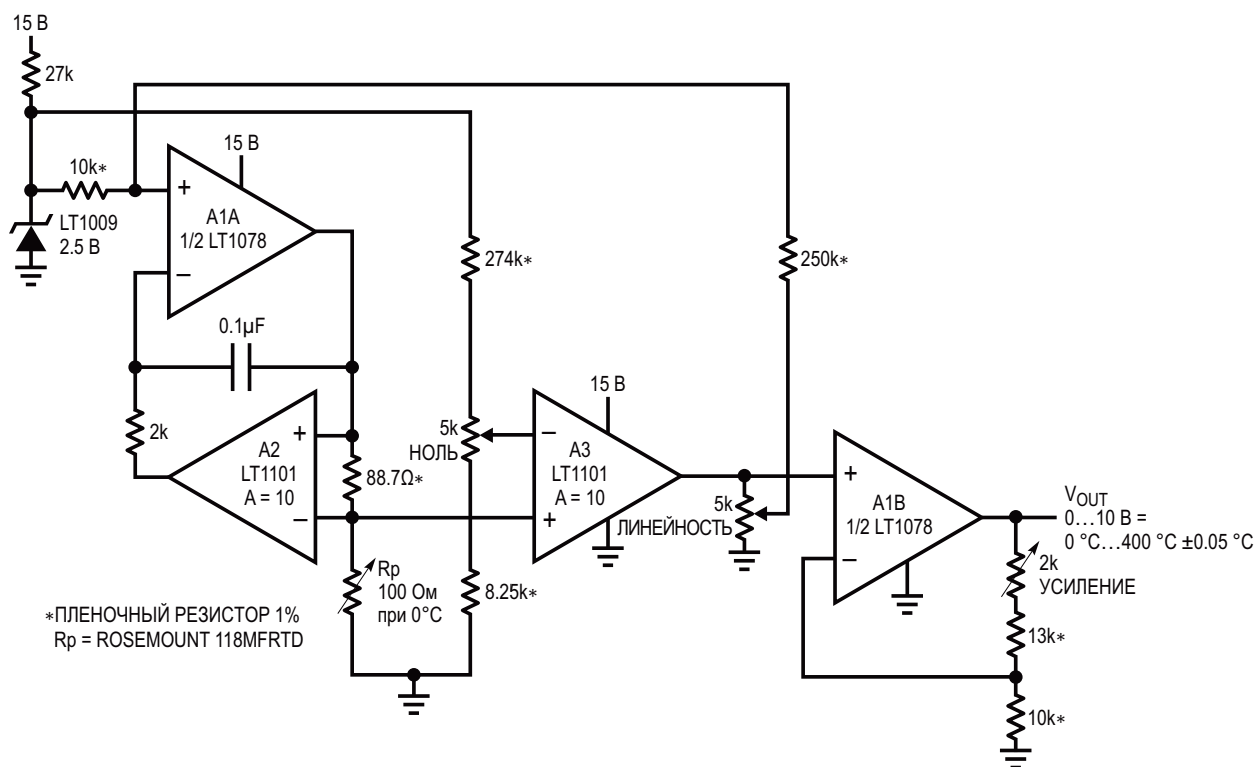


Рисунок 1. Линеаризованный мост с платиновым RTD. Обратная связь к мосту от усилителя A3 линеаризует схему.

усилителя, обеспечивая устойчивость конфигурации. Поскольку обратная связь усилителя A1A поддерживает постоянное напряжение на резисторе 88.7 Ом, ток через RTD (R_p) остается постоянным. Рабочая точка A1 в основном определяется опорным напряжением 2.5 В микросхемы LT1009.

Постоянный ток RTD вынуждает напряжение на нем изменяться в зависимости от его сопротивления, имеющего практически линейный положительный температурный коэффициент. Нелинейность может привести к нескольким градусам погрешности в рабочем диапазоне температур схемы от 0 °C до 400 °C. Выходной сигнал моста поступает на инструментальный усилитель A3, который обеспечивает дифференциальное усиление и одновременную коррекцию нелинейности. Коррекция осуществляется путем подачи части выходного сигнала усилителя A3 обратно на вход усилителя A1 через делитель 10 кОм – 250 кОм. Это приводит к небольшому смещению тока, подаваемого в R_p , относительно его рабочей точки, компенсируя нелинейность датчика до уровня ± 0.05 °C. Усилитель A1B, обеспечивающий дополнительное масштабируемое усиление, формирует выходной сигнал схемы.

Для калибровки этой схемы замените R_p прецизионным декадным магазином сопротивлений. Установите сопротивление магазина на значение 0 °C (100.00 Ом) и отрегулируйте нулевое значение для выходного напряжения 0.00 В. Затем установите магазин на значение 140 °C (154.26 Ом) и отрегулируйте усиление для получения выходного напряжения 3.500 В. Наконец, установите магазин на значение 249.0 Ом (400.00 °C) и отрегулируйте линейность для выходного сигнала 10.000 В. Наконец, установите сопротивление магазина на 249.0 Ом (400.00 °C) и отрегулируйте линейность для выходного напряжения 10.000 В. Повторяйте эту последовательность до тех пор, пока не зафиксируете все три температурные точки. Суммарная погрешность во всем диапазоне будет находиться в пределах ± 0.05 °C. Приведенные значения сопротивлений соответствуют номинальному сопротивлению датчика 100.00 Ом (при 0 °C). Датчики, сопротивление которых отклоняется от этого номинального значения, могут использоваться с учетом отклонения от 100.00 Ом. Это отклонение, указанное производителем для каждого отдельного датчика, представляет собой смещение, обусловленное допусками намотки

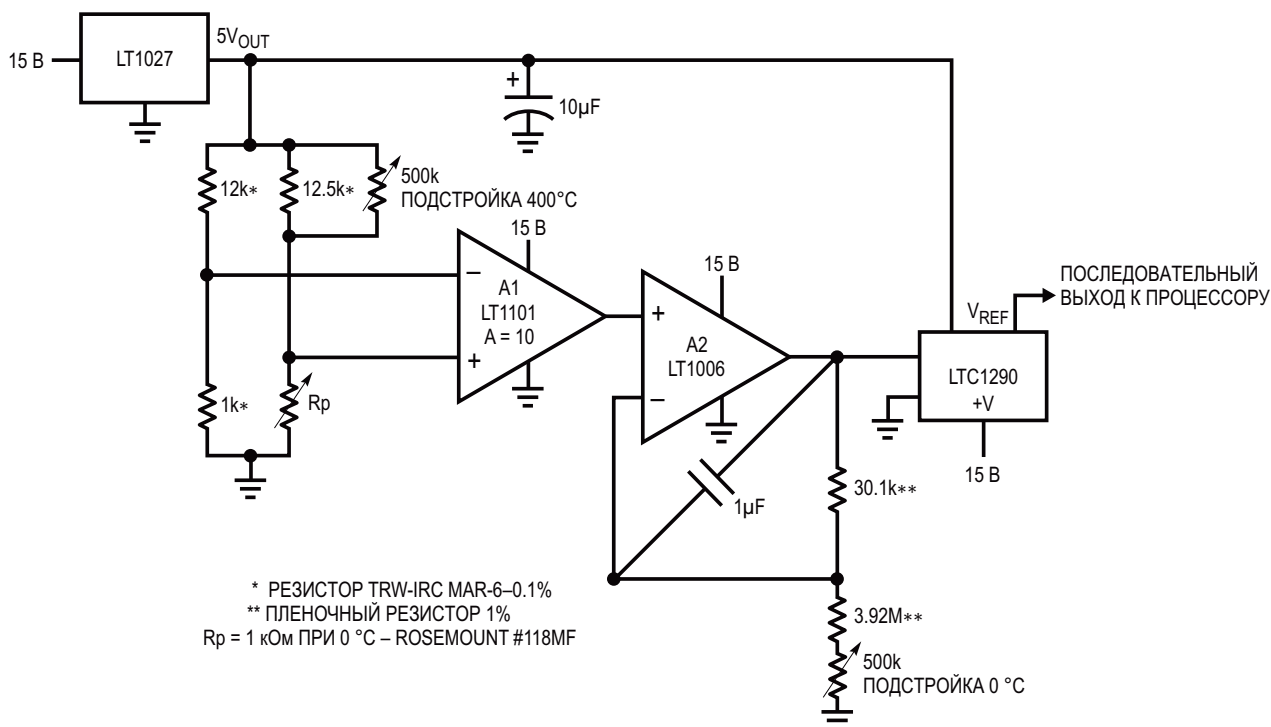


Рисунок 2. Формирователь сигнала платинового RTD с цифровой линеаризацией.

при изготовлении RTD. Наклон температурной характеристики платины определяется в первую очередь чистотой материала и имеет очень малую погрешность.

В предыдущем примере получение точного линейного выходного сигнала моста с платиновым RTD основывалось на аналоговых методах. На Рисунке 2 для получения аналогичных результатов используется цифровая коррекция. Для коррекции остаточных нелинейностей RTD используется процессор. Свойственная мосту нелинейность выходного сигнала также учитывается процессором.

Регулятор LT1027 питает мост напряжением 5 В. Дифференциальный выходной сигнал моста считывается инструментальным усилителем A1. Выходной сигнал A1 через каскад масштабирования усиления A2 пода-

ется на 12-разрядный АЦП LTC1290. Необработанные выходные коды АЦП LTC1290 отражают нелинейность зависимости выходного сигнала моста от температуры. Процессор корректирует выходные коды АЦП и выдает линейаризованные откалиброванные данные. Отклонения номиналов RTD и резисторов требуют подстройки нуля и полной шкалы, но коррекция линейности не требуется. Аналоговый выход A2 доступен для приложений управления с обратной связью. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1006](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1009](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1027](#)
4. [Datasheet Analog Devices LT1078](#)
5. [Datasheet Analog Devices LTC1290](#)

Сделайте автоматический переключатель резерва с помощью простой аналоговой электроники

T. K. Hareendran

Planet Analog

В современном мире как домохозяйства, так и промышленные предприятия ищут способы повышения надежности электроснабжения за счет использования различных источников энергии, а не только электроэнергии из сети. Одно из самых разумных решений – автоматический переключатель резерва (automatic transfer switch, ATS).

ATS – это интеллектуальное устройство, которое автоматически переключает электрическую нагрузку с основного источника питания на резервный, например, генератор, при обнаружении отключения электроэнергии. Что это дает? Стабильное и бесперебойное электропитание, обеспечивающее непрерывную работу критически важных приборов и процессов. Простая схема на Рисунке 1 поможет вам лучше понять эту систему.

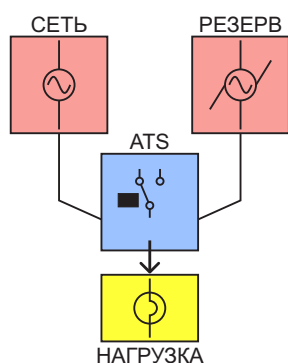


Рисунок 1. Вот как ATS переключает электрическую нагрузку с основного источника питания на резервный.

Если вам нужен надежный ATS, но вы не хотите тратить на коммерческие модели с завышенной ценой или на дешевые варианты сомнительного качества, эта статья для вас. Проверенная и доказавшая свою надежность на практике схема на Рисунке 2 показывает, как спроектировать и собрать собственный ATS, используя несколько аналоговых компонентов, которые, возможно, уже лежат у вас в столе.

Схема упрощена до минимального количества самых необходимых компонентов.

Функцией автоматического переключения резерва управляет таймер NE555P (IC1), при этом задержка срабатывания, равная приблизительно 2.4 секунды, устанавливается с помощью резистора 47 кОм (R3) и конденсатора 47 мкФ (C3).

Принцип его работы прост. При первом включении схемы силовое реле (K1) на некоторое время остается выключенным. После задержки срабатывания уровень напряжения на выводе 3 микросхемы IC1 становится низким, и реле активируется, отключая нагрузку от сети и начиная ее питание от резервного источника.

Обратите внимание, что реле активируется, когда напряжение на выводах 2 и 6 превышает 2/3 напряжения питания и уровень выхода (вывод 3) низкий. Длительность этой задержки в основном определяется постоянной времени RC компонентов R3 и C3. Для

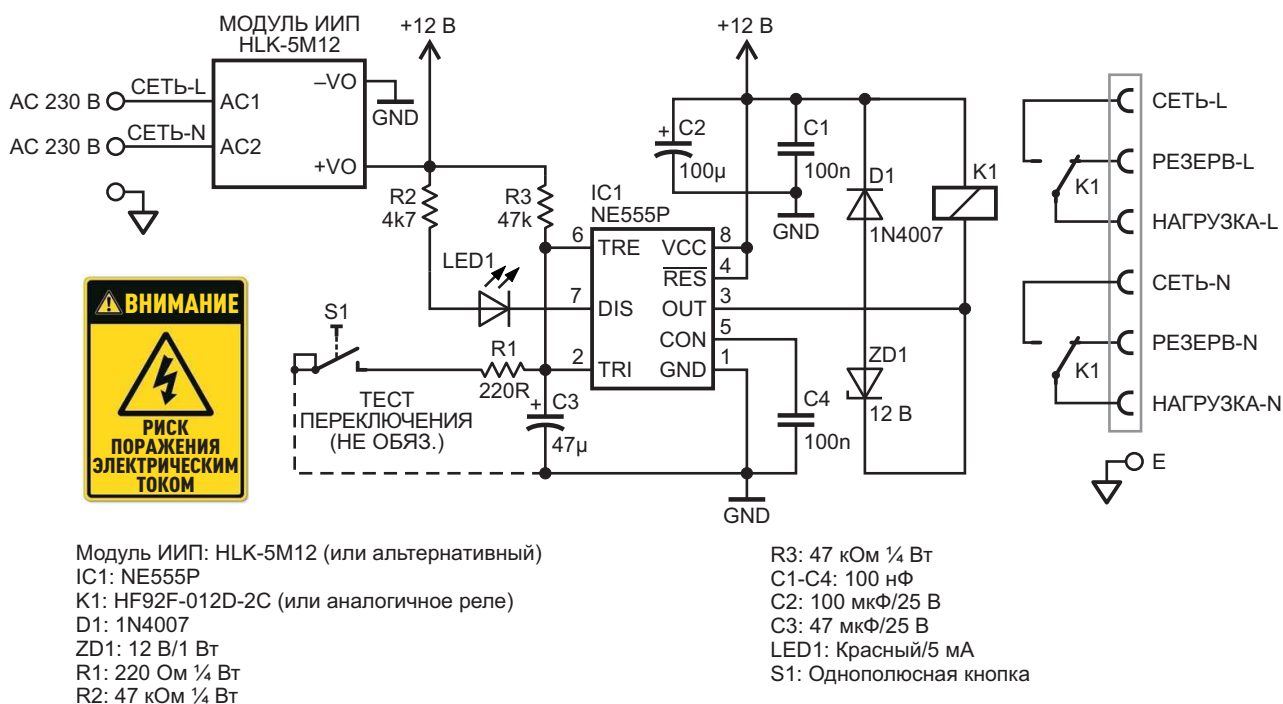


Рисунок 2. На схеме показан ATS, собранный из нескольких аналоговых компонентов.

расчета времени задержки можно использовать формулу $t = 1.1 \times R3 \times C3$.

Хотя механизм задержки на первый взгляд может показаться излишним, он гарантирует подключение нагрузки только после восстановления стабильности сети после отключения электроэнергии (при восстановлении сетевого питания после отключения может произойти скачок напряжения).

Светодиод LED1 можно использовать для индикации состояний переключателя, а дополнительную кнопку S1 можно использовать для ручной проверки функции переключения.

Заметим, что при наличии 12-вольтового стабилитрона (ZD1) реле срабатывает быстрее, чем без него. Как известно, цепь, состоящая из стабилитрона, соединенного последовательно с обратно смещенным диодом свободного хода и подключенная параллельно катушке реле, ограничивает выбросы, обусловленные противо-ЭДС, на более высоком уровне, ускоряя спад тока катушки и обеспечивая более быстрое отпускание реле.

Стоит также отметить, что HLK-5M12 – это монтируемый на печатную плату компактный импульсный AC/DC преобразователь 12 В/5 Вт, который идеально подходит для встраиваемых

систем, и представленная здесь конструкция разработана специально под него. Хотя вместо него можно использовать практически любой аналогичный модуль питания с соответствующими характеристиками.

Таким образом, эта простая система работает полностью автоматически – механизм переключения приводится в действие наличием и отсутствием питания от основного источника. Очевидно, что эта система переключения «с задержкой» предназначена для приложений, допускающих кратковременные задержки питания в несколько миллисекунд (в основном вызванные временем срабатывания и временем отпускания силового реле).

Следует помнить, что типичная схема автоматического переключения объединяет питание, получаемое от электросистемы общего пользования и генератора, обеспечивая как нормальное, так и аварийное питание, чтобы образовать то, что обычно называют системой аварийного резервного генератора.

Кроме того, переключатели резерва переключают нагрузку между основным и аварийным источниками питания, используя методы с разрывом и без разрыва цепи. При переключении с разрывом (разрыв цепи перед замыканием) переключатель отключает

нагрузку от одного источника питания перед подключением к другому (варианты включают в себя переключение с задержкой подключения и синфазное подключение). И, наоборот, при переключении без разрыва (замыкание цепи перед размыканием) кратковременно подключаются оба источника питания перед отключением первого, обеспечивая бесперебойную подачу питания на нижестоящие нагрузки во время переключения.

Хотя самодельный ATS имеет явное преимущество с точки зрения стоимости, на этом его достоинства заканчиваются. Обе версии эффективно справляются с поставленной задачей, но коммутатор коммерческого класса гарантирует надежную защиту, точность инженерных решений и долговечность, ожидаемые в профессиональных условиях, что оправдывает его более высокую цену. Тем не менее, для обычных приложений самодельная версия обеспечивает надежную работу с минимальными усилиями и гораздо более щадящей нагрузкой на ваш кошелек.

Еще несколько замечаний о выборе силового реле. Реле для коммутации сети должно выдерживать как сетевое напряжение, так и ток в несколько ампер, в идеале с некоторым запасом по току для надежности. Для обеспечения полной гальванической развязки между входными цепями следует коммутировать как фазу (L), так и нейтраль (N). Для этого требуется конфигурация реле с двумя двухполюсными двухпозиционными контактами (DPDT). Однако заземляющие контакты должны оставаться постоянно подключенными.

Также важно отметить, что большинство силовых реле рассчитаны на значительно более высокий ток нормально разомкнутых



Рисунок 3. Большинство силовых реле рассчитаны на значительно более высокий ток нормально разомкнутых контактов по сравнению с нормально замкнутыми.

контактов по сравнению с нормально замкнутыми; иногда разница может составлять целый порядок (см. Рисунок 3). В ATS выдерживать относительно высокий ток должны быть способны обе группы контактов, поскольку обе цепи активно участвуют в коммутации нагрузок. Поэтому вам придется немного покопаться, чтобы найти подходящее силовое реле, и, возможно, потребуется немного доработать схему драйвера реле, чтобы оно работало правильно.

Это простейший ATS без дополнительных функций, таких как сетевой фильтр, монитор контроля потребляемой мощности, синхронизированное переключение и выключатель генератора. Поэтому отложим его внедрение до ожидаемого появления следующей усовершенствованной версии, по крайней мере, на данный момент. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments NE555P](#)
2. [Datasheet Hongfa HF92F](#)

Источник питания с широким диапазоном входных напряжений

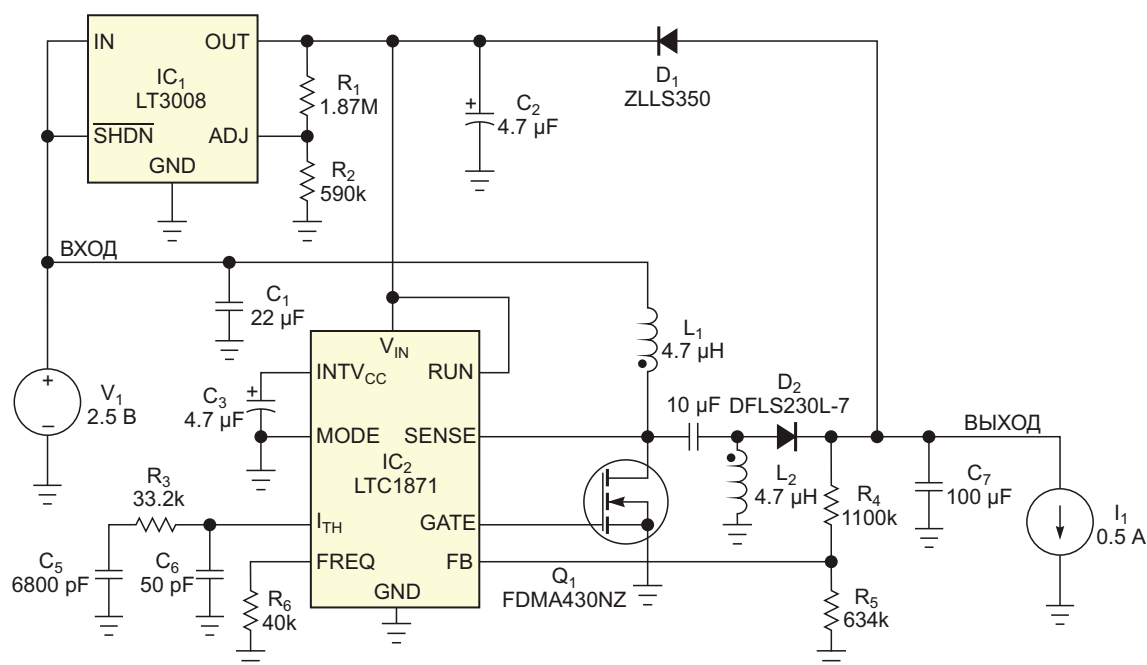
Jim Windgassen

EDN

Импульсный источник питания на Рисунке 1 с высоким КПД преобразует входное постоянное напряжение от 2.5 до 20 В в напряжение 3.3 В. Запустившись при минимальном напряжении 2.5 В, далее схема может работать при входном напряжении всего 1.5 В, что позволяет преобразователю полностью разрядить пару щелочных батарей, срок службы которых подходит к концу. Источник питания также может эффективно работать при более высоких входных напря-

жениях, например, от бортовой сети автомобиля 12 В. Сердцем схемы является импульсный источник питания на основе SEPIC (преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью), обеспечивающий выходное напряжение, большее или меньшее входного [1].

Этот источник питания включает в себя бутстрепную схему, состоящую из регулятора напряжения LT3008 (IC₁), диода Шоттки D₁ и конденсатора C₂. Для запуска требуется



ПРИМЕЧАНИЯ: МОДЕЛЬ ДРОССЕЛЯ ОСНОВАНА НА СДВОЕННОМ ДРОССЕЛЕ WÜRTH 744878004 4.7 мГн ДЛЯ ЧАСТОТЫ 600 кГц.
L₁ И L₂ НАМОТАНЫ НА ОБЩЕМ СЕРДЧНИКЕ.

Рисунок 1. Источник питания преобразует входное постоянное напряжение от 2.5 до 20 В в напряжение 3.3 В. Для запуска требуется напряжение 2.5 В.

напряжение не менее 2.5 В. Регулятор напряжения IC₁ обеспечивает напряжение 2.5 В для запуска контроллера SEPIC IC₂. Как только выходное напряжение источника питания SEPIC достигает своего номинального значения 3.3 В, диод D₁ позволяет выходному напряжению преобразователя вернуться на вход IC₂ для питания контроллера. После этого регулятор IC₁ не влияет на схему, поскольку напряжение на его выходе превышает установленное значение. Теперь IC₂ питается от собственного выхода, а внутренняя схема регулятора IC₁ предотвращает протекание через него обратного тока. MOSFET Q₁ имеет низкое пороговое напряжение, достаточно низкое сопротивление открытого канала, чтобы обеспечить обратную связь по току к контроллеру IC₂, и максимальное напряжение сток-исток 30 В, позволяющее работать при входном напряжении до 20 В.

Бутстрепная схема позволяет преобразователю работать при очень низких входных напряжениях, поддерживая напряжение на входе IC₂, и повышает КПД при высоких входных напряжениях за счет исключения использования внутреннего линейного стабилизатора микросхемы IC₂. На Рисунке 2 показана зависимость КПД прототипа источника питания от напряжения питания при токах нагрузки 50 и 500 мА. Благодаря бутстрепной схеме КПД источника питания практически постоянен во всем диапазоне рабочих напряжений.

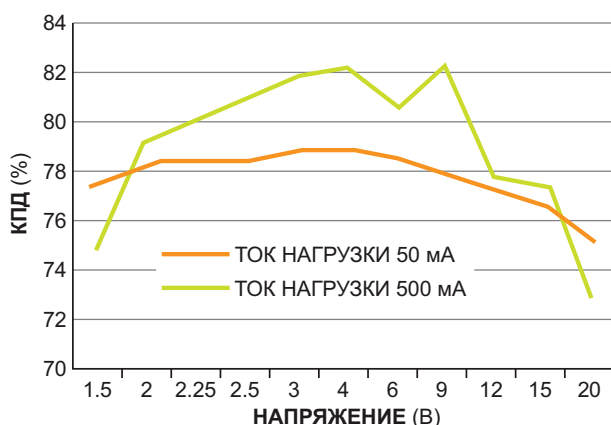


Рисунок 2. КПД источника питания постоянен при токах нагрузки 50 и 500 мА.

Поскольку в схеме используется MOSFET с низким пороговым напряжением, низкое напряжение управления, поддерживаемое на затворе, уменьшает общий заряд затвора,

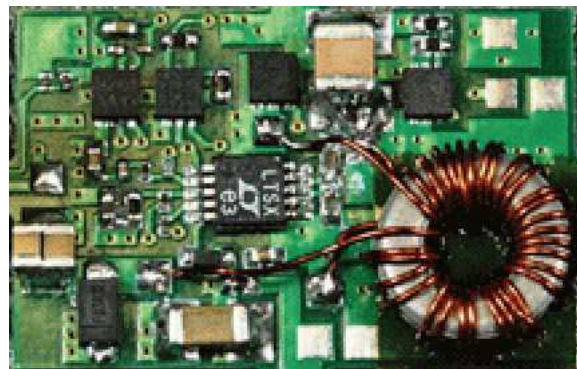


Рисунок 3. Весь источник питания уместается на печатной плате размером 23×15×3.5 мм.

что дополнительно повышает КПД схемы. Для формирования рабочего напряжения 5 В из входного напряжения обычно используется внутренний LDO стабилизатор контроллера SEPIC IC₂. При работе IC₂ от бутстрепного выхода рабочее напряжение IC₂ снижается примерно до 3 В, что также ограничивает управляющее напряжение затвора Q₁.

Конструкция печатной платы и выбор связанных дросселей для этого источника питания имеют решающее значение для обеспечения хороших характеристик. Чтобы источник питания достигал высокого КПД при низких входных напряжениях и большом выходном токе, связанные дроссели должны иметь обмотки с низким сопротивлением, а силовые дорожки должны быть выполнены в виде широких полигонов для минимизации потерь на сопротивление и нежелательной индуктивности.

Плата прототипа источника питания имеет размеры 23 × 15 × 3.5 мм (Рисунок 3). В нем используется изготовленный на заказ связанный дроссель, но вы можете выбрать один из множества готовых связанных дросселей, предлагаемых различными дистрибьюторскими компаниями. [РЛ](#)

Ссылка

1. ["Designing a SEPIC Converter,"](#) Application Note 1484.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT3008](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC1871](#)
3. [Datasheet Diodes DFSL230L](#)
4. [Datasheet onsemi FDMA430NZ](#)
5. [Datasheet Diodes ZLLS350](#)

Резисторный оптрон с экспоненциальным управлением

Uwe Schüler

EDN

Краткое введение в резисторные оптроны

Резисторный оптрон, или светодиод и фоторезистор (light depending resistor, LDR) [1] в светонепроницаемом корпусе, применяется в схемах аналоговой музыкальной электроники, таких как аудиокомпрессоры, усилители, управляемые напряжением (voltage-controlled amplifiers, VCA), фильтры, управляемые напряжением (voltage-controlled filters, VCF), и в других приложениях.

В настоящее время для этой цели используются аналоговые микросхемы, поэтому резисторные оптроны стали довольно редкими. Одним из их главных преимуществ был и остается низкий уровень искажений сигнала по сравнению с транзисторными схемами.

С другой стороны, при управлении малыми токами они медленны и инерционны и имеют нелинейную характеристику.

К счастью, зависимость проводимости от управляющего тока более линейна, чем зависимость сопротивления от тока. Это удобно, например, для VCF с частотной характеристикой, пропорциональной $1/RC$. Однако для музыкальной электроники предпочтительнее экспоненциальное управление проводимостью, поскольку в схемах, управляемых напряжением, используется характеристика «вольт на октаву», при которой с каждым дополнительным вольтom управляющего напряжения частота среза VCF удваивается.

