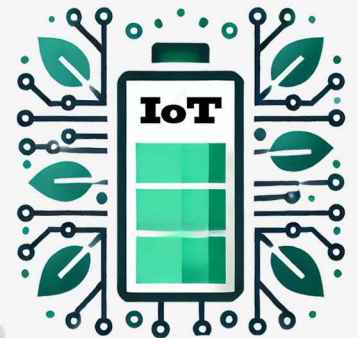
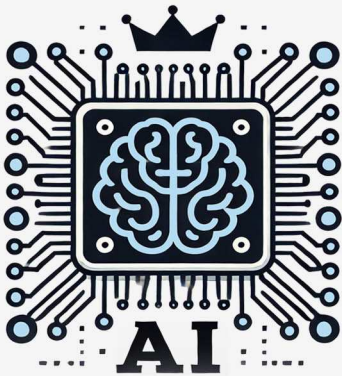
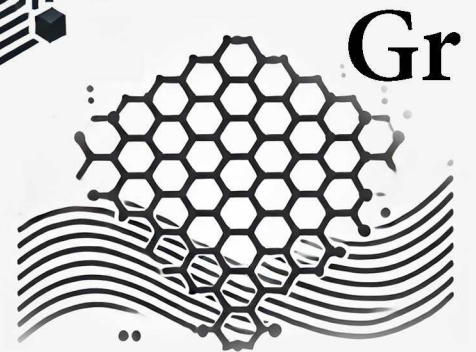
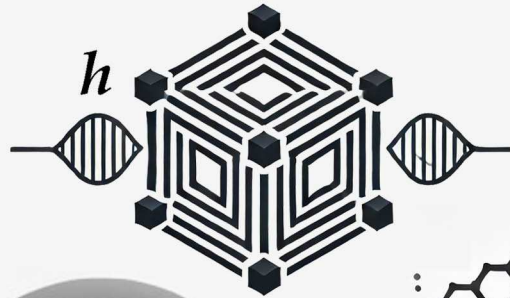
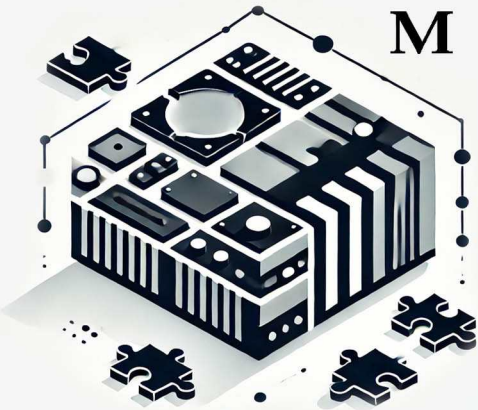




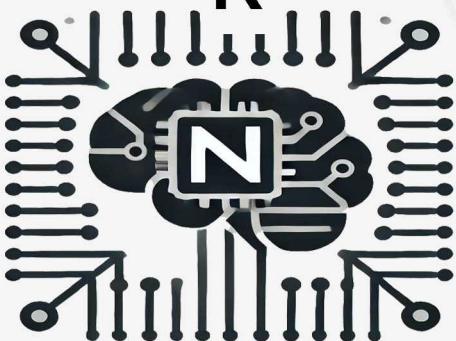
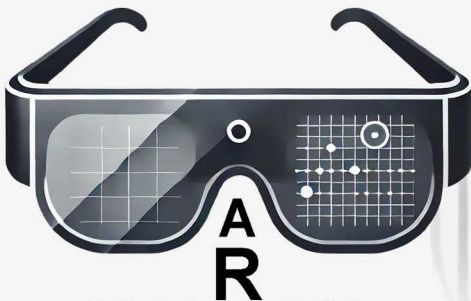
РАДИОЛОЦМАН

НОЯБРЬ-ДЕКАБРЬ 2024 (135)



rlocman.ru

Pr+ ♥ ⚖ Dt+/Fr+



2025

Что год грядущий нам готовит?



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!**





Ноябрь-Декабрь 2024 (135)

Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

Обложка:
С. Муратчаев

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

При любом использовании
материалов, опубликованных в
журнале, ссылка на РадиоЛоц-
ман обязательна. Полное или
частичное воспроизведение или
тиражирование каким бы то ни
было способом материалов
настоящего издания допускает-
ся только с письменного разре-
шения редакции.

Мнения авторов не всегда
отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 «Рудирон»: новая платформа для обучения робототехнике на базе микроконтроллера «Миландр»
- 4 Второй радиолокатор с синтезированной апертурой «Росэлектроники» выведен на околоземную орбиту
- 5 Пассивный компонент упрощает интеграцию антенны IoT с поддержкой трех радиоканалов
- 6 Espressif выпустила крошечный модуль ESP32-H2-WROOM-07 для Bluetooth LE, Thread и многого другого
- 7 Умное кольцо Sber: Сбер вышел в категорию носимой электроники
- 8 Первая партия микроконтроллеров K1946BK035 в пластиковых корпусах готова к отгрузке
- 10 1700-вольтовая GaN микросхема импульсного источника питания компании Power Integrations устанавливает новый стандарт для технологии нитрида галлия
- 11 Aaronia демонстрирует USB-анализаторы спектра реального времени с возможностью подключения волноводов

Статьи

- 12 Как контролировать свои импульсы. Часть 1 – Дельта-функция
- 18 Как контролировать свои импульсы. Часть 2 – Ступенчатая функция
- 23 Вспоминая Джона Б. Гуденафа, изобретателя литий-ионного аккумулятора
- 26 Простой генератор из 5 компонентов работает при напряжении ниже 0.8 В
- 28 Раскрытие возможностей программируемой логики
- 31 Схема вычисляет первую производную
- 32 Фантомное питание микрофона – разум вне физического тела
- 34 Преимущества топологии с двумя ключами в прямо- и обратных преобразователях
- 38 Видеоманитрофон: от скромного начала до постепенного исчезновения
- 42 Зачем нужен сдвиг уровня в понижающе-повышающих схемах
- 44 Реализация цифрового фильтра нижних частот на 8-битном микроконтроллере
- 46 Драйвер верхнего плеча питает IGBT и MOSFET
- 48 Что такое LVGL и как она работает во встраиваемых системах

Схемы

- 50 Полностью аналоговая электронная игральная кость
- 54 Алгоритм управления «Половина и Половина» умиротворяет выбросы и звон пьезопривода
- 57 Беруши под рукой? Давайте пошумим!
- 63 RS-232 встречается с преобразователем напряжение-частота
- 64 Индикатор МЭЛТ с параллельным интерфейсом – это просто
- 69 Простейший электронный аналог игровой кости
- 72 Бистабильные силовые ключи
- 76 Отрицательная постоянная времени и ШИМ программируют универсальную входную цепь АЦП
- 78 Карманный генератор белого шума для быстрой проверки отклика схемы на сигнал
- 85 Селектор гармоник из периодических сигналов произвольной формы – умножитель частоты
- 88 Простая схема тестирования витых пар кабелей
- 90 Дребезг контактов под микроскопом
- 93 С дополнительной схемой транзисторы образуют источник тока с нулевым дрейфом
- 96 Преобразователи «Напряжение – КЗИ» и «Напряжение – частота» на микросхеме 222
- 99 Маломощная схема ШИМ – простая и недорогая
- 102 Схема датчика температуры обеспечивает V-образную характеристику выходного сигнала
- 104 Мощный ШИМ ЦАП с выходным током 1.5 А на основе микросхемы LM337
- 107 НЧ фильтры с перестройкой одним потенциометром
- 112 Инкубатор для теста на основе сигнала ΔV_{BE}
- 115 Устранение щелчков при отключении звука в аудио с несимметричным выходом
- 117 Расширение диапазона выходных напряжений повышающего преобразователя
- 119 Синтез точных биполярных реостатов на основе цифровых потенциометров
- 122 Самодельный инфракрасный сигнализатор утечки бытового газа
- 125 Симметричный источник питания 10 В, 1.5 А, программируемый сигналом ШИМ
- 128 Самодельный туманообразователь
- 133 Отрегулируйте размер и знак температурного коэффициента

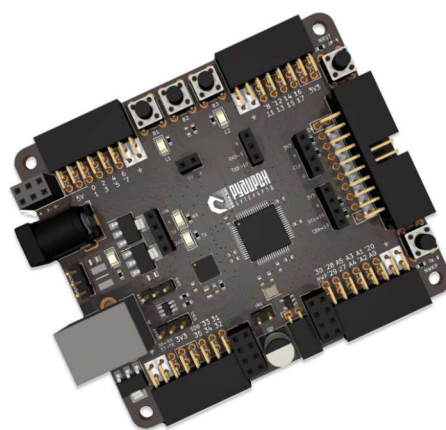
«Рудирон»: новая платформа для обучения робототехнике на базе микроконтроллера «Миландр»

На выставке-форуме "Электроника России" Юрий Денисов, руководитель отдела разработки робототехники компании «Аквариус», поднял важную тему подготовки кадров для промышленности. В качестве альтернативы традиционному обучению на базе готовых конструкторов Лего и Ардуино была представлена платформа «Рудирон» – отечественный программно-аппаратный комплекс, основанный на микроконтроллере компании «Миландр».



«Рудирон» предназначен для обучения и работы с электроникой и робототехникой», – отметил Юрий Денисов.

В ходе демонстрации он рассказал о широких возможностях применения «Руди-



рон» в образовательных учреждениях и на предприятиях:

- Школы: уроки информатики, электроники и робототехники, а также организация олимпиад и конкурсов.
- Колледжи/вуз: обучение схемотехнике, программированию и отладке цифровых устройств, реализация студенческих проектов.
- Предприятия: промышленное применение контроллера в робототехнике, системах мониторинга, IoT и других сферах.

Контроллер «Рудирон» имеет первую категорию в реестре Минпромторга, что подтверждает его высокое качество и надежность.

Второй радиолокатор с синтезированной апертурой «Росэлектроники» выведен на околоземную орбиту

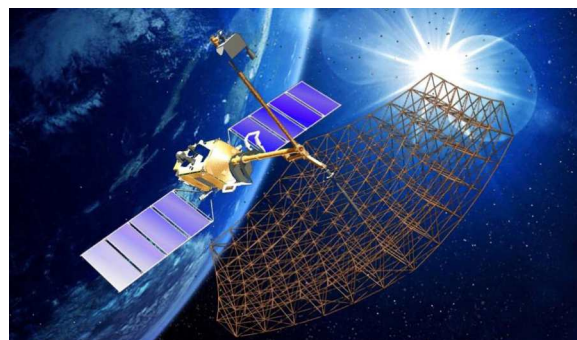
Специалисты холдинга «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех и НПО Машиностроения начали эксплуатацию второго радиолокатора с синтезированной апертурой «Кондор-ФКА». Он предназначен для дистанционного зондирования поверхности Земли и Мирового океана. Аппаратура позволяет делать снимки высокого разрешения для использования в целом ряде отраслей экономики, в том числе при прокладке маршрутов по Северному морскому пути, а также для экомониторинга.



Аппарат «Кондор-ФКА» № 2 был успешно выведен на околоземную орбиту ракетой-носителем «Союз-2.1а» с космодрома Восточный в Амурской области.

В состав аппаратуры спутника входит радиолокатор с синтезированной апертурой, разработанный входящим в «Росэлектронику» Концерном «Вега». Локатор предназначен для получения радиолокационных изображений высокого и среднего разрешения. Прибор оснащен легкой зеркальной антенной зонтичного типа и обеспечивает всепогодное круглосуточное наблюдение в полосе земной поверхности, параллельной трассе полета космического аппарата.

«Это уже второй по счету аппарат «Кондор-ФКА», успешно выведенный на орбиту и приступивший к работе. Увеличение количества наших радиолокаторов в космосе будет способствовать повышению качества зондирования земной поверхности и росту эффек-



тивности выполнения задач, требующих использования снимков, генерируемых нашим аппаратом», – отметил советник генерального директора по космической и авиационной тематике Концерна «Вега» Леонид Лаврентович.

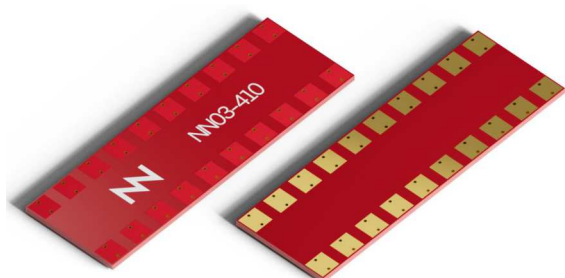
Созданный Концерном «Вега» космический аппарат «Кондор-ФКА» № 1 запустили в космос в 2023 году. Оборудование продолжает функционировать в штатном режиме.

Пассивный компонент упрощает интеграцию антенны IoT с поддержкой трех радиоканалов

Jean-Pierre Joosting

eeNews Europe

Компания Ignion анонсировала уникальный трехпортовый компонент виртуальной антенны, поддерживающий три диапазона, – сотовую связь, ГНСС и Wi-Fi/BLE.



Пассивный компонент для поверхностного монтажа, называемый OMNIA mXTEND, превращает земляной слой печатной платы в высокоэффективный излучающий элемент,

который может работать в диапазоне частот от 400 МГц до 8000 МГц, что позволяет производителям устройств выбирать необходимые радиодиапазоны без необходимости изменения размеров.

По сравнению с тремя независимыми антеннами OMNIA mXTEND предоставляет дополнительные степени свободы, не требуя индивидуального подхода к размещению антенны и обеспечивая превосходную дальность связи на разных частотах, что также позволяет использовать ее для приложений удаленного мониторинга.

Усовершенствованная многоблочная конструкция минимизирует загрузку радиоканалов, улучшая характеристики, уменьшая количество компонентов цепей согласования и упрощая сертификацию – решающий фактор для устройств Интернета вещей, где важен каждый дБ.

Результаты измерений на оценочной плате показывают, что средний КПД устройства OMNIA mXTEND составляет более 55% в диапазоне от 790 МГц до 960 МГц (сотовая связь), более 75% в диапазоне 1.561 МГц – 1.606 МГц (ГНСС) и более 65% в диапазоне от 2.400 МГц до 2.500 МГц (Wi-Fi/BLE). Пиковые значения усиления для этих диапазонов частот составляют 0.9 дБи, 4.0 дБи и 3.5 дБи, соответственно, при соответствующих максимальных значениях КСВН 2.61:1, 1.5:1 и 2.0:1.

Благодаря простоте подключения OMNIA mXTEND устанавливает новый стандарт для конструкций IoT, снижая необходимость в сложных радиочастотных настройках, и ускоряет вывод на рынок мультистандартных проектов. Идеально подходя для таких приложений, как отслеживание активов, автомобильная телематика, интеллектуальные приборы учета и промышленный IoT, OMNIA обеспечивает бесперебойное подключение при сокращении расхода материалов, способствуя улучшению характеристик и экологичности.

При разработке OMNIA mXTEND компания Ignion сотрудничала с Nuvathings, чтобы



интегрировать этот трехпортовый антенный компонент в регистратор данных HELIUS-TSL, – ключевое устройство в интеллектуальных сельскохозяйственных приложениях. Благодаря поддержке NB-IoT, LTE-M, ГНСС и Bluetooth, даталоггер позволяет в режиме реального времени отслеживать важнейшие показатели почвы, включая влажность, pH и уровень питательных веществ. Эта бесшовная мультирадиосвязь позволяет фермерам точно регулировать полив, управлять качеством почвы и повышать урожайность, сводя к минимуму использование воды и удобрений.

Espressif выпустила крошечный модуль ESP32-H2-WROOM-07 для Bluetooth LE, Thread и многого другого

Gareth Halfacree

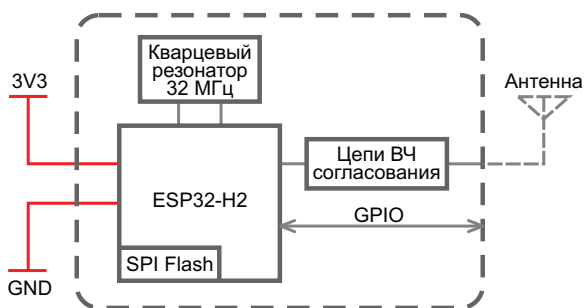
hackster.io

Компания Espressif выпустила два новых модуля ESP32-H2 Bluetooth Low Energy (BLE) и IEEE 802.15.4, предназначенных для Интернета вещей (IoT): ESP32-H2-WROOM-07-H2 и ESP32-H2-WROOM-07-H4 с двумя и четырьмя мегабайтами флеш-памяти, соответственно.



«ESP32-H2-WROOM-07 – это мощный, универсальный комбинированный модуль Bluetooth Low Energy и IEEE 802.15.4 с богатым набором периферийных устройств, – заявляет Espressif о своей новейшей разработке микроконтроллера и радиомодуля. – Этот модуль – идеальный выбор для широкого спектра сценариев применения, связанных с Интернетом вещей, таких как встраиваемые системы, умный дом, носимая электроника и т. д.»

Крошечный модуль на который обратил внимание Linux Gizmos, имеет размеры всего 8.5×12.7×2.6 мм и, по общему признанию, по сравнению с некоторыми другими моделями Espressif, ему немного не хватает количества



контактов ввода/вывода общего назначения (GPIO) – их всего три. Он управляется встроенной системой на кристалле ESP32-H2 с одним 32-битным ядром микроконтроллера RISC-V, работающим на частоте до 96 МГц и имеющим 320 КБ статической оперативной памяти, 4 КБ маломощной оперативной памяти и 128 КБ встроенной флэш-памяти, а также, в зависимости от модели, либо 2 МБ, либо 4 МБ встроенной флэш-памяти SPI, размещенной вне кристалла микроконтроллера.

Интегрированный радиомодуль поддерживает протоколы Bluetooth 5.3 Low Energy (BLE), включая Bluetooth Mesh, и IEEE 802.15.4, включая Zigbee, Thread и Matter. Однако для использования радио требуется внешняя антенна, которая не входит в комплект поставки модуля, а несколько необычная конструкция модуля позволяет устанавливать его как вертикально, так и горизонтально, что дает возможность уменьшить занимаемую площадь.

Техническое описание ESP32-H2-WROOM-07 теперь доступно для скачивания в формате PDF с сайта Espressif; компания принимает заказы на модули по цене \$2.13 за версию 2 МБ и \$2.17 за версию 4 МБ соответственно, без учета стоимости доставки в своем официальном магазине AliExpress.

Компания Espressif выпустила модуль ESP32-H2-WROOM-07 стоимостью менее \$2.20, совместимый с Matter.

Умное кольцо Sber. Сбер вышел в категорию носимой электроники

Это первое российское смарт-кольцо, которое отслеживает и анализирует жизненно важные показатели организма человека

На международной конференции AI Journey Сбер представил новое носимое устройство – умное кольцо Sber, которое поможет пользователю изменить образ жизни таким образом, чтобы надолго сохранить здоровье и продуктивность. За разработку носимого девайса отвечает команда компании-партнёра Сбера SberDevices.

Отличительная особенность устройства – интеграция искусственного интеллекта от

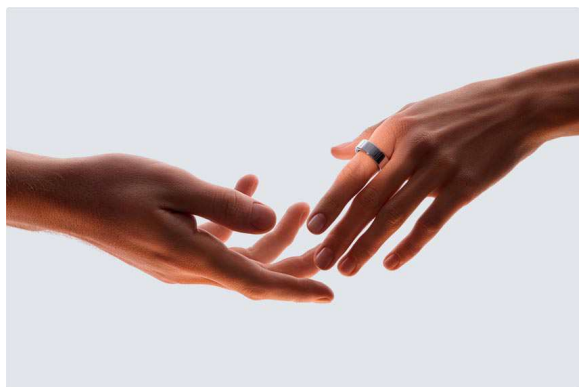
Сбера – нейросетевой модели GigaChat MAX. Нейросеть может вести содержательный диалог с владельцем кольца и давать ему персональные советы, опираясь на глубинные знания в различных экспертных областях, в том числе связанных с медициной.

Умное кольцо как воплощение стратегии Сбер

Главная идея стратегии компании – человекоцентричность. Создавая новые продукты и сервисы, Сбер стремится дать новый полезный опыт пользователям, обеспечить их безопасность и комфорт. Умное кольцо Sber становится воплощением этой стратегии как самый персонализированный и внимательный личный AI-помощник.

Инновационный дизайн

Разработчики выбрали форм-фактор кольца, так как именно это носимое устройство



отличается высокой точностью сбора данных. Кольцо обеспечивает наиболее плотное прилегание к коже, в сравнении с часами или браслетами; именно на пальцах сосуды расположены ближе всего к коже. Кроме того, кольцо комфортно в носке и не мешает во время сна. При создании девайса использовались сверхпрочные, износостойкие и гипоаллергенные материалы. Умное кольцо Sber весит 5 граммов, работает до 7 дней без подзарядки и доступно в нескольких цветовых решениях: матовый серый и матовый чёрный, серый или чёрный хром.



Принцип работы

Датчики кольца фиксируют все базовые параметры: частоту сердечных сокращений, температуру, сатурацию, движение. А встроенные алгоритмы анализируют их и интерпретируют в виде ключевых показателей: ресурса организма, качества сна, уровня стресса и активности.

Разработчики умного кольца Sber предлагают ориентироваться в первую очередь на такие ключевые метрики, как качество сна и ресурс. Сон в алгоритмической системе

девайса выступает важнейшим из показателей, влияющих на здоровье и качество жизни. А ресурс становится совокупной интерпретацией всех показателей, которая оценивает способность организма восстанавливаться после нагрузок, быть продуктивным и устойчивым к стрессам. Владелец умного кольца Sber получает развёрнутую информацию о состоянии своего организма в удобном мобильном приложении, а искусственный интеллект GigaChat MAX может давать персонализированные рекомендации для коррекции образа жизни и улучшения самочувствия.

Научный подход и технологии

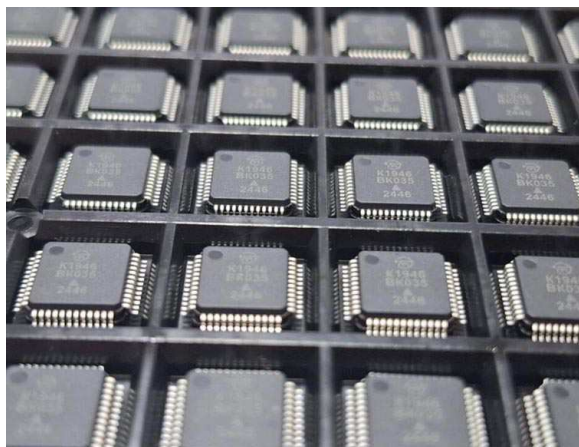
Для разработки алгоритмов было проведено более сотни исследований на профессиональном медицинском оборудовании с участием ведущих экспертов в сомнологии и физиологии. В результате, например, компактные датчики кольца в связке с алгоритмами измеряют продолжительность и качество сна с той достоверностью, на которую можно ориентироваться при коррекции образа жизни. Искусственный интеллект GigaChat, лежащий в основе рекомендательной системы умного кольца, был дообучен на медицинских данных и в 2024 году сдал экзамен по специальности «Лечебное дело». Результат – владелец устройства получает корректную информацию о состоянии своего организма и на её основе может менять свои привычки и режим, чтобы увеличивать ресурс, быть здоровым и продуктивным.

Умное кольцо Sber станет доступно к покупке в начале 2025 года. Узнать в числе первых об открытии продаж можно, подписавшись на специальную рассылку на сайте производителя.

Первая партия микроконтроллеров K1946BK035 в пластиковых корпусах готова к отгрузке

На российском рынке миниатюрный микроконтроллер 1921BK035 разработки и производства воронежского НИИ электронной техники (АО «НИИЭТ», входит в Группу компаний «Элемент») уже приобрел определенную популярность. Он нашел применение в

системах управления питанием электротранспорта, в бортовой аппаратуре, в том числе в составе авионики современных российских гражданских самолетов, в устройствах управления робототехническими системами и другой аппаратуре. На его базе дизайн-



центром «Восток» была создана программно-аппаратная платформа быстрой разработки электронных устройств Vostok UNO-VN035, pin-to-pin совместимая с существующими платами расширения для платформы Arduino UNO.

Недавно АО «НИИЭТ» анонсировало вывод на рынок аналогичной микросхемы с идентичным кристаллом, но выполненной в пластиковом корпусе. Ожидалось, что в таком исполнении микроконтроллер, получивший обозначение K1946BK035, станет существенно дешевле своего металлокерамического «брата» и, как следствие, будет доступен более широкому кругу потребителей.

Сейчас можно сказать, что эти ожидания оправдались. НИИЭТ выпустил первую партию микроконтроллеров K1946BK035, причем цена ИМС в партии составила 850 руб. без НДС, что ниже цены ИМС в металлокерамическом корпусе практически на порядок.

«Микроконтроллеры K1946BK035 уже доступны для закупки. Мы также работаем над тем, чтобы у потребителей появилась возможность покупать эти микросхемы в розницу в популярных сетях магазинов электронных компонентов, – рассказывает коммерческий директор АО «НИИЭТ». – Кроме того, мы дорабатываем отладочный комплект для данного микроконтроллера, который тоже в скором времени поступит в продажу. Это позволит разработчикам электронной аппаратуры быстрее внедрять наш новый микроконтроллер в свои проекты».

ИМС K1946BK035 благодаря доступной цене, которую удалось достичь за счет применения полимерного корпуса, станет отличным решением для бытовой электро-

нной аппаратуры, промышленной электроники, робототехники и множества других областей. Микроконтроллер собирается на новой площадке АО «НИИЭТ» по корпусированию электронных компонентов в пластик, запущенной в сентябре этого года. На данном производстве будут собираться и другие изделия в корпусах QFP, QFN, SOT, SOIC и TO, в том числе ультранизкопотребляющий микроконтроллер K1921BG015, СВЧ- и силовые нитрид галлиевые транзисторы разработки АО «НИИЭТ», а также компоненты других предприятий ГК «Элемент» и сторонних заказчиков. Проектная мощность сборочной линии составляет 10 млн изделий в год.

«Сейчас в производстве находится еще 20 тыс. ИМС K1946BK035, – сообщает коммерческий директор института. – Исходя из текущих запросов и наших планов, этого количества хватит примерно на квартал. Уже сейчас мы планируем дальнейшие запуски, рассчитываем расход комплектующих, чтобы обеспечить планомерные поставки данных микроконтроллеров нашим заказчикам и в будущем. Так что эти ИМС можно смело закладывать в свои новые разработки».

Напомним, что K1946BK035 представляет собой одноядерный 32-разрядный RISC-микроконтроллер, обладающий широким функционалом (выпускается в корпусе LQFP-48 размером 9 × 9 мм).

Разнообразные встроенные интерфейсы и модули (два интерфейса UART, два I²C, интерфейсы SPI, CAN с двумя портами ввода-вывода, четырехканальный 12-разрядный АЦП, четыре 32-разрядных таймера, три двухканальных модуля ШИМ, импульсный квадратный декодер для обработки сигналов датчиков положения ротора, три блока захвата) позволяют в том числе осуществлять управление электроприводами и другими электрическими системами. Среди областей применения микроконтроллера – различные системы управления, средства связи, наблюдения, безопасности, автоматизации производства, медицинская, железнодорожная техника, энергетика и др.

Микроконтроллер работает на тактовой частоте 100 МГц. В нем реализованы блок вычислений с плавающей запятой и поддержка DSP-инструкций. ОЗУ микроконтроллера

имеет объем 16 Кбайт, флеш-память программ – 64 Кбайт плюс 4 Кбайт загрузочной памяти. Также в ИМС реализованы режим Powerdown системных блоков и сторожевой таймер.

Кроме того, что K1946BK035 включен в Реестр российской промышленной продукции согласно постановлению Правительства

РФ от 17 июля 2015 года № 719. «Совокупность функциональных возможностей, технических параметров, доступности, низкой цены и наличия в реестре делает микроконтроллер K1946BK035 действительно уникальным. Других таких изделий на нашем рынке нет», – подводит итог коммерческий директор АО «НИИЭТ».

1700-вольтовая GaN микросхема импульсного источника питания компании Power Integrations устанавливает новый стандарт для технологии нитрида галлия

Компания Power Integrations представила новую микросхему своего семейства InnoMux-2 – однокаскадных, независимо регулируемых многовыходных автономных источников питания. Новое устройство (IMX2353F) содержит первый в отрасли 1700-вольтовый нитрид-галлиевый коммутатор, изготавливаемый с использованием фирменной технологии PowiGaN. Номинальное напряжение 1700 В еще больше повышает уровень современных силовых GaN-устройств, ранее установленный Power Integrations выпуском в 2023 году микросхем на 900 В и 1250 В. 1700-вольтовая микросхема InnoMux-2 в обратноходовой конфигурации легко поддерживает номинальное входное напряжение 1000 В постоянного тока и достигает КПД более 90 процентов в приложениях, требующих одного, двух или трех напряжений питания. Каждый выход стабилизируется с точностью до одного процента, что позволяет отказаться от дополнительных пострегуляторов и повысить КПД системы примерно на десять процентов. Новое устройство заменяет дорогостоящие карбидо-кремниевые (SiC) транзисторы в приложениях источников питания, таких как автомобильные зарядные устройства, солнечные инверторы, трехфазные счетчики и разнообразные промышленные системы питания.

Раду Барсан (Radu Barsan), вице-президент по технологиям компании Power Integrations, сказал: «Быстрые темпы разработки



GaN позволили нам менее чем за два года первыми в мире получить три номинальных напряжения: 900 В, 1250 В и теперь 1700 В. Напряжение 1700 В в наших новых микросхемах InnoMux-2 сочетается с тремя другими последними инновациями: независимой, точной, многовыходной стабилизацией. Наша технология FluxLink цифровой изоляции со стабилизацией на вторичной стороне и коммутация при нулевом напряжении без активного ограничения практически исключают потери при переключении».

«Номинальное напряжение 1700 В значительно выше, чем у любого другого известного нам коммерчески доступного GaN транзистора с высокой подвижностью электронов, – сказал Эзги Догмус (Ezgi Dogmus), менеджер по работе со сложными полупроводниковыми соединениями в Yole Group. – Рынок силовых GaN устройств к концу десятилетия должен достичь 2 миллиардов долларов, расширяясь в различных приложениях с потенциально привлекательными ценовыми преимуществами по сравнению с SiC».

Доступность и ресурсы

Цены на 1700-вольтовые микросхемы InnoMux-2 начинаются от \$4.90 в партии из

10,000 шт. Базовый проект RDR-1053, описывающий блок питания мощностью 60 Вт с двумя выходами (5 В и 24 В), можно бесплатно загрузить с веб-сайта Power Integrations.

Аарониа демонстрирует USB-анализаторы спектра реального времени с возможностью подключения волноводов

Jean-Pierre Joosting

eeNews Wireless

Компания Аарониа представила свои новейшие USB-анализаторы спектра реального времени для широкого спектра применений. SPECTRAN V6 Xplorer устанавливает новый рекорд, проводя измерения на частотах до 140 ГГц, и при этом обладает преимуществами недорогих USB-устройств.



SPECTRAN V6 Xplorer с полосой частот реального времени до 490 МГц и скоростью свипирования 3 ТГц/с является новым эталонным быстродействием. Оснащенные волноводными соединителями, анализаторы спектра позволяют проводить измерения в миллиметровом диапазоне волн, которые невозможны при использовании обычных кабелей.

Волноводы передают сигнал без искажений и потерь. Они менее восприимчивы к внешним возмущениям, таким как электромагнитные помехи, что важно в среде с большим количеством электрических устройств и радиосигналов. В результате сигнал остается чистым, а измерения анализатора спектра не искажаются.

Торстен Хмелус (Thorsten Chmielus), генеральный директор Аарониа AG, поясняет: «Мы разработали новое поколение SPECTRAN V6 с волноводной технологией. Устройства объединяют в себе лучшее из нескольких миров: скорость и гибкость USB-анализаторов спектра реального времени сочетаются с исключительно широкой полосой пропускания, скоростью свипирования и технологией передачи сигнала без искажений. Кроме того, модульная концепция позволяет каждому клиенту сконфигурировать SPECTRAN V6 в соответствии со своими потребностями».

Кроме того, Аарониа предлагает анализатор спектра SPECTRAN V6 5G, специально разработанный для измерений в оборудовании мобильной связи. Устройство также поддерживает профили WiGig 45 ГГц (802.11aj) и 60 ГГц (802.11ad/aj/ay), которые теперь включены в последнюю версию программной оболочки RTSA Suite PRO.

Как контролировать свои импульсы

Часть 1 – Дельта-функция

Nick Cornford

EDN

Принцип тестирования импульсной характеристики цепи прост: ударьте по ней резким импульсом и посмотрите, что произойдет. Как обычно, в Википедии есть статья, подробно описывающая этот процесс [1]. В ней отмечается, что идеальный импульс – единичный импульс, или дельта-функция Дирака [2] – имеет бесконечно большую высоту и бесконечно малую ширину с площадью под ним, равной единице, поэтому его бесконечно сложно сформировать, что, впрочем, и к лучшему, учитывая влияние, которое он будет оказывать на все – от защитных диодов до скоростей нарастания. К счастью, это всего лишь крайний случай нормального или гауссова распределения, или колоколообразной кривой, создать которую или, по крайней мере, эмулировать немного проще, и в этой статье показано, как.

В реальном мире лучшие испытательные импульсы получают от генераторов сигналов произвольной формы. Более старая технология основана на фильтрации узких прямоугольных импульсов, но если ширина импульса меняется, характеристики фильтра также должны изменяться, чтобы сохранить форму импульса. Подход, подробно описанный ниже, позволяет избежать этой проблемы путем формирования импульсов в виде косинуса, приподнятого на пьедестал (не путать с фильтром «приподнятый косинус»), которые

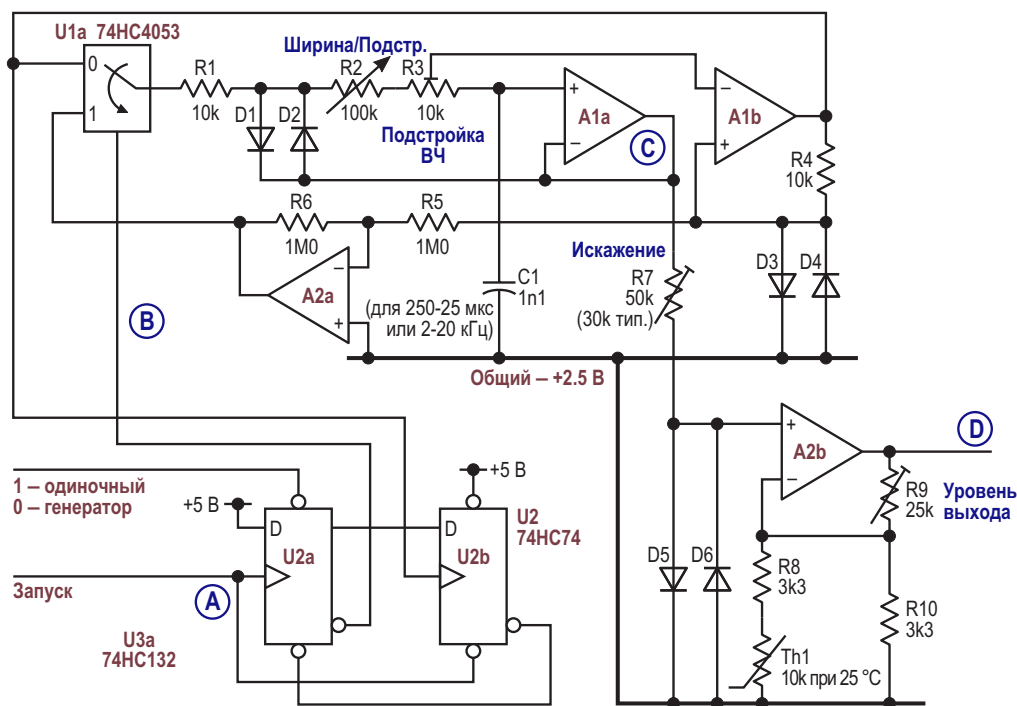
достаточно близки к идеалу, чтобы быть интересными. Но давайте будем честными: простых прямоугольных импульсов, слегка заторможенных, чтобы не иметь проблем со скоростью их нарастания, обычно вполне достаточно.

Создание наших импульсов

Мы создаем наши импульсы, взяв ядро генератора синусоиды на основе сглаженных треугольных импульсов [3] и добавив немного логики и стробирования, чтобы при запуске он вырабатывал одиночные импульсы, которые поднимаются от исходного уровня до своего пика, а затем снова спадают, следуя форме косинусоиды. Основные моменты показаны в схеме на Рисунке 1.

Как работает генератор

Ядро генератора почти идентично оригиналу, хотя после перерисовки выглядит по-другому. Его основа – интегратор с триггером Шмитта, где конденсатор C1 заряжается через резисторы R2 и R3 до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет положительного порога, определяемого диодом D3, и полярность выходного напряжения усилителя A1b меняется, вследствие чего C1 начинает разряжаться до отрицательного порога, задаваемого диодом D4. Диоды D1/D2 обеспечивают компенсационную обратную связь



Все ОУ типа МСР6022. Шины питания: 0 В/+5 В.
Подключение питания к микросхемам и блокировочные конденсаторы не показаны.
Все диоды типа 1N4148, подобранные в пары.

Рисунок 1. Простой генератор с некоторой дополнительной логикой при запуске вырабатывает одиночные импульсы.

для линейризации кривых заряда/разряда, одновременно компенсируя температурные изменения прямого напряжения диодов D3/D4 (и напряжения питания, хотя это нас здесь не должно волновать). Результирующие треугольные импульсы с выхода усилителя A1a через резистор R7 подаются на диоды D5/D6, которые преобразуют их в приемлемую (ко)синусоиду (общие гармонические искажения меньше 0.5%). Диодные пары должны быть подобраны по прямым напряжениям для поддержания симметрии и минимизации искажений четными гармониками. A2b усиливает сигнал на диодах D5/6 так, чтобы выходной импульс находился в границах шин питания, а термистор Th1 обеспечивает адекватную компенсацию изменений температуры.

Если бы выход усилителя A2a был подключен непосредственно к резистору R1, схема колебалась бы свободно (и мы позволим ей это позже), но сейчас нам нужно, чтобы она стартовала с самой низкой точки, совершила один полный цикл, а затем оставалась.

В состоянии покоя триггер U2a сброшен, а на выходе A1b высокий уровень, создающий положительное опорное напряжение на диоде D3. (Оно положительное относительно общей внутренней шины, на которой поддерживается половина напряжения питания). Это напряжение инвертируется усилителем A2a и через мультиплексор U1a подается на резистор R1, замыкая цепь отрицательной обратной связи, обеспечивающей стабилизацию на уровне отрицательного опорного напряжения. (Использование мультиплексора 74HC4053 в качестве U1 может показаться расточительством, но другие его секции пригодятся в Части 2).

Когда на вход D триггера U2a приходит импульс запуска (положительный перепад), состояние его выходов изменяется. В результате U1a подключает резистор R1 к выходу A1b (на котором все еще высокий уровень), начиная цикл формирования импульса; обратная связь теперь положительная. По завершении полного цикла уровень выхода A1b снова становится высоким, переключая триггер U2b и сбрасывая U2a, тем самым

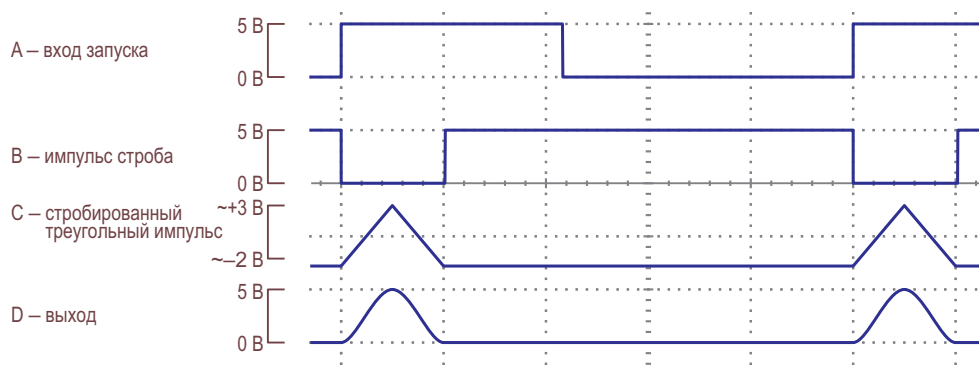


Рисунок 2. Осциллограммы некоторых сигналов из схемы на Рисунке 1.

останавливая цикл и возвращая схему в состояние покоя. Соответствующие осциллограммы показаны на Рисунке 2.

Сравнение приподнятых косинусов с идеальными импульсами в форме нормального распределения весьма поучительно, и на Рисунке 3 показаны оба. В то время как большие части кривых соответствуют друг другу, нижняя треть или около того не так хороша, хотя ее можно улучшить, добавив некоторые усложнения – но об этом позже.

Как упоминалось ранее, и как видно из схемы, схема работает как простой автоколебательный генератор, если работа триггера U2a запрещена путем блокировки его входа

запуска и подачи на вход установки низкого логического уровня, чтобы принудительно установить высокий уровень на выходе Q триггера. Теперь мультиплексор U1a подключает выход A1b к резистору R1, и схема колеблется свободно. Помимо того, что это полезная функция, это помогает нам в настройке.

Настройка генератора

Для получения наилучших результатов необходимо выполнить несколько настроек в режиме генератора.

1. Подстроечный резистор R3 должен быть установлен так, чтобы обеспечить равные амплитуды треугольных импульсов при максимальной и минимальной настройке потенциометра R2, иначе искажения будут меняться в зависимости от частоты (или ширины импульса). Установите R2 на максимум (самая низкая частота), а R3 на минимум (вправо по схеме), затем измерьте амплитуду на выходе A1. Теперь установите R2 на минимум и отрегулируйте R3 так, чтобы получить ту же амплитуду, что и раньше. (Спасибо Стиву Вудворду за лежащую в основе этого идею).
2. Подстроечный резистор R7 определяет величину сигнала, подаваемого на сглаживающие диоды D5/6 и, таким образом, уровень искажений. Предпочтительнее использовать БПФ осциллографа: отрегулируйте R7 так, чтобы минимизировать третью и пятую гармоники. (Седьмая остается практически постоянной). Если такой возможности нет, установите R7 в положение, при котором напряжение на диодах составляет ровно 2/3 от уровня треуголь-



Рисунок 3. Сравнение идеальной кривой нормального распределения и приподнятого косинуса – выходного сигнала схемы на Рисунке 1.

ного сигнала. В крайнем случае, можно использовать постоянный резистор 30 кОм, как это было в моей конструкции.

3. С помощью подстроечного резистора R9 установите уровень выходного сигнала. Импульсы должны иметь размах от шины до шины, только подрезая кончики остаточных пиков (которые в основном отвечают за эти седьмые гармоники). Не переусердствуйте, иначе начнут увеличиваться третья и пятая гармоники. Это зависит от используемых rail-to-rail операционных усилителей, по крайней мере, для A1b и A2b, и точности разделения шин, определяющей симметрию сигнала.

После настройки в режиме автоколебательного генератора схему можно использовать в качестве генератора с внешним запуском, в котором используются точно такие же настройки, так что каждый импульс будет представлять собой один цикл косинусоиды, смещенный на половину своей амплитуды.

Схема на Рисунке 1 дает представление о конструкции, которая будет подробно описана в Части 2. В качестве операционных усилителей используются микросхемы MCP6022,

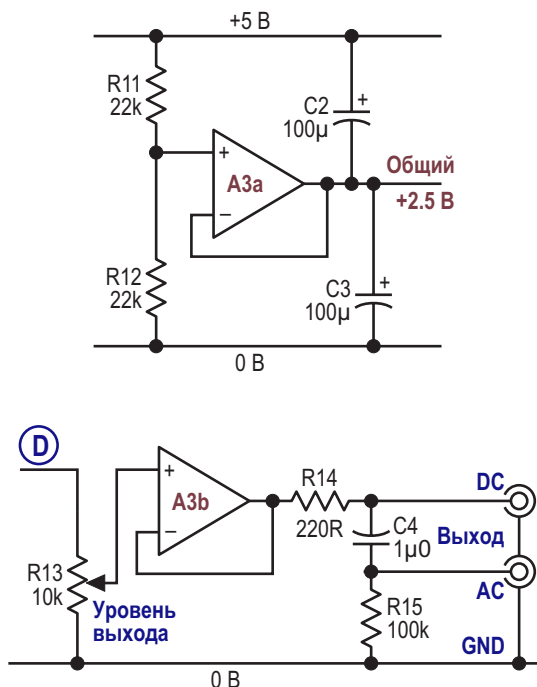


Рисунок 4. Простая схема для получения «общей» виртуальной земли 2.5 В, а также регулятор выходного уровня и буфер с выходами как для постоянной, так и для переменной составляющих сигнала.

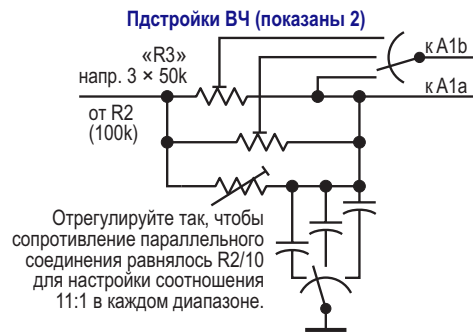


Рисунок 5. Для использования в нескольких диапазонах времязадающий конденсатор C1 должен коммутироваться. Для подстройки высокочастотного отклика в каждом диапазоне сопротивление резистора R3 также должно изменяться.

которые представляют собой сдвоенные 5-вольтовые КМОП устройства с rail-to-rail входами и выходами и входными смещениями менее 500 мкВ. Напряжение питания составляет 5 В, средняя «общая» шина создается другим операционным усилителем, используемым в качестве источника виртуальной земли, который показан на Рисунке 4 вместе с подходящим выходным буфером.

Конденсатор C1 можно коммутировать для получения нескольких диапазонов, что позволяет использовать схему от частот более 20 кГц (для импульсов длительностью 25 мкс, измеренной по половине их уровня) до сколь угодно низких частот. Тогда необходимо также коммутировать подстроечный резистор R3; см. версию с тремя диапазонами на Рисунке 5. (Самый низкочастотный диапазон, вероятно, не потребует подстройки ВЧ). Хотя параметры треугольных импульсов хороши до частоты порядка 1 МГц, емкость сглаживающих диодов начинает вносить искажения в форму сигналов задолго до этого, по крайней мере, при использовании диодов 1N4148 или подобных им.

Улучшение формы импульса

Теперь о дополнительных сложностях, связанных с улучшением формы импульса. Грубо говоря, верхняя половина желаемого импульса выглядит (ко)синусоидальной, а нижняя – более экспоненциальной, и, если мы хотим добиться лучшего соответствия, эту часть нужно сгладить еще больше. Мы

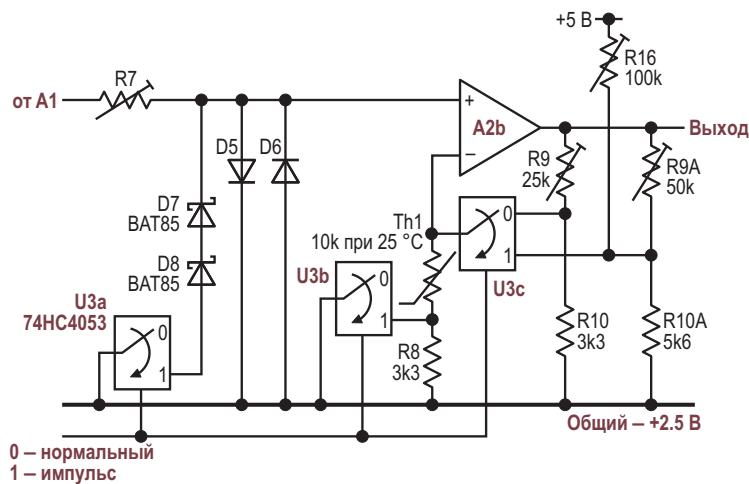


Рисунок 6. Подключение к D6 пары диодов Шоттки обеспечивает лучшее соответствие желаемой форме кривой, хотя усиление и смещение требуют регулировки.

можем сделать это, подключив параллельно диоду D6 последовательную пару диодов Шоттки D7 и D8. Возникающая при этом асимметрия формы сигнала нуждается в коррекции, что требует несколько большего усиления и другой температурной компенсации в буферном каскаде A2b. Эти изменения показаны на Рисунке 6.

В этом режиме резистор R16 устанавливает смещение, а R9A – коэффициент усиления. Три мультиплексора микросхемы U3 будут:

- Подключать к схеме диоды Шоттки D7/8.
- Выбирать компоненты, определяющие усиление и смещение, в соответствии с режимом.
- Закорачивать резистор R8, чтобы подключить термистор непосредственно параллельно резистору R12 и оптимизировать температурную компенсацию нижней половины импульса.



Рисунок 7. Улучшенная форма импульса, полученная за счет добавлений, показанных на Рисунке 6.

На Рисунке 7 показана форма измененного импульса. Другие диоды или их комбинации могли бы улучшить результат, но и этот вариант кажется достаточно близким к желаемому.

Чтобы настроить это, отрегулируйте подстроечные резисторы R16 и R9A (которые влияют друг на друга; извините за это) так, чтобы нижняя часть импульса была на уровне 0 В, а пики чуть меньше 5 В. Поскольку верхняя и нижняя половины каждого импульса зависят от разных диодов, их температурные коэффициенты будут немного отличаться. Базовая уровень 0 В теперь стабилен, но высота пика будет немного увеличиваться с температурой.

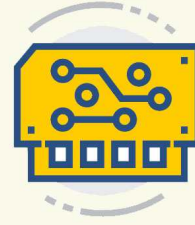
Продолжение следует...

К настоящему моменту мы, вероятно, уже прошли ту точку, когда проще, дешевле и точнее будет взять микроконтроллер (Arduino? Raspberry Pi?) и добавить ЦАП (или просто использовать выход ШИМ на этих низких частотах), оснастить его таблицами соответствия (вероятно, рассчитанными и отформатированными с помощью Python, как опорные кривые на рисунках в этой статье), а затем озаботиться тем, как получить безразрывное управление частотой повторения и шириной импульсов. Или даже просто купить дешевый генератор сигналов произвольной формы, что является обманом, хотя и практично.

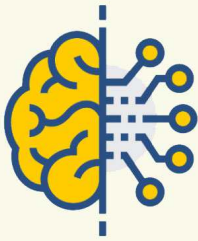
Но это уже совсем другая забава, а мы еще не закончили со своим подходом. В Части 2



Радиодетали



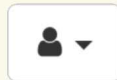
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

будет показано, что еще можно добавить, чтобы мы также могли формировать хорошо работающие ступенчатые функции. **PL**

Ссылки

1. [Импульсная переходная функция](#)
2. [Дельта-функция](#)

3. Nick Cornford. [Сглаженные треугольные импульсы: синусоиды, но с зубцами?](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4053](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC74](#)
3. [Datasheet Microchip MCP6022](#)

Как контролировать свои импульсы

Часть 2 – Ступенчатая функция

Nick Cornford

EDN

В первой части этой статьи [1] мы рассмотрели, как управлять генератором для формирования хорошо работающих импульсов. Теперь мы узнаем, как распространить эту идею на получение хорошо работающих ступенчатых функций или хорошо сглаженных прямоугольных импульсов.

