

ЖУРНАЛ РАЗРАБОТЧИКОВ ЭЛЕКТРОНИКИ

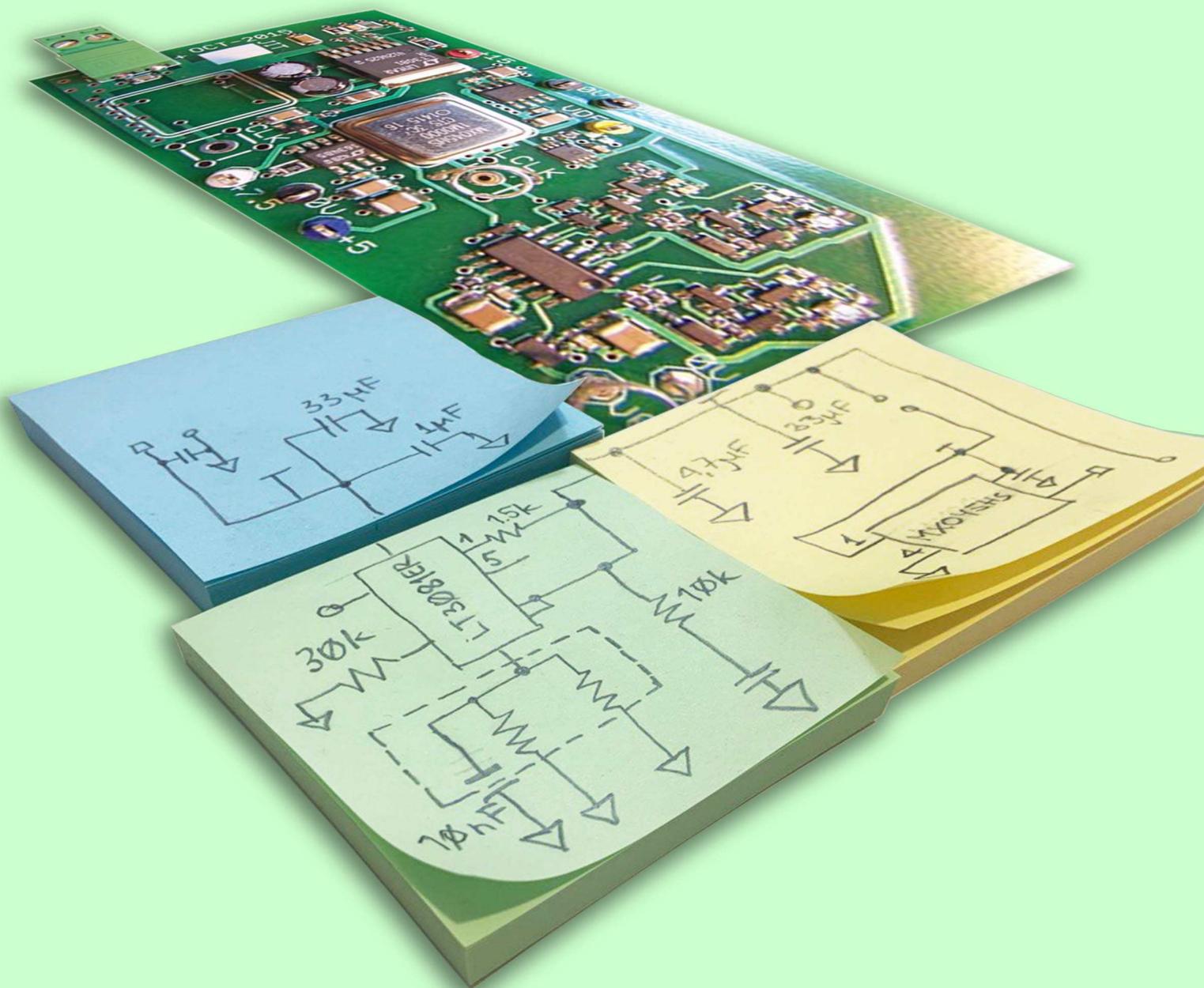
WWW.RLOCMAN.RU



РАДИОЛОЦМАН

МАРТ-АПРЕЛЬ 2025 (137)

137





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!





Март-Апрель 2025 (137)

Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Мощные СВЧ-транзисторы от АО «НИИЭТ» на основе усовершенствованной технологии LDMOS
- 5 Texas Instruments представляет самый маленький в мире микроконтроллер
- 6 В МФТИ создан уникальный российский принтер сухой аэрозольной печати
- 7 STMicroelectronics выпускает семейство инновационных приемников ГНСС
- 9 Группа «РОСНАНО» представила новейшую фотонную интегральную схему для авиакосмической и нефтегазовой отраслей
- 9 В МФТИ создан первый российский квантовый процессор на 40 кубитах
- 10 3D-микрочасть: в МФТИ создан уникальный литограф для фотоники и биоинженерии

Статьи

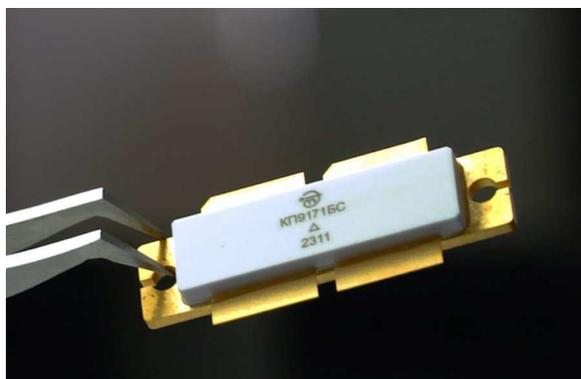
- 12 ГУН с линейной зависимостью высоты тона. Часть 1 – Начинаем
- 16 ГУН с линейной зависимостью высоты тона. Часть 2 – Идем дальше
- 20 Преобразователь несимметричного сигнала в дифференциальный сигнал псевдокласса A/B с однополярным питанием
- 24 Многоканальный узкополосный ВЧ-фильтр клапанного типа
- 26 Интернет зародился в 1960-х годах. С чего все началось?
- 30 Цепь стабилизации без резистивного делителя
- 32 Активное мультиплексирование экономит входы
- 34 Точка максимальной мощности
- 37 Почему 45 градусов? Обзор устойчивости контуров обратной связи в операционных усилителях
- 40 Цепи защиты входов операционного усилителя могут шуметь
- 45 Устройство возведения в степень $+n$ и $-n$, где $n = 1, 2, 3, \dots$
- 46 Внешняя синхронизация действует как делитель частоты и улучшает работу генератора
- 48 Spice модель дифференциальной микрополосковой линии

Схемы

- 50 Узкополосный перестраиваемый ВЧ-фильтр с обратимым переносом полосы частот
- 54 УНЧ АВ 100. Новая жизнь старого усилителя
- 58 Простой, чисто аналоговый генератор гармонических колебаний с искажениями -130 дБ
- 62 Управляемый ШИМ источник тока 1 А/20 В со следящим предварительным регулятором
- 65 Использование токового зеркала для предотвращения срыва колебаний в ВЧ-генераторах
- 67 Простая установка тестирует частоту битовых ошибок
- 70 Высокочувствительный регенеративный радиоприемник
- 74 Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов
- 77 Новый подход к созданию высокоэффективного и простого понижающе-повышающего преобразователя
- 80 Может ли LMC555 в схеме автоколебательного ГУН разрядить свой времязадающий конденсатор до нуля?
- 82 Бесшумное отключение звукового сигнала с помощью схемы на биполярных транзисторах
- 86 100-мегагерцовый ПНЧ с зарядовым насосом ТВН
- 89 Простой многоступенчатый магазин сопротивлений
- 94 Включил-выключил без триггера
- 96 Сдвоенный и точный компаратор для промышленных и измерительных приложений
- 98 Перестраиваемый функциональный генератор с выделением первой гармоники
- 100 Нужен дополнительный АЦП? Добавьте его за несколько центов
- 104 Драйвер белых светодиодов обеспечивает 64-ступенчатую логарифмическую регулировку яркости
- 106 Метод численной оценки джиттера компаратора на дискретных компонентах
- 110 Схема инфракрасного приемника минимизирует потребление энергии
- 112 Источник постоянного тока на основе регулятора LM317, программируемого ШИМ
- 117 Цифровые потенциометры программируют биквадратный фильтр
- 120 Простой, универсальный, с высоким коэффициентом стабилизации...
- 124 Детектор утечки воды работает от батареек 9 В
- 125 Датчик фототахометра адаптируется к окружающему освещению
- 128 Снижение электромагнитных помех качанием частоты переключения источника питания
- 131 Источник отрицательного тока с ШИМ на входе и LM337 на выходе

Мощные СВЧ-транзисторы от АО «НИИЭТ» на основе усовершенствованной технологии LDMOS

Цифровые технологии проникают во все аспекты нашей жизни. В частности, переход на цифровое телевизионное вещание открыло массу новых возможностей от расширения покрытия до значительного улучшения качества сигнала. Продолжающееся совершенствование электронной аппаратуры, в том числе в данной области, требует создания передовой компонентной базы с характеристиками, которые недостижимы без развития новых микроэлектронных технологий.



Современные стандарты цифрового телевидения – DVB-T/DVB-T2 – накладывают на применяемые в соответствующей аппаратуре мощные СВЧ транзисторы два ключевых требования. Первое из них – высокая линейность при передаче сигнала, необходимая из-за сложного характера его модуляции. Второе требование – высокое значение коэффициента полезного действия, что связано с требованием энергоэффективности передатчика в целом, а также с необходимостью обеспечения меньшей рассеиваемой мощности и меньшей рабочей температуры на кристалле для увеличения надежности и безотказности.

Чтобы предоставить решение, оптимизированное для работы с телевизионным сигналом стандартов DVB-T/DVB-T2, в АО «НИИЭТ» была разработана серия из двух типов мощных СВЧ LDMOS-транзисторов: КП9171А и КП9171БС. Первый из них обладает выходной мощностью в пике огибающей 140 Вт, а второй – до 1000 Вт. Транзисторы предназначены для работы в качестве усилительного элемента в телевизионных передат-

чиках при напряжении питания 50 В в диапазоне частот 400–860 МГц и характеризуются высокими показателями линейности передачи сигнала и высоким значением коэффициента полезного действия. Новые приборы разработаны на основе LDMOS технологии последнего поколения с учетом научно-технического задела отечественной микроэлектроники в данной области, созданного за последние годы. Транзистор КП9171БС является первым отечественным Доггерти транзистором. Именно такая конструкция транзистора с ведущим и ведомым плечом обеспечивает наибольший коэффициент полезного действия усилителя мощности сигнала стандартов DVB-T /DVB-T2 со сложным характером модуляции и большим пик-фактором.

Зарубежными аналогами разработанных приборов являются транзисторы BLF881 и BLF989E фирмы Ampleon. Освоенные в серийном производстве отечественные аналоги отсутствуют. Более того, на момент начала реализации проекта в России не существовало технологии создания мощных СВЧ-транзисторов, позволяющих удовлетворить специфические требования передатчиков сигнала стандартов DVB-T/DVB-T2 в сочетании с высокими значениями коэффициента усиления по мощности и КПД, поэтому при разработке приборов КП9171А и КП9171БС конструкция транзисторных СВЧ LDMOS-кристаллов была значительно усовершенствована, а технология их изготовления переработана. Новые транзисторы прошли испытания в мае прошлого года и сейчас выпускаются серийно.

Основные электрические параметры транзистора КП9171А:

- Коэффициент усиления по мощности не менее 20 дБ;
- КПД стока не менее 45%;
- Коэффициент комбинационных составляющих третьего порядка не более –30 дБ при выходной мощности в пике огибающей 140 Вт и напряжении питания 50 В на рабочей частоте 860 МГц.

Данный прибор выпускается в металлокерамических корпусах КТ-44В-2 и КТ-55С-1.

Транзистор КП9171БС предназначен для работы в усилителях мощности, выполненных по схеме Догерти. Он изготавливается в металлокерамических корпусах КТ-103С-1 и КТ-103А-2 и обладает следующими основными электрическими параметрами:

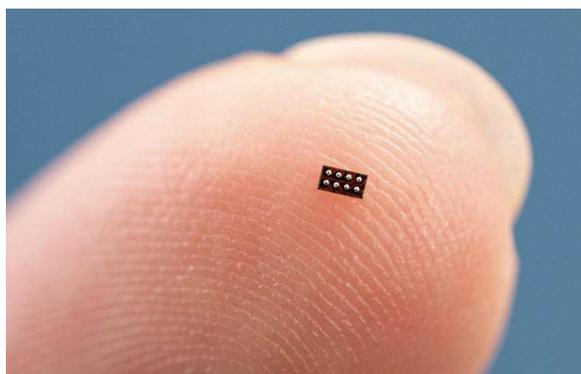
- Коэффициент усиления по мощности не менее 18,6 дБ;
- КПД стока не менее 50%;

- Значение параметра IMDshldr не более –33 дБ при непрерывной выходной мощности 180 Вт и напряжении питания 50 В на рабочей частоте 550 МГц.

Хотя изначально новые транзисторы предназначены для использования в передающих устройствах цифрового телевидения, благодаря своим передовым характеристикам они могут найти применение и в других областях, таких как системы радиолокации, навигации и связи.

Texas Instruments представляет самый маленький в мире микроконтроллер

Компания Texas Instruments (TI) представила самый маленький в мире микроконтроллер, расширив свою обширную линейку микроконтроллеров MSPM0 с ядром Arm Cortex-M0+. Корпус микроконтроллера MSPM0C1104 площадью всего 1,38 мм², то есть размером с крупинку молотого черного перца, позволяет разработчикам без ущерба для характеристик оптимизировать пространство на плате в таких приложениях, как медицинские носимые устройства и персональная электроника.



«В таких миниатюрных системах, как наушники-вкладыши и медицинские зонды, пространство на плате является дефицитным и ценным ресурсом, – сказал Винай Агарвал (Vinay Agarwal), вице-президент и генеральный менеджер подразделения микроконтроллеров MSP компании TI. – С добавлением самого маленького в мире микроконтроллера портфель микроконтроллеров MSPM0 предоставляет неограниченные воз-

можности для создания более интеллектуальных устройств и компонентов с сетевыми функциями в нашей повседневной жизни».

Крошечный корпус, большие возможности

Потребители постоянно требуют, чтобы электронные устройства повседневного использования, такие как электрические зубные щетки и стилусы, предоставляли больше функций при меньших размерах и низкой цене. Чтобы внедрять инновации в эти уменьшающиеся продукты, инженеры все чаще ищут компактные, интегральные компоненты, которые позволяют добавить функциональность, сохраняя пространство на плате. В микроконтроллере MSPM0C1104 используются преимущества технологии корпусов WCSP, а также продуманный выбор функций и усилия TI по оптимизации стоимости. Площадь корпуса WCSP с восемью шариковыми выводами составляет 1,38 мм², что на 38% меньше, чем у конкурирующих устройств.

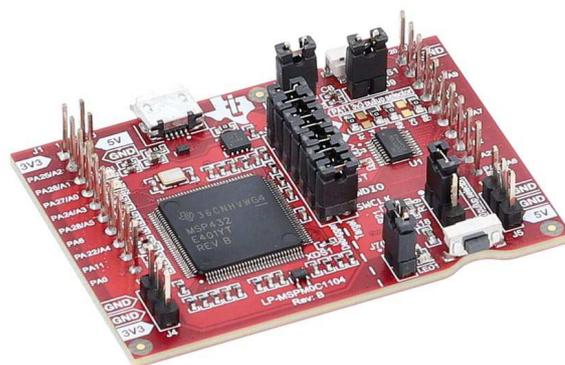
Микроконтроллер имеет 16 КБ памяти, трехканальный 12-разрядный аналого-цифровой преобразователь и шесть универсальных входов/выходов. Устройство обеспечивает совместимость со стандартными интерфейсами связи, такими как UART, SPI и I²C. Интеграция точных быстродействующих аналоговых компонентов в самый маленький в мире микроконтроллер позволяет инженерам гибко поддерживать высокий уровень

вычислительных ресурсов своих встраиваемых систем без увеличения размеров платы.

Масштабирование от малых до крупных проектов

Новый микроконтроллер MSPM0C1104 пополняет семейство MSPM0 компании TI, которое обеспечивает масштабируемость, оптимизацию затрат и простоту использования для ускорения вывода продукции на рынок. Микроконтроллеры MSPM0 имеют совместимые по выводам корпуса и наборы функций, соответствующие требованиям к памяти, аналоговой периферии и вычислительным ресурсам, необходимым для персональных, промышленных и автомобильных приложений. Семейство включает в себя и другие устройства в небольших корпусах, цена которых начинается от \$0.16 за единицу в партиях из 1000 штук, помогающие уменьшить размеры платы и количество компонентов. Такая оптимизация и интеграция функций по всему семейству помогает инженерам разрабатывать продукты любого размера, снижая стоимость и сложность своих систем.