Еще одним преимуществом экспоненциального управления резисторным оптроном является тот факт, что ток светодиода никогда не становится равным нулю [$y = \exp(x) > 0$] и, таким образом, сопротивление фоторезистора никогда не достигает своего полного темнового значения, что положительно влияет на время отклика фоторезистора.

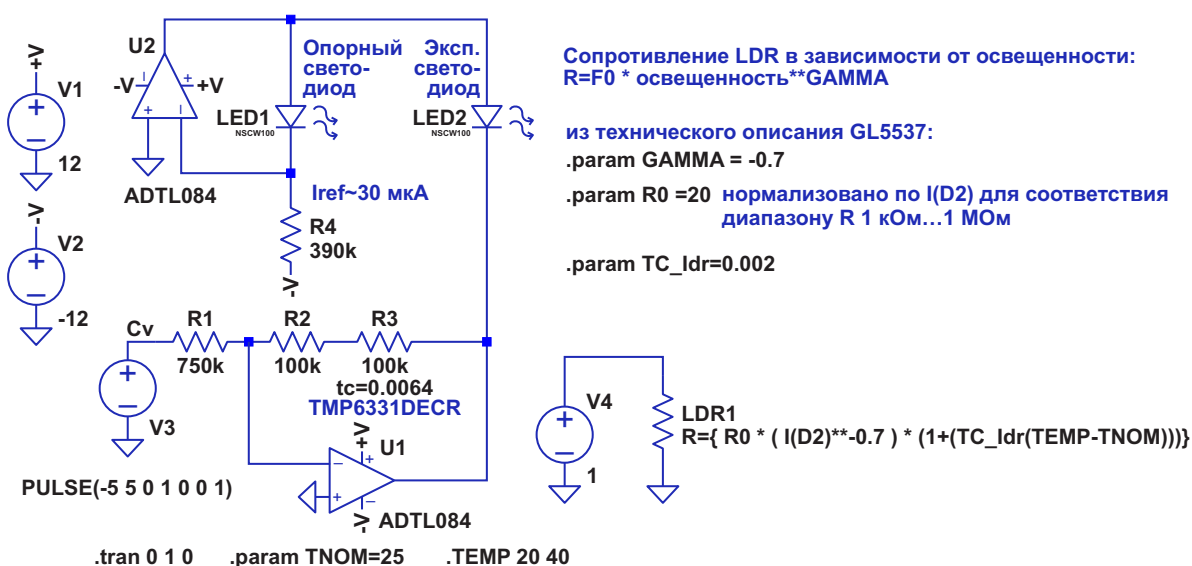


Рисунок 1. Схема экспоненциального управления резисторным оптроном, в которой опорный светодиод используется для преобразования линейного управляющего напряжения в экспоненциальный ток, а два согласованных светодиода служат для температурной компенсации.

Схема с резисторным оптроном

Обычно для преобразования линейного управляющего напряжения в экспоненциальный ток используется пара транзисторов [2]. Однако в случае резисторного оптрона пару транзисторов можно заменить самым светодиодом, который, как и любой диод, является источником экспоненциального тока, управляемого напряжением.

Для температурной компенсации, так же как и в транзисторной схеме, нужна согласованная пара светодиодов.

На Рисунке 1 показана смоделированная схема экспоненциального управления резисторным оптроном.

Светодиод LED1 управляется током $I_{REF} = -V/R_4$. При $C_V = 0$ ток светодиода оптрона LED2 идентичен, а сопротивление фоторезистора устанавливается на уровне середины требуемого диапазона сопротивлений током I_{REF} , в данном случае равным примерно 30 мкА.

По мере увеличения C_V напряжение на катоде LED2 уменьшается, но напряжение между анодом и катодом увеличивается, так что ток светодиода экспоненциально увеличивается.

При отрицательном C_V напряжение на LED2 соответственно уменьшается, так что ток светодиода экспоненциально уменьшается. Диапазон сопротивлений фоторезистора определяется коэффициентом усиления суммирующего усилителя U1. На практике используется диапазон примерно от 1 МОм ($C_V = -5$ В) до 1 кОм ($C_V = +5$ В), что позволяет настраивать VCF в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц.

Термистор R3 улучшает температурный дрейф тока светодиода. Тем не менее, температурная зависимость сопротивления фоторезистора остается на уровне примерно 0.2%/К, что делает схему с резисторным оптроном хуже подходящей, например, для высококачественных ГУН.

Для других приложений (VCF, VCA) температурный дрейф достаточно хорош, и в большинстве случаев термистор не понадобится.

На Рисунке 2 показаны смоделированные кривые сопротивления и тока светодиода LED2 для 20 °С и 40 °С.

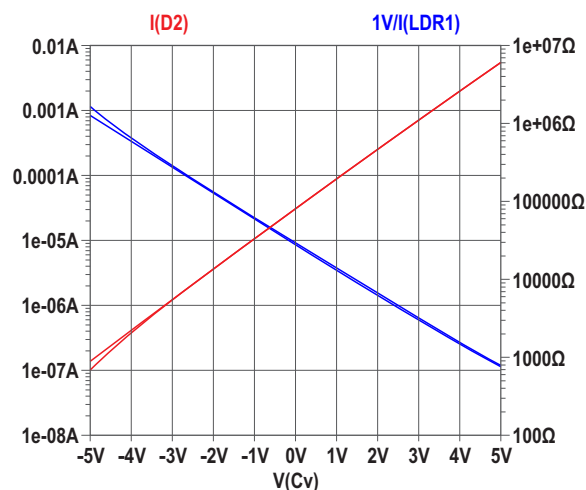


Рисунок 2. Смоделированные кривые сопротивления и тока светодиода LED2 для 20 °С и 40 °С.

Практические замечания

Для этой схемы была разработана небольшая печатная плата. Используются стандартные белые SMD-светодиоды в корпусе типоразмера 5730. Светодиод резисторного оптрона LED2 расположен на верхней стороне печатной платы и освещает два фоторезистора GL5537, расположенных под углом примерно 45 градусов над светодиодом LED2.

Слегка изогнув выводы фоторезисторов для изменения наклона, можно механически подогнать их сопротивление под требуемое значение. Небольшой черный корпус, напечатанный на 3D-принтере, и печатная плата с черной паяльной маской предотвращают воздействие на схему внешнего света. Схемы с двумя и четырьмя фоторезисторами, освещаемыми одним светодиодом, были успешно протестированы при реализации VCF 2-го и 4-го порядков. **РЛ**

Ссылки

1. [Vactrol Basics](#)
2. [A tutorial on exponential converters and temperature compensation](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Senba Sensing GL55](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADTL084](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TMP6331DECR](#)

Схема подбора конденсаторов

Stephen Woodward

EDN

Точно подобранные по емкости пары конденсаторов имеются в продаже, но только в ограниченном диапазоне номиналов, рабочих напряжений и типов диэлектриков.

Кроме того, иногда особо ответственное приложение с очень жесткими допусками (или очень ограниченным бюджетом) может потребовать некоторой (или значительной) самостоятельной подборки. См., например, «Изначально точный 16-битный ШИМ-ЦАП с топологией ТВН» [1].

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

Вот как это работает.

Комплементарное (одинаковое по уровню, но противоположное по направлению) возбуждение испытываемых конденсаторов А и В означает, что если $C_A = C_B$, то прошедшие через них заряды полностью компенсируются, что дает нулевое значение на ВЫХОДЕ. Однако, если они различны, то интегральный выходной сигнал составит 50 мВ на каждый процент рассогласования, если C_3 , C_5 , C_4 и C_{AB} (конденсаторы, случайно выбранные из пробной партии) имеют одинаковую емкость, например, 0.68 мкФ. Этот сигнал синхронно выпрямляется коммутатором U1b, затем интегрируется и буферизируется цепью обратной связи U1c и A1.

Если $C_A > C_B$, то полярность сигнала на выходе «А > В» будет положительной относительно «В > А». Обратное также верно: если $C_B > C_A$, то полярность сигнала на выходе «А > В» будет отрицательной относительно «В > А».

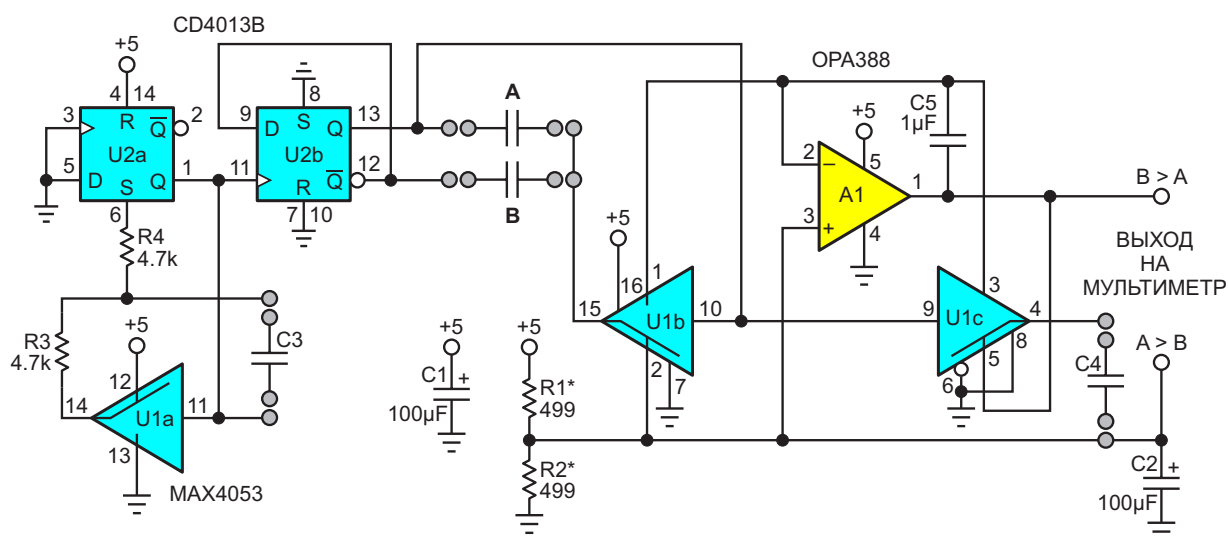


Рисунок 1. Триггер U2b формирует комплементарные сигналы возбуждения тестируемых конденсаторов А и В.

Разрешение измерения согласования будет зависеть от разрешения цифрового мультиметра по напряжению. Если оно составляет 1 мВ, то возможно достижение точности согласования $\pm 1/50$ от 1% или $\pm 0.02\%$. Если это 100 мкВ (типично для стандартного 3 $\frac{3}{4}$ -разрядного цифрового мультиметра со шкалой 300 мВ), то согласование будет возможно с точностью $\pm 0.002\%$, т. е. ± 20 ppm. И так далее...

Коэффициент усиления при измерении обратно пропорционален емкости конденсатора C4. Поэтому, если вам требуется более высокое разрешение, просто уменьшите емкость C4, чтобы увеличить усиление.

Обратите внимание, что точность и стабильность частоты генератора U1a-U2a (Рисунок 2) вызывают некоторые сомнения (даже если мы будем снисходительны). К счастью, точность окончательного согласования C_A/C_B не зависит от стабильности тактового генератора. Точность согласования также не зависит от выходного сопротивления комплементарных выходов триггера U2b, и даже от их симметрии!

Обе нечувствительности обусловлены тем, что основой точности сопоставления является передаваемый заряд, и поэтому ни ток, ни напряжение не имеют большого значения.

Однако из-за чувствительности некоторых диэлектриков к температуре, вероятно,

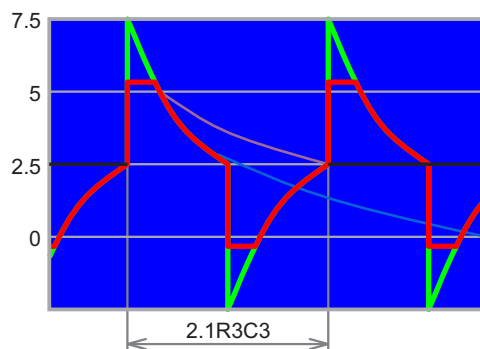


Рисунок 2. Сигналы мультивибратора U1a-U2a: зеленая осциллограмма – точка соединения элементов R3 и R4, а красная осциллограмма – вывод 6 триггера U2. Частота составляет 0.1 МГц/C3.

будет разумным работать с тестируемыми устройствами в теплоизолирующих перчатках. Это сэкономит время и нервы, связанные с ожиданием их уравнивания, не говоря уже о возможных, явно ошибочных, результатах. Которые, как известно, могут вызывать разочарование! **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Изначально точный 16-битный ШИМ-ЦАП с топологией ТВН](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4053](#)
3. [Datasheet Texas Instruments OPA388](#)

Положительная аналоговая обратная связь линеаризует передатчик токовой петли 4-20 мА для PRTD

Stephen Woodward

EDN

Недавно я опубликовал простую конструкцию [1] схемы передатчика токовой петли 4-20 мА для платинового резистивного датчика температуры (PRTD), показанную на Рисунке 1.

Однако простота схемы на Рисунке 1 достигнута ценой компромисса, который заключается в необходимости программной коррекции нелинейности PRTD:

$$T^{\circ}\text{C} = \frac{-u + \sqrt{u^2 - 4wx}}{2W},$$

где

$T^{\circ}\text{C}$ – температура в $^{\circ}\text{C}$;

u и w – константы;

$x = R_{\text{PRTD}}(0^{\circ}\text{C}) - R_{\text{PRTD}}(0^{\circ}\text{T})$.

(Здесь R_{PRTD} – сопротивление PRTD).

К сожалению, реализация такой квадратичной арифметики с плавающей запятой в небольшой системе может оказаться слишком затратной с точки зрения сложности кода, требований к программной памяти и времени обработки.

Но, к счастью, существует интересное, продуманное, сравнительно точное, простое в программировании и при этом (достаточно) простое альтернативное (аналоговое) решение. Оно подробно описано в статье «Формирование сигнала для платиновых датчиков температуры» [2], написанной (кем же

еще?) знаменитым разработчиком Джимом Уильямсом.

Рисунок 2, бесстыдно скопированный из статьи Уильямса, демонстрирует его аналоговое решение проблемы нелинейности PRTD.

Уильямс объясняет:

Нелинейность может привести к нескольким градусам погрешности в рабочем диапазоне температур схемы от 0 $^{\circ}\text{C}$ до 400 $^{\circ}\text{C}$. Выходной сигнал моста поступает на инструментальный усилитель АЗ, который обеспечивает дифференци-

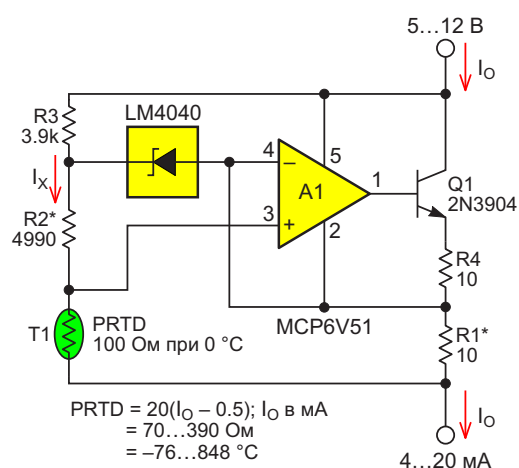


Рисунок 1. Передатчик токовой петли 4-20 мА для платинового датчика температуры, возбуждаемого постоянным током, основанный на программной математической коррекции нелинейности 2-го порядка.

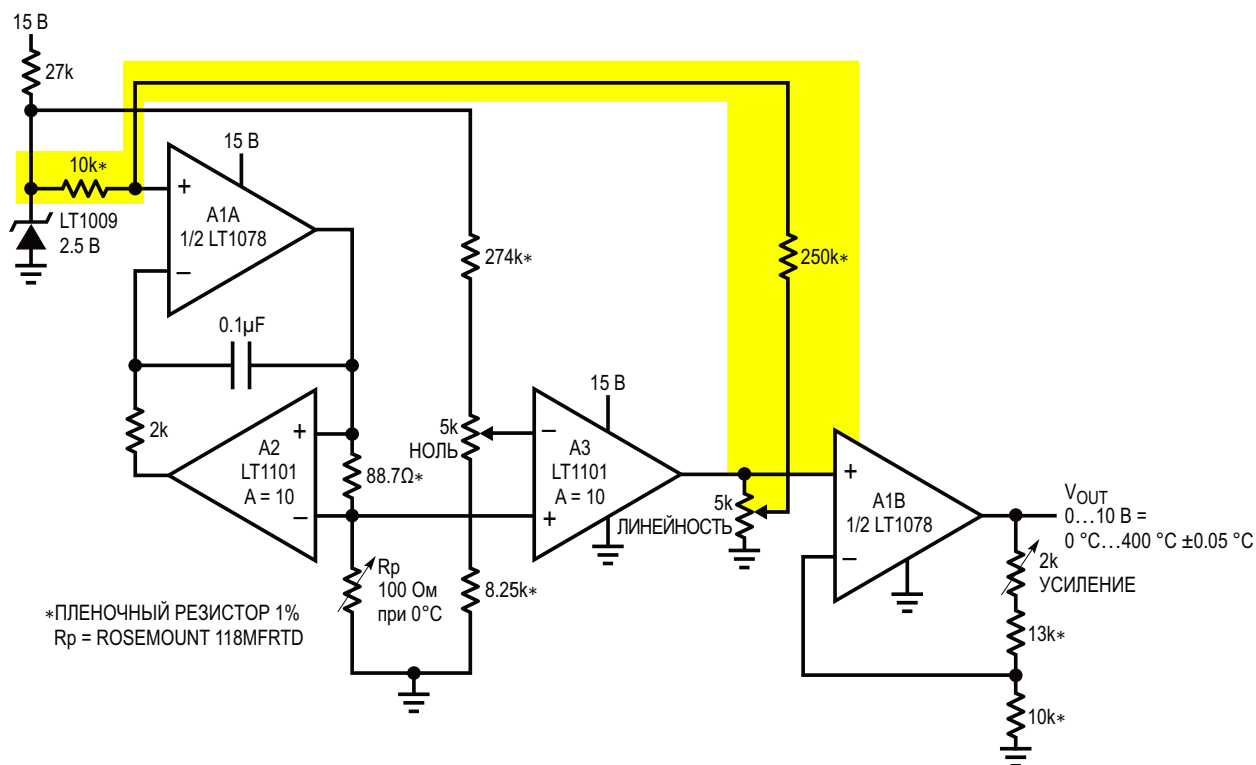


Рисунок 2. Мост с платиновым RTD, в котором обратная связь от усилителя А3 к мосту линейризует схему.

альное усиление и одновременную коррекцию нелинейности. Коррекция осуществляется путем подачи части выходного сигнала усилителя А3 обратно на вход усилителя А1 через делитель 10 кОм – 250 кОм. Это приводит к небольшому смещению тока, подаваемого в R_p, относительно его рабочей точки, компенсируя нелинейность датчика до уровня ±0.05 °C.

На Рисунке 3 показана основная идея Уильямса, воплощенная в концепции передатчика токовой петли на Рисунке 1.

Резистор R5 обеспечивает положительную обратную связь, линейризирующую PRTD, для возбуждения датчика в диапазоне температур от –130 °C до +380 °C.

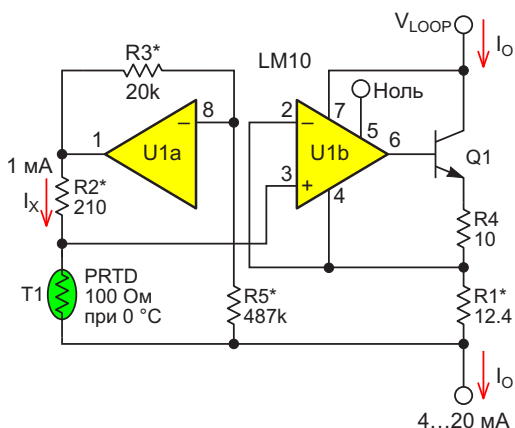


Рисунок 3. Передатчик PRTD на базе классической микросхемы LM10, объединяющей операционный усилитель и прецизионный источник опорного напряжения 200 мВ.

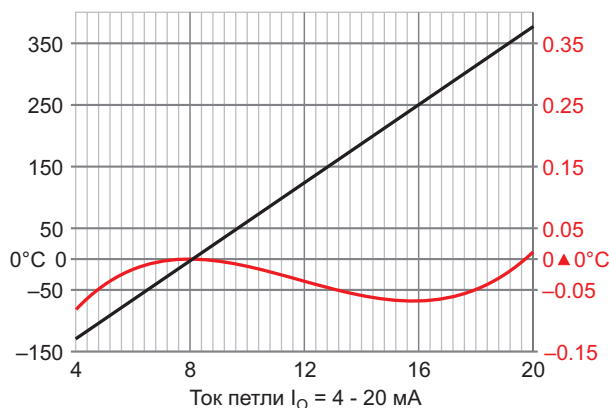


Рисунок 4. Положительная обратная связь снижает ошибку линейности до значения менее ±0.05 °C в диапазоне температур от –127 °C до +380 °C. Ось X – ток I₀ (мА), левая ось Y – температура PRTD, правая ось Y – ошибка линейности. T °C = 31.7(I₀ – 8 мА).

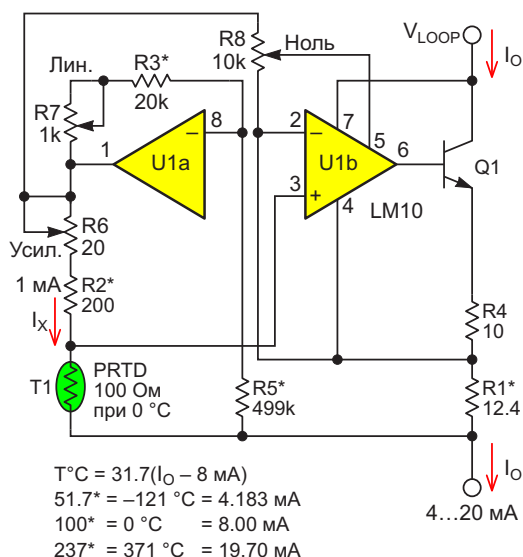


Рисунок 5. Линеаризованный датчик температуры, модифицированный для настройки после сборки с использованием процедуры Уильямса.

Здесь сигнал коррекции линейности через резистор R5 поступает на внутренний источник опорного напряжения микросхемы LM10, где он инвертируется и становится сигналом положительной обратной связи. Получающееся в результате «небольшое смещение рабочей точки» (около 4% во всем диапазоне температур) повторяет основную идею Уильямса по достижению линейности измерений, показанной на Рисунке 4.

Конечно, для согласованного достижения такой точности и линейности уровня ppm, вероятно, потребуется итерационный процесс калибровки, подробно описанный Уильямсом. На Рисунке 5 показана модификация схемы на Рисунке 3, в которую добавлены три дополнительных потенциометра для воз-

можности настройки после сборки с использованием его процедуры.

Замена PRTD на прецизионные резисторы заданного номинала в выбранных точках калибровки крайне важна для возможности реализации циклического процесса настройки. Использование реальных переменных температур заняло бы невероятно много времени! К сожалению, сверхточные декадные магазины, подобные описанному Уильямсом, также являются крайне редким товаром. Итак, на Рисунке 5 представлены три подходящих стандартных номинала резисторов, а также соответствующие имитируемые температуры и токи петли 4–20 мА. Вот они:

51.7 Ом → −121 °C → 4.183 мА,

100 Ом → 0 °C → 8.000 мА,

237 Ом → 371 °C → 19.70 мА.

Удачной настройки!

О да, чтобы избежать перегрева транзистора Q1, в идеале он должен быть в корпусе TO-220 или аналогичном, если напряжение V_{LOOP} больше 15 В. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Простой, но точный двухпроводный передатчик токовой петли 4-20 мА для платинового датчика температуры](#). РадиоЛоцман, 2025, 09-10, [стр. 58](#).
2. Jim Williams. [Формирование сигнала для платиновых датчиков температуры](#). РадиоЛоцман, 2025, 09-10, [стр. 62](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM10](#)
2. [Datasheet Analog Devices LM4040](#)
3. [Datasheet Microchip MCP6V51](#)

В драйвере светодиода сочетаются высокая скорость и точность

Richard Cappels

EDN

Таким приложениям, как измерение мутности и денситометрия, требуются источники чистых световых импульсов со стабильной амплитудой. Драйвер светодиода на Рисунке 1 освещает нейроны сетчатки в биологическом эксперименте, к которому предъявля-

ются аналогичные требования. Для каждого конкретного светодиода при заданном токе интенсивность свечения стабильна, поэтому коммутация стабильного тока является простым и эффективным способом получения необходимой функции. Схема формирует

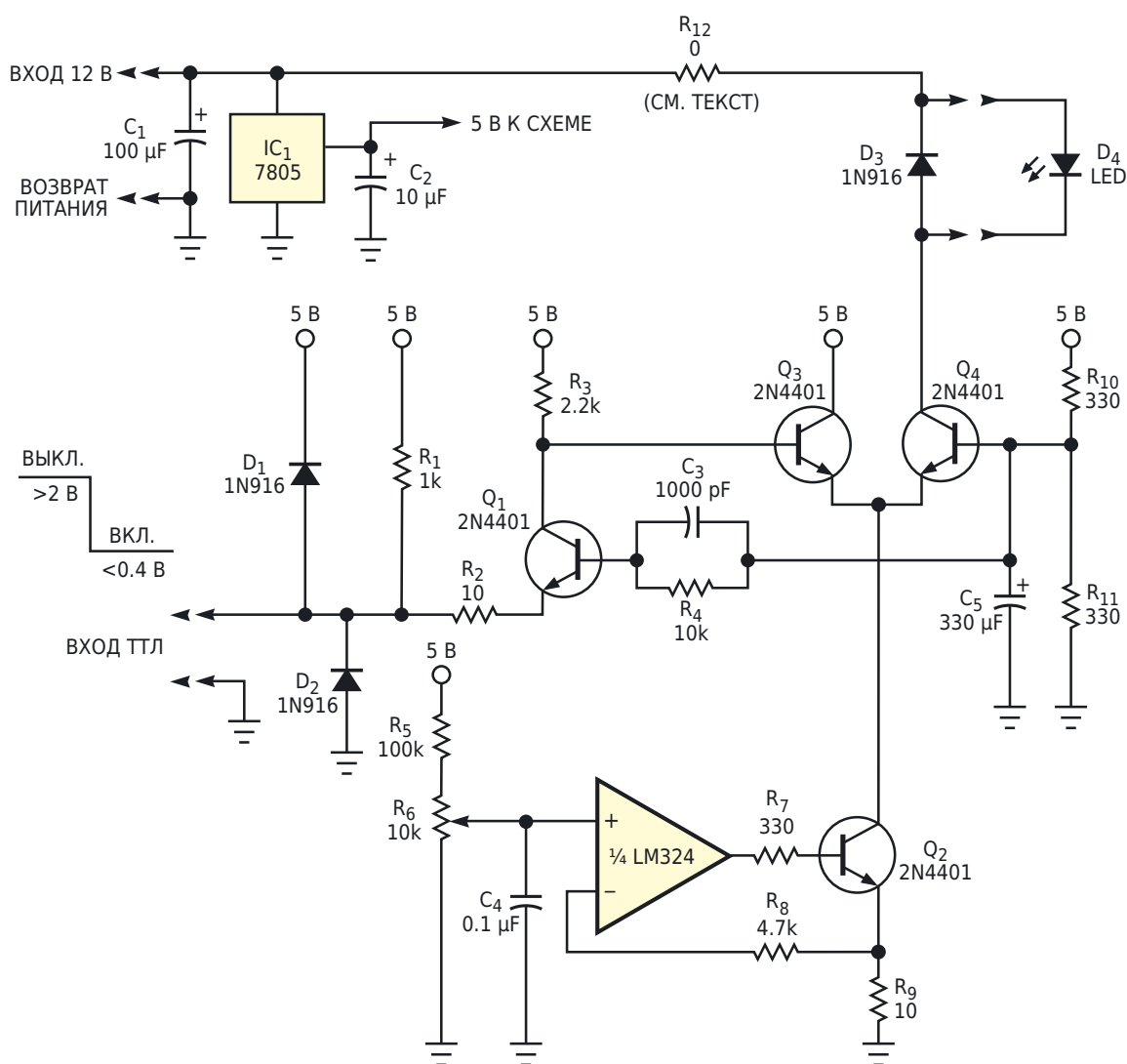


Рисунок 1. Эта схема подает в светодиод стабильные и точные порции тока.

импульсы тока светодиода с временем нарастания и спада менее 500 нс и выбросами менее 7%. Ток можно программировать с помощью компьютера, заменив потенциометр на ЦАП. Схема содержит регулируемый источник тока (IC_1 и Q_2), перегруженный дифференциальный усилитель (Q_3 и Q_4), действующий как ключ, и преобразователь уровня (Q_1) для смещения входного сигнала ТТЛ до уровней, необходимых для управления дифференциальной парой.