Идеалом, к которому мы здесь будем стремиться, является функция Хевисайда или единичная ступенчатая функция [2], которая имеет значения 0 или 1 с бесконечно резким переходом между ними. Подобно тому, как дельта-импульс Дирака, с которым мы познакомились в Части 1, является предельным

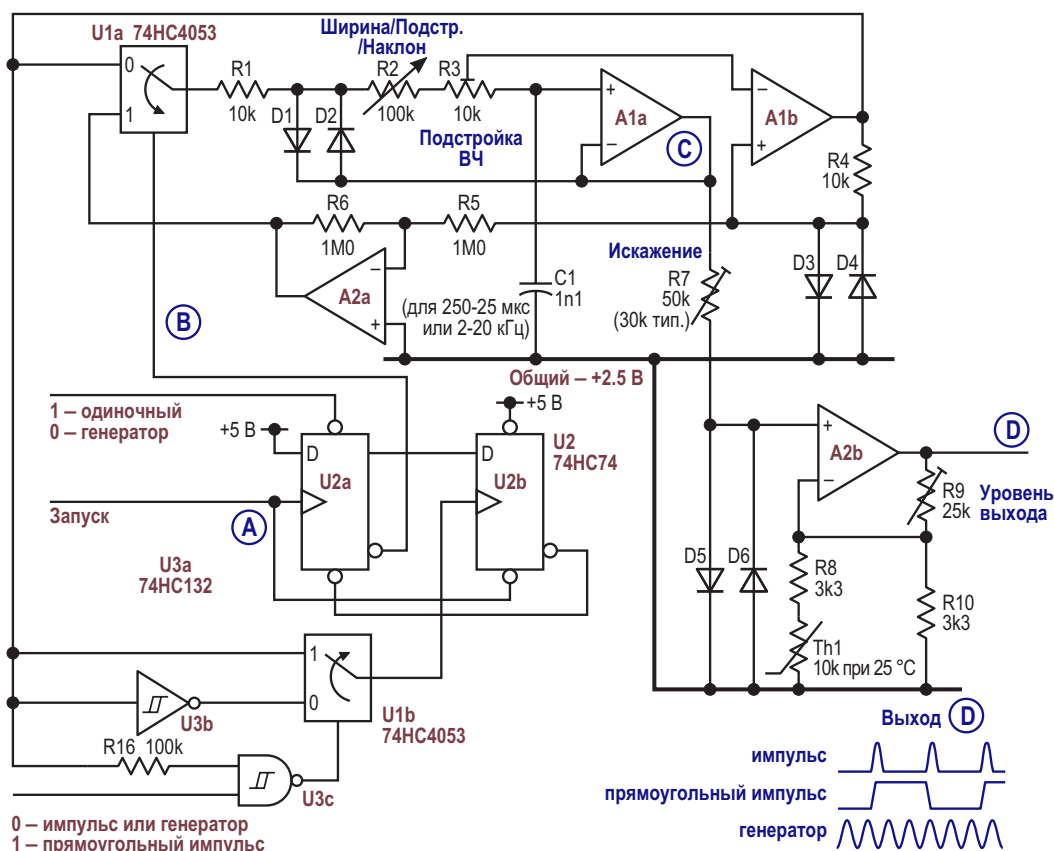


Рисунок 1. Дополнительная логика, добавленная к исходной схеме, на каждый импульс запуска теперь дает половину косинуса с чередующейся полярностью, формируя прямоугольные импульсы со сглаженными фронтами.

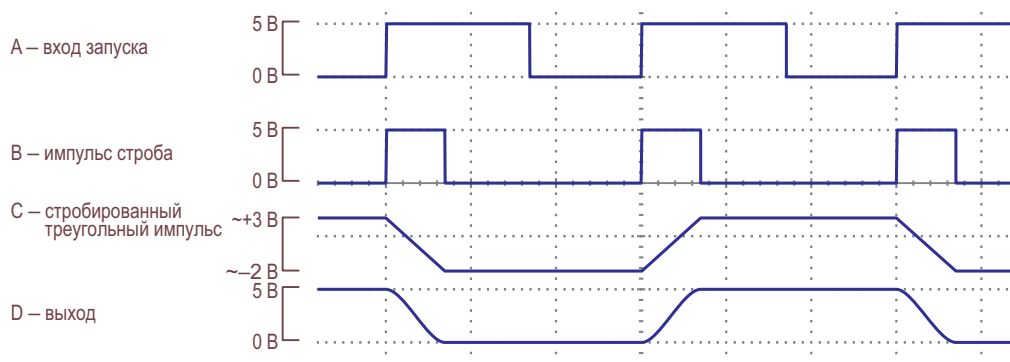


Рисунок 2. Некоторые осциллограммы из схемы на Рисунке 1.

случаем нормального распределения или колоколообразной кривой, Хевисайд – это предел логистической функции, (которую, как я понимаю, логисты используют примерно так же часто, как сантехники – U-образные кривые) [3]. (U-образная кривая – по-английски «bathtub curve»; в то же время bathtub – это «ванна», ред.)

Прямоугольные импульсы со сглаженными фронтами

Любой, кто работает с аудиоаппаратурой, наверняка использовал тестирование ее прямоугольными импульсами с бесконечностью, укрошенной RC постоянной времени, что достаточно хорошо для повседневного использования, но другой подход состоит в том, чтобы заменить эту все еще резкую ступеньку частью косинусоидального импульса. Если взять схему из Части 1 и добавить немного стробирования, то вместо формирования по каждому импульсу запуска полного импульса приподнятого косинуса мы на каждом переходе получим полуцикл с чередующимися полярностями. Результатом будут прямоугольные импульсы с половинной частотой запуска и с плавными фронтами. Измененная схема показана на Рисунке 1.

В режимах одиночного импульса или автоколебательного генератора мультиплексор U1b обеспечивает сброс триггера U2 всякий раз, когда уровень выходного сигнала усилителя A1b становится высоким, что дает полный цикл приподнятого косинуса. В режиме прямоугольных импульсов U2 сбрасывается в середине полуцикла при каждом изменении на выходе A1b, независимо от поляр-

ности. Мультиплексор U1b и вентили U3b/U3c действуют как стробируемый элемент «исключающее ИЛИ» с задержками на одном из выводов для формирования импульса сброса. Формы некоторых сигналов показаны на Рисунке 2; сравните их с сигналами на Рисунке 2 из Части 1. Как и прежде, усилитель A2 блокируется при выборе режима генератора, позволяя свободно работать генератору синусоиды.

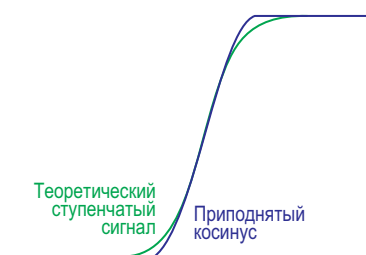


Рисунок 3. Целевая ступенчатая функция представляет собой логистическую кривую; для сравнения показан отрезок косинуса.

На Рисунке 3 показан одиночный положительный переход и для сравнения приведена наша целевая кривая. Это оба теоретических графика, но фактический выходной сигнал очень близок к косинусоиде.

В Части 1 мы попытались приблизиться к кривой нормального распределения, немного сжав наши треугольные импульсы. Это работало до определенного момента, но было чрезмерно сложным, отчасти из-за отсутствия симметрии формы импульса. Теперь у нас есть симметричная функция, к которой нужно стремиться, и которую должно быть легче эмулировать.

Построение целевой кривой

Неиспользованная секция мультиплексора U1 вместе с тремя новыми резисторами предлагает изящное решение, и фрагмент схемы на Рисунке 4 показывает, как это сделать.

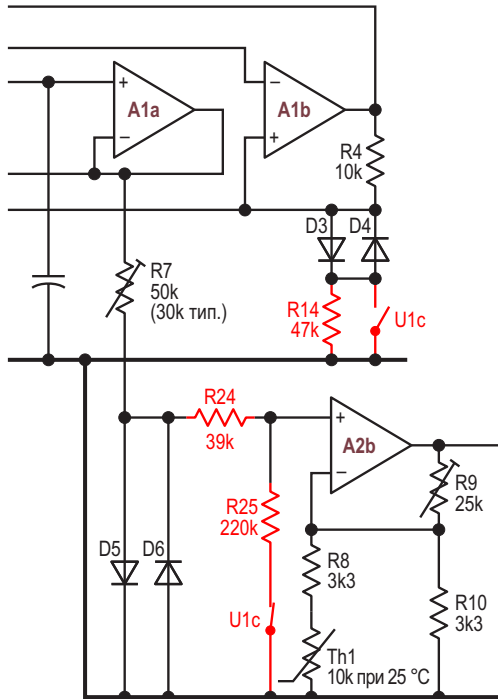


Рисунок 4. Добавление компонентов, выделенных красным цветом, дает гораздо лучшее соответствие нашей целевой кривой. Амплитуда треугольных импульсов увеличилась, и теперь их можно сгладить еще больше.

Последовательное подключение резистора 47 кОм (R14) к диодам D3/4 увеличивает уровни порогов срабатывания, так что теперь треугольные импульсы имеют размах приблизительно в 4.3 В, а не 1.1 В. Увеличение

сигнала, подаваемого на диоды D5/6 через резистор R7, приводит к тому, что диоды не столько сжимают треугольник в (ко)синус, сколько превращают его в нечто гораздо более прямоугольное, хотя и с большей амплитудой. Резисторы R24 и R25, подключенные параллельно диодам D7/8 (см. Рисунок 6 в Части 1), снижают напряжение на диодах, так что пики, которые теперь представляют собой плавные кривые, обрезаются на выходе rail-to-rail усилителя A2b. (Резистивная нагрузка диодов D7/8 немного смягчает их отклик, что также помогает).

U1c выполняет две задачи. Когда необходимо генерировать импульсы или непрерывную синусоиду, мультиплексор закорачивает резистор R14 и отрывает R24, обеспечивая стандартные условия работы, но в режиме прямоугольных импульсов R14 остается в схеме, а R24 заземляется, что необходимо для увеличения амплитуды треугольных импульсов и сжатия.

Теперь осциллограммы выглядят как на Рисунке 5 (обратите внимание на изменение масштаба для кривой C), в то время как на Рисунке 6 показан один фактический фронт импульса с теоретической идеальной ступенькой для сравнения – и теперь совпадение очень хорошее.

Здесь есть некоторая подтасовка, так как обе кривые на Рисунке 6 были скорректированы для выравнивания наклона в точке половинной высоты. Поскольку резисторы R24/R25 уменьшают амплитуду сигнала на диодах почти на 12%, наклон также будет намного меньше, чем в варианте косинуса, что не является практической проблемой.

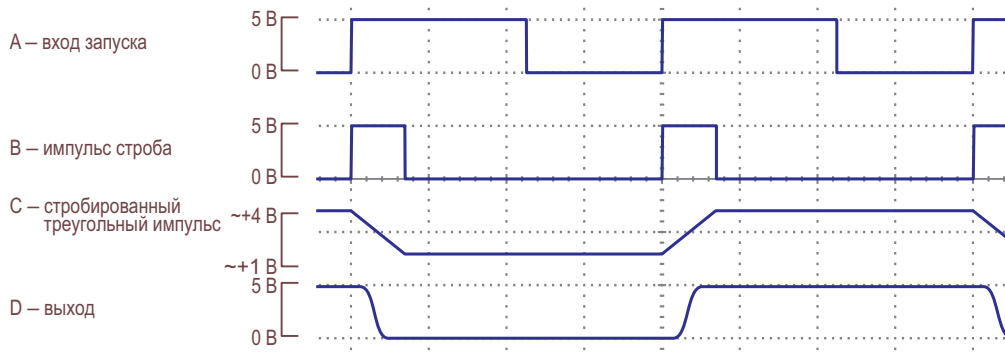


Рисунок 5. Осциллограммы сигналов после добавления режимов, показанных на Рисунке 4.

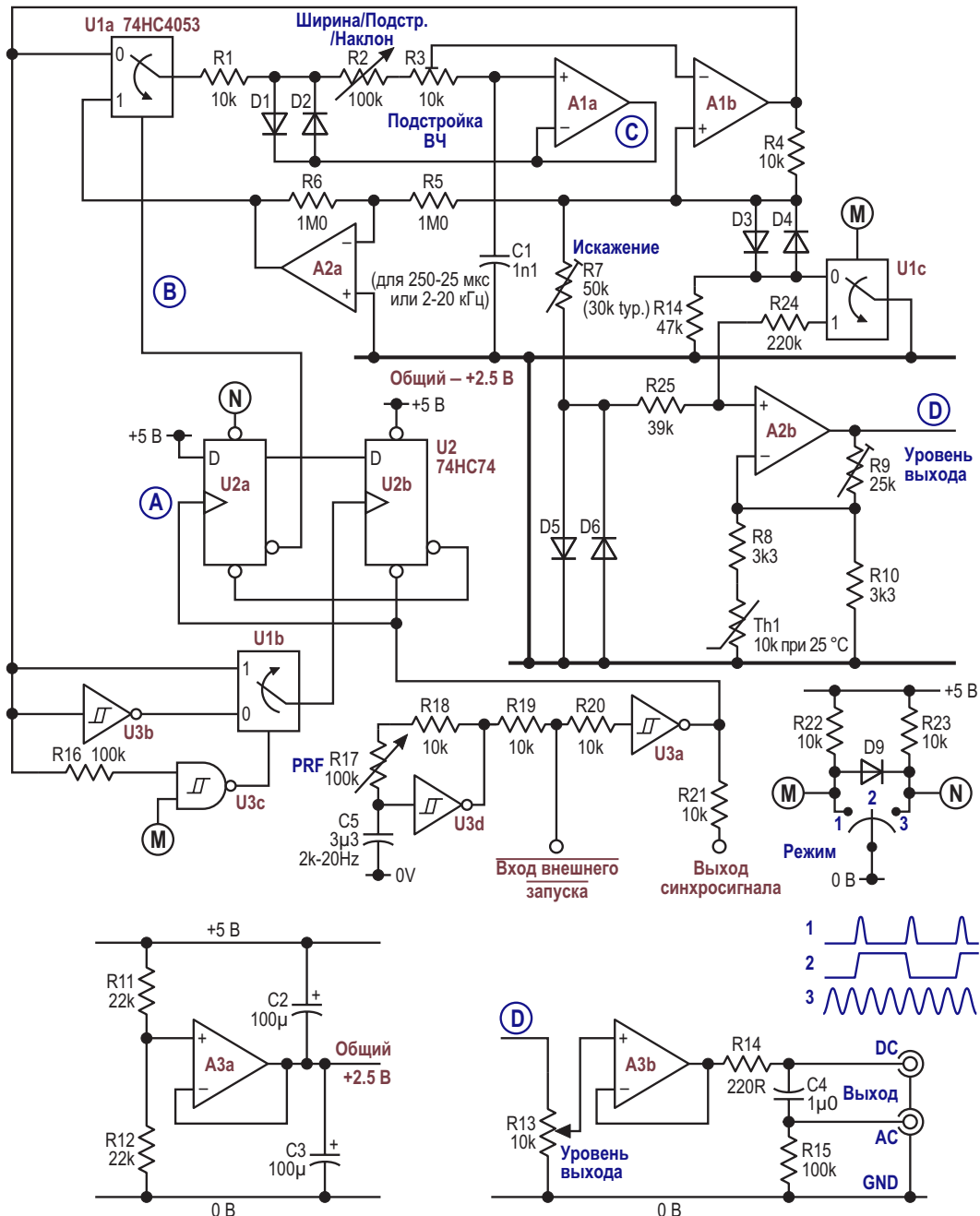


Рисунок 6. Сравнение целевой кривой с частью осциллограммы D на Рисунке 5.

Окончательная схема

Чтобы превратить все это в функциональный набор, готовый к тестированию аудио, нам нужно добавить несколько дополнительных функций:

- Источник виртуальной земли для получения средней общей шины.



Все ОУ типа МСР6022. Шины питания: 0 В/+5 В.
Подключение питания к микросхемам и блокировочные конденсаторы не показаны.
Все диоды типа 1N4148, подобранные в пары.

Рисунок 7. Полная схема, которая теперь вырабатывает прямоугольные импульсы с хорошо сформированными фронтами, а также импульсы и непрерывные синусоиды.

- Регулятор уровня с выходным буфером.
- Простой генератор для создания импульсов запуска с входом, позволяющим внешнему сигналу ТТЛ иметь приоритет над внутренним сигналом.
- Переключатель выбора режимов.

Собрав все это воедино, мы получаем полную и, по всей видимости, окончательную схему, изображенную на Рисунке 7. Можно легко охватить несколько диапазонов, добавив дополнительные элементы, подробно описанные в Части 1, Рисунок 5. Можно также добавить модифицированную схему улучшения формы импульсов, показанную в Части 1 на Рисунке 6, но это может оказаться более сложным, чем того стоит.

Номера выводов на схеме не указаны преднамеренно, поскольку их наличие подразумевало бы существование оптимизированной разводки. Следите за тем, чтобы логические сигналы не оказывались близко к аналоговым, особенно на заземленном конце резистора R24 и возле него, который в отключенном состоянии может улавливать комму-

тационные помехи. На входах \bar{E} (вывод 6) и V_{EE} (вывод 7) мультиплексора U1 должен быть потенциал 0 В.

Хотя этот подход к формированию красивых импульсов нужной формы, возможно, более интересен, чем точен, он показывает, что сглаживание треугольников с помощью диодов не ограничивается генерацией синусоид, что и послужило отправной точкой для этой идеи. Для чего-то более сложного генератор сигналов произвольной формы, вероятно, будет лучшим решением, хотя и менее интересным. **РЛ**

Ссылки

1. Nick Cornford. [Как контролировать свои импульсы. Часть 1 – Дельта-функция](#)
2. [Функция Хевисайда](#)
3. [Bathtub curve](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4053](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC74](#)
3. [Datasheet Microchip MCP6022](#)

Вспоминая Джона Б. Гуденафа, изобретателя литий-ионного аккумулятора

Duane Benson

All About Circuits

Доктор Гуденаф получил Нобелевскую премию в возрасте 97 лет за свой вклад в создание литий-ионного аккумулятора.

В 2019 году, в возрасте 97 лет, доктор Джон Б. Гуденаф (John B. Goodenough) стал самым пожилым человеком, удостоенным Нобелевской премии. Гуденаф получил премию по химии за изобретение литий-ионного (Li-ion) аккумулятора в результате совершенного им в 1980 году открытия, позволившего тогдашней экспериментальной и опасной химии литиевых батарей выйти из лаборатории в качестве безопасного и универсального аккумулятора нового типа (Рисунок 1).



Рисунок 1. Доктор Джон Б. Гуденаф с литий-ионным аккумулятором.

Гуденаф разделил премию с М. Стэнли Уиттингемом (M. Stanley Whittingham) и Акирой Йошино (Akira Yoshino), которые раз-

вили работу Гуденоу по коммерциализации технологии литий-ионных аккумуляторов (Рисунок 2).



Рисунок 2. Доктор Джон Б. Гуденаф получает Нобелевскую премию по химии из рук короля Швеции Карла Густава.

Преодоление детских проблем

Джон Б. Гуденаф родился в семье американских родителей в Йене, Германия, 25 июля 1922 года. Когда он появился на свет, его отец учился в Англии, а семья проводила лето в Германии. С помощью преподавателя английской грамматики юный Гуденаф преодолел недиагностированную дислексию и

всего за несколько лет стал лучшим учеником в своем классе.

Гуденаф поступил в Йельский университет в 1940 году, не имея четкой цели или карьерных амбиций. Он изучал достаточно наук, чтобы обеспечить себе возможность поступления в медицинскую школу. Математика, физика и естественные науки привлекали его лишь постольку, поскольку эти области казались тогда популярными и могли стать хорошей основой для аспирантуры.

Когда США были втянуты во Вторую мировую войну, он почувствовал великое призвание служить своей стране, хотя, по его словам, у него «не хватило смелости играть роль героя на войне». Профессор математики Эгберт Майлс убедил Гуденафа поступить на метеорологический факультет Военно-воздушных сил США с отсрочкой начала обучения. Он продолжил учебу и был призван на действительную военную службу в 1943 году, когда до окончания учебы ему не хватало одного курса. Йельский университет предоставил ему кредит для учебы в США. Он с отличием окончил курс армейской метеорологии, получив степень бакалавра гуманитарных наук по математике.

После войны он поступил в аспирантуру, будучи еще офицером армии. Несмотря на то, что ему говорили, что он уже слишком стар, чтобы стать физиком и совершить какие-либо значимые открытия, он выбрал физику в качестве направления аспирантуры.

Новаторские работы в области памяти, возобновляемых источников энергии и магнетизма

После службы в военно-воздушном корпусе США Гуденаф начал заниматься научной деятельностью. Защитив докторскую диссертацию, он перешел в лабораторию Линкольна Массачусетского технологического института, где ему поручили проект по разработке памяти с произвольным доступом (ОЗУ), которая должна была превратиться из концепции в применимую технологию. Результатом работы команды стало созданию ОЗУ на магнитных сердечниках.

Его дальнейшая работа в области физики материалов внесла вклад в открытие высоко-

температурных сверхпроводников, выращивание кристаллов кремния (что способствовало раннему внедрению полупроводников) и в развитие возобновляемых источников энергии, включая химию фотоэлектрических элементов. Гуденаф также выполнил новаторскую работу по современной теории магнетизма, что привело к разработке правил Гуденафа-Канамори. Эти правила важны для современных исследований в области магнетизма и имеют практическое применение в телекоммуникациях.

Гуденаф совершает прорыв в области литий-ионных аккумуляторов

После работы в лаборатории Линкольна Массачусетского технологического института Гуденаф перешел в Оксфордский университет, где начал свои исследования, которые должны были привести к прорыву в области литий-ионных аккумуляторов. Он приступил к четырехлетнему исследовательскому проекту, в ходе которого был создан катод из слоев лития и оксида кобальта. Структура содержала карманы для ионов лития, что позволило создать стабильную конструкцию батареи с более высоким напряжением, чем это было возможно ранее. Было показано, что литий-ионные аккумуляторы, созданные с использованием катода Гуденафа, вырабатывают в два-три раза больше энергии, чем любые другие аккумуляторы, доступные на тот момент.

Однако технология Гуденафа была внедрена не сразу. Оксфорд отказался патентовать открытие, и Гуденаф передал права на него британской организации по исследова-



Рисунок 3. Доктор Гуденаф со студентами Техасского университета.

нию атомной энергии. Соавтор Гуденафа, лауреат Нобелевской премии, доктор Йошино, в конце 1980-х годов внес дальнейшие усовершенствования, которые привели к созданию первого коммерческого литий-ионного аккумулятора в 1991 году.

Доктор Гуденаф покинул Оксфорд и последние 37 лет своей карьеры завершил в Техасском университете (Рисунок 3). В возрасте 98 лет он все еще искал следующий прорыв в технологии аккумуляторов. Он скончался за месяц до своего 101-го дня рождения, 25 июня 2023 года.

Значение литий-ионного аккумулятора сегодня

Значительная часть современного мобильного мира – от Bluetooth-гарнитур до автомобилей – зависит от скромного аккумулятора. Аккумуляторы для этих устройств должны обладать высокой плотностью энергии, а

также быстро и безопасно заряжаться и разряжаться – на протяжении многих лет и циклов.

В 1980-х годах распространенными технологиями аккумуляторов были свинцово-кислотные для больших емкостей и никель-кадмиевые для портативных устройств. Хотя и того, и другого было достаточно для нужд того времени, они были совершенно неадекватны для современной мобильной электроники и аккумуляторов электромобилей. Литий-ионные аккумуляторы вошли в обиход в 1990-х годах, как раз в то время, когда только зарождался рынок портативных устройств. С тех пор отрасли литий-ионных аккумуляторов и мобильных устройств развивались совместно с поразительной скоростью.

Литий-ионные аккумуляторы называют одним из величайших изобретений в истории человечества, и основные принципы этой технологии восходят к открытиям и изобретениям доктора Джона Б. Гуденафа. **РЛ**

Простой генератор из 5 компонентов работает при напряжении ниже 0.8 В

Michael Wyatt

EDN

Часто требуется простой низковольтный генератор синусоидальных колебаний с хорошей стабильностью амплитуды и частоты и с низким уровнем гармонических искажений. В этом случае подходящим кандидатом становится генератор Пельца. Пожалуйста, посмотрите страницу Генератор Пельца на сайте Analog Devices Wiki [1] и обсуждение моего генератора Пельца [2].

Как показано на Рисунке 1, для генератора Пельца требуются всего два транзистора, один конденсатор, одна катушка индуктивности и один резистор. В этой конфигурации выходное напряжение схемы, работающей от низкого отрицательного напряжения питания (батарея AAA), представляет собой привя-

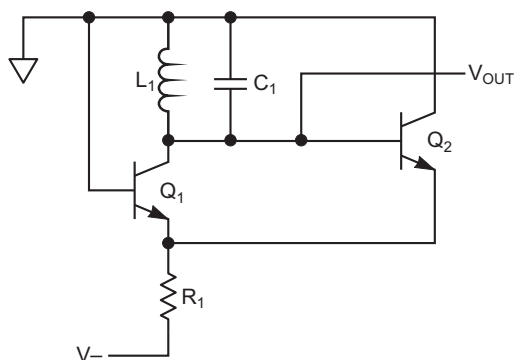


Рисунок 1. Базовая конфигурация генератора Пельца с небольшим количеством компонентов, дающая на выходе синусоиду с низким уровнем искажений.

занную к земле, непосредственно связанную с генератором синусоиду с низким уровнем искажений, колеблющуюся вокруг уровня земли примерно на величину напряжения, падающего на переходе база-эмиттер.

Частота генерации выражается формулой

$$F_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Упрощенный анализ показывает, что минимальное отрицательное напряжение питания (V_{EE}) составляет

$$V_{EE} > V_T \left(2 \cdot \left(\frac{R + \sqrt{R^2 + Z \cdot R}}{Z} \right) + \ln \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R \cdot I_S} \right),$$

где

V_T – термо-ЭДС (кТ/q),

Z – полный импеданс, «видимый» в параллельной резонансной LC-цепи,

V_{BE} – напряжение база-эмиттер транзистора Q_1 [$V_T \times \ln(I_C/I_S)$],

I_S – ток насыщения транзистора.

Например, при использовании в схеме, питаемой от одной батарейки AAA (на самом деле генератор может работать при напряжении порядка 0.7 В), пары транзисторов 2N3904, катушки индуктивности 470 мкГн, конденсатора 0.22 мкФ и резистора смеще-



Рисунок 2. Чистая синусоида 16 кГц на выходе генератора Пельца.



Рисунок 4. Синусоида частотой около 16 кГц в увеличенном масштабе.



Рисунок 3. Спектр синусиды, показывающий основную, вторую и третью гармоники.

ния 510 Ом формируется стабильная синусоида частотой около 16 кГц с низким уровнем шумов, как показано на Рисунках 2, 3 и 4.

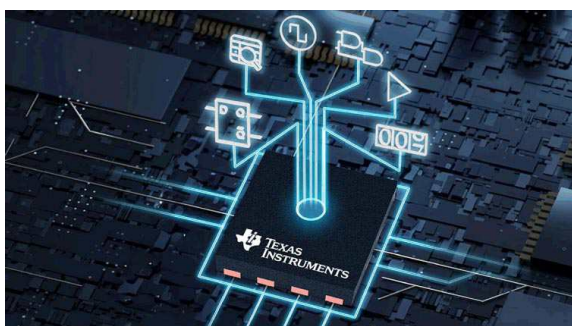
Обратите внимание, что частота, размах и общее качество формы выходного сигнала не так уж плохи для генератора, собранного из 5 компонентов! **П1**

Ссылки

- [1. Peltz Oscillator](#)
- [2. Simple Sinusoidal Oscillators](#)

Раскрытие возможностей программируемой логики

Russell Crane



Мы часто говорим, что логические устройства – это клей для любой электронной конструкции, но зачастую они оказываются последними деталями, о которых вы думаете при выборе компонентов для системы. Конечно, существует множество проверенных временем стандартных логических устройств, из которых можно выбрать подходящее. Но конструкции становятся все сложнее, и возникает необходимость объединения логических элементов на плате, чтобы освободить место для большего количества функций.

Инженеры все чаще выбирают программируемые логические устройства, чтобы уменьшить размеры решения, снизить затраты на проектирование и производство, управлять цепочкой поставок и ускорить выход на рынок. При проектировании с использованием сложных программируемых логических микросхем (ПЛИС) или программируемых пользователем вентильных матриц (ППВМ), которые содержат тысячи логических элементов, выпускаются в разных корпусах и могут потребовать глубоких знаний в области программирования, необходимо учитывать множество компромиссов.

Новые ПЛИС из портфеля Texas Instruments (TI) объединяют десятки логических и

аналоговых функций в одном корпусе, сокращая общую площадь на плате на 90% и более, а количество компонентов – не менее чем на 80% по сравнению реализациями на элементах дискретной логики. На Рисунке 1 показаны несколько функций TI, интегрированных в один стандартный для отрасли корпус.

Конфигурируемая логика, подобранная точно по размеру

Линейка ПЛИС от TI включает продукты, в которые интегрированы логические функции, D-триггеры, конвейерные регистры, генераторы шаблонов, счетчики, элементы задержки, компараторы и многое другое. Больше не нужно перепроектировать оборудование

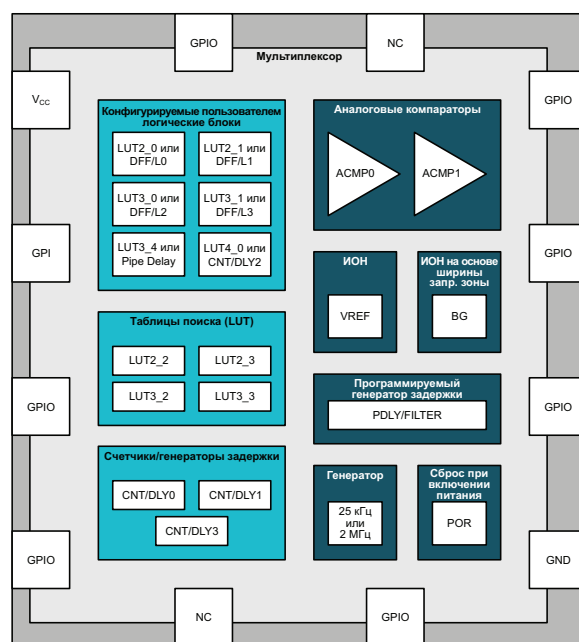


Рисунок 1. Блок-схема микросхемы конфигурируемой логики TPLD1201.

для поддержки другой или новой функции или параметра; вместо этого можно использовать стандартные и конфигурируемые логические элементы для разработки решений, которые обеспечивают необходимые характеристики. ПЛИС TI не требуют ни разработки программного обеспечения, ни опыта программирования на языке описания аппаратуры.

На Рисунке 1 показаны конфигурируемые логические элементы микросхемы TPLD1201.

Программируемая логика в стандартном для отрасли корпусе

Многие ПЛИС, представленные в настоящее время на рынке, выпускаются в специальных корпусах, ориентированных на применение в бытовой электронике. В ПЛИС TI используются одобренные JEDEC стандартные варианты корпусов, как с выводами, так и безвыводные, что позволяет легко внедрять программируемую логику в автомобильные и промышленные приложения. Ассортимент ПЛИС компании TI включает в себя выводные корпуса с шагом контактов 0.5 мм, облегчающие паяемость и автоматизированный оптический контроль для обеспечения безопасности и долгосрочной надежности

систем. Устройства имеют расширенный температурный диапазон от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ и отвечают требованиям стандарта автомобильной электроники Q-100.

Конфигурирование за считанные секунды

ПЛИС TI упрощают процесс программирования благодаря использованию простого в использовании графического интерфейса для конфигурирования необходимой схемы. После разработки логической схемы можно временно сконфигурировать устройство для оценки или окончательно запрограммировать его для использования в конечном продукте. С учетом пожеланий разработчиков TI создала интегрированную среду разработки InterConnect Studio, позволяющую конфигурировать ПЛИС TI, не имея опыта программирования. InterConnect Studio помогает за считанные минуты выполнять разработку и моделирование, чтобы за секунды создавать новые прототипы.

На Рисунке 2 показана схема, разработанная с использованием InterConnect Studio для приложения управления последовательностью включения питания.

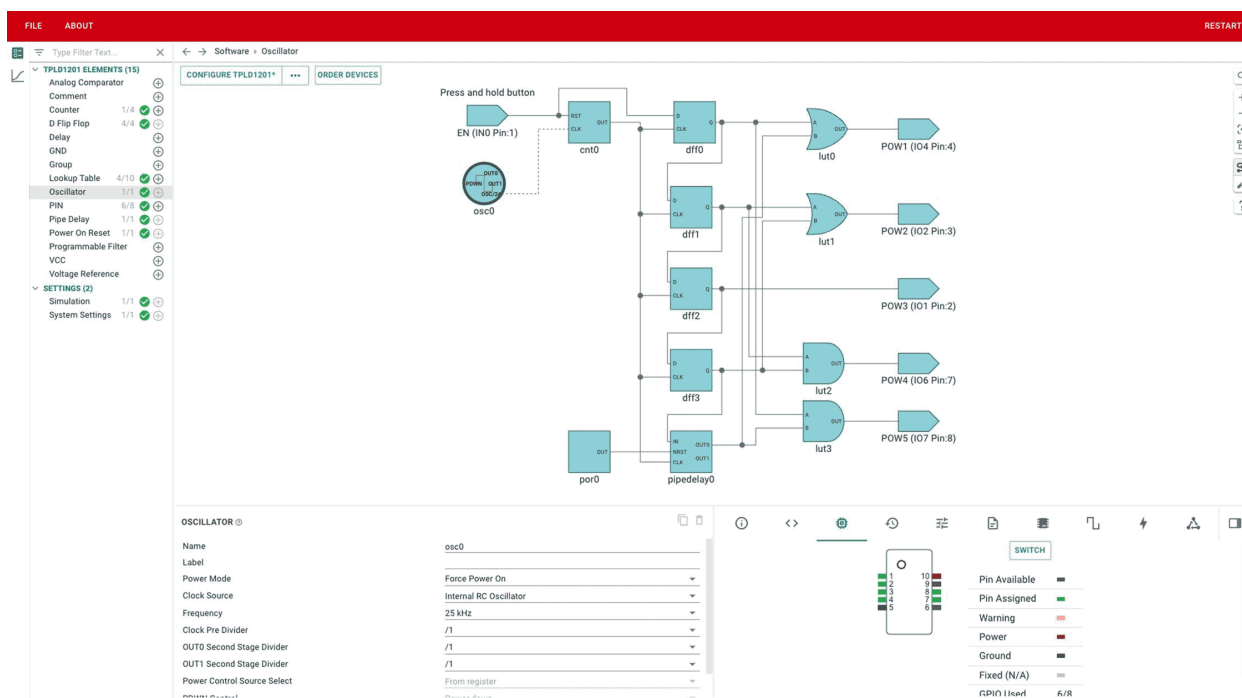


Рисунок 2. Вид рабочего стола InterConnect Studio с проектом приложения для управления последовательностью включения питания на основе микросхемы TI TPLD1201.

Из меню в левой части графического интерфейса можно добавлять различные компоненты, выбирая знак «плюс» рядом с элементом. С помощью перетаскивания можно создавать простые соединения между компонентами и более тонко настраивать их в меню под главным окном.

После завершения разработки схемы и запуска моделирования можно временно сконфигурировать устройство с помощью программатора TPLD и оценочных модулей, нажав кнопку CONFIGURE TPLD. Если нужно запрограммировать устройство навсегда, в меню можно установить соответствующий флажок.

Заключение

Сегодня в распоряжении разработчиков имеется множество решений на основе про-

граммируемой логики. ПЛИС, разработанные TI, выпускаются в более компактных корпусах, что позволяет уменьшить размеры печатных плат и снизить производственные затраты, обеспечить сверхнизкое энергопотребление, сократить количество логических элементов, добавить аналоговую функциональность и упростить программирование по сравнению с более совершенными программируемыми продуктами. Одно можно сказать наверняка – теперь у разработчиков есть больше возможностей для работы с программируемой логикой, соответствующей требованиям их приложений. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPLD1201](#)

Схема вычисляет первую производную

Richard Panosh

EDN

Схема на Рисунке 1 вычисляет производную входного сигнала как интеграл входного сигнала минус сам сигнал. Отклик схемы следующий:

$$V_{\text{OUT}} = -\frac{R_2}{R_1} V_{\text{IN}} \frac{R_{\text{EQ}} C_1 s}{1 + R_{\text{EQ}} C_1 s},$$

где R_{EQ} – эквивалентное сопротивление параллельно соединенных R_1 и R_2 плюс сопротивление R_3 , или

$$R_{\text{EQ}} = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1 + R_2}.$$

Этот отклик идентичен отклику классической инвертирующей дифференцирующей схемы, в которой отклик равен

$$V_{\text{OUT}} \approx -R_{\text{EQ}} C_1 s V_{\text{IN}}$$

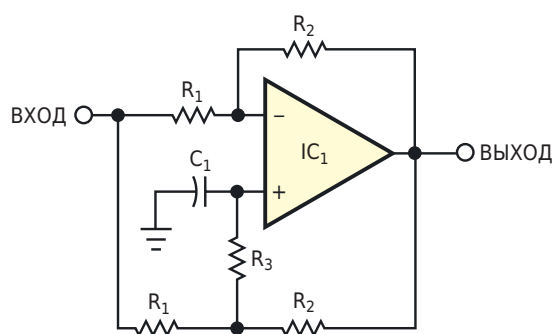


Рисунок 1. Эта схема создает меньше шума, чем классический инвертирующий дифференциатор.

для входных частот ниже

$$\frac{1}{2\pi R_{\text{EQ}} C_1}.$$

Если R_3 намного больше, чем сопротивление параллельно соединенных R_1 и R_2 , то $R_{\text{EQ}} \approx R_3$. С другой стороны, если сопротивление R_3 сделать равным нулю, токи смещения операционного усилителя уравновесятся, чтобы минимизировать напряжения смещения, и

$$R_{\text{EQ}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Основная проблема классического инвертирующего дифференциатора – высокий уровень шума. По своей природе дифференциатор должен иметь коэффициент усиления, возрастающий с увеличением частоты, и это возрастание усиливает собственные шумы усилителя. Эквивалентное входное шумовое напряжение V_N в классическом инвертирующем дифференциаторе создает выходной шум величиной $RCsV_N$. В случае дифференциатора, показанного на Рисунке 1, эквивалентный входной шум создает выходной шум величиной всего

$$V_N \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \text{ ПЛ}$$

Фантомное питание микрофона – разум вне физического тела

Dafydd Roche, Miro Oljaca

EE Times

Современная звукозапись и радиовещание ставят сложные задачи перед разработчиками аудио, когда дело касается входной сигнальной цепи. За последние 50 лет электронные технологии микрофонов практически не изменились. В основе концепции лежит улавливание механического движения и преобразование его в электрическую энергию.

Как правило, эта электрическая энергия ничтожна, и для доведения ее до рабочего уровня требуется значительное усиление. На Рисунке 1 показан типичный входной интерфейс, соединяющий микрофон с остальной частью сигнальной цепи.

Источник фантомного питания – это источник постоянного напряжения 48 В, используемый для питания любой активной схемы микрофона и установки правильного смещения капсуля, обычно используемого в конденсаторных микрофонах.

Ни для одного устройства, расположенного далее по сигнальной цепи, фантомное питание обычно не требуется. Микрофонный предусилитель, как правило, работает от расщепленного источника питания с более низкими значениями напряжения ($\pm 5\text{ В} \dots \pm 15\text{ В}$). Многие микросхемы микрофонных предусилителей просто не рассчитаны на такое высокое напряжение (48 В) на входах. В связи с этим необходимы конденсаторы, блокирующие поступление любого постоянного напряжения на электронику микрофонного предусилителя. К сожалению, фантомное питание склонно проникать через эти блокировочные конденсаторы и создавать определенные проблемы.

Те из вас, кто программировал процессоры, обслуживающие нажатия кнопок, скорее всего, хорошо знают, что такое механический дребезг. При активации механического пере-

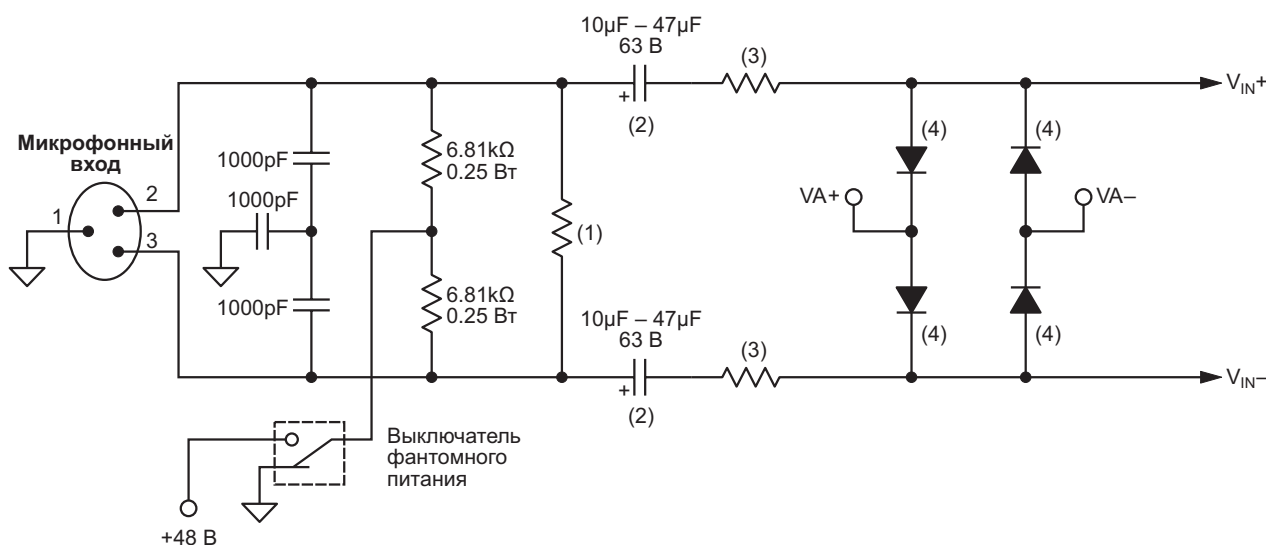


Рисунок 1. Типичная входная сигнальная цепь между микрофоном и предусилителем.

ключателя или реле соединение не всегда является чистым событием перехода от 0 к 1. Контакты короткое время «дребезжат», отскакивая друг от друга, пока не встанут на место.

Представьте на минуту, как выглядит сигнал, получающийся при быстром включении и выключении постоянного напряжения +48 В. На блокировочные конденсаторы, подобные тем, что используются в нашем микрофонном предусилителе, поступает сигнал переменного тока с большим размахом 48 В, который конденсаторы пропускают через себя.

В хорошей конструкции входного каскада предусилителя должны быть предусмотрены защитные диоды, которые примут на себя любое слишком высокое или слишком низкое напряжение, тем самым защищая входные цепи микросхемы. Эти диоды – единственное, что у нас есть для спасения входов.

Некоторые разработчики, не имеющие достаточного опыта в такого рода приложениях, просто ставят в схему обычные диоды, такие как 1N4004 или сигнальные диоды 1N4148. Но опыт учит нас, что на самом деле

для отвода избыточного тока к источнику питания разработчики должны стараться использовать диоды Шоттки с малой емкостью.

Диоды, используемые для защиты микрофонных предусилителей, должны иметь очень малое время включения, чтобы быстро реагировать на импульсы и при этом быть способными пропускать большой ток при низком падении напряжения. Как правило, разработчики должны быть готовы к току до 3 А.

Если напряжение питания схемы предусилителя микрофона относительно невелико (например, устройство с напряжением ± 5 В), то крайне важно убедиться, что любые высокие напряжения, поступающие на предусилитель, насколько возможно быстро отводятся на шины питания.

Чтобы предотвратить значительные изменения напряжений шин питания, источник питания должен иметь дополнительные стабилитроны, гарантирующие, что избыточное напряжение не поднимет напряжение питания микросхем выше предельно допустимого уровня. **РЛ**

Преимущества топологии с двумя ключами в прямо- и обратноходовых преобразователях

Robert Bell

EDN

При нагрузках менее 200 Вт разработчики склонны отдавать предпочтение прямоходовой и обратноходовой топологиям преобразователей, поскольку они просты и могут питать несколько изолированных выходов. Их простота частично основана на том, что для управления первичной обмоткой трансформатора в этих преобразователях используется один транзисторный ключ, привязанный к земле. Недостатком такого подхода является то, что на транзистор воздействует сумма

напряжения шины, отраженного напряжения трансформатора и выброса, обусловленного индуктивностью рассеяния при выключении. Если в верхнем плече добавить второй транзисторный ключ, то напряжение уменьшится только до напряжения шины. Для многих приложений дополнительная сложность и количество компонентов – это небольшая цена за получаемые преимущества.

Прямоходовой преобразователь с двумя ключами

Упрощенная схема силового каскада прямоходового преобразователя на Рисунке 1 состоит из одного транзисторного ключа (Q_1), силового трансформатора (T_1), диода сброса (D_1), выходных выпрямителей (D_2 и D_3) и фильтра (L_1 и C_1). Как и в примере с одним ключом, в упрощенной схеме прямоходового преобразователя с двумя ключами сохранен исходный транзисторный ключ Q_1 , включенный последовательно между нижней стороной трансформатора и землей (Рисунок 2). Второй транзистор Q_2 , добавленный последовательно между V_{BUS} и верхней стороной первичной обмотки трансформатора, включается и выключается одновременно с Q_1 . Когда оба транзистора включены, они передают энергию через трансформатор и выходной фильтр в нагрузку. Когда транзисторы выключаются, диоды D_1 и D_2 ограничивают

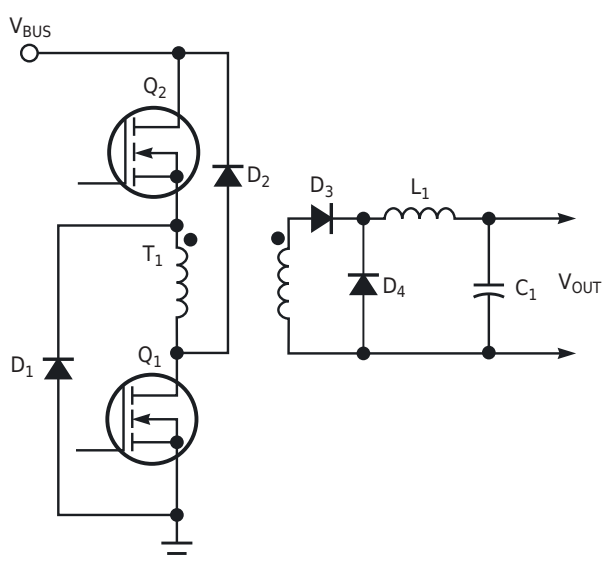


Рисунок 2. Топология с двумя ключами уменьшает нагрузку на транзистор до величины напряжения шины.

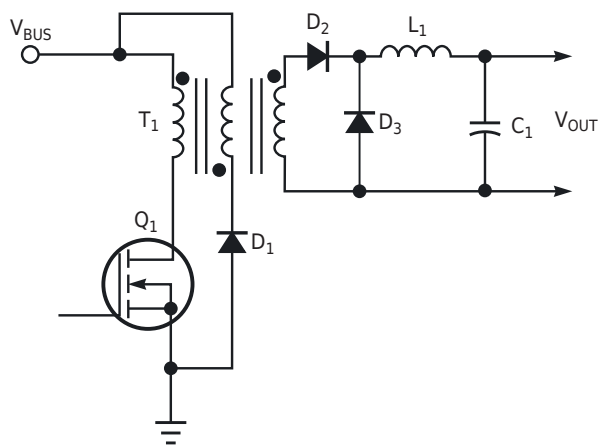


Рисунок 1. В традиционном прямоходовом преобразователе ключевой транзистор испытывает довольно значительные нагрузки.

напряжение на первичной обмотке на уровнях земли и V_{BUS} , соответственно. В это время на каждый транзистор при выключении действует напряжение V_{BUS} .

Диоды D_1 и D_2 не только ограничивают энергию индуктивности намагничивания трансформатора, но, что еще важнее, они также ограничивают энергию индуктивности рассеяния T_1 . Ключевым транзисторам не нужно рассеивать энергию, накопленную в индуктивности рассеяния во время включения, и для утилизации этой энергии в конструкции не нужны резистивные демпферы. Преимуществом такого подхода по сравнению со схемой с одним ключом является снижение системных потерь и системных помех, поскольку он эффективно подавляет звон, обычно связанный с высвобождением энергии индуктивности.

В прямоходовых преобразователях с одним ключом для сброса энергии сердечника чаще всего используется дополнительная обмотка сброса. Когда транзистор Q_1 выключается, напряжение на обмотке сброса меняет полярность до тех пор, пока диод D_1 не ограничит его на уровне напряжения шины. Если обмотка сброса имеет такое же количество витков, что и первичная обмотка, то сердечник всегда сбрасывается в течение времени, равного времени включенного состояния транзистора. Ключевой транзистор будет подвержен воздействию напряжения, вдвое превышающего напряжение шины, плюс напряжения выброса, обусловленного индуктивностью рассеяния. Сердечник всегда

будет сбрасываться, при условии, что максимальное время включения транзистора составляет менее 50%. Разработчики поддерживают время включения в пределах этого значения, выбирая соотношение витков таким образом, чтобы при минимальном сетевом напряжении максимальный требуемый коэффициент заполнения составлял 40-45%. Коэффициенты заполнения многих популярных микросхем ШИМ-контроллеров ограничены значениями менее 50% для дополнительной защиты при любых аномальных условиях. В прямоходовом преобразователе с двумя ключами трансформатор сбрасывается таким же образом, без дополнительной обмотки сброса.

За эти преимущества придется заплатить совсем немного. Во-первых, в топологии с двумя ключами добавляется ключ на полевом транзисторе и ограничительный диод. Поскольку коэффициент заполнения конструктивно ограничен на уровне ниже 50%, трансформатор может обеспечить изоляцию для драйвера затвора транзистора верхнего плеча (Рисунок 3). Изоляцию драйвера затвора транзистора верхнего плеча можно обеспечить и многими другими методами. Если предположить, что драйвер может отдавать достаточную мощность для управления затвором, общее количество дополнительных компонентов составит пять, включая полевой транзистор.

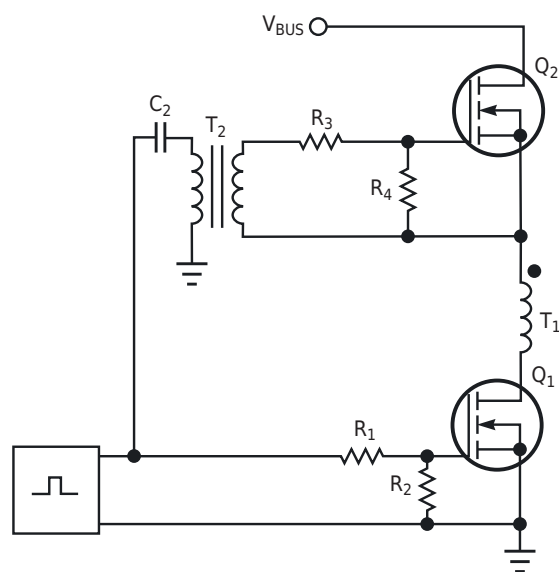


Рисунок 3. Простой драйвер затвора с трансформаторной изоляцией синхронно управляет обоими коммутаторами первичной обмотки.

Ограничение максимальных напряжений на транзисторах на уровне V_{BUS} устраняет любую неопределенность относительно пикового значения напряжения, которое в схеме с одним ключом определяется величиной индуктивности рассеяния, скоростью переключения и разводкой схемы. Индуктивность рассеяния трудно контролировать, и она часто имеет производственный разброс.

Потери проводимости полевого транзистора верхнего плеча проявляются в виде дополнительной рассеиваемой мощности. Однако если посмотреть на величину $R_{DS(ON)}$ (сопротивление сток-исток в открытом состоянии) более низковольтных полевых транзисторов, можно обнаружить, что два последовательно соединенных низковольтных устройства имеют меньшее общее сопротивление $R_{DS(ON)}$, чем одно устройство с высоким рабочим напряжением. Хорошим выбором может стать MTP20N20E компании ON Semiconductor; указанное в документации его значение $R_{DS(ON)}$ составляет 0.16 Ом. Для приложения с двумя ключами можно использовать 100-вольтовые полевые транзисторы вместо 200-вольтового. Более низковольтный полевой транзистор с эквивалентным размером кристалла будет иметь гораздо более низкую величину $R_{DS(ON)}$. Аналогичный транзистор с номиналом напряжением 100 В – MTP33N10E – имеет сопротивление $R_{DS(ON)}$ равное 0.06 Ом. Даже при двух последовательно соединенных ключах общее значение $R_{DS(ON)}$ составляет 0.12 Ом. Таким образом, два последовательно соединенных компонента с более низкими номинальными напряжениями могут иметь более низкое общее сопротивление $R_{DS(ON)}$.

Коммутационные потери и потери на управление затвором, очевидно, выше при использовании двух ключей, но при более низких значениях $R_{DS(ON)}$ транзисторов и устранении потерь, связанных с индуктивностью рассеяния, КПД часто возрастает. Устранение демпфирующих компонентов и управление эффектами, вносимыми индуктивностью рассеяния, являются значительными преимуществами подхода с двумя ключами, особенно при более высоких напряжениях входной шины. Приложения с более высокими входными напряжениями часто требуют большего числа витков первичной

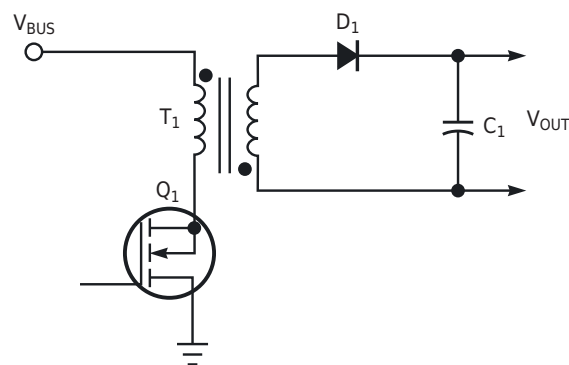


Рисунок 4. В традиционном обратноходовом преобразователе ключевой транзистор подвергается воздействию напряжений, сопоставимых с напряжениями, воздействующими на транзистор обратноходового преобразователя с одним ключом.