Для поддержки разработчиков создана комплексная экосистема, включающая оптимизированный комплект разработки программного обеспечения для всех устройств семейства MSPM0, аппаратный комплект для быстрого создания прототипов, эталон-



Оценочный модуль LP-MSPM0C1104.

ные проекты и подсистемы с примерами кодов для реализации общих функций микроконтроллеров. Инструмент Zero Code Studio позволяет пользователям за считанные минуты конфигурировать, разрабатывать и запускать приложения на микроконтроллерах, не прибегая к программированию.

Корпус, доступность и цены

Предсерийные партии микроконтроллеров MSPM0C1104 доступны для заказа на сайте TI.com.

- Цена устройства в корпусе WCSP составляет \$0.20 при заказе партии в 1000 единиц.
- Комплект разработчика MSPM0C1104 LaunchPad можно приобрести за \$5.99 на сайте TI.com.

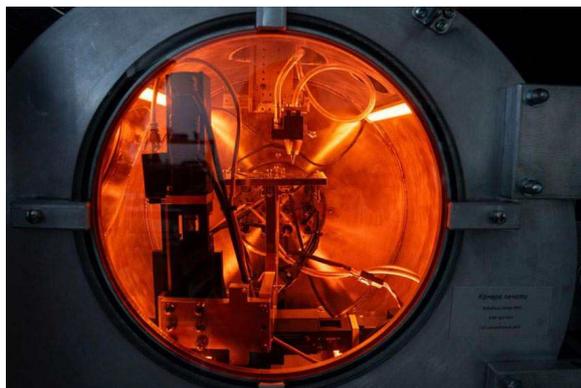
В МФТИ создан уникальный российский принтер сухой аэрозольной печати

Группа исследователей МФТИ в рамках программы научного приборостроения разработала принтер сухой аэрозольной печати – технологический прибор для создания микроразмерных структур металлами и сплавами в электронике и фотонике. Оборудование не имеет аналогов на мировом рынке.

Принтер сухой аэрозольной печати имеет широкий спектр применений: создание элементов микроэлектроники, формирование плазмонных наноструктур в оптоэлектронике для повышения эффективности фотоприемников, дисплеев и источников света, и также формирование SERS-структур для

спектрального анализа следовых количеств материалов, например, в криминалистических исследованиях, фармацевтике, а в реставрационных исследованиях произведений искусства.

Прибор объединяет в одном устройстве четыре технологических процесса: синтез наночастиц, их модификацию, печать аэрозольным пучком и лазерное спекание массива наночастиц на подложке. Принтер позволяет формировать микроструктуры с шириной линий от 30 до 400 микрометров наночастицами с размерами от 50 до 300 нанометров. Одновременное лазерное спекание



Камера печати принтера плазменных наноструктур.

наночастиц позволяет изготавливать монолитные проводящие микроструктуры, представляющие интерес, например, для СВЧ-электроники, а в случае формирования плазменных структур – улучшать адгезию наночастиц к поверхности подложки.

«Наш принтер позволяет оперативно изменять размер наночастиц в реальном времени, что дает возможность настраивать резонансные свойства структур для конкретных задач, например, в оптоэлектронике или аналитической химии», – отмечает научный сотрудник центра испытания функциональных материалов МФТИ Владислав Борисов.

В отличие от чернильных принтеров, в которых процессу печати предшествует приготовление чернил на основе активных наночастиц, дисперсантов и растворителей, а после печати требуется сушка и термообработка напечатанных структур, данная российская разработка основана на манипулировании сухими наночастицами, формируемыми в газовой атмосфере. Это исключает загрязнения материалов формируемых мик-

роструктур и значительно повышает эффективность процесса их изготовления. Возможность оперативной оптимизации параметров печати с пульта управления делает устройство универсальным инструментом для различных областей применений.

«Мы объединили в одном устройстве процессы, которые при использовании чернильных принтеров выполняются отдельно с использованием ряда технологических установок. Это существенно упрощает производство и снижает затраты», – продолжает Владислав Борисов.



Научный сотрудник центра испытания функциональных материалов МФТИ Владислав Борисов.

На разработку принтера сухой аэрозольной печати от научной идеи до опытного образца у команды из МФТИ ушло около 9 лет. Сейчас проект находится на завершающей стадии реализации. В ближайшие полгода планируется завершить тестирование опытного образца и подготовить конструкторскую документацию для серийного производства.

STMicroelectronics выпускает семейство инновационных приемников ГНСС

Компания STMicroelectronics представила семейство приемников глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) Teseo VI, предназначенных для массовых приложений точного позиционирования. Чипы и модули Teseo VI станут основными компонентами

современных систем помощи водителю (ADAS), интеллектуальных бортовых систем и приложений с повышенными требованиями к безопасности, таких как системы автономного вождения. Они также предназначены для улучшения возможностей позициониро-

вания в различных промышленных приложениях, включая средства отслеживания физических объектов, мобильных роботов для доставки товаров на дом, управление техникой и мониторинг урожая в интеллектуальном сельском хозяйстве, службы времени, такие как базовые станции, и многое другое.



«Наши новые приемники Teseo VI представляют собой настоящий прорыв среди систем позиционирования по нескольким причинам: в них впервые на одном кристалле объединены средства обработки четырехполосных сигналов нескольких спутниковых группировок; в них впервые использована архитектура с двумя ядрами Arm, обеспечивающая как очень высокую производительность, так и безопасность уровня ASIL для приложений помощи водителю и автономного вождения. И последнее, но не менее важное: в них используется запатентованная ST встроенная энергонезависимая память (PCM), позволяющая создать высокоинтегрированную, экономичную и надежную платформу для новых решений точного позиционирования, – сказал Лука Селант (Luca Celant), генеральный директор по цифровым аудио и сигнальным решениям компании STMicroelectronics. – Новые приемники спутниковой навигации будут поддерживать захватывающие, высокотехнологичные возможности автомобильных приложений ADAS и позволят реализовать множество новых сценариев использования, внедряемых промышленными компаниями».

Teseo VI – первое на рынке устройство, объединяющее на одном кристалле все системные элементы, необходимые для сантиметровой точности, и поддерживающие одновременную работу с несколькими группировками спутников в четырех диапазонах. Эта

инновация упрощает разработку устройств навигации и позиционирования для конечных пользователей, повышает надежность даже в таких сложных условиях, как городские каньоны, и снижает затраты на материалы.

Новое семейство устройств ГНСС включает Teseo VI STA8600A и Teseo VI+ STA8610A, каждое из которых содержит два независимых вычислительных ядра Arm Cortex-M7 для локального управления всеми функциями микросхемы. Cortex-M7 обеспечивает мощную 32-битную обработку и позволяет на одном кристалле реализовать одновременную работу с несколькими спутниковыми группировками в нескольких диапазонах.

Teseo VI+ также может содержать различные усовершенствованные механизмы позиционирования, независимо разработанные третьими компаниями – авторизованными партнерами ST – для реализации полной кинематики реального времени, обеспечивающей сантиметровую точность позиционирования.

Дополняет семейство микросхема Teseo APP2 STA9200MA с двумя синхронно работающими ядрами, которая обеспечивает аппаратное резервирование для таких приложений, как управление транспортными средствами, отвечающее требованиям стандарта функциональной безопасности ISO 26262. Совместимость по выводам Teseo APP2 и других микросхем Teseo VI упрощает проектирование печатных плат для компаний, производящих приложения, сертифицированные и не сертифицированные по стандарту ASIL.

Во всех вариантах реализована инновационная радиочастотная архитектура компании ST, а конструкция радио процессора обеспечивает поддержку четырех диапазонов ГНСС (L1, L2, L5 и E6) с уникальной возможностью захвата и отслеживания только L5. Это очень эффективно для уменьшения артефактов измерений и повышения надежности в сложных условиях, таких как городские каньоны, и при наличии помех.

Кроме того, фирменная технология памяти на основе фазового перехода (phase-change memory, PCM) позволяет отказаться от внешней памяти, минимизируя стоимость материалов и упрощая производственную цепочку поставок. Запатентованная PCM надежна и устойчива в сложных условиях эксплуатации, например, в автомобилях,

энергонезависима, как флэш-память, и имеет небольшие размеры ячеек, подходящие для плотной интеграции на кристалле.

Все микросхемы содержат полный набор аппаратных средств кибербезопасности, включая защищенную загрузку, беспроводное обновление прошивки и защиту выходных данных. Кроме того, аппаратный модуль безопасности ST (hardware security module, HSM) обеспечивает надежную защиту от онлайн-взлома. Устройства соответствуют последним спецификациям UNECE R155 и ISO 21434, предписывающим обеспечение кибербезопасности по умолчанию.

Семейство продуктов Teseo VI поддерживается сложившейся экосистемой поставщиков и партнеров, поставляющих алгоритмы, образцы разработок и совместимое дополнительное оборудование.

В семейство продуктов Teseo VI также включены два новых автомобильных модуля ГНСС: Teseo-VIC6A в размере 16 мм × 12 мм (со встроенным приемником Teseo VI) и Teseo-ELE6A размером 17 мм × 22 мм (со встроенным Teseo VI+). Эти новые модули упрощают интеграцию микросхем Teseo VI/VI+ в платформу заказчика и гарантируют оптимальные характеристики.

Группа «РОСНАНО» представила новейшую фотонную интегральную схему для авиакосмической и нефтегазовой отраслей

На выставке «Фотоника-2025» компания показала спектральный делитель, разработанный зеленоградским центром микроэлектроники. ФИС позволяет эффективно обрабатывать данные, улучшая производительность и безопасность каналов связи.

В отличие от традиционных систем, новая фотонная интегральная схема значительно снижает энергопотребление, массу и габариты аналитического оборудования.

В настоящее время технология спектрального уплотнения активно внедряется в системы управления и телеметрии летательных аппаратов, а также является ключевым направлением в сенсорике.

При переходе к компактным форм-факторам устройства становятся портативными, что позволяет использовать их не только в стационарных условиях, но и в движении. Это открывает новые горизонты для применения в авиакосмической отрасли, а также

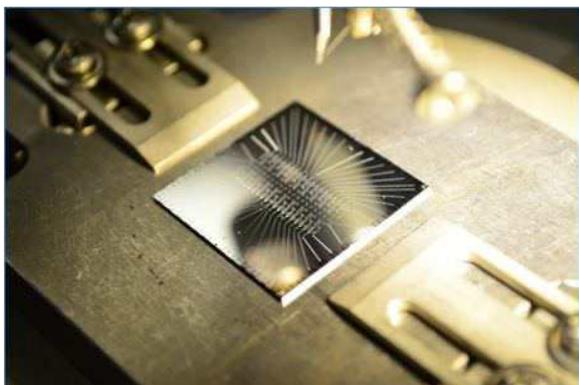
в нефтегазовом секторе, где требуется постоянный мониторинг и диагностика оборудования.

Зеленоградский нанотехнологический центр (ЗНТЦ) – одна из ведущих инновационных компаний, осуществляющая исследования и разработки в области нано- и микросистемной техники. Входит в инвестиционную сеть Фонда инфраструктурных и образовательных программ Группы РОСНАНО. ЗНТЦ осуществляет разработку и производство датчиков и сенсоров физических величин, интегральной оптики и фотонной компонентной базы для построения интеллектуальных систем управления. Поддерживает более 30 стартапов в различных отраслях промышленности, в том числе, в робототехнике, промышленной автоматике, энергетике и медицине.

В МФТИ создан первый российский квантовый процессор на 40 кубитах

Группа ученых МФТИ разработала и изготовила оригинальную схему квантового процессора, состоящего из 40 сверхпроводнико-

вых квантовых битов (кубитов). Квантовый процессор успешно прошел предварительные тесты. Для последующей демонстрации



Чип 40-кубитного квантового процессора МФТИ.

работы схемы продолжатся испытания устройства при криогенных температурах с определением ключевых параметров и времени когерентности кубитов. Успешное изготовление оригинальной 40-кубитной схемы процессора - существенный шаг в развитии отечественных квантовых технологий.

Микросхема, созданная в МФТИ, изготовлена на базе Центра коллективного пользования МФТИ по уникальной топологии, зарегистрированной в Роспатенте. Сегодня не существует единых методов изготовления квантовых процессоров. Технология изготовления квантовых устройств является результатом большой кропотливой исследовательской работы, включающей в себя последовательность технологических процессов, которые требуют постоянной отладки и совершенствования. Кроме того, сложность технологии и требования к качеству возрастают с увеличением числа кубитов.

Коллектив разработчиков обладает десятилетним опытом в области сверхпроводниковых квантовых технологий. Это позволяет выполнять на базе МФТИ весь комплекс работ: от расчётов и проектирования до изго-

товления и, в последующем, измерения сверхпроводниковых квантовых процессоров.

«Благодаря привлечению дополнительных частных инвестиций в МФТИ были созданы комфортные условия для работы, что позволило коллективу быстро и эффективно выполнить поставленные задачи. В дальнейшем мы планируем разрабатывать и тестировать альтернативные топологии процессоров, а также наращивать интеграцию. Для последующего увеличения числа кубитов в процессоре необходимо будет обновить и расширить имеющееся экспериментальное и технологическое оборудование», – рассказала ключевой разработчик проекта, старший научный сотрудник МФТИ к.ф.-м.н. Дарья Калачева.

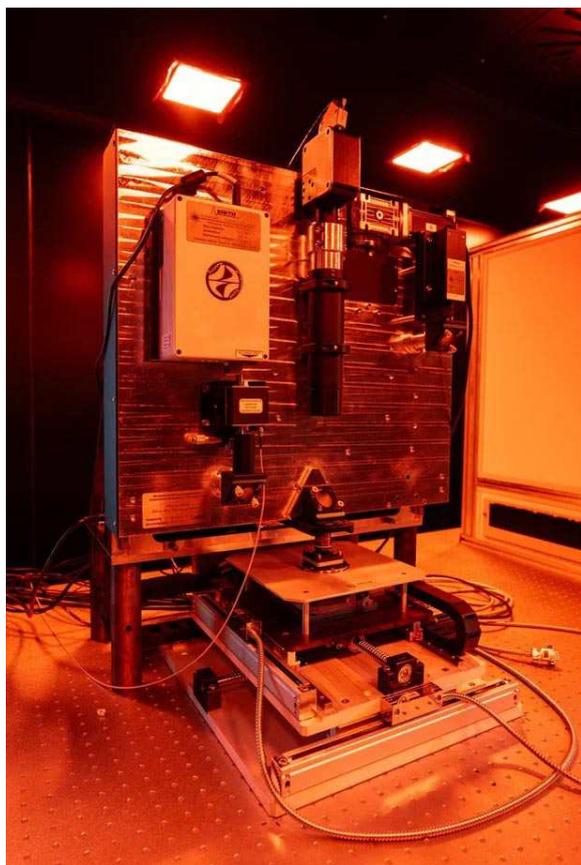
В наши дни квантовые процессоры разрабатываются учеными по всему миру. Это вычислительные устройства, принцип действия которых основан на явлениях квантовой механики. В будущем они будут использоваться в квантовых компьютерах, предназначенных для решения ряда задач, с которыми не могут справиться привычные нам электронные вычислительные машины. Это, например, задачи оптимизации или задачи квантовой химии. Перспективным и активно развивающимся также является направление т.н. квантового машинного обучения.

В классическом компьютере единицей количества информации служит бит – элемент, который может быть либо «включен», либо «выключен». В квантовом устройстве эту роль выполняет кубит, который может находиться в состоянии суперпозиции – в двух состояниях одновременно. Это и открывает новые возможности для создания инновационных вычислительных машин.

3D-микрочасть: в МФТИ создан уникальный литограф для фотоники и биоинженерии

Ученые МФТИ создали уникальный отечественный литограф для создания 3D-объектов с размерами элементов 150 нм и разрешением 350 нм. Разработанный литограф дешевле аналогичных иностранных

приборов и не имеет коммерческих аналогов в России. Новое оборудование можно применять при создании микрооптических элементов фотонных интегральных схем, микрокаркасных систем для роста тканей и



для прототипирования микроэлектронных элементов.

Разработанный в МФТИ литограф позволяет создавать микроструктуры, в том числе с 3-мерной топологией, с размерами элементов 150 нм и разрешением не хуже 350 нм (что меньше длин волн видимого излучения). Для реализации литографии используются ультракороткие лазерные импульсы видимого диапазона, что существенно уменьшает стоимость оборудования и его обслуживания. В качестве материала для 3D-микроструктур используются оптически прозрачные биосовместимые фотополимеры, созданные в ходе разработки литографа совместно с Нижегородским институтом металлоорганической химии им. Г. А. Разуваева РАН.