Напряжение на движке потенциометра R_6 повторяется на резисторе R_9 благодаря обратной связи операционного усилителя. Поскольку транзистор Q_2 имеет высокий коэффициент передачи тока альфа, большая часть тока эмиттера, создающего падение напряжения на R_9 , достигает его коллектора. Этот ток остается стабильным, так как альфа мало меняется с температурой. Транзисторы Q_3 и Q_4 образуют дифференциальную пару. В зависимости от того, какой из транзисторов открыт, эмиттерный ток одного или другого поступает в коллектор Q_2 . Когда потенциал базы Q_3 становится на несколько сотен милливольт более положительным, чем потенциал базы Q_4 , ток транзистора Q_2 шунтирует источник питания 5 В. Ток через транзистор Q_4 не течет, поэтому светодиод LED выключен. Когда потенциал базы транзистора Q_3 менее положителен, чем потенциал базы Q_4 , ток транзистора Q_2 проходит через светодиод. Переключение по принципу «все или ничего» происходит из-за большого дифференциального напряжения на базах. Как и в случае с транзистором Q_2 , ток коллектора в Q_4 в проводящем состоянии составляет большую и стабильную долю тока эмиттера. Неизменность нагрузки объединенных эмиттеров Q_3 и Q_4 на источник тока обеспечивает его безразрывную работу, что позволяет использовать операционный усилитель с узкой полосой пропускания.

Q_1 — это усилитель с общей базой, включенный, по сути, так же, как транзистор входного каскада ТТЛ, за исключением конденсатора C_3 емкостью 1000 пФ, параллельного базовому резистору R_4 . Когда уровень входного сигнала превышает 2 В, напряжение на базе транзистора Q_1 остается равным 2.5 В, и напряжение на коллекторе Q_1 повышается настолько, чтобы через транзистор Q_4 и светодиод не проходил ток. Когда входной сигнал ниже 0.4 В, напряжение эмиттера Q_1 достаточно низкое, и ток базы, проходящий через резистор R_4 , достаточно высок, чтобы насытить Q_1 . В результате ток базы Q_3 удерживается на достаточно низком уровне, чтобы гарантировать, что весь ток коллектора от Q_2 проходит через транзистор Q_4 и светодиод. Когда входной сигнал снова становится положительным, энергия, накопленная в конденсаторе C_3 , создает обратное смещение на переходе эмиттер-база транзистора Q_1 , что приводит к быстрому рассасыванию накопленного заряда и, как следствие, к быстрому выключению. Убедитесь, что допустимая для транзистора Q_4 мощность не превышена. Учитывайте ток и напряжение коллектор-эмиттер. При использовании транзисторов в корпусах ТО-92 и светодиода, на котором падает напряжение 2 В при токе 50 мА, схема на Рисунке 1 работает при температурах выше 55 °С с перемычкой вместо резистора R_{12} . Если нужны более высокие токи или используются транзисторы в корпусах меньшего размера, может потребоваться замена перемычки R_{12} резистором с конечным сопротивлением, чтобы снизить рассеиваемую на транзисторе Q_4 мощность до безопасного уровня. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM7805](#)
3. [Datasheet onsemi 1N916](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)

Обобщенные формулы проектирования ШИМ-интерфейса понижающего регулятора

Stephen Woodward

EDN

Некоторое время назад я опубликовал статью «Простой ШИМ-интерфейс позволяет запрограммировать напряжение регулятора $V_{OUT} < V_{SENSE}$ » [1]. В ней были представлены несколько простых схем для ШИМ-программирования стандартных микросхем понижающих регуляторов, как линейных, так и импульсных, в том числе для приложений, выходные напряжения которых должны быть значительно ниже напряжения на входе обратной связи регулятора.

Недавние комментарии читателей показали интерес к применению этих разработок в различных приложениях и регуляторах. Итак, вот пошаговая процедура, которая упростит этот процесс.

Обратите внимание, что это работает только в том случае, если $V_X > 2V_S$ и $V_L > V_S$.

Шаги таковы (Рисунок 1):

1. V_S – напряжение на выводе обратной связи регулятора U1 из технического описания микросхемы (обычно от 0.5 до 1.25 В);
2. V_L – напряжение шины питания логики (обычно от 3 до 5 В);
3. V_X – желаемое максимальное выходное напряжение при коэффициенте заполнения ШИМ, равном 100%;
4. V_{PP} – размах импульсов ШИМ (типичное значение – V_L);
5. F_P – частота повторения ШИМ;
6. N – разрешение ШИМ в битах, $N > 4$;
7. R_P – значение, рекомендованное в примере применения из технического описания микросхемы U1;

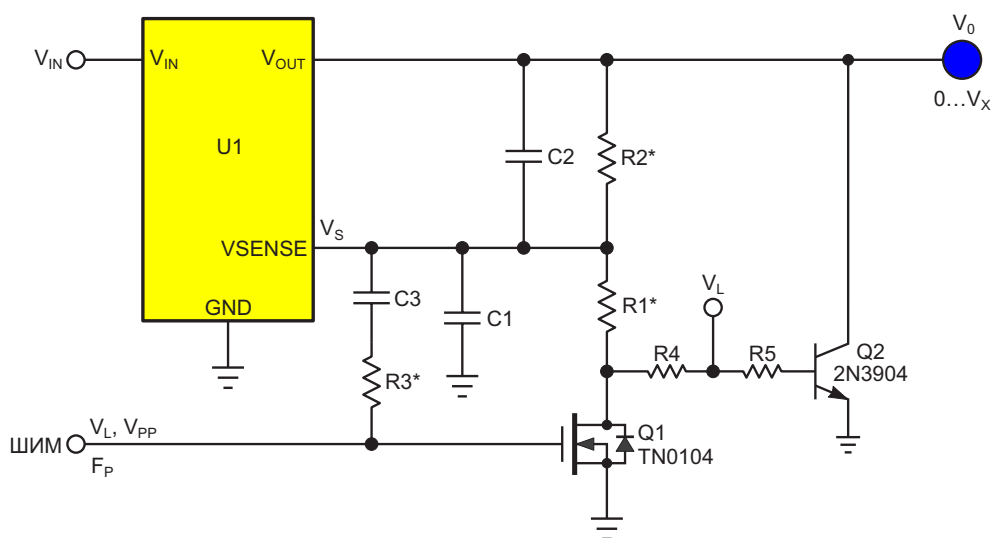


Рисунок 1. Десять дискретных компонентов образуют схему для программирования регулятора с помощью ШИМ.

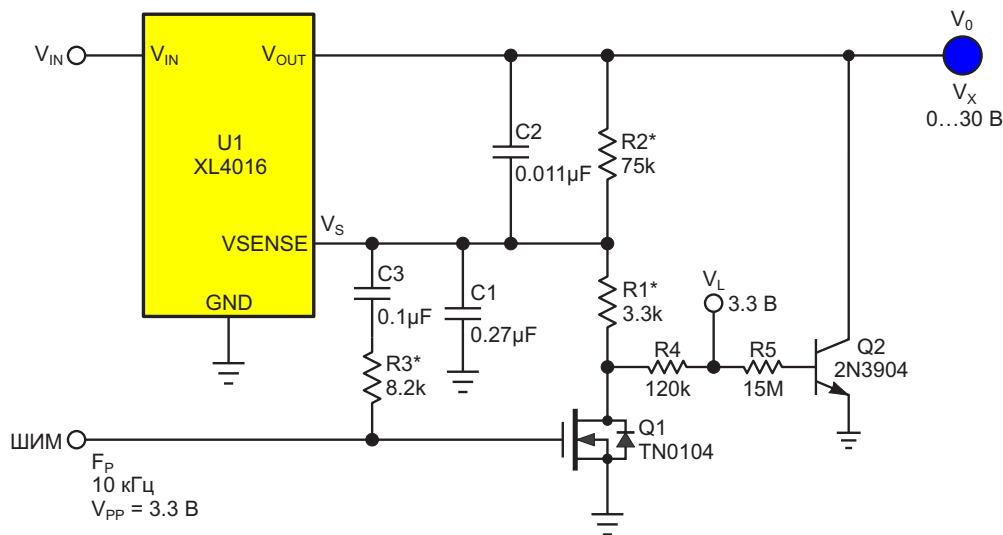


Рисунок 2. Общие параметры конструкции, перечисленные выше. Обратите внимание, что компоненты, специфичные для U1 (например, дроссель, конденсаторы и силовой диод), не показаны.

$$8. R2 = R1 \left(\frac{V_x}{V_s} - 1 \right);$$

$$9. R4 = R2 \frac{V_L}{V_s} - R1 - R2;$$

$$10. R5 = \beta_{Q2MIN} (R4 + R1 + R2) \frac{V_L - V_{BEQ2}}{V_L};$$

где V_{BEQ2} и β_{Q2MIN} – напряжение база эмиттер и минимальный коэффициент передачи тока транзистора Q2, соответственно.

$$11. R3 = \frac{V_{PP}}{\frac{V_s}{R1} + \frac{V_L - V_s}{R1 + R4}};$$

$$12. R3C3 = R2C2 = \frac{2^{\frac{N-2}{2}}}{F_p};$$

$$13. C1 = C2 \frac{R2}{R1}.$$

Теперь, если в качестве примера для U1 взять недорогой асинхронный понижающий преобразователь XL4016 компании XLSEMI и пройти по всем шагам, то получим:

1. $V_s = 1.25 \text{ В};$
2. $V_L = 3.3 \text{ В};$
3. $V_x = 30 \text{ В};$

$$4. V_{PP} = 3.3 \text{ В};$$

$$5. F_p = 10 \text{ кГц};$$

$$6. N = 8;$$

$$7. R1 = 3.3 \text{ кОм (рекомендуемое значение из Рисунок 4 технического описания U1);}$$

$$8. R2 = 75 \text{ кОм};$$

$$9. R4 = 120 \text{ кОм};$$

$$10. R5 = 15 \text{ МОм};$$

$$11. R3 = 8.2 \text{ кОм}$$

$$12. C3 = 0.1 \text{ мкФ}, C2 = 0.011 \text{ мкФ};$$

$$13. C1 = 0.27 \text{ мкФ}.$$

В результате получается Рисунок 2.

Обратите внимание, что если микроамперы и милливольты остаточного смещения нуля, которые сохраняются на выходе ненагруженного источника питания при нулевом коэффициенте заполнения ШИМ, не вызывают возражений, то источник тока Q2/R5 не нужен и может быть исключен. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Простой ШИМ-интерфейс позволяет программировать напряжение регулятора \$V_{OUT} < V_{SENSE}\$](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet XLSEMI XL4016](#)
2. [Datasheet Microchip TN0104](#)

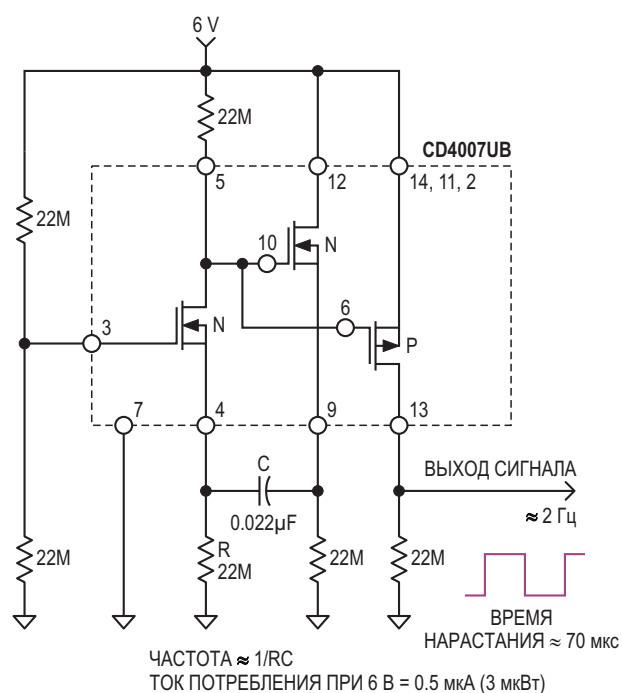
Микромощный КМОП-генератор потребляет 0.5 мкА

David A. Johnson

EDN

Традиционные схемы автоколебательных генераторов, основанные на КМОП логических элементах, биполярных транзисторах или маломощных операционных усилителях, часто требуют больше тока, чем необходимо. Приведенная схема генерирует низкочастотные прямоугольные импульсы, потребляя всего 0.5 микроампера от источника питания 6 В. В схеме используется несколько п- и р-канальных MOSFET, содержащихся в недорогой микросхеме CD4007UB. Схема основана на классической конструкции биполярного генератора со связанными эмиттерами и работает практически так же.

Затвор первого п-канального транзистора смещен к середине напряжения питания. Затвор второго п-канального транзистора подключен к стоку первого, что обеспечивает сдвиг фаз на 180 градусов. Дополнительный сдвиг фаз на 180 градусов создается путем соединения двух истоковых выводов транзисторов через конденсатор. Получающаяся положительная обратная связь заставляет схему быстро переходить в режим генерации. Сигнал, образующийся на стоке первого транзистора, буферизуется третьим, р-канальным транзистором. При показанных номиналах компонентов выходная частота составляет около 2 Гц. Частота приблизительно равна $1/RC$. При тщательной компоновке схемы частоту можно увеличить примерно до 300 Гц, уменьшив емкость времязадающего



конденсатора до 68 пФ. Если требуются более высокие частоты, необходимо уменьшить номиналы нагрузочных резисторов. Несмотря на то, что время нарастания выходного сигнала составляет 70 мкс, в случае, если его выходной сигнал предполагается использовать для управления микросхемой счетчика или триггера, все равно потребуется какой-либо буфер с триггером Шмитта. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4007UB](#)

Фиктивные контакты, дребезжащие по заказу

Nick Cornford

EDN

Во многих недавних статьях [1] предлага-
лись схемы управления питанием с помощью
кнопки. Какие-то из них, возможно, были
более устойчивы к дребезгу контактов, чем
другие, но как это можно проверить? В пред-
лагаемой статье описывается, как некоторые
простые схемы могут имитировать дребезг
контактов, делая это контролируемо и повто-
ряемо, что позволяет объективно оценить,
насколько хорошо работает схема устране-
ния дребезга.

Есть и другие решения. Захват дребезга от реального переключателя и последующее его воспроизведение с разной частотой – это один из подходов. И, по-видимому, для него доступны модели SPICE. Я не играл с такими моделями, но уверен, что их разработчики получили удовольствие.

Настоящие контактные помехи по своей природе являются случайными и часто очень резкими. Вместо них в устройстве, подробно показанном на Рисунке 1, используются пакки четко определенных импульсов. Если ваша схема или программа устранения дребезга справятся с этим, то их работа в реальных условиях практически гарантирована. Поскольку импульсы сгруппированы в пакки и повторяются, защитный интервал можно легко измерить. Подключите эту схему к (нормально разомкнутым) контактам, дребезг которых вам нужно проверить, и изменяйте длительность пакки до тех пор, пока ваша система не начнет работать неправильно.

Как показали некоторые быстрые тесты, кнопочные переключатели сильно различаются. Кликающие тактильные переключате-

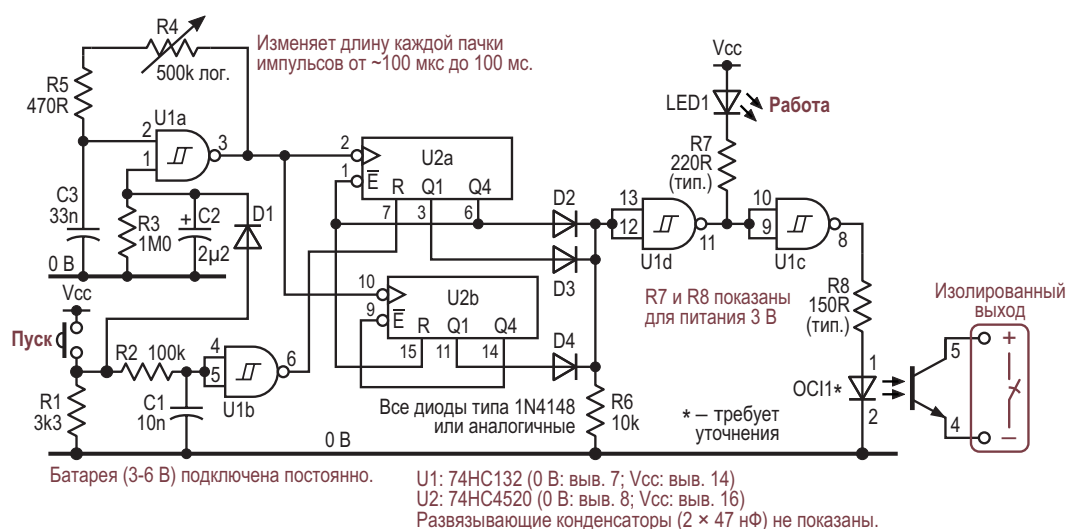


Рисунок 1. Этот имитатор дребезга контактов формирует короткие пакеты импульсов при нажатии или отпускании кнопки «Пуск». Длительность пачек можно изменять в диапазоне от 100 мкс до 100 мс. Оптопара обеспечивает изоляцию выхода, который по мере необходимости может быть подтянут к шине питания или к земле.

ли при замыкании продемонстрировали небольшой или даже нулевой дребезг. Кнопка дешевого дверного звонка была, мягко говоря, несколько хуже, несмотря на то, что, казалось бы, она предназначалась для коммутации токов порядка ампер. Хотя большинство из них шумели сильнее при размыкании, чем при замыкании, все, как правило, успокаивались в течение 20 мс (за исключением кнопки дверного звонка), поэтому для тестирования должно быть достаточно интервала от 100 мкс до 100 мс.

Пока кнопка «Пуск» не нажата, работа генератора U1a запрещена, и схема находится в статическом состоянии, поэтому ток не потребляется (за исключением наноамперных утечек), и выход разомкнут. Нажатие кнопки «Пуск» включает генератор. После короткой задержки цепочкой C1/R2, маскирующей начальный фронт тактового сигнала, происходит сброс счетчика U2a, что позволяет ему досчитать до 8, а затем остановиться. Импульсы с его выхода Q1 косвенно подаются на оптопару OC11 для имитации «дребезга при замыкании», а затем за ними следует постоянный уровень от выхода Q4, как только контакт можно считать правильно замкнутым. Во время этой последовательности счетчик U2b неактивен. На Рисунке 2 показаны осциллограммы в различных точках схемы.

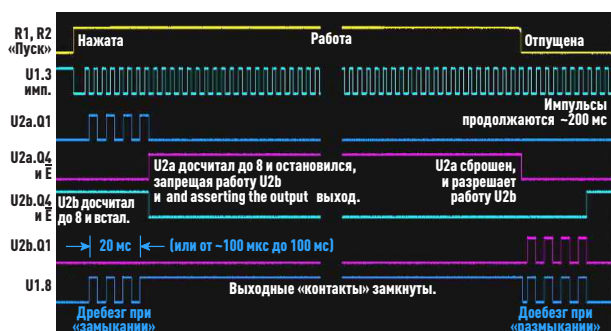


Рисунок 2. Композиция осциллограмм сигналов схемы на Рисунке 1 с некоторыми комментариями по ее работе.

То, что было нажато, должно вернуться

После отпускания кнопки «Пуск» конденсатор C2 и резистор R3 позволяют генератору продолжать работу в течение примерно 200 мс. Счетчик U2a сбрасывается, позволяя

U2b выполнять счет до тех пор, пока его выход Q1 не закончит выдачу пачки импульсов «дребезга при размыкании». Наконец, U2b останавливается, и схема переходит в состояние, готовое к следующему циклу тестирования.

Диоды D2–D4 и резистор R6 выполняют функцию «ИЛИ» для импульсов и постоянного напряжения. Первоначально для этого использовалась микросхема 74HC02 (четыре логических элемента «2ИЛИ-НЕ»), но оставалось так много лишних вентилях, что все выглядело просто некрасиво. Использование диодной логики и свободных вентилях микросхемы U1 для буферизации решило эту проблему.

Взгляд на осциллограммы вызывает небольшое смущение. Обратите внимание, как различаются последовательности замыкания и размыкания: последнее начинается в произвольной точке тактового сигнала, создавая дополнительный полный или частичный импульс. Эту проблему могло бы решить добавление логики и синхронизация импульса сброса счетчика U2a с тактовым сигналом, но, хотя «с точки зрения осциллографа» это и было бы более элегантно, практического преимущества это не давало. В любом случае, как мы видели выше, многие кнопки создают больше электрического шума именно при размыкании контактов.

Легкий выход и более трудный

Теперь, когда у нас есть пачки импульсов, нужно сделать их похожими на настоящие замыкания переключателя. Самый простой и, как правило, лучший способ – подать их на светодиод оптопары, как показано на Рисунке 1. Ее транзистор служит выходным ключом, который, в зависимости от необходимости, может подтягивать нагрузку к шине питания или земли. Эффективное сопротивление этого транзистора может быть значительным; для устаревшего FCD820 при токе порядка 7 мА оно имело бы значение примерно 500 Ом.

Этого достаточно для приложений с логическими уровнями, но если требуется имитация более низкого сопротивления контактов, то лучше использовать MOSFET, которые проводят ток гораздо лучше. На Рисунке 3 показаны некоторые дополнительные варианты, начиная от простых схем с подтяжкой к

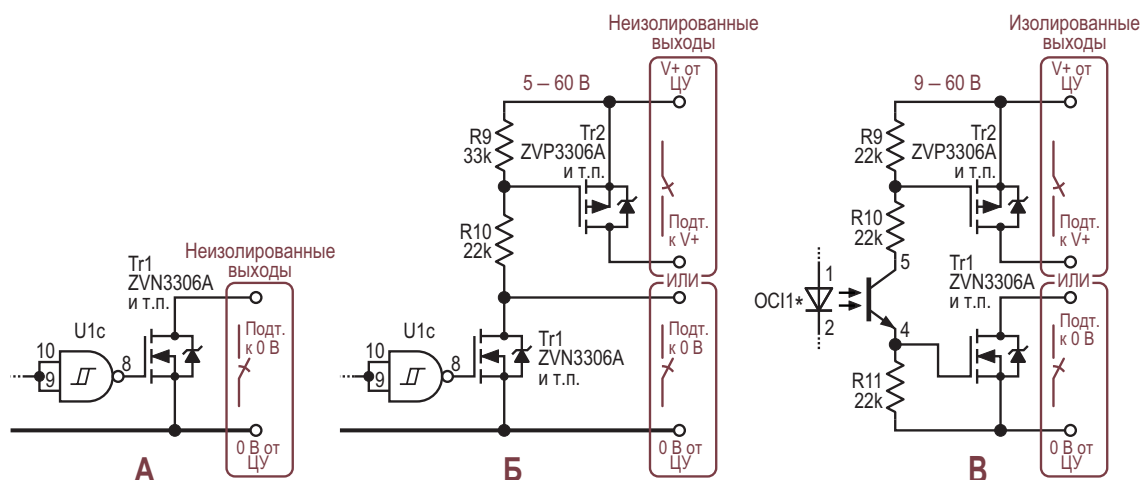


Рисунок 3. Для переключения выхода с гораздо меньшим «контактным сопротивлением» можно использовать MOSFET. Это можно сделать тремя показанными способами, как с изолированными, так и с неизолированными выходами.

шинам земли или питания (обе неизолированные) до полностью изолированных схем. Обратите внимание на необходимые линии питания и земли от целевого устройства (ЦУ). Показанные устройства рассчитаны на напряжение 60 В, сопротивление в несколько Ом и умеренные токи.

Изоляция выхода с помощью герконовых реле – плохая идея. Им требуется для срабатывания несколько миллисекунд, что медленнее, чем нам нужно, и они сильно дребезжат (за исключением ртутных герконов). Положительным моментом является то, что это устройство может легко имитировать их, по крайней мере, для простых замыканий и размыканий: замените кнопку «Пуск» оптоизолятором с соответствующим управлением.

Отступление и немного пустословия

Почему многие кнопки, рассчитанные на поддержку одной функции, отказываются выполнять какие-либо действия, пока их не отпустишь? Для многофункциональных кнопок, возможно, предназначенных для различения коротких, длинных и случайных нажатий, это имеет смысл, но когда других вариантов нет, это нерационально. Как только замыкание контактов достаточно долго считается состоявшимся, его следует рассматривать

как таковое. Я не одинок в своей почти инстинктивной реакции на запоздалые результаты: либо «Ой, наверное, есть другие варианты», либо «Ааа, это не работает», и ни то, ни другое обычно не соответствует действительности и не помогает.

Хотя я случайно нашел (недокументированное) управление субтитрами на пульте дистанционного управления моего нового телевизора, слишком долго удерживая нажатой кнопку отключения звука. Согласно документации, эта функция была скрыта в меню специальных возможностей. Кнопки часто кажутся чем-то второстепенным, но когда они являются частью пользовательского интерфейса, их необходимо реализовывать (и устранять дребезг) с особой тщательностью и вниманием. И должным образом документировать для пользователя. Конец тирады. **РЛ**

Ссылка

1. Nick Cornford. [Нажать или удерживать? Это делает и то, и другое](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC132](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4520](#)
3. [Datasheet Diodes ZVN3306A](#)
4. [Datasheet Diodes ZVP3306A](#)

Логические элементы с входной и/или выходной статической или динамической памятью

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрено устройство и принцип работы логических элементов с входной и/или выходной статической или динамической памятью. В отличие от традиционных логических элементов, переключение которых происходит при одновременной подаче на входы управляющих сигналов, переключение рассматриваемых логических элементов происходит как при одновременной, так и при разнесенной во времени подаче управляющих сигналов. Логические элементы с динамической памятью отличаются возможностью временного хранения уровня входного управляющего или выходного сигнала.

Логические элементы с раздельной статической входной памятью предназначены для регистрации редко наблюдаемых во времени событий. Принципиальное отличие этих элементов от традиционных заключается в том, что изменение состояния классических логических элементов происходит только в случае одновременного появления на входах управляющих сигналов, в то время как в рассматриваемых ниже логических элементах управляющие сигналы могут быть разнесены во времени.

На Рисунке 1 показан двухвходовый логический элемент, а также приведена диаграмма его работы во времени. При подаче на любой из входов логического элемента управляющего сигнала уровня логической единицы происходит защелкивание этого входа. Такое состояние может продолжаться неопределенное время. В случае, если на второй вход одновременно или через некоторый интервал времени поступит управляющий сигнал уровня логической единицы, за счет использования элемента DD2.1 AND на

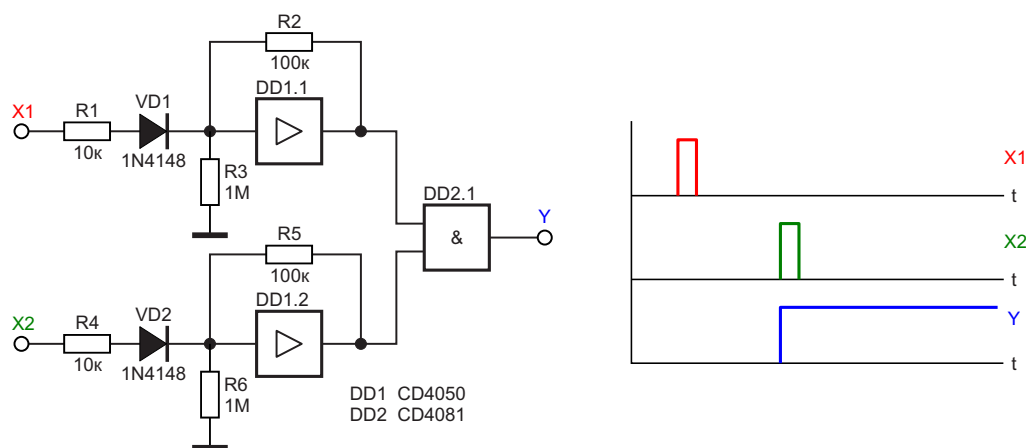


Рисунок 1. Логический двухвходовый элемент с раздельной статической входной памятью и диаграмма его работы.