обмотки, что приводит к увеличению индуктивности рассеяния и потерь. Преимущества подхода с двумя ключами возрастают с увеличением напряжения шины, но часто можно получить выигрыш и при более низких напряжениях шины.

Работа обратноходового преобразователя с двумя ключами

Основными компонентами силового каскада обратноходового преобразователя на Рисунке 4 являются один транзисторный ключ (Q_1), силовой трансформатор (T_1),

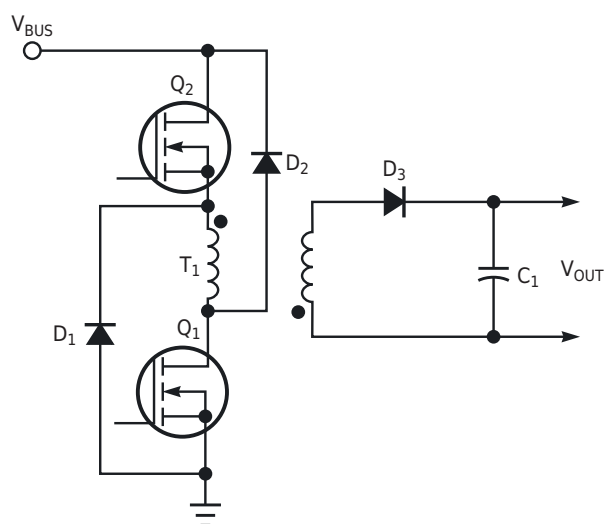


Рисунок 5. Как и прямоходовой преобразователь, обратноходовой преобразователь с двумя ключами обеспечивает преимущества за счет фиксированных напряжений на коммутирующих компонентах и более низкого уровня помех.

выходной выпрямитель (D_1) и фильтрующий конденсатор (C_1). В упрощенной версии преобразователя с двумя ключами сохранен исходный транзисторный ключ Q_1 , включенный последовательно между нижней стороной трансформатора и землей. В этой топологии добавлен транзистор Q_2 , включенный последовательно между V_{BUS} и верхней стороной первичной обмотки трансформатора (Рисунок 5). Как и в прямоходовом преобразователе с двумя ключами, драйвер включает оба транзистора одновременно. Обратногоходовой преобразователь с двумя ключами реализует все те же преимущества, что и прямоходовый преобразователь с двумя ключа-

ми. Диоды ограничивают напряжения на транзисторных ключах и возвращают энергию индуктивности рассеяния в шину вместо демпферов. Можно использовать тот же простой драйвер затвора для полевого транзистора верхнего плеча и управлять обратногоходовым преобразователем с двумя ключами в режиме прерывистой или непрерывной проводимости, как и в случае прямоходового преобразователя с двумя ключами. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor MTP20N20E](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MTP33N10E](#)

Видеоманитофон: от скромного начала до постепенного исчезновения

Cabe Atwell

Electronic Design



В современном мире для просмотра фильмов и телепередач в HD-разрешении мы полагаемся в основном на потоковые сервисы. Хотя значительная часть населения по-прежнему пользуется Blu-ray плеерами, чтобы смотреть мультимедиа на телевизорах с огромными экранами, при просмотре развлечений мы больше не привязаны к дому. Мобильные устройства позволяют нам на ходу транслировать любимый контент с разрешением, которое еще несколько десятилетий назад было бы неслыханным.

Технологии развивались быстрыми темпами, чтобы привести нас к моменту, когда мы можем иметь доступ к получению или воспроизведению потокового мультимедиа практически в любом месте. Нам больше не нужно быть привязанными к телевизору. Технологии эволюционировали.

Мир цифровых медиа, как и большинство технологий, зародился в аналоговой сфере.

Спросите любого человека старше 35 лет, и, скорее всего, он вспомнит время, когда в гостиных и спальнях доминировали гигантские пластиковые кассеты. Когда знакомый звук перемотки назад и ускоренной перемотки вперед, вставки и извлечения этих кассет был саундтреком к, казалось бы, ушедшей эпохе.

В 1970-х, 80-х и большей части 90-х годов видеоманитофоны были вершиной домашних развлечений. Их популярность породила гигантские сети проката, такие как Blockbuster и Hollywood Video, где люди стояли в очередях, чтобы получить последние новинки.

У видеоманитофона есть свой праздник?

Но удивитесь ли вы, узнав, что 7 июня отмечается день видеоманитофона? Как бы странно это ни звучало, это непризнанный праздник, во многом похожий на День «Звездных войн», но оба они одинаково веселые.

Прежде всего, давайте вспомним о скромном рождении видеоманитофона и о том, как он стал самой популярной платформой на протяжении почти трех десятилетий. Для этого нам придется вернуться в 1956 год, когда Ampex представила свой VRX-1000 – видеоманитофон стоимостью 50,000 долларов, который из-за своей безумной цены был доступен только телевизионным сетям.

Размеры аппарата были также огромными; для хранения информации в нем исполь-

зовалась 2-дюймовая катушечная квадруплексная видеолента, которая считывалась четырьмя магнитными головками записи/воспроизведения, установленными на барабане видеоголовок, вращавшемся поперек ленты (по ширине) со скоростью 14,386 оборотов в минуту.

В магнитофоне Ampex использовались преимущества квадруплексного формата – он позволял получать изображения чрезвычайно высокого качества с разрешением по горизонтали около 400 строк на высоту изображения. Это заметно меньше, чем 625 строк в PAL, но все равно позволяло получать высококачественное изображение и оставалось фактическим промышленным стандартом для телевизионного вещания с 1956 года до середины 1980-х годов.

В 1959 году Toshiba представила новый метод записи, известный как спиральное сканирование, и в том же году выпустила первый коммерческий видеомэгнитофон со спиральным сканированием. Сначала этот метод использовался в катушечных видеомэгнитофонах, а затем перешел на кассетные.



Рисунок 1. Спиральное сканирование – это метод записи высокочастотных сигналов на магнитную ленту с использованием вращающегося барабана, оснащенного магнитными головками.

При использовании технологии спирального сканирования (Рисунок 1) головки для магнитной ленты размещаются на вращающемся барабане, что позволяет головкам считывать ленту по диагонали быстрее, чем при использовании плоских катушечных головок. В конечном счете с помощью более

поздних технологий их размеры были сведены к минимуму, и эти головки можно было встретить в видеомэгнитофонах до самого их исчезновения.

Лишь в 1963 году британская компания Nottingham Electronic Valve Company выпустила первый домашний видеомэгнитофон Telcan [1] (Television in a Can). Платформу можно было приобрести как в сборе, так и в виде комплекта примерно за 1700 долларов, что сегодня составляет около 45,200 долларов, поэтому в то время ее не было в большинстве домов.

Прощай катушка, здравствуй кассета

В 1969 году Sony представила прототип своей видеокассеты, а затем временно отодвинула его на второй план, чтобы сделать промышленным стандартом. К 1971 году Sony представила свою систему U-matic [2] – первый в мире коммерческий формат видеокассеты. Картриджи выглядели как увеличенные версии кассет VHS (Рисунок 2); в них использовалась лента шириной $\frac{3}{4}$ дюйма (вместо катушечных лент шириной 2 дюйма). Максимальное время воспроизведения составляло 60 минут, позже оно было увеличено до 80 минут.



Рисунок 2. Картриджи U-matic были похожи на кассеты VHS, только они были больше, использовали ленту шириной $\frac{3}{4}$ дюйма и имели максимальное время записи 80 минут.

Вскоре после представления прорывного формата картриджей видеокассеты с фильмами появились на Cartrivision [3] – кассетном формате, разработанном пионером аудио- и видеотехники Фрэнком Стэнтоном (Frank

Stanton) из Cartridge Television Inc. Его формат был не совсем практичным, так как Cartrivision выпускался в виде телевизора со встроенным магнитофоном для воспроизведения художественных фильмов. Впервые он был представлен на выставке CES 1970, продавался через Sears, Macy's и Montgomery Ward в 1972 году, а затем исчез в 1973 году из-за низких продаж.

Как бы то ни было, Cartrivision был забытым предшественником видеомэгнитофона. В 1971 году компания Philips начала разработку нового формата, который стал доступен на коммерческом рынке в 1972 году под названием «видеокассетный магнитофон (video cassette recorder, VCR)». Его также называли N1500 по номеру модели первого записывающего устройства.

Только в середине 1970-х годов цены стали достаточно доступными для домашнего использования. Несколько известных технологических компаний наводнили рынок превосходными платформами, и с этого, началась война форматов между Sony Betamax и JVC VHS.

VHS против Betamax

История говорит нам, какой формат одержал победу, но какое-то время на коммерческом рынке доминировали оба. Sony представила Betamax (Рисунок 3) в 1975 году в Японии, а затем в том же году выпустила его в США, где он стал хитом благодаря более четкому изображению и относительно компактной конструкции. В свою очередь, JVC пред-



Рисунок 3. Betamax Sony обеспечивал лучшее разрешение по сравнению с VHS, но в конечном итоге уступил VHS, когда JVC открыла патент для других производителей.

лагала кассеты VHS с более длительным временем воспроизведения по более доступным ценам за счет меньшего разрешения.

Научное обоснование этого превосходства можно свести к скорости. Головки на барабане видеомэгнитофона Betamax движутся по ленте, обеспечивая скорость записи 6.9 или 5.832 метра в секунду при вращении барабана со скоростью 1800 об/мин (NTSC, 60 Гц) или 1500 об/мин (PAL, 50 Гц). Теоретически это давало Betamax более высокую полосу пропускания в 3.2 МГц, тем самым обеспечивая лучшее качество видео, чем VHS.

Мы также можем сравнить эти два формата по разрешению. Например, первые кассеты Betamax имели разрешение 250 строк (333×486p) по яркости и 30 строк (40×486p) по цвету, а VHS – 240 строк (320×486p) по яркости и 30 строк (40×486) по цвету.

Независимо от качества изображения, JVC применила тактику, которая гарантировала им победу VHS: JVC открыла патент, позволив другим компаниям воспользоваться ее технологией, оставив Sony в свободном падении. Да, Betamax проиграл войну форматов, но Betamax не устарел, поскольку магнитофоны продолжали выпускаться и продаваться до 2002 года, а Sony продолжала выпускать кассеты Betamax вплоть до 2016 года! [4].

На сцену выходит DVD

Видеомэгнитофоны продолжали доминировать в домашних медиа до конца 1990-х и начала 2000-х годов, когда DVD стали успешным носителем, обеспечивающим превосходное разрешение для предварительно записанного видео. По мере снижения цен на DVD видеомэгнитофоны и видеокассеты VHS устаревали, и к июню 2003 года прокат DVD превзошел прокат VHS.

К 2007 году Федеральная комиссия по связи США выпустила предписание, обязывающее все новые ТВ-тюнеры в США поддерживать стандарты ATSC и QAM, и призвала производителей электроники прекратить производство автономных видеомэгнитофонов. Чтобы обойти этот призыв, производители начали выпускать комбинированные телевизоры с VHS- и DVD-плеерами, поскольку потребители не были готовы расстаться со своей коллекцией кассет VHS. Аналогичная практика была применена и в отношении комбинированных проигрывате-

лей VCR/Blu-ray, поскольку DVD-проигрыватели уходили в прошлое.

Последним «ура» кассетным домашним носителям стал формат D-VHS или Digital VHS. Он поддерживал цифровую запись видео на ленте. Кассеты могли воспроизводить видео с разрешением 720p и 1080i. Теоретическая цифровая емкость кассет составляла 50 Гб! При обычном разрешении 480p эти кассеты могли вмещать до 40 часов. Это был настоящий скачок для технологий. Однако низкая осведомленность потребителей, распространение DVD и появление Blu-ray и HD-DVD остановили развитие D-VHS. На D-VHS был выпущен только 91 фильм. Для сравнения, на LaserDisc было выпущено более 8000 фильмов.

Ностальгическое будущее видеомагнитофонов?

Итак, что же ждет видеомагнитофоны в новом тысячелетии, и готовы ли они к возвра-

щению? Маловероятно, что им удастся повторить путь возрождения LP-проигрывателей и виниловых пластинок, которые снова сделали популярными аудиофилы высшего эшелона. Производителям также невыгодно выпускать VHS-кассеты в условиях цифровой революции, но надежда еще не потеряна.

Все еще есть те, кто предпочитает ностальгировать, просматривая фильмы в аналоговом формате и предаваясь воспоминаниям за семейным видео. Доказательством этого утверждения является тот факт, что фильмы на VHS все еще можно купить на eBay, на дворовых распродажах и в ломбардах. **РЛ**

Ссылки

1. [Telcan – A British First in Home Video Recording](#)
2. [U-matic for the People](#)
3. [The Hardware/Software Necromancer: Cartrivision, the Long-Forgotten Forerunner to the VCR](#)
4. [Sony says goodbye to Betamax tapes](#)

Зачем нужен сдвиг уровня в понижающе-повышающих схемах

Frederik Dostal

Analog Dialogue

Инвертирующие повышающе-понижающие схемы обычно используются для получения отрицательных напряжений питания из положительных. При этом очень важно, чтобы отрицательное напряжение формировалось правильно. Однако если источник питания управляется или контролируется основной схемой приложения, могут потребоваться дополнительные схемы сдвига уровня. Он привязан к земле, в то время как вывод GND инвертирующей повышающе-понижающей силовой схемы подключен к создаваемому отрицательному напряжению.

Введение

Величина отрицательного напряжения, вырабатываемого инвертирующими повышающе-понижающими схемами, может быть выше или ниже величины имеющегося положительного напряжения. Например, из +12 В можно получить –8 В или даже –14 В. При проектировании повышающе-понижающего преобразователя на основе микросхемы импульсного регулятора могут потребоваться линии передачи управляющих сигналов. В этом случае разработчикам необходимо помнить о соответствующем смещении уровней, чтобы можно было использовать сигналы синхронизации и разрешения.

Что следует учитывать при проектировании схем сдвига уровня

Инвертирующая топология понижающе-повышающего преобразователя является одной из основных топологий импульсных регуляторов, требующей всего одного дросселя, двух конденсаторов и двух MOSFET в качестве коммутаторов. Коммутаторами

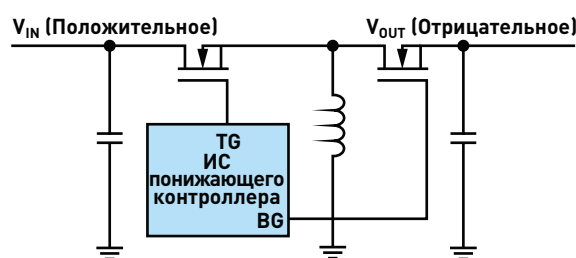


Рисунок 1. Инвертирующая повышающе-понижающая схема для получения отрицательного напряжения с помощью понижающего импульсного регулятора.

можно управлять с помощью любого понижающего регулятора или контроллера. Это значит, что выбор подходящих элементов для построения импульсного регулятора достаточно велик. На Рисунке 1 показана инвертирующая схема со всеми необходимыми компонентами.

На Рисунке 2 показана повышающе-понижающая схема с понижающим регулятором ADP2386. Если для инвертирующей схемы используется микросхема понижающего регулятора, то ее земляной вывод находится под потенциалом вырабатываемого отрицательного напряжения. Вывод регулятора с его исходным выходным напряжением подключается к земле системы. Понижающий регулятор в инвертирующей топологии своей собственной землей привязан к установленному отрицательному напряжению, поскольку выходное напряжение подключено к системной земле. Опорная земля микросхемы (вывод GND на Рисунке 2) не подключена к системной земле. Поэтому две земли находятся под разными потенциалами. Земля микросхемы импульсного регулятора становится шиной создаваемого отрицательного

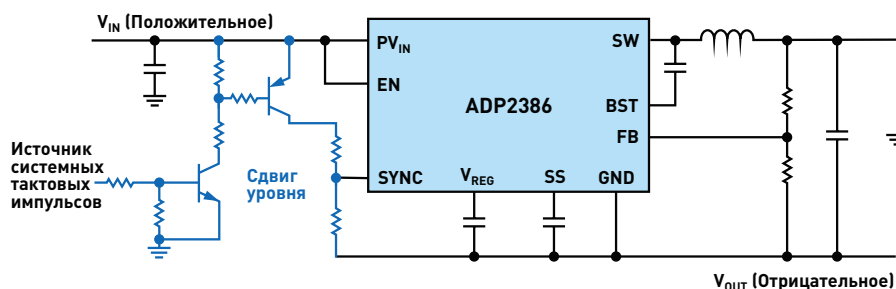


Рисунок 2. Внешняя схема сдвига уровня для синхронизации микросхемы импульсного регулятора системными тактовыми импульсами.

напряжения. Все выводы микросхемы импульсного регулятора теперь привязаны к вырабатываемому отрицательному напряжению, а не к земле системы. В результате линии передачи сигналов от системы к микросхеме и наоборот требуют смещения уровней, чтобы обеспечить безопасный обмен сигналами и исключить возможность повреждения. Обычно это такие сигналы, как SYNC, PGOOD, TRACKING, MODE, EN, UVLO и RESET.

На Рисунок 2 показана возможная схема сдвига уровня с двумя биполярными транзисторами и семью резисторами (синего цвета) для одного сигнала. Эта схема требует определенного пространства и усложняет конструкцию, а также увеличивает ее стоимость. Такой сдвиг уровня должен быть реализован отдельно для каждого из ранее упомянутых сигналов. Это особенно сложно, когда для управления микросхемой импульсного регулятора используется цифровая шина, такая, например, как шина управления питанием PMBus. В этом случае все соединения шины должны быть обеспечены сдвигом уровня или гальванической развязкой.

Одним из способов уйти от этих внешних цепей является использование микросхемы импульсного регулятора, специально разработанной для инвертирования напряжений. Analog Devices предлагает семейство микросхем импульсных регуляторов, которые

являются разновидностями понижающих регуляторов. Они предназначены для обеспечения простой связи между системой, то есть всей электронной схемой, и микросхемой инвертирующего регулятора. Внешние цепи смещения уровней, показанные на Рисунок 2, не требуются.

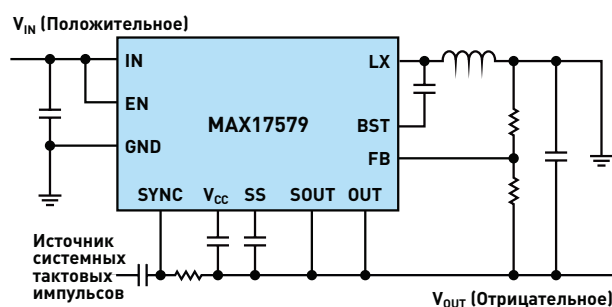


Рисунок 3. MAX17579 спроектирована как инвертирующий повышающе-понижающий стабилизатор с уже интегрированными цепями смещения уровня.

На Рисунок 3 показана микросхема импульсного регулятора MAX17579, которая вырабатывает отрицательное напряжение из положительного. Как видно из этого рисунка, схема намного компактнее, чем на Рисунок 2. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADP2386](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX17579](#)

Реализация цифрового фильтра нижних частот на 8-битном микроконтроллере

Abel Raynus

EDN

Фильтрация часто встречается в аналоговом мире. К сожалению, в цифровом мире инженеры применяют ее в основном к DSP (процессорам обработки цифровых сигналов), а не к небольшим 8-разрядным микроконтроллерам, которые обычно используют разработчики. Такая ситуация возникает из-за того, что математика для проектирования фильтра сложнее той, с которой готово иметь дело большинство инженеров. Кроме того, цифровая фильтрация требует вычислений над целыми числами, а не над числами с плавающей точкой. Из-за этого возникают две проблемы. Во-первых, ошибка округления из-за ограниченного числа битов может ухудшить отклик фильтра или даже сделать его нестабильным. Во-вторых, для обработки дробных значений необходимо использовать целочисленную математику.

Существует несколько способов решения этих проблем. Например, можно использовать операции с 16-, 32- и 64-разрядными числами или масштабировать их для повышения точности. Эти и другие способы обычно требуют больше памяти, и в результате программа часто не помещается в небольшой микроконтроллер. Поиск в литературе показывает, что опубликованные прошивки для цифровых фильтров написаны на языке С. Для программ на С требуется больше памяти, чем для программ, написанных на ассемблере. Это часто делает их неприемлемыми для небольших микроконтроллеров с ограниченными ресурсами памяти.

Листинг, который доступен для скачивания в разделе Загрузки, демонстрирует простой инженерный метод программирования

прошивки однополюсного цифрового фильтра нижних частот для 8-битных микроконтроллеров. Программа на ассемблере написана для бюджетного микроконтроллера MC68HC908QT2, но эту идею можно применить к микроконтроллеру любого типа, поскольку в ней используются только стандартные инструкции ассемблера.

Оставляя в стороне сложные методы проектирования, основанные на Z-преобразовании с его громоздкой математикой, эта идея использует другой подход, основанный на рекурсивном уравнении. Каждая выборка выходного сигнала вычисляется как сумма входного сигнала и предыдущей выборки выходного сигнала с соответствующими коэффициентами. Рекурсивное уравнение определяет однополюсный фильтр нижних частот как:

$$Y[n] = X[n] \times a_0 + Y[n-1] \times b_1,$$

где

$X[n]$ и $Y[n]$ – входные и выходные значения выборки $[n]$,

$Y[n-1]$ – выходное значение предыдущей выборки $[n-1]$,

a_0 и b_1 – весовые коэффициенты, уменьшающие δ .

Коэффициенты имеют значения $0 < \delta < 1$, $a_0 = 1 - \delta$ и $b_1 = \delta$. Физически δ – это величина, на которую спадает сигнал между соседними выходными выборками. Значение δ можно задать напрямую или найти его из требуемой постоянной времени фильтра d , которая представляет собой количество выборок, необхо-

димых для того, чтобы выходной сигнал достиг 63.2% от установившегося уровня для фильтра нижних частот. Между d и δ существует жесткая зависимость:

$$\delta = e^{-1/d},$$

где e – основание натурального логарифма. Предыдущие уравнения дают

$$Y[n] = Y[n-1] + (1-\delta) \times (X[n] - Y[n-1]).$$

Вместо умножения на число с десятичной точкой $1-\delta$ при программировании на ассемблере удобнее делить на взаимно обратное целое число F :

$$F = \frac{1}{(1-\delta)} :$$

$$Y[n] = Y[n-1] + \frac{(X[n] - Y[n-1])}{F}.$$

Таким образом, определить параметры цифрового фильтра можно, выполнив следующие шаги:

1. Выберите параметр F . Для ассемблера удобно выполнять деление путем сдвигов вправо. Для сдвигов вправо значение F должно быть равно 2^S , где S – количество сдвигов. Пусть значение F , достигнутое после трех сдвигов вправо, будет равно 8.

2. Рассчитайте декремент

$$\delta = 1 - \frac{1}{F} = 1 - \frac{1}{8} = 0.875.$$

3. Рассчитайте постоянную времени как

$$d = -\frac{1}{\ln \delta} = -\frac{1}{\ln 0.875} = 7.49 \text{ выборков.}$$

Формула

$$Y[n] = Y[n-1] + \frac{X[n] - Y[n-1]}{F}$$

определяет конструкцию фильтра, реализуемого алгоритмом микроконтроллера. Для алгоритма нужны три регистра: входной для $X[n]$, выходной для $Y[n]$ и регистр приращений для хранения члена

$$\frac{X[n] - Y[n-1]}{F}.$$

Размеры этих регистров зависят от входных сигналов. В этом приложении сигналы от встроенного 8-разрядного АЦП находятся в диапазоне от 00 до \$FF и должны проходить через фильтр нижних частот. Таким образом, входной и выходной регистры имеют размер 1 байт. Чтобы повысить точность деления, к делимому прибавляют половину делителя. Это увеличивает регистр приращения до 2 байт.

Численное выполнение функции фильтрации обеспечивает преимущество постоянства, поскольку допуски компонентов, температурный дрейф и старение не влияют на алгоритм работы фильтра. Реализация цифрового фильтра в микроконтроллере дает дополнительное преимущество в виде гибкости настройки параметров фильтра, поскольку эта гибкость зависит только от прошивки. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP MC68HC908QT2](#)

Загрузки

[Прошивка программы однополюсного цифрового фильтра нижних частот](#)



Драйвер верхнего плеча питает IGBT и MOSFET

Carlisle Dolland

EDN

Система малой и средней мощности на Рисунке 1 обеспечивает интерфейс между широтно-импульсным модулятором и IGBT-или MOSFET-коммутатором верхнего плеча. Ее можно использовать для сопряжения ТТЛ-или КМОП-схем с Н-мостом, если буферизировать ее драйвером МОП-транзистора, например, ICL7667 или MIC4423. При положительном напряжении на клемме ОА диод D_1 проводит ток, заряжая входную емкость полевого транзистора через резистор R_1 . Значение сопротивления R_1 и выходное сопротивление источника управляющего сигнала определяют время включения полевого транзистора. После того, как емкость зарядится, напряжение на резисторе R_1 становится равным 0 В, и транзистор Q_1 выключается.

В течение мертвого времени ШИМ емкость затвора разряжается через Q_1 и резистор R_2 . Сопротивление R_2 и коэффициент передачи тока транзистора Q_1 определяют время выключения полевого транзистора. Время включения и выключения этой схемы составляет менее 150 нс.

В системах, требующих более высокой мощности, можно использовать схему с двумя полевыми транзисторами (Рисунок 2). Резисторы R_1 и R_2 , а также выходное сопротивление драйвера ШИМ или полевого транзистора определяют время включения. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 , а также значения коэффициентов передачи тока транзисторов Q_1 и Q_2 определяют время выключения. Диоды Шоттки D_3 и D_4 предотвращают протекание

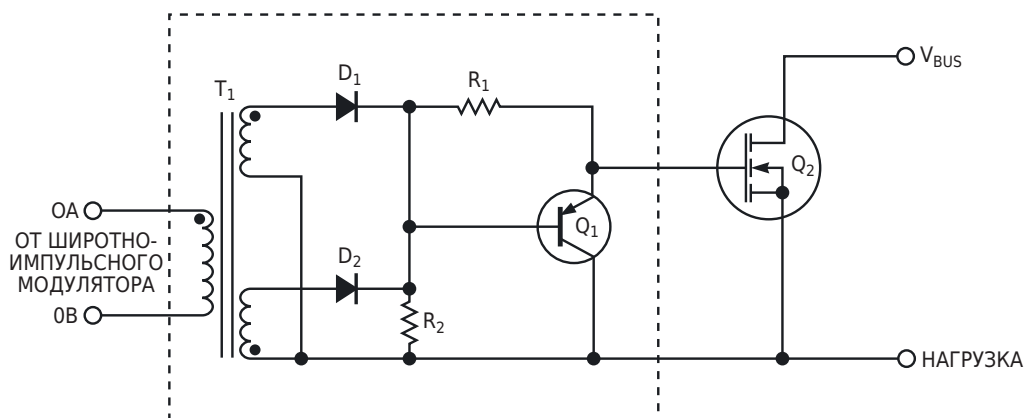


Рисунок 1. Эту недорогую схему можно использовать для управления MOSFET или IGBT верхнего плеча.

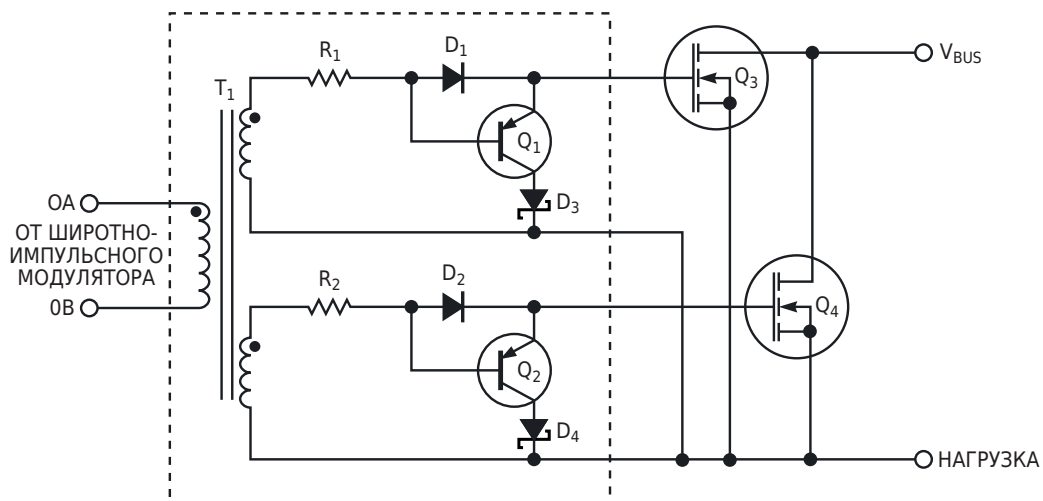


Рисунок 2. Два MOSFET, включенных параллельно, обеспечивают бóльшую мощность, чем схема на Рисунке 1.

кание тока через переходы коллектор-база транзисторов Q_1 и Q_2 при отрицательном сигнале управления. С помощью этой схемы можно получить времена переключения мень-

ше 50 нс при включении и меньше 100 нс при выключении, в зависимости от выходного сопротивления источника управляющего сигнала, подаваемого на трансформатор. **РЛ**

Что такое LVGL и как она работает во встраиваемых системах

Majeed Ahmad

EDN

Легкая и универсальная графическая библиотека (Light and Versatile Graphics Library, LVGL) уверенно завоевывает рынок графики, эффективно облегчая разработку графических интерфейсов пользователя в небольших, ограниченных по ресурсам и питающихся от батарей устройствах, таких как носимая электроника, электровелосипеды, навигационные системы, приборные панели, медицинские гаджеты и многое другое.

Поставщики графических IP-решений все чаще сотрудничают с LVGL, чтобы оптимизировать характеристики графических процессоров и расширить возможности обработки графики для широкого спектра встраиваемых приложений. Но что такое LVGL? Это компания, которая разработала бесплатную графическую библиотеку с открытым исходным кодом для встраиваемых систем; она помога-



Рисунок 1. LVGL не имеет внешних зависимостей, что делает ее портирование невероятно простым.

ет разработчикам создавать графические интерфейсы для микроконтроллеров, микропроцессоров и дисплейных процессоров.

LVGL, написанная на языке C, дает разработчикам встроенных систем возможность создавать современные и визуально привлекательные пользовательские интерфейсы во встраиваемых приложениях (Рисунок 1). Она работает с различными процессорами и операционными системами и позволяет разработчикам свести к минимуму объем кода и потребление памяти. Ее можно использовать с любыми ОСРВ и «пустыми» системами, быстро адаптируя к уникальным потребностям проекта.

Поставщики графических процессоров интегрируют графическую экосистему LVGL в свои решения; таким образом, разработчики могут создавать элегантные и отзывчивые интерфейсы без ущерба для производительности и энергоэффективности. Интеграция LVGL в графические процессоры преобразует ландшафт встроенного пользовательского интерфейса в устройствах с ограниченными ресурсами, таких как микроконтроллеры.

Примеры разработок

Возьмем, к примеру, Think Silicon, поставщика графических IP-решений с ультранизким энергопотреблением для встраиваемых систем и компании Applied Materials. Think Silicon сотрудничает с LVGL для разработки

высокоэффективных и малопотребляющих графических библиотек для микроконтроллеров. Созданный в результате комплект разработки программного обеспечения для ее графических процессоров NEMA сможет ускорить графическую библиотеку LVGL до 5 раз по сравнению с чисто программным переносом изображения (Рисунок 2).



Рисунок 2. Компания Think Silicon объединила легкую графическую библиотеку LVGL с открытым исходным кодом со своей серией графических процессоров NEMA.

Компания VeriSilicon, поставщик встраиваемых графических процессоров из Шанхая (Китай), также заключила партнерство с LVGL для упрощения интеграции 2D-, 2.5D- и 3D-контента во встраиваемые приложения. Соединив свои решения с графической библиотекой LVGL, VeriSilicon намерена расширить возможности 3D-рендеринга в графических интерфейсах.

Actions Technology, китайская фирма из Чжухая, разрабатывающая чипы для приложений AIoT, включила графический процес-



Рисунок 3. Компания Actions Technology включила графический процессор VeriSilicon с поддержкой LVGL в свою СМК для умных часов.

сор VeriSilicon в свою систему на кристалле (СМК) для умных часов (Рисунок 3). Тим Чжан, генеральный директор подразделения носимых устройств и датчиков Actions Technology, признает важность вклада графической технологии LVGL в обеспечение богатой 3D-графики в СМК для умных часов.

Встраиваемые графические процессоры сегодня находят применение в широком спектре приложений, от носимых устройств и информационно-развлекательных систем до средств микроподвижности и AIoT. Интеграция LVGL в графические процессоры позволяет пользователям создавать визуально привлекательные пользовательские интерфейсы на самых разных аппаратных платформах. **РЛ**

Полностью аналоговая электронная игральная кость

Patrick Van Torre

EDN

Электронные игральные кости – это всегда интересный проект, который легко реализовать с помощью нескольких строк программного кода на микроконтроллере или нескольких цифровых компонентов. Однако реализация игральные кости аналоговыми средствами представляет собой более сложную задачу. Представленная здесь схема реализует полностью аналоговую электронную игральную кость с ограниченным количеством компонентов и может быть собрана на небольшой печатной плате. Используется множество любопытных аналоговых технологий, что делает это приложение интересным.

Основу схемы, показанной на Рисунке 1, составляют три операционных усилителя в верхней части схемы. Эти операционные усилители формируют периодическое аналоговое ступенчатое напряжение с шестью уровнями, соответствующими состояниям электронной игровой кости. Слева направо мы видим тактовый генератор, зарядовый насос и схему сброса для этого зарядового насоса. Рассмотрим теперь эти части в указанном порядке.

Слева – микросхема IC1A, на которой собран релаксационный генератор. Это классическая схема, измененная под одно напряжение питания, в которой входное смещение, равное половине питания, устанавливается с

помощью делителя напряжения R3 и R8. Частота колебаний выбирается с помощью элементов C1 и R1. Выходной сигнал генератора представляет собой симметричные прямоугольные импульсы. Роль транзистора Q2 будет рассмотрена позже, а пока считайте его неактивным.

Генератор управляет зарядовым насосом на микросхеме IC1B. На каждом спадающем фронте прямоугольных импульсов большая часть заряда конденсатора C2 передается в C3 через диод D1, создавая очередной уровень ступенчатого напряжения, которое появляется на выходе IC1B. Во время нарастающего фронта импульса C2 снова заряжается через диод D2. Благодаря обратносмещенному диоду D1, перезарядка конденсатора C2 не влияет на выходной сигнал зарядового насоса.

После того, как на шестом шаге сформируется последний уровень ступенчатого напряжения, нужно сбросить зарядовый насос и перезапустить цикл. Представьте, что на ступени №7 мы пересекаем определенный пороговый уровень, а затем немедленно разряжаем конденсатор C3, поэтому шаг №7 длится очень короткое время. Эту функцию выполняет компаратор на микросхеме IC1C. Его пороговое напряжение устанавливается делителем напряжения R7, R6.

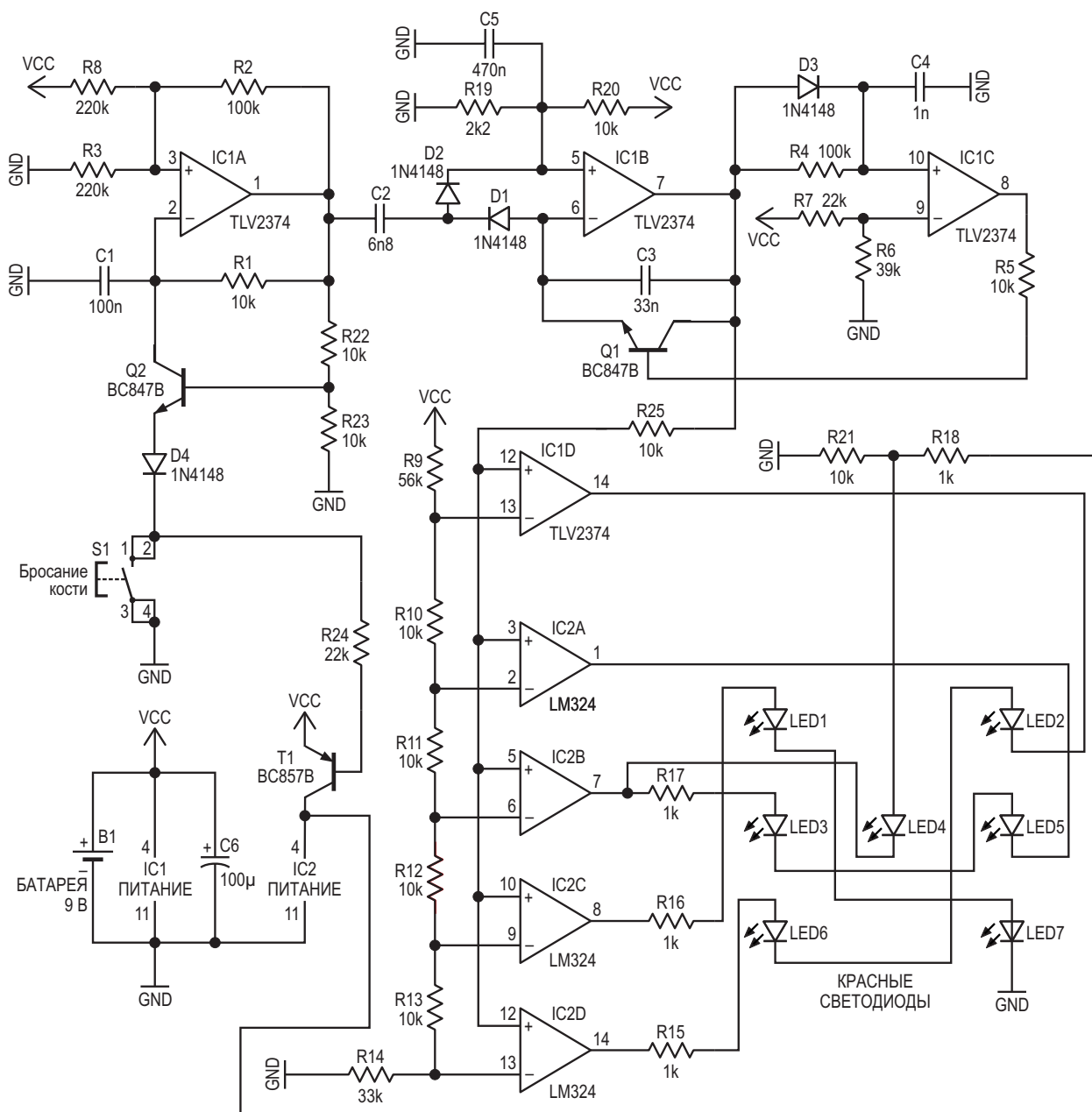


Рисунок 1. На схеме аналоговой электронной игральной кости слева направо показаны тактовый генератор, зарядовый насос и схема сброса для этого зарядового насоса.

Однако здесь важны некоторые детали: элементы D3, R4 и C4 создают небольшую задержку для нарастающего фронта, но большую задержку для спадающего. Это позволяет схеме сброса быстро реагировать на начало шага №7, но в то же время достаточно долго удерживаться в активном состоянии для полного разряда конденсатора C3. Фактический разряд осуществляется путем перевода транзистора Q1 в состояние насыщения. Результат показан на Рисунке 2.

Сверху – ступенчатое напряжение, снизу – тактовый сигнал. Обратите внимание, что изменения происходят только по спадающему фронту тактового сигнала. При высоком уровне тактового импульса ступенчатое напряжение всегда стабильно. Важно отметить, что замыкание кнопки S1 остановит генератор, но благодаря транзистору Q2 это может произойти только при высоком уровне тактового сигнала. Это означает, что если вы «бросите кость», генератор остановится на

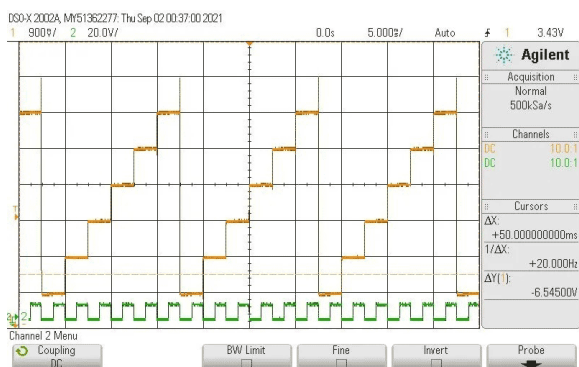


Рисунок 2. Ступенчатое напряжение и тактовые импульсы.

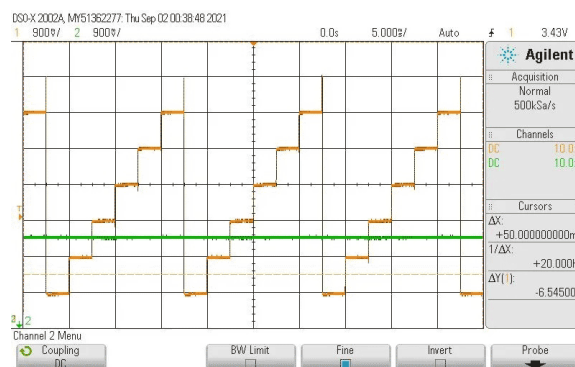


Рисунок 3. Пример порогового уровня дешифратора состояний светодиодов.

ступеньке и никогда между ступеньками. Таким образом, при нажатии кнопки S1 аналоговое напряжение всегда имеет четко определенный уровень, выбранный случайным образом из набора шести возможных значений.

Следует подчеркнуть, что при остановке генератора вероятность каждого уровня аналогового напряжения равна ровно 1/6, поскольку все происходит в соответствии с основным тактовым сигналом, а этот сигнал может удерживаться только при его высоком уровне. Другими словами, в момент остановки генератора все переходы уже завершены. Действия по обновлению состояния зарядового насоса начинаются по спадающим фронтам тактовых импульсов; следовательно, к тому времени, когда генератор может быть остановлен, последнее действие по обновлению наверняка будет завершено.

Для отображения результата используются пять компараторов, управляющих светодиодами. Резисторы R9 - R14 образуют многоотводный делитель напряжения, создающий пять пороговых уровней, каждый из которых находится в середине ступени лестницы. В качестве примера на Рисунке 3 показан

пороговый уровень на выводе 9 микросхемы IC2C.

Таким образом, если нужно удерживать значение в течение длительного времени, существует запас по допускам номиналов компонентов, а также по некоторому отклонению напряжения. Важно также, что, поскольку микросхема IC1 является КМОП операционным усилителем, она имеет очень низкие токи утечки, и поэтому выходное напряжение может удерживаться в течение многих минут без каких-либо изменений, видимых на осциллографе.

В дешифраторе состояний светодиодов используются оставшийся операционный усилитель IC1D и четыре операционных усилителя микросхемы LM324. Для упрощения схемы дешифратора были проведены некоторые оптимизации. Здесь важно понимать, что порядок чередования цифр при нарастании напряжения не обязательно должен быть 1-2-3-4-5-6-повтор; подойдет и другой порядок. Для упрощения дешифратора была выбрана последовательность 1-3-5-6-4-2-повтор. Таблица 1 прояснит эту идею. Представьте, что вы перебираете состояния в ука-

Таблица 1. Изменения состояний светодиодов

IC2D	IC2C	IC2B	IC2A	IC1D	№ кости	Изменения
Низкий	Низкий	Низкий	Низкий	Низкий	1	LED4 загорается
Высокий	Низкий	Низкий	Низкий	Низкий	3	LED2 и LED6 загораются
Высокий	Высокий	Низкий	Низкий	Низкий	5	LED и LED7 загораются
Высокий	Высокий	Высокий	Низкий	Низкий	6	LED3 и LED5 загораются, LED4 гаснет
Высокий	Высокий	Высокий	Высокий	Низкий	4	LED3 и LED5 гаснут
Высокий	Высокий	Высокий	Высокий	Высокий	2	LED2 и LED6 гаснут

занном порядке, начиная со всех выключенных светодиодов и считывая изменения.

На данном этапе основные принципы работы полностью аналоговой электронной игровой кости уже объяснены, но есть еще одна деталь – делитель R18, R21. Без этого делителя напряжения светодиод LED4 не будет полностью гаснуть из-за нагрузки на операционный усилитель IC2B. Этот операционный усилитель фактически является источником тока для светодиодов LED3 и LED5, вследствие чего на его выходе падает существенное напряжение.

И последнее, что нужно пояснить, – это схема гашения светодиодов. Если бы на микросхему IC2 всегда подавалось питание, светодиоды также светились бы во время работы генератора. Мы предпочитаем, чтобы светодиоды загорались только при нажатии кнопки S1, и поэтому подаем питание на IC2 только в этом случае. Оно подается через транзистор T1 и резистор R24. Однако, когда питание усилителей IC2 отключено, мы должны ограничить ток на его входах, что является единственным назначением резистора R25. Кроме того, усилитель IC2 должен быть изготовлен по биполярной технологии, чтобы избежать проблем при отключенном питании, поэтому был выбран классический LM324.

Характеристики некоторых компонентов имеют принципиальное значение для реализации этой схемы. Все резисторы должны иметь допуск 1%, за исключением тех, которые включены последовательно со светодиодами и могут быть менее точными. В идеале, конденсаторы C2 и C3 также должны иметь допуск 1%, что является сложным или более дорогим решением. Измерение осциллографом ступенчатого напряжения на выходе операционного усилителя IC1B покажет менее шести ступеней, если отношение емкостей C3/C2 слишком мало, или более шести ступеней, если это отношение слишком велико. Поэтому можно экспериментально выполнить одноразовую регулировку, подключив параллельно C2 или C3 конденсатор меньшей емкости для умень-

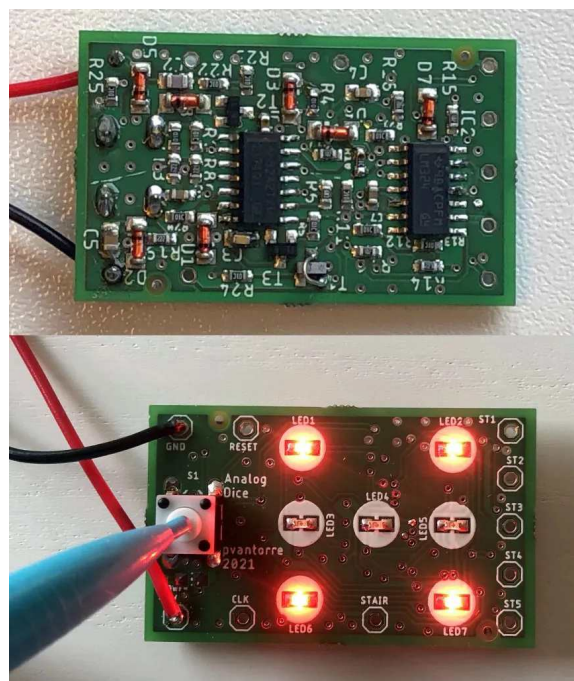


Рисунок 4. Аналоговая электронная игральная кость, собранная на печатной плате.

шения или увеличения отношения емкостей, соответственно.

В этой схеме все критические важные внутренние напряжения пропорциональны напряжению питания. Поэтому при использовании точных значений номиналов компонентов схема надежно работает от 9-вольтовой батареи, даже если батарея разряжена до 7 вольт.

Устройство было собрано на маленькой печатной плате, показанной на Рисунке 4.

Измеренный ток потребления при активированной схеме гашения светодиодов составляет 3.8 мА в режиме ожидания и 13.8 мА при отображении «шестерки». При задействованной схеме гашения, вероятно, было бы интересно добавить светодиод включения питания другого цвета, как индикатор того, что электронная игральная кость включена, а в режиме ожидания показывать случайное число. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV2374](#)

Алгоритм управления «Половина и Половина» усмиряет выбросы и звон пьезопривода

Stephen Woodward

EDN

Пьезоэлектрические приводы являются превосходными, быстрыми и точными средствами для создания и контроля движений микро-, нано- и даже атомного масштаба на миллисекундных и более коротких временных интервалах. К сожалению, они также являются превосходными высокочастотными резонаторами. На Рисунке 1 показано, чего можно ожидать, если вы торопитесь переместить пьезоэлемент и просто подаете на него единичный скачок. Результат: огромный (почти 100-процентный) выброс с продолжительным последующим звоном.

Не волнуйтесь. Все получится. В конце концов. Но не задерживайте дыхание. Очевидно, что необходимо что-то сделать для

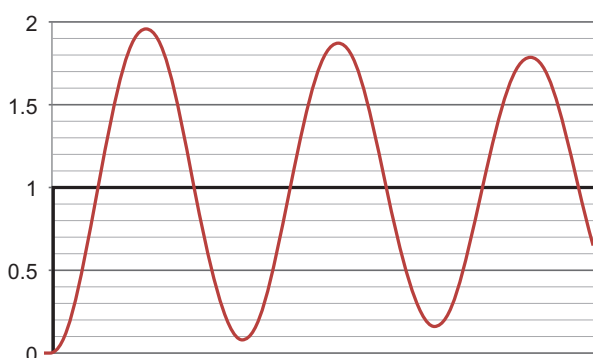


Рисунок 1. Типичная реакция пьезопривода на прямоугольный управляющий импульс: звон и почти 100-процентный выброс.

изменения формы управляющего сигнала, если нас вообще интересуют скорость и время установления. Существует множество возможностей, но на Рисунке 2 показан удивительно простой, но эффективный прием, который фактически основан на использовании естественного двукратного выброса пьезоэлектрического привода: алгоритм управления Половина и Половина.

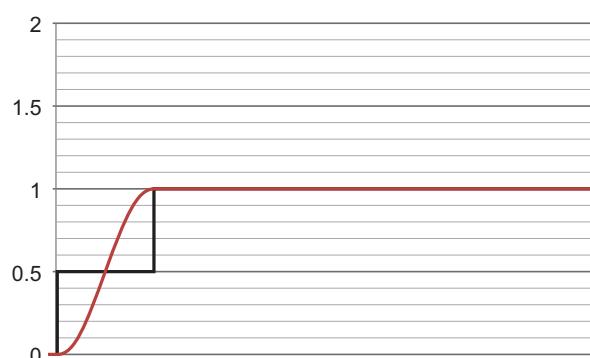


Рисунок 2. Алгоритм «Половина и Половина» с половинной амплитудой ступени и половиной периода резонансных колебаний уничтожает выбросы и звон.

Удивительно простой трюк заключается в том, чтобы разделить ступеньку возбуждения привода на начальную с половиной желаемой амплитуды движения и длительностью ровно в половину периода резонансных коле-

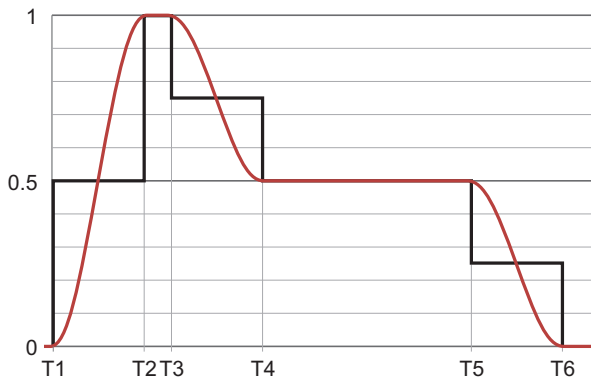


Рисунок 3. Пример реализации алгоритма H&H для трех произвольных перемещений пьезопривода: $(T2 - T1) = (T4 - T3) = (T6 - T5) = \frac{1}{2}$ периода резонансных колебаний.

баний пьезоэлемента. Отсюда и название принципа управления: «Половина и Половина» (Half & Half, H&H). А затем за половинной ступенькой подать полную амплитуду для удержания привода в новом положении.

В основе физики H&H лежит предположение, что кинетическая энергия, сообщаемая массе привода в течение первой четверти цикла, достаточна для преодоления упругости привода во второй четверти, что обеспечивает плавную остановку привода в конце

половины цикла. Затем управляющее напряжение повышается до полного значения, удерживая привод в неподвижном состоянии в конечном положении.

На Рисунке 3 показано, как H&H будет работать для последовательности произвольных перемещений пьезопривода.

При программной реализации алгоритм H&H был бы предельно прост и выглядел бы примерно так:

Пусть DAC – текущее содержимое выходного регистра ЦАП;

N – новое содержимое ЦАП, необходимое для создания желаемого перемещения пьезопривода;

Шаг 1: заменить $DAC = (DAC + N)/2$;

Шаг 2: ждать пол полу периода резонансных колебаний пьезоэлемента;

Шаг 3: заменить $DAC = N$;

Готово.