Одно из основных преимуществ нового литографа – возможность работы в режиме 3D-принтера, что позволяет создавать формы с размерами элементов меньше, чем способен увидеть невооруженный глаз. Создание таких миниатюрных 3D-элементов откроет новые возможности для биологических и фотонных исследований. В частности, разработанный литограф позволит изготов-

ливать микромеханические устройства для исследования поведения материалов при микроструктурировании, микрокаркасные системы для имитации процессов роста тканей, а также мембранные структуры с контролируемым дизайном микропор для исследования миграции клеток в сложных структурах. В качестве одного из применений в сфере физических исследований разработчики указывают развитие технологии создания фазовых масок для кодирования информации с помощью света и создания устройств формирования специализированных оптических полей (таких как вихревые пучки и Бесселевы пучки).

Также прибор позволит сделать прорыв в оптоэлектронике: в технологии оптического соединения элементов фотонных интегральных схем с помощью полимерных оптоволоконных элементов. Это может стать аналогом распайки элементов на печатных платах в фотонике.

«Сейчас на российском рынке приборов нет отечественных конкурентов в этой области, и проект способствует импортозамещению, т.к. на рынке доминируют в основном немецкие приборы», – рассказал главный конструктор проекта – руководитель конструкторского бюро оптической литографии Данила Колымагин.

Разработка ведется в сотрудничестве с Нижегородским институтом металлоорганической химии им. Г. А. Разуваева РАН. Сейчас проект находится на заключительном этапе ОКР (опытно-конструкторских работ), проводимых по заказу Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках исполнения федерального проекта «Развитие отечественного приборостроения гражданского назначения для научных исследований» и Национального проекта «Наука и университеты». В апреле 2025 года пройдут государственные приемочные межведомственные испытания, по результатам которых будет принято решение о приемке прибора. Ожидается, что проект завершится в августе 2025 года, после чего литограф уйдет в широкое производство. Основными заказчиками нового литографа станут научные центры и компании, занимающиеся фотоникой и биофотоникой.

ГУН с линейной зависимостью высоты тона

Часть 1 – Начинаем

Nick Cornford

EDN

Типичная схема

В одном из проектов (или гаджетов) требовалось сформировать аудиосигнал, отображающий изменяющийся уровень напряжения. Хм... это похоже на генератор, управляемый напряжением. Но этот сигнал был биполярным с размахом от -1 до $+1$ В. Линейная зависимость частоты от напряжения просто звучала неправильно, и в любом случае не могла обеспечить симметричный выходной сигнал в диапазоне ± 1 октава, который я хотел.

Типичный, хорошо известный тип генератора, в схеме которого, правда, отсутствует возможность управления напряжением, показан на Рисунке 1. В начале цикла конденсатор C1 полностью заряжен. Затем он разряжается через резистор R1 до тех пор, пока не будет достигнуто опорное напряжение, показанное здесь как середина питания, после чего срабатывает ждущий мультивибратор,

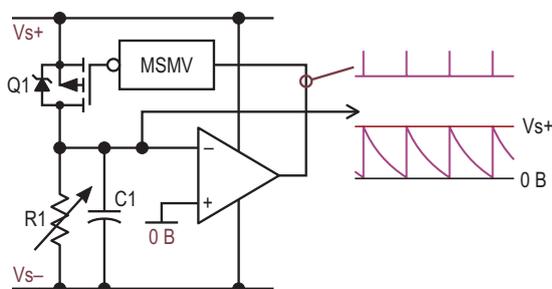


Рисунок 1. Отправной точкой этой конструкции является типичный релаксационный генератор с экспоненциально спадающим пилообразным выходным сигналом.

выдающий импульс включения транзистора Q1, который замыкает C1 на положительную шину питания, тем самым запуская следующий цикл. Выходной сигнал, представляющий собой экспоненциально спадающую пилу с постоянной амплитудой, снимается с верхней обкладки конденсатора C1 через буфер (не показан). (Строго говоря, операционный усилитель должен быть компаратором, поскольку используется как таковой). Конденсатор C1 обычно переключается для смены диапазонов, а резистор R1 используется для плавной настройки.

Другой способ настройки – оставить R1 и C1 постоянными и изменять опорное напряжение. Уровень выходного сигнала теперь меняется, а закон настройки – экспоненциальный. Если нам нужна линейность зависимости высоты тона от напряжения, возможно, это будет хорошей отправной точкой?

Настройка

Экспоненциальный спад может не дать в точности такой кривой, которая нужна нам, но при небольшой доработке отдельные ее части будут достаточно близки к тому, чтобы быть полезными. В результате некоторых экспериментов была получена работоспособная схема, показанная на Рисунке 2.

Как сказано выше, двуполярное управляющее напряжение сравнивается с экспоненциально спадающим пилообразным сигналом для подстройки частоты генератора. Когда они совпадают, D-триггер U2a, используемый

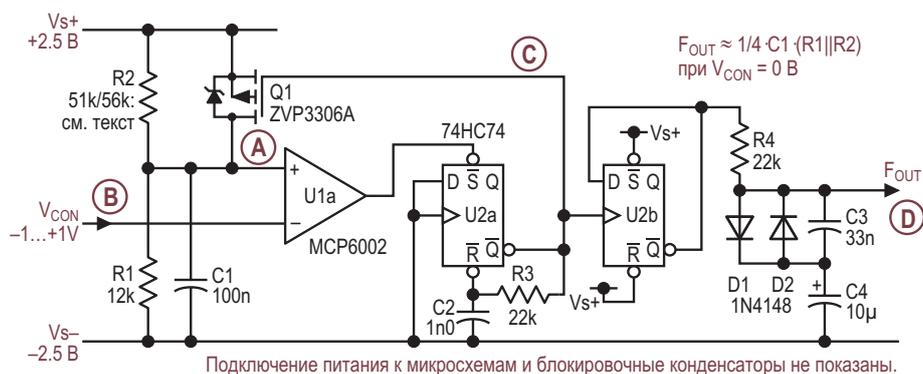


Рисунок 2. Изменение опорного напряжения вместо постоянной времени RC дает закон настройки, при котором отклик по высоте тона достаточно близок к линейному в диапазоне пары октав, особенно после добавления резистора R2.

как источник нескольких разных напряжений (multi-supply multi-voltage, MSMV), запускается для формирования импульса сброса, чтобы на мгновение включить транзистор Q1 и сбросить напряжение на конденсаторе C1 до его максимального значения. Основные сигналы схемы показаны на Рисунке 3.

Обходим закон, чтобы сделать то, что хотим

Ключевым элементом этой конструкции является простой и скромный резистор R2. Сжимая и смещая кривую экспоненциального спада, он позволяет изменить аппроксимацию закона настройки таким образом, чтобы близкой к линейной на протяжении пары октав и более стала зависимость высоты тона от напряжения, а не частоты от напряжения: приращение управляющего напряжения теперь изменяет на довольно постоянное

величину отношение частот, а не саму частоту. Наихудшее соответствие наблюдается на низкочастотном краю диапазона: погрешность составляет около 5% вблизи нижней точки калибровки, а ниже – еще хуже. (Полутон составляет примерно 7%). Использование резистора R2 сопротивлением 51 кОм дает наиболее близкое соответствие самой частоте нижней октавы, но среднее «звучание» в этой области лучше при 56 кОм.

При показанных номиналах компонентов выходная частота изменяется от 250 Гц до 1000 Гц для входных напряжений от -1 до +1 В, что близко к двум октавам вверх от «С4» (середина С: примерно 262 Гц, если мы определим А4 как точные 440 Гц) до «С6». (Кавычки здесь используются для того, чтобы отличать обозначения высоты тона от обозначений конденсаторов). Для разных диапазонов просто изменяйте емкость C1 или оба сопро-

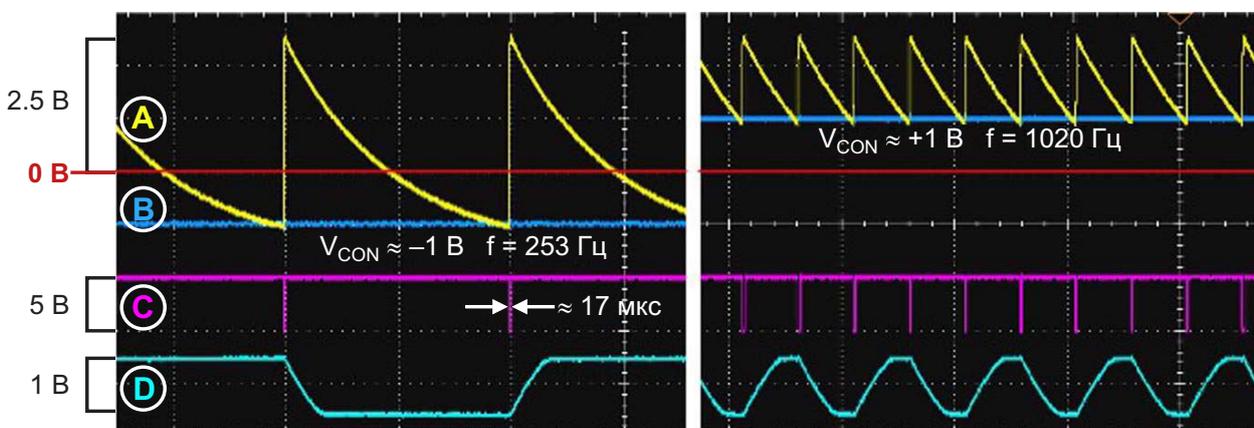


Рисунок 3. Осциллограммы сигналов в схеме на Рисунке 2 на обоих краях ее двухоктавного диапазона.

тивления R1 и R2, соотношение которых должно оставаться постоянным. Если управляющее напряжение опустится ниже примерно -1.5 В, колебания прекратятся в соответствии со значениями сопротивлений R1 и R2. При напряжении выше $+1$ В соответствие все еще остается приемлемым на протяжении половины октавы и более.

Триггер U2b делит частоту выходных импульсов генератора на 2, чтобы получить прямоугольные импульсы, которые выходная цепь преобразует в трапеции амплитудой около 1.1 В пик-пик (приблизительно -6 дБн). Хотя такой сигнал и не претендует на чистоту формы, теперь у него более мягкие и «более аналоговые» фронты, а не резкие цифровые.

Другие комментарии: MCP6002 дешевы и веселы. Усилитель MCP6022 лучше по характеристикам (намного быстрее и с входным смещением меньше 500 мкВ), но он дороже. При желании на основе неиспользованной половины микросхемы U1 можно сделать дополнительный фильтр выходного сигнала. Характеристики транзистора Q1 не критичны. ZVP3306A имеет сопротивление открытого канала до 15 Ом, но ширина импульса, управляющего его затвором, гарантирует, что конденсатор C1 будет полностью заряжен при любых условиях. Диапазон управляющих напряжений порядка ± 1 В был как раз тем, что я хотел, но это была скорее счастливая случайность, а не задумка конструктора.

Теперь устройство делает то, что нужно, и готово к внедрению в проект (или гаджет). Однако...

Несколько дополнительных компонентов дают больше октав и увеличивают точность

Размышление над базовой схемой натолкнуло на интересную идею. Линейную характеристику зависимости частоты от напряжения можно реализовать двумя способами: один из них заключается в использовании линейного спада пилообразного сигнала и изменении управляющего напряжения так же, как мы делаем это с экспоненциальным спадом, а другой – в замене резистора R1 на управляемый источник тока и удалении R2. Если использовать их вместе, то закон настройки станет «квадратичным», что даст степенную зависимость, которая по своей сути обеспечивает гораздо лучшую линейность отклика по высоте тона. На Рисунке 4 показано, как это сделать.

Элементы Q2, U1b и R1 образуют источник втекающего тока. Управляющее им напряжение составляет половину от входного, что гарантирует, что транзистор Q2 никогда не насытится. C1 разряжается линейно, наклон регулируется напряжением V_{CON} . Шины питания показаны как 0 В/ $+5$ В, а не ± 2.5 В, чтобы отразить более широкий диапазон перестройки, но выходная частота по-прежнему центрирована относительно примерно 520 Гц (близко к тону «С5») при значениях номиналов компонентов, указанных на схеме.

Требуемый диапазон управляющего напряжения теперь составляет примерно 840 мВ на октаву (или приблизительно 70 мВ на полутон). Отклик по высоте тона почти

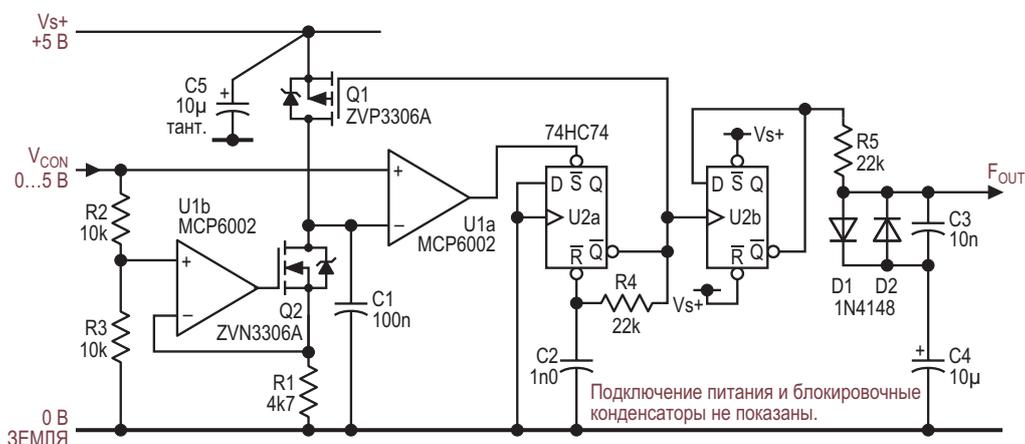


Рисунок 4. Добавление источника втекающего тока, управляемого напряжением, вместо подстроечного резистора R1 является ключом к расширению диапазона более чем до 4 октав и значительному улучшению линейности тонального отклика.

точно линейный в средних двух октавах, и все еще приличный для двух октав и более вокруг них. Ошибки наиболее значительны на низкочастотном краю диапазона, поскольку там источник тока испускает дух (или электроны). Усилитель MCP6022 используется из-за его лучших характеристик, но остальная часть схемы практически не изменилась.

Хотя диапазон в четыре с лишним октавы слишком велик для моего целевого приложения, повышенная точность всегда приветствуется, и эти лучшие характеристики открывают путь к возможному музыкальному использованию.

Это будет показано в Части 2, но сначала мы посмотрим, как модифицировать схему для работы с более высокими напряжениями питания, как реализовать ее, используя только дискретные компоненты, помимо операционного усилителя, и как получить на выходе приличную синусоиду. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP6002](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC74](#)
3. [Datasheet Diodes ZVN3306A](#)
4. [Datasheet Diodes ZVP3306A](#)

ГУН с линейной зависимостью высоты тона

Часть 2 – Идем дальше

Nick Cornford

EDN

В первой части мы увидели, как сделать генератор, высота тона которого, вместо частоты, может быть сделана пропорциональной управляющему напряжению. Во второй части мы рассмотрим несколько альтернативных вариантов устройства для других возможных применений.

Для начала, на Рисунке 1 показана пересмотренная версия базовой схемы, построенная на основе КМОП схем серии В, позволяющих использовать шины с напряжением до 18 или 20 В вместо номинальных 5 В в оригинале.

Помимо замены триггера U2 с 74HC74 на CD/HEF4013B, основное отличие заключается в усилителе U1. С 12-вольтовой шиной хорошо работали усилители TL062/072/082 и даже LM358 и MC1458, как и компаратор LM393 с подтягивающим резистором на выходе. С увеличением напряжения питания увеличивается диапазон управляющего напря-

жения, но остается на уровне порядка $\pm 20\%$ от V_s . Обратите внимание, что поскольку измерения производятся только в этой центральной части, ограниченные диапазоны допустимых входных напряжений этих устройств не были проблемой.

Одной из проблем, даже с оригинальным 5-вольтовым усилителем MCP6002, была частая неспособность начать генерацию. В отличие от 74HC74, активные уровни входов R и S триггера 4013 высокие, поэтому полярность выходного сигнала U1a должна быть изменена. Он имеет тенденцию запускаться при высоком уровне на выходе, что фактически блокирует триггер U2a в состоянии «все единицы», заставляя транзистор Q1 оставаться постоянно включенным. Это объясняет необходимость в компонентах R5/C5/Q2. Если (когда!) возникнет залипание, включится транзистор Q2, закорачивая конденсатор C2, чтобы Q1 мог выключиться и начались колебания.