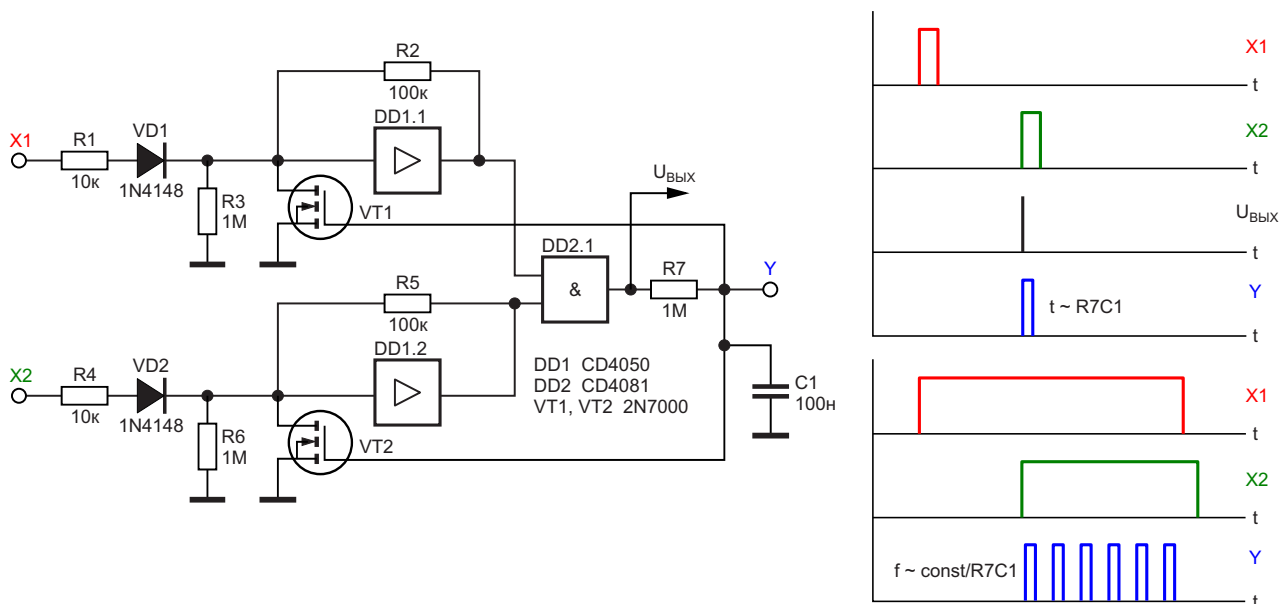


Рисунок 2. Логический двухвходовый элемент с раздельной входной памятью, формирователем выходного сигнала и сигнала сброса, а также диаграмма его работы.

выходе устройства Y происходит переключение уровня выходного напряжения. Вернуть устройство в исходное состояние возможно временным снятием питающего напряжения или соединением входов повторителей напряжения DD1.1 и DD1.2 с общей шиной. Количество входов логического элемента может быть расширено за счет использования многовходового элемента DD2.1 AND.

Логический двухвходовый элемент с входной памятью, Рисунок 2, отличается наличием схемы формирователя короткого выход-

ного сигнала, схемы сброса, а также возможностью генерации сигналов прямоугольной формы в случае одновременного присутствия на входах элемента сигналов уровня логической единицы.

При подаче на управляющие входы не совпадающих во времени сигналов уровня «лог. 1» на выходе Y устройства формируется короткий управляющий сигнал, длительность которого пропорциональна произведению $R7C1$. Одновременно происходит сброс состояния входной памяти.

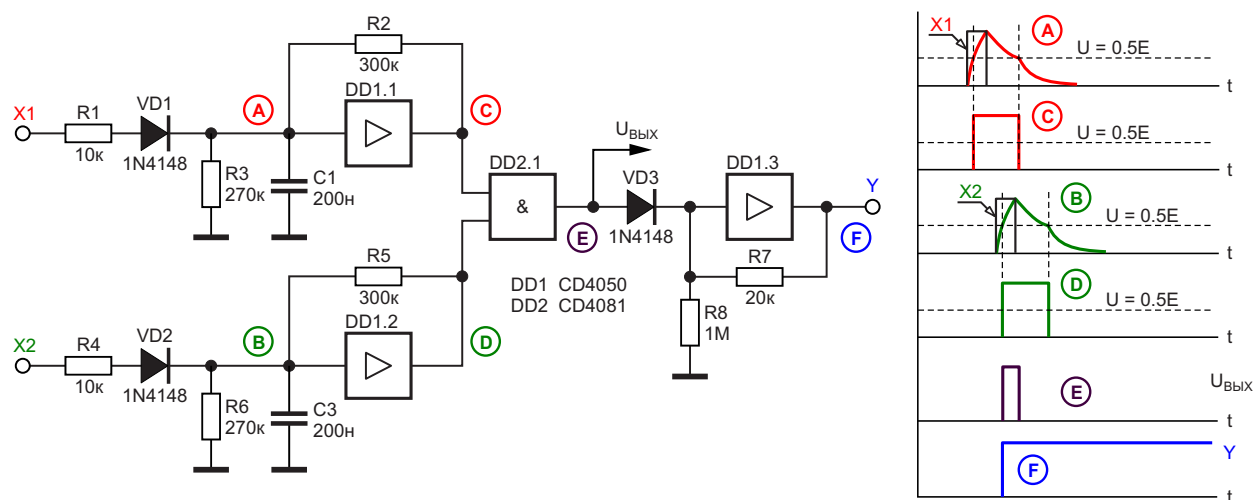


Рисунок 3. Логический двухвходовый элемент с раздельной динамической входной емкостной и статической выходной памятью, а также диаграмма его работы.

Если на оба входа устройства одновременно и длительно поступают управляющие сигналы уровня «лог. 1», устройство переходит в режим генерации импульсов, частота которых обратно пропорциональна произведению $R7C1$, Рисунок 2.

На Рисунке 3 показана схема двухвходового логического элемента с раздельной динамической входной и статической выходной памятью. Устройство отличается наличием поканальной входной емкостной памяти, которая позволяет запоминать на определенный интервал времени уровень входного управляющего сигнала. При поступлении на один из входов логического элемента управляющего сигнала высокого логического уровня на входе и выходе повторителя напряжения (DD1.1 или DD1.2) напряжение высокого уров-

ня сохраняется в течение ограниченного временного интервала, задаваемого параметрами входной RC цепочки. Если второй управляющий сигнал поступает в течение срока хранения предыдущего сигнала, на выходе элемента DD2.1 формируется импульс $U_{\text{ВЫХ}}$, а на выходе повторителя напряжения DD1.3 появляется сигнал логической единицы, сбросить который можно лишь за счет отключения питающего напряжения.

Следует отметить, что динамическая память может быть использована и в выходном каскаде логического элемента. **РЛ**

Материалы по теме

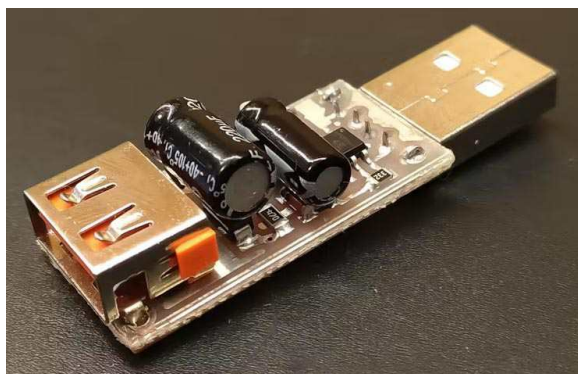
1. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4050B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4081B](#)

Внешний аккумулятор остается «ЖИВЫМ»

Tirdad Sadri Nejad

hackster.io

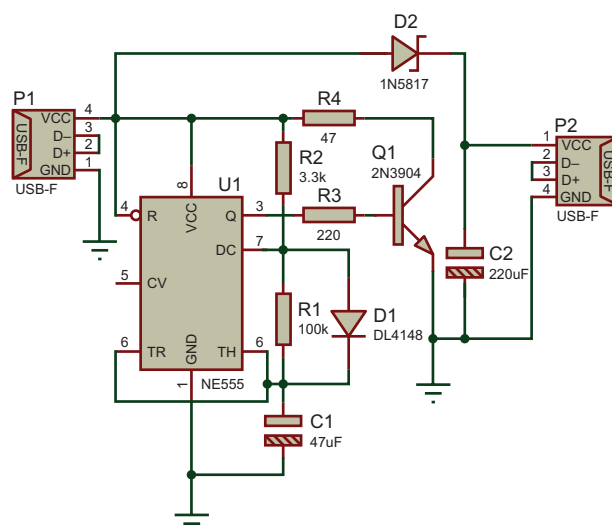
Простой модуль, предотвращающий отключение внешних аккумуляторов, когда сделанная вами схема потребляет низкий ток.



Как следует из названия, этот модуль предотвращает автоматическое отключение внешнего аккумулятора при слишком низком токе нагрузки.

Внешние аккумуляторы обычно отслеживают ток, потребляемый от USB, чтобы определить, заряжен ли подключенный мобильный телефон, и если да, отключают выход. Эта функция полезна для обычных целей или самодельных схем, потребляющих ток более 100 миллиампер, но не подходит для небольших схем с током питания менее 100 мА.

Эта простая схема на базе таймера 555 представляет собой автоколебательный мультивибратор с периодом колебаний около 5 секунд и коэффициентом заполнения 2%. Таким образом, каждые 5 секунд он включается и всего на 100 мс подключает нагрузку



100 мА к внешнему аккумулятору. Соответственно, среднее энергопотребление самого модуля довольно низкое.

Диод Шоттки и буферный конденсатор обеспечивают бесперебойное питание фактической нагрузки.

Файлы проекта для изготовления печатной платы можно скачать по ссылке в разделе Загрузки. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes NE555](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 1N5817](#)

Загрузки

[Файлы Gerber формата RS274X](#)



Схема управляет логометрическим или одновременным включением нескольких шин питания

Dirk Gehrke

EDN

Во многих приложениях используются ПЛИС, специализированные микросхемы или цифровые сигнальные процессоры, которым обычно требуется несколько шин питания, как правило, две: напряжение питания ядра и напряжение питания периферийных

цепей ввода/вывода. Напряжение питания ядра обычно ниже напряжения питания периферии. Рекомендации по определению способа подачи питания на две или более шины зависят от используемого компонента и производителя. В первом варианте на Рисунке 1

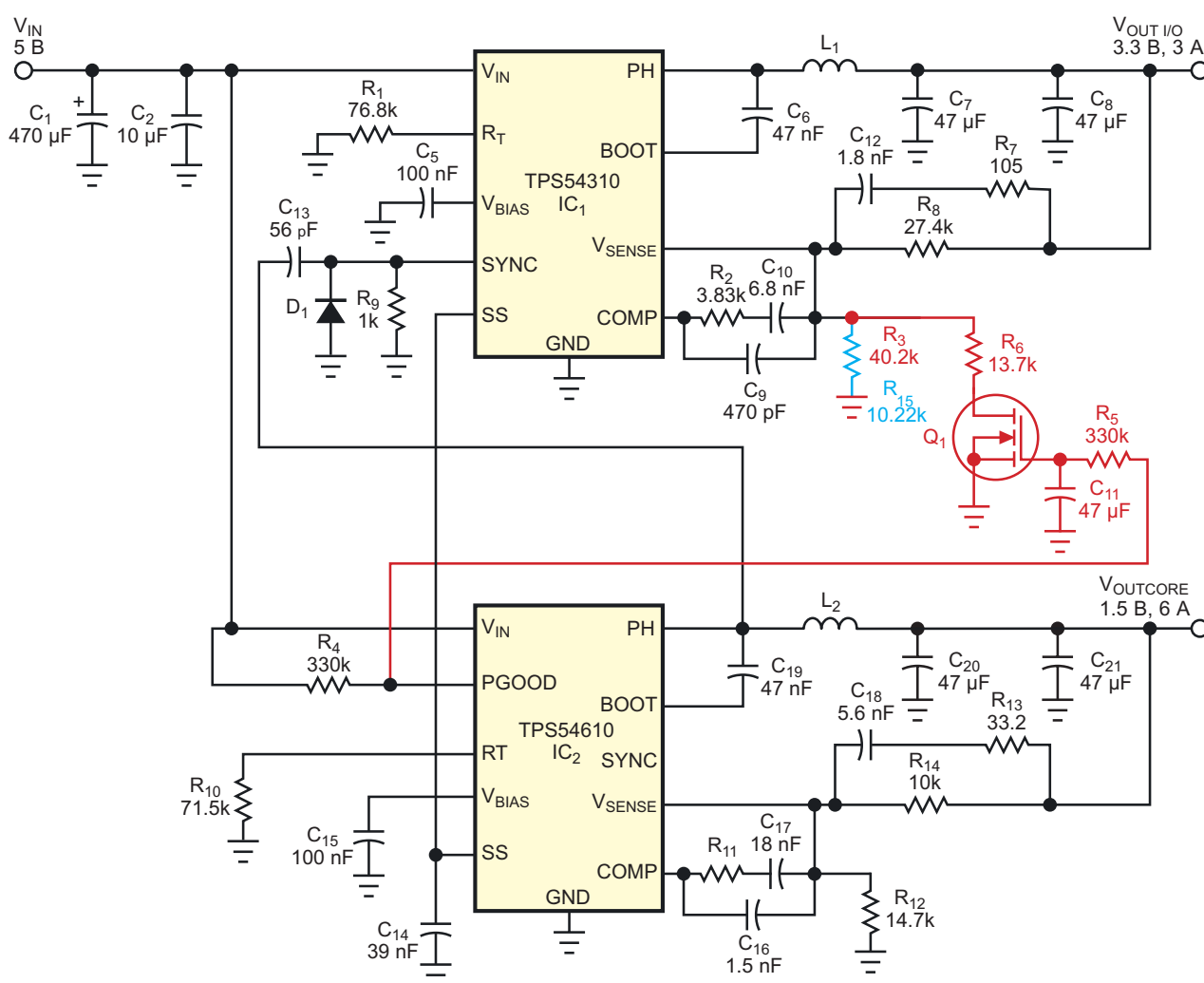


Рисунок 1. Эта схема обеспечивает логометрическую (удалите соединения и компоненты, выделенные красным) или одновременную последовательность включения питания.

показано, как реализовать логометрическую последовательность включения, при которой обе выходные шины питания одновременно включаются, и их выходные напряжения одновременно достигают своего конечного стабилизированного значения. В этой реализации используется резистор R_{15} , подключенный к земле; соединения и компоненты, выделенные красным, из схемы удалены. Логометрическую функцию можно получить, объединив несколько преобразователей, использующих один общий конденсатор плавного запуска. Такое подключение при включении питания обеспечивает одновременное увеличение выходных напряжений обоих контроллеров. Контроллеры IC_1 и IC_2 имеют общий конденсатор плавного запуска C_{14} . В этом примере используются два понижающих преобразователя со встроенными полевыми транзисторами синхронного выпрямления. Микросхема IC_1 преобразует входное напряжение 5 В в напряжение питания периферии 3.3 В. Понижающий преобразователь IC_2 вырабатывает выходное напряжение 1.5 В.

Вывод плавного запуска, имеющийся в обеих микросхемах контроллеров, служит для двух целей. При необходимости его можно использовать для включения схемы контроллера. Это можно сделать, подключив к выводу SS логический элемент с открытым коллектором или открытым стоком. Если биполярный или полевой транзистор активен, он соединяет вывод SS с землей, поддерживая оба контроллера в выключенном состоянии. После отпускания вывода SS обе микросхемы начинают заряжать конденсатор C_{14} от своих внутренних источников тока 5 мкА. Общий ток, текущий в конденсатор, C_{14} составляет 10 мкА. Как только напряжение на конденсаторе C_{14} достигает порогового значения 1.2 В, начинают работать оба контроллера. Можно легко рассчитать задержку в зависимости от значения емкости конденсатора. Она равна

$$C_{14} \cdot \frac{1.2 \text{ В}}{10 \text{ мкА}}.$$

При активации выхода, прежде чем контроль перейдет к внешней схеме плавного запуска, может произойти кратковременное нарастание выходного напряжения, обуслов-

ленное действием внутренней цепи плавного запуска. Затем выходное напряжение нарастает со скоростью, пропорциональной емкости конденсатора плавного запуска. Время плавного запуска можно запрограммировать с помощью конденсатора C_{14} . Следующая формула представляет расчетное время плавного запуска. Фактическое время плавного запуска, вероятно, будет меньше расчетной оценки из-за кратковременного нарастания тока, связанного с влиянием внутренней цепи плавного запуска. Время плавного запуска равно

$$C_{14} \cdot \frac{0.7 \text{ В}}{10 \text{ мкА}}.$$

Если установить выходное напряжение IC_1 равным 3.3 В, а напряжение IC_2 – 1.5 В, оба достигнут своего конечного уровня одновременно. На Рисунке 2 показаны осциллограммы напряжений при логометрическом управлении последовательностью включения.

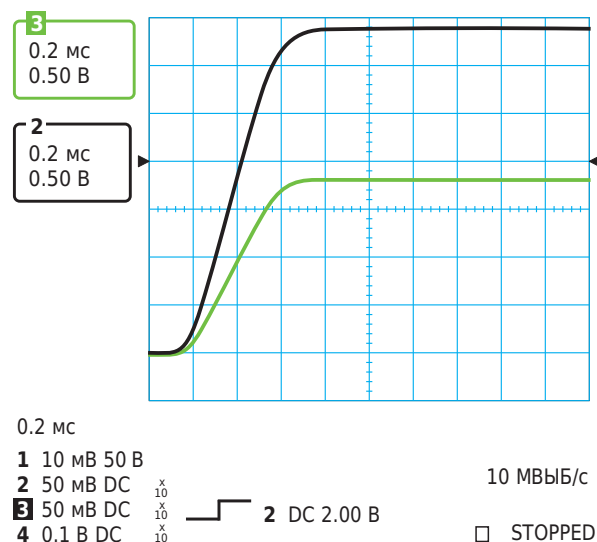


Рисунок 2. На этих осциллограммах показаны результаты измерений для логометрической реализации.

В сценарии одновременного включения напряжений IC_2 выступает в роли ведущего контроллера. Его выходное напряжение с помощью резисторов R_{14} и R_{12} программируется равным 1.5 В. Резисторы R_8 и R_3 удерживают выходное напряжение ведомого контроллера IC_1 также равным 1.5 В. Согласно логометрическому сценарию, оба напря-

жения появляются одновременно и имеют одинаковую форму, достигая своего конечного значения в одно и то же время. Как только напряжение на обеих шинах достигнет 1.5 В, выходное напряжение IC₁ необходимо увеличить до его конечного значения 3.3 В. Чтобы это увеличение произошло, транзистор Q₁ параллельно R₃ подключает резистор R₆. Величину сопротивления R₆ можно рассчитать, используя следующие формулы. Заданными параметрами в них являются:

напряжение питания ядра $V_{\text{OUTCORE}} = 1.5 \text{ В}$;

$R_8 = 27.4 \text{ кОм}$;

$V_{\text{REF}} = 0.891 \text{ В}$, опорное напряжение микросхемы IC₁, определяемое шириной запрещенной зоны;

$R_3 = 40.2 \text{ кОм}$.

Напряжение питания периферии $V_{\text{OUTI/O}}$ можно запрограммировать выбором значений сопротивлений R₈ и R_X, где R_X – сопротивление параллельно соединенных резисторов R₃ и R₆.

$$R_3 = \frac{V_{\text{REF}}}{\left(\frac{V_{\text{OUTCORE}} - V_{\text{REF}}}{R_8} \right)}$$

$$R_X = \frac{V_{\text{REF}} \cdot R_8}{V_{\text{OUTI/O}} - V_{\text{REF}}}$$

Чтобы получить напряжение $V_{\text{OUTI/O}} = 3.3 \text{ В}$, сопротивление резистора R_X должно составлять 10.22 кОм.

$$\frac{1}{R_X} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_6} \Rightarrow R_6 = \frac{1}{\frac{1}{R_X} - \frac{1}{R_3}}$$

В этом примере сопротивление резистора R₆ должно быть равно 13.7 кОм. Подача напряжения 5 В на входную шину активирует оба контроллера одновременно, позволяя им запуститься одновременно. Как только выходное напряжение ведущего контроллера IC₂ достигает уровня, равного или превышающего 90% от начального значения, микросхема отключает выход с открытым стоком компаратора «питание в норме». В результате благодаря подтягивающему резистору R₄ напряжение на выводе немедленно поднимается до уровня выходного напряжения.

Фильтр нижних частот, состоящий из элементов R₅ и C₁₁, образует схему задержки, управляющую затвором MOSFET Q₁. Эта схема задержки определяет момент включения транзистора Q₁. Пороговое напряжение V_{GSTH} транзистора Q₁ составляет 1.6 В. Как только напряжение на затворе достигает порогового значения V_{GSTH} или превышает его, транзистор Q₁ начинает проводить ток, подключая резистор R₆ параллельно R₃. Из-за изменения соотношения сопротивлений резисторов выходное напряжение IC₁ увеличивается до своего конечного значения – напряжения питания входов/выходов 3.3 В. Используемый в этой схеме MOSFET имеет сопротивление открытого канала порядка 10 Ом. Это значение может показаться чрезмерно большим, но благодаря высокоомному делителю на характеристики схемы оно не влияет. На Рисунке 3 показаны осциллограммы напряжений для описанной реализации при включении питания.

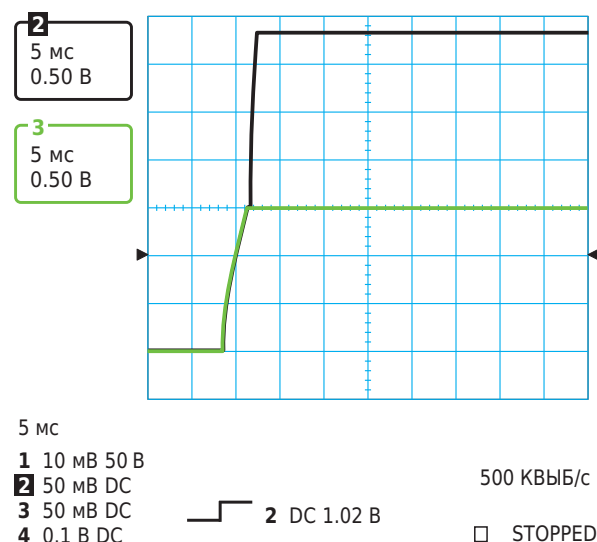


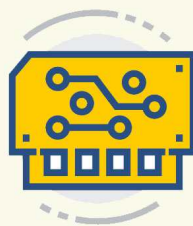
Рисунок 3. Эти осциллограммы, заметно отличающиеся от осциллограмм на Рисунке 2, демонстрируют результаты одновременного включения.

Важно отметить, что в данной реализации оба преобразователя работают с одинаковой частотой переключения. IC₂ – это ведущий контроллер, запрограммированный на частоту переключения 700 кГц. Контроллер IC₁ начинает работу с более низкой начальной частотой – примерно 630 кГц, – что на 10% ниже частоты переключения микросхемы

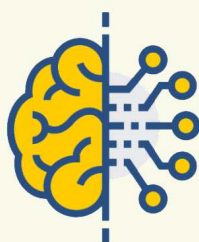
ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



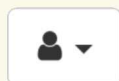
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

IC₂. Как только IC₂ начинает работать, он синхронизирует IC₁ через вывод SYNC. Диод D₁ ограничивает отрицательные выбросы напряжения на входе SYNC. Включение правильно выбранного диода Шоттки между обеими шинами выходного напряжения может гарантировать, что даже во время выключения питания разность напряжений на обеих шинах будет составлять от 400 до

600 мВ, что обеспечит безопасность подключенных схем. Катод подключается к шине питания цепей ввода/вывода, а анод – к шине питания ядра. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS54310](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TPS54610](#)

Снижение пульсаций в регуляторах напряжения, вносимых ШИМ-контроллерами

Christopher Paul

EDN

Простых линейных и импульсных стабилизаторов напряжения с цепями обратной связи, подобными показанной на Рисунке 1, великое множество. Их выходные напряжения равны опорному напряжению на выводе обратной связи (FB), умноженному на $1 + R_F/R_G$. Рекомендуемые значения емкости конденсатора C_F от 100 пФ до 10 нФ увеличивают глубину обратной связи на высоких частотах или, по крайней мере, гарантируют, что она не будет ослаблена паразитными емкостями на выводе обратной связи.

Изменение этой структуры для добавления ШИМ-управления выходным напряжением требует некоторых размышлений, и мы со Стивеном Вудвордом представили несколько идей, направленных на решение этой проблемы.

Я предложил отсоединить резистор R_G от земли и питать его очень хорошо отфильтрованным (фильтром на основе операционного усилителя) ШИМ-сигналом, подаваемым с

логического инвертора типа 74хх04. Хотя это может обеспечить отличное подавление пульсаций, у такого подхода есть недостаток: необходимость в источнике питания инвертора, что не снижает 1-процентной или лучшей точности опорного напряжения регулятора.

Стивен предложил коммутировать отсоединенный вывод резистора R_G включенным между землей и обрывом MOSFET. Прелесть этого решения в том, что не требуется никаких новых источников опорного напряжения. Хотя выходное напряжение больше не является линейной функцией коэффициента заполнения ШИМ, простая программная таблица преобразования делает это лишь неудобством. (Ага, «мы можем исправить это программно!»)

Общая схема подавления пульсаций, создаваемых ШИМ-контроллером, должна быть достаточно гибкой, чтобы ее можно было использовать с различными регуляторами, опорными напряжениями, диапазона-

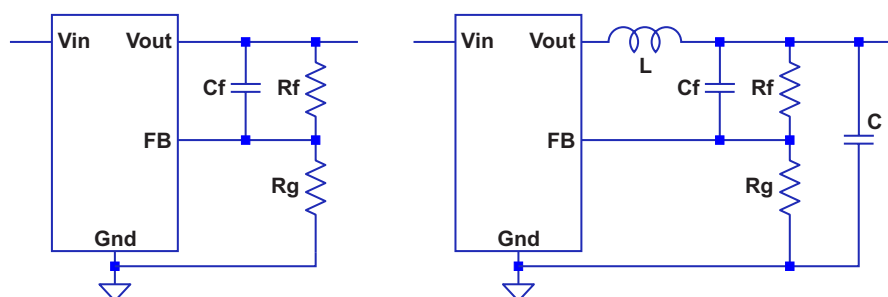


Рисунок 1. Конфигурации стандартных регуляторов и их цепей обратной связи. Линейный регулятор показан слева, а импульсный — справа.

ми выходных напряжений и частот ШИМ. При выборе схемы следует учитывать некоторые возможные ловушки:

- Компенсация путем добавления противофазной версии сигнала пульсаций зависит от допусков номиналов компонентов.
- Дешевые керамические конденсаторы, такие как повсеместно распространенные X7R, имеют характеристики, чувствительные к постоянному напряжению и температуре. Схема, в которой они используются, должна быть устойчива к этим неприятным особенностям.
- Схемы с конденсаторами, подключенными между землей и выводом обратной связи, уменьшают глубину обратной связи на высоких частотах. Результатом может стать ухудшение реакции на изменения входного напряжения и нагрузки.

Схема

Имея это в виду, рассмотрим схему на Рисунке 2, рассчитанную на работу с выходными напряжениями от 0.8 В до чуть более 5 В.

Примечание. Если регулятор способен работать при выходном напряжении ниже напряжения на выводе FB, то для этого можно подключить резистор между выво-

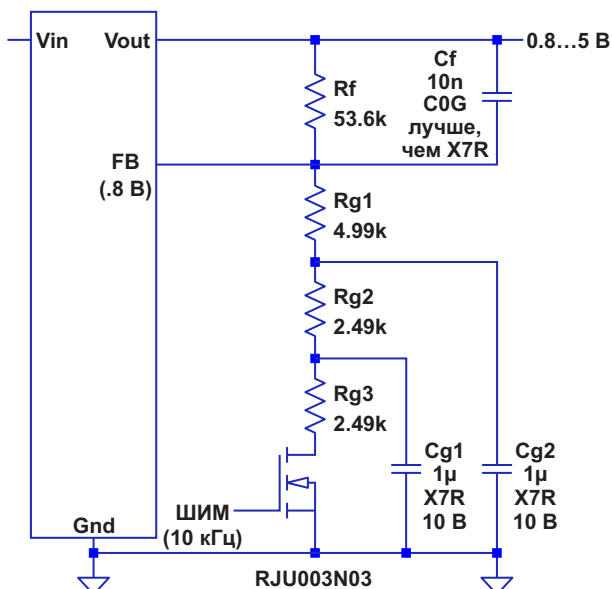


Рисунок 2. Конкретный пример регулятора с ШИМ-управлением и подавлением пульсаций. Показан только линейный регулятор, но адаптация для работы в импульсном режиме требует лишь добавления дросселя и фильтрующего конденсатора.

дом FB и источником питания с более высоким постоянным напряжением. При выходном напряжении 0 В ток через него должен быть равен V_{FB}/R_F . Для работы с выходным напряжением до 5 В значение сопротивления R_F необходимо увеличить. Однако такой подход требует опорного напряжения соответствующего качества, и значительная часть преимуществ использования MOSFET теряется.

MOSFET с низкой входной емкостью имеет максимальное сопротивление в открытом состоянии менее 2 Ом при напряжении затвор-исток 2.5 В или более. Максимальное постоянное напряжение на конденсаторах C_{G1} и C_{G2} составляет 0.8 В (до 1.25 В в некоторых регуляторах). Точность их емкостей не критична, и при таких низких напряжениях емкости практически не изменяются при использовании конденсаторов X7R с номинальным напряжением 10 В или выше.