Если реализовать H&H в виде аналоговой схемы, она могла бы выглядеть как на Рисунке 4. Вот как это работает.

Делитель напряжения C1, R1, C2, R2||R3 выполняет функцию деления амплитуды

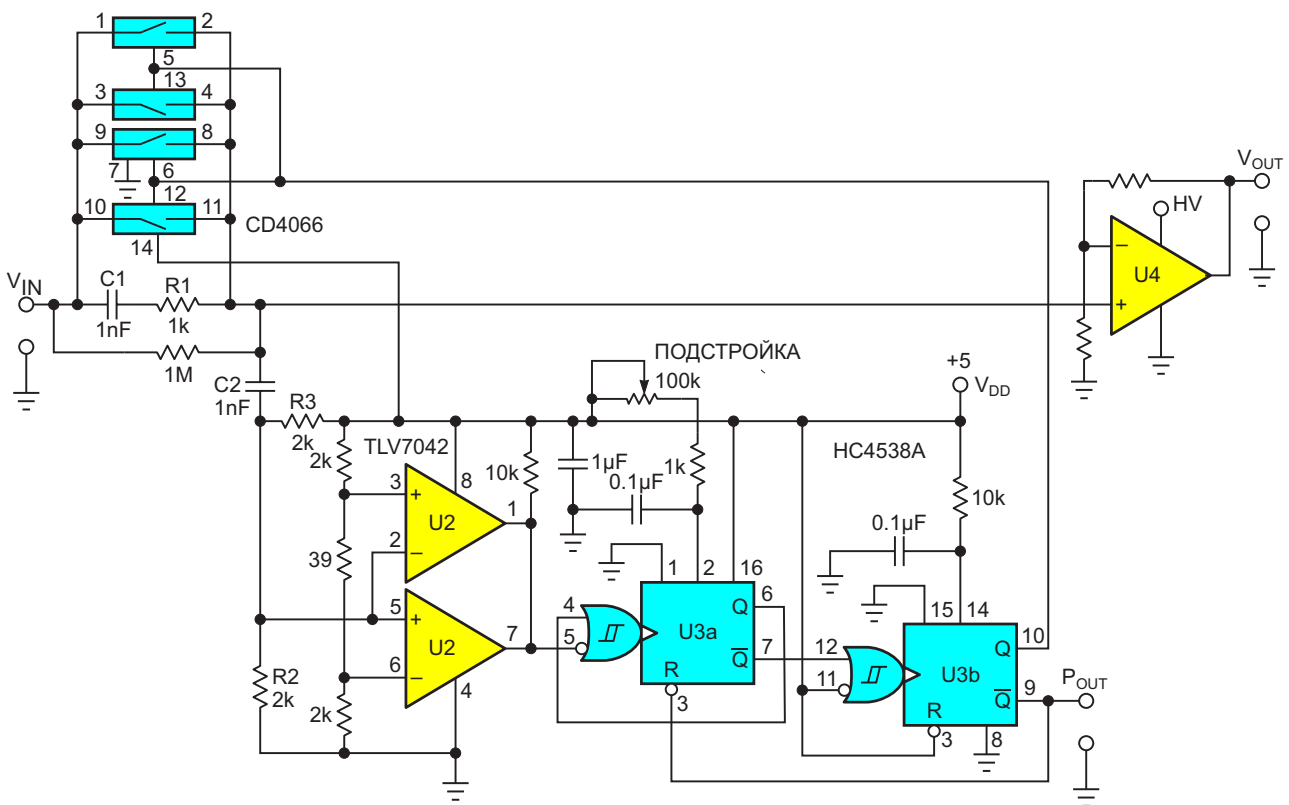


Рисунок 4. Аналоговая реализация алгоритма H&H.

пополам в соответствии с алгоритмом Н&Н, в то время как двуполярные компараторы U2 обнаруживают передние фронты каждого перепада напряжения. Обнаружение перепада запускает ждущий мультивибратор U3a, который с помощью потенциометра ПОДСТРОЙКА настраивается так, чтобы иметь тайм-аут, равный половине периода резонансных колебаний, что дает нам другую «половину».

По окончании тайм-аута выходной импульс U3a запускает мультивибратор U3b, который включает коммутатор U1, выдавая полную амплитуду перепада и завершая перемещение. Используется более старая КМОП микросхема 4066 с металлическим затвором из-

за ее превосходных характеристик закрытого канала с низким током утечки, в то время как параллельное соединение всех четырех ее внутренних ключей обеспечивает достаточно низкое сопротивление в замкнутом состоянии.

U4 – это всего лишь место для подходящего усилителя пьезопривода, преобразующего уровни 5-вольтовой логики схемы Н&Н в напряжение и мощность драйвера пьезопривода. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4538](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLV7042](#)

Беруши под рукой? Давайте пошумим!

Nick Cornford

EDN

Обычно шум раздражает. Но иногда он может быть ценным инструментом. Удивительно, но существует целая палитра цветов шума [1]. В этой статье показаны хорошие способы получения наиболее распространенных и полезных цветов: белого [2] и розового [3] и опционально коричневого [4]. В его основе лежит микроконтроллер, запрограммированный на формирование исходного белого шума, и значительно улучшенный фильтр, преобразующий его в розовый.

Источники случайного электронного шума встречаются слишком часто. Наиболее управляемым источником белого шума, вероятно, является хорошо известная псевдослучайная двоичная последовательность (pseudo-random binary sequence, PRBS) [5], генерируемая сдвиговым регистром с обратной связью, и это будет нашей отправной точкой. Достаточно стандартная реализация с использованием логических микросхем показана на Рисунке 1.

Три 8-разрядных устройства (или сдвоенных 4-разрядных, как в этой схеме) объединяются в 23-разрядный сдвиговый регистр. Выходные данные разрядов 18 и 23 объединяются по схеме «исключающее ИЛИ» и инвертируются (или «исключающее ИЛИ-НЕ») и подаются обратно на вход, создавая последовательность битов, которая кажется случайной, хотя и повторяется каждые $2^{23}-1$ такта, что при тактовой частоте 240 кГц происходит примерно каждые 35 секунд. Эта «-1» соответствует запрещенному, заблокированному состоянию, состоящему из одних единиц, от которого защищает простая схема сброса. На частотах до десятых долей тактовой частоты спектр практически идентичен спектру чистого и идеального белого шума. Он имеет одинаковую интенсивность в любой заданной полосе частот: его спектр плоский. Для получения других цветов нам нужно просто отфильтровать его соответствующим образом.

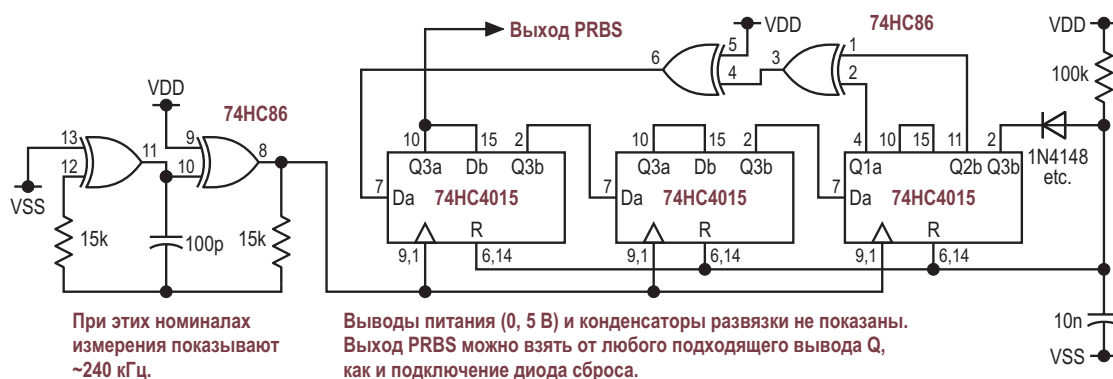


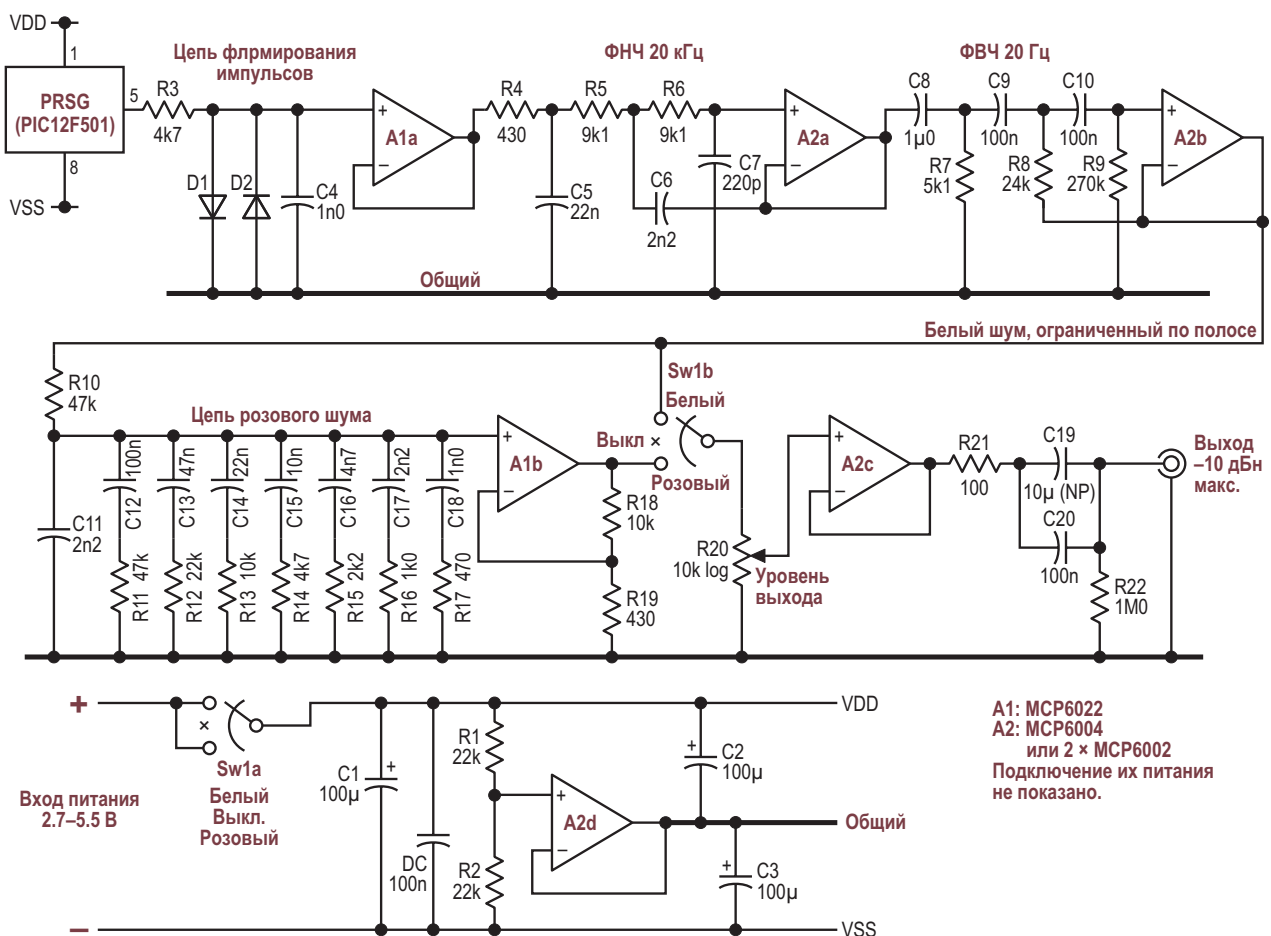
Рисунок 1. Генератор псевдослучайной последовательности (PRSG), построенный на стандартных логических микросхемах, формирует широкополосный белый шум.

Из дешевого микроконтроллера получается хороший генератор PRSG

Пока что все обычно. Но зачем использовать 62 вывода микросхем и как минимум десять дискретных компонентов, если достаточно одного корпуса с 8 выводами (или даже меньше)? Схема для этого слишком скучна, чтобы ее показывать, – представьте себе прямоугольник, на который подается питание (развязанное одним конденсатором) и имеющий вывод GPIO, из которого выходит PRBS, – но в разделе «Загрузки» есть код на языке ассемблера MPASM для реализации этого алгоритма на микроконтроллере Microchip PIC12F1501. (Он должен без проблем открываться в Блокноте). Код логически и функционально идентичен схеме на Рисунке 1 и может быть легко модифицирован для использования в различных микросхемах PIC низкого уровня, а лежащая в основе логика может быть перенесена на любой другой под-

ходящий микроконтроллер. (В свое время National Semiconductor выпустила 15-вольтовую, 8-выводную PMOS микросхему MM5837 – источник белого шума на основе 17 каскадов. Она давно устарела, но могла бы быть хорошей заменой).

Теперь у нас есть псевдослучайный белый шум со спектром примерно от 30 мГц до нескольких МГц, что на несколько октав больше, чем нам нужно. (Есть нули на частотах, кратных частоте передачи битов, которая для данной версии PIC составляет 267 кГц). Он все еще имеет вид импульсного потока, который необходимо ограничить по полосе, прежде чем мы получим действительно полезный белый шум. Для розового шума необходима дополнительная фильтрация, чтобы все октавы (или другие соотношения частот) имели одинаковую интенсивность, – то, что нам и нужно для использования в аудио. Схема, позволяющая сделать все это, показана на Рисунке 2.



В генераторе PRSG можно использовать дискретную логику, показанную на Рисунке 1, но версия с микроконтроллером электрически тише (ха!), компактнее и, если не учитывать затраты на программирование, дешевле. Цепь формирования импульсов преобразует поток прямоугольных импульсов с размахом от шины до шины в трапеции с определенным уровнем (около 1.2 В пик-пик) и со скоростью нарастания, меньшей, чем у последующих операционных усилителей. Фильтр нижних частот на 20 кГц делает то, что написано на схеме. (Эти «20 кГц» – не его частота излома по уровню 3 дБ, а обозначение его функции). Теперь для получения белого шума в пределах звукового спектра и с уровнем чуть выше –10 дБн требуется только фильтрация верхних частот примерно от 20 Гц.

Новая и улучшенная цепь розового шума

Розовый шум немного сложнее и требует более сложного фильтра, чтобы обеспечить необходимый наклон в 3.01 дБ на октаву (10 дБ на декаду). В большинстве опубликованных решений используются четыре секции RC, а также основные R и C, показанные на Рисунке 2 как R10 и C11, а в некоторых – и того меньше. (И многие из них, по-видимому, являются клонами). Шаг номиналов этих RC-элементов пропорционален $\sqrt{10}$, но некоторые размышления и эксперименты с LTSpice показали, что гораздо лучшие результаты достигаются при использовании еще нескольких каскадов и шага, близкого к кубическому корню из 10. На Рисунке 3 показан расчетный отклик семикаскадной цепи на Рисунке 2 без дополнительных фильтров

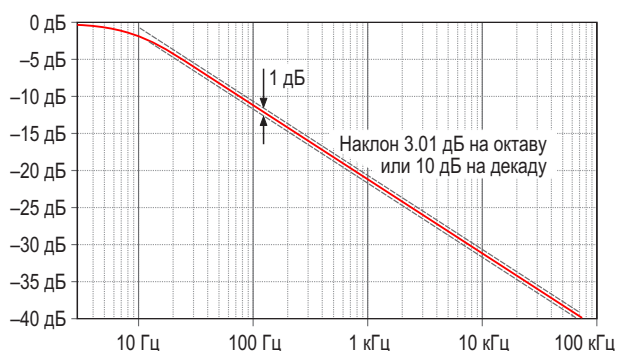


Рисунок 3. Характеристика нового семикаскадного фильтра розового шума, взятого в отдельности.

верхних или нижних частот. Даже при номиналах компонентов, выбранных из ряда E12, он представляет собой почти прямую линию, в отличие от откликов клонов.

Усилительный каскад доводит среднеквадратичный уровень розового шума до –10 дБн, чтобы он соответствовал уровню белого, а переключатель выбора, регулятор уровня, выходной буфер и источник виртуальной земли (A2d и т.д.) завершают конструкцию. На Рисунке 4 показаны рассчитанные характеристики и наихудшие отклонения от идеала.

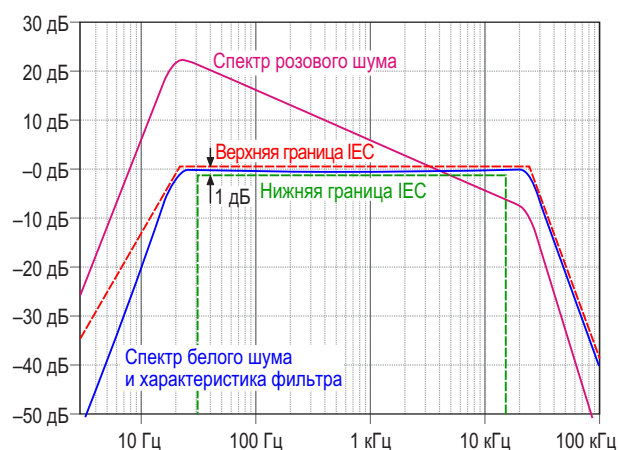


Рисунок 4. Рассчитанные характеристики готовой конструкции, показывающие маску соответствия стандарту IEC 60268-1 и максимальные ошибки фильтров.

Теперь выходной спектр в пределах ± 0.2 дБ соответствует идеальному в диапазоне от 24 Гц до 21 кГц. С немного более мягкими фильтрами верхних и нижних частот это даже можно было бы улучшить, но фильтры были рассчитаны в соответствии с требованиями стандарта IEC 60268-1, который регламентирует характеристики, тестирование и применение аудиосистем.

Некоторые дополнительные замечания по схеме

Схема на Рисунке 2 была разработана (и протестирована) для использования при номинальном напряжении шины 5 В, или ± 2.5 В, (для чего же нужны дешевые внешние аккумуляторы или избыточные токи портов USB?), но крайние значения 2.7 В (три отслуживших свой срок элемента AA) и 5.5 В (предел USB) допускают другие варианты питания.

Цепь формирования импульсов гарантирует, что выходной сигнал будет настолько постоянным, насколько постоянны напряжения шин питания, а уровни сигнала -10 дБн предотвращают ограничение даже при низком напряжении питания. При гарантированном питании 5 В А2с до начала ограничения может иметь около 7 дБ дополнительного усиления. Выходной пик-фактор – отношение пикового значения к среднеквадратичному – довольно высок, около 5:1 или 14 дБ.

В качестве А1а используется усилитель МСР6022, а не МСР6004 (или, конечно, МСР6002), поскольку последний может справиться только со сформированными импульсами и заметно искажает их. Необходимое усиление после цепи розового шума довольно велико, поэтому А1b – это также МСР6022; он быстрее и с меньшим входным смещением. Во всех остальных каскадах схемы МСР6004 работает отлично. Компоненты между А2с и выходом не обязательны – это просто хорошая практика.

Ток, потребляемый в ненагруженном состоянии, составлял около 6 мА.

Генерация коричневого (броуновского) шума

Добавить генерацию коричневого (или красного, или броуновского) шума очень просто, как видно из Рисунка 5. Все, что для этого нужно, – RC-цепь, с ростом частоты дающая спад 6.02 дБ на октаву (20 дБ на декаду), за которой следует каскад с большим усилением. (В некоторых источниках для розового шума указываются две каскадно соединенные цепи по 3 дБ на октаву – но ведь это доро-

же и менее точно?) Приведенные значения номиналов обеспечивают выходной сигнал -10 дБн (примерно 2.6 В пик-пик), что соответствует откликам источников других шумов. Очевидно, что если вы хотите это добавить, показанную на Рисунке 2 коммутацию режимов необходимо изменить. Для отдельного использования перед ним следует установить ФВЧ на частоту не менее 20 Гц, иначе ваши низкочастотные динамики могут попытаться имитировать небольшое землетрясение.

Реализация псевдослучайных последовательностей другой длины

Генератор PRSG на основе PIC (или другого микроконтроллера) может иметь и другие применения, требующие другой длины последовательности. Изменить код несложно, пока требуются только два отвода от (виртуального) сдвигового регистра; для большего количества отводов потребуется больше кода «исключающее ИЛИ-НЕ». По ссылке [6] можно загрузить подробную таблицу, показывающую необходимые отводы, а также содержащую много полезной справочной информации.

Для более длинных последовательностей просто нужны дополнительные регистры, каждый из которых добавляет один процессорный цикл; реализация логики «исключающее ИЛИ-НЕ» занимает больше времени (12 циклов), чем сдвиги. Цепочка из восьми регистров с обратной связью от битов 62 и 63 даст последовательность, которая повторяется только примерно через 1.2 миллиона лет, если тактовая частота равна 16 МГц (частота инструкций 4 МГц). Использование 10 ре-

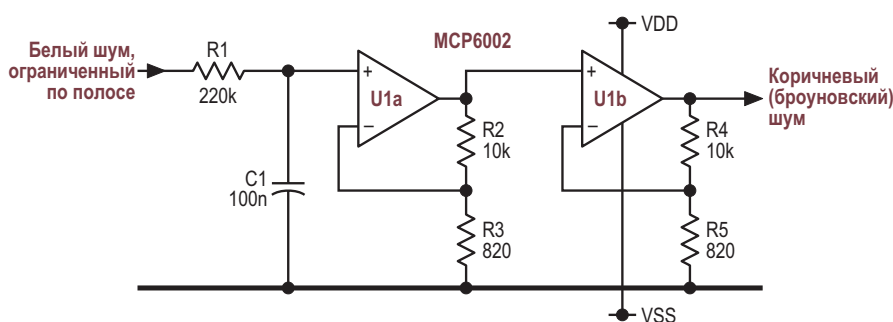


Рисунок 5. Эта простая схема преобразует белый шум в броуновский.

гистров с отводами от битов 70 и 79, увеличивает это время примерно до 77 миллиардов лет. Достаточно долго? Если нет, то приведенная выше ссылка [6] даст много решений с двумя отводами для количества бит до 167. Тогда вам, возможно, стоит вложить деньги в ультрадолговечные батареи или в очень, очень надежный ИБП. [РЛ](#)

Ссылки

1. [Цвета шума](#)
2. [Белый шум](#)
3. [Фликкер-шум](#)

4. [Красный шум](#)
5. [Псевдослучайная двоичная последовательность](#)
6. [Efficient Shift Registers, LFSR Counters, and Long Pseudo-Random Sequence Generators](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip PIC12F1501](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC86](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4015](#)
4. [Datasheet Microchip MCP6002](#)
5. [Datasheet Microchip MCP6004](#)
6. [Datasheet Microchip MCP6022](#)

Загрузки

[Код микроконтроллера на языке MPASM](#)



RS-232 встречается с преобразователем напряжение-частота

Stephen Woodward

EDN

На заре персональных компьютеров использование одного или двух (или более) последовательных портов RS-232 в качестве универсальных адаптеров ввода-вывода было обычной практикой. В последнее время этот «винтажный» стандарт был в значительной степени вытеснен (в конце концов, ему уже 64 года) более быстрыми и экономичными технологиями последовательных интерфейсов, такими как USB, I²C, SPI.

Тем не менее, оборудование RS-232 по-прежнему широко доступно и недорого, а его биполярные уровни сигналов остаются устойчивыми к помехам и влиянию длины кабеля. Еще одна полезная особенность – биполярные напряжения питания (обычно ± 6 В), вырабатываемые типичными адаптерами RS-232. К ним можно удобно подсоединяться через стандартные выходные сигналы RS-232 (например, RTS и TxD) и исполь-

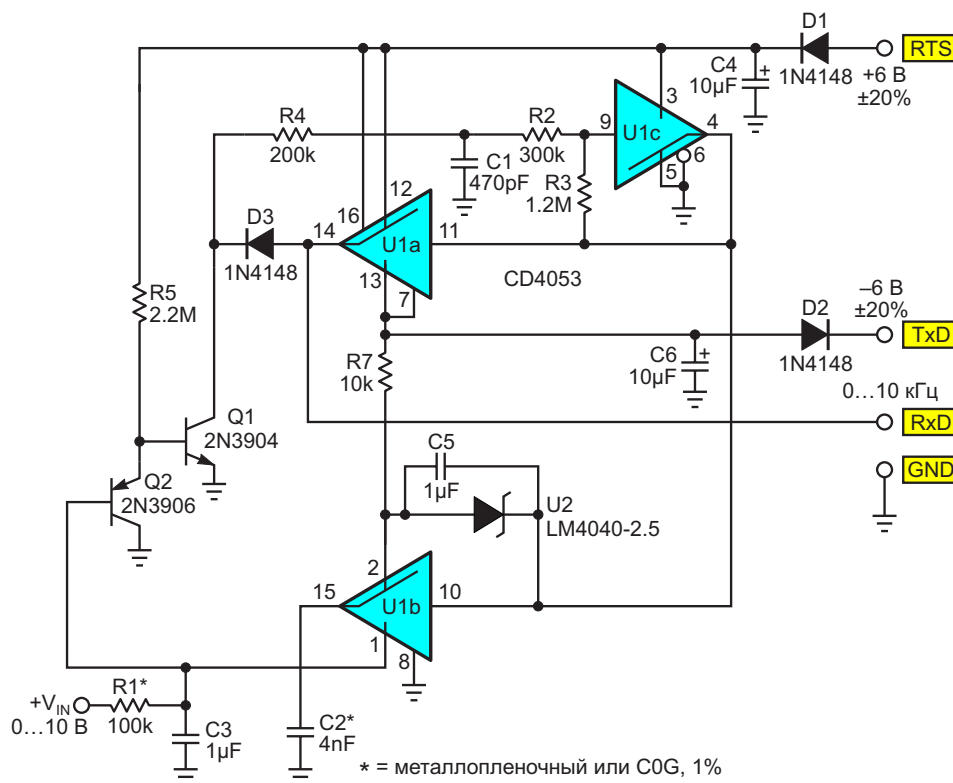


Рисунок 1. 10-килогерцовый ПНЧ работает с обычным портом RS-232 и питается от него.

зовать для питания подключенных аналоговых и цифровых схем.

В этой статье именно это и сделано с использованием асинхронного RS-232 для питания и подсчета импульсов от простого 10-килогерцового преобразователя напряжение-частота (ПНЧ). Получение только одного бита информации из каждой 10-битной символической последовательности может показаться неэффективным (потому что так оно и есть), но в данном случае это удобная уловка для добавления простого аналогового входа, который можно расположить в удалении от компьютера, не опасаясь наводки помех.

Смотрите Рисунок 1, на котором показано объединение RS-232 и ПНЧ.

Большая часть ядра схемы на Рисунке 1 была ранее описана в статье «Схема инвертора напряжения трансформируется в ПНЧ с быстродействием 1 МГц» [1].

Единственное различие между старой схемой и этой, помимо снижения максимальной частоты в 100 раз, заключается в использовании для коммутатора U1 КМОП микросхемы с металлическим затвором (CD4053B) вместо кремниевого (HC4053). Это изменение стало необходимым из-за более высокого используемого здесь рабочего напряжения (12 В против 5 В). Остальные элементы конструкции остались (примерно) такими же.

Входной ток, равный отношению $V_{IN}/R1$, заряжает конденсатор C3, что заставляет транскондуктивный усилитель Q1, Q2 принимать ток, увеличивая ток конденсатора C1 генератора на триггера Шмитта. Это увеличивает частоту F_{PUMP} генератора U1с и ток I_{PUMP} зарядового насоса U1a, U1b и C2. Поскольку ток насоса имеет отрицательную полярность, он замыкает цепь обратной связи, которая постоянно уравнивает ток насоса и выравшивает его с входным током:

$$I_{PUMP} = 2.5V \times C2 \times F_{PUMP} = \frac{V_{IN}}{R1},$$

$$F_{PUMP} = \frac{V_{IN}}{2.5V \cdot C2 \cdot R1} = \frac{V_{IN}}{2.5V \cdot 4 \text{ нФ} \cdot R1} = \frac{10 \text{ кГц} \cdot V_{IN}}{R1 \cdot 100 \text{ мкА}} = \frac{10^8 \cdot V_{IN}}{R1}.$$

Обратите внимание, что сопротивление R1 можно подобрать для реализации практически любого желаемого масштаба шкалы V_{IN} .



Рисунок 2. Каждому импульсу ПНЧ соответствует правильно отформатированный, но пустой символ RS-232.

Диод D3 обеспечивает импульс сброса пилообразного напряжения, который инициирует начало каждого цикла генератора, а также устанавливает длительность стартового импульса RS-232 (ST), равным примерно 10 мкс, как показано на Рисунке 2. Обратите внимание, что такое сочетание постоянных времени и скорости передачи данных в бодах дает запас по допустимому отклонению частоты примерно в 11%.

Соотношение сопротивлений R5/R3 выбрано таким образом, чтобы сбалансировать коллекторные токи транзисторов Q2/Q1, когда напряжение V_{IN} и частота F_{PUMP} равны нулю, тем самым минимизируя смещение нуля V_{IN} . Поэтому ошибки линейности и смещения нуля составляют менее 1% от полной шкалы.

Однако это оставляет открытой возможность недопустимой ошибки масштабного коэффициента, если только шина питания логики +6 В не будет точной, что очень маловероятно. Если нам нужно точное опорное напряжение, не зависящее от нестабильности шины +6 В, то вполне подойдет недорогой 5-вольтовый ИОН на элементах U2, C5 и R7.

Однако, если задача состоит в преобразовании логометрического сигнала, пропорционального +6 В, скажем, от резистивного датчика (например, термистора), то ИОН U2 и окружающие его компоненты должны быть исключены, вывод 2 микросхемы U1 подключен к -6 В, а емкость конденсатора C2 уменьшена до 1.6 нФ. Тогда:

$$F_{PUMP} = \frac{10^9 \cdot V_{IN}}{\ll 6 \text{ В} \gg \cdot R1} \quad \text{РЛ}$$

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Схема инвертора напряжения трансформируется в ПНЧ с быстродействием 1 МГц](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4053B](#)
2. [Datasheet Analog Devices LM4040](#)

Индикатор МЭЛТ с параллельным интерфейсом – это просто



Андрей Дышлевый, Москва

Рассмотрено подключение знакосинтезирующего ЖК-индикатора с параллельным интерфейсом МТ-20S2М российского производителя МЭЛТ к микроконтроллеру STM32F405RGT6.



Такой выбор не случаен. Индикатор имеет символы большого размера при достаточном их количестве (20 знакомест в 2 строках). 51 доступный вход/выход микроконтроллера в корпусе LQFP-64 дает возможность не экономить и реализовать к индикатору параллельный 8-битный интерфейс. А еще это недорогой и быстрый чип с множеством блоков периферии. В общем, тот же STM32F407, только в меньшем корпусе.

О подключении.

Я вас обрадую – для параллельного интерфейса выбираем самые обычные выводы микроконтроллера, то есть те, которые по умолчанию не являются выводами для UART, I²C, SPI, ADC и других важных интерфейсов. Более того, не важно будут ли это близко расположенные выводы или разбросанные по всем углам корпуса. Алгоритм, который мы положим в основу работы с экраном, не чувствителен к скоростям передачи информации по сигнальным проводникам.

На Рисунке 1 изображен фрагмент схемы с подключением экрана к микроконтроллеру.

Тут необходимо отметить одну важную особенность. Если питать экран напряжением 5 В, при чтении информации он выдает единицы, соответствующие его напряжению питания, то есть чуть ниже 5 В. Для микроконтроллера STM32, который питается от 3.3 В, это не опасно, но некоторые выводы не выдерживают 5 В на входе. Поэтому при использовании пятивольтового индикатора МТ-20S2М-2YLG мы будем только записывать в него информацию (данные и команды). Уровень логики в 3.3 В он отлично воспринимает. При этом вывод R/W «подтягиваем к земле» (это установит режим «только запись»).

Самое интересное – программный алгоритм. Для начала открываем «Общее описание» работы с индикатором МТ-20S2М и смотрим диаграммы сигналов и описание допустимых задержек. На Рисунке 2 представлена такая диаграмма с подписанными значениями. Порядок цифр – это десятки наносекунд и более. Больше можно, меньше нельзя.

Основная идея заключается в том, что при формировании на выводах микроконтроллера нулей и единиц мы будем использовать его естественные задержки посредством

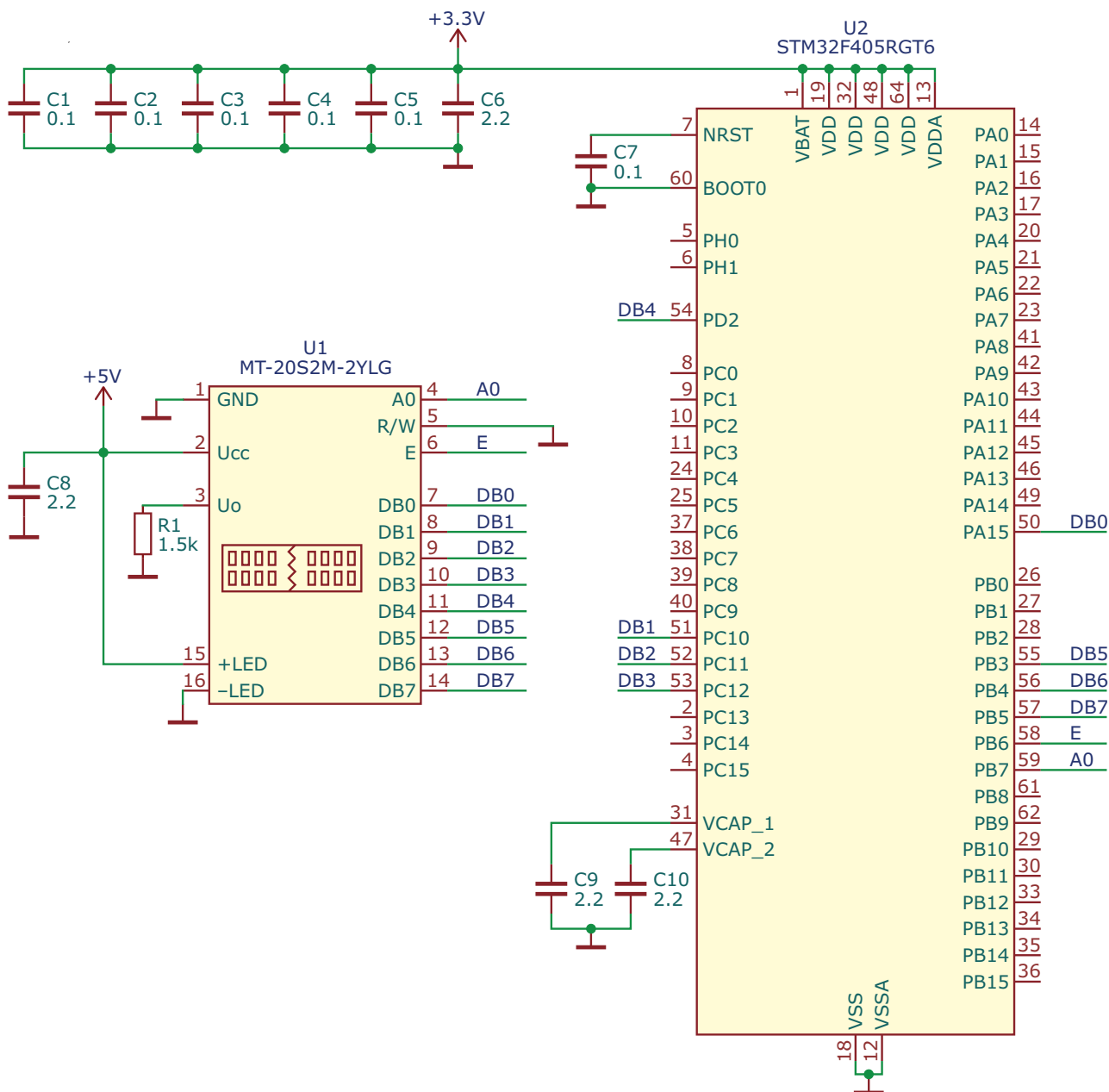


Рисунок 1. Принципиальная схема подключения экрана MT-20S2M к микроконтроллеру STM32F405.

стандартной библиотеки HAL (команда `HAL_GPIO_WritePin`). Когда мы используем эту команду, в недрах программного кода происходят различные проверки, пока не дойдет до установки нужной единицы или нуля в нужном регистре. На это уходит время. И чем больше частота работы микроконтроллера, тем короче это время. Нам надо измерить минимальное время для применяемого микроконтроллера.

Сразу оговорюсь, что данный подход справедлив для обычного функционального программирования (не для FreeRTOS и других ОС).

Для измерения подключим осциллограф к выводу микроконтроллера, который будет выводить на индикатор тактовый сигнал «Е».

В основном цикле `while` (1) пишем код:

```
while (1)
{
    HAL_GPIO_WritePin(E_GPIO_Port, E_Pin, 1);
    HAL_GPIO_WritePin(E_GPIO_Port, E_Pin, 0);
    /* USER CODE END WHILE */

    /* USER CODE BEGIN 3 */
}
}
```

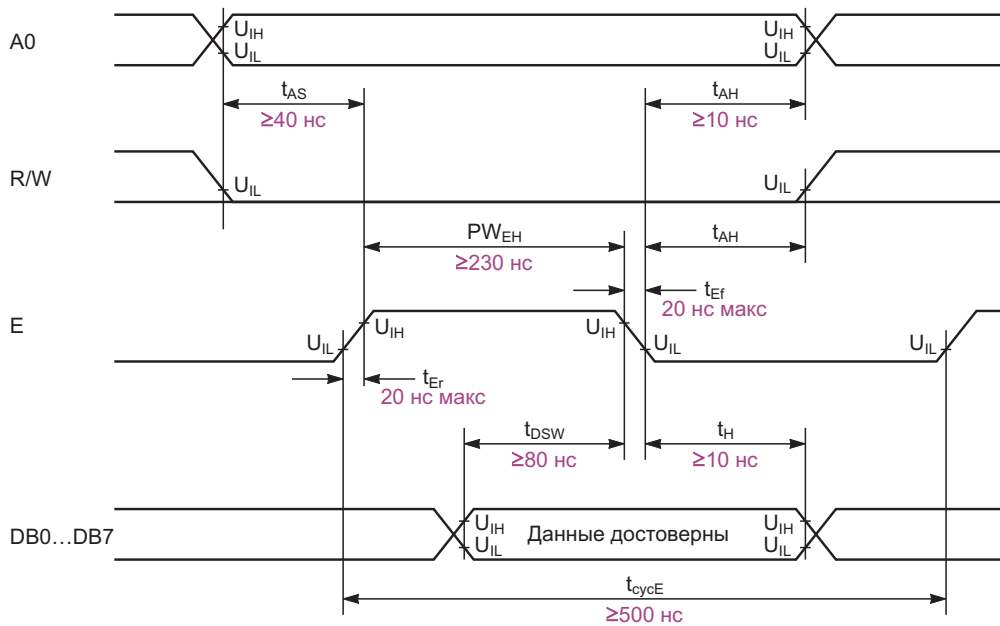


Рисунок 2. Временная диаграмма записи жидкокристаллического индикатора MT-20S2M.

На Рисунке 3 показана осциллограмма переключения для микроконтроллера STM32F405RGT6, работающего на максимальной для него частоте 168 МГц. На осциллограмме видно, что от подачи команды до момента самого переключения проходит около 230...250 нс. То есть расстояния между фронтами импульса соизмеримы с минимально допустимыми для работы индикатора.

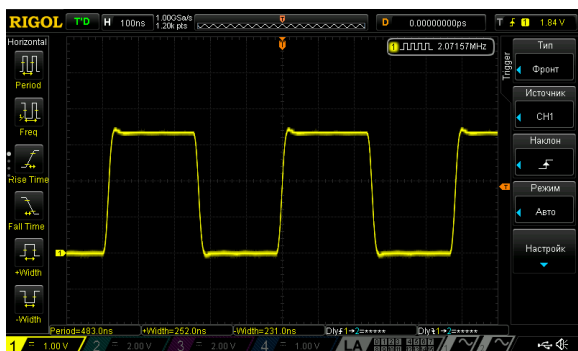


Рисунок 3. Осциллограмма циклического переключения сигнала в цикле `while` (1).

А значит, мы можем формировать импульс синхронизации просто двумя последовательными командами `HAL_GPIO_WritePin`. Это сильно упрощает жизнь. Не нужно программировать работу с таймерами, прерываниями и прочими благами микроконтроллера. А если чип более быстрый, например 200 МГц, то

ничто не мешает делать последовательно по две однотипные команды, как бы растягивая таким образом длительность сигнала в два раза.

Например:

```
HAL_GPIO_WritePin(E_GPIO_Port, E_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(E_GPIO_Port, E_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(E_GPIO_Port, E_Pin, 0);
HAL_GPIO_WritePin(E_GPIO_Port, E_Pin, 0);
```

Переключение всех других сигналов (DB0...B7 и A0) происходит вне действия импульса синхронизации и не нормируется по времени (мы сейчас говорим исключительно о режиме записи). Индикатор воспринимает информацию в момент, когда импульс синхронизации переходит в 0 (по заднему фронту сигнала).

Алгоритм работы следующий:

1. Устанавливаем сигнал A0 (данные или команды).
2. Устанавливаем сигналы DB0...DB7.
3. Подаем синхроимпульс.
4. Формируем задержку.

Для формирования задержки в 40 мкс перед передачей очередного байта (так прописано в инструкции к индикатору) можно использовать тот же принцип – однотипными командами `HAL_GPIO_WritePin` в цикле `for`.

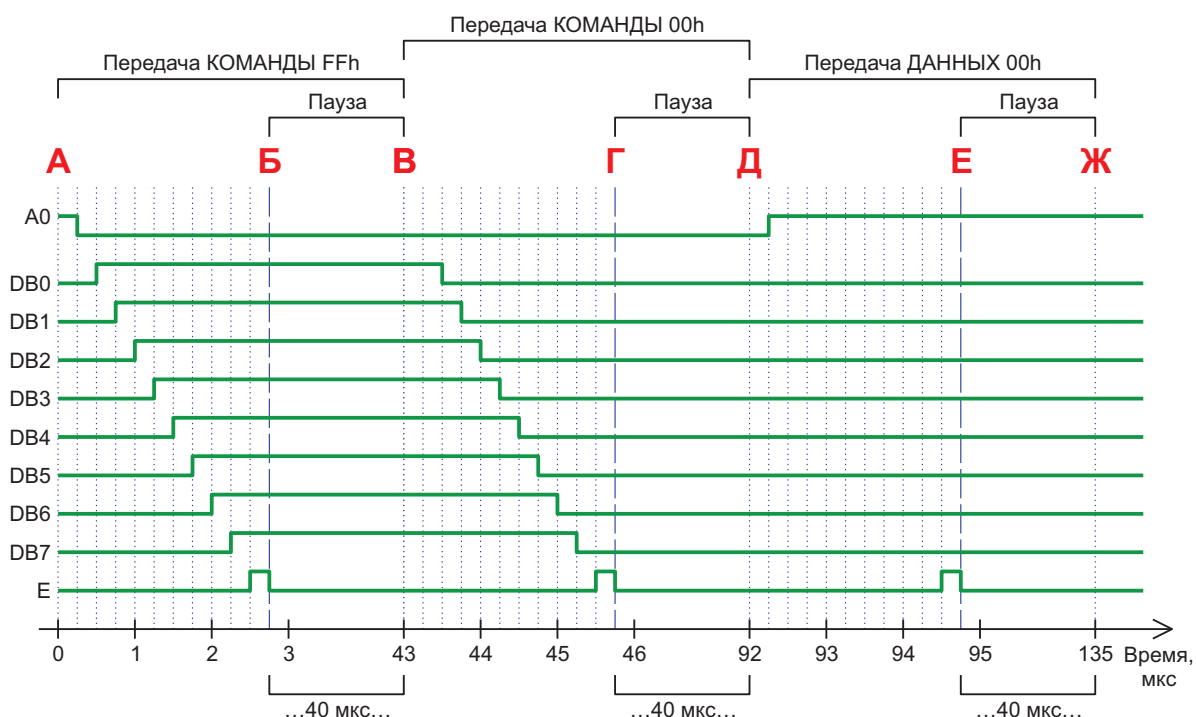


Рисунок 4. Временная диаграмма алгоритма формирования сигнала для работы с жидкокристаллическим индикатором MT–20S2M.

На Рисунке 4 показан алгоритм работы с экраном, разложенный во времени. В нем последовательно передаются две команды (FFh и 00h) и один байт данных (00h). Такие команды и данные бессмысленны с точки зрения индикатора и приведены исключительно для наглядности. По оси абсцисс – время в микросекундах.

Код эквивалентный данному алгоритму следующий. В точке «А» устанавливаем сигнал A0 (данные = 1, команды = 0).

```
HAL_GPIO_WritePin(A0_GPIO_Port, A0_Pin, 0);
```

Далее последовательная установка бит от младшего DB0 к старшему DB7. Однако можно и в обратном порядке.

```
HAL_GPIO_WritePin(DB0_GPIO_Port, DB0_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(DB1_GPIO_Port, DB1_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(DB2_GPIO_Port, DB2_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(DB3_GPIO_Port, DB3_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(DB4_GPIO_Port, DB4_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(DB5_GPIO_Port, DB5_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(DB6_GPIO_Port, DB6_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(DB7_GPIO_Port, DB7_Pin, 1);
```

И наконец сигнал «Е» – импульс синхронизации.

```
HAL_GPIO_WritePin(E_GPIO_Port, E_Pin, 1);
HAL_GPIO_WritePin(E_GPIO_Port, E_Pin, 0);
```

Завершаем все паузой в 40 мкс или более.

```
for(int i=0; i<175; i++)
    HAL_GPIO_WritePin(E_GPIO_Port, E_Pin, 0);
```

Расчет паузы следующий:

$$175 \times 230 \text{ мкс} = 40,250 \text{ мкс} = 40.2 \text{ мс.}$$

После паузы цикл повторяется — точка «В», «Д» и так далее.

Таким образом, на один байт данных либо команды уходит около 43 мкс процессорного времени. Из практики скажу, что для того чтобы с помощью этого алгоритма отобразить на экране индикатора все 40 символов, у микроконтроллера STM32F405RGT6, работающего на частоте 168 МГц, уходит 2.5 мс. А учитывая, что обновлять экран непрерывно нет смысла, и делать это надо в лучшем случае 4 раза в секунду (то есть с интервалом в 250 мс), то можно сказать, что затраты процессорного времени на работу с экраном составляют не более 1%.

Если же надо еще сократить время, расходуемое процессором, то можно обновлять только часть символов (например, те, которые изменились). Индикатор это позволяет, так как имеет свое ОЗУ. Однако про структуру команд и разные варианты работы с индикатором с точки зрения программирования я пока писать не буду. Это логично поместить в отдельную заметку (если

будет интерес к этой теме – пишите в комментариях). Поскольку написать код – одно, а толково рассказать – другое; разные затраты процессорного времени 😊. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet МЭЛТ МТ-20S2М](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics STM32F405RGT6](#)

Простейший электронный аналог игральной кости

Басков М.П.

В статье рассматривается оригинальный генератор случайных чисел для настольных игр, использующий подсчет свободных колебаний механического осциллятора.

К разработке аналога игральной кости, описанного в этой статье, меня подвигла великолепная, на мой взгляд, статья Патрика Ван Торре, содержащая ряд интересных идей и подкреплённая реализацией этих идей в виде законченного устройства.

В своей практике я часто использую генераторы случайных чисел, но все эти генераторы являются встроенными в языки программирования, и лишь однажды мне пришлось столкнуться с необходимостью генерировать случайное число в классической физической форме.

Много лет назад мне случилось изготовить электрический игральный кубик по просьбе юной леди, которую я водил в детский сад.

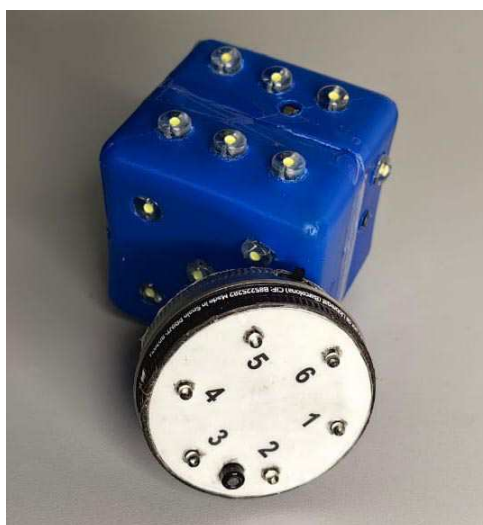


Рисунок 1. Электронный аналог игральной кости на переднем плане и электрический игральный кубик на заднем плане.

Дети использовали кубик в настольной игре, где они перемещались по локациям, нарисованным на полу, собирая всякие ништяки.

Через нескольких недель безжалостной эксплуатации кубик вернулся ко мне для ремонта, да так и остался в моей коллекции.

Этот кубик, показанный на заднем плане Рисунка 1, возможно и не заслуживает особого внимания к себе, если бы не одна особенность – этот кубик выполнял свои функции без активных электронных компонентов.

После прочтения статьи Патрика я задумался над тем, как можно упростить создание аналога игральной кости, вспомнив свой опыт с кубиком, что мне очень пригодилось при размышлении над этой задачей. Рассмотрев множество способов генерации случайных чисел, я остановился на использовании свободных колебаний механического осциллятора. Как известно, свободные колебания возникают в осцилляторе, выведенном из исходного состояния покоя однократным воздействием. Такие колебания всегда являются затухающими, так как при каждом колебании происходит переход энергии из одной формы в другую с потерей некоторой части этой энергии. В результате после затухания колебаний осциллятор вернётся в исходное состояние.

Длительность колебаний будет пропорциональна силе, воздействовавшей на осциллятор, и демпфирующим свойствам окружающей среды.

Для генерации случайных чисел можно использовать преобразование механических

колебаний в электрические с их последующим подсчётом. При использовании счётчика по модулю n после возвращения осциллятора в состояние покоя счётчик зафиксирует случайное число в диапазоне от 0 до $n-1$.

После некоторого числа экспериментов я решил выбрать в качестве источника затухающих колебаний контактный датчик удара, использующийся в автомобильной сигнализации. Схематическое устройство этого датчика приведено на Рисунке 2.

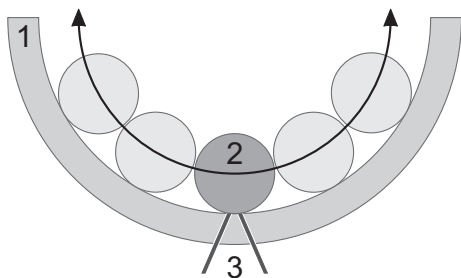


Рисунок 2. Схематическое изображение устройства датчика.

Датчик содержит внутреннюю сферическую полость 1, по которой может перемещаться металлический шарик 2. Полость, изготовленная из изолирующего материала,

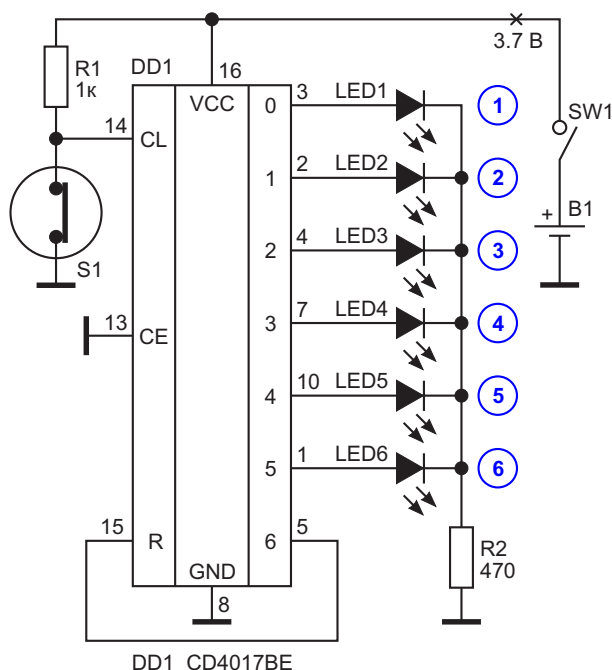


Рисунок 3. Принципиальная схема электронного аналога игровой кости. S1 – датчик в состоянии покоя. Недействующие выходы DD1 не показаны.

имеет в центре два контакта 3, которые исходно замкнуты через поверхность шарика. При внешнем воздействии на датчик шарик 2 начинает перемещаться по поверхности сферической полости, периодически замыкая контакты 3.

Примечание.

Подобный датчик используется и в электрическом кубике, где после вращения кубик останавливается на одной из граней, и соответствующий датчик замыкает цепь питания светодиодов.