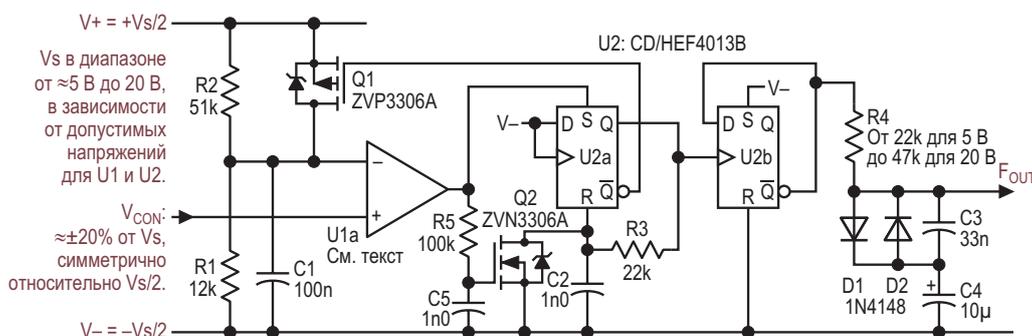


Рисунок 1. Вариант схемы на Рисунке 2 из Части 1, позволяющий работать при напряжении питания до 20 В.

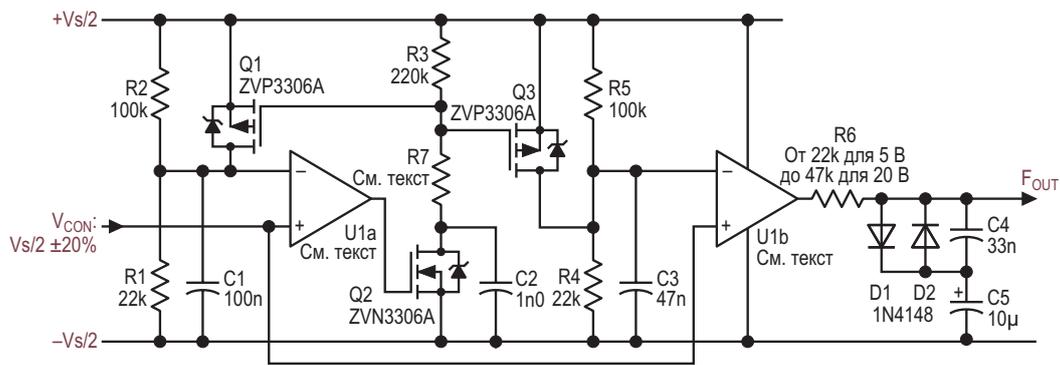


Рисунок 2. В этой версии, сделанной полностью на дискретных компонентах (за исключением операционных усилителей), вторая секция используется для получения выходного сигнала с коэффициентом заполнения, близким к 50%.

Обратно смещенный диод, параллельный резистору R5, на низких частотах оказался ненужным.

Это также можно сделать с помощью дополнительного источника втекающего тока, показанного на Рисунке 4 Части 1, но тогда усилитель U1 должен иметь rail-to-rail входы.

Версия, в которой нет никакой логики

Это расширение первой версии, которую я испытал, и которая была построена без логических микросхем. Она аккуратная и работает, но усилитель U1a мог выдавать лишь такие импульсы, которые нужно было растягивать, чтобы сделать полезными. (Использование триггера обеспечивало гарантированный коэффициент заполнения, а свободная секция, используемая в качестве ждущего мультивибратора, формировала гораздо более четкие импульсы сброса). Схема, пока-

занная на Рисунке 2, в которой эта проблема решена, может быть построена практически для любого выбранного напряжения шины, при условии, что усилитель U1 и MOSFET выбраны соответствующим образом.

Схема на усилителе U1b является копией схемы на U1a, но имеет вдвое меньшую постоянную времени. Она сбрасывается таким же образом, и ее управляющее напряжение такое же, поэтому ширина ее выходных импульсов равна половине полного периода, что дает сигнал прямоугольной формы с коэффициентом заполнения 50% (или почти такой). В идеале транзисторы Q1 и Q3 должны быть согласованы, при этом емкость конденсатора C3 должна составлять ровно половину C1, а не стандартные 47 нФ, показанные на схеме. Резистор R7 необходим только в том случае, если напряжение на шине превышает допустимое напряжение затвор-исток транзисторов Q1/Q3. (ZVP3306A рассчитаны на максимальное напряжение 20 В).

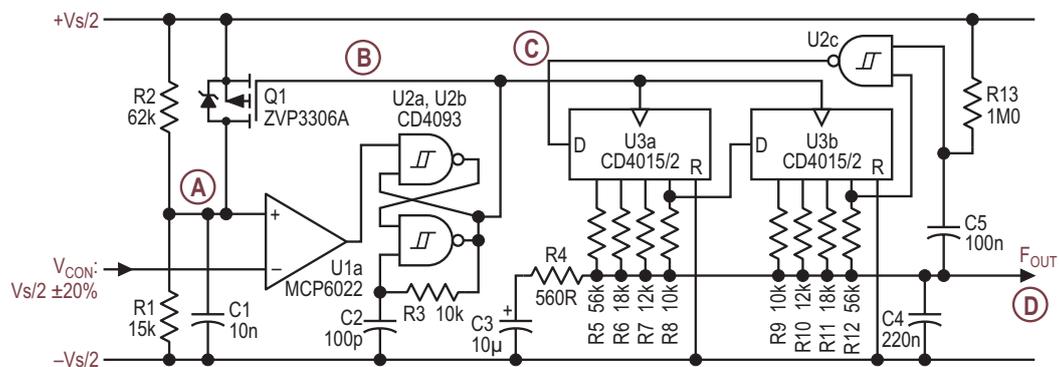


Рисунок 3. Здесь частота генератора в 16 раз выше выходной частоты. Деление частоты импульсов с помощью кольцевого счетчика с резисторами на 8 выходах дает ступенчатое приближение к синусоиде.

Чистота достигается за счет разгона кольцевого счетчика

Последний вариант (см. Рисунок 3) возвращается к использованию логики и обеспечивает достаточно синусоидальный выходной сигнал, если он вам нужен.

Сам генератор работает на частоте, в 16 раз превышающей выходную. Генерирующий импульсы ждущий мультивибратор (MSMV, см. Часть 1), в котором теперь используется пара перекрестно соединенных логических элементов, не только управляет транзистором Q1, но и тактирует 8-разрядный сдвиговый регистр (здесь реализованный из двух 4-разрядных), конечный выходной сигнал которого инвертируется и подается обратно на его вход D. Это называется кольцевым счетчиком или счетчиком Джонсона и представляет собой своего рода цифровую ленту Мебиуса. Когда сдвигаемые импульсы проходят мимо каждого выхода Q, на нем за 8 битами высокого уровня следуют 8 бит низкого уровня, затем снова 8 бит высокого уровня, и так повторяется до бесконечности. U2c не только выполняет инверсию, но и при запуске подает кратковременный импульс высокого уровня на вход D счетчика U3a, чтобы инициализировать регистр.

В качестве U2 и U3 выбраны высоковольтные КМОП микросхемы, позволяющие работать при напряжении, намного превышающем 5 В. Опять же, в этом случае усилитель U1 придется заменить, возможно, на компонент с rail-to-rail входом, если будет добавлен дополнительный источник тока. Микросхемы 74НС132 и 74НС4015 (или 74НС164) прекрасно работают при напряжении порядка 5 В.

Выходы Q питают общую точку через резисторы, подобранные таким образом, чтобы получить выходной сигнал, хотя и ступенчатый, но близкий к синусоиде, как видно из Рисунка 4. Резистор R4 устанавливает уровень выходного сигнала, а C4 обеспечивает некоторую фильтрацию. Различные наборы резисторов могут давать разные оттенки тона. Например, если все их сопротивления равны, выходной сигнал (при ступенчатой форме) будет хорошим треугольником.

Ступени соответствуют 15-й и 17-й гармоникам, которые, хотя и несколько отфильтро-

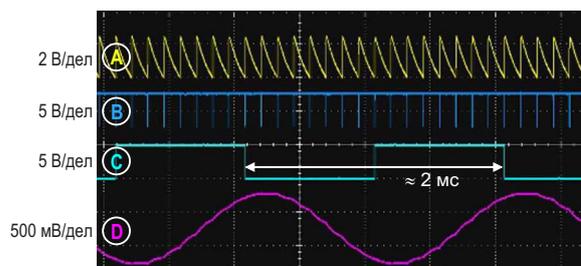
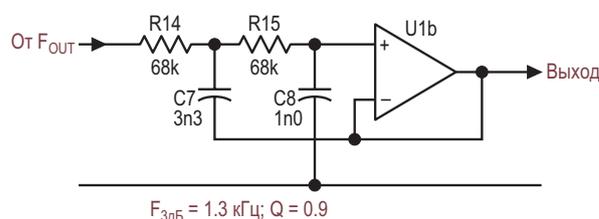


Рисунок 4. Осциллограммы, иллюстрирующие работу схемы на Рисунке 3, при частоте выходного сигнала порядка 500 Гц.

ваны цепью C4/R4, пока находятся на уровне порядка -45 дБ. Чтобы уменьшить их, добавьте простой двухполюсный фильтр Саллена-Ки, как на Рисунке 5, на котором также показан спектр отфильтрованного выходного сигнала частотой около 500 Гц.



$$F_{3дБ} = 1.3 \text{ кГц}; Q = 0.9$$

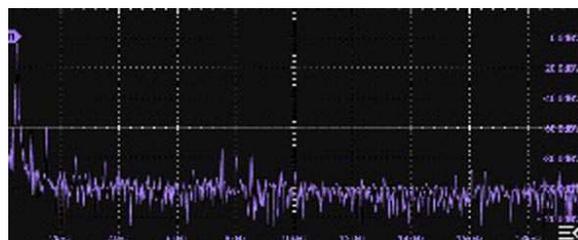


Рисунок 5. Подходящий выходной фильтр для добавления к схеме на Рисунке 3 и полученный спектр.

2-я и 3-я гармоники все еще находятся на уровне около -60 дБ, но остальные теперь значительно ниже -70 дБ, так что мы можем утверждать, что суммарный коэффициент нелинейных искажений составляет около -57 дБ или 0.16%, и будет хуже на частоте 250 Гц и лучше на 2 кГц. Этот подход будет работать не очень хорошо, если вам нужен полный 4-5-октавный диапазон (с дополнительным источником тока), если только фильтр не сделать перестраиваемым: возможно, пара резистивных оптоизоляторов в сочетании с резисторами R14/15, управляемыми другим источником тока, управляемым напряжением?

Все это интересно, но довольно бессмысленно. В конце концов, главной целью этой конструкции было создание полезных звуковых тонов, а не точных синусоидальных колебаний, которые в любом случае звучат скучно. Но второстепенной целью должно быть стремление зайти как можно дальше, получая при этом удовольствие от экспериментов!

Музыкальный эпилог

Имея источник сигнала с линейно управляемым тоном, было бы глупо не попробовать сделать какую-нибудь музыкальную штучковину, используя подвижное линейное сопротивление. Пара футов или около 10 кОм диаграммной бумаги Teledeltos [1] (как говорится, я всегда знал, что она пригодится), обернутой вокруг отрезка пластиковой трубы, с гладким блестящим зажимом типа «кро-

кодил» для отвода или слайдера (плюс подтяжка 330 кОм), работали довольно хорошо, позволяя извлекать мелодии, как на стилофоне или воображаемой гитаре. Электропанк жив! Хотя это не столько «Вырви свое сердце, Джими Хендрикс», сколько «Вставь беруши». **PL**

Ссылки

1. [Teledeltos](#)

Материалы без анонсов

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4015B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)
4. [Datasheet Nexperia HEF4013B](#)
5. [Datasheet Microchip MCP6022](#)
6. [Datasheet Diodes ZVN3306A](#)
7. [Datasheet Diodes ZVP3306A](#)

Преобразователь несимметричного сигнала в дифференциальный сигнал псевдокласса A/B с однополярным питанием

Michael Wyatt

EDN

Основанный на топологии микросмесителя Барри Гилберта [1], этот усилитель позволяет преобразовывать несимметричный вход в токовый выход класса A/B при питании от одного источника.

В показанной на Рисунке 1 схеме, реализованной в LTspice, используются 6 биполярных транзисторов в уникальной конфигурации, которая «направляет» выходной ток от Q3 и Q4 в зависимости от полярности входного сигнала.

Как это работает

C1 служит развязывающим конденсатором, который позволяет потенциалу базы транзистора Q1 отличаться от смещения V_{BE} при диодном включении Q1. Транзистор Q2 действует как зеркало транзистора Q1 для положительных входных сигналов и отсекает большие отрицательные входные сигналы, в то время как Q3 является каскодом для слабых сигналов и служит источником для больших отрицательных вытекающих входных токов.

При идеально одинаковых размерах транзисторов все коллекторные токи равны и определяются суммой напряжений база-эмиттер транзисторов Q5 и Q6, которые задаются током I_{BIAS} через резистор R3.

Когда входной сигнал большой и положительный, входной ток протекает в основном через транзистор Q1, который действует как управляемый напряжением источник тока и каскодное устройство, а Q3 переходит в

режим отсечки по мере роста его эмиттерного напряжения. Q2 «зеркально отражает» ток коллектора Q1 через каскодное устройство Q4, которое поглощает копию большого положительного входного тока, формируя сигнал положительного выхода.

Большие входные сигналы

При больших отрицательных входных сигналах весь входной ток поступает от транзистора

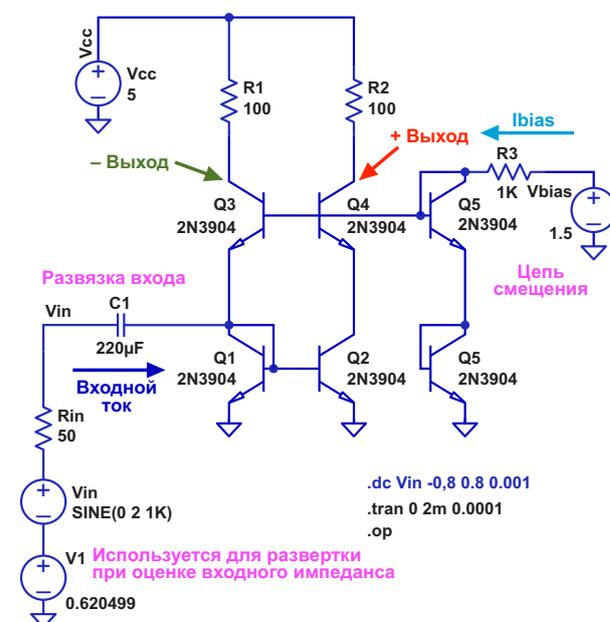


Рисунок 1. Созданная в LTspice схема топологии микросмесителя с 6 биполярными транзисторами, включенными таким образом, что выходные токи транзисторов Q3 и Q4 зависят от полярности входного сигнала.

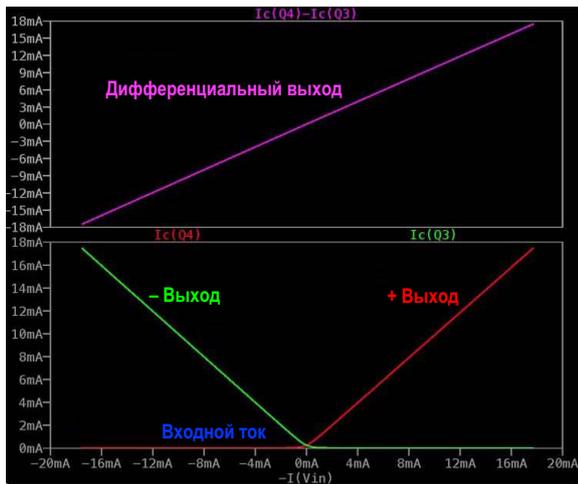


Рисунок 2. Моделирование в LTspice реакции дифференциального выхода на большие отрицательные входные сигналы.

тора Q3, поскольку напряжение на его эмиттере падает, и транзистор Q1 переходит в режим отсечки, а коллектор Q3 отдает ток в отрицательный выход (Рисунок 2). Обратите внимание, что при больших положительных входных сигналах выходные токи «направляются» либо в транзистор Q4 (+), либо в Q3 (-), даже в случае неидеальных транзисторов.

Входы при малых сигналах

Как показано на Рисунок 3, при меньших входных сигналах схема действует как мало-сигнальный усилитель класса А, поскольку все транзисторы работают с коллекторным током I_{BIAS} . Таким образом, при нулевом входном токе через оба транзистора Q1 и Q3 про-

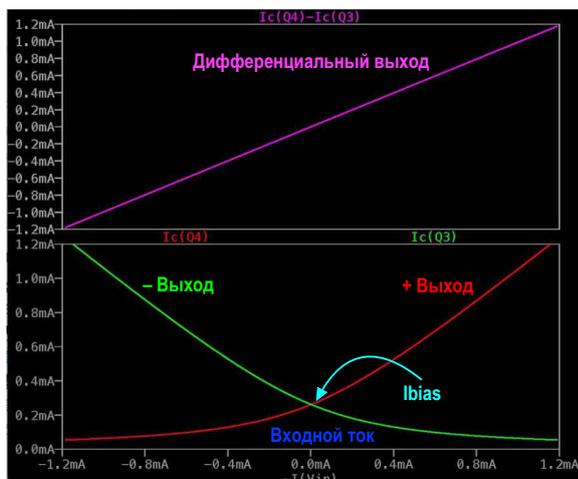


Рисунок 3. Моделирование в LTspice реакции дифференциального выхода на слабые отрицательные входные сигналы.