Однако на конденсаторе C_F может присутствовать значительное постоянное напряжение. Здесь можно обойтись X7R, но и нечувствительный к напряжению C0G емкостью 10 нФ стоит недорого. Значение емкости C_F было выбрано для облегчения управления пульсациями. Если бы этого конденсатора не было, пульсации были бы больше и пропорциональны значению R_F . При емкости конденсатора C_F , равной 10 нФ, большие значения сопротивления R_F для более высоких выходных напряжений не окажут влияния на пульсации, вызванные ШИМ; меньшие значения могли бы только уменьшить их. Наибольший размах пульсаций наблюдается при коэффициентах заполнения от 30 до 40%.

Фильтрация, обеспечиваемая тремя конденсаторами, создает синусоидальный сигнал пульсаций с пиковой амплитудой 5.7 мкВ. Для 16-битного АЦП с полной шкалой 5 В такая амплитуда составляет менее одного младшего двоичного бита.

Гибкость

Возможно, вам потребуется более широкий или более узкий диапазон выходных напряжений. Вы можете свободно изменять сопротивление резистора R_F , не увеличивая амплитуды пульсаций.

Амплитуда пульсаций будет масштабироваться пропорционально опорному напряже-

нию регулятора. Предполагается, что оптимальное сопротивление резистора между выводом FB и землей составляет 10 кОм. Если для выбранного вами регулятора необходимо изменить это сопротивление, масштабируйте три резистора R_G с одинаковым коэффициентом Z . Поскольку резисторы и три конденсатора образуют фильтр третьего порядка, пульсации будут масштабироваться пропорционально Z^{-3} . Чтобы сохранить ту же амплитуду пульсаций, масштабируйте емкости трех конденсаторов на $1/Z$. Возможно, вам потребуется масштабировать номиналы конденсаторов по какой-либо другой причине, даже если сопротивления резисторов не изменялись.

Изменение частоты ШИМ в F раз изменит амплитуду пульсаций в F^{-3} раз. Однако при слишком высокой частоте могут возникнуть проблемы с точностью из-за паразитных емкостей и неравных времен включения и выключения MOSFET.

Некоторые регуляторы могут не допускать использования такой большой емкости C_F , какая требуется для достаточного подавления пульсаций. Обычно допускается наличие резистора R_{CF} , включенного последовательно с C_F . В таких случаях пульсации увеличиваются в K раз, где K равно квадратному корню из $(1 + R_{CF} \times 2\pi \times F_{\text{ШИМ}} \times C_F)$, и форма сигнала может перестать быть синусоидальной. Однако увеличение емкостей C_{G1} и C_{G2} в квадратный корень из K раз позволит добиться примерно такого же подавления, как и в схеме с сопротивлением R_{CF} , равным 0. Если все вышеперечисленное не помогает, всегда можно добавить R_{G4} и C_{G3} для получения еще одного каскада фильтрации.

Связывая все воедино

Был представлен гибкий подход к подавлению пульсаций, обусловленных ШИМ-управлением, в линейных и импульсных регуляторах. Предложены простые правила использования и модификации схемы на Рисунке 2 для работы в различных диапазонах выходных напряжений и частот ШИМ, предпочтительных значений сопротивлений, включаемых между землей и выводом обратной связи регулятора, а также допусков значений умеренно больших емкостей между выводами обратной связи и выходом.

Учтены ограничения, связанные с чувствительностью конденсаторов к постоянному напряжению. Эти компоненты используются надлежащим образом и разумно. Исключена зависимость от подбора компонентов. Стандартные структуры цепей обратной связи сохраняются или, в худшем случае, подвергаются лишь незначительным изменениям. В частности, глубина обратной связи на более высоких частотах не снижается по сравнению с рекомендованной производителем регулятора. Это обеспечивает сохранение заданных характеристик откликов на изменения входного напряжения и нагрузки.

Дополнение

В очередной раз показал свою ценность раздел комментариев страницы «Конструкторские идеи». И это снова дежавю; ценную информацию предоставил уважаемый Стивен Вудворд. В более ранней статье он отмечал, что регуляторы, как правило, не допускают отрицательного напряжения на выводах обратной связи. Но если между выходом и этим выводом подключен конденсатор C_F емкостью более нескольких сотен пикофарад, как я рекомендовал в этой статье, и выход закорачивается или быстро разряжается, конденсатор может создать на этом выводе отрицательное напряжение и повредить микросхему. Чтобы защититься от этого, добавьте компоненты, показанные на Рисунке 3.

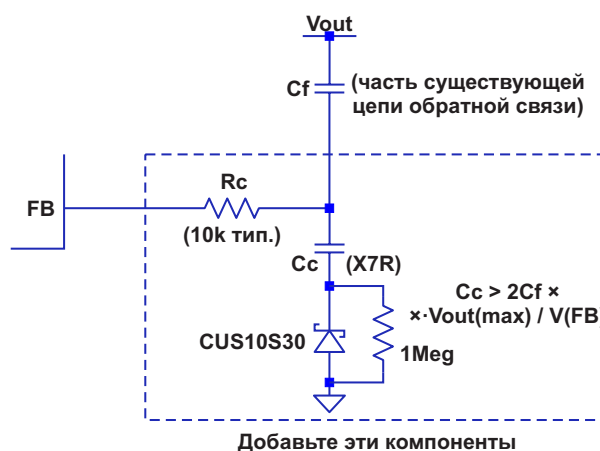


Рисунок 3. Добавьте эти компоненты для защиты вывода FB от отрицательных выбросов при быстрых изменениях выходного напряжения.

В нормальном режиме работы и во время запуска диод Шоттки CUS10S30 представляет собой обрыв, поэтому он, конденсатор C_C и резистор 1 МОм оказывают незначительное влияние на работу схемы. Конденсатор C_C предотвращает протекание обратного тока диода, который в противном случае мог бы стать причиной ошибок выходного напряжения. Если напряжение V_{OUT} быстро падает до уровня земли, C_C и диод предотвращают появление отрицательного напряжения в точке соединения конденсаторов. Резистор R_C обеспечивает недорогое «на всякий случай»

ограничение тока вывода FB от этого переходного напряжения, если на нем каким-либо образом возникло отрицательное напряжение. (Проверьте максимальный ток вывода FB, чтобы убедиться в отсутствии вызывающих ошибки значительных падений напряжения на резисторе R_C). После установления схемы конденсатор C_C разряжается, и схема готова к нормальному перезапуску. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Toshiba CUS10S30](#)
2. [Datasheet ROHM RJU003N03](#)

Использование в электронных часах высокоточного опорного генератора 10 МГц

Gavin Watkins

EDN

В большинстве электронных часов, будь то аналоговые или цифровые, в качестве источника опорной частоты используются генераторы, основанные на кварцевом резонаторе 32.768 кГц. Фактически, это тот же резонатор, который во многих микроконтроллерных системах обычно используется в часах реального времени. Типичная годовая стабильность этих кристаллов составляет ± 3 ppm [1].

Хотя в большинстве случаев этого достаточно, для разработчиков, работающих над приложениями, требующими гораздо более высокой степени стабильности, это слишком неточно. Таким приложениям нужны высокоточные источники синхросигналов, такие как термостатированные кварцевые генераторы (oven controlled crystal oscillators, OCXO) [2], обеспечивающие годовую стабильность $\pm 2 \times 10^{-8}$, или цезиевый стандарт [3] с еще более высокой типичной стабильностью $\pm 3 \times 10^{-12}$.

К сожалению, модернизация существующего приложения с простого кварцевого генератора до высокостабильного источника опорной частоты – непростая задача. Это связано с тем, что эти высокоточные источники работают на стандартной частоте 10 МГц, которая не является результатом умножения на целочисленный множитель стандартной рабочей частоты кварцевого генератора 32.768 кГц.

Одним из решений является микросхема генератора тактовой частоты, такая, например, как Si5351. Она представляет собой схему фазовой автоподстройки частоты, которая умножает входную частоту до 600-

900 МГц, а затем делит ее для получения выходной частоты. Это слишком сложно и может внести в источник нежелательный фазовый шум. Предлагаемое здесь альтернативное решение основано на дробном делении.

Теория

В электронных часах с кварцевым генератором опорная частота 32.768 кГц делится до 1 Гц с помощью 15 последовательных счетчиков-делителей на 2; $2^{15} = 32,768$. Если выполняется условие, при котором в течение одной секунды приходит 32,768 импульсов, то когда и как возникают эти импульсы, не имеет значения, поскольку цепочка делителей сгладит любые неравномерности положения импульсов или их коэффициента заполнения.

Эту задачу мог бы решить конечный автомат, пропускающий только первые 32,768 импульсов тактовой частоты 10 МГц. Однако это привело бы к крайне нерегулярному тактовому сигналу, состоящему из 32,768 импульсов частотой 10 МГц с последующим промежутком почти в 997 миллисекунд. Это может быть слишком неравномерным для систем, ожидающих стабильной тактовой частоты 32.768 кГц.

Вместо этого можно использовать дробное деление, определив общие для частот 10 МГц и 32.768 кГц множители, показанные в следующем выражении:

$$\begin{aligned} \frac{10 \text{ МГц}}{32.768 \text{ кГц}} &= \frac{10^7}{2^{15}} = \frac{2^7 \cdot 5^7}{2^7 \cdot 2^8} = \frac{5^7}{2^8} = \frac{2^7 \cdot 2.5^7}{2^8} = \\ &= \frac{2.5^7}{2} = 1.25 \cdot 2.5^6. \end{aligned}$$

Приведенное выше выражение показывает, что требуемое деление возможно с помощью шести операций деления на 2.5 и одной операции деления на 1.25. Функция деления на 2.5 может быть реализована с помощью стандартного счетчика-делителя на пять, такого например, который содержится в микросхеме сдвоенного счетчика 74НС390. 74НС390 состоит из двух независимых счетчиков-делителей на 2 и двух счетчиков-делителей на 5. Счетчик-делитель на 5 имеет таблицу истинности, показанную в Таблице 1, где Q_C – старший значащий бит, а Q_A – младший значащий бит.

Таблица 1. Таблица истинности счетчика-делителя на 5

Состояние	Q_C	Q_B	Q_A
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0

На каждые пять входных тактовых импульсов на выходе Q_A возникают два импульса; таким образом, выполняется нерегулярное деление на 2.5. Если требуется коэффициент заполнения ровно 50%, возможны более сложные архитектуры [4]. Деление на 1.25 сложнее, но возможно с помощью простого конечного автомата, поскольку оно эквивалентно генерации четырех выходных импульсов на каждые пять входных. Это достигается

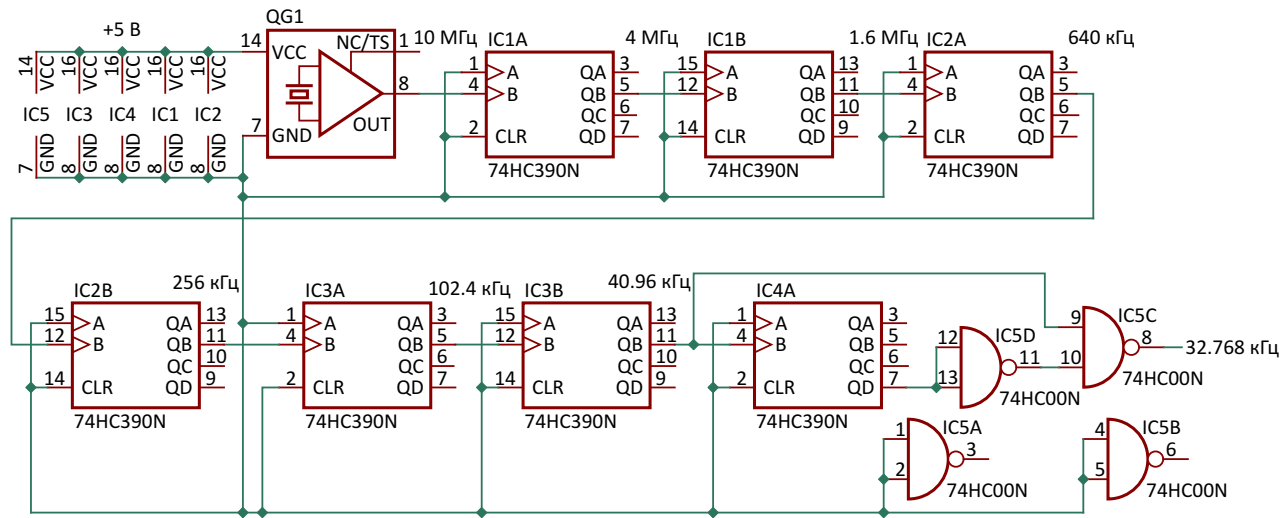
путем выполнения операции «И» над входным тактовым сигналом и инвертированным выходным сигналом Q_C счетчика-делителя на пять. Таким образом, таблица истинности имеет вид, представленный в Таблице 2, где символ $\uparrow$ обозначает нарастающий фронт импульса.

Таблица 2. Таблица истинности счетчика-делителя на 1.25, полученная из функции деления на 5

Состояние	Вход	Q_C	Q_B	Q_A	Выход
0	$\uparrow$	0	0	0	$\uparrow$
1	$\uparrow$	0	0	1	$\uparrow$
2	$\uparrow$	0	1	0	$\uparrow$
3	$\uparrow$	0	1	1	$\uparrow$
4	$\uparrow$	1	0	0	1

Реализация

Полная схема делителя показана на Рисунке 1. QG1 – это модуль кварцевого генератора 10 МГц, в качестве которого при необходимости может быть использован высокостабильный термостатированный ОСХО. Он вырабатывает совместимые с ТТЛ тактовые импульсы для IC1A – первого делителя на 2.5. Вход A является тактовым входом делителя на 2 микросхемы 74НС390. В данном случае вход A не используется, поэтому он подключен к земле, а его соответствующий выход Q_A оставлен плавающим. Вход B и выходы Q_B , Q_C и Q_D образуют делитель на 5, в котором Q_B – это выход младшего разряда.



Частота импульсов на выходе Q_B счетчика IC1A, равная 4 МГц, затем делится счетчиком IC1B до 1.6 МГц. Далее счетчики IC2 и IC3 с помощью каскадов деления на 2.5 понижают ее до 40.96 кГц. IC5C из счетверенного логического элемента «И-НЕ» 74HC00 инвертирует выходной сигнал Q_D микросхемы IC4A. Этот сигнал поступает на логический элемент «И-НЕ», где он суммируется по «И» с входящим тактовым сигналом 40.96 кГц, образуя делитель на 1.25, в результате чего на выходе (вывод 8) получается тактовый сигнал частотой 32.768 кГц.

Для проверки теории схема была собрана на макетной плате, показанной на Рисунке 2.

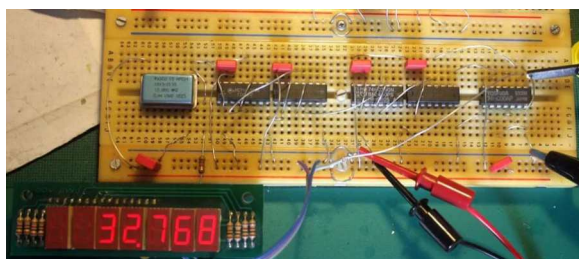


Рисунок 2. Макетная реализация схемы делителя с частотомером.

Модуль в металлическом корпусе слева – это генератор опорной частоты 10 МГц (QG1). Рядом с ним расположены четыре микросхемы 74HC390, а в самом правом углу макетной платы – микросхема 74HC00. Дисплей, расположенный чуть ниже макета, представляет собой частотомер на базе микросхемы ICM7216D, используемый для отображения выходной частоты схемы.

Практические результаты

Частотомер на Рисунке 2 был настроен на время счета в одну секунду, в течение которого сглаживалась нерегулярность последовательности импульсов. В качестве источника опорной частоты использовался тот же кварцевый генератор 10 МГц, что и для само-

го делителя. Как и ожидалось, его дисплей показывает среднюю выходную частоту 32.768 кГц, предусмотренную конструкцией.

Кроме того, последовательность выходных импульсов схемы делителя была записана с помощью осциллографа Keysight DSO-X 1102G, как показано на Рисунке 3. Средняя частота, измеренная внутренним частотомером, также составила 32.768 кГц. Также обратите внимание на неравномерный характер последовательности импульсов, хорошо видный на дисплее осциллографа.

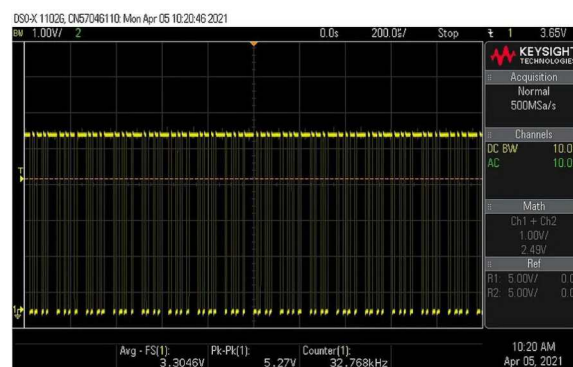


Рисунок 3. Осциллограмма последовательности импульсов на выходе.

Эти положительные результаты показывают, как, проявив немного изобретательности, из 10 МГц можно получить 32.768 кГц. **РЛ**

Ссылки

1. [Golledge GWX-1610 1610 Package 32.768kHz Watch Crystal.](#)
2. [Golledge HCD220 10 MHz OCXO.](#)
3. Lindon L. Lewis, “An Introduction to Frequency Standards”.
4. Yongping Xia, “Divide by 2.5”, Electronics World + Wireless World, December 1991, pp. 1051.

Материалы по теме

1. [Datasheet Intersil ICM7216D](#)
2. [Datasheet Silicon Labs Si5351](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74HC00](#)
4. [Datasheet Texas Instruments SN74HC390](#)

Цифровой частотный детектор

Ariel Benvenuto

EDN

Представленную на Рисунке 1 схему я разработал как часть системы передачи данных с амплитудной манипуляцией несущей частоты 400 кГц.

Мне нужно было обнаружить наличие несущей, отделив ее от других сигналов разных частот. Сигнал преобразовывался в цифровой вид с помощью 5-вольтовой логики. Я хотел

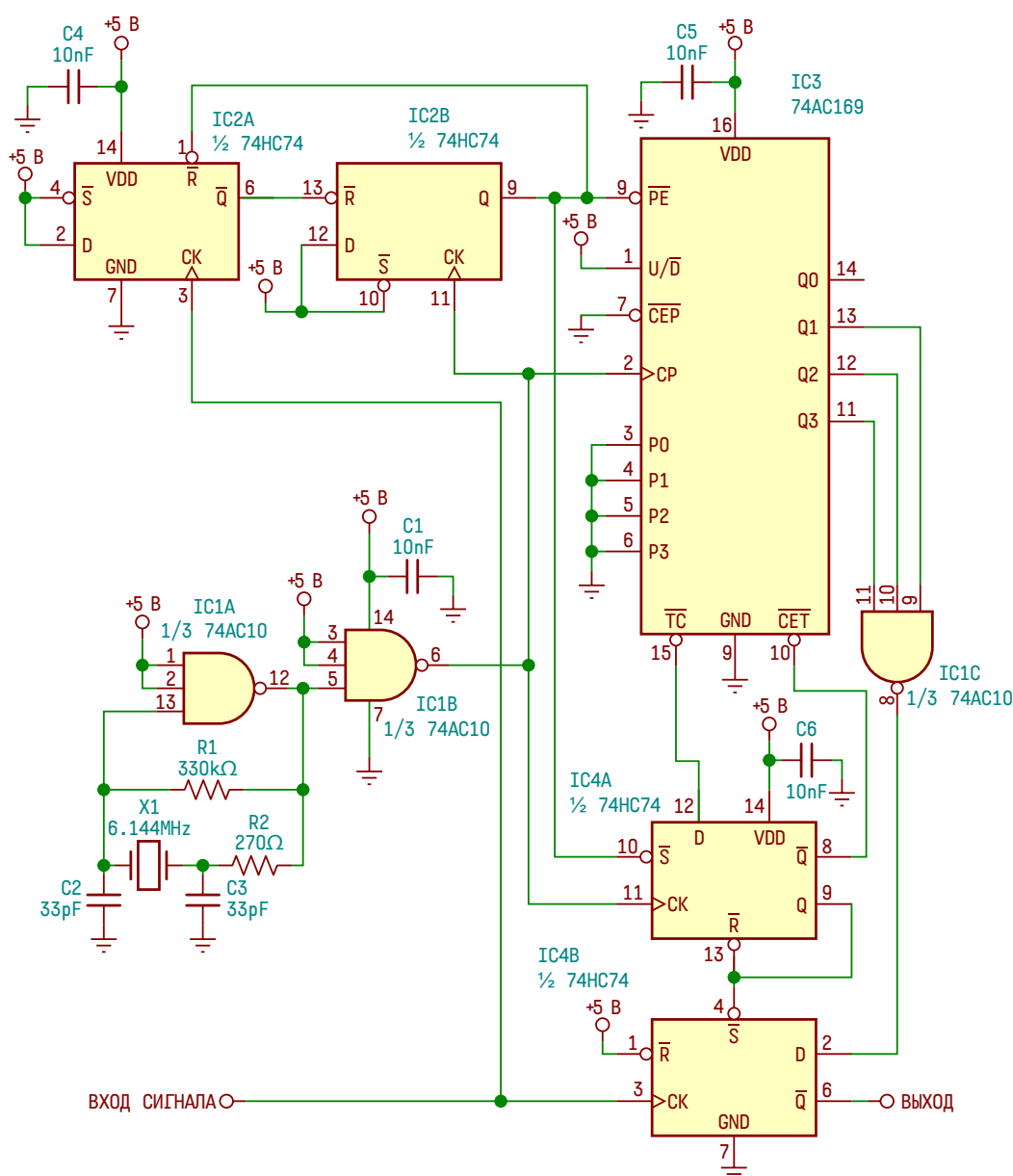


Рисунок 1. Схема цифрового делителя частоты, которая обнаруживает наличие несущей частоты 400 кГц, отличая ее от сигналов других частот, после преобразования сигнала в цифровую форму с использованием 5-вольтовой логики.

избежать использования программируемых устройств и таймеров на основе RC-цепей.

Получившаяся схема состоит из четырех микросхем и кварцевого резонатора. Вкратце, эта система пошагово измеряет время между передними фронтами принятого сигнала. Таким образом, она за короткое время (примерно один период несущей, то есть порядка 2.5 мкс) определяет, является ли входящий сигнал достоверным или нет. Это делается независимо от коэффициента заполнения сигнала и за меньшее время, чем в других системах, таких как системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которым для определения частоты может потребоваться несколько периодов.

Как это работает

На схеме IC1A и IC1B – это кварцевый генератор 6.144 МГц и буфер, соответственно. В качестве X1 я использовал стандартный кварцевый резонатор, снятый со старой микропроцессорной платы.

Триггеры IC2A и IC2B соединены между собой таким образом, что нарастающий фронт на тактовом входе IC2A (подключенном к сигнальному входу) через его выход $\bar{Q}$ и вход $\bar{R}$ триггера IC2B устанавливает низкий логический уровень на выходе Q триггера IC2B. Сразу же после этого низкий логический уровень сбрасывает триггер IC2A, тем самым оставляя IC2B готовым к приему переднего фронта на своем тактовом входе, который снова возвращает его выход Q в состояние «лог. 1». Поскольку на вход тактовой частоты IC2B непрерывно поступает тактовый сигнал 6.144 МГц, состояние низкого логического уровня на его выходе будет очень кратковременным. Этот очень короткий импульс сбрасывает счетчик IC3, устанавливая на его выходах код «0000».

Если триггер IC4A находится в состоянии сброса, этот импульс также установит его в «лог. 1», как описано ниже, освободив вход сброса $\bar{S}$ (вывод 4) триггера IC4B и разрешив работу счетчика IC3 путем установки низкого уровня на его входе $\overline{CET}$.

С этого момента микросхема IC3 начинает считать импульсы частотой 6.144 МГц, и, если следующий нарастающий фронт входного сигнала приходится на момент, когда счетчик

IC3 досчитал до «1110» или «1111», на выходе микросхемы IC1C будет «лог. 0», а уровень выхода $\bar{Q}$ микросхемы IC4B станет высоким, указывая на получение периода примерно правильной длительности (2.5 мкс). Одновременно микросхема IC3 будет установлена в состояние готовности к началу нового счета. Если следующий передний фронт появится, когда счетчик IC3 еще не досчитал до «1110», работа счетчика все еще будет разрешена, но на его выходе установится ноль. Этот последний сценарий соответствует входной частоте выше 400 кГц.

Напротив, если после последнего переднего фронта пройдет время, превышающее допустимое значение, схема будет работать следующим образом. Когда выход счетчика IC3 достигнет значения «1111», на входе сигнала вместо нарастающего фронта появится тактовый импульс 6.144 МГц. В результате на выходе Q триггера IC4A появится низкий уровень, соответствующий уровням выхода $\bar{T}$ микросхемы IC3 и входа данных IC4A.

Низкий уровень на выходе Q триггера IC4A установит «лог. 1» на выходе IC4B, и выходной уровень схемы станет низким. Поскольку выход Q триггера IC4A также подключен к своему собственному входу сброса $\bar{R}$, этот низкий уровень не позволит триггеру реагировать на последующие тактовые импульсы. С этого момента единственным способом вывести IC4A из этого состояния будет подача низкого уровня (может быть, очень короткого импульса, как в данном случае) на его вход $\bar{S}$ (вывод 10 микросхемы IC4). Это на мгновение приведет к возникновению запрещенного состояния, при котором на выходах Q и $\bar{Q}$ IC4A будут высокие уровни, но затем уровень выхода $\bar{Q}$ немедленно станет низким.

В результате работы логики схемы и системы синхронизации после получения полного цикла с периодом порядка 2.5 мкс уровень выхода схемы становится высоким и остается таким до тех пор, пока не придет более короткий цикл, или пока при незавершенном цикле не пройдет больше времени, чем требуется для правильного периода.

Тестирование схемы

Я протестировал схему с сигналами от 0 до 10 МГц. При частотах от 384 кГц до 405 кГц, или периодах от 2.47 мкс до 2.6 мкс на выходе

появлялся высокий уровень. Эти значения соответствуют примерно 15-16 импульсам тактовой частоты 6.144 МГц, которые являются первыми из тех импульсов, которые используются для завершения предустановки счетчика IC3, поэтому он остановлен.

Частоты ниже 362 кГц или выше 433 кГц давали низкий логический уровень. Для частот от 362 кГц до 384 кГц и от 405 кГц до 433 кГц схема выдавала на выходе импульсы. Это означает, что для периодов входного сигнала от 2.31 мкс до 2.47 мкс или от 2.60 мкс до 2.76 мкс существует некоторая вероятность того, что выход будет находиться либо в высоком, либо в низком логическом состоянии. Это состояние будет зависеть от соотношения фаз входного сигнала и тактовой частоты 6.144 МГц.

На Рисунке 2 показана пачка из пяти импульсов 400 кГц (нижняя осциллограмма), подаваемая на вход схемы. Верхняя осциллограмма – это выходной сигнал после первого цикла измерения. Уровень входа становится высоким и остается таким, пока не перестанут приходить новые циклы длительностью 2.5 мкс. Если по истечении времени, немного превышающего 2.5 мкс (примерно

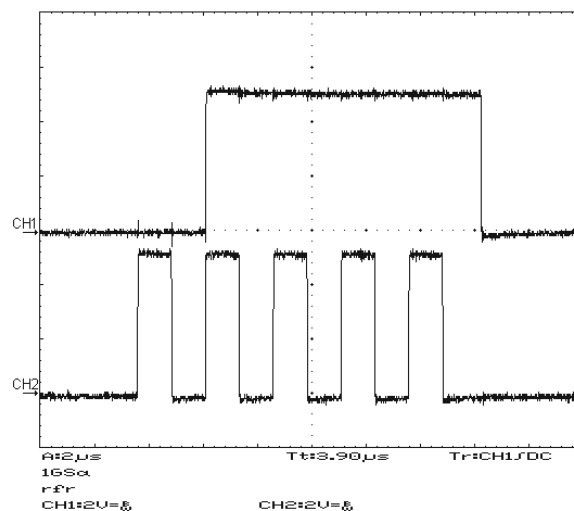


Рисунок 2. Пачка из пяти импульсов частотой 400 кГц, подаваемая вход схемы цифрового делителя частоты (CH2), и выход (CH1) после первого цикла измерения.