Принципиальная схема аналога электронной кости показана на Рисунке 3. Как мы видим, в качестве элемента, регистрирующего колебания датчика, используются счётчик Джонсона CD4017BE, к выходам которого подключены светодиоды для индикации результата.

После начала колебаний счётчик начинает подсчитывать импульсы, поступающие на его вход. После прекращения колебаний счётчик зафиксирует случайное число в диапазоне от 0 до 5, что соответствует индикации от «1» до «6».

Аналог игровой кости смонтирован в металлическом корпусе диаметром 32 мм и высотой 10 мм методом навесного монтажа и показан на переднем плане Рисунка 1.

Кроме микросхемы счётчика и светодиодов в корпусе установлены аккумулятор емкостью 100 мАч, плата зарядного устройства и выключатель питания.

Устройство приводится в действие легким ударом по верхней или боковой поверхности.

Изготовленный аналог игровой кости был подвергнут серии из 100 испытаний. Результаты испытаний сведены в Таблицу 1, где по горизонтали представлены результаты «бросков», а по вертикали – число испытаний с таким результатом.

По результатам испытаний можно с большой степенью уверенности утверждать, что в генеральной совокупности распределение будет равномерным.

Таблица 1. Распределение результатов испытаний.

«1»	«2»	«3»	«4»	«5»	«6»
18	15	17	18	15	17

Заключение

Изготовленный электронный аналог игральной кости может быть использован в настольных играх типа «Монополия», где неподвижный источник случайных чисел предпочтительней традиционного кубика, так как неудачно брошенный кубик может нарушить расположение фишек на игровом поле.

Принцип генерации случайного числа описанным выше способом является универсальным и может использоваться практически с любым механическим осциллятором, например струной музыкального инструмен-

та, пьезокристаллом или с грузом, подвешенным на пружине, способным совершать свободные колебания.

Исследования с электрическими осцилляторами, например, с колебательным контуром, не проводились. [РЛ](#)

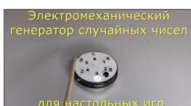
Ссылка

1. Patrick Van Torre. Полностью аналоговая игральная кость. РадиоЛоцман, 2024, 11-12, [стр. 50](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4017BE](#)

Загрузки



[Демонстрация использования электронного аналога игральной кости и архивная запись испытаний электрического игрального кубика](#)



Бистабильные силовые ключи

Михаил Шустов, г. Томск

Представлены схемы бистабильных коммутаторов для включения или отключения нагрузки путем нажатия на единственную кнопку управления. Включение устройства производится коротким нажатием на кнопку; отключение – более продолжительным нажатием на эту же кнопку. Также приведена схема силового ключа-таймера с кнопочным управлением и защитой от короткого замыкания нагрузки.

Электронные силовые коммутаторы используют для включения и отключения электрической нагрузки. Существует большое разнообразие устройств аналогичного назначения, часть которых освещена в работах [1, 2]. В работах [1–5] для однокнопочного управления нагрузкой описан принцип временного управления процессами включения и отключения за счет различной длительности нажатия на кнопку управления.

Пример похожего устройства описан в статье [6]. При кратковременном нажатии на

кнопку управления нагрузка подключалась к источнику питания и при повторном, более продолжительном нажатии, отключалась.

На основе технического решения [6] была предложена конструкция устройств подобного назначения с использованием иной элементной базы, Рисунки 1, 2.

На Рисунке 1 приведена схема силового коммутатора нагрузки с использованием для управления силовым ключом на полевом транзисторе VT1 СРН3362 биполярных транзисторов VT1 и VT2 BC547C.

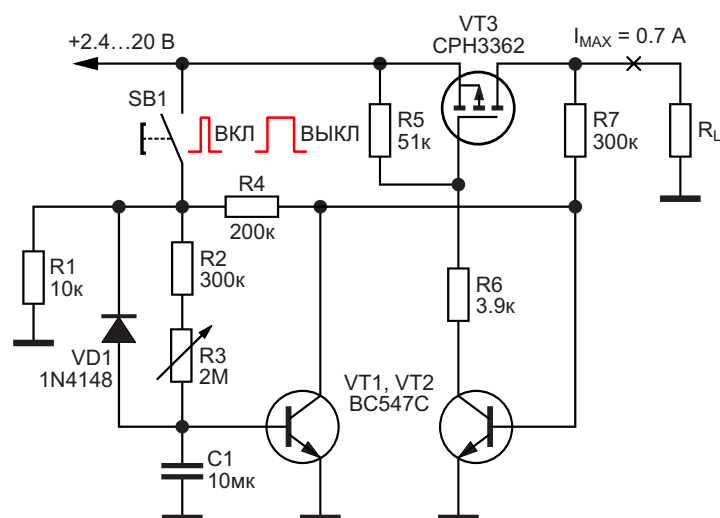


Рисунок 1. Бистабильный коммутатор нагрузки с однокнопочным управлением.

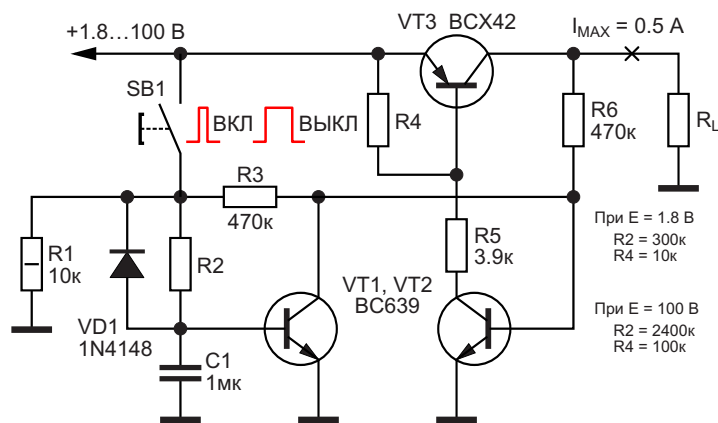


Рисунок 2. Бистабильный коммутатор нагрузки с однокнопочным управлением на биполярных транзисторах.

Устройство работает следующим образом: при кратковременном нажатии на кнопку SB1 ток управления через резистор R4 поступает на базу транзистора VT2 и открывает его. Затвор силового транзистора VT3 через резистор R6 подключается к общей шине питания. Транзистор VT3 открывается, подключая нагрузку R_L к источнику питания. Напряжение, снимаемое со стока транзистора VT3, через резистор R7 поступает на базу транзистора VT2, поддерживая его в открытом состоянии. Таким образом нагрузка оказывается подключенной к источнику питания.

На транзисторе VT1 выполнен элемент задержки отключения коммутатора. При длительном нажатии на кнопку SB1 конденсатор C1 через цепочку резисторов R2 и R3 заряжается с постоянной времени $C1(R2+R3)$. В итоге транзистор VT1 открывается и шунтирует цепь управления транзистором VT2.

Транзистор VT2 закрывается, прерывая тем самым подачу управляющего напряжения на затвор транзистора VT3. Нагрузка R_L отключается. После отпускания кнопки конденсатор C1 через диод VD1 практически мгновенно разряжается на резистор R1. Устройство готово к повторному использованию.

Коммутатор работает в диапазоне питающих напряжений от 2.4 до 20 В. Максимальный ток нагрузки составляет 700 мА. Недостатком устройства является то, что при изменении напряжения питания для обеспечения оптимального времени нажатия на кнопку SB1 для отключения устройства необходимо подстраивать потенциометр R3. Впрочем, подобного недостатка не лишен и прототип описываемого устройства [6].

На Рисунке 2 приведена схема аналогичного построения, но работающая в более широком диапазоне напряжений питания.

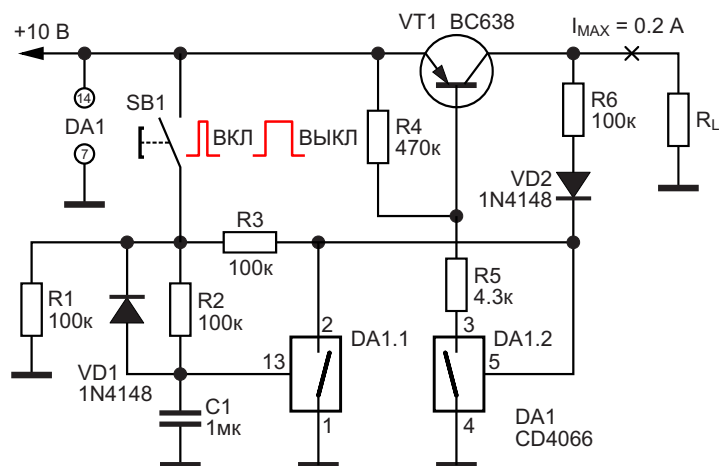


Рисунок 3. Бистабильный коммутатор нагрузки с управлением от КМОП ключей CD4066.

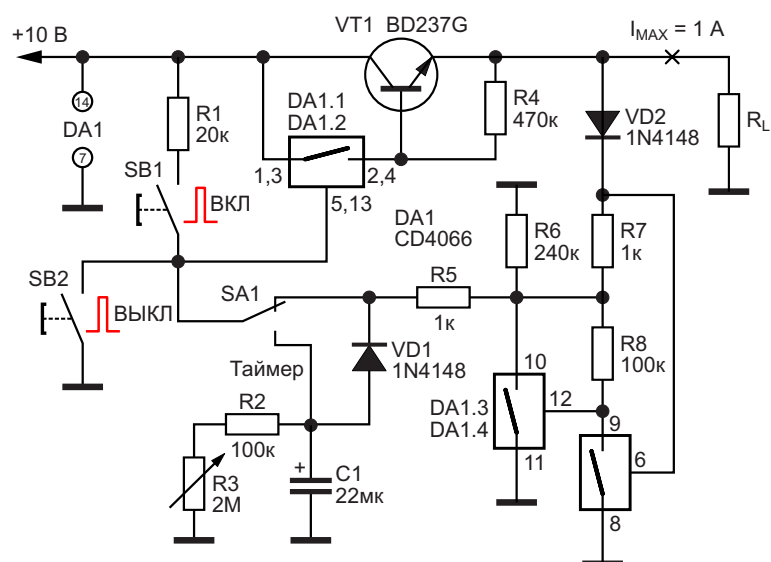


Рисунок 4. Таймер-коммутатор нагрузки с защитой от короткого замыкания.

Устройство выполнено на биполярных транзисторах VT1 и VT2 BC639, а также силовом транзисторе VT3 BCX42. Коммутатор работает в диапазоне питающих напряжений от 1.8 до 100 В и обеспечивает ток нагрузки до 500 мА. Разумеется, при работе в таком широком диапазоне питающих напряжений необходим индивидуальный выбор резистивных элементов R2 и R4. Так, при минимальном напряжении питания $E = 1.8$ В сопротивление резистора R2 должно составлять 300 кОм, а R4 – 10 кОм; при напряжении питания 100 В сопротивление резисторов должно быть: R2 = 2.4 МОм, а R4 – 100 кОм.

На Рисунке 3 показана схема бистабильного коммутатора с использованием в качестве элементов управления слаботочных ключей DA1.1 и DA1.2 КМОП микросхемы CD4066. В качестве силового ключа использован транзистор VT1 BC638, что обеспечивает максимальный ток нагрузки до 200 мА.

Схема коммутатора, реализованного на основе силового ключа-таймера [7], приведена на Рисунке 4. Схема управления силовым ключом, как и ранее, выполнена с применением кнопок, управляющих работой КМОП-ключей микросхемы DA1 CD4066. В качестве силового ключа использован транзистор VT1 BD237G. Максимальный ток нагрузки устройства составляет 1 А.

Устройство работает следующим образом: при нажатии на кнопку SB1 напряжение

питания через резистор R1 поступает на входы параллельно включенных управляющих ключей DA1.1 и DA1.2. Транзистор VT1 открывается, и на сопротивление нагрузки поступает напряжение питания. Одновременно через диод VD2 и резисторы R5 и R7 напряжение через переключатель SA1 поступает на входы управляющих ключей DA1.1 и DA1.2, поддерживая транзистор VT1 в открытом состоянии. Для отключения нагрузки необходимо нажать на кнопку SB2. Напряжение на входах управляющих ключей DA1.1 и DA1.2 исчезает, отключая тем самым ток управления силовым ключом VT1. Нагрузка R_L отключается.

На элементах DA1.3 и DA1.4 КМОП-ключей микросхемы CD4066 выполнен узел защиты силового транзистора от перегрузки. Устройство защиты работает следующим образом. При понижении выходного напряжения на управляющем входе ключа DA1.4 напряжение снижается ниже порога переключения. Силовой коммутатор отключается, обесточивая нагрузку.

При коротком замыкании нагрузки управляющее напряжение на входах ключей DA1.1 и DA1.2 исчезает, ключи DA1.1 и DA1.2 размыкаются, защищая тем самым силовой транзистор VT1.

Устройство может работать также в качестве таймера, обеспечивающего регулируемое время отключения нагрузки. Для

этого переключатель SA1 переводят в положение «Таймер». Время подачи на нагрузку питающего напряжения определяется постоянной цепи $C1(R2+R3)$. После того как конденсатор $C1$ разрядится на резистивную цепочку $R2+R3$, коммутатор автоматически отключается. **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. Основы силовой электроники. СПб.: Наука и Техника, 2017. 336 с.
2. Шустов М.А. Силовая электроника в электропитании и освещении. От азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.
3. Shustov M.A. [The electronic analogue of the push-button switcher](#) // EDN. January 12, 2023.

4. Shustov M.A. [Switches controlled by the duration of the input control signal](#) // EDN. November 8, 2023.
5. Shustov M.A. [Single-button load switches on the chip 222](#) // EDN. March 18, 2024.
6. Cornford Nick. [Нажать или удерживать? Это делает и то, и другое](#). РадиоЛоцман. 2024. № 9–10. С. 67–69.
7. Shustov M.A. Automatic load switch and timer // Electronics World Incorporating Wireless World. 1999. V. 105. № 9 (1761). P. 776.

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi BC638](#)
2. [Datasheet onsemi BC639](#)
3. [Datasheet Infineon BCX42](#)
4. [Datasheet onsemi BD237](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor CPH3362](#)

Отрицательная постоянная времени и ШИМ программируют универсальную входную цепь АЦП

Stephen Woodward

EDN

Выполнять АЦП свою работу обычно помогают различные функции предварительной обработки входных сигналов. К ним относятся инструментальные усилители (instrumentation amplifiers, INA), цифровое программируемое усиление (digitally programmable gain, DPG), а также выборка и хранение. Схема на Рисунке 1 немного нетипична, поскольку объединяет все три функции в единую конструкцию, синхронизируемую одним логическим сигналом ШИМ.

Дифференциальный вход на основе INA на Рисунке 1 начинается традиционно – с КМОП-повторителей U1a и U1b с тераомными входными сопротивлениями и пикоамперными смещениями. Операционные усилители семейства 916х являются довольно хорошими rail-to-rail устройствами для этой работы с входным смещением менее милливольт, подавлением синфазного сигнала (CMR) 110 дБ, произведением усиления на полосу пропускания 11 МГц, скоростью нарастания

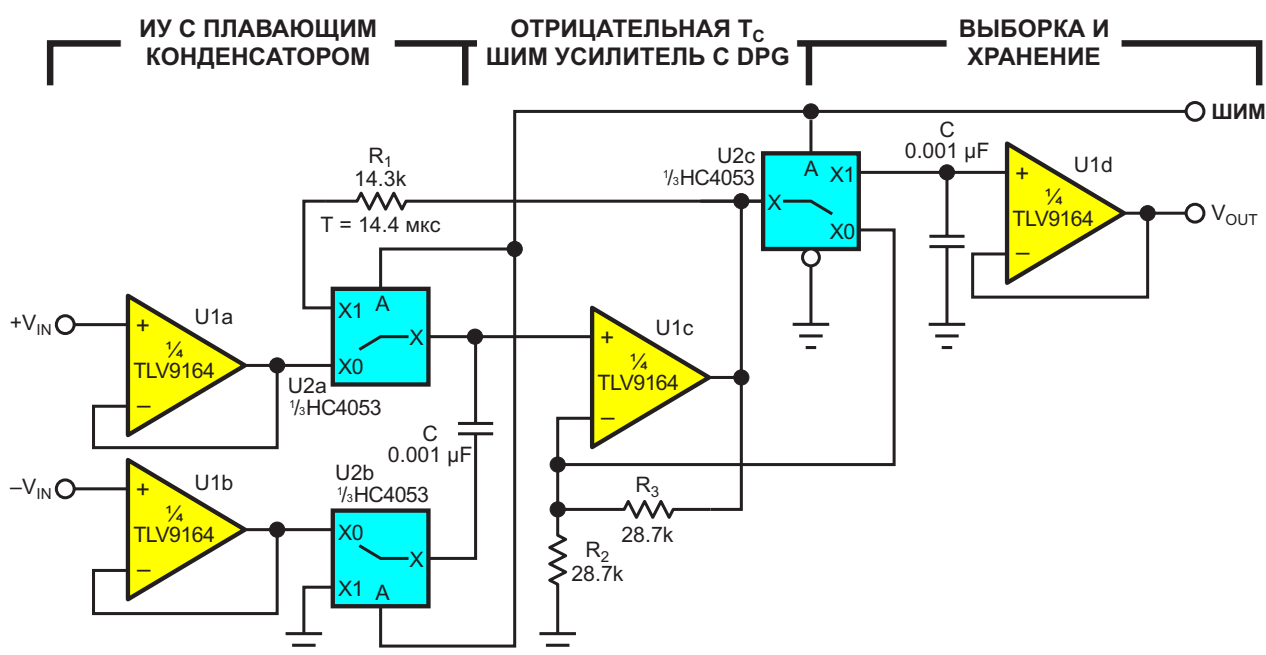


Рисунок 1. Две стандартные микросхемы и пять пассивных компонентов образуют универсальный и нетрадиционный входной интерфейс АЦП.

33 В/мкс и временем установления менее микросекунды. Кроме того, они недороги. Однако превращение этих усилителей в дифференциальную входную цепь с высоким CMR делает эту схему нетрадиционной. Помогает здесь «плавающий конденсатор».

Когда сигнал ШИМ находится в состоянии «лог. 0», оба вывода конденсатора С через коммутаторы U2a и U2b подключены к выходам повторителей с единичным усилением, CMR которых ограничен только характеристиками усилителей: 110 дБ = 300,000:1. В отличие от типичного прецизионного дифференциального входа INA, согласованность резисторов здесь не критична. Для точного захвата и установления входного сигнала достаточно интервала длительностью в одну-две микросекунды. Когда вход ШИМ переходит в состояние «лог. 1», один конец С заземляется (через U2b), а другой становится источником несимметричного входного сигнала для U1c (через U2a). Далее все становится еще менее обычным.

Образовавшееся соединение выхода U1c с конденсатором С через U2a и R1 создает положительную обратную связь, которая заставляет напряжение V_C на конденсаторе С умножаться на экспоненту с (отрицательной) постоянной времени:

$$\begin{aligned} T_C &= (R_1 + R_{U2}) \cdot C = \\ &= (14.3 \text{ кОм} + 130 \text{ Ом}) \cdot 0.001 \text{ мкФ} = \\ &= 14.43 \text{ мкс} = 10 \text{ мкс} / \ln(2), \end{aligned}$$

где R_{U2} – сопротивление замкнутого ключа микросхемы U2.

Благодаря коэффициенту усиления U1c, равному $R_3/R_2 + 1 = 2$, ток от V_C через резистор R_1 составляет:

$$I_{R1} = \frac{V_C - 2V_C}{R_1} = \frac{V_C}{-R_1}.$$

Таким образом, сопротивление R_1 становится фактически отрицательным, что делает постоянную времени R_1C отрицательной, и для любого времени Т после перехода сигнала ШИМ от «лог. 0» к «лог. 1» имеет место знакомый экспоненциальный спад

$$V(T) = V(0)e^{-\frac{T}{RC}},$$

который с отрицательным R_1 становится

$$\begin{aligned} V(0) &= V(0)e^{-\left(\frac{T}{-RC}\right)} = V_C(0)e^{-\left(\frac{T}{14.43 \text{ мкс}}\right)} = \\ &= V_C(0)e^{\frac{T}{14.43 \text{ мкс}}} = V_C(0)2^{\frac{T}{10 \text{ мкс}}}. \end{aligned}$$

Таким образом, с учетом того, что коэффициент усиления U1c равен 2,00, получаем

$$V_{OUT} = V_C(0)2^{\left(\frac{T}{10 \text{ мкс}} + 1\right)}.$$

Например, если используется 7-битная ШИМ частотой 1 МГц, то каждое увеличение длительности периода «лог. 1» на 1 мкс будет соответствовать увеличению коэффициента усиления на $2^{0.1} = 1.072 = 0.60$ дБ. Следовательно, 100 приращений ШИМ создадут усиление

$$2^{\left(\frac{T}{10 \text{ мкс}} + 1\right)} = 66.2 \text{ дБ} = 2048.$$

Наличие 100 доступных программируемых настроек усиления – полезная и необычная функция.

Обратите внимание, что R_1 и С должны быть точными с низкими температурными коэффициентами, такими как металлопленочные и COG, чтобы зависимость усиления от времени была точной и стабильной. Цепь R_1C , определяющая спад с постоянной времени 14.43 мкс и соответствующей частотой среза 11 кГц, взаимодействует с усилителем U1c, имеющим произведение усиления на полосу пропускания 11 МГц, обеспечивая усиление при замкнутой цепи обратной связи, равное примерно в 60 дБ. Этого достаточно для 10-битной точности выборки.

Во время этой фазы экспоненциального усиления, когда сигнал ШИМ имеет уровень «лог. 1», коммутатор U2c заставляет выходной конденсатор и усилитель U1d отслеживать напряжение V_C , которое выбирается и удерживается для ввода в подключенный АЦП во время последующей фазы, когда ШИМ возвращается к «лог. 0». В то время как входная часть схемы производит следующую выборку. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV9164](#)

Карманный генератор белого шума для быстрой проверки отклика схемы на сигнал

Aaron Schultz, Peter Haak

Analog Dialogue

Шум в электрических цепях, как правило, является врагом, и любая уважающая себя схема должна производить как можно меньше шума. Тем не менее, бывают случаи, когда шум с хорошо определенными параметрами без каких-либо других сигналов может быть вполне желаемым выходным сигналом.

Анализ характеристик схемы – это как раз такой случай. Выходные параметры многих схем можно измерить, меняя частоту входного сигнала в некотором диапазоне и наблюдая за реакцией конструкции. Развертка входной частоты может быть реализована путем последовательной смены дискретных частот или путем плавного изменения (качания) частоты. Синусоиды очень низкой частоты (ниже 10 Гц) трудно получить в чистом виде. Используя процессор, ЦАП и сложную точную фильтрацию, можно создавать относительно чистые синусоиды, но для каждого нового шага частоты система должна успокаиваться, что замедляет выполнение последовательной развертки со многими частотами. Тестирование с меньшим количеством дискретных частот может быть более быстрым, но увеличивает риск пропуска критических частот в высокодобротных цепях.

Генератор белого шума проще и быстрее, чем синусоида с качающейся частотой,

поскольку он эффективно генерирует все частоты одновременно с одинаковой амплитудой. Подавая белый шум на вход тестируемого устройства, можно быстро получить обзор частотной характеристики во всем диапазоне частот. В этом случае нет необходимости в дорогостоящих или сложных генераторах синусоидальных колебаний. Просто подключите выход тестируемого устройства к анализатору спектра и наблюдайте. Использование большего усреднения и более длительного времени сбора данных обеспечивает более точный выходной сигнал во всем интересующем диапазоне частот.

Ожидаемая реакция тестируемого устройства на белый шум – это шум с определенной амплитудно-частотной характеристикой. Такое использование белого шума позволяет быстро выявить непредусмотренное поведение устройства, такое как неестественные частотные всплески, странные гармоники и нежелательные артефакты частотной характеристики.

Кроме того, генератор белого шума позволяет внимательному инженеру проверить сам измерительный прибор. Лабораторное оборудование, измеряющее частотные характеристики, при подаче на вход сигнала генератора белого шума с заведомо плоским спектром должно показывать такой же плоский спектр.

С практической точки зрения генератор белого шума прост в использовании, достаточно мал для компактных лабораторных установок, портативен для полевых измерений и недорог. Качественные генераторы сигналов с множеством настроек привлекают своей универсальностью. Однако универсальность может препятствовать быстрому измерению частотной характеристики. Хорошо спроектированный генератор белого шума не требует управления, но при этом выдает полностью предсказуемый выходной сигнал.

Обсуждение источников шума

Тепловой шум резистора, иногда называемый шумом Джонсона или шумом Найквиста, возникает из-за теплового движения носителей заряда внутри резистора. Этот шум приблизительно белый, с почти гауссовым распределением. В электрических терминах плотность напряжения шума определяется как

$$V_{\text{NOISE}} = \sqrt{4k_B TR},$$

где

k_B – постоянная Больцмана,

T – температура в градусах Кельвина,

R – сопротивление.

Шумовое напряжение возникает из-за случайного движения зарядов, протекающих через основное сопротивление, своего рода $R \times I_{\text{NOISE}}$ (I_{NOISE} – шумовой ток). В Таблице 1 приведены примеры для 20 °С.

Таблица 1. Плотность шумового напряжения различных резисторов	
Резистор	Плотность шумового напряжения
10 Ом	0.402 нВ/√Гц
100 Ом	1.27 нВ/√Гц
1 кОм	4.02 нВ/√Гц
10 кОм	12.7 нВ/√Гц
100 кОм	40.2 нВ/√Гц
1 МОм	127 нВ/√Гц
10 МОм	402 нВ/√Гц

Таким образом, резистор 10 МОм представляет собой источник широкополосного шума с плотностью 402 нВ/√Гц, включенный последовательно с нешумящим сопротивлением. Источник шума, созданный на основе усиленного шума резистора, достаточно ста-

билен для лабораторного использования, поскольку изменения уровня шума пропорциональны только квадратному корню из сопротивления и температуры. Например, изменение температуры на 6 °С по сравнению с 20 °С означает изменение сопротивления с 293 кОм до 299 кОм. Поскольку плотность шума прямо пропорциональна квадратному корню из температуры, изменение температуры на 6 °С приводит к относительно небольшому изменению плотности шума на 1%. Аналогично с сопротивлением: изменение сопротивления на 2% приводит к изменению плотности шума на 1%.

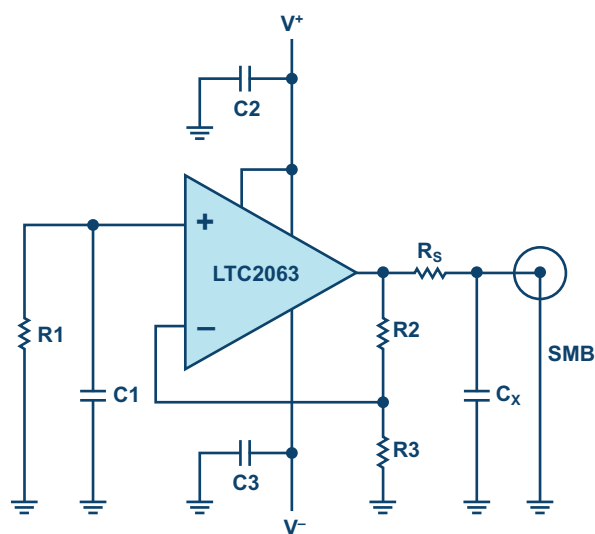


Рисунок 1. Полная схема генератора белого шума. Микромощный ОУ LTC2063 с малым дрейфом усиливает шум Джонсона резистора R1.

Рассмотрим Рисунок 1: резистор R1 сопротивлением 10 МОм генерирует белый гауссовский шум на неинвертирующем входе операционного усилителя. Резисторы R2 и R3 определяют выходной уровень усиленного шумового напряжения. Конденсатор C1 отфильтровывает артефакты, создаваемые усилителем, стабилизированным прерыванием. На выходе получается сигнал белого шума с плотностью 10 мкВ/√Гц.

Коэффициент усиления $(1 + R2/R3)$ большой, в данном примере он равен 21 В/В.

Даже если сопротивление резистора R2 велико (1 МОм), вносимый им шум по сравнению с усиленным шумом резистора R1 незначителен.

Таблица 2. Влияние шумов операционного усилителя

V_{NOISE}	Амплитуда e_n	Общий шум, приведенный к входу
402 нВ/√Гц	300	501.6 нВ/√Гц
402 нВ/√Гц	250	473.4 нВ/√Гц
402 нВ/√Гц	200	449.0 нВ/√Гц
402 нВ/√Гц	150	429.1 нВ/√Гц
402 нВ/√Гц	100	414.3 нВ/√Гц

Усилитель для схемы должен иметь достаточно низкий уровень приведенных к входу шумов, чтобы в качестве источника шума доминировал резистор R1. Причина: общую точность схемы должен определять шум резистора, а не усилитель. По той же причине усилитель для этой схемы должен иметь достаточно низкий приведенный к входу шумовой ток, чтобы произведение $I_N \times R2$ (I_N – шумовой ток) не приближалось к (шум R1 × усиление).

Какой уровень шумового напряжения усилителя допустим в генераторе белого шума?

Увеличение шума при добавлении независимых источников e_n показано в Таблице 2. Изменение с 402 нВ/√Гц до 502 нВ/√Гц дает всего 1.9 дБ в логарифмическом выражении, или 0.96 дБ по мощности. При шуме операционного усилителя, составляющем порядка 50% от шума резистора, 5-процентная неопределенность шумового напряжения V_{NOISE} операционного усилителя изменяет плотность выходного шума всего на 1%.

В генераторе белого шума может использоваться только операционный усилитель без резистора, генерирующего шум. Такой операционный усилитель должен иметь плоский входной профиль шума. Однако шумовое напряжение часто указывается в документации неточно и имеет большой разброс в зависимости от производственной партии, напряжения и температуры.

Другие схемы источников белого шума могут работать на основе стабилитрона с гораздо менее предсказуемыми характеристиками. Однако найти оптимальный стабилитрон для стабильного шума при микроамперных токах может быть непросто, особенно при низком напряжении (меньше 5 В).

Некоторые высококачественные генераторы белого шума основаны на использова-

нии длинной псевдослучайной двоичной последовательности (pseudorandom binary sequence, PRBS) и специальных фильтров. Использование небольшого контроллера и ЦАП может быть достаточным, однако убедиться в том, что ЦАП не создает помех, гармоник или интермодуляционных продуктов, – задача для опытных инженеров. Кроме того, выбор наиболее подходящей последовательности PRBS добавляет сложности и неопределенности.

Решение с низким энергопотреблением и нулевым дрейфом

В этом проекте преобладают две цели:

- Простой в использовании генератор белого шума должен быть портативным, то есть работать от батареек, что подразумевает использование микромощной электроники.
- Генератор должен обеспечивать равномерный уровень выходного шума даже на низких частотах – ниже 0.1 Гц.

С учетом предыдущего обсуждения шума и перечисленных критических ограничений, всем этим требованиям отвечает маломощный операционный усилитель с нулевым дрейфом LTC2063.

Шумовое напряжение резистора сопротивлением 10 МОм равно 402 нВ/√Гц; у LTC2063 оно примерно вдвое меньше. Шумовой ток резистора 10 МОм составляет 40 фА/√Гц; у LTC2063 – менее половины от этого значения. Микросхема LTC2063 прекрасно подходит для приложений с батарейным питанием, поскольку ее типовой ток потребления равен 1.4 мкА, а общее напряжение питания может снижаться до 1.7 В (номинальное значение – 1.8 В). Поскольку низкочастотные измерения по определению требуют большого времени установления, этот генератор должен питаться от батареи в течение длительных периодов времени.

Плотность шума на входе усилителя LTC2063 составляет примерно 200 нВ/√Гц; при этом шум предсказуем и равномерен в диапазоне частот (в пределах ±0.5 дБ). Если шум LTC2063 составляет 50% теплового шума, а шумовое напряжение операционного усилителя изменяется на 5%, то плотность выходного шума изменяется всего на 1%.

Операционные усилители с нулевым дрейфом по своей конструкции не имеют нулевого шума $1/f$. Некоторые из них лучше других, особенно тех, характеристики широкополосности токовых шумов которых чаще всего указаны неверно, или значение уровня шума $1/f$ которых оказывается намного выше, чем указано в техническом описании. Для некоторых операционных усилителей с нулевым дрейфом график шумов в техническом описании не опускается до диапазона мегагерцовых частот, возможно, маскируя шум $1/f$. Решением для поддержания равномерного уровня шума на очень низких частотах может стать операционный усилитель, стабилизированный прерывателем. При этом высокочастотный шум и шум переключения такого усилителя не должны портить характеристики схемы. Приведенные здесь данные подтверждают целесообразность использования усилителя LTC2063 при решении подобных задач.

Описание схемы

Большую часть шума генерирует тонкопленочный резистор R1 (Vishay/Beyschlag MMA0204 10 МОм). MMA0204 – один из немногих вариантов резистора 10 МОм, сочетающих высокое качество и низкую стоимость. В принципе, R1 может быть любым 10-мегаомным резистором, так как ток сигнала очень мал, и поэтому шумом $1/f$ можно пренебречь. Лучше избегать использования в качестве первичного элемента этого генератора дешевых толстопленочных ЧИП резисторов сомнительной точности или стабильности.

Для достижения наилучшей точности и долговременной стабильности резисторы R2, R3 и R_S должны быть тонкопленочными с допусками 0.1%, например, TE CPF0603. Конденсаторы C2 и C3 могут иметь почти любой тип диэлектрика, но для обеспечения низкого тока утечки лучше использовать C0G.

Фотография прототипа генератора шума показана на Рисунке 2.

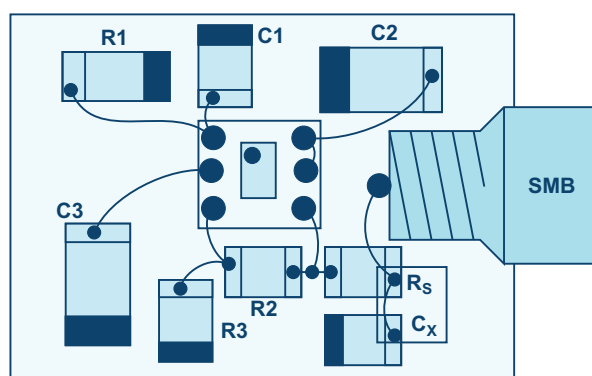
Детали реализации

Для наилучшего подавления электромагнитных помех площадь контура, образованного элементами R1, C1 и R3, должна быть сведена к минимуму (Рисунок 3). Кроме того, элементы R1 и C1 должны быть очень хоро-



Рисунок 2. Макет карманного генератора белого шума.

шо экранированы от электрических полей, что будет обсуждаться далее в разделе «Рассмотрение электромагнитных помех». Хотя это и не критично, резистор R1 следует защитить от больших перепадов температуры. При этом хорошая защита от электромагнитных помех часто одновременно оказывается достаточной тепловой защитой.



Примечания: Контакты SMD компонентов, покрашенные синим, подключены к земле
R1 = 10 МОм MMA0204 (MiniMELF)
1% TC50 (тонкопленочный)
R2 = 1 МОм, R3 = 49900 Ом; R_S = 10 кОм;
все 1% TC100 тонкопленочные
C1 = 22 пФ C0G 5%; C2/C3 = 0.1 мкФ C0G
 C_X = 47 нФ C0G 5% (см. текст:
«Дополнительная настройка»)

Рисунок 3. Расположение компонентов на плате генератора шума.

Следует избегать нахождения синфазного входного напряжения в произвольной рабочей точке rail-to-rail диапазона, поскольку это может привести к более высоким и менее стабильным шумам. Для достижения наилучших результатов используйте для $V+$ не менее 1.1 В при входном синфазном напряжении, равном нулю.

Обратите внимание, что 10 кОм может показаться большим значением для сопротивления R_S , но микроомный усилитель LTC2063 имеет высокое выходное сопротивление, и даже 10 кОм не полностью развязывают LTC2063 от емкости нагрузки на его выходе. Но некоторая выходная емкость, приводящая к появлению выбросов на частотной характеристике, для данной схемы генератора белого шума может быть скорее особенностью конструкции, чем опасностью.

К выходу усилителя подключен резистор R_S сопротивлением 10 кОм и конденсатор C_X на землю емкостью 50 нФ. Конденсатор C_X будет взаимодействовать со схемой LTC2063, что приведет к некоторому выбросу частотной характеристики. Этот выброс можно использовать для расширения плоской области частотной характеристики генератора, примерно так же, как с помощью фазоинверторов в громкоговорителях пытаются расширить диапазон низких частот. Предполагается, что нагрузка высокоомная (более 100 кОм), поскольку низкое сопротивление нагрузки значительно снизит уровень выходного сигнала и также может повлиять на возникновение выбросов.

Дополнительная настройка

Несколько параметров микросхемы (например, выходное сопротивление и произведение усиления на полосу пропускания) влияют на равномерность частотной характеристики в области высоких частот. При отсутствии доступа к анализатору сигналов рекомендуемое значение C_X составляет 47 нФ, что обычно обеспечивает ширину полосы пропускания от 200 до 300 Гц (по уровню -1 дБ).

Тем не менее, C_X можно оптимизировать как для равномерности характеристики, так и для ширины полосы пропускания, при этом типичное значение C_X составляет от 30 нФ до 50 нФ. Для более широкой полосы пропускания и большего выброса используйте C_X меньшей емкости. Для более демпфированного отклика используйте C_X большей емкости.

Критические параметры микросхемы связаны с током потребления операционного усилителя, и для компонентов с низким потребляемым током может потребоваться несколько большая емкость C_X , в то время как в случае большого тока потребления для достижения более широкой плоской полосы пропускания, скорее всего, потребуется менее 30 нФ.

Приведенные здесь графики показывают, как значения емкости C_X влияют на частотную характеристику системы с замкнутым контуром обратной связи.

Измерения

На Рисунке 4 представлена плотность выходного шума для различных значений C_X (при $R_S = 10$ кОм, и напряжении питания $V_{SUPPLY} = \pm 2.5$ В). Выходной RC-фильтр эффективно устраняет помехи от тактового генератора усилителя. На графике показана зависимость плотности выходного шума от частоты для значений емкости, равных 0, 2.2 нФ, 10 нФ, 47 нФ и 68 нФ.

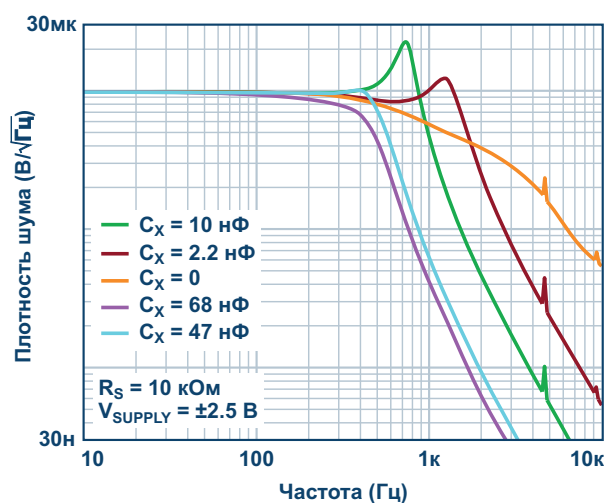


Рисунок 4. Плотность выходного шума схемы на Рисунке 1.

При $C_X = 2.2$ нФ характеристика демонстрирует умеренный выброс, в то время как наибольшего уровня он достигает при $C_X = 10$ нФ, постепенно уменьшаясь с ростом C_X . Кривая для $C_X = 68$ нФ не имеет выбросов, но имеет заметно меньшую полосу плоской характеристики. Наилучший результат получен для $C_X \approx 47$ нФ; при этом помехи от тактового генератора микросхемы на три

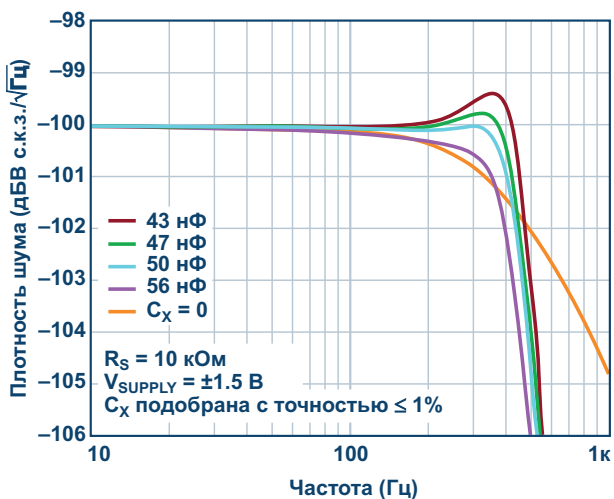


Рисунок 5. Плотность выходного шума схемы на Рисунке 1 в увеличенном масштабе.

порядка ниже уровня сигнала. Из-за ограниченного разрешения по вертикали невозможно с высокой точностью оценить равномерность зависимости выходной амплитуды от частоты. Этот график был получен при питании от батареи ± 2.5 В, хотя конструкция позволяет использовать две «таблеточные» батарейки (примерно ± 1.5 В).

На Рисунке 5 показана та же характеристика равномерности в более крупном масштабе по оси Y. Для многих приложений достаточно неравномерности в пределах 1 дБ, а значение менее 0.5 дБ является образцовым. Здесь лучше всего подходит $C_x = 50$ нФ ($R_S = 10$ кОм, $V_{SUPPLY} = \pm 1.5$ В), хотя допустимо и 45...55 нФ.

Измерения неравномерности с высоким разрешением требуют времени; для этого графика (от 10 Гц до 1 кГц, 1000 усреднений) – порядка 20 минут на каждую кривую. В стандартном решении используется $C_x = 50$ нФ. Графики, показанные для 43 нФ, 47 нФ и 56 нФ (все емкости с допуском меньше 0.1%) показывают небольшое, но видимое отклонение от наилучшей равномерности. Оранжевая кривая для $C_x = 0$ была добавлена, чтобы показать, что выброс увеличивает ширину плоской области частотной характеристики (с 230 Гц до 380 Гц для отклонения в 0.5 дБ).

Вероятно, самым простым решением для получения точного значения 50 нФ является последовательное соединение двух конденсаторов 0.1 мкФ с диэлектриком C0G. Конденсаторы 0.1 мкФ C0G 5% 1206 легко приобрести у Murata, TDK и Kemet. Другой вариант

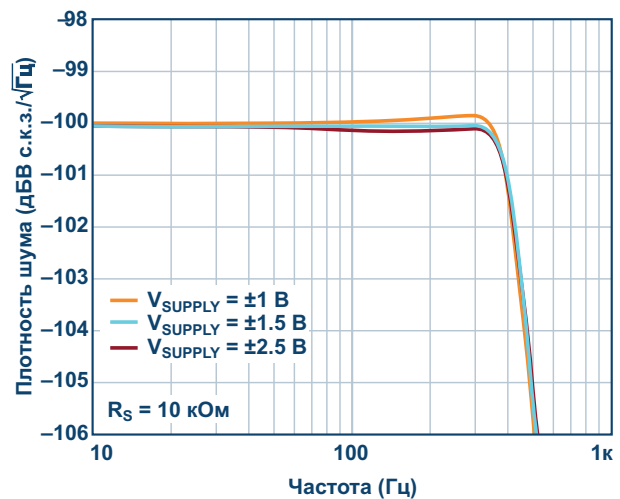


Рисунок 6. Плотность выходного шума при различных напряжениях питания.

– 47 нФ C0G (1206 или 0805); этот конденсатор меньше, но может быть не так широко доступен. Как уже говорилось ранее, оптимальное значение емкости C_x зависит от фактических параметров микросхемы.

Также проверялась зависимость равномерности от напряжения питания (Рисунок 6). Стандартное питание схемы – ± 1.5 В. При изменении напряжения питания до ± 1.0 В или ± 2.5 В наблюдается небольшое изменение выброса, а также небольшое смещение плоского уровня (из-за изменения плотности шумов при доминировании теплового шума). Во всем диапазоне напряжений питания как выброс, так и плоский уровень изменяются примерно на 0.2 дБ. График показывает хорошую стабильность и равномерность амплитуды при питании схемы от двух небольших батареек.

Для этого прототипа при напряжении питания ± 1.5 В неравномерность сохранялась в пределах 0.5 дБ до частоты порядка 380 Гц. При напряжении питания ± 1.0 В неравномерность и выброс слегка увеличиваются. В диапазоне напряжений питания от ± 1.5 В до ± 2.5 В уровень выходного сигнала заметно не изменяется. Общий пиковый (или среднеквадратичный) уровень выходного сигнала зависит от фиксированной плотности 10 мкВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, а также от полосы частот. Размах выходного сигнала составляет приблизительно 1.5 мВ. На некоторых очень низких частотах (диапазон мГц) плотность шума может превышать указанные 10 мкВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$. На этом прототипе было проверено, что при 0.1 Гц плотность

шума все еще остается равномерной на уровне $10 \text{ мкВ}/\sqrt{\text{Гц}}$.

В зависимости стабильности от температуры преобладает тепловой шум, поэтому при температуре $22 (\pm 6) \text{ }^\circ\text{C}$ изменение амплитуды составляет $\pm 1\%$, что едва заметно на графике.

Рассмотрение электромагнитных помех

В качестве экрана в прототипе используется небольшой кусок медной фольги с каптонной изоляцией. Эта фольга обернута вокруг входных компонентов ($10 \text{ МОм} + 22 \text{ пФ}$) и припаяна к земле с обратной стороны печатной платы. Изменение положения фольги существенно влияет на чувствительность к электромагнитным излучениям и риск возникновения низкочастотных выбросов на частотной характеристике. Эксперименты показывают, что появляющиеся иногда низкочастотные выбросы вызваны электромагнитными помехами, и что выбросы можно устранить с помощью очень хорошего экранирования. В лабораторных условиях прототип дает чистый отклик без дополнительного экранирования мю-металлами. Анализатор спектра не показывает ни сетевых наводок, ни каких-либо других посторонних выбросов. Если в сигнале виден избыточный шум, может потребоваться дополнительная защита от электромагнитных помех.

При использовании вместо батареек внешнего источника питания в сигнал легко может добавиться синфазный ток. Рекомендуется подключать землю прибора одножильным проводом и использовать синфазный дроссель в проводах питания генератора.

Ограничения

Всегда есть приложения, которым требуются более широкополосные сигналы, например, полный звуковой диапазон или ультразвуковой диапазон. Более широкая полоса пропускания при токе питания в несколько микроампер нереальна. При верхней частоте плоской характеристики примерно от 300 Гц до 400 Гц схема на основе шума резистора с усилителем LTC2063 может быть полезна для тестирования некоторых приборов на частоте сети $50 \text{ Гц}/60 \text{ Гц}$,

например, для геофонов. Этот диапазон подходит для тестирования различных приложений, работающих на очень низких частотах (например, сенсорных систем), поскольку рабочий диапазон частот генератора начинается со значений менее 0.1 Гц .

Уровень выходного сигнала мал (меньше 2 мВ пик-пик). Последующая микросхема LTC2063, сконфигурированная как неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления пять, и дополнительный выходной RC-фильтр, могут обеспечить на выходе столь же хорошо контролируемый плоский широкий шумовой спектр до 300 Гц с большей амплитудой. В случае, когда полоса частот замкнутого контура обратной связи не оптимизируется для ее расширения, конденсатор, включенный параллельно резистору обратной связи, может снизить общую полосу устройства. Тогда влияние R_S и C_X на границе частотного диапазона контура будет меньше или даже пренебрежимо малым.

Заключение

Описанный здесь генератор белого шума – небольшой, но необходимый инструмент. В НЧ приложениях, где длительное время измерений – это норма, простое, надежное, карманное устройство, способное практически мгновенно определять характеристики схемы, является желанным дополнением к набору инструментов инженера. В отличие от сложных приборов с многочисленными настройками, этот генератор не требует руководства пользователя. Его конструкция отличается низким током потребления, что очень важно для работы от батарей при длительных измерениях на очень низких частотах. Когда ток потребления очень мал, нет необходимости в выключателях питания. Генератор, работающий от батарей, также предотвращает возникновение синфазных токов.

Ключом к соблюдению ограничений этого проекта является малопотребляющий операционный усилитель с нулевым дрейфом LTC2063. Его характеристики позволяют использовать шум, генерируемый резистором, усиленный простой неинвертирующей схемой операционного усилителя. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC2063](#)

Селектор гармоник из периодических сигналов произвольной формы – умножитель частоты

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрена схема устройства, позволяющего избирательно извлечь ту или иную гармонику сложного спектра периодического входного низкочастотного сигнала произвольной формы, поступающего на вход устройства. Поставленная цель достигается использованием перестраиваемого по частоте резонансного фильтра. В итоге на выходах устройства может быть получен сигнал синусоидальной формы, соответствующий той или иной гармонике исходного сигнала, а также ему отвечающий биполярный сигнал прямоугольной формы цифрового уровня.

Как известно, периодический сигнал произвольной формы представляет собой сумму гармоник с различными весовыми коэффициентами [1]. Так, например, импульсы пря-

моугольной или пилообразной формы могут быть представлены в виде рядов Фурье; такие импульсы содержат только нечетные гармоники, Рисунок 1. Сигнал идеальной

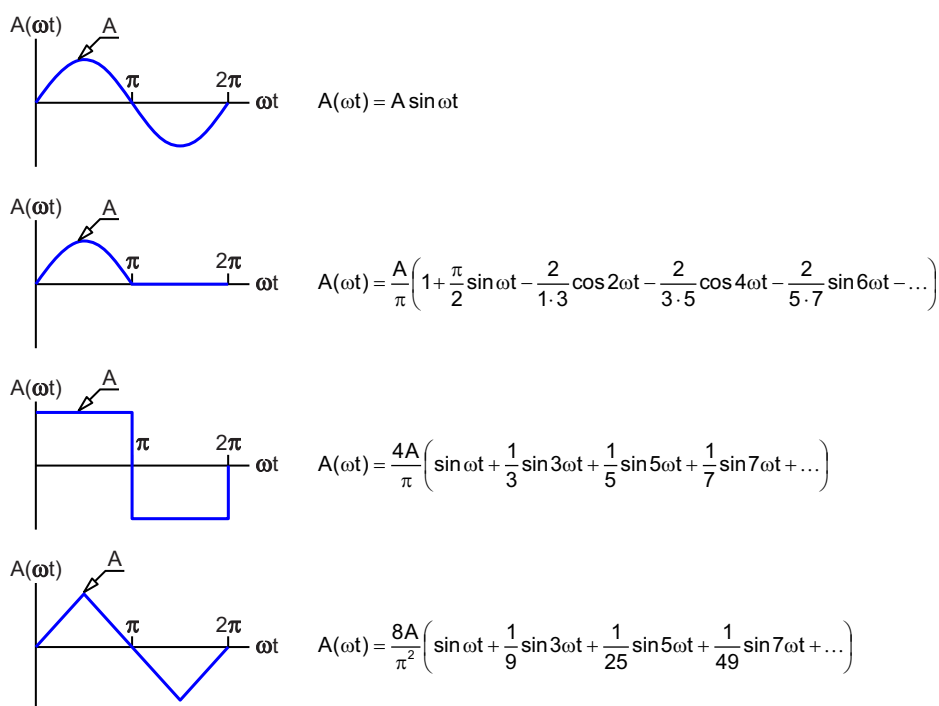


Рисунок 1. Ряды Фурье для описания периодических сигналов различной формы.

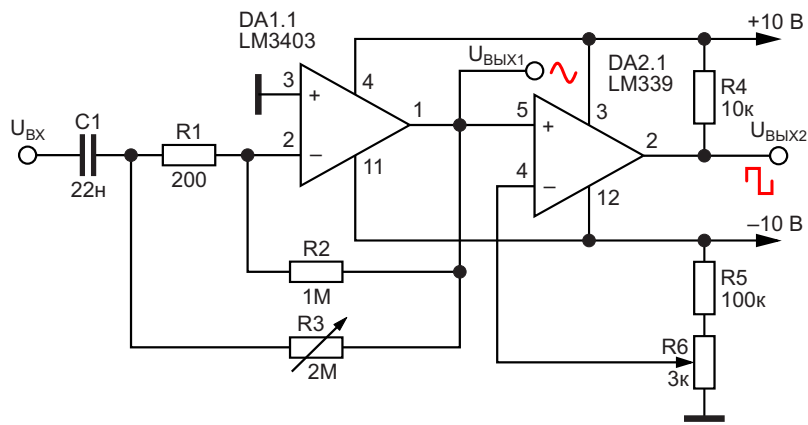


Рисунок 2. Селектор гармоник-умножитель частоты периодических сигналов.

синусоидальной формы содержит только основную, первую гармонику.

Для анализа периодических сигналов сложной формы используют спектроанализаторы – малодоступные и дорогостоящие приборы. Описываемое в статье устройство, Рисунок 2, позволяет произвести первичную оценку свойств изучаемого сигнала, а именно, выделить и измерить уровень той или иной гармоники низкочастотного периодического сигнала.