ходит ток I_{BIAS} , так же как и через транзисторы Q2 и Q4, и выход схемы работает как дифференциальный каскад.

Фактические результаты

На Рисунок 4 показаны фактические результаты работы схемы на Рисунок 1, полученные на цифровом запоминающем осциллографе (DSO) при синусоидальном входном сигнале размахом 2 В с частотой 1 кГц. На Рисунок 5 показаны результаты моделирования в LTspice схемы на Рисунок 1. Обратите внимание, что для удобства сравнения цвета и смещения графиков в LTspice и DSO были подобраны одинаковыми.

Также обратите внимание на небольшое «искажение типа ступенька», показанное на графиках DSO и LTspice – обычное для типичных каскадов класса А/В. Это можно улучшить, увеличив ток I_{BIAS} за счет большей мощности, рассеиваемой усилителем.

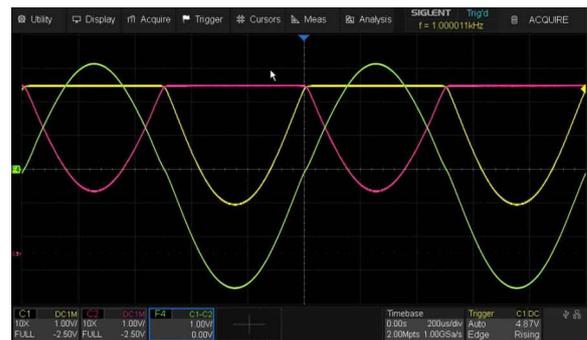


Рисунок 4. Фактические результаты работы схемы на Рисунок 1, полученные на DSO при синусоидальном входном сигнале размахом 2 В с частотой 1 кГц.

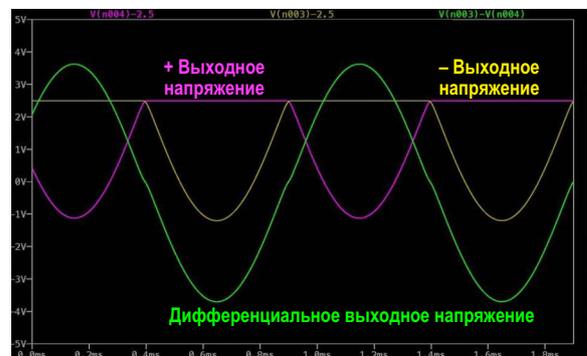


Рисунок 5. Результаты моделирования в LTspice схемы на Рисунок 1, где для удобства сравнения цвета и смещения графиков были подобраны такими же, как в DSO.

Эта топология обеспечивает дополнительные возможности, помимо простого преобразования несимметричного сигнала в дифференциальный [1]. В ней динамический входной импеданс рассматривается как функция мгновенного уровня входного сигнала; это вопрос, который часто не затрагивается при обсуждении обычных усилителей.

Искажения, вызванные сигналом, начинаются с того, что эффективный входной импеданс усилителя изменяется с изменением динамического уровня сигнала и работает против импеданса источника, создавая зависящий от сигнала нелинейный делитель напряжения/мощности, который модулирует уровень входного сигнала.

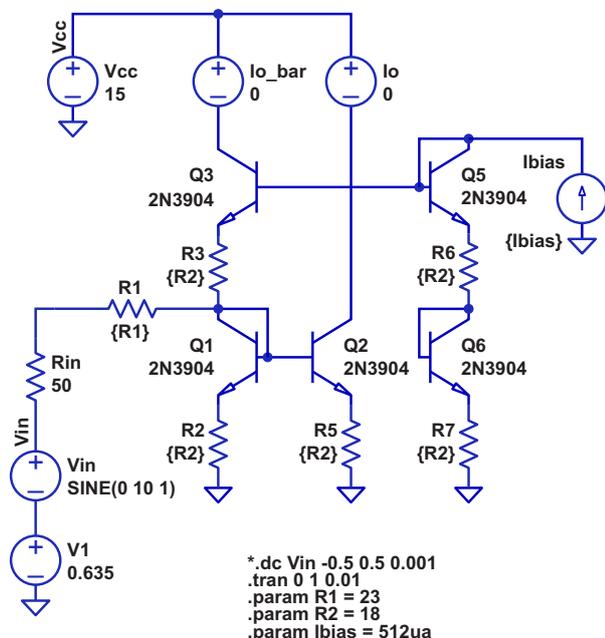


Рисунок 6. Усилитель с большим динамическим диапазоном и дополнительными резисторами, помогающими сбалансировать изменения входного импеданса при больших размахах входного сигнала, сохраняя при этом одинаковое смещение коллекторного тока для каждого устройства, определяемое I_{BIAS} .

Улучшение входного импеданса

На Рисунке 6 показан вариант схемы, в которой для улучшения зависимости входного импеданса от уровня входного сигнала добавлены дополнительные резисторы [2]. Обратите внимание на включение дополни-

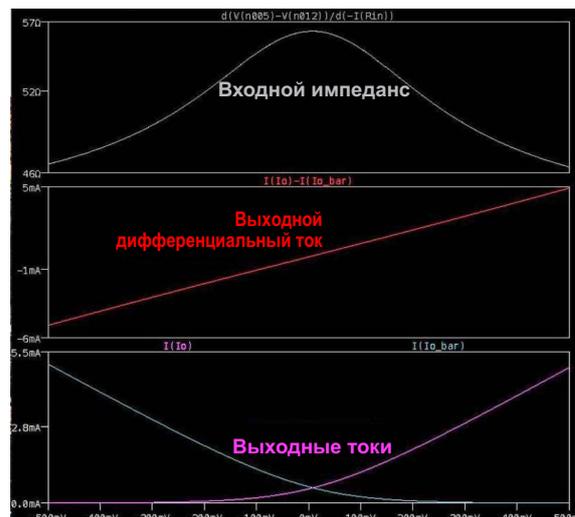


Рисунок 7. Малосигнальные характеристики пикового входного импеданса и выходного дифференциального тока.

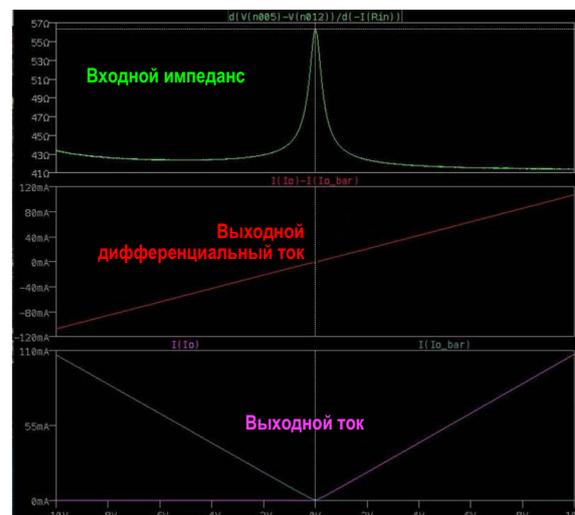


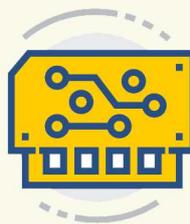
Рисунок 8. Характеристики пикового входного импеданса и выходного дифференциального тока при большом сигнале ± 10 В.

тельных резисторов, которые помогают сбалансировать изменения входного импеданса при больших размахах входного сигнала, сохраняя при этом одинаковое смещение коллекторного тока для каждого устройства, определяемое I_{BIAS} .

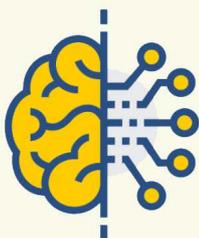
Как показано на Рисунках 7 и 8, LTspice характеристики входного импеданса были получены путем вычисления производной входного напряжения по входному току, когда входной сигнал изменяется в большом диапазоне положительных и отрицательных значений.



Радиодетали



Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

Схема широкополосного усилителя с большим динамическим диапазоном, преобразующего несимметричный сигнал в дифференциальный

Эти схемы работают в «токовой области» и могут обеспечивать очень широкую полосу пропускания с большим динамическим диапазоном при низком рассеивании статической мощности от одного источника питания.

В далеком прошлом автор реализовал это с помощью высокочастотных биполярных SiGe транзисторов в технологическом процессе BiCMOS и получил хорошие результаты. [РЛ](#)

Ссылки

1. B. Gilbert, "The MICROMIXER: a highly linear variant of the Gilbert mixer using a bisymmetric Class-AB input stage," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 32, no. 9, pp. 1412-1423, Sept. 1997, doi: 10.1109/4.628753.
2. [Interesting Amplifier Topology](#)

Многоканальный узкополосный ВЧ-фильтр клапанного типа

Михаил Шустов, г. Томск

Показана возможность создания многоканального узкополосного высокочастотного фильтра клапанного типа, позволяющего разделить полосу входных высокочастотных сигналов на несколько поддиапазонов.

Проблемой большинства высокочастотных фильтров является довольно широкая полоса пропускания и невозможность разделения этой полосы на поддиапазоны. Приведенное ниже схематическое решение позволяет решить эту проблему относительно несложным образом. На Рисунке 1 показана одна из возможных схем выполнения многополосного ВЧ-фильтра клапанного типа. На входе устройство содержит первичный фильтр, пропускающий полосу частот, подлежащих разбиению на поддиапазоны. В качестве простейшего такого фильтра может быть использован LC-контур L1C1, а, в идеале, полосовой фильтр с П-образной амплитудно-частотной характеристикой.

Сигнал с входного фильтра через усилитель – 1 поступает на смеситель – 2, на второй вход которого подается сигнал от гетеродина – 4. Далее при посредстве фильтра – 3 выде-

ляется разностный сигнал, который поступает на пороговое устройство (ПУ) – 5, например, компаратор, который преобразует сигналы синусоидальной или иной формы в последовательность импульсов прямоугольной формы. Сигнал с выхода компаратора – 5 подается на преобразователь – 6 частоты в пропорциональное ей напряжение. В качестве такого устройства может быть использован классический преобразователь частоты в напряжение, часто используемый в аналоговых измерителях частоты. Далее сигнал поступает на амплитудный мультиплексор (AM) – 7 на основе специализированной поликомпараторной микросхемы из семейства контроллеров линейных шкальных индикаторов.

В зависимости от уровня входного сигнала, или, соответственно, частоты этого сигнала, происходит переключение компараторов

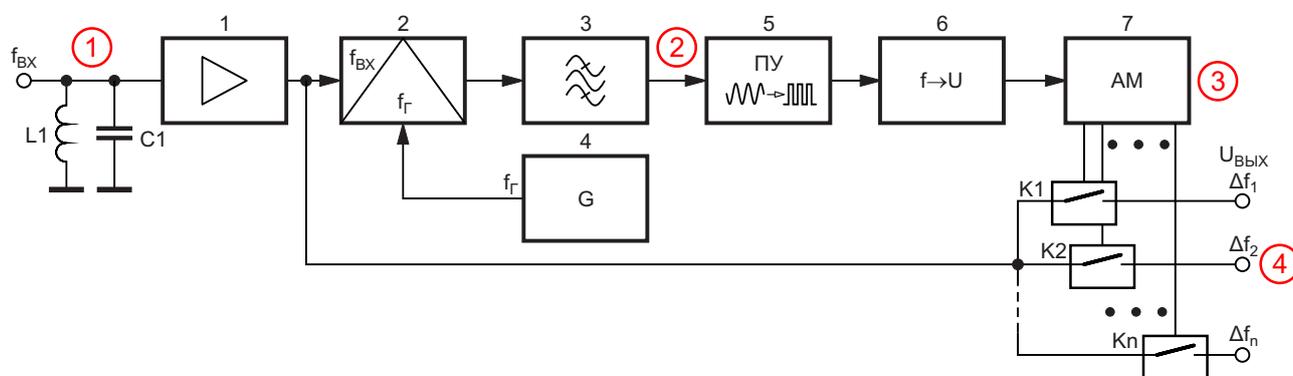


Рисунок 1. Многоканальный узкополосный ВЧ-фильтр клапанного типа: 1 – каскад усиления; 2 – смеситель; 3 – фильтр; 4 – гетеродин; 5 – пороговый преобразователь синусоиды в прямоугольные импульсы; 6 – преобразователь частоты в напряжение; 7 – амплитудный мультиплексор; K1–Kn – аналоговые ключи.

амплитудного мультиплексора, управляющих работой аналоговых ключей K_1 – K_n [1–10], Рисунок 1. Входы этих ключей подключены к выходу усилителя – 1. В зависимости от частоты входного сигнала (напряжения на управляющем входе АМ) будет происходить переключение того или иного ключа K_1 – K_n , позволяющего передавать входной усиленный сигнал на один из выходов устройства. В частности, при использовании микросхем, подобных LM3914, количество таких поддиапазонов может быть до 10. Таким образом, исходная полоса входных сигналов может быть разделена на соответствующее количество поддиапазонов.

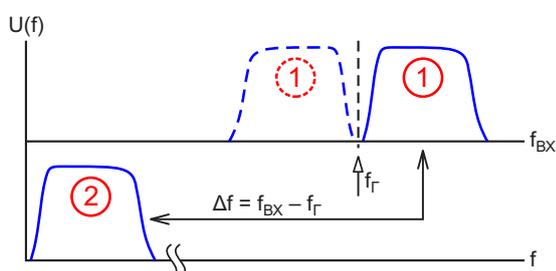


Рисунок 2. Перенос полосы входных частот ВЧ-диапазона в низкочастотную область.

Рисунок 2 иллюстрирует процесс переноса входных частот высокочастотного диапазона в низкочастотную область. Полоса входных частот, выделенная на Рисунке 2 сплошной линией, при подаче на смеситель – 2 сигнала гетеродина – 4 частотой f_r , переносится в низкочастотную область (нижняя половина графика). Пунктирной линией показана возможность переноса в НЧ-область полосы частот, лежащих ниже частоты гетеродина. Выбор той или иной полосы частот (сплошная или пунктирная линии графика, Рисунок 2) определяется настройкой входного фильтра частот.

На Рисунке 3 показано разбиение полосы частот, перенесенной в низкочастотную область, на несколько поддиапазонов с использованием преобразователя частоты в напряжение и, затем, амплитудного мультиплексора, управляющего работой аналоговых ключей K_1 – K_n . Нижняя половина рисунка иллюстрирует обратный перенос диапазона частот в их исходную высокочастотную область.

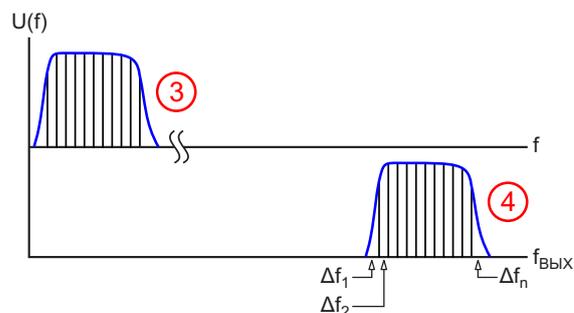


Рисунок 3. Разбиение полосы частот низкочастотного диапазона на n поддиапазонов с последующим переносом их в высокочастотную область.

Таким образом, появляется возможность разбиения полосы входных частот на ряд поддиапазонов и обеспечение избирательно-го прохождения входных сигналов на тот или иной выход высокочастотного фильтра. **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. Многополосный бесфильтровый эквалайзер. Радиолюбитель. 2000. № 2. С. 11–12; № 10. С. 11. Радиоаматор. 2000. № 4. С. 48–49; Блокнот «Радиоаматора». 2004. № 11. С. 13–15.
2. Schustow M.A. NF-Multifrequenzbandfilter. Funkamateur. 2000. Bd. 49. H. 2. S. 171.
3. Shustov M.A. Multichannel amplitude discriminator. Electronics World Incorporating Wireless World. 2000. V. 106. № 6 (1770). P. 458.
4. Шустов М.А. Многоканальный квазифильтр. Автоматика, связь, информатика. 2000. № 3. С. 45.
5. Шустов М.А. Светодиодный амплитудно-частотный анализатор. Радиоаматор-Конструктор. 2000. № 9–10. С. 14–15.
6. Шустов М.А. Многополосный квазифильтр на основе амплитудного мультиплексора. Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2001. № 11. С. 33–35.
7. Шустов М.А. Схемотехника. 500 устройств на аналоговых микросхемах. СПб.: Наука и Техника. 2013. 352 с.
8. 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 ЕНО, 2017; 2018. 392 St. (Сербия).
9. Шустов М.А. [Аналого-цифровой многоканальный частотный квазифильтр](#). РадиоЛоцман. 2021. № 1–2. С. 74–77.
10. Шустов М.А. [Аналого-цифровой квазифильтр клапанного типа](#). РадиоЛоцман. 2022. № 9–10. С. 82–83.