2.76 мкс), полный цикл не будет получен, выходной уровень становится низким. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74AC10](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC74](#)
3. [Datasheet Fairchild 74AC169](#)

Двуполярный преобразователь на основе понижающего регулятора и двух дросселей

Keith Szolusha

EDN

Типичной проблемой для разработчиков источников питания является создание компактного двуполярного понижающего преобразователя. Если размер и стоимость не имеют значения, очевидным решением будет пара DC/DC преобразователей, по одному на каждый выход. Однако размеры и стоимость почти всегда являются проблемами для приложений связи, сбора данных и дисковых накопителей. На Рисунке 1 показана схема на основе одного регулятора с токовым управлением, которая обеспечивает напряжения 5 В с током до 700 мА и –5 В с током до 500 мА при напряжении источника питания 12 В. Эта схема имеет КПД, аналогичный КПД схемы с двумя регуляторами, и не содержит

ни одного компонента высотой более 3 мм. Низкий профиль и малую площадь печатной платы, требуемые для этой конструкции, практически невозможно обеспечить с помощью обратноточной схемы или аналогичной схемы SEPIC с двумя выходами, использующую трансформатор вместо двух дросселей. Однако следует отметить одно важное ограничение этой схемы, которое делает ее непригодной для некоторых применений: для поддержания стабилизации схемы нагрузка в положительном канале всегда должна быть больше, чем в отрицательном. На Рисунке 2 показаны несколько кривых КПД при различных значениях тока положительного выхода.

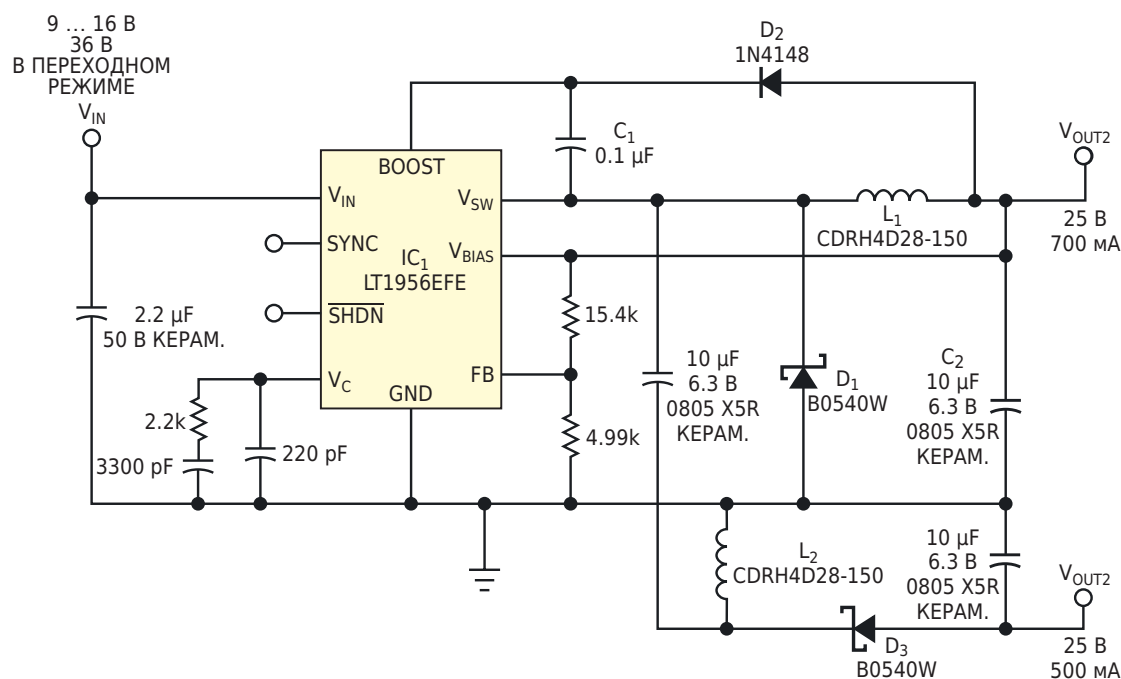


Рисунок 1. В этом двуполярном DC/DC преобразователе используется понижающий регулятор с одним коммутатором.

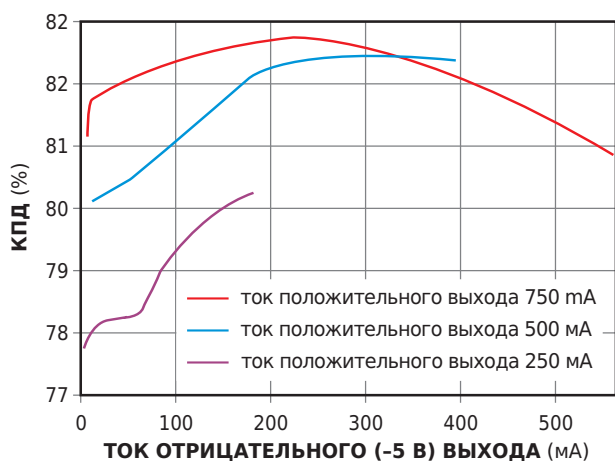


Рисунок 2. Эти кривые отображают значения КПД для различных положительных и отрицательных выходных токов.

Схема с двуполярным выходом аналогична схеме типичного понижающего регулятора с одним положительным выходом. В схему добавлен вторичный выход отрицательного напряжения путем подключения конденсатора связи C_1 , второго дросселя L_2 , ограничивающего диода D_3 и выходного конденсатора C_2 . Стабилизация отрицательного выходного напряжения осуществляется на основе напряжения на конденсаторе связи, остающегося постоянным и равным выходному напряжению 5 В. Ток вторичного дросселя L_2 нарастает и спадает с тем же размахом, что и в первичном дросселе L_1 . При включенном коммутаторе низкоимпедансный путь через конденсатор связи обеспечивает ток в дроссель L_2 , который индуцирует на L_2 такое же напряжение, что и на L_1 . Ограничивающий диод Шоттки D_3 создает путь для тока дросселя во время разомкнутого состояния коммутатора и путь для тока конденсатора связи при разряде на положительный выход. Во время выключенного состояния ключа ток должен протекать от конденсатора связи в дроссель L_1 , чтобы конденсатор сбросил весь заряд, накопленный при включенном ключе. Этот ток, протекающий через положительный дроссель во время выключенного состояния, заменяет часть тока, который обычно поступает от положительного ограничивающего диода D_1 , уменьшая потери в D_1 , но увеличивая их в D_3 .

Необходимость в том, чтобы конденсатор связи заряжался и разряжался одинаково, накладывает на схему важное ограничение: для поддержания стабилизации в обоих кана-

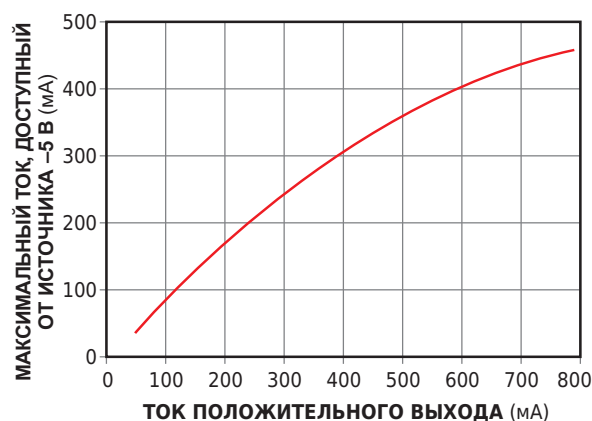


Рисунок 3. Эта кривая демонстрирует зависимость максимального тока, доступного на отрицательном выходе, от тока положительного выхода.

лах ток отрицательного выхода всегда должен быть меньше тока положительного выхода (Рисунок 3). Если ток отрицательного выхода увеличивается настолько, что становится равным току положительного выхода, то, независимо от величины тока положительного канала, выходное напряжение начинает резко падать. Кроме того, если ток отрицательного выхода слишком мал (ниже 5–25 мА, в зависимости от входного напряжения), напряжение отрицательного выхода может резко возрасти. При очень малых нагрузках отрицательного канала ток разряда конденсатора связи при выключенном коммутаторе и ток дросселя L_2 при замкнутом коммутаторе поступают только от выходного конденсатора отрицательного канала C_2 , тогда как в нормальном режиме они должны поступать как от выходного конденсатора отрицательного канала, так и от нагрузки отрицательного канала. Таким образом, выходной конденсатор заряжается до напряжения, значительно превышающего заданное, поскольку в отрицательном канале отсутствует нагрузка постоянного тока, необходимая для разряда конденсатора. Если эта схема используется в приложении, в котором ток отрицательного выхода будет небольшим, для поддержания стабилизации следует подключить предварительную нагрузку 25 мА. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1956](#)
2. [Datasheet Taiwan Semiconductor B0540W](#)
3. [Datasheet Sumida CDRH4D28C](#)

Вставить PRTD в слот термистора. А это возможно?

Nick Cornford

EDN

Немного предыстории. Датчик температуры воздуха, подключенный к моему (самодельному) дождемеру, начал барахлить. Краткосрочное решение: починить его (сделано). Долгосрочная цель: улучшить (читайте дальше).

Этот датчик представляет собой стандартный NTC (с отрицательным температурным коэффициентом) термистор компании Vishay: сопротивление 10 кОм при 25 °C и коэффициент β , равный 3977. В сочетании с нагрузочным резистором он формирует входной сигнал микроконтроллера PIC (МК), который считывает результирующее напряжение (8 бит) для передачи по радиоканалу на базу для обработки и отображения. На Рисунке 1 показана совершенно обычная схема, а также ее реакция на температуру.

Значение сопротивления нагрузки 15699 Ом может показаться странным, но это сопротивление термистора при температуре 15 °C – средней точке требуемого диапазона измерений от –9 до +40 °C. Примерно каждые 30 секунд PIC возбуждает его на время, достаточное для стабилизации показаний.

На графике показан расчетный отклик вместе с прямой линией, проходящей через две фактические точки калибровки: 0 °C (таяние колотого льда) и 30 °C (сравнение с заводом правильного термометром). Этот отклик был рассчитан с использованием расширенных уравнений Стейнхарта-Харта, а не экспоненциальной аппроксимации, которая менее точна. Уравнение Стейнхарта и Харта модифицирует экспоненциальную кривую для NTC-термисторов точно так же, как урав-

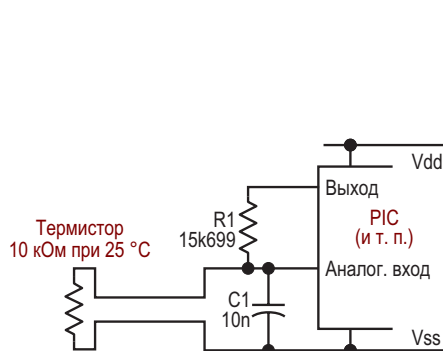
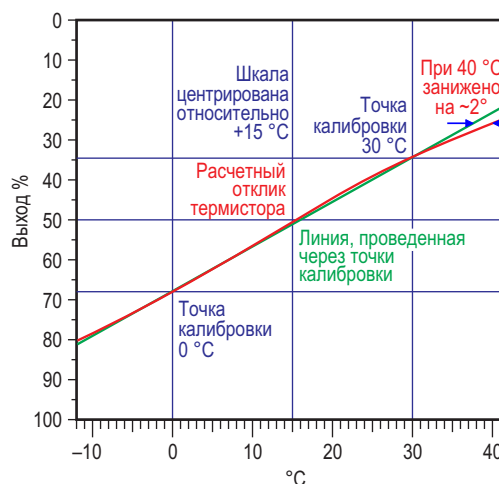


Рисунок 1. Базовая схема на основе термистора и ее расчетная характеристика.

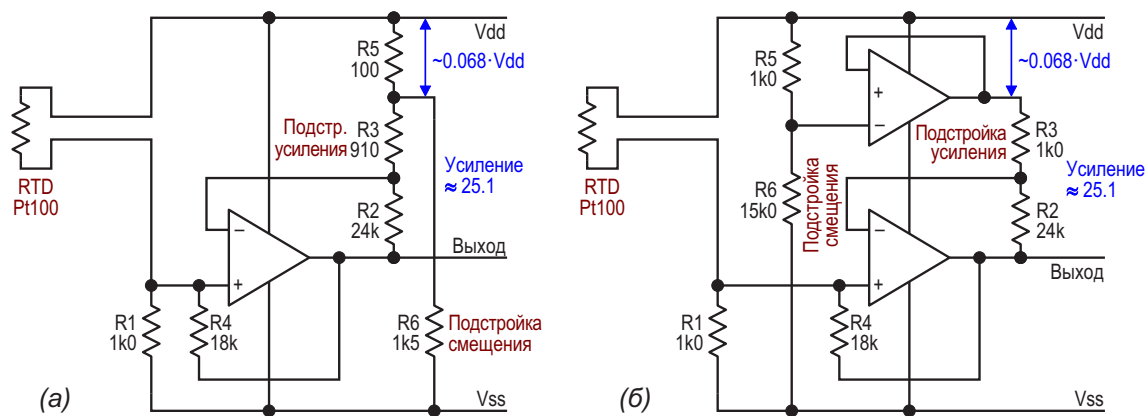


Рисунок 2. Вероятно, самая простая схема (2а), способная обеспечить соответствие выходного сигнала отклику термистора, и несколько лучший вариант (2б). Обе схемы имеют недостатки, а номиналы компонентов не оптимизированы. Они предназначены для демонстрации принципа, а не для практического применения.

нение Каллендера-Ван Дузена (Callender-Van Dusen, CVD) корректирует прямую линию для платиновых резистивных датчиков температуры (PRTD),

Соответствующая статья в Википедии [1], конечно, информативна. Тем не менее, краткое и полезное руководство по уравнениям Стейнхарта-Харта со всеми необходимыми константами можно найти на странице 4 соответствующего технического описания термистора Vishay. Любопытно, что в их таблицах зависимости сопротивления от температуры указаны усеченные, а не округленные значения, поэтому, согласно этим таблицам, сопротивление R6 нашего устройства должно составлять 15698 Ом, а не 15699. Значение, рассчитанное по уравнению Стейнхарта-Харта, дает 15698.76639545805..., плюс-минус несколько пикоом.

Обратите внимание, что график на Рисунке 1 перевернут! Это сделано намеренно, чтобы с ростом температуры кривая поднималась выше, хотя на самом деле напряжение падает. Думаю, так более интуитивно понятно; вы можете с этим не согласиться.

Подгонка PRTD под NTC-термистор

Прямая линия, полученная из уравнения Стейнхарта-Харта для 0 и 30 °C, является ключом к этой идее. Заставив PRTD формировать сигнал соответствующий этой линии, мы избежим каких-либо существенных изменений в программе обработки, особенно в точках калибровки, а также получим гораздо более широкий диапазон с большей точнос-

тью, чем позволяет NTC-термистор. Поскольку напряжение, вырабатываемое терморезистором, является логометрическим, PRTD должен выдавать уровень, пропорциональный напряжению питания.

Для этого мы усиливаем напряжение, вырабатываемое PRTD, компенсируем отклонение CVD от линейности и добавляем смещение. Простейшая схема, которая может все это сделать, показана на Рисунке 2а.

Такая простота приводит к сложностям, поскольку практически каждый компонент на Рисунке 2а взаимодействует со всеми остальными. Это достаточно сложно для проектирования даже с идеальными (моделируемыми) компонентами, а окончательная калибровка может потребовать многочасового итерационного процесса. Буферизация напряжения смещения, показанная на Рисунке 2б, помогает, но этот дополнительный операционный усилитель можно использовать с большей пользой.

Практическая схема

Если мы разделим схему на две части, жизнь станет проще. На Рисунке 3 показано, как это сделать.

Процессор включает транзистор Q1 для подачи питания. (Вывод GPIO, ранее имевший активный высокий уровень и питавший термистор, теперь должен иметь активный низкий уровень для управления затвором Q1, и с этим было связано единственное потребовавшееся изменение программного кода). MOSFET FDC604 имеет низкое сопротивле-

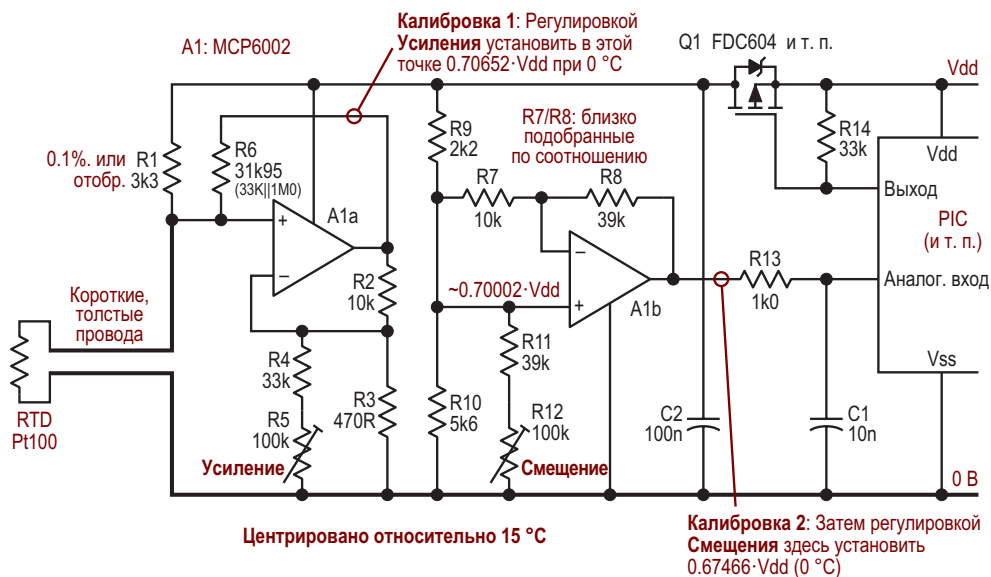


Рисунок 3. Окончательная рабочая схема. Усиление и смещение теперь разделены, что значительно упрощает калибровку.

ние открытого канала, составляющее несколько десятков миллиом, поэтому на нем падает напряжение лишь порядка 100 мкВ, что незначительно, даже если источником опорного напряжения измерительного АЦП служит шина Vdd. (Смещения в самом микроконтроллере, вероятно, будут больше). Поскольку схема включается всего на одну миллисекунду каждые полминуты или около того, саморазогревом PRTD можно пренебречь. Потребление тока составило около 3 мА при напряжении питания 5 В и 2 мА при 3.3 В.

Ток резистора R1 проходит через RTD, создавая на нем напряжение, которое усиливается усилителем A1a, коэффициент усиления которого регулируется подстроечным резистором R5. Через резистор R6 подается обратная связь на RTD и R1, компенсируя как CVD, так и изменения напряжения на RTD при изменении его сопротивления. Сопротивление резистора R6 довольно критично: хотя для наших целей вполне подходит 33 кОм, но 31.95 кОм – 33 кОм параллельно с 1 МОм – практически идеально, с теоретически прогнозируемой погрешностью значительно меньше 1 миллиградуса в диапазоне 100 °C, поэтому мы будем использовать его. Очевидно, что для 8-битной дискретизации выходного сигнала это нелепое излишество, но если один дополнительный резистор может устранить один источник ошибок, на это стоит пойти.

A1b теперь дополнительно усиливает сигнал (и инвертирует его) и добавляет регули-

руемое смещение. Выходной сигнал усилителя, выраженный в долях напряжения питания, теперь прямо пропорционален температуре PRTD. Обратите внимание, что коэффициент усиления этого каскада установлен заранее: сопротивления резисторов R7 и R8 следует выбрать таким образом, чтобы их соотношение было как можно ближе к 3.9, хотя их абсолютные значения не являются критичными. Результат показан на Рисунке 4.

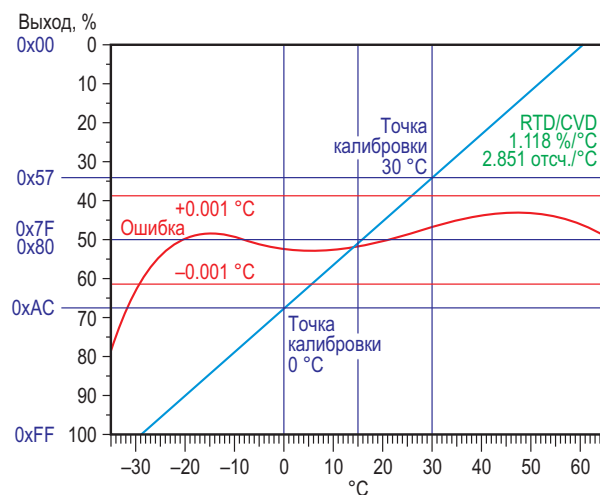


Рисунок 4. Построение графика зависимости выходного сигнала от сопротивления RTD теперь дает результат, практически неотличимый от целевой прямой линии а (идеализированная) погрешность составляет гораздо меньше 1 миллиградуса. Это демонстрирует предел характеристик данной схемы; не ожидайте, что вы достигнете его в реальной жизни.

Моделирование и построение графиков

Простая программа (Python плюс библиотека Rugame) для построения графика характеристик схемы в разных масштабах позволила легко увидеть влияние изменения как сопротивления R6, так и коэффициента усиления A1a, с наклоном кривой ошибки (ошибка усиления) и изгибом (ошибка компенсации).

Моделирование первой секции потребовало итераций, начинающихся с (условного) единичного напряжения, подаваемого на резистор R1, и напряжения порядка 0.7 на резисторе R6. Расчет напряжения на PRTD и его усиление давали выходной сигнал каскада, готовый для использования в качестве нового значения напряжения на R6. (Повторение до тех пор, пока последовательные результаты не совпадут в восьми значащих цифрах, потребовало не более десяти итераций). Секция, представленная усилителем A1b, была тривиальной: взять выходной сигнал A1a и умножить на 3.9, вычитая смещение.

Для перепроверки я ввел полученные значения в LTspice и получил практически такие же результаты. Незначительные различия, вероятно, объясняются тем, что даже моделируемые каскады усиления операционного усилителя имеют конечные характеристики, в отличие от знаков умножения.

Таблица 1. Сопротивление PRTD и выходные данные схемы, показанной на Рисунке 3, рассчитанные в зависимости от температуры и центрированные относительно 15 °С. Выходные данные представлены в виде десятичных чисел, как необработанных, так и округленных, а также в виде шестнадцатеричных (hex) дробей.

°C	R _{RTD}	Выход	Масштабир. выход	Hex
30.0	88.22166	1.01011	257.58	258
-25.0	90.19234	0.95420	243.32	243
-20.0	92.15990	0.89829	229.06	229
-15.0	94.12439	0.84238	214.81	215
-10.0	96.08588	0.78647	200.55	201
-5.0	98.04440	0.73057	186.30	186
0.0	100.00000	0.67466	172.04	172
5.0	101.95271	0.61876	157.78	158
10.0	103.90252	0.56285	143.53	144
15.0	105.84946	0.50694	129.27	129
20.0	107.79350	0.45104	115.01	115
25.0	109.73466	0.39513	100.76	101
30.0	111.67292	0.33922	86.50	87
35.0	113.60831	0.28331	72.24	72
40.0	115.54080	0.22740	57.99	58
45.0	117.47041	0.17150	43.73	44
50.0	119.39713	0.11559	29.48	29
55.0	121.32096	0.05968	15.22	15
60.0	123.24190	0.00378	0.96	1
65.0	125.15996	-0.05212	-13.29	-13

Программа также сгенерировала Таблицу 1, которая может оказаться полезной. В ней показаны сопротивления PRTD при различных температурах (центрированные относительно 15 °С) вместе с выходным напряжением, отнесенным к Vdd и приведенным в виде его доли. Это выходное напряжение также отображается масштабированным на шкалу от 0 до 255, как в десятичном, так и в шестнадцатеричном виде.

Длинные числа, сгенерированные программой, были округлены до более разумных значений, которые все равно намеренно были оставлены более точными, чем можно получить от большинства испытательных приборов. Слишком много цифр может оказаться полезным, слишком мало – никогда.

Компенсация длинных проводов

В нынешнем виде схема не позволяет реализовать настоящую 3- или 4-проводную компенсацию сопротивления длинных выводов RTD, что не требуется при сопротивлении NTC-термистора в несколько кОм. Однако использование 4-проводного подключения Кельвина, при котором линии питания и измерения разделены, должно работать хорошо и уменьшать влияние кабеля, как показано на Рисунке 5. Поскольку RTD и схема находятся на расстоянии менее метра друг от друга, я использовал акустический кабель. (ТКС меди близок к ТКС PRTD).

На Рисунке 5 также показано, как можно повысить точность, подключив опорные входы АЦП к шинам питания схемы, хотя это решение представляет лишь академический интерес и предназначено для грубых измерений. Это также позволило бы компенсировать падение напряжения на транзисторе Q1, если это важно. Тогда Q1 можно было бы вообще исключить, питая схему напрямую от выхода МК с активным высоким уровнем. Это привело бы к падению напряжения на шине питания, что не имело бы значения, если бы оно возвращалось на вывод REF+.

Эта схема оптимизирована для центральной температуры 25 °С, поскольку именно для этой температуры приведены характеристики большинства термисторов при сопротивлении нагрузки, равном сопротивлению термистора при 25 °С. В отличие от версии с центральной температурой 15° на Рисунке 3, я ее не собирал и не испытывал,

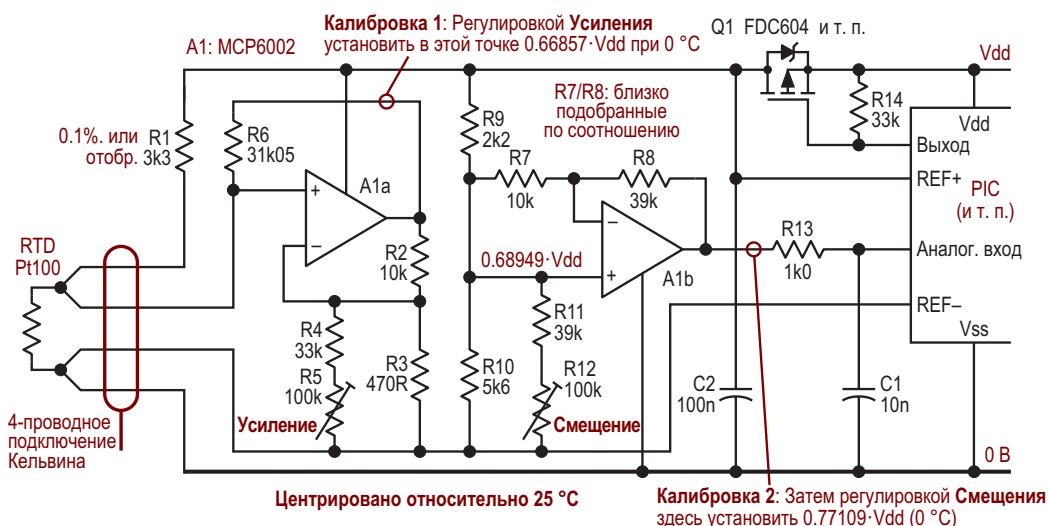


Рисунок 5. Длинные выводы PRTD могут привести к ошибкам смещения. Использование четырехпроводного подключения Кельвина минимизирует их. Если АЦП микроконтроллера имеет выходы для внешнего опорного напряжения, их можно подключить к схеме для (теоретического) повышения точности.

но считаю ее чистой от ошибок. Ее графики, включая кривую погрешности, очень близки к графикам на Рисунке 4, но сдвинуты на 10°C .

Ошибки, как теоретические, так и практические

Входное напряжение смещения операционных усилителей изменяется с температурой и является потенциальным источником ошибок. Указанное для MCP6002 значение составляет $\pm 2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ (тип.), что является хорошим, но не незначительным показателем. Нагрев схемы примерно на 40°C (с резистором 100 Ом вместо PRTD) привел к смещению выходного напряжения менее чем на 0.05° , что приемлемо и соответствует расчетам. (Старый фен входит в комплект моего рабочего места). Здесь и схема, и PRTD будут находиться вне помещения, а значит, при примерно одинаковой температуре.

Так как же это работает на самом деле? Теперь схема собрана и откалибрована точно так же, как на Рисунке 3, но еще не установлена, что позволяет проводить испытания с помощью имитатора PRTD, собранного из резисторов (как постоянных, так и переменных), а также переключателей, чтобы сопротивление можно было подключить либо к схеме, либо к (хорошо откалиброванному) измерительному прибору для точной регулировки. Проверка при моделируемых температурах от -10 до $+50^\circ\text{C}$ показала погрешности в диапа-

зоне от нуля при -10°C до -0.22°C при $+50^\circ\text{C}$, независимо от напряжения питания — 3.3 В или 5 В . Это можно было бы улучшить с помощью дополнительных манипуляций (я подозреваю, что соотношение $R7/8$ немного не совпадает; доступные резисторы имели бесполезные разбросы), но погрешности меньше 8-битного разрешения МК (примерно 0.351 градуса на отсчет или 2.85 отсчета на градус), так что схема справится со своей задачей, и справится хорошо.