Так, например, при входном сигнале любой формы частотой, например, 1 кГц, с помощью данного устройства могут быть выделены и оценены уровни гармоник от первой до, как минимум, двадцатой. Помимо прочего, селектор гармоник, Рисунок 2, может быть использован как своеобразный умножитель частоты входного сигнала произвольной формы.

Селектор гармоник содержит два основных узла, первый из которых является перебираемым по частоте в широких пределах низкочастотным избирательным фильтром, выполненном на операционном усилителе DA1.1 микросхемы LM3403 [2]. Второй узел

устройства на компараторе DA2.1 микросхемы LM339 предназначен для преобразования выделенного фильтром сигнала в выходные биполярные сигналы прямоугольной формы цифрового уровня.

На Рисунке 3 приведен пример двухкаскадного умножителя частоты, позволяющего выделить из выпрямленного синусоидального сигнала частотой f_0 сигналы синусоидальной формы и биполярные сигналы прямоугольной формы с частотой $(1, 2, 3, 4, 5 \dots) f_0$.

При использовании селектора гармоник изучаемый сигнал подают на вход устройства. К выходу устройства подключают осциллограф и/или частотомер и вольтметр переменного тока. Регулировкой потенциометра R3, Рисунок 2, поочередно выделяют ту или иную гармонику входного сигнала и оценивают его частоту и амплитуду. Разумеется, такой экзотический способ анализа спектра мало продуктивен и требует использования внешних измерительных приборов. Однако при последующем развитии способа, а именно автоматической развертке резонансной частоты фильтра с контролем соответствующий амплитуды регистрируемого сигнала по дву-

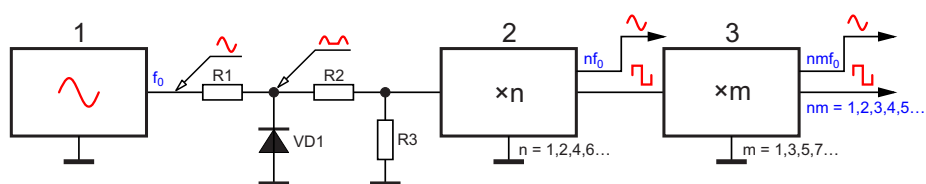


Рисунок 3. Двухкаскадный умножитель частоты периодических сигналов: 1) генератор синусоидальных сигналов; 2) первый селектор гармоник; 3) второй селектор гармоник.

мерной индицирующей шкале могут быть созданы портативные спектроанализаторы.

Так, для периодических сигналов прямоугольной или пилообразной формы с помощью данного устройства могут быть выделены нечетные гармоники, и на выходе устройства получены как сигналы синусоидальной формы, отвечающие этим гармоникам, так и биполярные сигналы прямоугольной формы с частотой 1, 3, 5... исходного сигнала. Таким образом устройство может быть использовано в качестве своеобразно-

го умножителя частоты периодических сигналов низкой частоты. [РЛ](#)

Литература

1. Воробьев Н.Н. Теория рядов. М.: Наука, 1979, 408 с.
2. Shustov M.A. [Simple low-pass filters tunable with a single potentiometer](#) // EDN. July 1, 2024.

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet National Semiconductor LM3403](#)

Простая схема тестирования витых пар кабелей

Mark D Braunstein

EDN

Используя систему, показанную на Рисунке 1, можно быстро проверить кабель, содержащий витые пары, и обнаружить оборванные или перепутанные пары, закороченные пары и замыкания между несвязанными парами. Тестер состоит из активного испытательного комплекта, который подключается к одно-

му концу кабеля, и пассивной заглушки, которая подключается к другому концу. (Кабель RS-449 использован в качестве примера).

Аккумулятор или источник питания постоянного тока обеспечивают тестер напряжением от 15 до 24 В. Регулятор напряжения IC₁ включен как стабилизатор тока 25 мА для

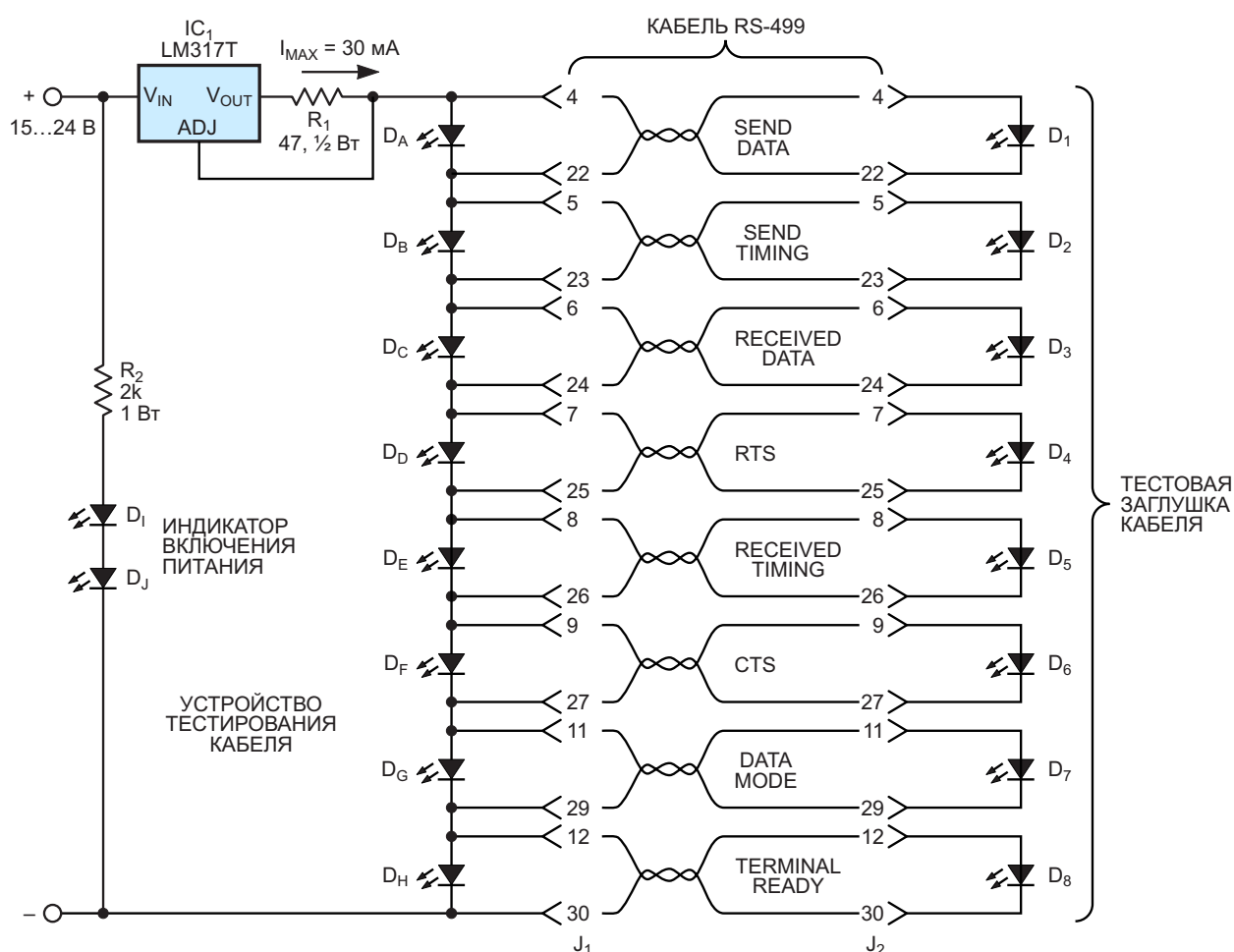


Рисунок 1. Подключив две светодиодные цепочки к общему источнику тока, можно быстро проверить кабель из витых пар на наличие коротких замыканий, обрывов и замыканий между парами.

подачи его на светодиодные цепочки на каждом конце кабеля. Кабель в этом примере содержит восемь витых пар, и для хорошего кабеля все восемь светодиодов тестера (с D_A по D_H , которые представляют собой последовательно соединенные сегменты шкального индикатора), и все восемь светодиодов заглушки (с D_1 по D_8) будут гореть. Если витая пара разорвана или перепутана, соответствующий светодиод на заглушке погаснет; если пара закорочена, погаснут соответствующие светодиоды на обоих концах; а если закорочены любые два несвязанных провода разных пар, погаснут все промежуточные светодиоды в цепочках на обоих концах. Нап-

пример, если контакты 4 и 6 закорочены, светодиоды D_A , D_B , D_1 и D_2 не будут светиться.

В качестве меры предосторожности к регулятору IC_1 можно добавить радиатор, но при нормальной работе тестера мощность, рассеиваемая регулятором, находится в допустимых пределах. Даже при большом количестве закороченных пар рассеивание 700 мВт приведет к повышению температуры перехода не более чем на 60 °С, а микросхема гарантированно выключается при 160 °С. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild LM317T](#)

Дребезг контактов под микроскопом



Андрей Дышлевый, Москва

В копилку разработчику, который привык уделять внимание мелочам

Рассмотрим простую и надежную методику аппаратного подавления дребезга контактов. Будем говорить исключительно о сигнальных линиях, не затрагивая силовые цепи и большие напряжения. Например, об обычных тактильных кнопках (как в клавиатуре).

Есть два метода подавления ложных срабатываний: аппаратный – с помощью схемы, и программный – с помощью алгоритма. В каждом конкретном случае надо смотреть, какой из методов лучше использовать. Я работаю в сфере медицины, поэтому приоритет – надежность, цена реализации на втором месте. Для надежности бороться с ложными срабатываниями будем, используя аппаратный подход как первую ступень защиты, а если это не поможет, добавим программный алгоритм как вторую ступень. На Рисунке 1 представлена схема подавления дребезга контактов для одной кнопки.

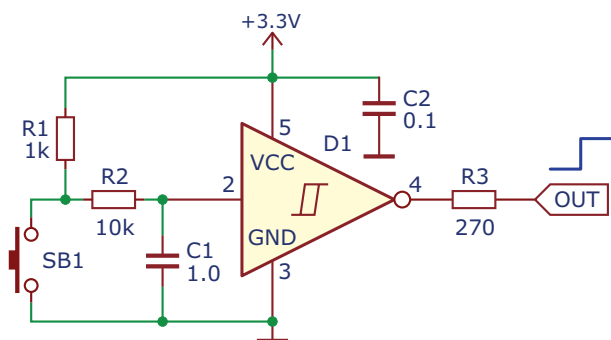


Рисунок 1. Схема подавления дребезга контактов на RC-фильтре и триггере Шмитта с инвертором.

На входе 2 микросхемы D1 (SN74LVC1G14) расположен RC-фильтр с постоянной времени 11 мс. Фильтр, состоящий из элементов R1, R2 и C1, выполняет основную работу по подавлению дребезга. А микросхема логики «НЕ» с триггером Шмитта, во-первых, инвертирует сигнал, чтобы с ним было удобнее работать (кнопка нажата – на выходе «1», отпущена – «0»). Во-вторых, как бы дофильтровывает сигнал, делая это за счет гистерезиса триггера Шмитта. Получается надежная фильтрация.

Работает схема на Рисунке 1 следующим образом. Будем считать, что в исходном положении кнопка SB1 разомкнута.

При подаче питания на схему (в нашем случае 3.3 В) через резисторы R1 и R2 начи-

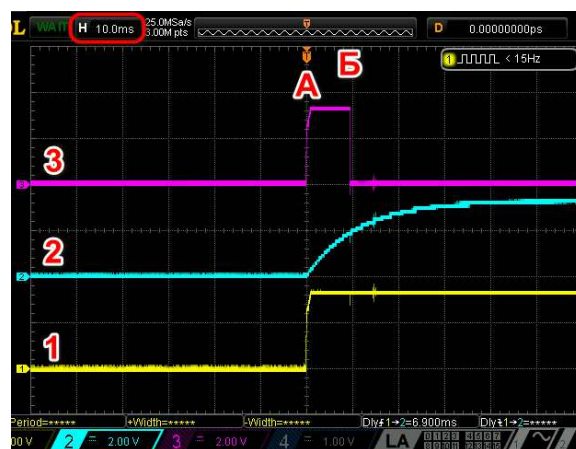


Рисунок 2. Канал 1 – напряжение питания схемы; канал 2 – напряжение на входе 2 микросхемы D1; канал 3 – напряжение на выходе 4 микросхемы D1.

нает заряжаться конденсатор C1. Микросхема логики стартует быстро и за какие-то микросекунды уже готова к работе. При этом конденсатор C1 заряжается достаточно медленно, и в момент запуска на входе 2 микросхемы D1 низкое напряжение, которое распознается как 0. А значит, микросхема по своей логике «НЕ» переключает свой выход 4 в единицу. На Рисунке 2 показана осциллограмма при подаче питания на схему (точка А).

Примерно через 10 мс, которые задаются сопротивлениями R1, R2 и емкостью C1, напряжение на входе микросхемы достигнет порога переключения, и выход микросхемы D1 притянется к земле (точка Б на осциллограмме). Таким образом, надо учитывать, что в момент подачи питания на выходе микросхемы проскочит импульс длительностью примерно 10 мс (расстояние от точки А до точки Б, Рисунок 2).

Для того чтобы получить обратную логику работы кнопки, то есть, чтобы при нажатии SB1 на выходе D1 был «0», а при отпускании – «1», надо использовать триггер Шмитта без логического «НЕ» (например SN74LVC1G17). При использовании такой микросхемы после подачи питания логическая «1» на выходе D1 появится спустя 10 мс, которые также определяются зарядом конденсатора C1.

Теперь, как подавляется дребезг. При нажатии на кнопку дребезг контактной пары обычно ниже, чем при отпускании, поэтому поймать его на экране осциллографа непросто. Но фильтрация одинаково хорошо проис-

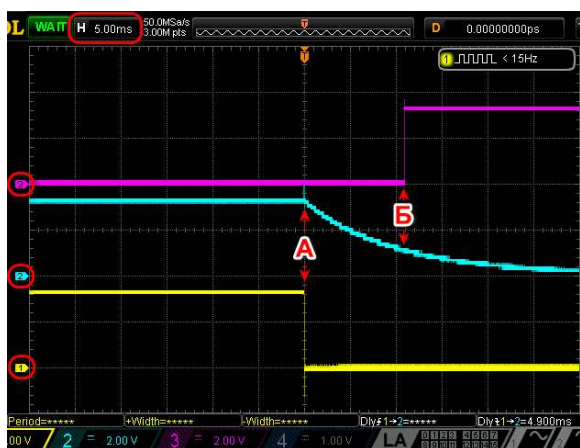


Рисунок 3. Канал 1 – напряжение на кнопке; канал 2 – напряжение на входе 2 микросхемы D1; канал 3 – напряжение на выходе 4 микросхемы D1.

ходит как в момент замыкания, так и размыкания контактов. На Рисунке 3 показана осциллограмма в момент нажатия на кнопку SB1 (точка А).

При замыкании кнопки SB1 конденсатор C1 начинает разряжаться через резистор R2. Как только уровень напряжения на нем упадет ниже порогового уровня триггера Шмитта, микросхема «подтянет» выход к плюсу питания, то есть в «1» (точка Б, Рисунок 3). На Рисунке 4 изображена осциллограмма в момент отпускания кнопки (точка А).

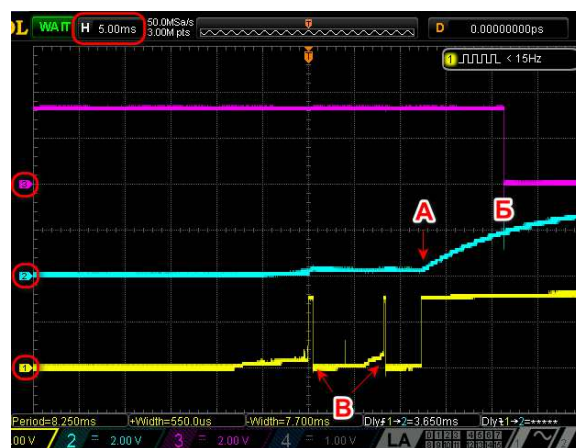


Рисунок 4. Канал 1 – напряжение на кнопке; канал 2 – напряжение на входе 2 микросхемы D1; канал 3 – напряжение на выходе 4 микросхемы D1.

На Рисунке 4 отчетливо видно возникновение дребезга контактов в момент отпускания кнопки (точка В). Условно говоря, дребезг контактной пары частично заряжает конденсатор C1 через резисторы R1 и R2, но из-за своей малой длительности не может поднять напряжение на входе триггера Шмитта выше порогового уровня переключения. Когда же дребезг пропадает (контактная пара кнопки полностью разомкнулась), напряжение на конденсаторе C1 начинает расти, и дойдя до порогового значения, переключает триггер Шмитта в «0» (точка Б, Рисунок 4).

Таким образом, схема подавляет любые импульсы длительностью ниже постоянной времени RC-фильтра на элементах R1, R2, C1 (при указанных на схеме номиналах – это около 10-11 мс). Указанных номиналов обычно хватает практически для любых тактильных кнопок. Если у вас кнопка отвратительного качества, то надо увеличить постоянную



Рисунок 5. Фронт выходного сигнала микросхемы D1 при отсутствии резистора R3.



Рисунок 6. Фронт выходного сигнала микросхемы D1 с установленным резистором R3 (270 Ом).

времени RC-фильтра, например, поставив конденсатор С1 емкостью 4.7-10 мкФ. Если же вы хотите использовать эту схему для подавления ложных срабатываний энкодера, то номинал С1 надо, наоборот, уменьшить (на практике до 10 нФ). Иначе быстрое вращение ручки энкодера будет восприниматься схемой как помеха.

Несколько слов о резисторе R3. Он нужен для ограничения тока в случае замыкания выхода «OUT» на «землю» или на плюс питания. Такое может случиться, если схема расположена на плате с кнопками, а сигнал принимается на другой плате через шлейф (например, замыкание оголенных проводов,

перепутаны контакты и т. д.). Второе его назначение – сделать восходящий и нисходящий фронт сигнала более пологими. Это необходимо для прохождения тестов на электромагнитную совместимость (ЭМС), особенно если длина проводника от выхода микросхемы D1 до входа микроконтроллера большая.

Если R3 не устанавливать, то положительный и отрицательный фронты сигнала будут примерно по 10 нс. На Рисунке 5 показан положительный фронт сигнала при переключении микросхемы D1 в единицу при отсутствии резистора R3.

На Рисунке 6 показан положительный фронт сигнала при переключении микросхемы D1 в единицу при установленном резисторе R3 номиналом 270 Ом.

Нагрузкой выхода схемы служит вывод микроконтроллера STM32F405, сконфигурированный как вход. Как видно из Рисунка 6, при установленном резисторе R3 фронт сигнала увеличивается примерно до 50 нс. Увеличивая сопротивление резистора R3, можно еще больше растягивать фронт сигнала.

Теперь пару слов о финансовой стороне вопроса. Цена микросхемы SN74LVC1G14 производителя Youtai на сегодняшний день (ноябрь 2024 года) составляет около 10 рублей в магазине Чип и Дип (это, можно сказать, потолок цены). Остальные элементы в расчет не беру – они копеечные. Если вы, к примеру, делаете средний по сложности проект, содержащий клавиатуру из 10 кнопок, 4-5 внешних датчика и пару энкодеров, то в сумме вы получаете $10 + 5 + 2 = 17$ каналов для фильтрации. 17×10 руб. = 170 руб. Много это или мало за стабильность устройства в целом? Думаю, ответ очевиден. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC1G14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC1G17](#)

С дополнительной схемой транзисторы образуют источник тока с нулевым дрейфом

Tim Davis

Electronic Design

Двухполюсный источник тока, основанный на базовой схеме, показанной на Рисунке 1а, можно усовершенствовать, добавив независимую подсхему, использующую вырождение эмиттера р-п-р транзистора для достижения нулевого температурного коэффициента. Эта недорогая конструкция является результатом сбора данных о многих полупроводниковых устройствах на протяжении более чем 15 лет и периодического анализа данных. («Вырождение» – это включение

резистора последовательно с эмиттером, уменьшающее коэффициент усиления усилителя, но улучшающее такие характеристики, как линейность и входной импеданс).

Решающее значение для этой схемы имеют основные полупроводниковые компоненты из Таблицы 1, поэтому схему следует проектировать и тестировать только с этими деталями. Возможность выбора компонентов и их поставщиков делает эту конструкцию жизнеспособной, и схема была собрана с

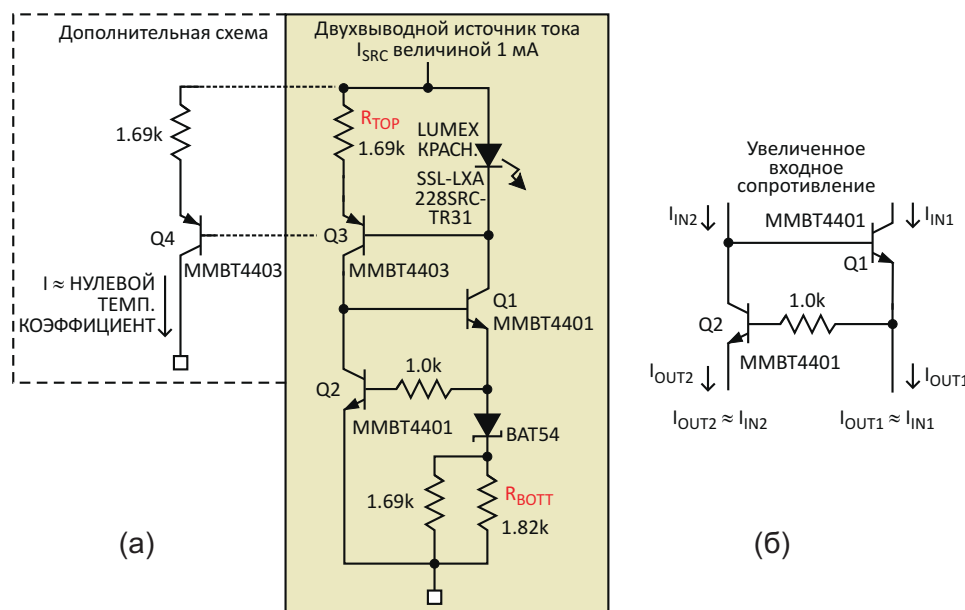


Рисунок 1. В схеме двухвыводного источника тока 1 мА самый левый р-п-р транзистор (Q4) добавлен для съема с левого вывода (маленький квадрат на схеме) тока с температурным коэффициентом около 0 (а). «Связующая» схема позволяет сопрячь верхний источник тока с нижним (б).

Таблица 1. Перечень основных компонентов схемы

Оригинальное название	Поставщик	Описание	Примечания	Цена одной детали в партии из 10 шт, \$
SSL-LXA228SRC-TR31	Lumex	Красный светодиод	Светодиодная линза для установки в сквозное отверстие печатной платы	0.42
MMBT4403LT3G	onsemi	Биполярный p-n-p транзистор	SOT-23	0.094
MMBT4401LT1G	onsemi	Биполярный n-p-n транзистор	SOT-23	0.094
BAT54T1G	onsemi	Диод Шоттки	SOD-123	0.227
CRCW0603	Vishay	Толстопленочные резисторы 1%	0603 SMT	0.044

использованием деталей из различных партий, приобретенных у разных дистрибьюторов. Каждый из транзисторов MMBT4401 и MMBT4403 должен быть выбран из одной ленты, взятой из собственной оригинальной упаковки.

Инженеры, занимающиеся разработкой аудиотехники, уже давно знают, что выпускаемые компанией onsemi транзисторы MMBT4401 и MMBT4403 отличаются очень низкими значениями сопротивления базы и тепловых шумов и отлично подходят для схем источников тока и токовых зеркал. MMBT4401 и MMBT4403 являются комплементарными устройствами в части смещения по постоянному току и температурного коэффициента. Комплементарные устройства облегчают понимание конструкции с нулевым температурным коэффициентом, так как «связующая» схема должна пропускать ток от p-n-p устройства Q3 своего зеркала к транзистору Q2. Напряжения база-эмиттер у этих двух транзисторов будут примерно одинаковыми.

Конструкция отказоустойчива и допускает реверсирование полярности. В промышленных конструкциях с более высокими напряжениями питания основная часть прямого падения напряжения приходится на переходы коллектор-база верхних транзисторов MMBT4401 и MMBT4403 (Q1 и Q3), напряжения пробоя которых при разомкнутой цепи эмиттера составляют 40 В. Для защиты от перенапряжений можно использовать последовательный резистор, но за счет некоторой потери запаса по напряжению.

Для исключения тепловых градиентов необходима компактная компоновка печатной платы. Было установлено, что «фотоэлектрический эффект» светодиода здесь не

является проблемой, поскольку при монтаже на печатную плату линза светодиода направлена вниз. Также были проведены испытания на светостойкость. При взгляде на светодиод со стороны монтажа кристалла видно красное свечение, которое можно использовать в качестве визуального индикатора работоспособности источника тока.

На Рисунке 1б показана «связующая» схема, в которой используются два n-p-n транзистора MMBT4401 и резистор 1.0 кОм. Она соединяет верхнее токовое зеркало с нижним токовым зеркалом. Две ключевых формулы для расчета дополнительной схемы:

$I_{E(Q2)} \approx I_{IN2}$, поэтому:

$$\frac{I_{E(Q2)}}{I_{IN2}} = \frac{I_{E(Q2)}}{I_{C(Q2)} + I_{B(Q1)}} = \frac{1 + \frac{1}{\beta}}{1 + \frac{I_{B(Q1)}}{I_{C(Q2)}}} = \frac{1 + \frac{1}{\beta}}{1 + \frac{1}{\beta}} = 1;$$

$I_{OUT1} \approx I_{C(Q1)}$, поэтому:

$$\frac{I_{OUT1}}{I_{C(Q1)}} = \frac{I_{C(Q1)} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) - \frac{I_{C(Q2)}}{\beta}}{I_{C(Q1)}} = 1 + \frac{1}{\beta} - \frac{1}{\beta} \left(\frac{I_{C(Q2)}}{I_{C(Q1)}} \right) = 1,$$

где

$I_{C(Qn)}$ – ток коллектора транзистора Qn,

$I_{B(Qn)}$ – ток базы транзистора Qn,

$I_{E(Qn)}$ – ток эмиттера транзистора Qn,

β – коэффициент передачи ток базы.

На Рисунке 2 показаны значения выходного тока источника и их изменение в зависимости от температуры, а на Рисунке 3 – характеристики в установившемся режиме для различных выходных токов в зависимости от

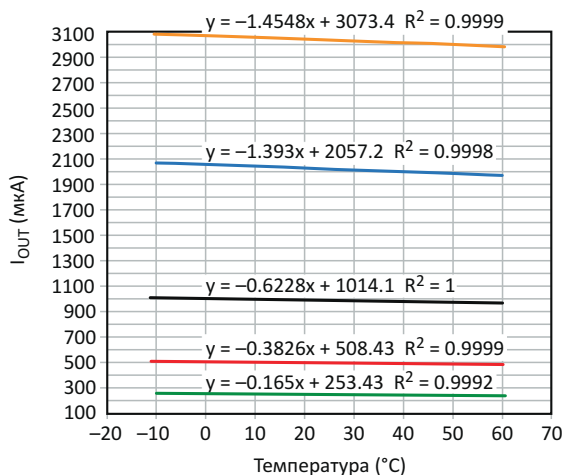


Рисунок 2. Зависимость тока (I , следовательно, температурного коэффициента TC) от температуры для базового двухвыводного источника тока:

- при $I = 250 \text{ мкА}$ $TC = -660 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$,
- при $I = 500 \text{ мкА}$ $TC = -765 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$,
- при $I = 1 \text{ мА}$ $TC = -623 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$,
- при $I = 2 \text{ мА}$ $TC = -697 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$,
- при $I = 3 \text{ мА}$ $TC = -485 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

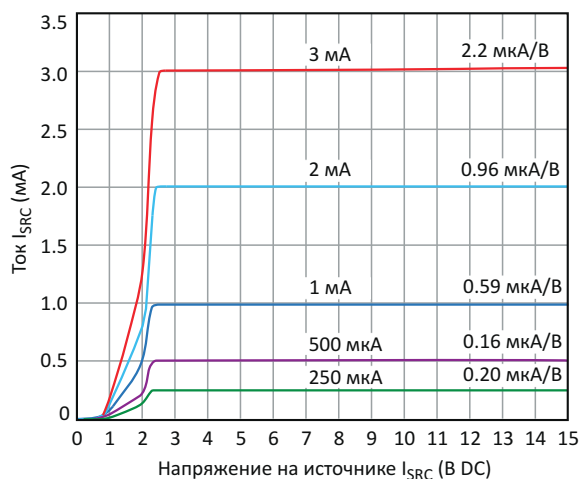


Рисунок 3. Этот график выходного сопротивления (с независимым источником тока I_{SRC}) для расчетных значений тока показывает характеристики в установившемся режиме при различных выходных токах.

напряжения. Температурный коэффициент дополнительной схемы (Рисунок 4) выгодно отличается от REF200 – коммерчески доступ-

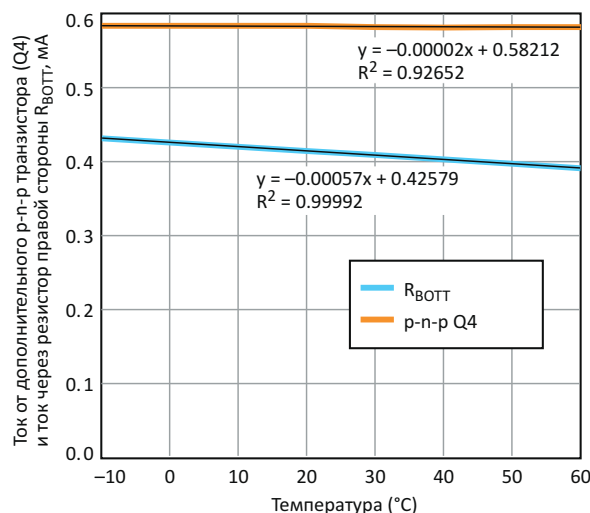


Рисунок 4. График показывает почти нулевой температурный коэффициент схемы на p-n-p транзисторе MMT4403 (Q4), добавленной к источнику тока 1 мА. Красная линия графика для добавленного транзистора показывает $TC = -35 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

ной микросхемы, содержащей два источника тока и токовое зеркало. REF200 имеет температурный коэффициент $\pm 25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ и фиксированные значения выходного тока 100 мкА.

Однако этот источник тока может быть настроен на любой желаемый ток, и он стоит значительно дешевле, чем REF200. Кроме того, типовая емкость REF200 составляет 10 пФ, тогда как для этого источника тока она меньше 10 пФ, а типовое выходное сопротивление REF200 составляет 100 МОм в диапазоне напряжений от 2.5 В до 40 В. Двухвыводной источник тока представляет собой очень хорошо воспроизводимую, недорогую схему и является неплохим выбором для замены некоторых коммерческих микросхем, выполняющих ту же функцию. [РЛ](#)

Материалы по теме

- [Datasheet onsemi MMBT4401](#)
- [Datasheet onsemi MMBT4403](#)
- [Datasheet Diodes BAT54](#)
- [Datasheet Texas Instruments REF200](#)
- [Datasheet Lumex SSL-LXA228SRC-TR31](#)
- [Datasheet Vishay CRCW0603](#)

Преобразователи «Напряжение – КЗИ» и «Напряжение – частота» на микросхеме 222

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены электрические схемы преобразователей «Напряжение – коэффициент заполнения импульсов» и «Напряжение – частота», выполненные с использованием микросхемы 222. Преобразователи имеют коэффициент преобразования, близкий к линейному.

Преобразователи электрических величин находят широкое применение в технике измерений. На Рисунке 1 показано устройство, позволяющее преобразовывать рост напряжения входного сигнала в пропорциональное приращение ширины импульсов прямоугольной формы. Преобразователь «Напряжение – коэффициент заполнения импульсов (КЗИ)» работает на частоте 1 кГц.

Основным элементом преобразователя является микросхема 222^{*)}, описанная в предшествующих публикациях автора [1–7]. Генератор микросхемы вырабатывает сигналы с линейно нарастающим во времени напряжением, которое резко обрывается в конце импульса. Такая форма генерируемого сигнала обеспечивается за счет использования генератора стабильного тока, выполненного

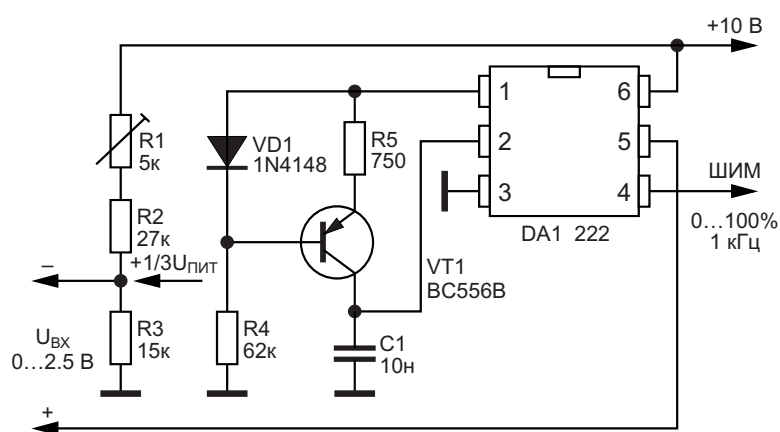


Рисунок 1. Преобразователь «Входное напряжение – коэффициент заполнения импульсов» на микросхеме 222.

^{*)} Микросхема 222 – это предложенная М.А. Шустовым более простая альтернатива таймеру 555, оптимизированная для генерации сигналов ШИМ [1]. Производство микросхемы не начиналось. (Ред.)

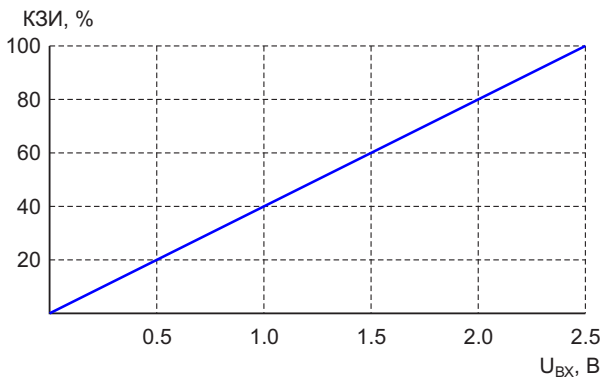


Рисунок 2. График зависимости «Входное напряжение – коэффициент заполнения импульсов».

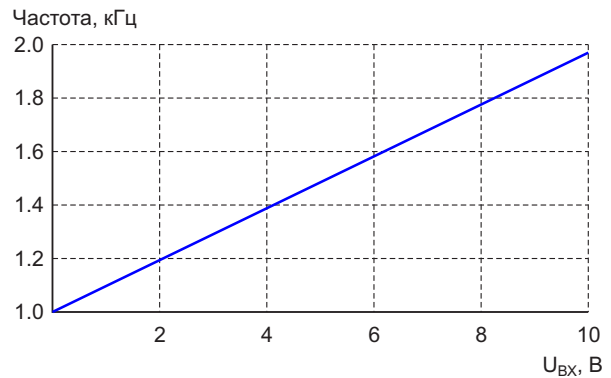


Рисунок 4. График зависимости «Входное напряжение – частота».

на биполярном транзисторе VT1 BC556. Частоту генерации устройства при желании можно откорректировать заменой емкости конденсатора C1.

Управляющее напряжение, изменяемое в пределах от 0 до 2.5 В, подается на резистивный делитель R1–R3, а также на вход сравнения микросхемы 222 (вывод 5). Начальному напряжению на управляющем входе, равному нулю, соответствует коэффициент заполнения выходных импульсов прямоугольной формы, близкий к нулю. Для этого подстройкой потенциометра R1 добиваются падения напряжения на резисторе R3, равного 1/3 от напряжения питания устройства. Стоит отметить, что при изменении напряжения питания это соотношение поддерживается автоматически. Однако это не говорит о том, что питание преобразователя не должно быть стабилизированным. Изменение напряжения пита-

ния в ту или иную сторону от штатного значения приведет к смещению калибровочной кривой. При повышении входного напряжения от 0 до 2.5 В коэффициент заполнения импульсов выходного сигнала изменяется по линейному закону от 0 до 100%, Рисунок 2.

На Рисунок 3 показана схема преобразователя «Напряжение – частота». Принцип действия устройства подобен ранее описанному, однако на управляющий вход 5 микросхемы подается постоянное напряжение, снимаемое с делителя напряжения R3, R4. Генератор стабильного тока также выполнен на транзисторе VT1 BC556. Начальная частота генерации 1 кГц устанавливается при короткозамкнутом входе подстройкой потенциометра R2. Напряжение, подаваемое на вход устройства, обеспечивает изменение частоты генерации пропорционально величине приложенного входного напряжения, Рисунок 4. **РЛ**

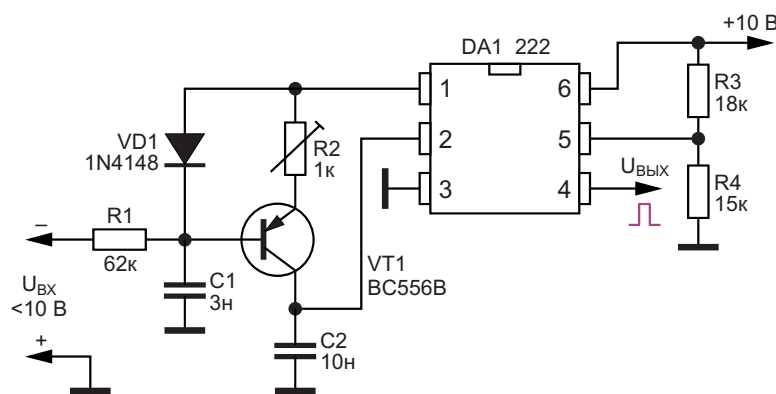


Рисунок 3. Преобразователь «Входное напряжение – частота» на микросхеме 222.

Литература

1. Шустов М.А. [Микросхема 222 альтернатива 555. ШИМ-генератор с независимой регулировкой частоты](#). РадиоЛоцман. 2021. №9–10. С. 92–103.
2. Шустов М.А. Регулируемые пороговые устройства на микросхеме 222. Радиолюбитель. 2023. № 6. С. 20–21.
3. Шустов М.А. [Регулируемые фазовращатели цифровых сигналов на микросхеме 222](#). РадиоЛоцман. 2024. № 1–2. С. 56–57.
4. Shustov M.A. [Single-button load switches on the chip 222](#). EDN. March 18, 2024.
5. Шустов М.А. [Диммер-двухполюсник на основе микросхемы 222](#). РадиоЛоцман. 2024. № 5–6. С. 80–81.
6. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.
7. Шустов М.А. Силовая электроника в электропитании и освещении. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC556](#)

Маломощная схема ШИМ – простая и недорогая

Anthony Smith

EDN

Распространенный метод реализации ШИМ заключается в сравнении треугольных импульсов постоянной амплитуды и частоты с постоянным напряжением переменного уровня. Несмотря на то, что такой подход позволяет получить ШИМ-сигнал с точной частотой и коэффициентом заполнения, изменяемым от 0 до 100%, стоимость источника опорных треугольных импульсов и быстродействующего компаратора может оказаться чрезмерно высокой в недорогих приложениях. Кроме того, если приложению требуется высокочастотный ШИМ-сигнал, потребляемая мощность может оказаться неприемлемой в чувствительных к питанию приложениях,

таких как высокоэффективные маломощные импульсные регуляторы.

Схема на Рисунке 1 представляет собой относительно простую альтернативу подходу треугольник-компаратор. Хотя частота выходного сигнала нестабильна и меняется в зависимости от входного напряжения, схема недорога, требует всего нескольких легкодоступных компонентов и имеет линейную зависимость между входным напряжением и выходным коэффициентом заполнения. Схема хорошо подходит для приложений, в которых простая секция ШИМ включена в контур обратной связи. Кроме того, превосходная динамика – коэффициент заполнения реагирует на сту-

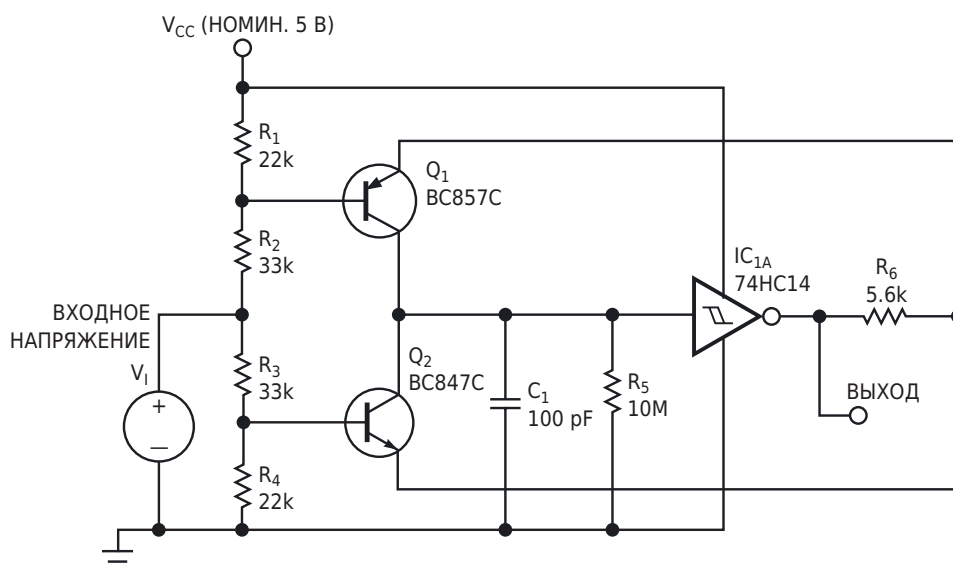


Рисунок 1. В этой схеме ШИМ изменение входного напряжения V_1 изменяет потенциалы эмиттеров Q_1 и Q_2 и, таким образом, изменяет токи заряда и разряда конденсатора C_1 , так что коэффициент заполнения выходных импульсов изменяется прямо пропорционально V_1 .

пепчатое изменение входного напряжения в течение одного периода выходного сигнала – делает схему идеально подходящей для применения в импульсных регуляторах.

В схеме постоянное входное напряжение V_1 изменяет коэффициент заполнения прямоугольных импульсов на выходе инвертора Шмитта IC_{1A} . Транзисторы Q_1 и Q_2 работают как коммутируемые источники тока. Эти источники заряжают и разряжают времязадающий конденсатор C_1 со скоростью, определяемой напряжениями на их базах и, следовательно, напряжением в точке соединения резисторов R_2 и R_3 . При высоком уровне на выходе микросхемы IC_{1A} конденсатор C_1 заряжается через резистор R_6 и транзистор Q_1 (Q_2 отключен) током, определяемым сопротивлением R_6 и напряжением эмиттера Q_1 . Аналогично, при низком уровне на выходе IC_{1A} конденсатор C_1 разряжается через Q_2 и R_6 (Q_1 отключен) током, определяемым сопротивлением R_6 и напряжением эмиттера Q_2 . Изменение входного напряжения изменяет потенциалы эмиттеров и тем самым изменяет токи заряда и разряда таким образом, что коэффициент заполнения выходных импульсов изменяется прямо пропорционально V_1 .

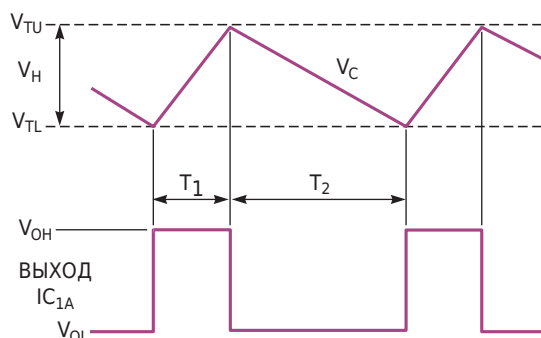


Рисунок 2. Изменение напряжения V_C на конденсаторе C_1 и гистерезис V_H триггера Шмитта IC_{1A} определяют коэффициент заполнения $T_1/(T_1 + T_2)$ выходных импульсов. V_{TU} и V_{TL} – это верхний и нижний пороги микросхемы IC_{1A} , соответственно.

На Рисунке 2 показана взаимосвязь между напряжением V_C на конденсаторе C_1 и выходным сигналом. На этом рисунке

V_{TU} и V_{TL} – верхний и нижний пороги инвертора с триггером Шмитта,

V_H – гистерезис триггера Шмитта,

V_{OH} и V_{OL} – верхний и нижний уровни выходного сигнала инвертора, соответственно.

Если предположить, что $V_{OH} = V_{CC}$ и $V_{OL} = 0$ В, и принять напряжения база-эмиттер транзисторов Q_1 и Q_2 примерно равными и обозначать их как V_{BE} , можно получить следующие выражения первого порядка для T_1 и T_2 :

$$T_1 = \frac{C_1 \cdot R_6 \cdot V_H}{V_{CC}(1 - K_1) + V_1(K_1 - 1) - V_{BE}}$$

и

$$T_2 = \frac{C_1 \cdot R_6 \cdot V_H}{K_2 V_1 - V_{BE}},$$

где

$$K_1 = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

и

$$K_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

Определив выходной коэффициент заполнения D как $100\% \times T_1 / (T_1 + T_2)$, можно объединить выражения для T_1 и T_2 , чтобы получить

$$D = \frac{K_2 \cdot V_1 \cdot (-V_{BE})}{V_{CC}(1 - K_1) + V_1(K_1 + K_2 - 1) - 2V_{BE}} \cdot 100\%.$$

Если цепь делителя R_1 - R_4 симметрична, или $R_1 = R_4$ и $R_2 = R_3$, это выражение упрощается до

$$D = \frac{K_2 \cdot V_1 - V_{BE}}{V_{CC}(1 - K_1) - 2V_{BE}} \cdot 100\%.$$

С учетом значений номиналов R_1 - R_4 на Рисунке 1, формула сводится к

$$D = \frac{0.4V_1 - V_{BE}}{0.4V_{CC} - 2V_{BE}} \cdot 100\%.$$

Это выражение показывает, что коэффициент заполнения прямо пропорционален входному напряжению, и что для работы схемы напряжение V_1 должно быть больше $V_{BE}/0.4$. Если $V_{BE} = 0.6$ В, то эта формула предполагает, что V_1 должно быть не менее 1.5 В,

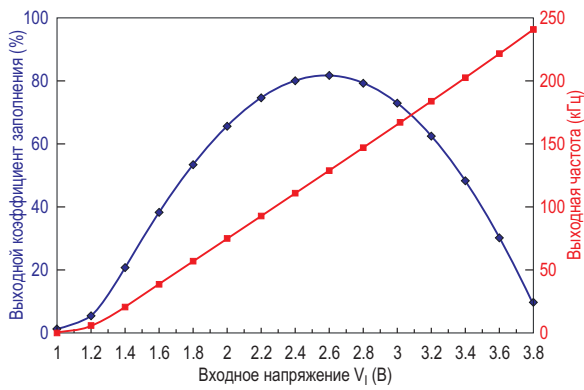


Рисунок 3. Хотя частота выходных импульсов изменяется в зависимости от входного напряжения, схема ШИМ обеспечивает линейную зависимость между входным напряжением и выходным коэффициентом заполнения.

хотя при испытаниях на макетной плате схема позволяла получать низкие коэффициенты заполнения при V_1 всего 1 В.

Номиналы компонентов C_1 и R_6 выбирают в соответствии с требуемым диапазоном рабочих частот. На Рисунке 3 показаны результаты испытаний на макетной плате с $R_6 = 5,6$ кОм и $C_1 = 100$ пФ. Схема демонстрирует линейную характеристику при напряжении V_1 примерно от 1,2 до 3,6 В с соответствующим диапазоном коэффициентов заполнения приблизительно от 2 до 95%. Из этого рисунка также видно, что выходная частота в этом диапазоне изменяется в соотношении 15:1; частота достигает максимума, когда V_1 приблизительно равно $V_{CC}/2$.

При выборе элементов R_1 - R_4 и IC_{1A} необходимо соблюдать несколько предостережений. Чтобы гарантировать, что коэффициент заполнения изменяется от почти нуля до почти 100%, токи заряда и разряда через транзисторы Q_1 и Q_2 должны иметь возможность приближаться к нулю. Это требование можно выполнить, просто обеспечив возможность приближения потенциала V_{E1} эмиттера Q_1 к напряжению питания V_{CC} и приближения потенциала V_{E2} эмиттера Q_2 к уровню земли.

Сделать напряжение V_{E1} близким к V_{CC} при максимальном входном напряжении V_1 можно, выбрав подходящие сопротивления R_1 и R_2 , при условии, что сопротивления R_3 и R_4 подобраны так, чтобы напряжение V_{E2} могло опускаться на несколько сотен милливольт ниже нижнего порога V_{TL} триггера Шмитта IC_{1A} , когда V_1 максимально. Это необходимо

для того, чтобы гарантировать, что транзистор Q_2 не будет насыщаться, когда по мере разряда C_1 напряжение V_C на конденсаторе приближается к нижнему порогу V_{TL} .

Аналогично, выбрав подходящие сопротивления R_3 и R_4 , можно приблизить напряжение V_{E2} к нулю при минимальном входном напряжении V_1 , при условии, что сопротивления R_1 и R_2 подобраны так, чтобы напряжение V_{E1} могло на несколько сотен милливольт превышать верхний порог V_{TU} триггера Шмитта IC_{1A} , когда V_1 минимально. Это необходимо для того, чтобы гарантировать, что транзистор Q_1 не будет насыщаться, когда по мере заряда C_1 напряжение V_C на конденсаторе приближается к верхнему порогу V_{TU} .

Значения сопротивлений $R_1 = R_4 = 22$ кОм и $R_2 = R_3 = 33$ кОм соответствуют этим требованиям и обеспечивают оптимальный диапазон для V_1 . Эти номиналы должны обеспечить надежную работу при $V_{CC} = 5$ В $\pm 5\%$ и инверторе 74HC14, но может потребоваться пересчет значений, если используется другое напряжение питания или другой инвертор.

В качестве IC_{1A} возможно использование двух устройств: 74HC14 и 4093. 74HC14 предпочтительнее, поскольку разброс отношения минимального напряжения гистерезиса к максимальному приблизительно равен всего 3,3:1, тогда как для 4093 это отношение составляет примерно 6,7:1. Однако 4093 допускает работу при напряжении питания более 5 В, но следует соблюдать осторожность, чтобы избежать пробоя перехода база-эмиттера транзисторов Q_1 и Q_2 при более высоких напряжениях.

Потребляемая мощность невелика. Например, при $C_1 = 100$ пФ максимальный потребляемый ток составляет 570 мкА в точке максимальной частоты, которая равна примерно 200 кГц. Максимальная практическая рабочая частота ограничена значением примерно 500 кГц ($C_1 = 10$ пФ, $R_6 = 5,6$ кОм), когда зависимость между V_1 и коэффициентом заполнения начинает становиться заметно нелинейной. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74HC14](#)
2. [Datasheet Diodes BC847C](#)
3. [Datasheet Diodes BC857C](#)

Схема датчика температуры обеспечивает V-образную характеристику выходного сигнала

Daniel Burton

Electronic Design

Отличная линейность интегральных датчиков температуры делает их идеальными для прямой аналоговой компенсации температурных ошибок, присущих многим схемам. Например, датчик температуры с отрицательным наклоном характеристики может компенсировать увеличение тока смещения усилителя в результате повышения температуры.

Однако некоторые схемы имеют положительный температурный коэффициент в одном температурном диапазоне и отрицательный – в другом. Одним из примеров является дрейф частоты кварцевых резонаторов среза ХТ, которые имеют параболическую

характеристику с центральной частотой, обычно указанной при 25 °С. Схема датчика температуры с двойным наклоном на Рисунке 1 объединяет один датчик температуры с отрицательным наклоном характеристики и один датчик температуры с положительным наклоном для создания V-образной зависимости выходного сигнала от температуры, который можно использовать для компенсации теплового отклика устройства с двумя температурными коэффициентами.

Передаточную функцию датчика LM19 (IC1) при комнатной температуре можно приблизительно аппроксимировать прямой линией с помощью формулы:

$$V_{\text{OUT19}} = -\left(0.0117 \frac{\text{V}}{^\circ\text{C}}\right)T + 1.87 \text{ В}, \quad (1)$$

где T – температура в градусах Цельсия. Передаточная функция LM61 (IC2) представляет собой прямую линию, описываемую формулой:

$$V_{\text{OUT61}} = \left(0.010 \frac{\text{V}}{^\circ\text{C}}\right)T + 0.60 \text{ В}. \quad (2)$$

Две линии изображены на Рисунке 2, из которого видно, что температура их пересечения T_{INT} составляет 58.55 °С. Поскольку LM19 и LM61 практически не потребляют тока (менее 10 мкА), V_{OUT} будет равно выходному напряжению того устройства, у которого оно выше. В результате получается V-образная выходная характеристика с минимумом в точке T_{INT} .