Интернет зародился в 1960-х годах. С чего все начиналось?

Cabe Atwell

Electronic Design

Концепция всемирной паутины, первоначально предложенная Николой Теслой в начале 1900-х годов, но была реализована лишь 60 лет спустя. Давайте совершим путешествие по истории Интернета.



В наши дни почти каждый человек в мире имеет доступ к Интернету и использует его для веб-серфинга, игр и всевозможных других задач. Но как все это появилось? Еще до того, как появились строительные блоки Интернета, инженеры рисовали в своем воображении глобальные сети данных.

В 1900-х годах Никола Тесла задумался о создании всемирной беспроводной системы. Затем, в 1930-х и 1940-х годах, появилась идея Пола Отлета (Paul Otlet) и Ванневары Буша (Vannevar Bush), касавшаяся системы хранения медиа и книг. Первые схемы Интернета мир увидел только в 1960-х годах.

ARPANET: Рассвет Интернета

Все началось в 1969 году. В то время Агентство перспективных исследовательских проектов (Advanced Research Projects Agency, ARPA), получившее финансирование от Министерства обороны США, сформировало проект ARPANET. В то время, когда

проектом руководил администратор ARPA Роберт Тейлор (Robert Taylor), фирма Bolt, Beranek, and Newman (BBN) помогала разрабатывать сетевое оборудование и программное обеспечение. Конечная цель ARPANET была проста – заставить компьютеры отправлять сообщения по сети на большие расстояния.

Для связи эти компьютеры использовали сетевой протокол NCP (Network Control Protocol), но у него были некоторые ограничения (Рисунок 1). Во-первых, он не мог адаптироваться к новым дополнениям, функциям или конфигурациям. Это означало, что для простого поддержания работоспособности его нужно было постоянно менять.



Рисунок 1. Узел коммутации пакетов (IMP) отправил первое сообщение в 1969 году.

Увеличение сетевого трафика также означало, что этот протокол плохо справлялся со своей задачей, поскольку в нем отсутствова-

ли механизмы маршрутизации и алгоритмы контроля перегрузок. Кроме того, возрастали риски утечки данных и несанкционированного доступа, поскольку в NCP не использовались средства защиты. И, наконец, NCP превратился в пожирателя пропускной способности, поскольку не мог эффективно использовать ресурсы.

В ARPANET использовалась коммутация пакетов – система, позволяющая компьютерам доставлять сообщения по сети. Два компьютера размером с дом – один в исследовательской лаборатории Калифорнийского университета в Лос-Анджелесе, а другой в Стэнфорде – подключились к сети 29 октября 1969 года, отправив и получив сообщение. Однако эта межузловая связь не сработала в полной мере. ARPANET попыталась отправить «LOGIN» на компьютер в Стэнфорде, но там получили только первые две буквы – «LO», после чего сеть ARPA вышла из строя.

Сообщения там, где есть @

Конечно, такой способ отправки сообщений стал интригующей концепцией для многих, в том числе и для специалистов. Поэтому они начали разработку усовершенствованных протоколов. Но им еще нужно было понять, каким образом сообщение достигнет нужного адреса.

В 1971 году программист ARPANET Рэй Томлинсон (Ray Tomlinson) решил, что использование символа «@» будет идеальным решением (Рисунок 2). И он оказался



Рисунок 2. Эти два компьютера ARPANET отправили друг другу первое в истории электронное сообщение.

прав. Этот метод позволял отделить имя пользователя от имени компьютера. Например, сообщения будут адресоваться как «username@computername», аналогично электронным письмам.

Первоначально университеты и научно-исследовательские институты использовали электронную почту для общения внутри своих сетей. Поскольку это оказалось практичным, программисты начали работать над способом доставки электронной почты вне этих сетей. По мере развития Интернета электронная почта стала важной частью общения. Только в 1990-х годах электронная почта получила более широкое распространение, так как интернет-провайдеры стали предлагать услуги электронной почты бесплатно.

В схватку вступает TCP/IP

В конце концов, к сети присоединились компьютеры университетов Калифорнии и Юты. В 1970-х годах к проекту ARPANET подключились дополнительные университеты, исследовательские центры и правительственные учреждения.

К 1974 году технология получила развитие благодаря предложению объединить похожие сети, и в это внесли свой вклад инженеры-программисты Винт Серф (Vint Cerf) и Боб Канн (Bob Kahn). Оба изобрели протокол управления передачей и интернет-протокол (TCP/IP) – стандартную коммуникационную модель, предназначенную для передачи данных по сетям.

С 1 января 1983 года ARPANET начала использовать TCP/IP, а инженеры работали над созданием «сети сетей», которая трансформировалась в современный Интернет. Протокол TCP/IP обеспечивал лучшую гибкость, повышенную безопасность, совместимость, масштабируемость и универсальность. Все эти факторы сделали его основным протоколом, заменившим NCP для улучшения связи.

Однако переход с NCP на TCP/IP не произошел мгновенно. Это связано с тем, что архитектура сети требовала обновления. В то же время шлюзы протоколов, известные как трансляторы, позволяли компьютерам на базе NCP отправлять сообщения компьютерам на базе TCP/IP.

Пространство доменных имен

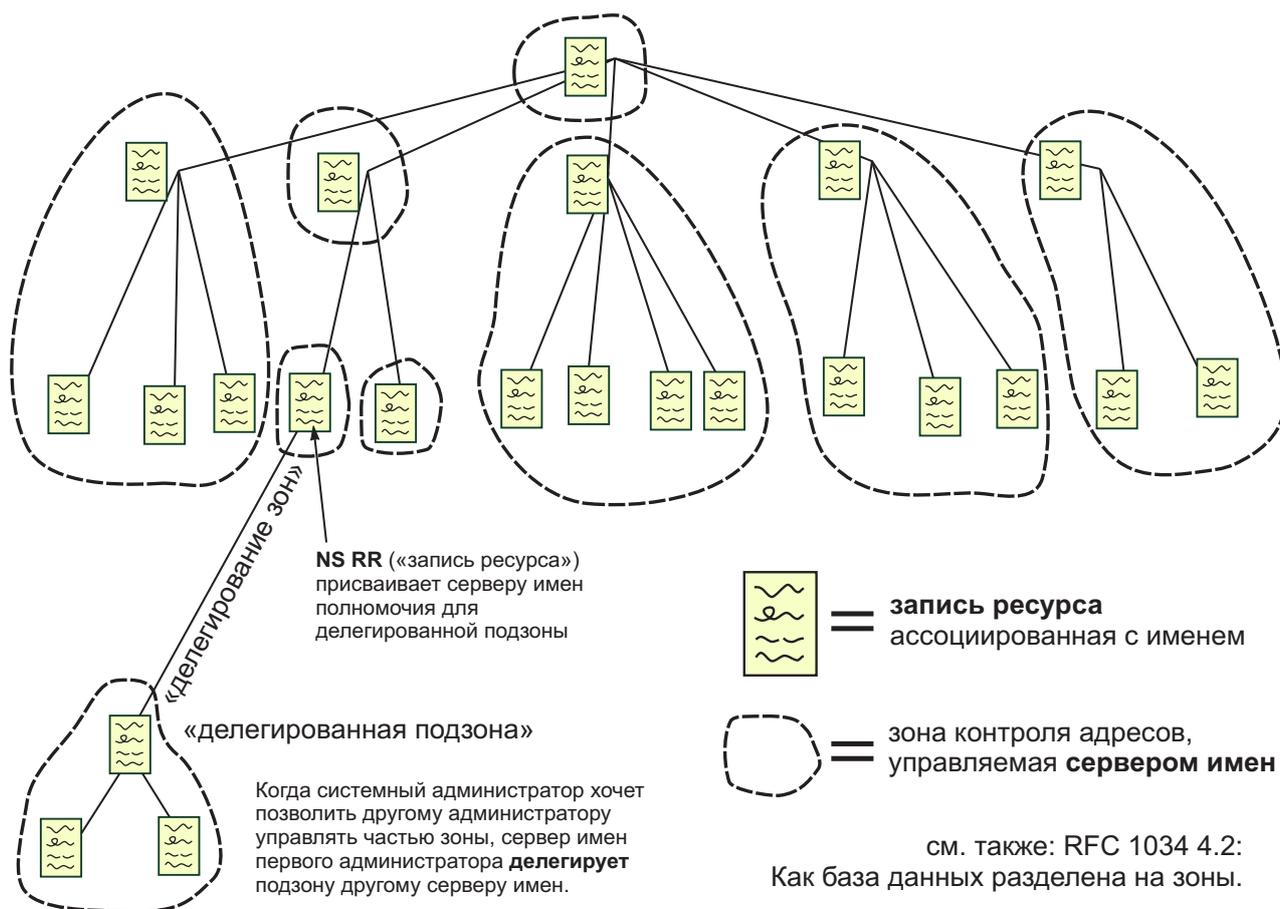


Рисунок 3. Упрощенная схема DNS (системы доменных имен).

Первый модем для ПК, финансирование NSF и DNS

В 1977 году мир Интернета пережил переходный момент, когда появился первый модем для ПК под названием Hayes 80-103A, изобретенный Деннисом Хейсом (Dennis Hayes) и Дейлом Хезерингтоном (Dale Heatherington). Постепенный отказ от ARPANET начался в 1980-х годах, когда ее цели были достигнуты. Все оставшиеся сети послужили предшественниками современного Интернета.

В 1980-х годах Интернет финансировался Национальным научным фондом (NSF), а не армией США. В это время NSF инвестировал в сети дальней связи, которые с 1981 по 1994 год служили основой Интернета. Затем развитие Интернета взял на себя частный сектор.

В 1984 году была внедрена система доменных имен (DNS), ставшая важнейшей частью Интернета. Она преобразовала доменные имена в удобочитаемые IP-адреса, заменив файловую систему Hosts.txt. Таким образом, пользователи могли вводить адрес веб-сайта, а не запоминать его числовой адрес.

IP-адреса, разработанные в рамках этого протокола, представляют собой строку символов, присвоенную устройству, подключенному к сети (Рисунок 3). В 1981 году Интернет-протокол версии 4 (IPv4) стал стандартом, и по мере развития Интернета началось внедрение IP-адресов.

Гипертекстовая система революционизирует Всемирную паутину

В 1989 году сотрудник ЦЕРНа Тим Бернерс-Ли (Tim Berners-Lee) придумал, как

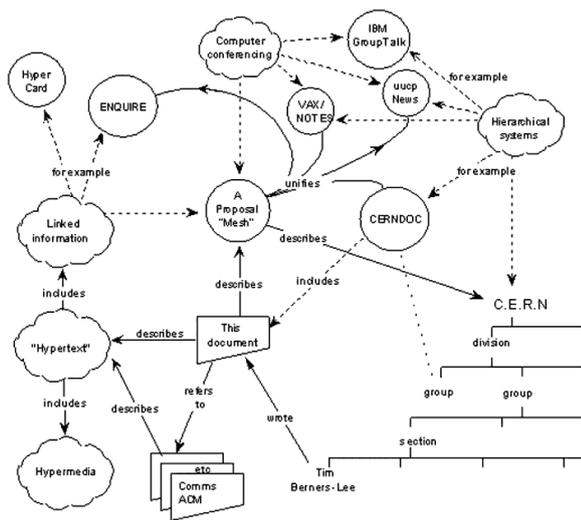


Рисунок 4. Блок-схема того, как мог бы работать Интернет, представленная Тимом Бернерсом-Ли.

люди смогут узнавать и использовать Интернет (Рисунок 4). Его предложение заключалось в разработке сетевой гипертекстовой системы, позволяющей пользователям связываться и получать доступ к документам на компьютерах ЦЕРНа. Основные принципы и компоненты Всемирной паутины, предложенные Бернерсом-Ли, включали HTML, HTTP, URL и децентрализованную систему, хранящую данные, к которым можно получить доступ с подключенного к ней компьютера.

Этот метод эффективен, поскольку не требует обязательной централизации серверов, а расширение и масштабирование Интернета становится проще. Идея Бернерса-Ли была реализована в 1990 году, когда он запрограммировал Всемирную паутину, используя эту концепцию. **РЛ**

Цепь стабилизации без резистивного делителя

Frederik Dostal

Новая архитектура контура управления разработана для получения напряжения с очень низким уровнем шума. Она может быть использована как в линейных, так и в импульсных регуляторах. В дополнение к низкому уровню, шум становится независимым от установленного выходного напряжения. Это также позволяет получать очень низкие выходные напряжения вплоть до 0 В.

Преобразователи напряжения обычно содержат контур управления для поддержания заданного выходного напряжения независимо от изменений входного напряжения или тока нагрузки.

Для измерения выходного напряжения часто используется резистивный делитель. Один из них изображен на Рисунке 1, где показана схема понижающего преобразователя. В этом контуре управления резистивный делитель (R_{FB1} и R_{FB2}) стабилизирует выходное напряжение на уровне, заданном внутренним опорным напряжением (V_{REF}). Это опорное напряжение обычно устанавливается равным 1.2 В, 0.8 В или 0.6 В. Выходной сигнал усилителя ошибки (операционный усилитель на Рисунке 1) затем подается на

схему, которая управляет временами коммутации силовых ключей (MOSFET).

Долгое время этот традиционный метод регулирования был стандартным. Однако теперь существует более совершенная альтернатива, которая обеспечивает множество преимуществ для преобразователей энергии, включая импульсные регуляторы и стабилизаторы с низким падением напряжения (LDO). На Рисунке 2 показана новая концепция, которая основана на архитектуре с единичным усилением, где выходное напряжение подается непосредственно на усилитель ошибки. Выходное напряжение регулируется с помощью резистора (R_{SET}), подключенного к внутреннему источнику питания. Такая конфигурация позволяет стабилизировать

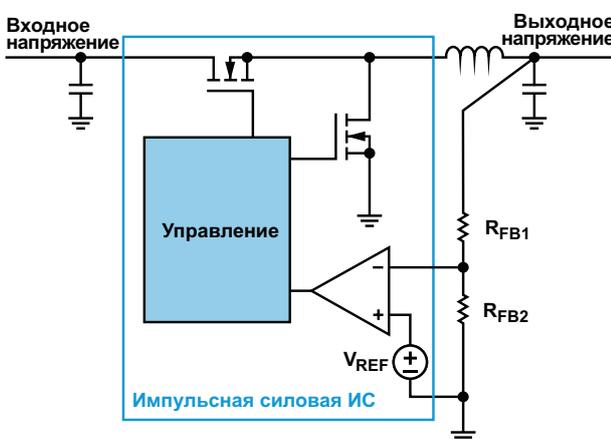


Рисунок 1. Контур управления преобразователем напряжения с резисторным делителем.

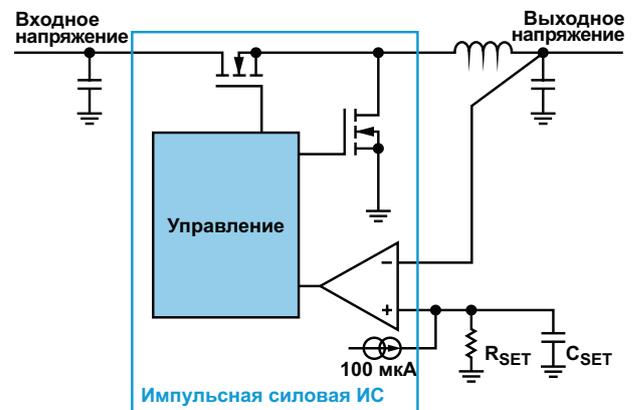


Рисунок 2. Контур управления преобразователем напряжения с архитектурой единичного усиления.

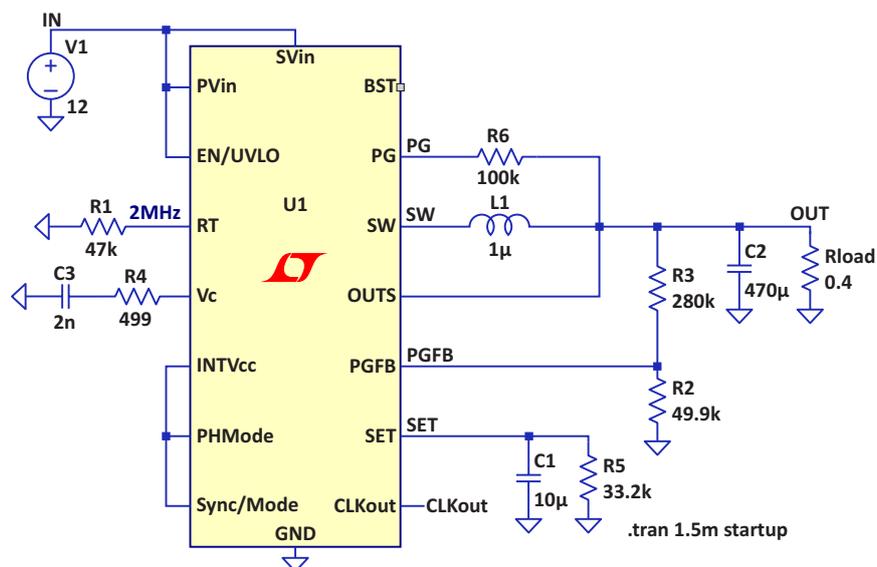


Рисунок 3. Импульсный стабилизатор Silent Switcher третьего поколения с архитектурой единичного усиления.