Хотя этот подход не заменяет «правильную» схему использования PRTD, он отлично подходит в качестве замены термистору, обеспечивая более широкий диапазон измерений с гораздо лучшей линейностью и без дополнительной обработки. Надеюсь, у настоящих экспертов в этой области с ним не возникнет особых проблем. Кстати, слово «эксперт» этимологически происходит от «то, чему ты научился на собственном горьком опыте: сделал это, прошел через это». Никогда не доверяйте диванным экспертам, если только вы не покупаете удобный диван. **РЛ**

Ссылка

1. [Терморезистор](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay NTCLE100E3](#)
2. [Datasheet Microchip MCP6002](#)
3. [Datasheet Fairchild FDC604](#)

Защитите свой повышающий преобразователь

TA Babu

EDN

Повышающие преобразователи – это неизолированные DC/DC преобразователи, выходное напряжение которых больше входного. В некоторых приложениях пользователям нужна защита от переплюсовки, коротких замыканий и других аномальных состояний. Базовая топология повышающего ШИМ-преобразователя показана на Рисунке 1.

Повышающие преобразователи особенно чувствительны к коротким замыканиям выхода, поскольку между входом и выходом существует путь постоянного тока. Обычно систему защищает предохранитель, самовосстанавливающийся или обычный, но он не всегда точен или достаточно быстр.

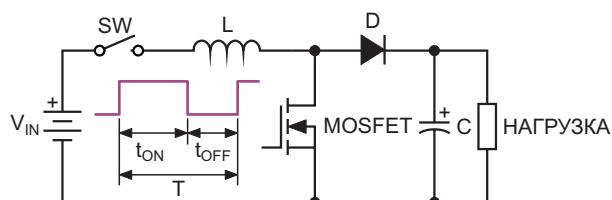


Рисунок 1. Базовая топология повышающего преобразователя.

В этой статье показан способ защиты повышающего преобразователя от коротких замыканий и переплюсовки (Рисунок 2).

Добавленная цепь включает оптопару IC1, n-канальные MOSFET T1 и T2 и несколько пассивных компонентов. При включении

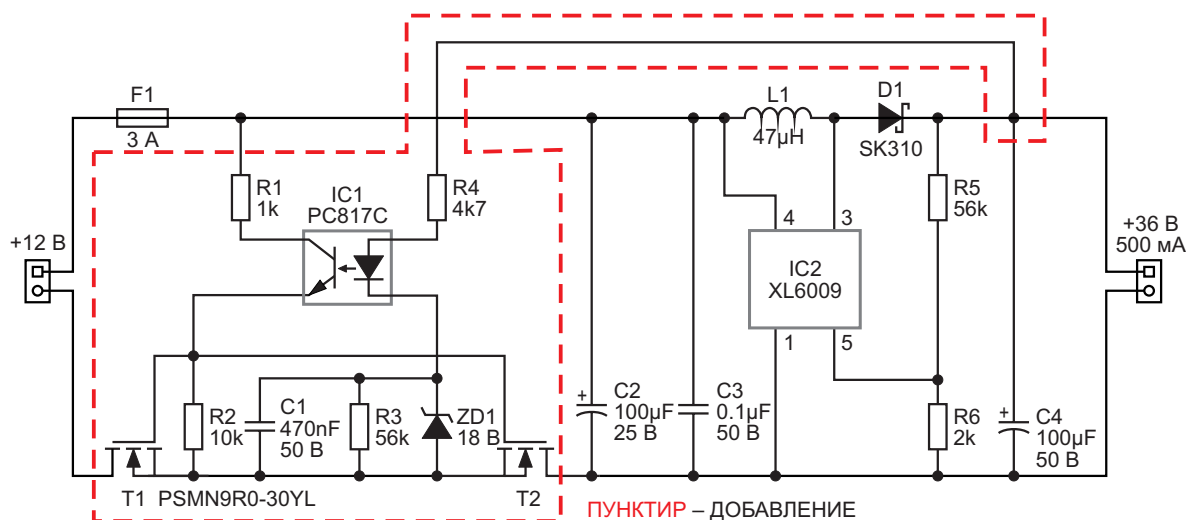


Рисунок 2. Простой повышающий преобразователь с дополнительной схемой защиты (внутри пунктирной линии).

питания ток протекает через F1, L1, D1, светодиод IC1, конденсатор C1 и внутренний диод транзистора T1. Кратковременный ток конденсатора C1 позволяет IC1 открывать транзисторы T1 и T2.

Как только на светодиоде оптопары IC1 появляется повышенное напряжение, стабилитрон ZD1 начинает принимать ток конденсатора C1. Транзисторы T1 и T2 остаются включенными до тех пор, пока выходного напряжения достаточно для пробоя стабилитрона ZD1. Стабилитрон выбран таким образом, чтобы при коротком замыкании или, возможно, даже при перегрузке по току он не

вышел из строя. Резистор R3 разряжает конденсатор C1 при отсутствии напряжения источника питания.

В такой конструкции MOSFET обеспечивают бесплатную защиту от переполюсовки и при гораздо меньшем падении напряжения, чем простой диод. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet First Silicon PC817C](#)
2. [Datasheet XLsemi XL6009](#)
3. [Datasheet Nexperia PSMN9R0-30YL](#)
4. [Datasheet First Silicon SK310A](#)

Микрофонный предусилитель с фантомным питанием – низкий уровень шума, профессиональное качество

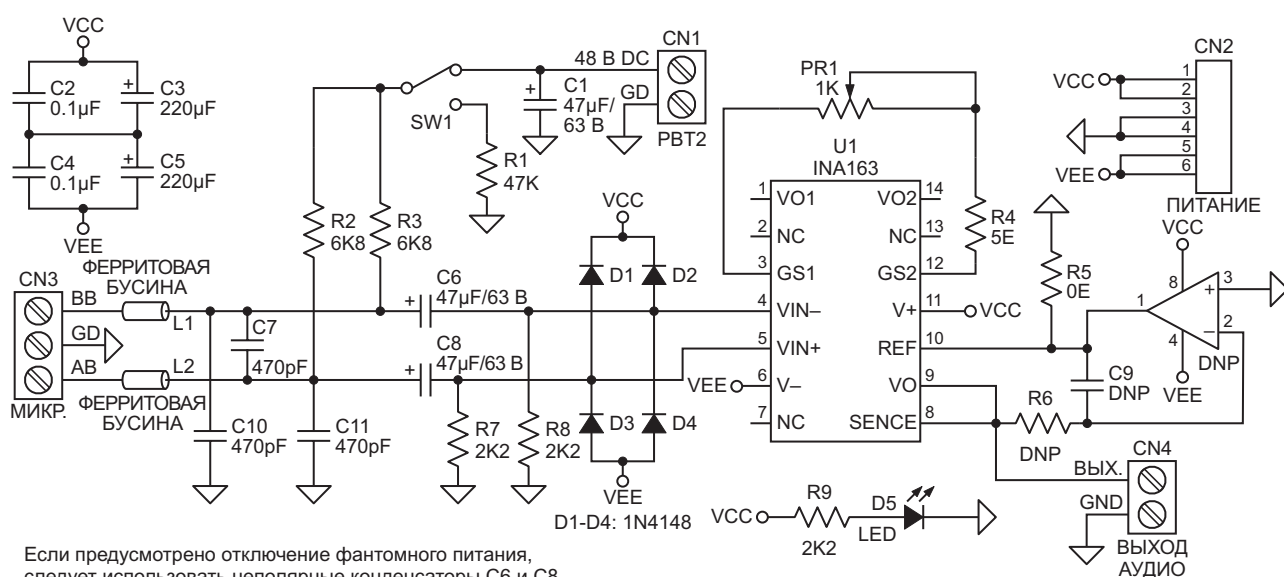
Rajkumar Sharma

electronics-lab.com



В статье описывается микрофонный предусилитель профессионального качества с фантомным питанием (Рисунок 1). Проект

создан с использованием микросхемы INA163. Микросхема представляет собой монолитный инструментальный усилитель с очень низким уровнем шумов и искажений. Резисторы R2 и R3 обеспечивают путь тока для стандартного источника фантомного питания 48 В удаленного микрофона. Ползунковый переключатель SW1 позволяет отключать фантомное питание. Конденсаторы C6 и C8 предназначены для блокировки напряжения фантомного питания на входах микросхемы INA163. Для дополнительной защиты входов от электростатических разрядов и «горячего» подключения добавлены четыре диода 1N4148 (D1-D4), включенные



Если предусмотрено отключение фантомного питания, следует использовать неполярные конденсаторы C6 и C8. Для дополнительного контура регулирования выходного постоянного напряжения добавить U1 = OPA2134, C9 = 0.1 мкФ, R6 1 = МОм, а R5 удалить.

DNP – компонент не установлен.

Рисунок 1. Принципиальная схема микрофонного предусилителя с фантомным питанием.

между входами и линиями питания. Резисторы R7 и R8 обеспечивают путь для входного тока смещения усилителя INA163. Усиление устанавливается потенциометром PR1, включенным последовательно с R4. Максимальное усиление определяется резистором R4. Наименьшее усиление определяет общее сопротивление $R4 + PR1$. Для получения линейной зависимости (в дБ) усиления от угла поворота движка потенциометр PR1 должен иметь обратную логарифмическую характеристику. Светодиод D5 используется для индикации питания. Элементы L1, L2, C7, C10 и C11 защищают входы от электромагнитных и радиочастотных помех.

Дополнительный контур регулирования выходного постоянного напряжения

Входной ток смещения (типичное значение 100 нА) создает постоянное дифференциальное входное напряжение смещение, которое приводит к смещению выходного напряжения. Как правило, это основной источник выходного напряжения смещения. При максимальном усилии 1000 (60 дБ) выходное напряжение смещения может дос-

тигать нескольких вольт. Это может быть вполне приемлемо, если выход связан со следующим каскадом по переменному току. Для решения этой проблемы предусмотрена дополнительная схема. Недорогой операционный усилитель U2A с полевыми транзисторами на входах, включенный в цепь обратной связи, снижает выходное постоянное напряжение до 0 В. Операционный усилитель не входит в тракт прохождения аудиосигнала и не влияет на его качество.

Для добавления дополнительного контура регулирования выходного постоянного напряжения нужно сделать следующее:

- Добавить U2A: усилитель OPA2134, корпус SOIC8
- Добавить C9: керамический конденсатор 0.1 мкФ/50 В, SMD 0805
- Добавить R6: резистор 1 МОм 5%, SMD 0805
- Удалить резистор R5

Подключения и другие детали

- CN1: контакт 1 – вход фантомного питания +48 В, контакт 2 – земля
- CN2: контакты 1 и 2 – VCC +15 В, контакты 3 и 4 – земля, контакты 5 и 6 – VEE –15 В

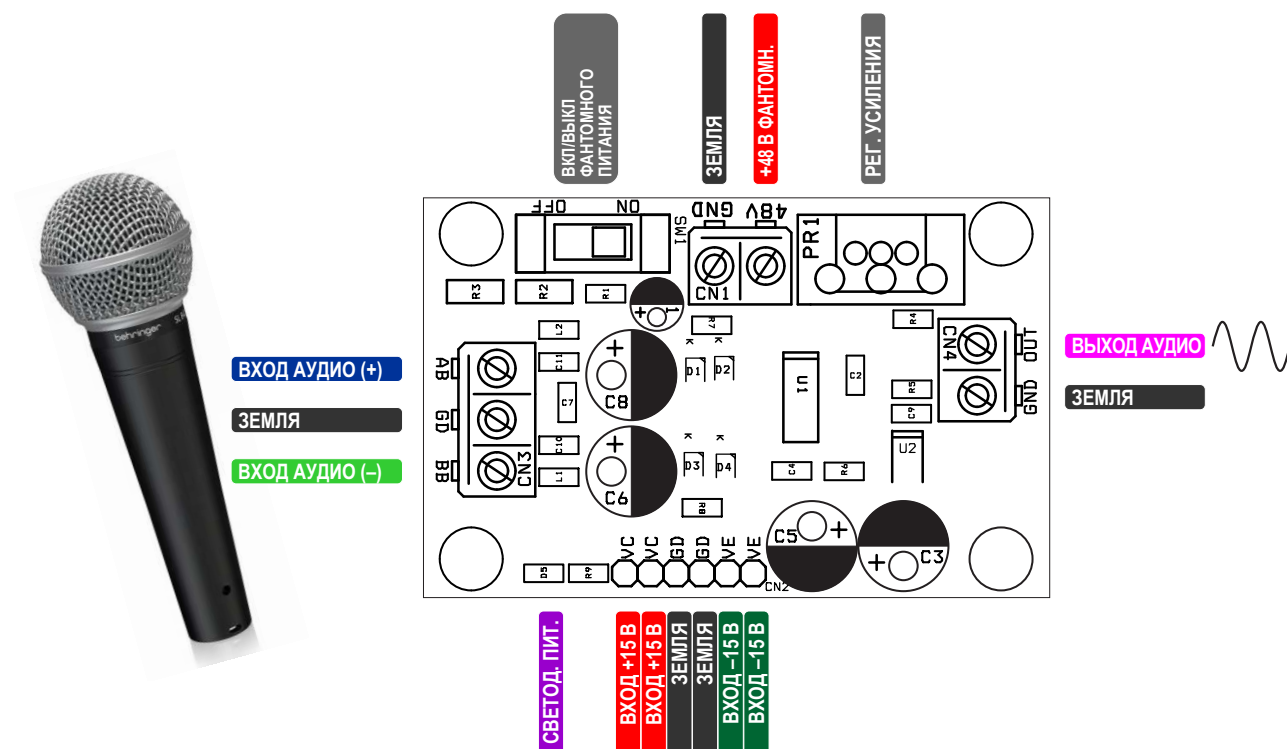
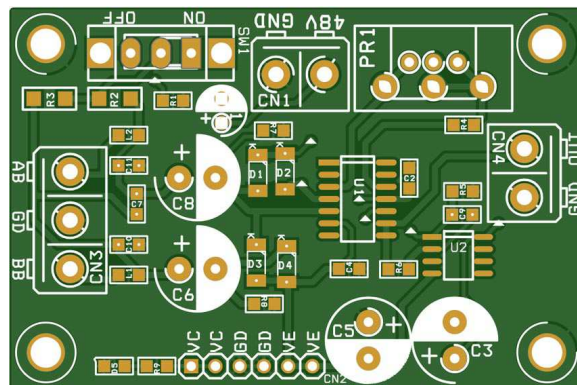


Рисунок 2. Схема подключения предусилителя.

- Примечание: если предусмотрено отключение фантомного питания, конденсаторы С6 и С8 следует выбрать неполярными.



- Потенциометр регулировки усиления PR1
- Размеры печатной платы 60.17 × 39.85 мм
- 4 монтажных отверстия диаметром 3 мм

Файлы проекта в формате Gerber можно скачать по ссылке в разделе Загрузки. Схема размещения элементов на печатной плате приведена на Рисунке 3. [РЛ](#)

1. [Datasheet Texas Instruments INA163](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA2134](#)

- Двуполярный источник питания $\pm 15\text{ В}$
- Светодиод индикации питания
- Ползунковый переключатель для включения/выключения фантомного питания
- 3-контактная винтовая клемма для подключения микрофона
- 2-контактная винтовая клемма для подключения аудио выхода
- 2-контактная винтовая клемма для входа фантомного питания 48 В
- 6-контактный штыревой разъем для подключения питания
- Усиление до 1000 В/В (60 дБ)

Файлы проекта в формате Gerber



Контроллер двигателя потребляет ничтожную мощность

Anthony Smith

EDN

Простой двигатель постоянного тока с постоянными магнитами является неотъемлемой частью множества устройств, таких как игрушки, сервомеханизмы, приводы клапанов, роботы и автомобильная электроника. Во многих из этих приложений двигатель должен вращаться в заданном направлении до тех пор, пока механизм не достигнет конечного положения, после чего двигатель

должен автоматически остановиться. Хотя для остановки двигателя в конце хода можно использовать микровыключатели, их размеры, вес и стоимость могут быть непомерно высокими, особенно в недорогих портативных устройствах. Схема на Рисунке 1 представляет собой недорогой, маломощный контроллер двигателя с фиксацией состояния, в котором для остановки двигателя использу-

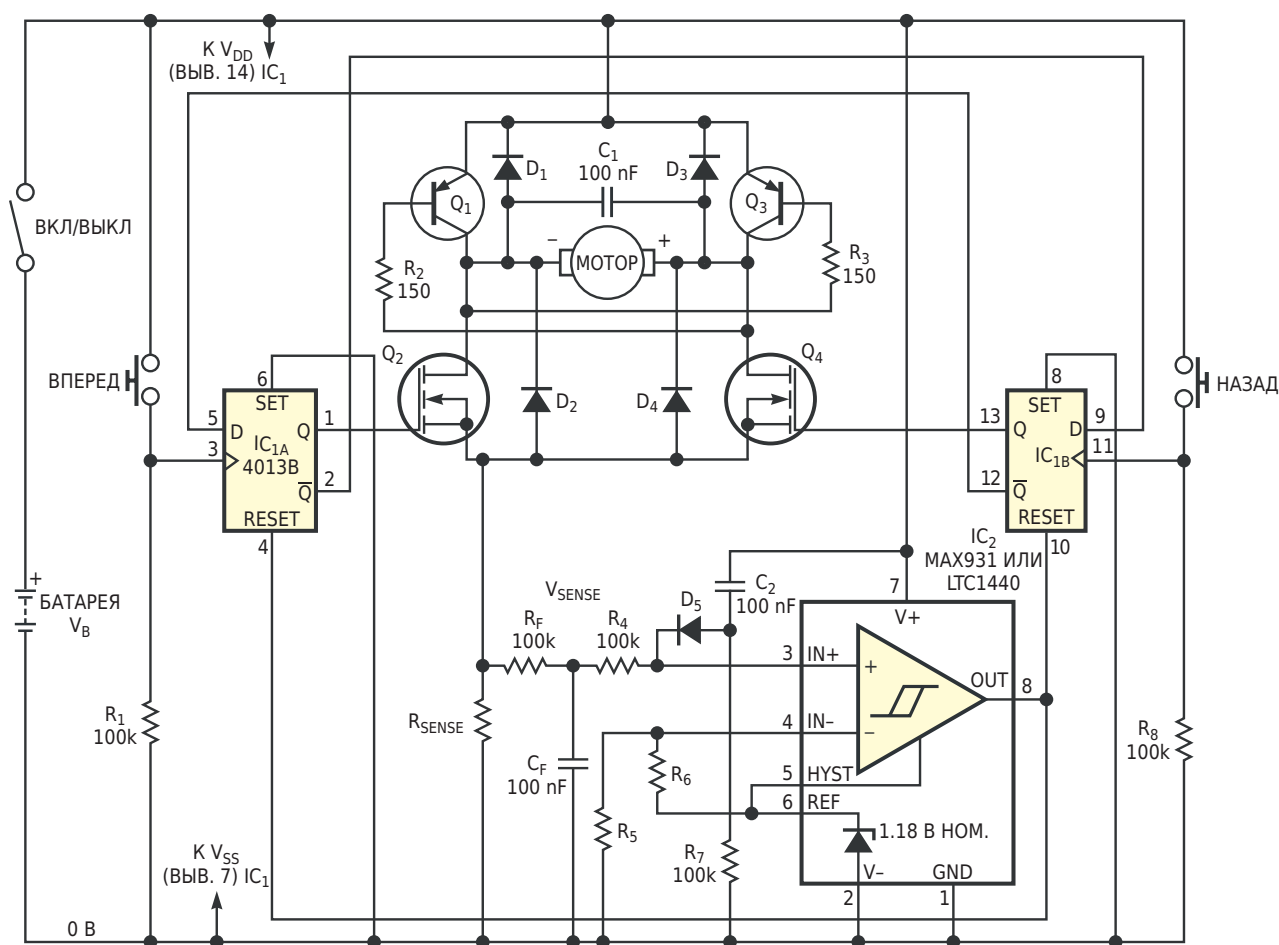


Рисунок 1. В этом контроллере с фиксацией состояния для остановки двигателя используется измерение тока, а не переключатели.

ется измерение тока, а не переключатели. Конструкция оптимизирована для напряжения питания от 3 до 9 В, что делает ее подходящей для систем с батарейным питанием. Чтобы понять, как работает схема, предположим, что перекрестно соединенные триггеры IC_{1A} и IC_{1B} находятся в состоянии сброса, так что на входе D каждого из них присутствует высокий уровень. Поскольку уровни обоих выходов Q низкие, все транзисторы H-моста Q₁–Q₄ выключены, и двигатель находится в режиме холостого хода.

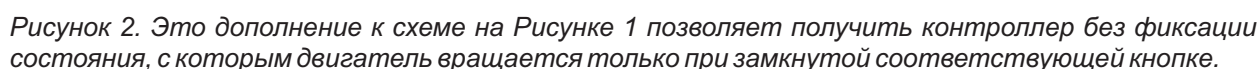
Кратковременное замыкание кнопки ВПЕРЕД фиксирует выход Q триггера IC_{1A} в состоянии «лог. 1» и открывает MOSFET Q₂. Это, в свою очередь, обеспечивает смещение транзистора Q₃, заставляя двигатель вращаться в прямом направлении. Теперь схема защелкнута, и, поскольку на входе D триггера IC_{1B} теперь низкий уровень, замыкание кнопки НАЗАД не окажет влияния на H-мост, и двигатель продолжит вращение по часовой стрелке. Микросхема IC₂ содержит компаратор и выход источника опорного напряжения (с номинальным значением 1.182 В), определяемого шириной запрещенной зоны, на выводе REF (вывод 6). Ток якоря двигателя создает на токоизмерительном резисторе R_{SENSE} напряжение V_{SENSE}. Компаратор сравнивает напряжение V_{SENSE} на входе IN+ с опорным напряжением, установленным резисторами R₅ и R₆ на выводе IN–. В условиях нормальной работы напряжение V_{SENSE} ниже напряжения на входе IN–, и выходной уровень компаратора на выводе 8 низкий. Однако когда механизм в крайнем положении достигает концевого упора, ток якоря двигателя быстро увеличивается, вызывая соответствующее увеличение напряжения V_{SENSE}. Компаратор обнаруживает это увеличение, и на его выходе появляется «лог. 1», сбрасывающая триггер IC_{1A}. Транзисторы Q₂ и Q₃ теперь выключаются, и двигатель останавливается.

Поскольку на входе D триггера IC_{1B} теперь «лог. 1», замыкание кнопки НАЗАД зафиксирует на его выходе Q высокий уровень. В результате включатся транзисторы Q₄ и Q₁ в противоположном плече H-моста, так что двигатель теперь будет вращаться против часовой стрелки, в обратном направлении. На входе D триггера IC_{1A} теперь низкий уровень, который блокирует кнопку ВПЕРЕД, и двигатель про-

должает вращаться в обратном направлении до тех пор, пока механизм не достигнет противоположного концевого упора. Компаратор снова обнаруживает увеличение тока якоря, сбрасывает триггер IC_{1B} и выключает двигатель. Порог выключения двигателя зависит от сопротивлений резисторов R_{SENSE}, R₅ и R₆, а также от величины опорного напряжения на выводе REF. Сопротивление R_{SENSE} должно быть порядка нескольких Ом, чтобы гарантировать, что при нормальной нагрузке двигателя падение напряжения V_{SENSE} также будет небольшим. Поддержание низкого уровня напряжения V_{SENSE} позволяет подавать на двигатель практически все напряжение питания и обеспечивать максимально возможное напряжение затвор-исток транзисторов Q₂ и Q₄. Сопротивления резисторов R₅ и R₆ должны быть больше 300 кОм, чтобы минимизировать нагрузку на вывод REF. В условиях повышенных помех может потребоваться подключить конденсатор на вывод IN–.

Компоненты фильтра R_F и C_F служат для двух целей. Они необходимы для сглаживания относительно «скачкообразного» напряжения, возникающего на R_{SENSE}, а также для предотвращения срабатывания компаратора из-за пускового тока двигателя при включении. Значений 100 кОм и 100 нФ должно быть достаточно, но для определения постоянной времени, оптимальной для вашего приложения, могут потребоваться некоторые эксперименты. Компоненты цепи сброса C₂, D₅ и R₇ обеспечивают высокий уровень выходного сигнала компаратора при включении питания. Все транзисторы H-моста следует выбирать такие, чтобы при максимальном токе двигателя их напряжение насыщения было минимальным. Выбирайте транзисторы Q₁ и Q₃ с низким напряжением насыщения и убедитесь, что MOSFET Q₂ и Q₄ могут достигать максимального обогащения при минимальном рабочем напряжении. В зависимости от типа используемых MOSFET, может потребоваться последовательно с каждым затвором добавить резистор для предотвращения паразитных колебаний.

Резисторы R₂ и R₃ нужно выбирать так, чтобы при минимальном напряжении питания обеспечить достаточные токи баз транзисторов Q₁ и Q₃. В зависимости от области применения возможна замена Q₁ и Q₃ на



IC_{3D} управляют Н-мостом, а компаратор управляет входами сброса триггера на Рисунке 1.

Двигатель вращается в прямом направлении только до тех пор, пока нажата кнопка ВПЕРЕД; отпускание кнопки останавливает двигатель. Пока кнопка остается замкнутой, логический элемент IC_{3А} удерживает вход D триггера IC_{1В} в низком состоянии, тем самым, гарантируя, что кнопка НАЗАД не сможет повлиять на двигатель, пока замкнута кнопка ВПЕРЕД. Отпустив кнопку ВПЕРЕД, можно использовать кнопку НАЗАД для изменения направления вращения двигателя. Опять же, двигатель работает только, пока вы нажимаете кнопку. Из симметрии схемы видно, что нажатие кнопки НАЗАД блокирует любую работу кнопки ВПЕРЕД. Когда механизм достигает концевого упора в любом направлении, компаратор сбрасывает соответствующий триггер и выключает двигатель. **РЛ**

1. [Datasheet Texas Instruments CD4001B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC1440](#)
4. [Datasheet Analog Devices MAX931](#)

Контроллер горячей замены для приложений с двуполярным питанием

Dan Meeks

EDN

В некоторых приложениях требуется функция контроллера горячей замены, автоматического выключателя или и то, и другое для двуполярных шин питания постоянного тока. В отдельных случаях требование горячей замены основано только на соображениях, связанных с пусковым током. Контроль пус-

кового тока необходим для предотвращения перегрузки разъемов и скачков на шинах питания. В других приложениях могут возникнуть проблемы, если по какой-либо причине выходит из строя один из источников питания. Хорошим примером может служить источник смещения для усилителя на арсенид-

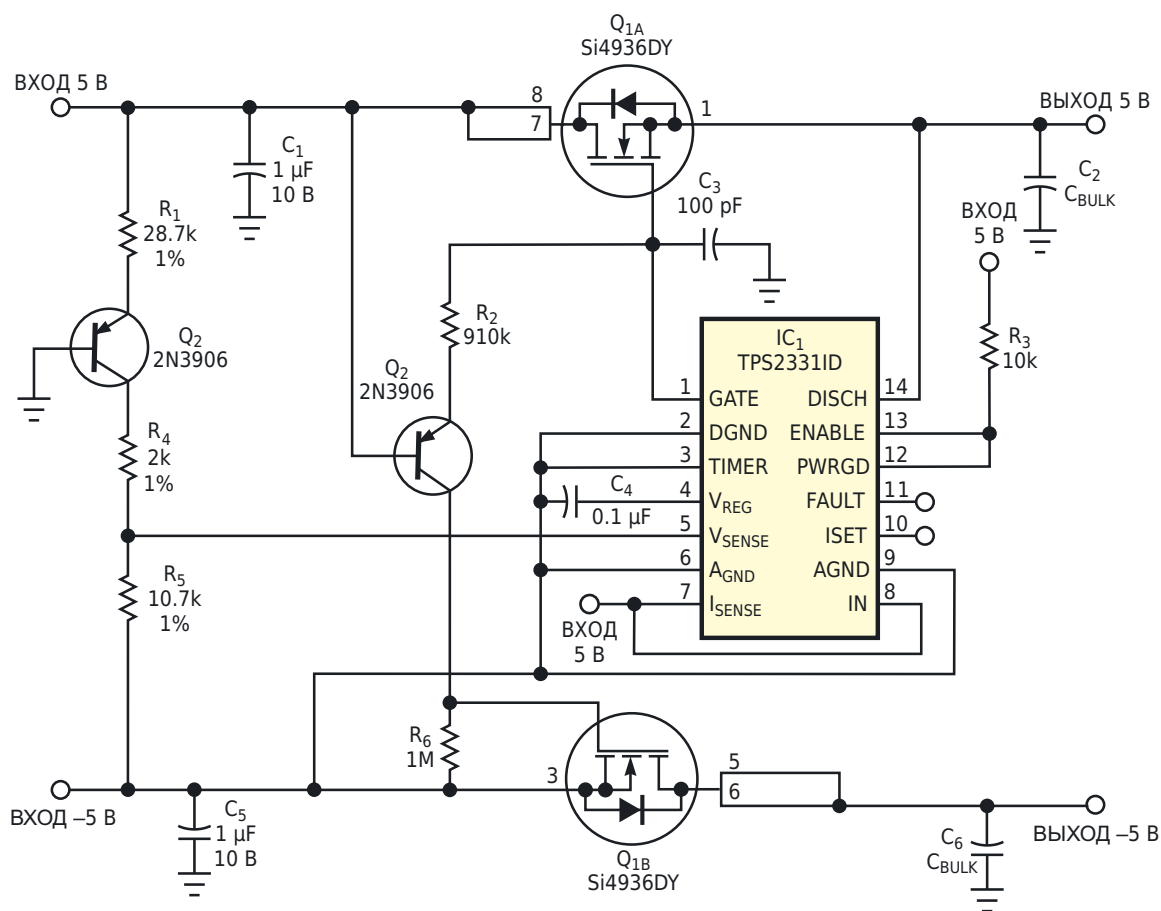


Рисунок 1. Эта схема представляет собой двуполярный секвенсор питания для низковольтных приложений.