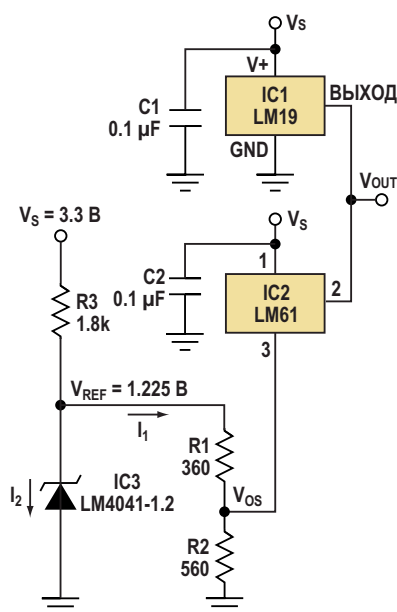


Рисунок 1. Эта схема датчика температуры с V-образной характеристикой может помочь компенсировать дрейф частоты кварцевых резонаторов среза ХТ.

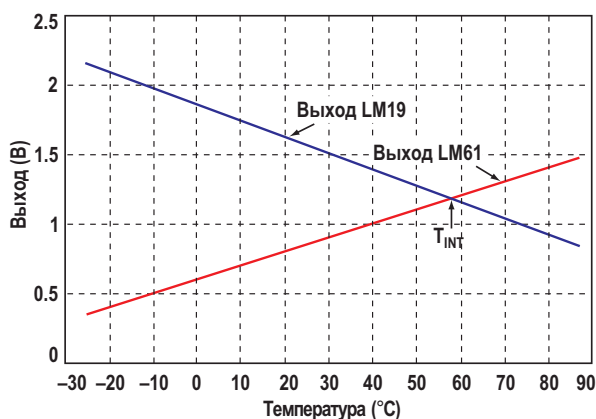


Рисунок 2. Выходные сигналы двух отдельных датчиков температуры накладываются друг на друга для создания общего отклика, позволяющего компенсировать как отрицательные, так и положительные температурные коэффициенты.

Чтобы использовать это решение для компенсации схемы с двойным температурным коэффициентом, желательно, чтобы минимум V-образной кривой приходился на ту же температуру, что и максимум компенсируемой температурной характеристики. Чтобы уменьшить T_{INT} до требуемой температуры (например, 25 °C), к LM61 через делитель напряжения R1-R2 добавляется дополнительное напряжение смещения V_{OS} , что дает новое выражение для выходного напряжения LM61:

$$V'_{OUT61} = \left(0.010 \frac{V}{^{\circ}C}\right)T + 0.60 \text{ В} + V_{OS}. \quad (3)$$

V_{OS} рассчитывается путем приравнивания выражений (1) и (3) друг к другу и подстановки желаемого значения T_{INT} вместо T. Для T_{INT} 25 °C значение V_{INT} равно 0.728 В. Сопротивления резисторов R1 и R2 должны быть выбраны таким образом, чтобы

$$\frac{R2}{(R1 + R2)} = \frac{V_{OS}}{V_{REF}} = \frac{0.728}{1.225} = 0.594. \quad (4)$$

Ток I_1 определяется сопротивлениями R1 и R2, и его следует установить значительно большим, чем ток покоя микросхемы LM61 (максимум 125 мкА), чтобы уменьшить ошибки, вызванные прохождением этого тока через

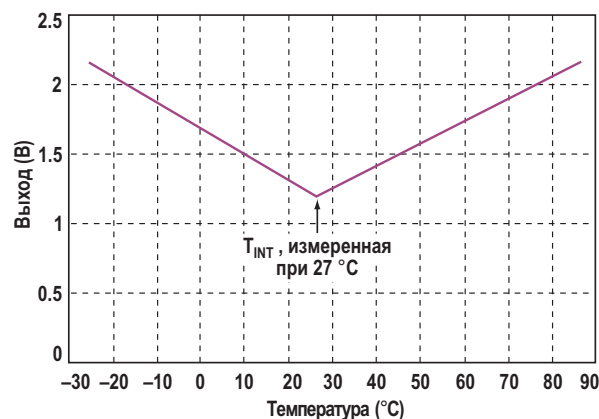


Рисунок 3. Измеренное значение V_{OUT} демонстрирует V-образную характеристику, используемую для аппроксимации реально параболической зависимости кварцевых резонаторов среза XT.

резистор R2. Выбор значения I_1 , в 10 раз превышающего ток покоя, дает условие:

$$\frac{1.225 \text{ В}}{(R1 + R2)} \geq 1.25 \text{ мА}. \quad (5)$$

Решение двух уравнений (4) и (5) относительно двух переменных R1 и R2 дает значения R1 = 398 Ом и R2 = 582 Ом. В схеме на Рисунке 1 используются стандартные номиналы резисторов 360 Ом и 560 Ом, удовлетворяющие уравнению (5) и дающие отношение 0.636, что очень близко к значению из уравнения (4).

Наконец, резистор R3 был выбран таким образом, чтобы ток I_2 находился в рабочем диапазоне источника опорного напряжения LM4041.

На Рисунке 3 показан выходной сигнал схемы датчика температуры с V-образной характеристикой, измеренный в температурном диапазоне от -25 °C до 85 °C. Средняя ошибка во всем диапазоне температур составила 25.4 мВ (примерно 2.5 °C), а максимальная ошибка – 46.4 мВ (4.6 °C). **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM19](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM61](#)
3. [Datasheet Analog Devices LM4041](#)

Мощный ШИМ ЦАП с выходным током 1.5 А на основе микросхемы LM337

Stephen Woodward

EDN

Как правило, ЦАП – это маломощные устройства с выходной мощностью и током, ограниченными диапазоном милливатт и миллиампер. Разумеется, нет никаких фундаментальных причин, по которым их нельзя объединить с подходящими выходными сило-

выми каскадами, что и является общепринятой практикой. Проблема давно решена.

Но просто из спортивного интереса, в этой статье предложен другой подход к повышению мощности – объединение почтенного регулятора LM337 с простым (всего две уни-

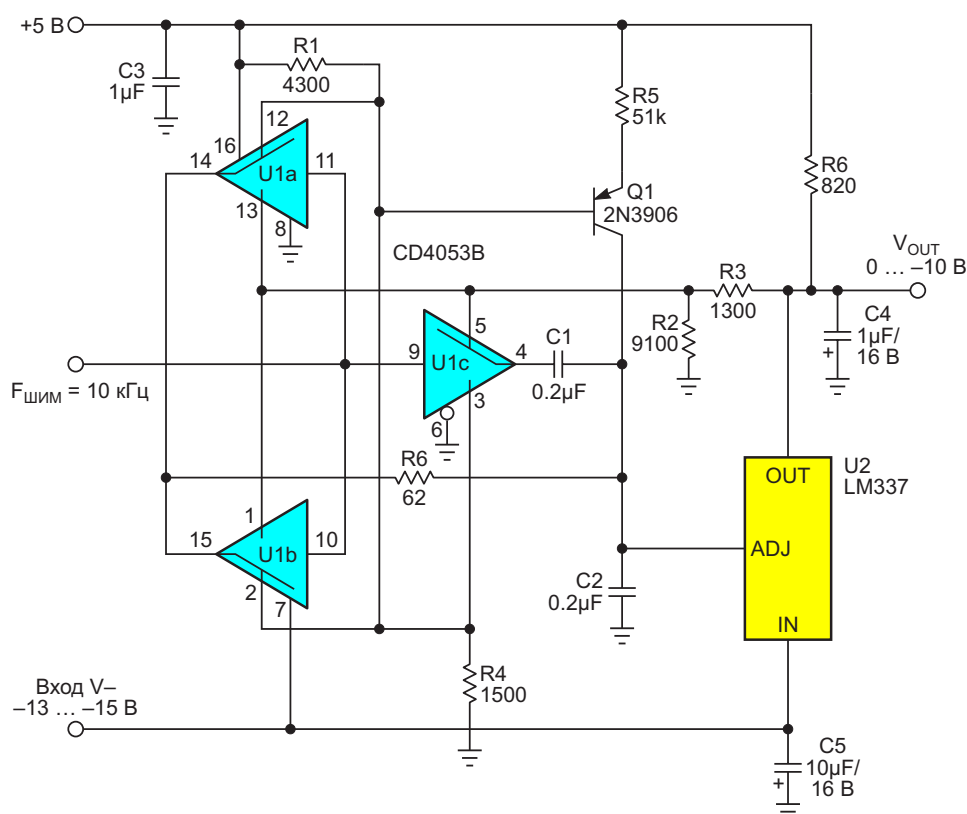


Рисунок 1. LM337 объединяет усилия с КМОП коммутатором 4053 для создания мощного ШИМ ЦАП.

версальные активные микросхемы) 8-битным ШИМ ЦАП, чтобы получить на выходе уверенные 1.5 А. Схема также обладает присущими этому проверенному временем шедевр Боба Пиза функциями защиты от перегрузки и перегрева.

Дополнительной ничего не стоящей особенностью является то, что точность выходного напряжения (в основном, примерно на 90%) определяется точностью $\pm 2\%$ (гарантированной, как правило, намного лучшей) внутреннего источника опорного напряжения микросхемы LM337, а не нестабильной иногда шиной питания логики, как это часто бывает в простых ШИМ ЦАП.

Схема показана на Рисунке 1.

Однополюсные двухпозиционные КМОП коммутаторы с металлическим затвором U1a и U1b, принимая 5-вольтовый сигнал ШИМ частотой 10 кГц, формируют для регулятора U2 управляющий сигнал «ADJ» от +1.25 В до -8.75 В. При ADJ = +1.25 В выходное напряжение U2 равно нулю. Мне всегда казалось странным, что регулятор отрицательного напряжения вроде 337 иногда требуется положительный управляющий сигнал (в данном случае для выходного напряжения V_{OUT} менее отрицательного, чем -1.25 В), но это так. ADJ = -8.75 В делает его равным -10 В.

Коммутатор U1c вырабатывает инверсию сигнала ШИМ, обеспечивая активное подавление пульсаций, как описано в статье «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» [1].

Источник тока на транзисторе Q1 уменьшает ошибку смещения нуля, обнуляя ток смещения вывода ADJ (типичное значение примерно 65 мкА). Обратная связь, установленная через резисторы R2 и R3, делает выходной сигнал полной шкалы -10 В пропорциональным внутреннему опорному напряжению регулятора U2, как упоминалось ранее.

Однако это делает выходное напряжение нелинейной функцией коэффициента заполнения ШИМ (D) с зависимостью (D от 0 до 1):

$$V_{OUT} = \frac{-1.25 \cdot D}{1 - 0.875 \cdot D},$$

которая показана на Рисунке 2.

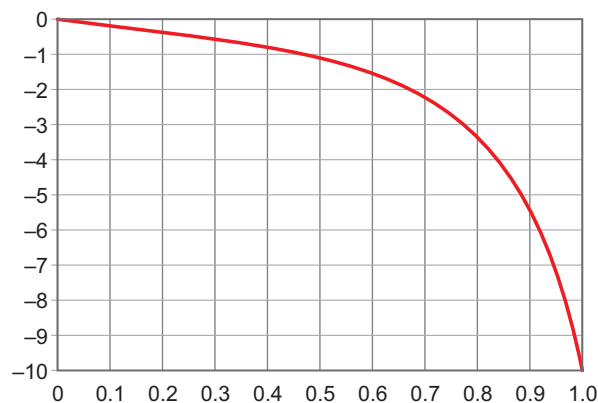


Рисунок 2. График зависимости V_{OUT} (от 0 В до -10 В) от коэффициента заполнения ШИМ (от 0 до 1).

$$[V_{OUT} = -1.25 \cdot D / (1 - 0.875 \cdot D)].$$

На Рисунке 3 показана зависимость, обратная зависимости на Рисунке 2, дающая значение коэффициента заполнения ШИМ, необходимое для получения заданного напряжения V_{OUT} .

Код D_{BYTE} управления генератором 8-битного сигнала ШИМ, устанавливающий выходное напряжение V_{OUT} :

$$D_{BYTE} = 256 \cdot D = 256 \frac{V_{OUT}}{0.875 V_{OUT} - 1.25}.$$

Напряжение отрицательной шины питания ($V-$) может быть любым в диапазоне от -13 В (для обеспечения минимального запаса по питанию U2) до -15 В (в соответствии с максимально допустимым напряжением микросхемы U1). На точность ЦАП это не повлияет.

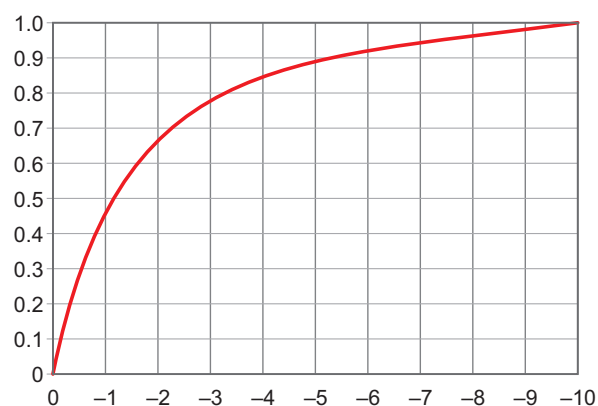


Рисунок 3. График зависимости коэффициента заполнения ШИМ (от 0 до 1) от V_{OUT} (от 0 В до -10 В).

$$[V_{OUT} = -1.25 \cdot D / (1 - 0.875 \cdot D)].$$

Регулятор U2 должен иметь теплоотвод достаточного размера, соответствующий выделяемому теплу, равному выходному току, умноженному на разность между V_{-} и V_{OUT} . Значения мощности в ваттах могут достигать двузначных величин. Тепловая защита LM337 срабатывает при температуре перехода выше 150 °C, поэтому убедитесь, что микросхема проходит «тест на шипение» при касании мокрым пальцем. **ПЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4053B](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor LM337](#)

НЧ фильтры с перестройкой одним потенциометром

Михаил Шустов, г. Томск

Представлены схемы простых низкочастотных узкополосных активных RC-фильтров с перестройкой частоты одним потенциометром. Приведены их амплитудно-частотные характеристики.

К настоящему времени известны многие десятки фильтров самого разнообразного назначения и степени сложности [1, 2]. Общим их недостатком является трудоемкость настройки, необходимость использования прецизионных элементов с минимальным допуском отклонения от номинала, невозможность или высокая сложность перестройки характеристик фильтров.

Ряд фильтров с возможностью перестройки полосы пропускания или подавления за счет регулировки одного потенциометра рассмотрены в предшествующих публикациях [3–8].

Ниже приведены новые варианты схем простых низкочастотных активных RC-фильтров, частотные характеристики которых могут быть легко перестроены путем регулировки всего лишь одного потенциометра. Фильтры были протестированы с использованием пакетов программ схемотехнического моделирования Multisim и Micro-Cap.

Как было показано ранее [9], путем регулировки коэффициента обратной связи операционного усилителя эквивалентные параметры RLC-элементов могут регулироваться в достаточно широких пределах.

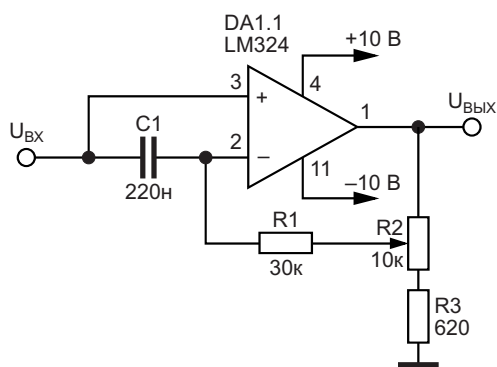


Рисунок 1. Фильтр № 1.

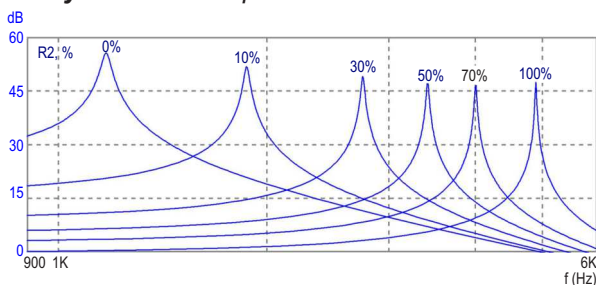


Рисунок 2. АЧХ фильтра № 1.

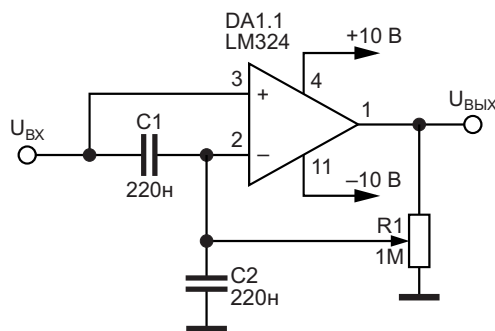


Рисунок 3. Фильтр № 2.

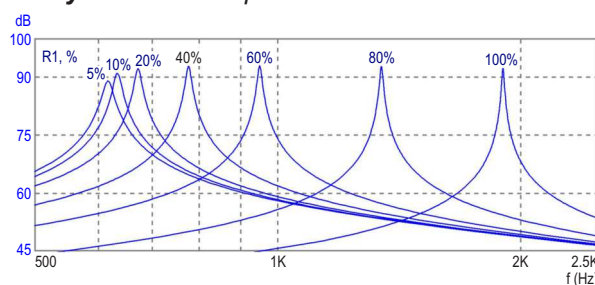


Рисунок 4. АЧХ фильтра № 2.

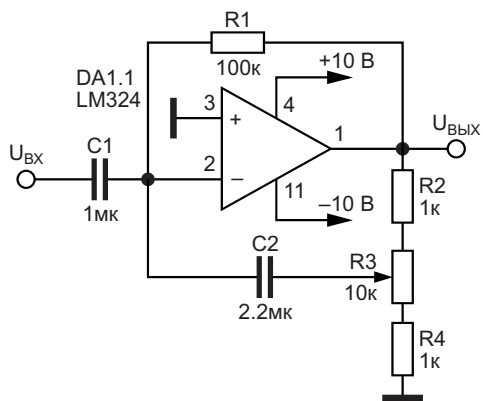


Рисунок 5. Фильтр № 3.

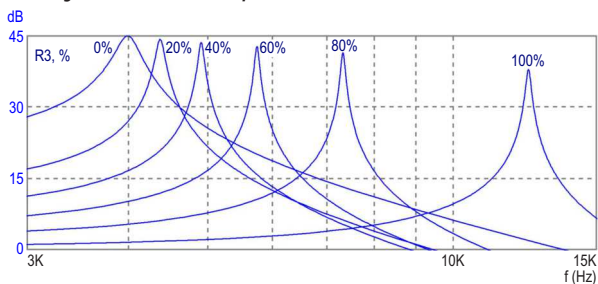


Рисунок 6. АЧХ фильтра № 3.

Так, например, положение максимума полосы пропускания фильтра, Рисунок 1, меняется при регулировке потенциометра R2. На Рисунке 2 приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) этого фильтра.

Фильтр, Рисунок 3, 4, отличается тем, что входная цепь его представляет емкостной делитель из конденсаторов C1, C2.

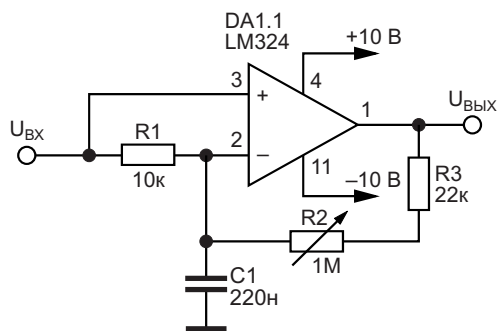


Рисунок 7. Фильтр № 4.

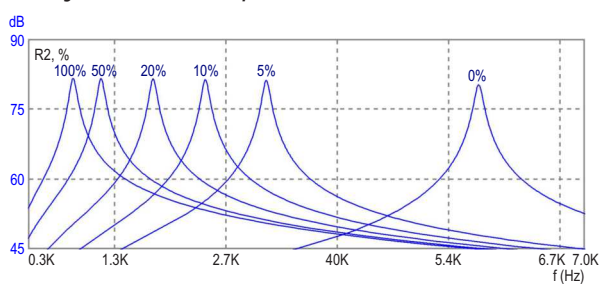


Рисунок 8. АЧХ фильтра № 4.

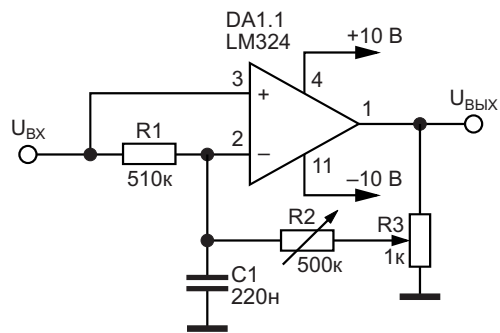


Рисунок 9. Фильтр № 5.

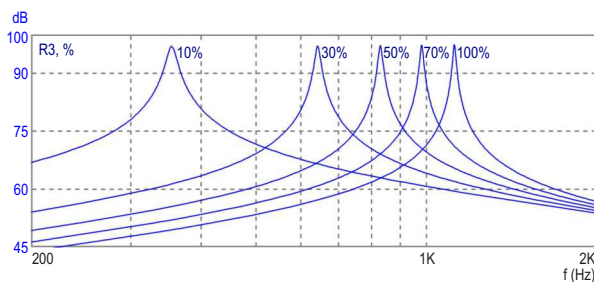


Рисунок 10. АЧХ фильтра № 5 при R2=500 кОм.

Фильтр, Рисунок 5, 6, имеет иное включение емкостного делителя на входе фильтра, причем конденсатор C2 подключен к движку потенциометра R3, регулировка которого позволяет изменять коэффициент обратной связи устройства.

На Рисунках 7, 8, показан фильтр, отличающийся тем, что входной сигнал подается на неинвертирующий вход операционного усилителя напрямую, а на инвертирующий вход – через резистор R1.

Фильтр, Рисунки 9 и 10, отличается способом подачи и регулировки обратной связи. В этом устройстве для регулировки в виде исключения используются два потенциометра, хотя для перестройки фильтра достаточно было бы воспользоваться одним из них, так, как это сделано в фильтре, изображенном на Рисунках 11, 12.

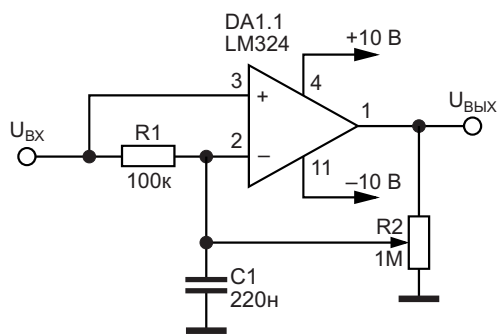


Рисунок 11. Фильтр № 6.

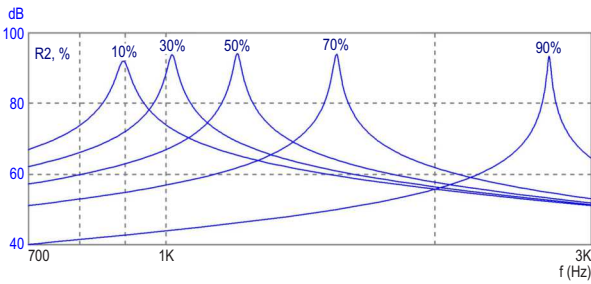


Рисунок 12. АЧХ фильтра № 6.

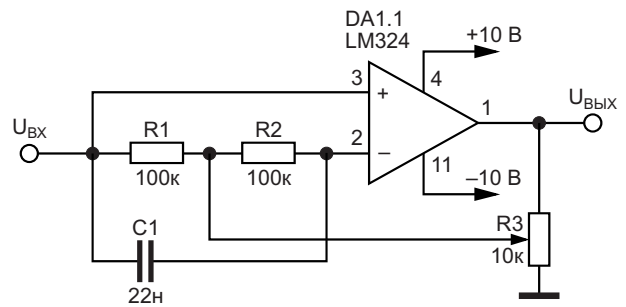


Рисунок 15. Фильтр № 8.

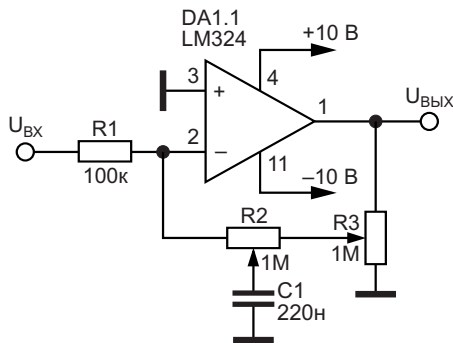


Рисунок 13. Фильтр № 7.

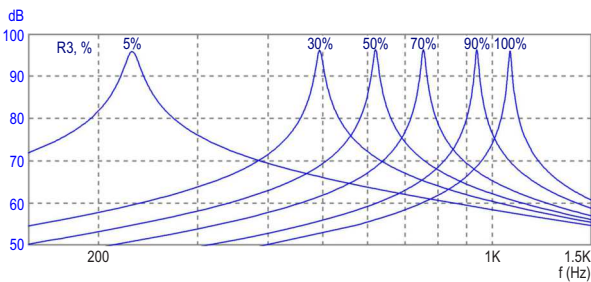


Рисунок 14. АЧХ фильтра № 7 при положении движка потенциометра R2 посередине.

Фильтр, Рисунки 13, 14, также содержит два элемента регулировки: это потенциометр R3, регулирующий глубину обратной связи, и потенциометр R2, меняющий точку подключения конденсатора C1.

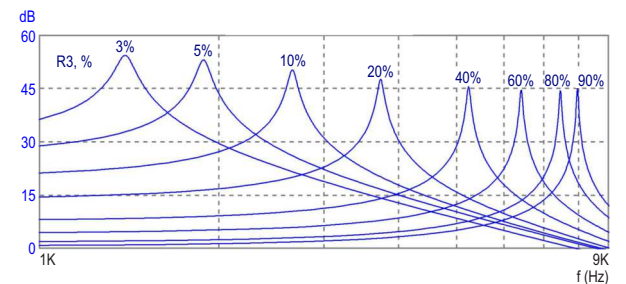


Рисунок 16. АЧХ фильтра № 8.

Входная цепь фильтра, Рисунки 15, 16, содержит два последовательно включенных резистора R1 и R2, параллельно которым подключен конденсатор C1. К точке соединения резисторов R1, R2 подсоединен движок потенциометра R3, регулирующий глубину обратной связи и положение максимума коэффициента передачи фильтра.

На Рисунках 17, 18, показана схема фильтра, выполненного на двух операционных усилителях, второй из которых представляет собой повторитель напряжения. Регулировка потенциометра R4 позволяет менять эквивалентную емкость конденсатора C1 и, соответственно, характеристики фильтра.

Основные характеристики этого и последующих фильтров приведены в Таблице 1. В таблице указаны пределы регулировки

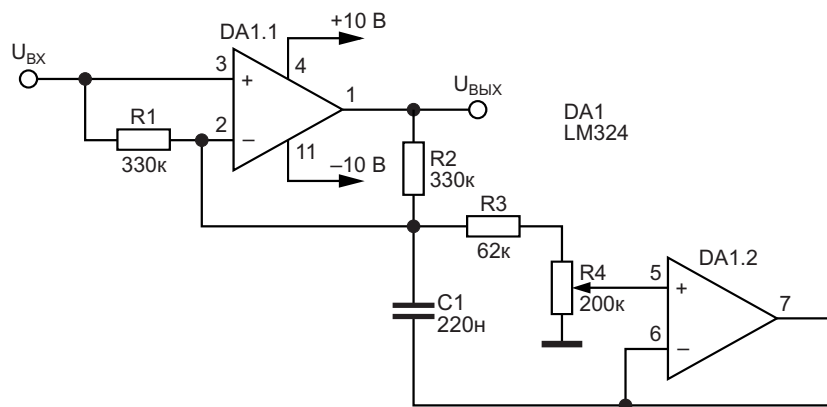


Рисунок 17. Фильтр № 9.

Таблица 1. Амплитудно-частотные характеристики фильтров № 9–14

Фильтр	Ф _{НИЖН.} , кГц	К _{ПЕР.} , дБ	Ф _{ВЕРХН.} , кГц	К _{ПЕР.} , дБ
№ 9	1.3	94.1	2.7	92.8
№ 10	4.2	81.0	5.9	83.9
№ 11	3.7	26.3	12.7	22.2
№ 12*	0.86	144.5	3.8	139.4
№ 13	1.6	42.3	0.68	38.0
№ 14	11.2	29.4	14.4	32.6

*) R2 = 5...95%.

положения максимума полосы пропускания фильтра и им соответствующие коэффициенты передачи.

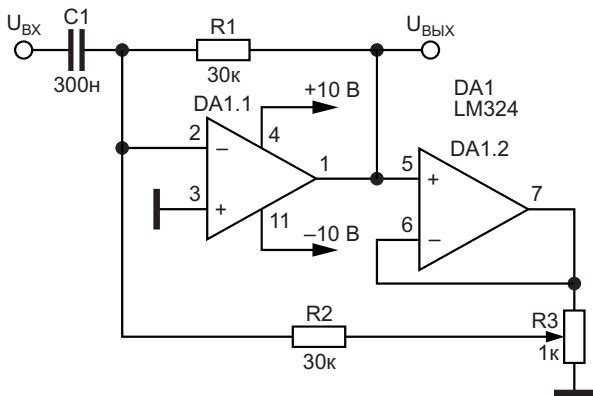


Рисунок 18. Фильтр № 10.

RC-фильтр, Рисунок 18, также выполнен на двух операционных усилителях микросхемы DA1 LM324.

Наиболее сложная схема фильтра, Рисунок 19, содержит три операционных усилителя микросхемы DA1 LM324.

На Рисунках 20 и 21 показаны схемы фильтров, изменение частотной области пропускания которых регулируется изменением точки подключения емкости конденсатора C1 к регулятору частотной характеристики устройств (потенциометру).

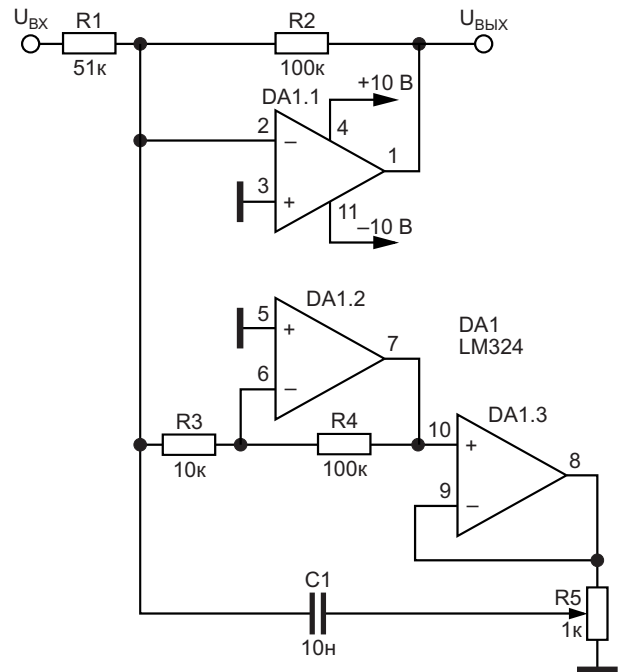


Рисунок 19. Фильтр № 11.

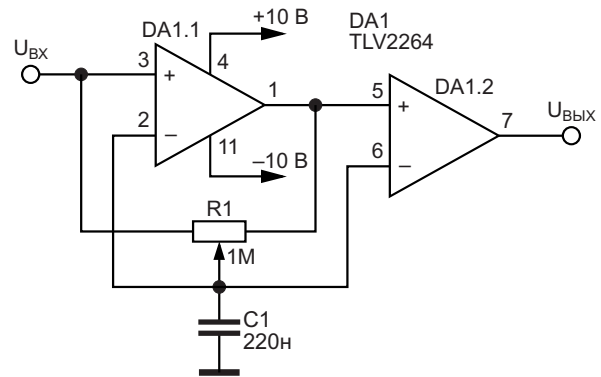


Рисунок 20. Фильтр № 12.

На завершающем Рисунке 22 показана в порядке сравнения схема LC-фильтра с регулируемым коэффициентом обратной связи и дополнительным конденсатором C2, подключенным к выходу второго операционного усилителя схемы.

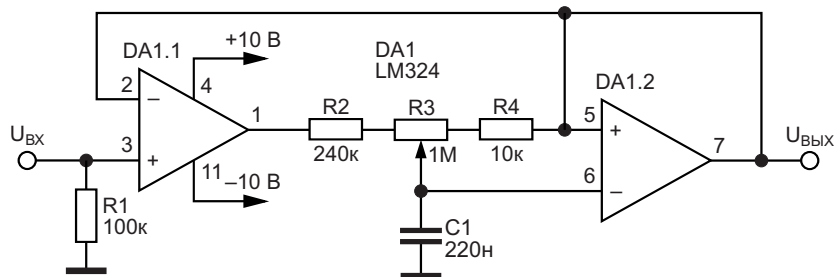


Рисунок 21. Фильтр № 13.

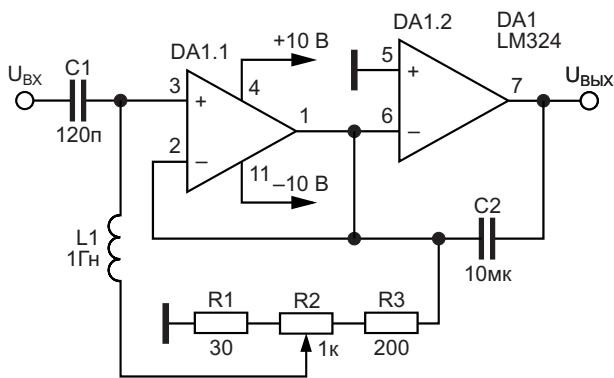


Рисунок 22. Фильтр № 14.

В составе рассмотренных выше фильтров могут быть использованы операционные усилители микросхем AD642, AD644, AD648, AD696, AD746, AD796, AD823, AD8632, ADA4610, BA4560, CA012, CA526, HA-1-5104, ICL7652, LF147, LM324, LM3303, LM348, LT1058, LTC1053, MAX4163, TL034, TL054, TL064, TL074, TL075, TLE2064, TLV2264, TLV2434 и ряда других.

Следует отметить одну особенность ряда рассмотренных ранее фильтров. Указанные на рисунках и в Таблице 1 характеристики (пределов регулировки положения максимума, а также коэффициента передачи) могут отличаться при использовании микросхем (операционных усилителей) иных наименований. Такое свойство рассмотренных фильтров не является характерным для фильтров классического построения, поскольку согласно устоявшимся догматам характеристики фильтров не должны зависеть от типа используемых микросхем.

С другой стороны, общеизвестно, что любая микросхема, любой активный элемент, в том числе транзистор, имеет строго индивидуальные свойства, поэтому при замене в готовом устройстве микросхемы (тран-

зистора) одного наименования на микросхему (транзистор) другого наименования свойства устройств, несомненно, будут меняться. При теоретическом расчете различных электронных устройств – усилителей, фильтров и т.д. индивидуальные свойства активных элементов, как правило, не учитываются, либо усредняются. В связи с этим при использовании в фильтрах статьи микросхем другого наименования в ряде случаев потребуются коррекция RC-номиналов. **РЛ**

Литература

1. Winder S. Analog and Digital Filter Design (2nd Ed., EDN Series for Design Engineers). Boston: Newnes Press, 2002, 450 p.
2. Passive, Active, and Digital Filters (3rd Edition, The Circuits and Filters Handbook). Ed. by Wai-Kai Chen. New York, CRC Press, 2005, 828 p.
3. Шустов М.А. LC- и RC-фильтры с регулируемой полосой пропускания // Радиомир. 2009. № 6. С. 6–7.
4. Шустов М.А. TRAP-фильтры и их применение // Радиомир. 2010. № 9. С. 23–24.
5. Шустов М.А. Схемотехника. 500 устройств на аналоговых микросхемах. СПб.: Наука и Техника, 2013. 352 с.
6. Shustov M.A., Shustov A.M. Electronic Circuits for All. London: Elektor International Media BV, 2017. 397 p.; Elektronika za sve: Priručnik praktične elektronike. Niš: Agencija EHO, 2017; 2018. 392 St. (Сербия).
7. Шустов М.А. Перестраиваемый RC-фильтр с регулируемой добротностью // Радиолюбитель. 2023. № 2. С. 27
8. Shustov M.A. [Simple low-pass filters tunable with a single potentiometer](#) // EDN. July 1, 2024.
9. Шустов М.А. [Электронные регуляторы параметров RLC-элементов](#) // РадиоЛоцман. 2023. № 3–4. С. 10–16.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV2264](#)

Инкубатор для теста на основе сигнала ΔV_{BE}

Stephen Woodward

EDN

Недавно я был удивлен, когда на мою (почти) двухдесятилетней давности идею контроля температуры с возвратом половины [1] поступил вопрос от читателя Джона Луиса Уогамана. Джон говорит, что ему нужен спо-

соб контроля температуры партий поднимающегося теста для выпечки хлеба. Я рад, что он рассматривает возможность применения моей схемы ТВН для решения своей проблемы, но в данном контексте она на самом деле

**ДЛЯ БЕЗОПАСНОСТИ
ЦЕПЬ ДОЛЖНА БЫТЬ ИЗОЛИРОВАНА.
РЕКОМЕНДУЕТСЯ ИСПОЛЬЗОВАТЬ УДТ**

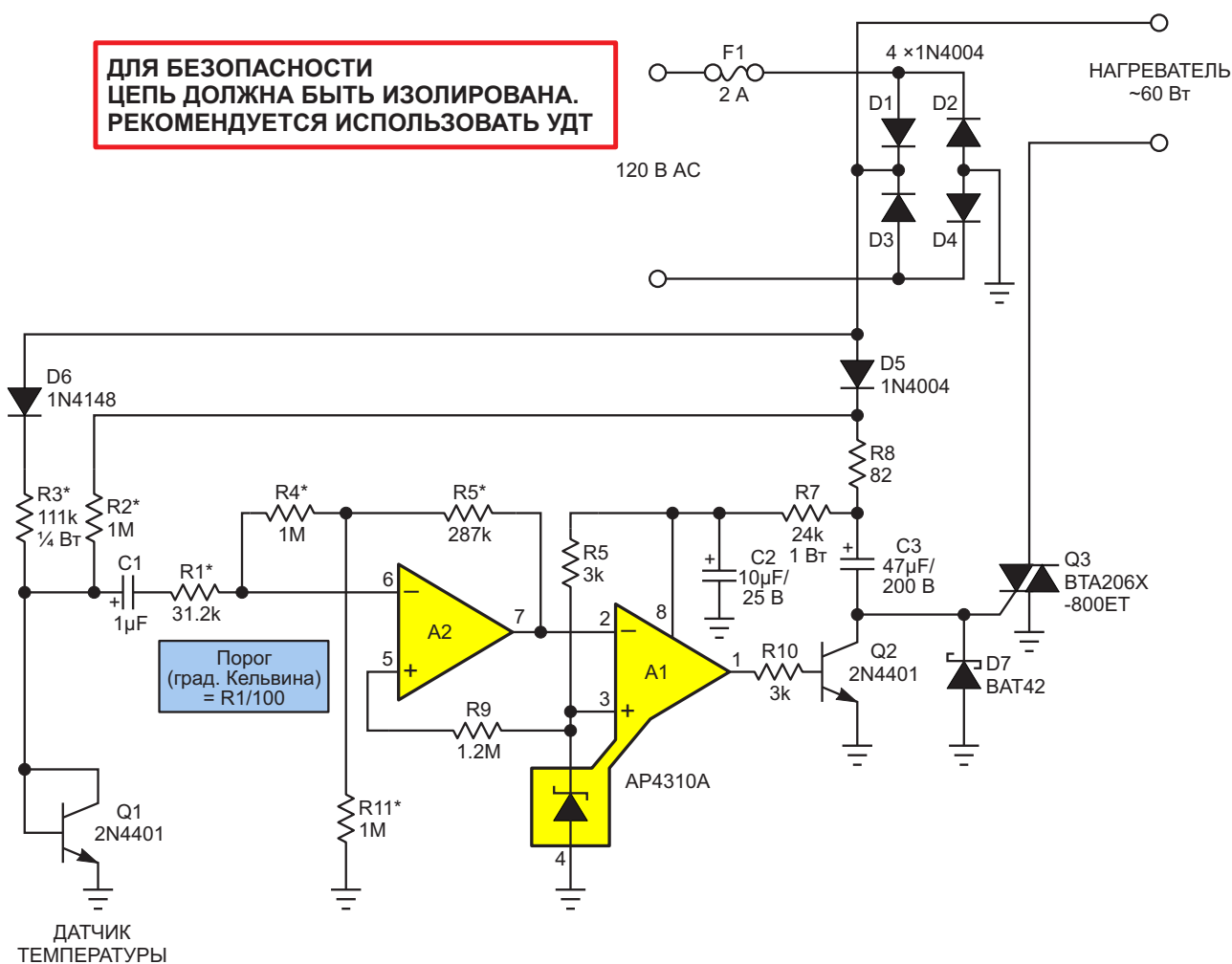


Рисунок 1. Датчик ΔV_{BE} на основе транзистора Q1 через резистор R1 программируется на требуемую температуру, которая в градусах Кельвина равна $R1/100 = 312 \text{ K} = 39 \text{ }^\circ\text{C}$ для $R1 = 31.2 \text{ кОм}$. Резисторы, отмеченные звездочкой, должны быть точными (1% или лучше).

несколько избыточна. Поэтому я начал размышлять, сможет ли более простая топология решить проблему инкубации теста так же хорошо, как схема ТВН, сэкономив при этом немного средств и усилий. Кроме того, есть предыстория.

Долгое время я увлекался особенно элегантным, точным и (очень!) недорогим методом ΔV_{BE} для измерения и контроля температуры с использованием обычных некалиброванных биполярных транзисторов. Впервые я увидел его объяснение в указаниях по применению [2] известного гуру аналоговой техники Джима Уильямса (теорию ΔV_{BE} смотрите на стр. 7). (Подробное описание метода можно найти в [3] – ред.)

Я всегда ищу удобный случай использовать ΔV_{BE} , и эта возможность обеспечить дешевый, точный и не требующий калибровки контроль температуры в кулинарном контексте была слишком хороша, чтобы упустить ее. На Рисунке 1 показана новая схема, которую я приготовил (в общих чертах) на основе рецепта Джима.

Цепь R2, R3, D5, D6 управляет датчиком Q1 в магическом цикле измерения ΔV_{BE} с соотношением токов 10:1, описанном Уильямсом. Обратите внимание, что абсолютные значения токов, подаваемых в транзистор Q1, не более точны, чем создающее их нестабилизированное сетевое напряжение 60 Гц, но на точность ΔV_{BE} это не влияет. Важно лишь их соотношение 10:1, которое устанавливается независимо от колебаний сетевого

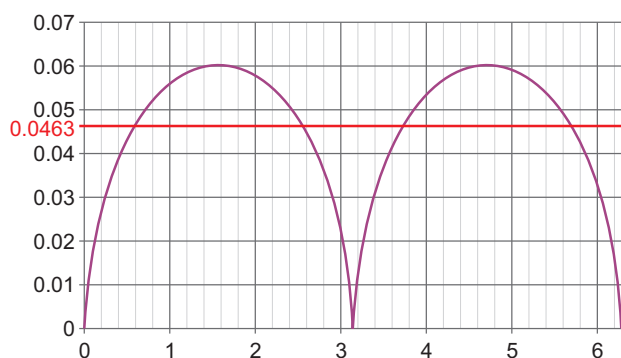


Рисунок 2. Форма сигнала PTAT с пиковым значением, равным $K/5050$, который соответствует логарифму абсолютной величины синусоиды. (Ось Y – вольты, ось X – радианы, красная линия – среднее значение напряжения переменного тока).

напряжения исключительно за счет точности равенства $(R2/R3 + 1) = 10$.

В результате Q1 создает сигнал переменного тока, пропорциональный абсолютной температуре (proportional to absolute temperature, PTAT), с пиковым значением, равным $K/5050$, который соответствует логарифму абсолютной величины 120-герцовой синусоиды, показанной на Рисунке 2.

Сигнал PTAT усиливается усилителем A1 с коэффициентом усиления, равным $-2,742,160/R1$, а затем с помощью A2 сравнивается с прецизионным напряжением ($2.0\text{ В} \pm 0.4\%$) его внутреннего шунтового опорного источника (еще раз спасибо Константину Киму, нашедшему универсальную микросхему AP4310A).

Пока температура датчика Q1 и сигнал PTAT находятся ниже заданного значения, уровень напряжения на выходе усилителя A2 остается нулевым, удерживая транзистор Q2 в закрытом состоянии. Это позволяет 120-герцовым импульсам через конденсатор C3 достигать управляющего электрода симистора Q3, включать его и подавать питание на нагреватель. Когда нагреватель нагревает датчик Q1 (и, предположительно, тесто) до запрограммированной температуры, уровень сигнала PTAT поднимается выше опорного напряжения A2. В результате усилитель A2 начинает включать транзистор Q2, который перенаправляет импульсы управляющего электрода симистора в землю. Это выключает симистор и нагреватель, позволяя Q1 остыть, и т. д. и т. п. Получившийся цикл замыкает контур обратной связи термостата, заставляя тесто подходить.

Пара слов о Q3. Несмотря на то, что драйвер нагревателя однополярный, для Q3 я выбрал симистор вместо тиристора. Это было сделано не для того, чтобы обеспечить возможность работы в двуполярном режиме, а скорее потому, что симистор имеет более высокий максимальный ток управляющего электрода. Это позволяет Q3 выдерживать броски тока в 2 А, возможные при включении питания, которые способны испарить управляющий электрод тиристора.

Диод D7 обеспечивает путь возврата тока конденсатора C3 к земле, предотвращая ложные срабатывания симистора Q3.

В качестве нагревателя Джон предложил использовать лампу накаливания. Я согласен, что лучистый обогрев должен работать хорошо. Поскольку максимальный коэффициент заполнения импульсов симистора Q3 составляет 50%, 100-ваттная лампа накаливания идеально подойдет для максимальной мощности нагрева порядка 60 Вт. Кроме того, дополнительным бонусом к снижению напряжения будет более низкая температура нити накала. Это позволит обычной лампочке с вольфрамовой нитью прослужить много тысяч часов.

Возможно, это как раз то, что замешивает Джон. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Реализация алгоритма сходимости «Убрать половину» в регуляторе температуры](#)
2. Jim Williams. [Measurement and Control Circuit Collection. Application Note 45.](#)
3. Stephen Woodward. [Термостат на основе транзистора с самоподогревом не нуждается в калибровке](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes AP4310A](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics BAT42](#)
3. [Datasheet WeEn Semiconductors BTA206X-800ET](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)

Устранение щелчков при отключении звука в аудио с несимметричным выходом

Peter Demchenko

Electronic Design

Отключить звук в симметричной сигнальной линии очень просто. Просто закоротите клеммы или прервите путь сигнала. Но когда линия несимметрична и на выходе имеется большое постоянное напряжение смещения, попытка отключить схему такими способами повлияет на выходное напряжение смещения, приводя к сильным «щелчкам».

Простое дополнение, сохраняющее постоянное смещение при закорачивании сигнала переменного тока, позволяет отключать звук без щелчков. В примере показана схема отключения звука (см. Рисунок 1) для конденсаторного (электретного) микрофона со встроенным предусилителем, имеющим несимметричный выход. Хотя было бы проще отключить звук, просто закоротив входные клеммы предусилителя, в данном случае

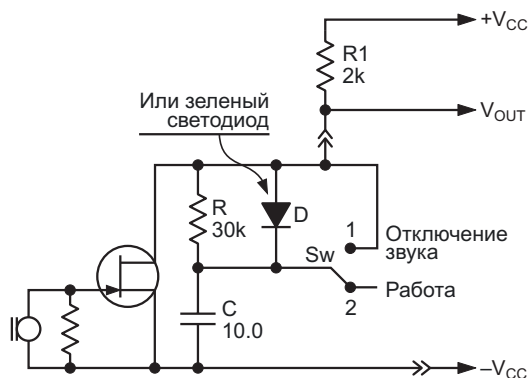


Рисунок 1. Закорачивая только переменную составляющую, эта схема может отключать сигнал аудио, передаваемый по несимметричной линии, не создавая «щелчков» на выходе.

они недоступны. Однако даже если бы они были доступны, размещение переключателя на входе предусилителя привело бы к высокому риску появления наводок от внешних электрических помех.

Для схемы отключения звука требуются всего четыре компонента: резистор R, конденсатор C, диод D и переключатель Sw. Когда на микрофонную цепь подается питание, конденсатор C заряжается до тех пор, пока напряжение на нем не сравняется с выходным напряжением смещения. При установке переключателя в положение «Выключение звука» конденсатор закорачивает аудиосигнал. Когда переключатель находится в положении «Работа», конденсатор практически не влияет на сигнал, если постоянная времени RC велика относительно частоты сигнала и размах сигнала не превышает прямого напряжения диода.

При переводе переключателя из положения «Работа» в положение «Выключение звука» происходит закорачивание резистора R. Но поскольку конденсатор заряжен, напряжение на R практически отсутствует. Таким образом, напряжение смещения на выходе изменяется незначительно или вообще не изменяется, и щелчков не возникает. Единственное изменение смещения, которое может произойти, будет обусловлено напряжением, падающим на R из-за тока утечки конденсатора C, поэтому конденсатор должен иметь низкую утечку.

Для эффективного отключения всех частот сигнала необходимо правильно выбрать значение емкости C :

$$C \gg \frac{1}{2\pi f R_1},$$

где f – частота сигнала. Чтобы избежать потери усиления, сопротивление R должно быть намного больше R_1 .

Диод в этой схеме нужен просто для ускорения заряда конденсатора после включения питания. Однако существует риск, что он будет действовать как выпрямитель/ограничитель, если размах сигнала переменного

тока превысит порог прямого напряжения диода. Альтернативой простому диоду, устраняющей эти эффекты, может служить светодиод. В этой схеме любой светодиод будет работать до тех пор, пока его прямое напряжение остается больше суммы постоянного смещения и амплитуды сигнала, но меньше V_{CC} .

Использование светодиода бесплатно обеспечивает дополнительное удобство. При включении питания он будет вспыхивать, указывая на то, что линия в порядке. Однако вспышка довольно короткая и может остаться незамеченной, если только светодиод не «сверхъяркий». **РЛ**

Расширение диапазона выходных напряжений повышающего преобразователя

Peter Demchenko

EDN

Вот один из реальных квестов: как увеличить выходное напряжение повышающего преобразователя? Если у вас есть неограниченный доступ к нужным микросхемам, вам крупно повезло, но что делать, если нет? А может быть, ваш выбор ограничен конкретной микросхемой в силу определенных требований, например, она должна быть стабильной в определенных условиях работы, или иметь какие-то особые функции/интерфейсы, или быть легкодоступной или дешевой. В качестве примера здесь взят повышающий преобразователь ADP1611. Схема его применения приведена на Рисунке 1.

Выходное напряжение преобразователя ограничено значением 20 В; это ограничение в

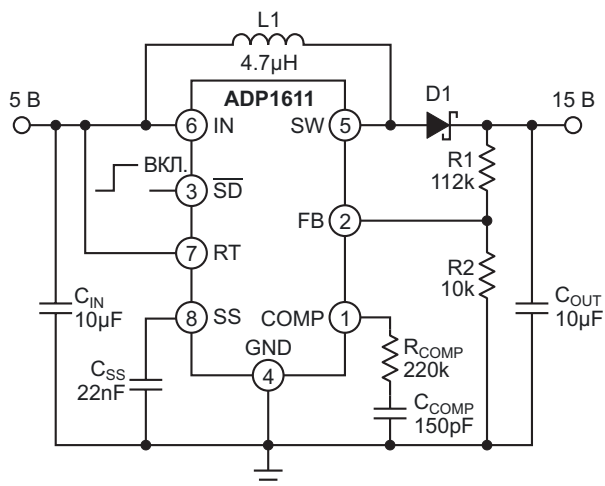


Рисунок 1. Схема применения повышающего регулятора ADP1611, преобразующего напряжение 5 В в 15 В.