выходное напряжение до 0 В, в отличие от предыдущего метода с использованием резистивного делителя, показанного на Рисунке 1, где минимальное регулируемое выходное напряжение равно потенциалу внутреннего источника опорного напряжения.

Еще одним преимуществом является способность создавать меньше шумов на низких частотах до 100 кГц. С помощью емкости C_{SET} происходит усреднение низкочастотных помех от внутреннего источника тока, что существенно снижает их уровень.

В этой новой архитектуре резисторы резистивного делителя не вносят дополнительных шумов, что делает поведение шума в значительной степени независимым от выходного напряжения. Следовательно, низкочастотный шум не увеличивается при повышении выходного напряжения.

Во многих сверхмалозумящих линейных стабилизаторах компании Analog Devices, таких как LDO стабилизатор LT3045 с входным напряжением 20 В и выходным током 500 мА, используется эта технология управления петлей обратной связи. Новые понижающие импульсные регуляторы из третьего поколения семейства Silent Switcher, такие

как LTC8625S, разработаны с использованием этого инновационного подхода.

На Рисунке 3 показан импульсный стабилизатор Silent Switcher третьего поколения LT8625S, смоделированный с помощью бесплатной программы моделирования LTspice. Этот импульсный преобразователь напряжения поддерживает входное напряжение до 18 В и может отдавать в нагрузку ток до 8 А. В диапазоне от 10 Гц до 100 кГц он создает на выходном напряжении низкочастотный шум 4 мкВ с.к.з. Кроме того, он имеет встроенный прецизионный источник тока с точностью $\pm 0.8\%$ во всем допустимом диапазоне температур от -40°C до $+125^\circ\text{C}$.

В схеме на Рисунке 3 выходное напряжение устанавливается с помощью резистора R5 на выводе SET. Следует отметить наличие резистивного делителя R3, R2 между выходным напряжением и выводом PGFB. Этот делитель не влияет на контур управления, а используется только для работы вывода PG (Power Good, питание в норме). **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT3045](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT8625S](#)

Активное мультиплексирование экономит входы

Jean-Bernard Guiot

EDN

В приложениях управления микроконтроллерам часто приходится считывать состояние переключателей. В типичной конфигурации к обоим переключателям подключены подтягивающие резисторы, чтобы задать высокие или низкие уровни сигналов для считывания микроконтроллером. В схеме на Рисунке 1 к управляющему выходу подключены два переключателя. Когда оба переключателя разомкнуты, резисторы R_1 и R_2 задают на входе неопределенный уровень напряжения между низким и высоким, который при напряжении питания 5 В составляет 1.5 В. Таким образом, здесь аналоговый вход предпочтительнее цифрового. При показанных на рисунке номиналах компонентов через резисторы протекает ток 0.5 мА, даже когда оба переключателя разомкнуты. Чтобы получить общий ток, нужно умножить это значение на количество используемых входов.

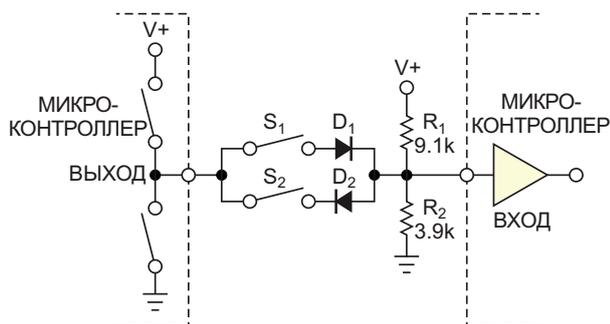


Рисунок 1. В этой схеме к управляющему выходу подключены два переключателя.

На Рисунке 2 показана альтернативная схема. В ней добавлен инвертирующий логический элемент, который изменяет полярность сигнала управляющего выхода на про-

тивоположную на входах микроконтроллера. Инвертор имеет четко определенные уровни входных порогов. Это дает возможность использовать обычные логические входы вместо аналоговых. Сопротивления резисторов можно выбрать настолько высокими, насколько позволяют входные характеристики, но при этом они должны оставаться достаточно низкими, чтобы не ухудшить помехоустойчивость. Когда оба переключателя разомкнуты, или управляющий выход находится в высокоимпедансном состоянии, ток, протекающий через резистор, представляет собой только тот ток, который поступает на вход микроконтроллера.

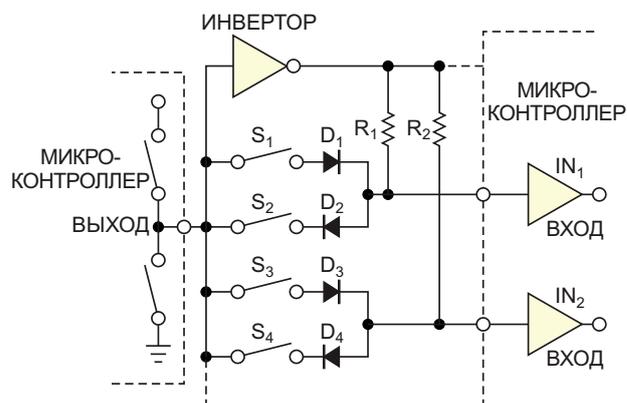


Рисунок 2. Инвертор изменяет полярность сигнала управляющего выхода на противоположную на входах микроконтроллера.

На переключение состояний сигнала расходуется энергия, поэтому изменяйте состояния только при считывании переключателей. В противном случае оставляйте входы и выходы в высокоимпедансном состоянии. Если в конструкции есть кулачковые переключатели,

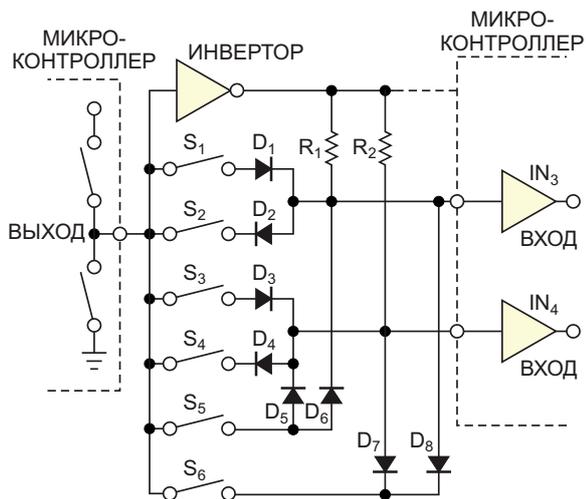


Рисунок 3. Эту схему можно использовать, чтобы уменьшить количество входов, кодирующих переключатели.

которые никогда не замыкаются одновременно, обратиться к схеме на Рисунок 3, чтобы уменьшить количество входов, кодирующих

Таблица 1. Таблица истинности возможных состояний

Выход	IN ₃	IN ₄	Переключатель
1	1	0	1
0	0	1	2
1	0	1	3
0	1	0	4
1	1	1	5
0	0	0	6

переключатели. Возможные состояния представлены в Таблице 1 (таблице истинности).

Эту схему можно расширить до любого количества переключателей и входов. С помощью трех переключателей можно считать состояние 12 входов. Можно также смешать схемы, показанные на Рисунках 2 и 3, на одном микроконтроллере, разделив независимые переключатели (Рисунок 2) и «сцепленные» переключатели (Рисунок 3) на разных входах. **ПЛ**

Точка максимальной мощности

John Dunn

EDN

Представьте, что у вас есть источник напряжения, последовательно соединенный с некоторым внутренним сопротивлением

источника, подающий питание в переменную нагрузку. Взаимосвязь между напряжением нагрузки, током нагрузки и током ячейки может быть представлена Рисунком 1.

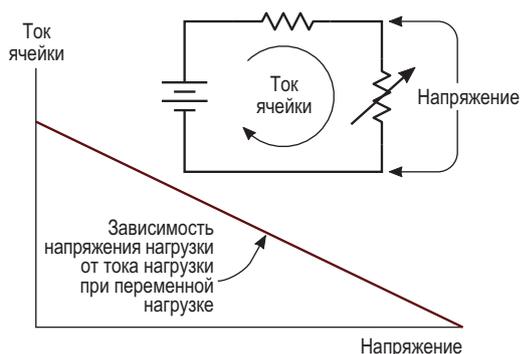


Рисунок 1. Зависимость напряжения нагрузки от тока ячейки и нагрузки для цепи, в которой источник напряжения последовательно соединен с некоторым внутренним сопротивлением источника, подающего питание в переменную нагрузку.

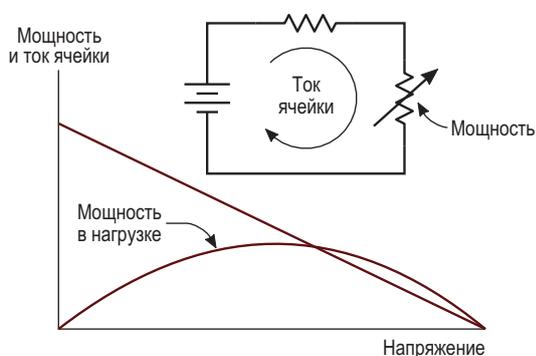


Рисунок 2. Мощность нагрузки (напряжение нагрузки \times ток нагрузки) в зависимости от тока ячейки и нагрузки.

Если умножить напряжение нагрузки на ток нагрузки, мы увидим зависимость мощности, отдаваемой в нагрузку, от сопротивления нагрузки, и в результате получим кривую, похожую на перевернутую суповую миску (Рисунок 2).

Для определенного значения сопротивления источника мы можем построить на нашем графике горизонтальную линию (Рисунок 3).

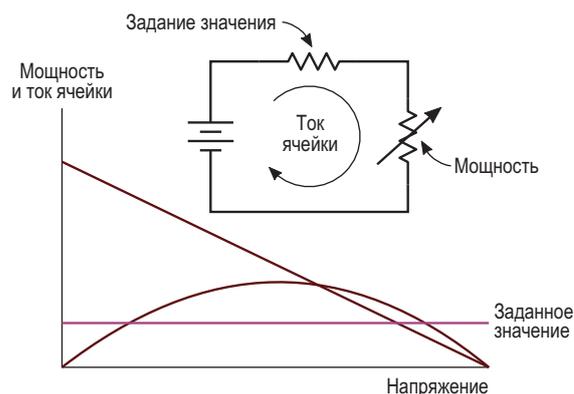


Рисунок 3. Добавление определенного числового значения к сопротивлению источника.

Если мы затем добавим кривую для построения графика переменного значения сопротивления нагрузки (Рисунок 4), то обнаружим, что точка максимальной отдаваемой в нагрузку мощности соответствует равен-

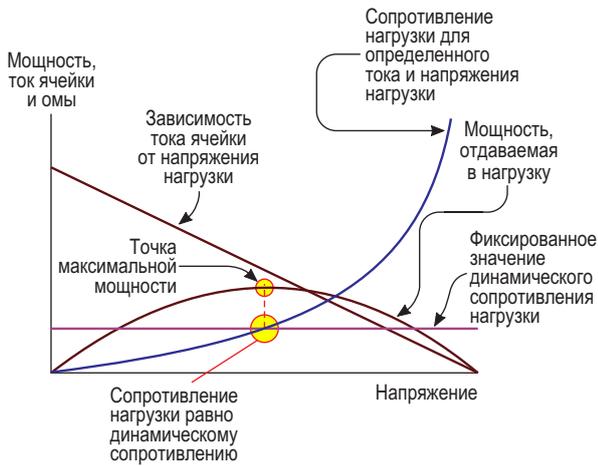


Рисунок 4. Определение точки максимальной мощности путем нахождения равенства между сопротивлением нагрузки и внутренним сопротивлением источника.

ству между сопротивлением нагрузки и сопротивлением источника. Конечно, так и должно быть, но мы также должны отметить, что интересующее нас равенство на самом деле имеет место между сопротивлением нагрузки и *динамическим*, а не статическим значением сопротивления источника,

Последнее замечание может показаться тривиальным, но, как мы сейчас покажем, оно вовсе не тривиально.

На сайте Linear Technology (сегодня это название вызывает теплые воспоминания) по теперь уже недействующему URL-адресу мы получили следующий набросок характеристик фотоэлектрической сборки, показанный на Рисунке 5.

Графически извлекая некоторые числа из кривой зависимости тока от напряжения и

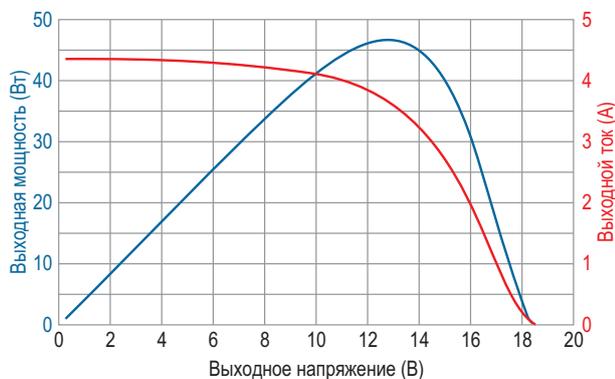


Рисунок 5. Кривая мощности фотоэлектрической панели Solec S-70C при ориентации на солнце.

подгоняя к этим числам аппроксимирующую формулу, мы получаем Рисунок 6.

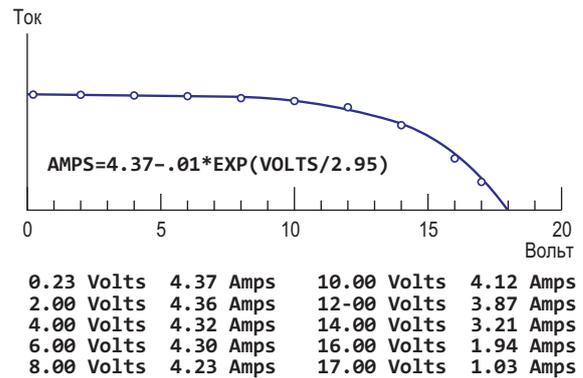


Рисунок 6. Числовое представление фотоэлектрического устройства, показанного на Рисунке 5.

Снова умножаем напряжение нагрузки на ток ячейки и нагрузки, чтобы увидеть кривую мощности, поступающей в нагрузку, а также рисуем кривую динамического сопротивления фотоэлектрического устройства (Рисунок 7).

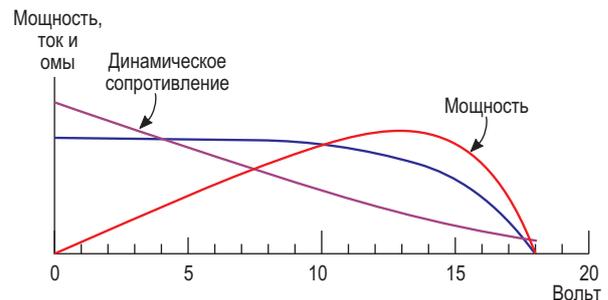


Рисунок 7. Кривые тока, мощности и динамического сопротивления для фотоэлектрического устройства Solec S-70C. Динамическое сопротивление фотоэлектрического устройства здесь больше не является статической горизонтальной линией, которую мы видели на Рисунке 3.

Обратите внимание, что динамическое сопротивление фотоэлектрического устройства больше не является горизонтальной линией. Теперь динамическое сопротивление фотоэлектрического устройства стало переменной величиной. Мы также отмечаем, что кривая мощности больше не симметрична, а наклонилась вправо от наблюдателя.

Определив точку максимальной мощности нагрузки, или точку пиковой мощности, мы получим Рисунок 8.

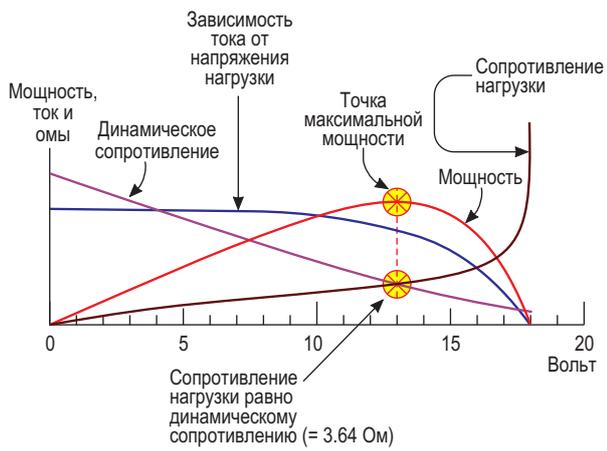


Рисунок 8. Определение точки максимальной мощности для фотоэлектрического устройства Solec S-70C.