В схеме на Рисунке 1 используется микросхема TPS2331 (IC1) в плавающем включении. Земля микросхемы в этой схеме привязана к отрицательному входному напряжению. Если напряжение на положительной шине слишком низкое или напряжение на отрицательной шине слишком высокое, напряжение на выводе V_{SENSE} не может достичь порогового значения 1.225 В, и микросхема выключается. Вход V_{SENSE} имеет гистерезис порядка 30 мВ, обеспечивающий чистое бездребезговое включение.

Рисунок 2. Этот вариант схемы, показанной на Рисунке 1, может выдерживать более высокие напряжения.

ции полевых транзисторов учитывалось сопротивление каналов, которое не должно превышать значения, максимально допустимого для пути постоянного тока, а также рассеиваемая мощность. Можно использовать полевые транзисторы практически любого размера, в зависимости от того, каким током вы хотите управлять. Следите за тем, чтобы общее напряжение на TPS2331 не превышало максимально допустимого значения 15 В. Если микросхема IC₁ не плавает между входными шинами, напряжение на отрицательном входе может быть больше. Такая схема, в

которой входные напряжения составляют 5 В и –12 В, показана на Рисунке 2. Основное требование заключается в том, чтобы транзистор сдвига уровня Q₃ мог выдерживать более высокое напряжение. Эта схема также позволяет работать с положительным входным напряжением, достигающим максимального допустимого для IC₁ значения в 15 В. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS2331IDR](#)
2. [Datasheet Vishay Si4936DY](#)

Амперы × вольты = ватты

Stephen Woodward

EDN

Аналоговые схемы широко используются для преобразования тока в напряжение, напряжения в ток, напряжения в частоту и частоты в напряжение, а также для других преобразований.

Рисунок 1 присоединяется к этой статье, напевая несколько иную мелодию. Этот преобразователь тока и напряжения в мощность постоянного тока (ток, напряжение, мощность – IVW) умножает ток на напряжение, чтобы измерить мощность. Вот как он взлетает.

Базовая топология преобразователя IVW включает в себя преобразователь напряжение-частота (ПНЧ), каскадно соединенный с преобразователем частота-напряжение (ПЧН). Микросхемы U1a, U1b и A1a в сочетании с окружающими их дискретными элементами (Q1, Q2, Q3 и т. д.) образуют ПНЧ, аналогичный описанному в предыдущей статье «Схема инвертора напряжения трансформируется в ПНЧ с быстродействием 1 МГц» [1].

ПНЧ на элементах U1a, U1b, A1a, C2 и т. д. образует инвертирующий зарядовый насос,

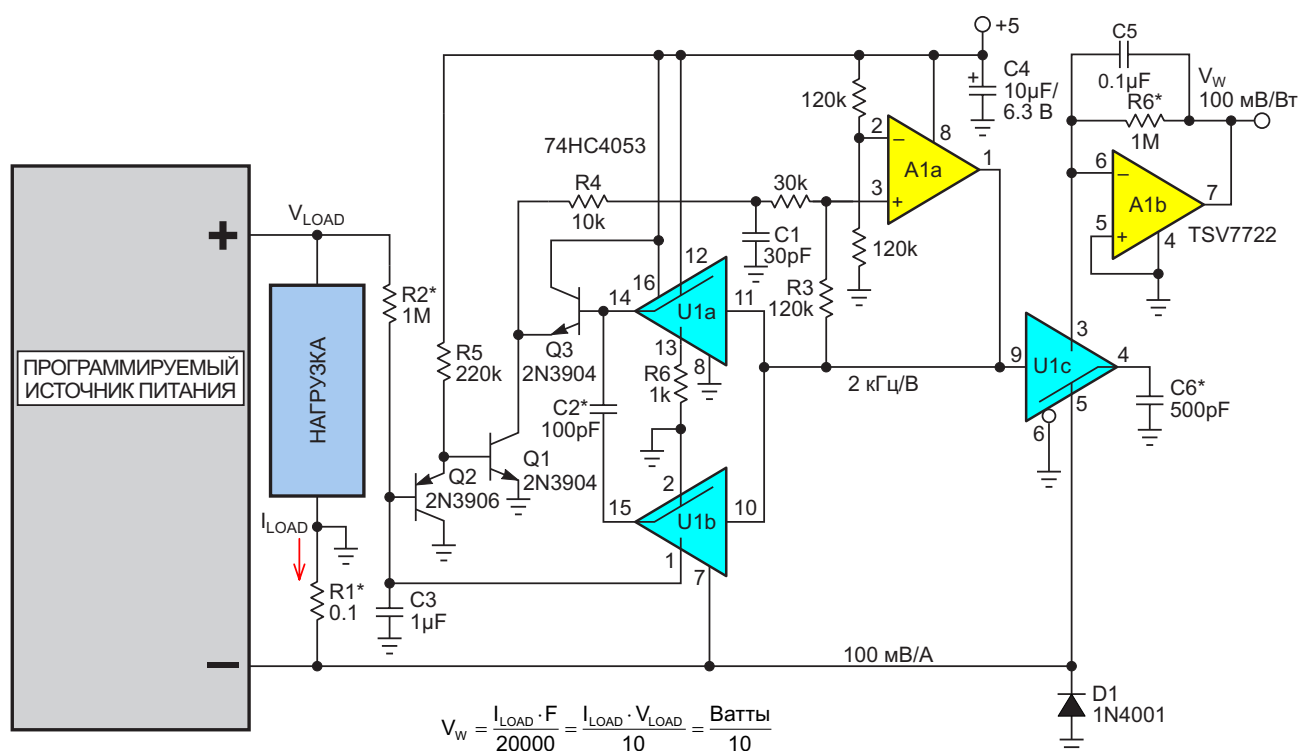


Рисунок 1. Преобразователь « $I \times V = W$ » включает в себя преобразователь напряжения в частоту (элементы U1a, U1b и A1a) с частотой $F = 2000 \times V_{LOAD}$, за которым следует преобразователь частоты в напряжение V_w , где $V_{LOAD} < 33 \text{ В}$ и $I_{LOAD} < 1.5 \text{ А}$.

замыкающий контур обратной связи, который активно поддерживает баланс тока через резистор R2 на уровне 1 мкА/В. Каждый цикл работы ПНЧ создает на конденсаторе интегратора C3 заряд $5 \text{ В} \times C2$, или 500 пикокулон (пКл), генерируя частоту $F = 2 \text{ кГц} \times V_{\text{LOAD}}$ (1 мкА/500 пКл) для управляющего входного сигнала ключа ПЧН U1с.

Другим входным сигналом для ключа ПЧН U1с является напряжение –100 мВ/А на токоизмерительном резисторе R1. Эта комбинация воздействий заставляет заряд, перекачиваемый U1с на вход инвертирующего интегратора A1b, подчиняться соотношению

$$F \cdot (-0.1 \text{ В/А}) \cdot 500 \text{ пФ} = \\ = -2 \text{ кГц} \cdot V_{\text{LOAD}} \cdot 50 \text{ пКл} \cdot I_{\text{LOAD}}$$

Получается мелодичный результат:

$$V_W = R1 \cdot I_{\text{LOAD}} \cdot 2000 \cdot V_{\text{LOAD}} \cdot R6 \cdot C6$$

или

$$V_W = I_{\text{LOAD}} \cdot V_{\text{LOAD}} \cdot 0.1 \cdot 2000 \cdot 1 \text{ МОм} \cdot 500 \text{ пФ} = \\ = 100 \text{ мВ/Вт.}$$

Постоянная времени интегратора R6C5 = 100 мс обеспечивает ослабление пульсаций более чем на 60 дБ при $V_{\text{LOAD}} > 1 \text{ В}$ и малошумный выходной сигнал 0–5 В, удобный для потребления типичным входом АЦП с разрешением 8–10 бит. Диод D1 защищает U1 от пожара в случае замыкания V_{LOAD} на землю. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Схема инвертора напряжения трансформируется в ПНЧ с быстродействием 1 МГц](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics TSV7722](#)

Преобразователь напряжения в период обеспечивает высокую линейность и большую скорость

Jordan Dimitrov

EDN

Схема на Рисунке 1 преобразует входное постоянное напряжение в последовательность импульсов. Период импульсов с коэффициентом заполнения 50% пропорционален входному напряжению, а погрешность нелинейности равна 0.01%. Максимальное время преобразования составляет менее 5 мс.

Схема состоит из четырех секций. Два опорных напряжения для интегратора создаются с помощью операционного усилителя IC₁ и резисторов R₁–R₅.

Интегратор, построенный на элементах IC₂, R_{INT} и C_{INT}, формирует симметричные треугольные импульсы. Коммутатор S₁ изменяет направление тока, протекающего через конденсатор интегратора; это, в свою оче-

редь, изменяет направление линейного изменения выходного напряжения. Остальная часть схемы представляет собой триггер Шмитта с переменным гистерезисом. Нижний порог срабатывания фиксирован на уровне V_{LO}, а верхний (V_{HI}) зависит от величины входного напряжения V_{IN}.

Сигнал, поступающий с интегратора, колеблется между двумя порогами срабатывания триггера с одинаковой скоростью и в противоположных направлениях. Поскольку R₄ = R₅, коэффициент заполнения составляет 50%, а передаточная функция для периода выходных импульсов T имеет следующий вид:

$$T = 4 \cdot \frac{R_{INT} C_{INT}}{V_{REF}} (V_{IN} - V_{LO}).$$

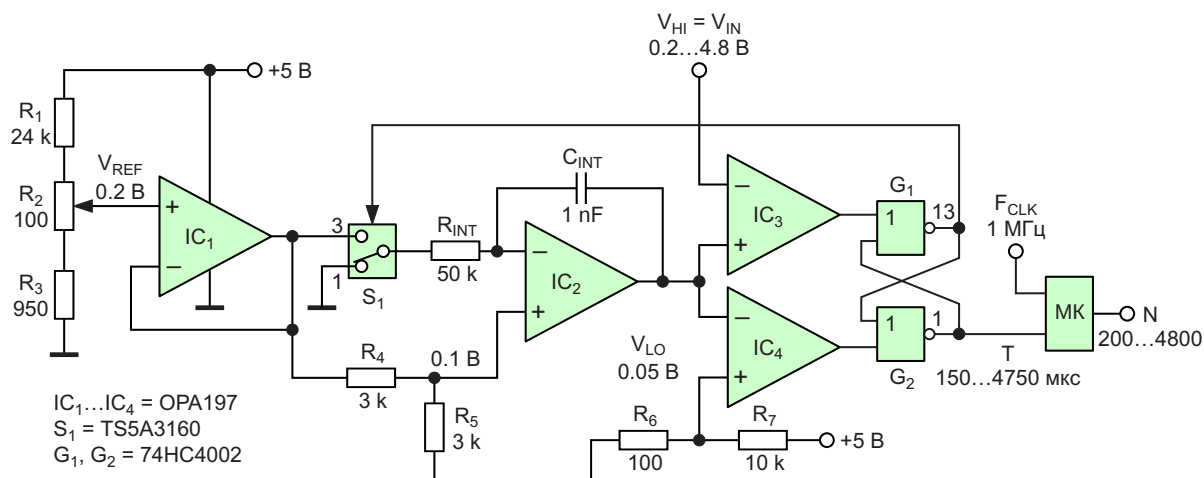


Рисунок 1. Для преобразования постоянного напряжения в последовательность импульсов, период которых пропорционален входному напряжению, в схеме используются интегратор и триггер Шмитта с переменным гистерезисом.

Для возникновения колебаний необходимо, чтобы при подаче питания на схему выполнялось следующее соотношение:

$$V_{LO} < \frac{V_{REF}}{2} < V_{IN}.$$

Как видно из Рисунка 2, передаточная функция схемы идеально линейна (коэффициент аппроксимации R_2 равен единице). В действительности наблюдаются небольшие отклонения от прямой линии; по отношению к диапазону изменения выходного периода эти отклонения не превышают $\pm 0.01\%$. Наклон прямой можно отрегулировать до 1000 мкс/В с помощью потенциометра R_2 , а смещение легко компенсируется микроконтроллером.

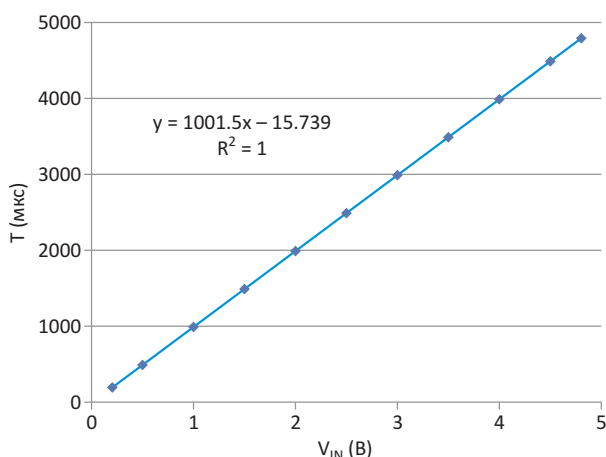


Рисунок 2. Передаточная функция схемы на Рисунке 1. Она очень линейна и может быть легко настроена с помощью потенциометра R_2 .

На Рисунке 1 показано, как микроконтроллер преобразует период T в число, заполняя его тактовыми импульсами с частотой $f_{CLK} = 1$ МГц. Он также добавляет к результату 50, чтобы компенсировать смещение. Диапазон полученных чисел составляет от 200 до 4800, т. е. разрешение равно одному отсчету на милливольт.

Разрешение можно легко увеличить в 10 раз, установив тактовую частоту 10 МГц. Примечательно, что погрешность нелинейности и время преобразования остаются неизменными, что невозможно для преобразователей напряжения в частоту (ПНЧ). Вот пример.

Предположим, что преобразователь напряжения в период (ПНП) генерирует импульсы с периодом $T = 5$ мс при максимальном входном напряжении 5 В. Заполнение этого периода тактовыми импульсами частотой $f_{CLK} = 1$ МГц дает число 5000 ($N = T \times f_{CLK}$). Время преобразования составляет 5 мс, что является максимальным для данного преобразователя. Как мы уже знаем, нелинейность составляет 0.01%.

Теперь рассмотрим ПНЧ, который при входном напряжении 5 В выдает на выходе частоту $f = 5$ кГц. Чтобы получить число 5000, этот сигнал должен быть стробирован сигналом длительностью $t_G = 1$ с ($N = t_G \times f$). Время стробирования – это время преобразования.

Нелинейность в этом случае составляет 0.002%, что в пять раз лучше нелинейности ПНП (см. Ссылки). Однако время преобразования в 200 раз больше (1 с против 5 мс). Чтобы получить то же количество импульсов N за то же время преобразования, что и у ПНП, частота ПНЧ при полном входном сигнале должна быть увеличена до 1 МГц. Однако нелинейность на частоте 1 МГц составляет 0.1%, что в десять раз хуже нелинейности ПНП.

Контраст становится еще более заметным, когда желаемое число увеличивается до 50,000. При использовании того же анализа становится ясно, что ПНП может выполнять работу в 10 раз быстрее и обеспечивать линейность в 10 раз лучшую, чем ПНЧ. Дополнительным преимуществом ПНП является более низкая стоимость.

Если вы планируете использовать эту схему, обратите внимание на конденсатор интегратора. Поскольку значение емкости C_{INT} входит в передаточную функцию, конденсатор следует тщательно выбирать с точки зрения допуска, температурной стабильности и материала диэлектрика. [РЛ](#)

Ссылки

1. [Datasheet Analog Devices AD650](#)
2. [Datasheet Texas Instruments VFC320](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA197](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC4002](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TS5A3160](#)

Нелинейность ШИМ, которую не может исправить программа

Stephen Woodward

EDN

В последнее время в мире конструкторских идей (Design Ideas) наблюдается интерес к семейству простых интерфейсных схем для ШИМ-управления универсальными регуляторами напряжения (как линейными, так и импульсными). В устройствах этого семейства используются внутренний источник опорного напряжения регулятора и дискретный полевой транзистор, включенный последовательно с делителем напряжения программирования регулятора.

ШИМ использует полевой транзистор в качестве коммутатора для модуляции нижнего резистора (R1) делителя, так что коэффициент заполнения ШИМ (D) от 0 до 100% изменяет усредненную по времени эффективную проводимость R1 от 0 до 100% от ее номинального значения. Это изменение программирует выходное напряжение регулятора от $V_O = V_S$ (опорное напряжение на его выводе обратной связи) при D = 0 до

$$V_O = V_S \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

при D = 100%.

Некоторые из этих схем обеспечивают линейную связь между D и V_O . На Рисунке 1 приведен пример такого рода, описанный в статье «Обобщенные формулы проектирования ШИМ-интерфейса понижающего регулятора» [1].

Что касается других, например, представленной на Рисунке 2 концепции, разработанной Кристофером Полом, и описанной в

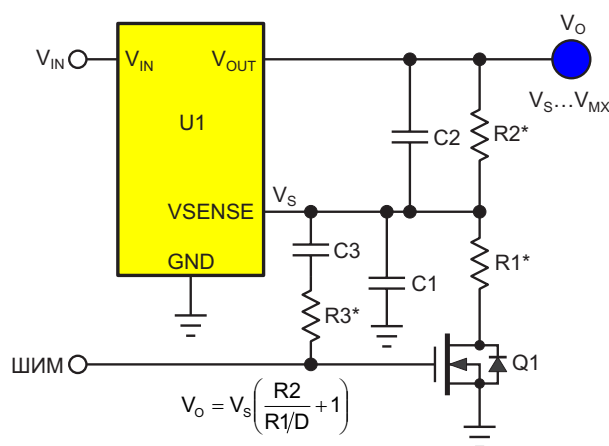


Рисунок 1. ШИМ линейно программирует напряжение V_O .

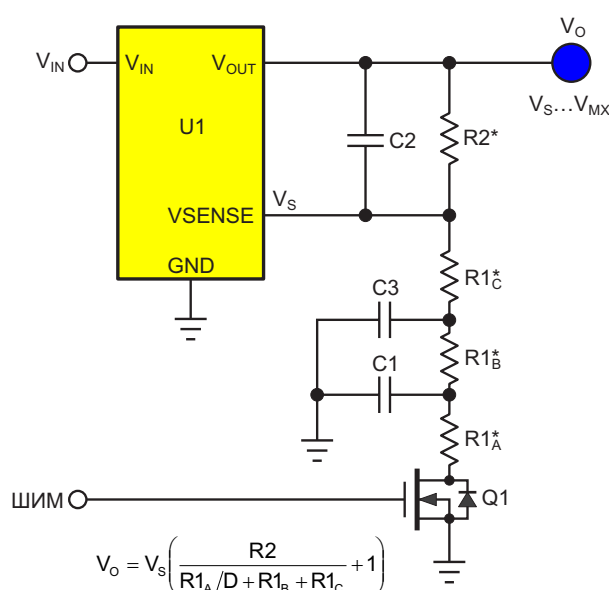


Рисунок 2. ШИМ программирует напряжение V_O нелинейно.

статье «Снижение пульсаций в регуляторах напряжения, вносимых ШИМ-контроллерами» [2]... она нелинейна...

Обратите внимание, что для наглядности на Рисунке 2 не представлены многие интересные детали инновационного проекта Пола. Подробнее читайте в его статье по указанной ссылке.

Проблема нелинейности

Однако чтобы немного подробнее изучить последствия нелинейности схемы на Рисунке 2, рассмотрим схему из статьи Пола [2], в которой:

$$R1_A = 2490 \text{ Ом},$$

$$R1_B = 2490 \text{ Ом},$$

$$R1_C = 4990 \text{ Ом},$$

$$V_S = 0.800 \text{ В},$$

$$R2 = 53600 \text{ Ом}.$$

Что, если считать разрешение ШИМ 8-битным, дает кривые отклика, показанные на Рисунке 3.

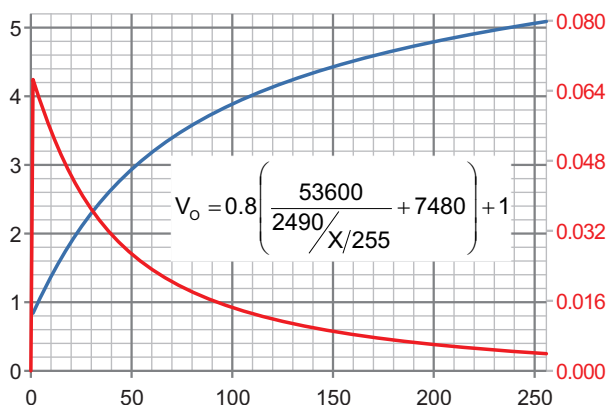


Рисунок 3. Зависимость выходного напряжения и его приращения от 8-битного кода ШИМ. Коэффициент заполнения $D = X/255$. Левая ось (синяя кривая) — напряжение V_O . Правая ось (красная кривая) — приращение напряжения V_O на один бит приращения ШИМ.

По поводу этого нелинейного отклика Пол говорит: «Хотя выходное напряжение больше не является линейной функцией коэффициента заполнения ШИМ, простая программная таблица преобразования делает это лишь неудобством. (Ага, "мы можем исправить это программно!")». Конечно, он абсолютно прав: для любого выбранного V_O соответствующее значение D может быть

легко вычислено и сохранено в небольшой (256 записей) таблице соответствия.

Однако преобразование вычисленного значения D в целочисленный 8-битный код ШИМ — это совсем другое дело. Красная кривая зависимости приращения от приращения на Рисунке 3 содержит важную оговорку к точному в остальном утверждению Пола.

Если бы преобразование 8-битного кода от 0 до 255 в диапазон V_O от 0.8 до 5.1 В, или 4.3 В, было *линейным*, то каждое приращение младшего бита увеличивало бы V_O на постоянные 15.8 мВ ($= 4.3 \text{ В}/256$). Но это не так.

И, как показывает красная кривая на Рисунке 3, из-за сильной нелинейности преобразования критерий 8-битного разрешения превышает для всех кодов ШИМ, меньших 75, и напряжений V_O , меньших 3.77 В, что составляет 74% от полной шкалы.

И ситуация становится еще хуже при значениях V_O , близких к $V_S = 0.8 \text{ В}$: приращение веса младшего бита резко возрастает до 67 мВ ($= 4.3 \text{ В}/64$). Таким образом, это не соответствует разрешению в 8 бит, а едва дотягивает до 6.

Решение проблемы

К сожалению, никакие программные решения ничего не могут с этим поделать. Что может привести к тому, что нелинейность в некоторых приложениях станет чем-то большим, чем просто «неудобством». И как же решить эту проблему?

Нелинейность в основном возникает из-за того, что ШИМ модулирует лишь часть ($R1_A$) общего сопротивления $R1_{ABC}$, и при изменении коэффициента заполнения ШИМ D эта часть изменяется, что, в свою очередь, влияет на степень изменения V_O в зависимости от D . На самом деле, это изменение довольно существенно.

Если говорить точнее, то в примере схемы Пола, приведенном в его статье, мы видим, что модулированное сопротивление $R1_A$ составляет всего 25% от общего сопротивления $R1$ при $D = 100\%$, и эта доля увеличивается до 100% при снижении D до 0%. Очевидно, что это изменение особенно существенно в области меньших значений D .

Ключом к возможному (по крайней мере, частичному) решению этой проблемы может

служить тот факт, что нелинейность и потеря разрешения изначально возникали из-за того, что модулируется ШИМ лишь небольшая доля (25% $R1_A$) от общего сопротивления $R1_{ABC}$. Таким образом, возможно, большая доля $R1_A$ в $R1_{ABC}$ могла бы восстановить часть потерянного разрешения.

В качестве эксперимента я изменил сопротивления резистора Пола $R1$ на следующие:

$$R1_A = 7960 \text{ Ом},$$

$$R1_B = 1000 \text{ Ом},$$

$$R1_C = 1000 \text{ Ом}.$$

Таким образом, $R1_A$ теперь составляет 80% от $R1_{ABC}$, а не всего 25%. На Рисунке 4 показано влияние на кривые отклика.

Синяя кривая зависимости V_O от кода ШИМ на Рисунке 4, очевидно, все еще нелинейна, но значительно меньше. Но, возможно, на более важное улучшение указывает красная кривая. В отличие от предыдущего снижения разрешения на левом конце кривой до 67 мВ на младший бит ШИМ (до всего лишь 6 бит), теперь оно улучшилось до 21 мВ, или до 7.7 бит.

Это называется «решение проблемы»? Ну, очевидно, что 7.7 бит лучше, чем 6 бит, но это все равно не 8 бит, поэтому восстановление разрешения не идеально. Кроме того, моя произвольная перестановка соотношений сопротивлений $R1$ почти наверняка негативно скажется на впечатляющем ослаблении пульсаций, упомянутом в оригинальной статье Кристофера Пола. Усиление контура регулирования на средних частотах также

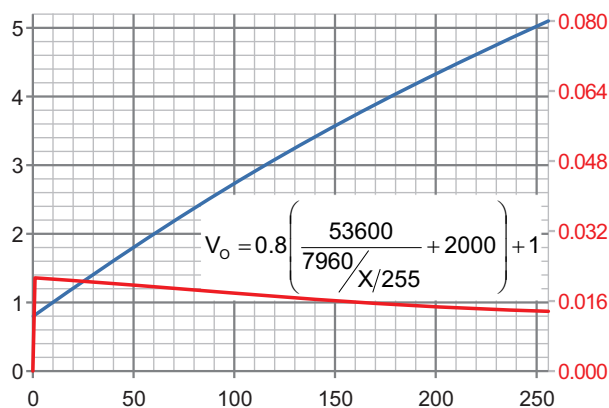


Рисунок 4. Влияние увеличения сопротивления $R1_A$ до 80% от $R1_{ABC}$. Левая ось (синяя кривая) – напряжение V_O . Правая ось (красная кривая) – приращение напряжения V_O на один бит приращения ШИМ.

может пострадать из-за большей нагрузки на $C2$ и $R2$, вызванной уменьшением сопротивления $R1_C$. Это может привести к возможному ухудшению переходной характеристики и подавления шума. Возможно, для смягчения этого эффекта можно было бы увеличить емкость $C2$.

Тем не менее, было бы справедливо назвать это началом решения проблемы нелинейности, лежащей за пределами возможностей программных средств. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Обобщенные формулы проектирования ШИМ-интерфейса понижающего регулятора](#)
2. Christopher Paul. [Снижение пульсаций в регуляторах напряжения, вносимых ШИМ-контроллерами](#)

Схема кнопки с фиксацией включения-выключения

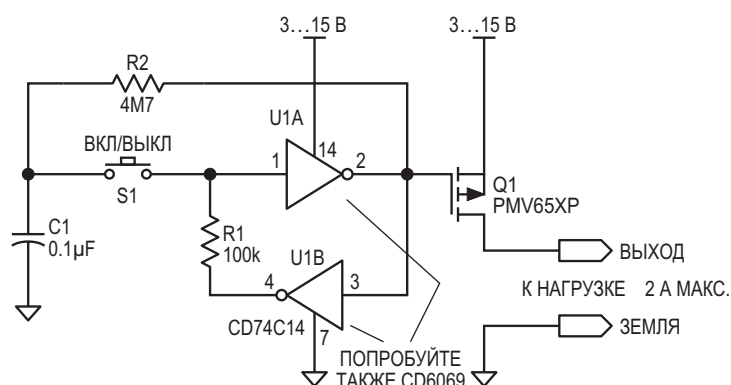
David A. Johnson

Часто требуется включать и выключать питание устройства с помощью одной кнопки. Представленная ниже схема выполняет эту логическую функцию, используя всего несколько компонентов, и может работать от источников постоянного напряжения от +3 В до 15 В. В ней используются два элемента из микросхемы 74C14 или CD4069, содержащих по шесть инверторов. Каждое нажатие кнопки переключает схему между двумя логическими состояниями ВКЛ и ВЫКЛ. Логический

выход подключен к р-канальному полевому транзистору PMV65XP. Этот компонент должен быть способен выдерживать ток до 2 А. Входы всех неиспользуемых устройств в корпусе микросхемы следует подключить либо к шине питания, либо к земле. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Nexperia 74HC14D](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4069UB](#)
3. [Datasheet NXP PMV65XP](#)





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!