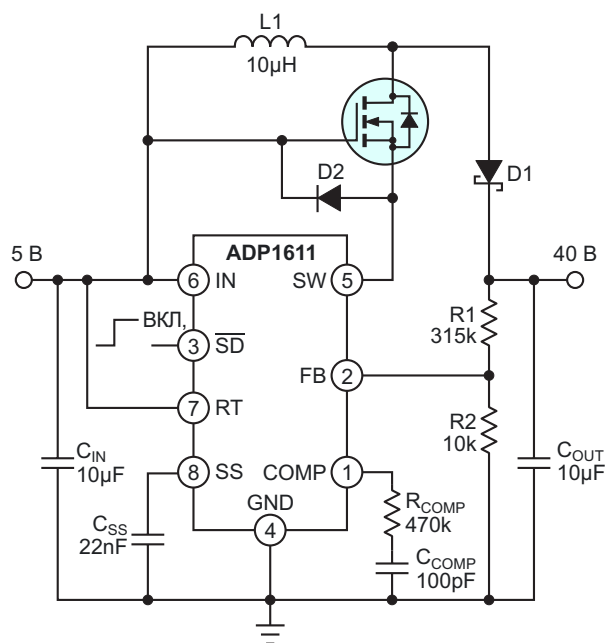


Рисунок 2. Повышающий регулятор 5 В в 40 В с добавленным GaN полевым транзистором.

основном связано с выходным коммутатором микросхемы ADP1611. Добавление к ADP1611 миниатюрного GaN полевого транзистора, такого как EPC2051, может увеличить этот предел более чем до 100 В (Рисунок 2).

Каскодная схема, показанная на Рисунке 2, образована внутренним транзистором преобразователя и новым полевым транзистором; она имеет лучшие частотные характеристики, чем только один внутренний коммутатор. Таким образом, если добавленный GaN полевой транзистор также имеет гораздо меньшее сопротивление во включенном

состоянии, чем внутренний коммутатор, это не приведет к снижению КПД.

Чтобы этот трюк стал возможным, повышающий преобразователь должен иметь выход с открытым стоком (или открытым коллектором). Кроме того, необходимо изменить подключение дросселя, диода и выхода микросхемы, как показано на Рисунке 2. Диод D2 защищает внутренний коммутатор от повышенного напряжения.

Не забудьте в своих расчетах использовать это новое значение выходного напряжения. Выходной диод, конденсатор и дроссель также должны быть рассчитаны на новое

напряжение. В качестве выходного диода я использовал HER107.

Подключение этого GaN полевого транзистора добавляет всего 15 мОм к сопротивлению коммутатора микросхемы ADP1611 (0.23 Ом) – увеличение менее чем на 10%. Обратите внимание, что напряжение затвористок EPC2051 не может превышать +6 В, поэтому будьте осторожны. [PL](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADP1611](#)
2. [Datasheet Efficient Power Conversion EPC2051](#)
3. [Datasheet Taiwan Semiconductor HER107](#)

Синтез точных биполярных реостатов на основе цифровых потенциометров

Stephen Woodward

EDN

Вездесущая цепочка с переменным сопротивлением показана на Рисунке 1...

Но остается один непростой вопрос: что делать, если полярность разности $V_A - V_B$

сможет изменяться на противоположную? Разумеется, для схемы на Рисунке 1 это не проблема, но для схемы на Рисунке 2 – убийственно.



Рисунок 1. Классическое регулируемое сопротивление; $R_{MAX} = R_S + R_R$; $R_{MIN} = R_S$.

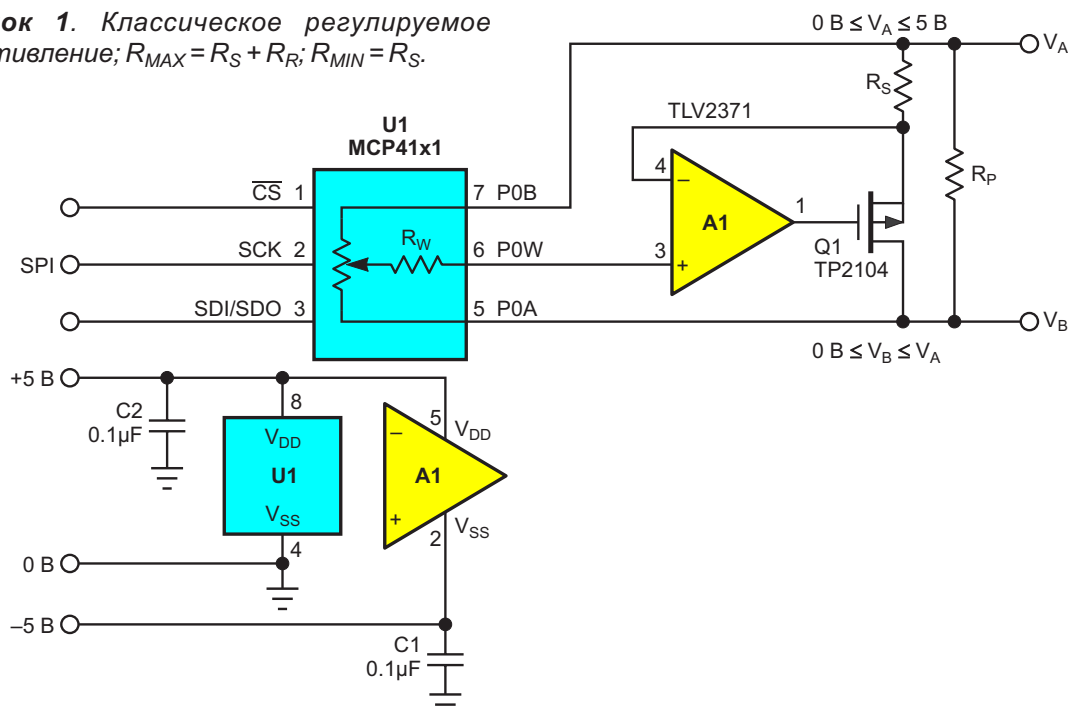


Рисунок 2. Искусственный цифровой потенциометр позволяет избежать проблем с помощью шунта на полевых транзисторах, точных постоянных резисторов и операционного усилителя; $R_{AB} > R_{MAX}$; $R_P = (1/R_{MAX} - 1/R_{AB})^{-1}$; $R_S = (1/R_{MIN} - 1/R_{AB} - 1/R_P)^{-1}$.

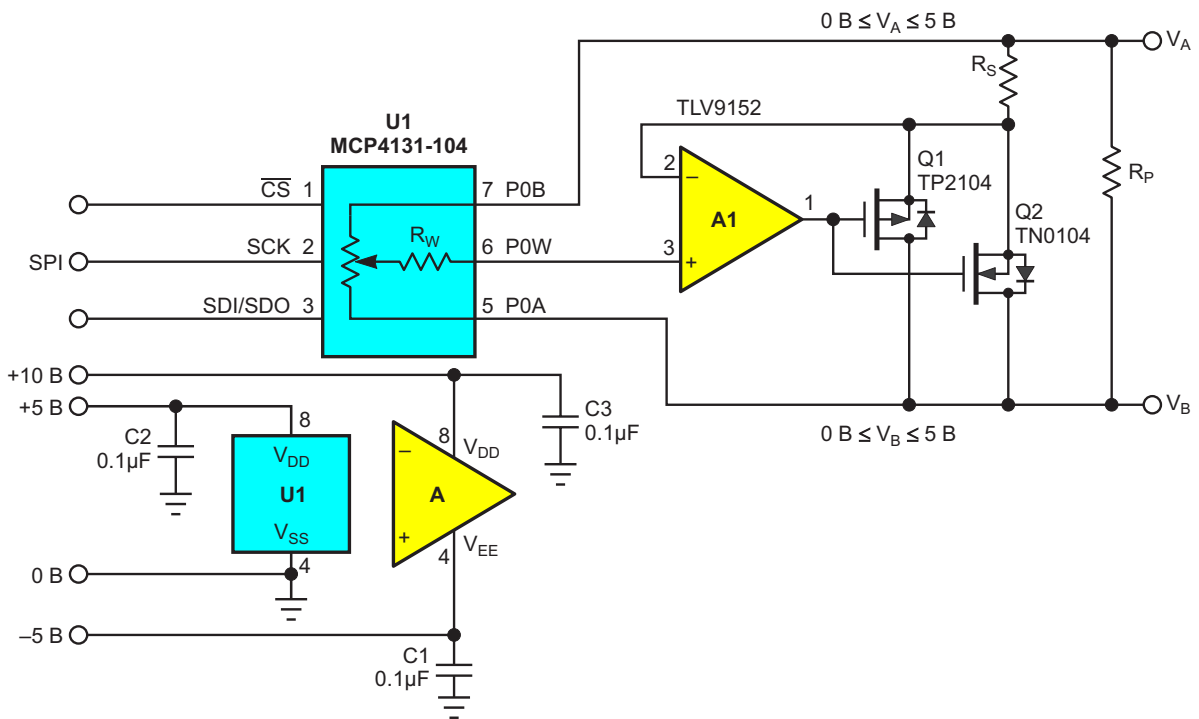


Рисунок 3. Простое параллельное включение дополнительных *n*- и *p*-канальных MOSFET может выглядеть хорошо, но не будет работать при напряжении $|V_A - V_B|$, превышающем нескольких сотен мВ.

Простое, но, к сожалению, неработоспособное решение показано на Рисунке 3.

Проблема возникает, конечно, из-за внутренних паразитных диодов MOSFET, кото-

рые проводят ток и шунтируют транзистор, если разность потенциалов истока и стока имеет обратную полярность и превышает несколько десятых долей вольта.

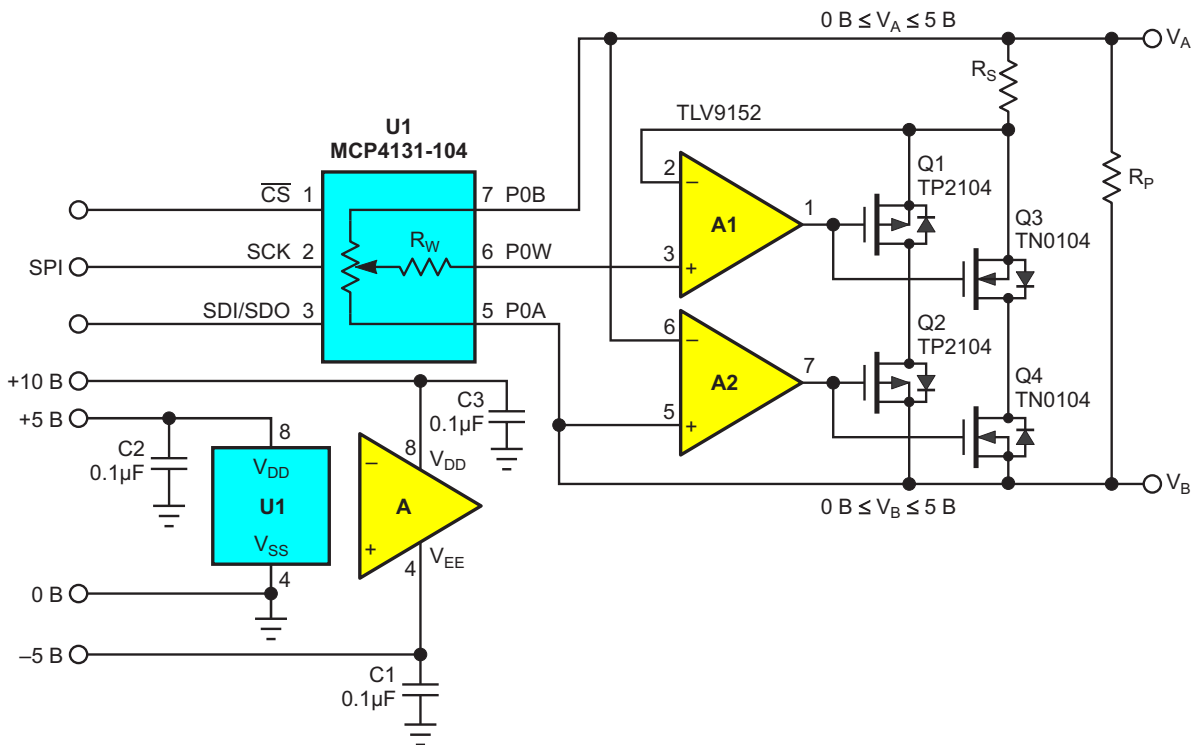


Рисунок 4. Две комплементарные пары встречно-последовательных полевых транзисторов, соединенные параллельно, обеспечивают биполярный режим работы.

На Рисунке 4 показано самое простое (не очень простое) решение, которое я смог придумать.

Из Рисунка 4 видно, что параллельно к комплементарным транзисторам на Рисунке 3 была добавлена пара встречно-последовательных полевых транзисторов вместе с компаратором полярности на основе усилителя A2. A2 включает пару транзисторов Q1/Q2, когда $(V_A - V_B) > 0$, и Q3/Q4, когда $(V_A - V_B) < 0$.

Усилитель TLV9152 с производением полосы пропускания на коэффициент усиления, равным 4.5 МГц, временем восстановления после перегрузки 400 нс и скоростью нара-

стания 21 В/мкс является довольно хорошим выбором для этого приложения. Тем не менее, можно ожидать появления значительных искажения типа «ступенька» при низких амплитудах сигнала и частотах выше 10 кГц или около того.

Расчетные формулы не изменились по сравнению с Рисунком 2. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP4131](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV9152](#)
3. [Datasheet Microchip TN0104](#)
4. [Datasheet Microchip TP2104](#)

Самодельный инфракрасный сигнализатор утечки бытового газа

Александр Корнев

В журнале «РадиоЛоцман» за март-апрель 2024 г. была опубликована схема сигнализатора утечки бытового газа, основной компонент которого метан (CH_4) [1], с применением термokatалитического датчика пеллиторного типа. Да, датчики пеллиторного типа недороги и просты в применении, но обладают рядом недостатков, а именно:

- При большой концентрации газа происходит перенасыщение датчика, и он выходит из строя.
- Катализатор со временем истощается, что приводит к снижению чувствительности датчика.
- Для происходящей в датчике химической реакции необходим кислород, поэтому недостаток кислорода сильно занижает показания датчика.
- Датчик может быть «отравлен», например, силикатами и сероводородом.
- Термокatalитические датчики требовательны к обслуживанию, для чего необходимы их периодические проверки.
- Датчики пеллиторного типа имеют небольшое время жизни, максимум 1–3 года.

Всех этих недостатков лишены инфракрасные датчики горючих газов, так называемые NDIR датчики (недиспергирующий инфракрасный анализатор). Они высоконадежны и практически безотказны. Основными преимуществами датчиков NDIR являются длительное время работы, долговременная стабильность и высокая точность. Инфракрасные датчики горючих газов рабо-

тают по принципу оценки поглощения газом инфракрасного излучения с применением измерительного и нормирующего детекторов. Проще говоря, детекторы используют две длины волны, одна из которых поглощается газом, а вторая, опорная – нет. Для активной длины волны измеряется уровень сигнала, который затем сравнивается с эталонным значением. Эта информация обрабатывается с использованием современных и довольно сложных алгоритмов; практически в каждом инфракрасном датчике имеется встроенный микропроцессор. Основными преимуществами датчиков NDIR являются длительное время работы, долговременная стабильность и высокая точность.

На Рисунке 1 изображена схема сигнализатора утечки бытового газа с применением NDIR датчика MH-441D (КЛС26-MX-441D). Это миниатюрный универсальный интеллектуальный датчик, который используется для определения концентрации метана (CH_4) в воздухе. Датчик имеет хорошую селективность, длительный срок службы и стабилен в работе, а также не зависит от уровня кислорода в воздухе и обладает температурной компенсацией. Датчик имеет аналоговый выход с уровнем 0.4 – 2 вольта для дальнейшего преобразования этого уровня напряжения в ток так называемой токовой петли для передачи данных датчика по достаточно длинной витой паре проводов.

Также этот датчик имеет интерфейс UART (выводы RxD, TxD) для передачи данных датчика по радиоканалу. В схеме применяется

NDIR датчик MH-441D с диапазоном измерения 0 – 10% объёмных процентов (об. %). То есть нулю процентов содержания метана в воздухе помещения будет соответствовать выходное напряжение датчика 0.4 В, а десяти процентам – 2 В.

Этот датчик в предлагаемой схеме непосредственно встраивается в плату измерителя уровня метана, поэтому нет необходимости использовать длинную пару витых проводов. Для этого в схеме используется простой аналоговый интерфейс для преобразования выходного уровня датчика 0.4 – 2 В в уровень 0 – 1 В. Дифференциальный усилитель DA2 (INA132) вычитает 0.4 В из выходного сигнала датчика B1 (MH-441D). В итоге, на выходе датчика нулю объёмных процентов содержания метана в воздухе помещения будет соответствовать ноль вольт на выходе датчика, а для десяти процентов содержания метана выходное напряжение составит 1.6 В. Опорное напряжение 400 мВ для вычитания формируется резистивным делителем R1, R2 из

эталонного напряжения 1 В, сформированного ИОН VD2 (ADR510). Делитель напряжения R3, R4 масштабирует выходное напряжение датчика. После масштабирования диапазону содержанию метана 0 – 10 об. % будет соответствовать выходное напряжение 0 – 1000 мВ, которое измеряется цифровым милливольтметром PV1 (PM428).

Согласно нормативным документам, безопасный предел концентрации метана в воздухе закрытых жилых и производственных помещений должен быть не более 1.05 об. %, то есть, это будет соответствовать выходному напряжению датчика примерно 100 мВ. Это напряжение и будет порогом срабатывания компаратора DA4 (LM311). Пороговое напряжение компаратора 100 мВ формируется резистивным делителем R6, R7. Цепочка R9, R10, C13 и триггер Шмитта DD1 (K561ТЛ2) устраняет дребезг фронтов выходного импульса компаратора DA4. Выходной импульс компаратора управляет системой вентиляции помещения – включает

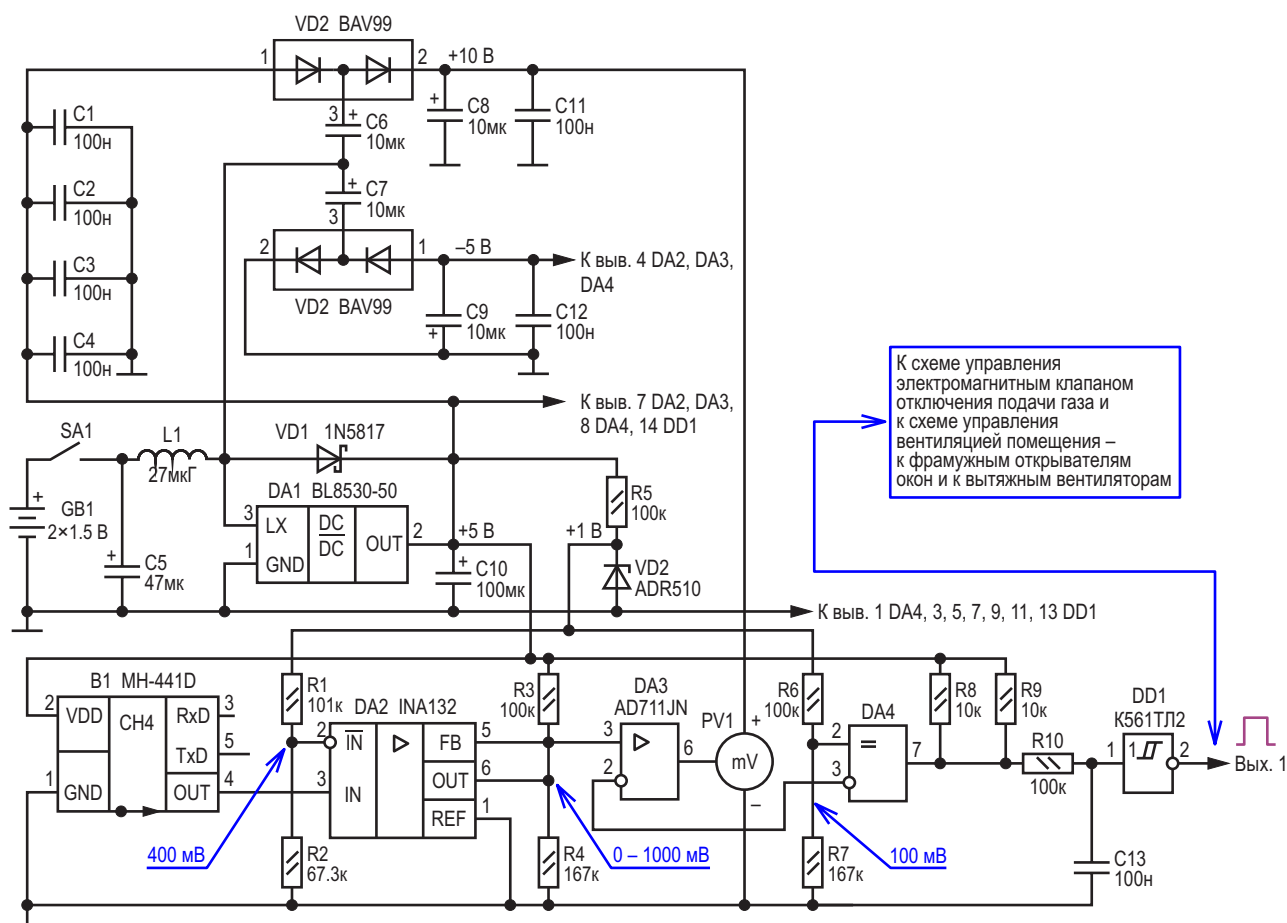


Рисунок 1. Схема инфракрасного сигнализатора утечки бытового газа.

вытяжные вентиляторы или фрамужные открыватели окон и включает электромагнитный клапан для прекращения подачи газа. Повторитель напряжения DA3 (AD711JN) необходим для исключения шунтирующего действия сопротивления делителя напряжения R3, R4 на входное сопротивление милливольтметра PV1.

Питание сигнализатора осуществляется от двух пальчиковых батареек или аккумуляторов GB1. Напряжение батареи повышается до +5 В импульсным DC/DC преобразователем DA1 (BL8530-50). Зарядовый насос VD2 (BAV99), C7, C9 формирует напряжение –5 В для обеспечения двуполярным питанием дифференциального усилителя DA2, повторителя напряжения DA3 и компаратора DA4. Зарядовый насос VD1 (BAV99), C6, C8 – удвоитель напряжения, формирует напряжение +10 В для обеспечения питания встраиваемого цифрового милливольтметра PV1.

О деталях. При использовании резисторов R1 – R4, R6, R7 с допуском по номиналу менее 1% прибор не требует наладки. Остальные резисторы, используемые в приборе – обычные с допуском по номиналу ±5%. Применяемые в сигнализаторе оксидные

конденсаторы – танталовые, остальные – керамические.

В заключение следует отметить, что большинство инфракрасных датчиков концентрации газов имеют аналоговый выход 0.4 – 2.0 В, поэтому предложенный интерфейс можно использовать и для других инфракрасных сенсоров различных газов. Хотя, например, компания Clairair предлагает чисто пеллисторные цифровые NDIR-датчики серии PrimePell, которые могут работать в цепях обычных пеллисторных анализаторов концентрации газа. **ПЛ**

Ссылка

1. Александр Корнев. [Бытовой датчик утечки метана](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Winsen MH-441D](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD711](#)
3. [Datasheet Analog Devices ADR510](#)
4. [Datasheet Belling BL8530](#)
5. [Datasheet Texas Instruments INA132](#)
6. [Datasheet Texas Instruments LM311](#)
7. [Datasheet S-Line PM428](#)

Симметричный источник питания 10 В, 1.5 А, программируемый сигналом ШИМ

Stephen Woodward

EDN

Регулируемые источники питания – удобные инструменты, которые можно найти на хорошо оборудованных лабораторных столах разработчиков электроники. Еще более удобны симметричные источники питания, которые выдают на выходах одинаковые напря-

жения противоположной полярности. Представленный на Рисунке 1 вариант симметричного лабораторного блока питания 0–10 В, 1.5 А реализует дополнительное удобство: программирование через один выход ШИМ компьютера.

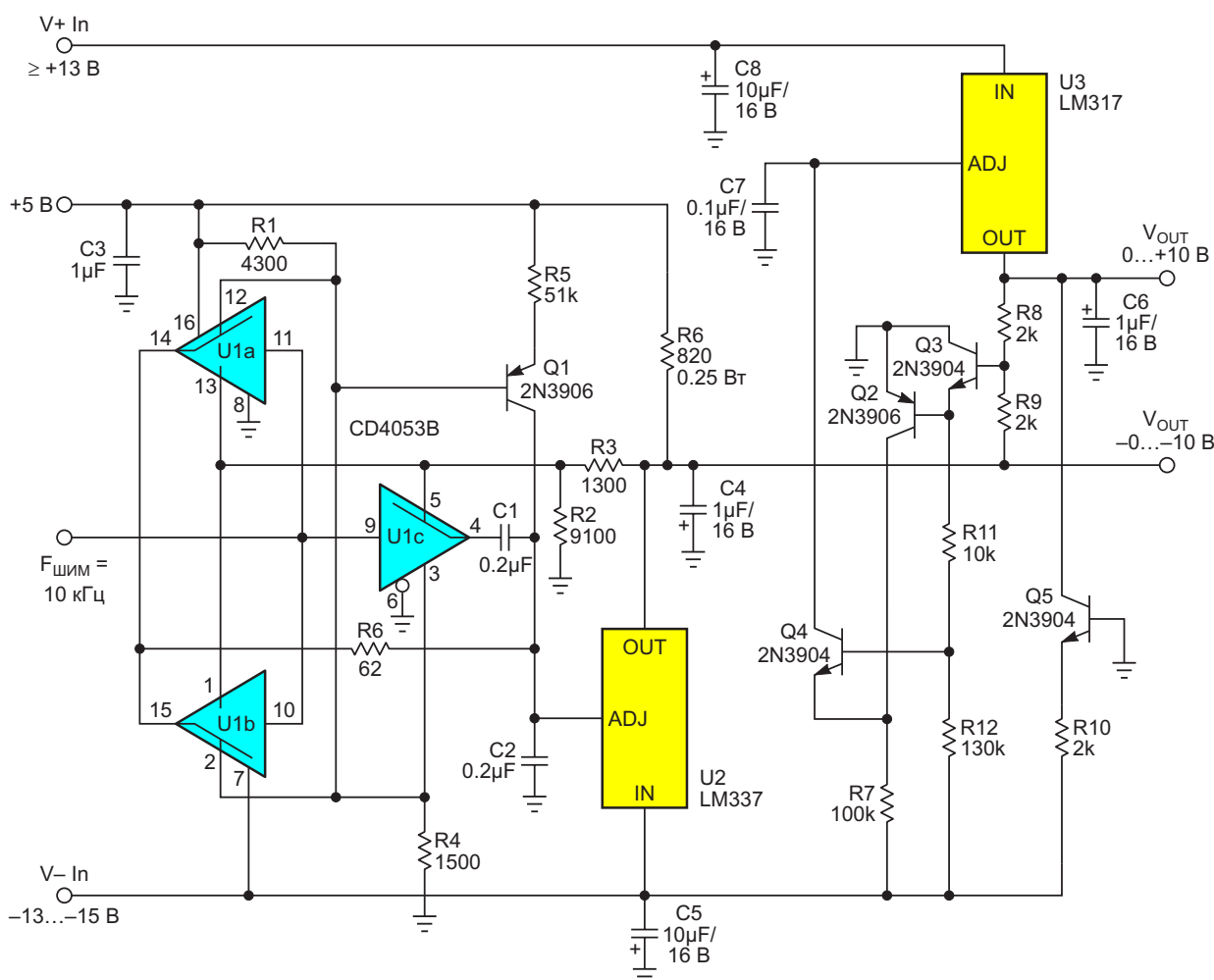


Рисунок 1. LM337, LM317 и CD4053 объединяют усилия в симметричном источнике питания от 0 до ± 10 В, программируемом сигналом ШИМ.

В интерфейсе ШИМ ЦАП на Рисунке 1 однополюсные двухпозиционные КМОП коммутаторы U1a и U1b, принимая 5-вольтовый сигнал ШИМ частотой 10 кГц, формируют для регулятора U2 управляющий сигнал «ADJ» от +1.25 В до –8.75 В. Поскольку $V_{OUT} = ADJ - 1.25$ В, при ADJ = 1.25 В выходное напряжение равно нулю, и регулятор U3 отслеживает его. На другом конце диапазона ADJ = –8.75 В, и выходное напряжение равно 10 В. Источник тока на транзисторе Q1 уменьшает ошибку смещения нуля (в основном) за счет устранения тока смещения 65 мкА (типичное значение) вывода ADJ регулятора LM337.

Коммутатор U1c вырабатывает инверсию сигнала ШИМ, обеспечивая активное подавление пульсаций посредством аналогового вычитания. Для других частот ШИМ схему можно адаптировать путем пропорционального масштабирования емкостей конденсаторов фильтра C1 и C2.

Обратная связь, установленная через резисторы R2 и R3, делает выходной сигнал

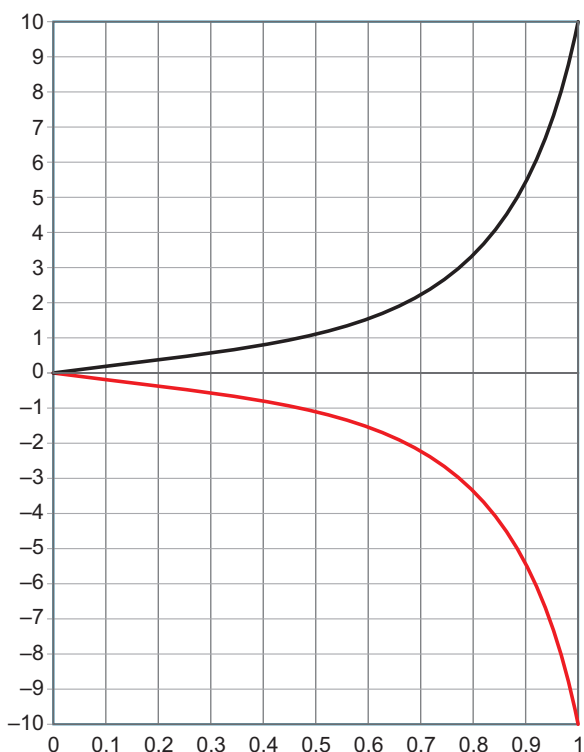


Рисунок 2. Зависимость выходного напряжения V_{OUT} (от 0 до –10 В и до +10 В) от коэффициента заполнения импульсов ШИМ D (от 0 до 1).

Черная кривая – выходное напряжение LM317, равно $1.25 \cdot D / (1 - 0.875 \cdot D)$.

Красная кривая – выходное напряжение LM337, равно $-1.25 \cdot D / (1 - 0.875 \cdot D)$.

полной шкалы 10 В пропорциональным внутреннему опорному напряжению регулятора U2, как упоминалось ранее. Это делает выходное напряжение точной функцией коэффициента заполнения ШИМ D с функциональностью (D в диапазоне от 0 до 1), определяемой...

$$V_{OUT}(\pm) = \frac{\pm 1.25D}{1 - 0.875D}$$

... как показано на Рисунке 2.

На Рисунке 3 показан график, обратный графику на Рисунке 2, дающий значение коэффициента заполнения ШИМ, необходимое для получения любого желаемого напряжения V_{OUT} .

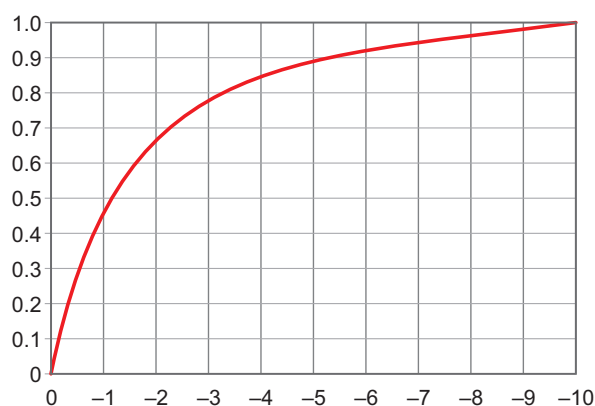


Рисунок 3. Коэффициент заполнения сигнала ШИМ, необходимый для любого требуемого напряжения V_{OUT} , равен $|V_{OUT}| / (0.875|V_{OUT}| + 1.25)$.

Код D_{BYTE} управления генератором 8-битного сигнала ШИМ, устанавливающий выходное напряжение V_{OUT} :

$$D_{BYTE} = 255D = 255 \frac{|V_{OUT}|}{0.875|V_{OUT}| + 1.25}$$

На самом деле, как показано на Рисунке 4, зависимость V_{OUT} от коэффициента заполнения на удивление близка к логарифмической.

Для обеспечения минимального запаса для регуляторов U2 и U3 входные напряжения шин питания должны быть не менее 13 В. Вход отрицательной шины ограничен максимальным значением 15 В в соответствии с допустимым напряжением 20 В микросхемы U1.

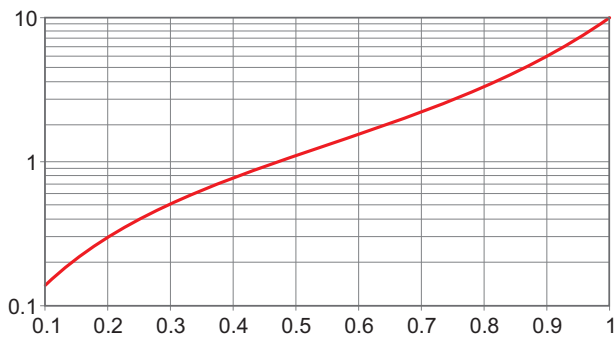


Рисунок 4. Зависимость коэффициента заполнения D (ось X) от выходного напряжения V_{OUT} (ось Y) (достаточно) близка к логарифмической функции, что позволяет эффективно использовать ограниченное 8-битное разрешение ШИМ.

Выходное напряжение регулятора $U2$ от 0 до -10 В инвертируется дифференциальным усилителем на транзисторах $Q2$, $Q3$, $Q4$ и через обратную связь подается на вход ADJ

микросхемы $U3$, заставляя ее отслеживать напряжение $U2$. В результате получаются симметричные выходные напряжения, показанные на Рисунке 2. Транзистор $Q5$ обеспечивает минимальное сопротивление нагрузки для выхода регулятора $U3$, в то время как для $U2$ эту работу выполняет резистор $R6$.

Регуляторы $U2$ и $U3$, разумеется, должны быть снабжены подходящими теплоотводами, соответствующими рассеиваемой ими мощности, которая равна выходному току, умноженному на разность V_{IN} и V_{OUT} . Следовательно, максимальный нагрев (до 20 Вт) происходит при большом токе и низком напряжении. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4053B](#)
2. [Datasheet Fairchild LM317](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor LM337](#)

Самодельный туманообразователь

T.K. Hareendran

Electro Schematics



Для проекта, над которым я работал, понадобился простой туманообразователь/увлажнитель воздуха. Я нашел множество идей в Интернете, но все они по тем или иным причинам недостаточно устраивали меня, поэтому я решил создать свой. Ниже описывается мой простой в изготовлении ультразвуковой туманообразователь. Он отлично работает и, безусловно, является самым простым ультразвуковым туманообразователем, который мне когда-либо приходилось собирать.

Как работает ультразвуковой туманообразователь?

В ультразвуковом туманообразователе/увлажнителе воздуха (также называемом ультразвуковым распылителем) пьезоэлектрический диск-преобразователь распылителя преобразует высокочастотные звуковые волны в механическую энергию, кото-

рая передается в жидкость, создавая стоячие волны. Когда жидкость покидает распыляющую поверхность диска, она разбивается на мелкий туман из однородных капель микронного размера, поэтому ключевым компонентом, необходимым для этого небольшого проекта, является специальный (20 мм, 113 кГц) ультразвуковой распылительный диск (см. Рисунок 1).

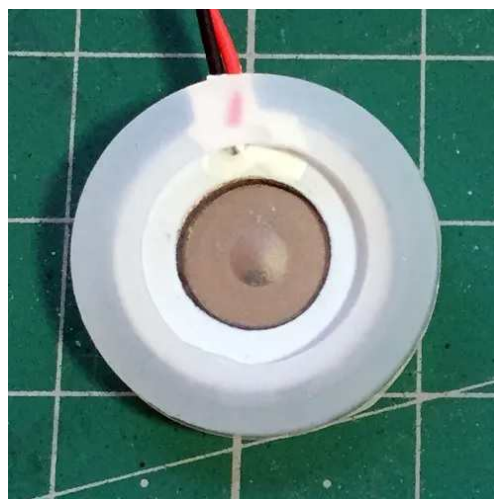


Рисунок 1. Ультразвуковой дисковый распылитель.

При покупке преобразователя убедитесь, что его резонансная частота составляет 113 кГц (± 3 кГц) – еще один популярный преобразователь имеет резонансную частоту 1.65 МГц (± 0.05 МГц), что несовместимо с данным проектом!

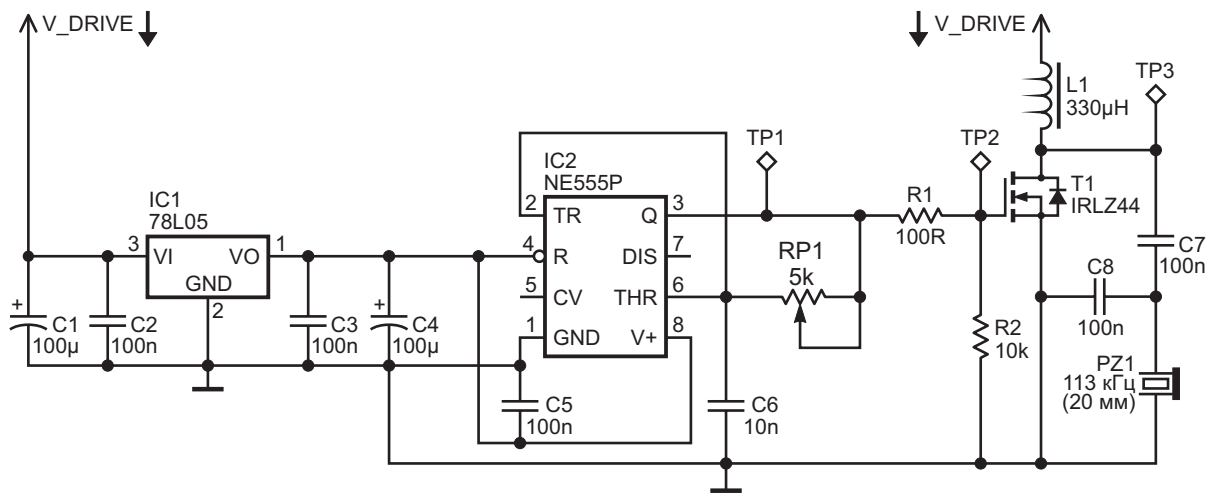


Рисунок 2. Принципиальная схема драйвера преобразователя.

Схема ультразвукового туманообразователя

Схема драйвера преобразователя

На Рисунке 2 представлена принципиальная схема заключительной части проекта – драйвера преобразователя. Как видно из схемы, это нехитрая конструкция генератора, предназначенного для формирования последовательности управляющих импульсов для преобразователя распылителя, основана на вездесущей микросхеме NE555P (IC1). Многооборотный подстроечный резистор 5 кОм (RP1) в этой схеме можно использовать для установки частоты генератора 113 кГц (± 5 кГц) (тестовая точка TP1). Несмотря на то, что

ультразвуковой туманообразователь настроен на работу от одного входного напряжения 5–12 В, этому драйверу преобразователя в дополнение к стабилизированной шине питания 5 В требуется канал питания 20–26 В постоянного тока (V_DRIVE). Поэтому для выполнения этого важного требования позже будет представлена специальная схема источника питания.

Поскольку схема очень проста и не требует пояснений, я перехожу к остальным частям проекта, опуская подробное описание схемы. На Рисунке 3 можно увидеть две осциллограммы, снятые в тестовых точках TP2 и TP3 во время работы моего прототипа ультразвукового туманообразователя, собранного на куске макетной платы.

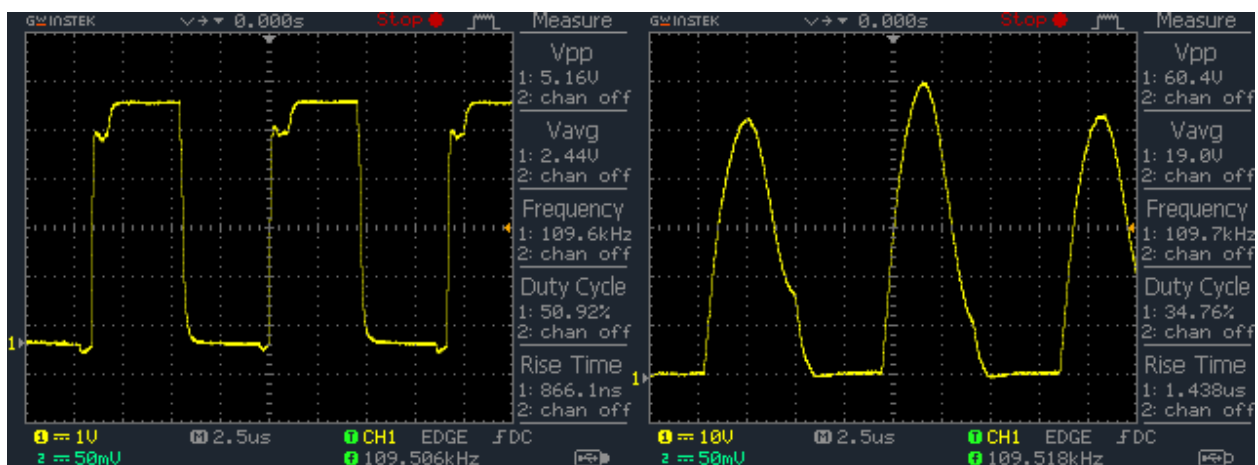


Рисунок 3. Осциллограммы, снятые в тестовых точках TP2 и TP3 работающего макета ультразвукового туманообразователя.

Я купил преобразователь 113 кГц (20 мм) у одного из моих проверенных китайских продавцов по цене 2 доллара за штуку. Вот выдержка из машинного перевода с китайского его технического описания, сделанного продавцом:

- Диаметр: 20 мм
- Частота: 113 кГц (± 3 кГц)
- Емкость в состоянии покоя: 3000 пФ ($\pm 15\%$ пФ)
- Номинальное напряжение: 70 В (макс.)
- Допустимая мощность: 2.5 Вт (нормальное использование при 1.5 Вт)

Прототип также был успешно испытан с другим преобразователем (105 кГц ± 5 кГц). Ниже приведены его основные характеристики:

- Диаметр: 16 мм
- Рабочая частота: 105 кГц (± 5 кГц)
- Максимальная мощность: 2 Вт
- Пиковое выходное напряжение: 65 В (± 5 В)
- Пульсации (при максимальной мощности): 100 мВ

Схема источника питания

Схема источника питания (Рисунок 4) представляет собой повышающий DC/DC преобразователь, собранный на основе недорогой и очень популярной восьмивыводной микросхемы MC34063A (IC1). Здесь ее номинальное выходное напряжение установлено равным 20 В с помощью резисторов R4 и R5.

Эта схема является точным повторением примера применения из технического описания, поэтому при необходимости в нее можно внести изменения.

Номинальные рабочие напряжения электролитических конденсаторов в двух приведенных выше схемах равны 40 В, а дроссель L1 индуктивностью 180 мкГн (от 180 мкГн до 220 мкГн) с сердечником «барабанного» типа рассчитан на максимальный ток 1 А. Для мощного MOSFET с логическими уровнями управления IRLZ44 (T1) необходим небольшой радиатор. Обратите внимание, что блок питания специально предназначен для удобного питания всего ультразвукового туманообразователя от внешнего стандартного порта USB. Он также может питаться постоянным напряжением в диапазоне от 5 В до 12 В от любого другого источника, например, от соответствующей батареи и/или сетевого адаптера.

Дополнительная кнопка без фиксации (S1) в сочетании с резистором 2.7 кОм (R6) позволяет, если это необходимо, на короткое время увеличить плотность тумана. Обратите внимание, что при нажатии и удержании кнопки S1 конечное выходное напряжение V_DRIVE поднимется до 26 В, пока она не будет отпущена.

Почти готовый прототип был протестирован в моей лаборатории и, как и ожидалось, он хорошо работал на поверхности, показав высокий уровень распыления с мелкими частицами. К сожалению, я не смог найти зер-

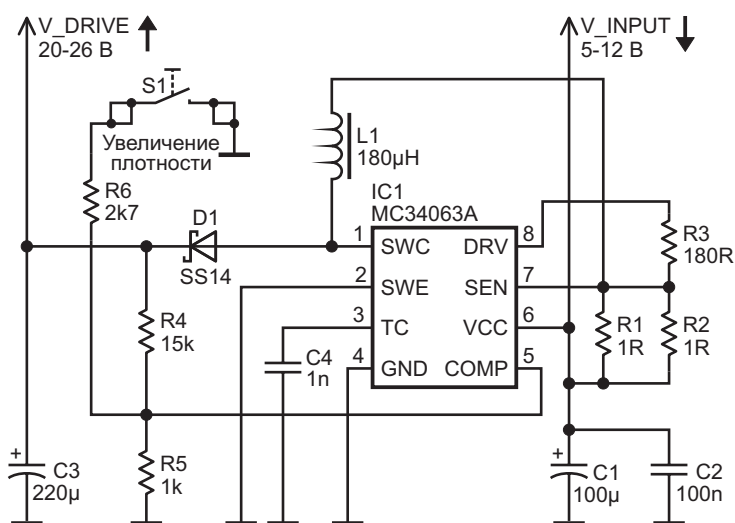


Рисунок 4. Схема источника питания.



Рисунок 5. Тестирование прототипа ультра-звукового туманообразователя.

кальную камеру, чтобы сделать хороший видеоролик с моментами испытаний. Однако статичные изображения, снятые камерой моего бюджетного смартфона, можно увидеть на Рисунке 5.

Заключительные мысли

На самом деле, то, что я разработал сразу после возникновения идеи, – это схема драйвера преобразователя, совместимая с микроконтроллером (см. предварительный эскиз на Рисунке 6).

Поскольку моим реальным намерением является разработка и публикация продаваемого проекта, я уверен, что микроконтроллер в его основе обеспечит большую гибкость и удобство. Я не хочу использовать избыточные для этой задачи Arduino (или Attiny/STM), но хотел бы попробовать недорогой китайский

однократно программируемый (OTP) микроконтроллер (например, PMS150 от Padauk). Хотя у меня пока нет большого опыта работы с OTP микроконтроллерами (и поэтому я выбрал схему на 555), я обязательно создам улучшенную версию своего ультразвукового туманообразователя. Инженеры всегда стремятся не к тому, чтобы все было хорошо, а к тому, чтобы все было идеально!

...

Вопрос:

Как узнать резонансную частоту «неизвестного» ультразвукового преобразователя?

Ответ:

Ультразвуковой преобразователь представляет собой конструкцию из металла и керамики, имеющую определенную резонансную частоту. Чтобы преобразователь работал в резонансе, на него должен подаваться

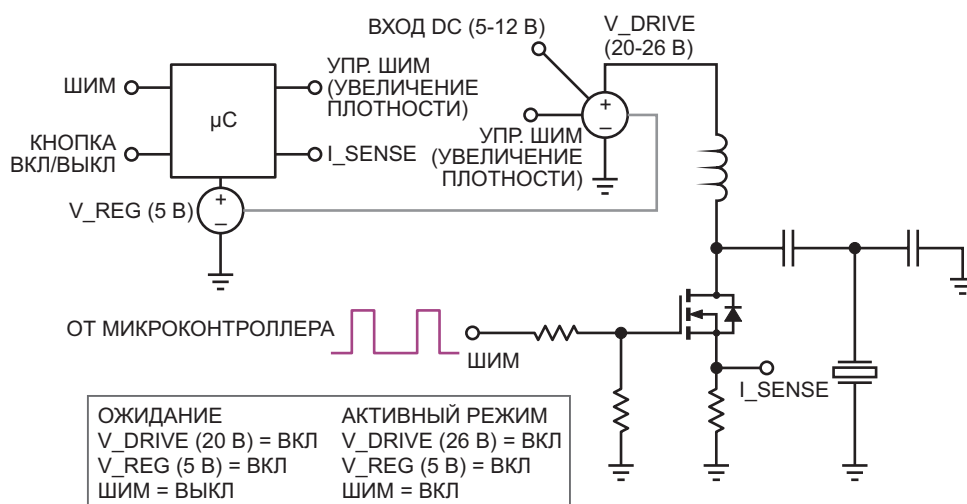


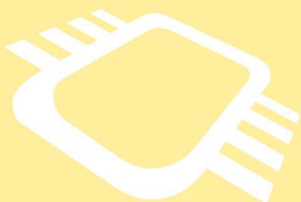
Рисунок 6. Предварительный эскиз схемы драйвера преобразователя, совместимого с микроконтроллером.

высокочастотный сигнал переменного тока. Лучшим способом определения резонансной частоты является построение спектра импеданса преобразователя. Обычно это делается с помощью очень дорогих анализаторов цепей, но можно обойтись и простым USB-осциллографом и генератором качающейся частоты, если программное обеспечение

осциллографа обладает соответствующими возможностями. [PL](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor MC34063A](#)
2. [Datasheet Texas Instruments NE555P](#)
3. [Datasheet Vishay IRLZ44](#)
4. [Datasheet Padauk PMS150](#)



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

Отрегулируйте размер и знак температурного коэффициента

Michael Wyatt

Electronic Design

Компенсация температурного разброса параметров на производственной линии – сложная задача, если компенсируемое устройство имеет температурный коэффициент, который от образца к образцу меняется как по величине, так и по знаку.

Решить эту задачу может простая схема, показанная на Рисунке 1. Она недорогая и обеспечивает выходное напряжение с температурным коэффициентом, который при указанных на схеме номиналах компонентов можно регулировать от -10 до $+10$ мВ/°С.

Основой компенсатора является датчик температуры AD590, который при желании может быть расположен удаленно. Устройство вырабатывает ток, пропорциональный абсолютной температуре с масштабным коэффициентом 1 мкА/Кельвин. Через резистор R_{OS} и источник питания -15 В, к которому он подключен, проходит ток, равный току AD590 при комнатной температуре, составляющий 298.2 мкА.

Это позволяет симметризовать работу схемы относительно температуры порядка 25 °С (298.2 К). Другие значения комнатной

температуры могут быть установлены простым изменением сопротивления R_{OS} .

Максимальная величина температурного коэффициента схемы V_X равна произведению сопротивлений параллельно включенных резисторов R_{OS} , R_{SET} и дополнительного резистора R_X на масштабный коэффициент AD590 1 мкА/К. Для показанных на схеме номиналов, включая сопротивление R_X , равное 14.3 кОм, эта максимальная величина составляет 10 мВ/°С.

Потенциометр R_{SET} , резисторы R_1 и R_2 и два операционных усилителя образуют усилитель с коэффициентом усиления, который при перемещении движка потенциометра снизу вверх линейно изменяется от -1 до $+1$. Этот усилитель буферизирует и масштабирует V_X так, чтобы температурный коэффициент выходного напряжения компенсатора V_{TC} можно было регулировать в диапазоне от -10 до $+10$ мВ/°С (если исключить R_X , диапазон составит примерно от -33 до $+33$ мВ/°С). **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD590KR](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LF442](#)

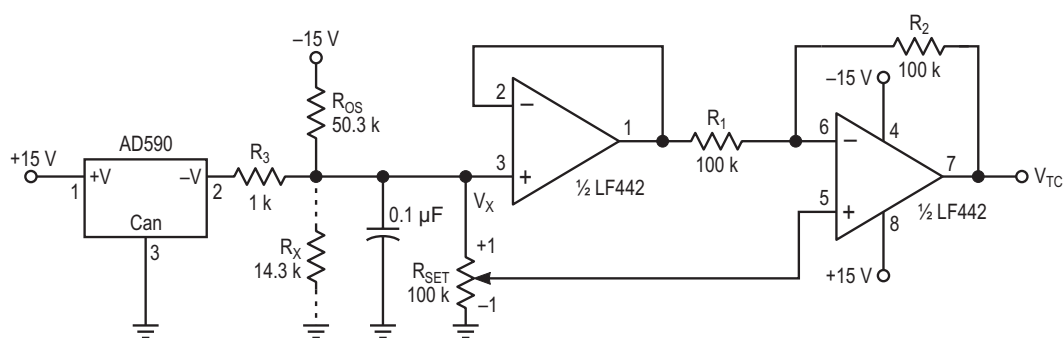


Рисунок 1. С помощью этой недорогой и простой схемы можно установить практически любой температурный коэффициент, будь то положительный, отрицательный или нулевой. Для показанных значений номиналов температурный коэффициент выходного напряжения равен нулю при 25 °С и изменяется от -10 до $+10$ мВ/°С в зависимости от положения движка потенциометра R_{SET} .



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!