Мы обнаружили, что точка максимальной мощности находится там, где сопротивление нагрузки равно *динамическому* внутреннему сопротивлению фотоэлектрического устройства.

Если вы хотите получить от фотоэлектрического устройства как можно больше мощности, сопротивление нагрузки должно соответствовать *динамическому* внутреннему сопротивлению этого устройства.

Обратите внимание, что для того, чтобы сделать эти эскизы более наглядными, сопротивление по вертикальной оси представлено не линейно в омах, а пропорционально $\log(1 + \text{Ом})$. **РЛ**

Почему 45 градусов? Обзор устойчивости контуров обратной связи в операционных усилителях

Jerry Madalvanos

Planet Analog

Одно из эмпирических правил гласит, что для обеспечения устойчивости операционных усилителей запас по фазе должен составлять 45 градусов. В других рекомендациях по проектированию утверждается, что лучший вариант – это 60 градусов, а в третьих – что достаточно 30 градусов. Все эти цифры являются попытками обеспечить устойчивую работу в диапазоне изменений параметров, но давайте рассмотрим факторы, влияющие на устойчивость, и как появились эти основные правила.

Прежде всего, давайте коротко напомним, что такое запас по фазе. Запас по фазе – это фаза коэффициента усиления петли обратной связи на частоте, где петлевое усиление равно 0 дБ. Чтобы обеспечить стабильность петли обратной связи, обратная связь должна оставаться отрицательной. Существуют внутренние и внешние факторы, смещающие фазу контура обратной связи, и если фаза смещается достаточно сильно, то кажущаяся полярность отрицательной обратной связи может смещаться все ближе и ближе к положительной обратной связи.

Опережение по фазе выражается положительным значением, а отставание – отрицательным. Факторами, влияющими на фазовый сдвиг, являются фазовая задержка, присутствующая отрицательной обратной связи, фазо-

вая задержка, вносимая доминирующими и недоминирующими полюсами коэффициента усиления усилителя без обратной связи (A_{OL}), и фазовый сдвиг, вносимый компонентами, внешними по отношению к усилителю.

Фазовый сдвиг в контуре обратной связи можно наглядно представить с помощью круговой (секторной) диаграммы, поскольку 360 градусов фазового сдвига хорошо соответствуют 360 градусам окружности (Рисунок 1). Каждый источник фазового сдвига

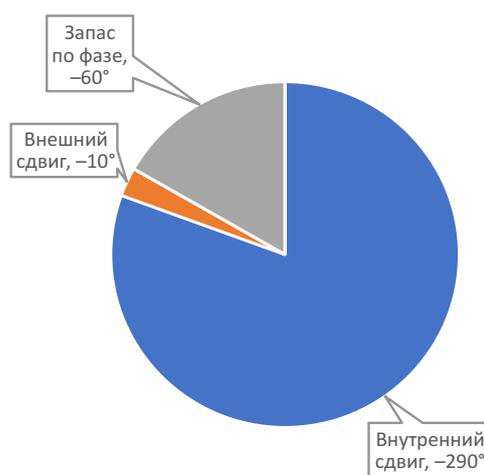


Рисунок 1. Секторная диаграмма фазового сдвига контура обратной связи усилителя с числами, обозначающими градусы фазового сдвига.

будет все больше и больше увеличивать площадь, занимаемую на диаграмме. По достижении сдвига в 360 градусов весь сектор запаса по фазе израсходуется, и схема станет неустойчивой. Отставание по фазе выражается как отрицательный фазовый сдвиг, а опережение – как положительный.

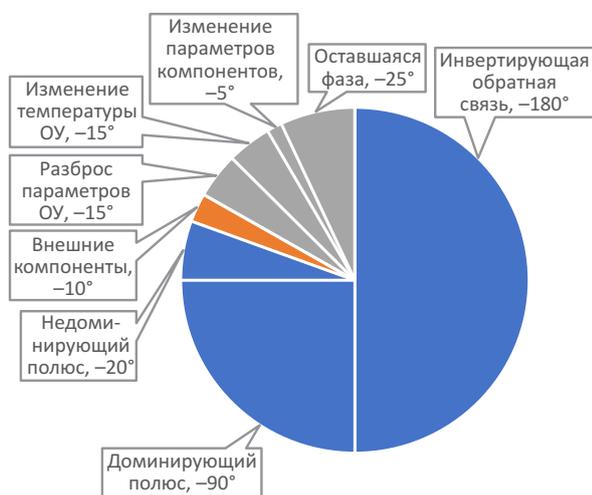


Рисунок 2. Расширенная секторная диаграмма фазового сдвига контура обратной связи усилителя.

Из Рисунка 2 видно, что если общий сдвиг для отрицательной обратной связи составляет -180 градусов, -90 градусов для доминирующего полюса A_{OL} , -20 градусов для не доминирующего полюса A_{OL} и -10 градусов вносятся внешними компонентами, то до того, как фазовый сдвиг достигнет -360 градусов и обратная связь станет положительной, останется -60 градусов.

Какой доминирующий фактор или факторы, обусловленные производственным разбросом параметров, влияют на устойчивость контура в классической двухполюсной аппроксимации усилителя? Два наиболее значимых параметра, влияющих на устойчивость контура, – это A_{OL} и выходной импеданс усилителя при разомкнутой обратной связи (Z_O).

Наиболее распространенной схемой коррекции в операционных усилителях является компенсация эффекта Миллера, которая подразумевает установку конденсатора в цепи отрицательной обратной связи (обычно параллельно второму каскаду усиления) для того, чтобы сместить доминирующий полюс

вниз по частоте без необходимости использования на кристалле конденсаторов большой емкости. Конденсатор, параллельный внутреннему каскаду усиления, называется конденсатором Миллера.

Но поскольку кремниевые производственные процессы оптимизированы для создания транзисторов, а точность кремниевых пассивных компонентов намного ниже, чем транзисторов, основным фактором, определяющим влияние температуры и производственного разброса на изменение A_{OL} , будет дисперсия емкости конденсатора Миллера, а также некоторое изменение максимального значения A_{OL} входного каскада.

Хотя компенсация эффекта Миллера снижает необходимость создания на кремнии конденсаторов очень большой емкости, это приводит к большому разбросу значений A_{OL} из-за производственного разброса и температурной зависимости емкости конденсатора Миллера. Рассматривая Рисунок 3, можно заключить, что наихудшим случаем для устойчивости усилителя будет сочетание большого значения A_{OL} с низкой емкостью конденсатора Миллера, приводящее к росту частоты единичного усиления.

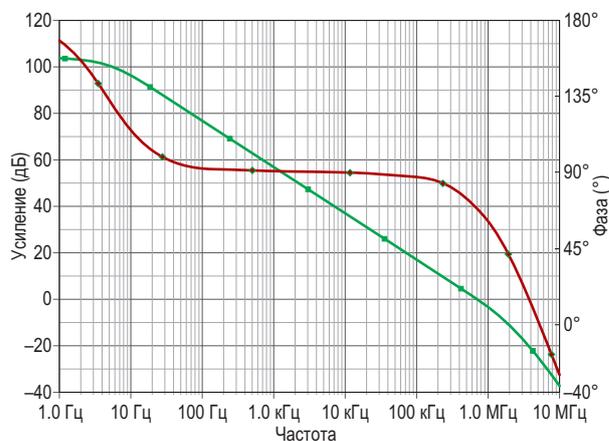


Рисунок 3. Диаграмма Боде типичного операционного усилителя.

Это означает, что фазовый сдвиг, вносимый не доминирующими полюсами на высокой частоте, будет сильнее ухудшать фазу петли обратной связи.

Согласно эмпирическому правилу, вариации полосы пропускания операционных усилителей в пределах 30% обусловлены производственным разбросом параметров, и еще

30% – температурной зависимостью параметров. Выходной импеданс усилителя без обратной связи устанавливается внутренними цепями смещения, параметры которых имеют разброс, поэтому хорошим приближением учета его влияния на фазовый сдвиг является значение примерно 15%. Именно из-за разброса этих факторов, а также из-за сдвигов некоторых других параметров усилителя, неизбежных в процессе производства, рекомендуется 45-градусный запас по фазе.

Рекомендуемые запасы по фазе в 30 и 60 градусов имеют свои преимущества и недостатки: 30 градусов означают большую величину выброса, связанного с производственными и температурными факторами, а также потенциальную возможность того, что небольшое количество изготовленных систем может оказаться неустойчивым. Однако это может дать более быстрое установление. С другой стороны, запас по фазе в 60 градусов уменьшит максимальную величину выброса на выходе усилителя, но из-за более сильного демпфирования такой системы

компромиссом будет увеличенное время установления.

В большинстве случаев хорошим правилом является 45 градусов запаса по фазе. Для высокоскоростных приложений с жестким выходным контролем допустимо значение фазового сдвига в 30 градусов. Для чувствительных систем, не допускающих перерегулирования, может быть полезно при проектировании предусмотреть запас по фазе в 60 градусов.

Вариации емкости конденсатора Миллера приводят к большим изменениям в положении доминирующего полюса в операционном усилителе. Это, в сочетании с вариациями коэффициента усиления входного каскада, может привести к тому, что системы с недостаточным запасом по фазе станут неустойчивыми.

Запас по фазе в 45 градусов защитит вашу конструкцию от проблем, вызванных большими производственными разбросами параметров компонентов. **РЛ**

Цепи защиты входов операционного усилителя могут шуметь

Art Kay

Planet Analog

Большинство операционных усилителей имеют входные и выходные диоды защиты от электростатических разрядов (ЭСР), показанные на Рисунке 1. Эти диоды предназначены для защиты от повреждения электростатическими разрядами во время тестирования устройства и сборки изделия.

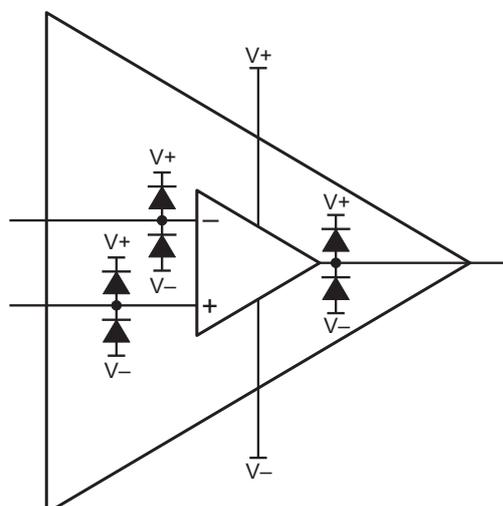


Рисунок 1. Операционные усилители имеют входные и выходные диоды защиты от электростатических разрядов.

ЭСР может привести к возникновению очень большого тока в диоде ЭСР-защиты, но только в течение наносекунд. И хотя ЭСР-диоды рассчитаны на то, чтобы выдерживать импульсы ЭСР, более длительные электрические перенапряжения потребуют дополни-

тельных внешних компонентов. Большинство входных диодов защиты от ЭСР рассчитаны на непрерывный ток 10 мА, но при электрических перенапряжениях ток часто значительно превышает 10 мА.

Один из распространенных подходов, используемых для ограничения избыточного входного тока операционного усилителя, заключается в том, чтобы просто подключить токоограничивающий резистор на вход и ограничитель бросков напряжения (супрессор, TVS-диод) на каждую шину питания (Рисунок 2). Резистор ограничит входной ток, но часть избыточного напряжения все равно

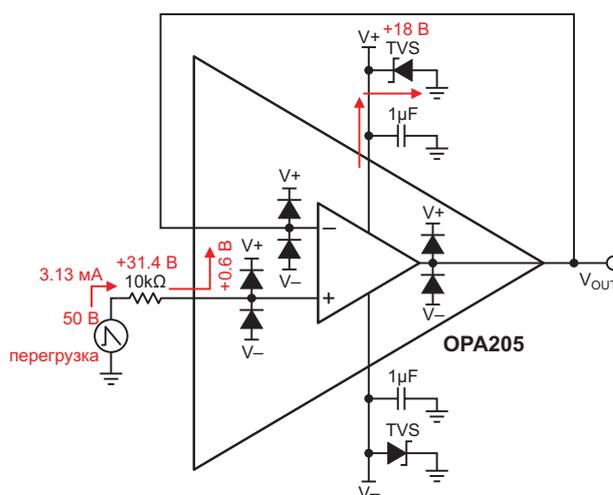


Рисунок 2. В показанной схеме защиты от электрических перегрузок используется прецизионный операционный усилитель OPA205.

попадет на источник питания. TVS-диод защитит источник питания от бросков напряжения, проникающих через ЭСР-диоды.

TVS-диод нужен потому, что многие стабилизаторы напряжения не способны поглощать ток и не могут реагировать достаточно быстро, чтобы защитить источник питания. Сопротивление резистора, необходимого для защиты операционного усилителя, зависит от величины входного сигнала перегрузки. Большие сигналы перегрузки потребуют больших сопротивлений.

В примере на Рисунке 2 используется резистор 10 кОм для ограничения тока до безопасного уровня 3.13 мА при сигнале перегрузки 50 В. Использование схемы защиты на Рисунке 2 может быть очень эффективным, но имеет несколько ограничений.

Резистор внесет ошибку смещения по постоянному току из-за входного тока смещения I_B операционного усилителя. Эта ошибка будет добавляться непосредственно к входному напряжению смещения V_{OS} операционного усилителя и ограничивать точность схемы по постоянному току. Еще одним ограничением резистивной защиты входа является то, что резисторы генерируют тепловой шум. Плотность шума $e_{nR_{in}}$ рассчитывается по формуле (1) как

$$e_{nR_{in}} = \sqrt{4kTR_{IN}}. \quad (1)$$

Затем следует сравнить этот шум с характеристикой спектральной плотности шума операционного усилителя, взятой из его технического описания.

В примере, показанном на Рисунке 2, входной шум, указанный в техническом описании, составляет 7.2 нВ/√Гц, а резистор производит 12.8 нВ/√Гц. Таким образом, общий шум e_{nTotal} будет определяться в первую очередь защитным резистором и будет намного выше, чем шум одного только операционного усилителя.

$$e_{nTotal} = \sqrt{(7.2 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}})^2 + (12.2 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}})^2} = 14.7 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}. \quad (2)$$

Схема защиты входа с помощью полевых транзисторов с р-п переходом (junction field-effect transistor, JFET), показанная на Рисун-

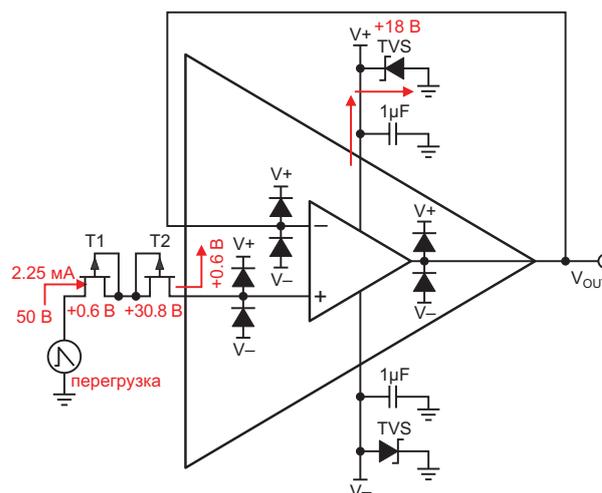


Рисунок 3. Схема защиты входа на JFET показана в условиях неисправности.

ке 3, – это подход, позволяющий обеспечить надежную защиту входа при минимизации ошибок, обусловленных шумами базового тока I_B и резисторов. Схема с JFET имеет низкое сопротивление, когда через нее не протекает ток, но с увеличением тока сопротивление быстро возрастает.

Таким образом, в нормальных рабочих условиях цепь JFET будет иметь низкое сопротивление и вносить минимальный шум и ошибку I_B . В случае неисправности сопротивление устройства JFET будет быстро увеличиваться, ограничивая ток и защищая схему. После устранения неисправности JFET вернется в свое нормальное состояние с низким сопротивлением.

Такую схему можно построить на дискретных JFET, но она также бывает встроена в некоторые усилители. В общем случае, если вы видите в техническом описании усилителя слова «защита входа от перегрузки по напряжению», это означает защиту входа с помощью JFET. Использование интегрированной защиты позволяет сэкономить площадь печатной платы, уменьшить трудозатраты на проектирование и в целом снизить общие расходы.

Обзор фундаментальных основ JFET

Чтобы понять, как работает защита на JFET, давайте рассмотрим некоторые основы JFET. В этой статье речь пойдет о р-канальных JFET-устройствах, но тот же подход применим и к приборам с n-каналом при

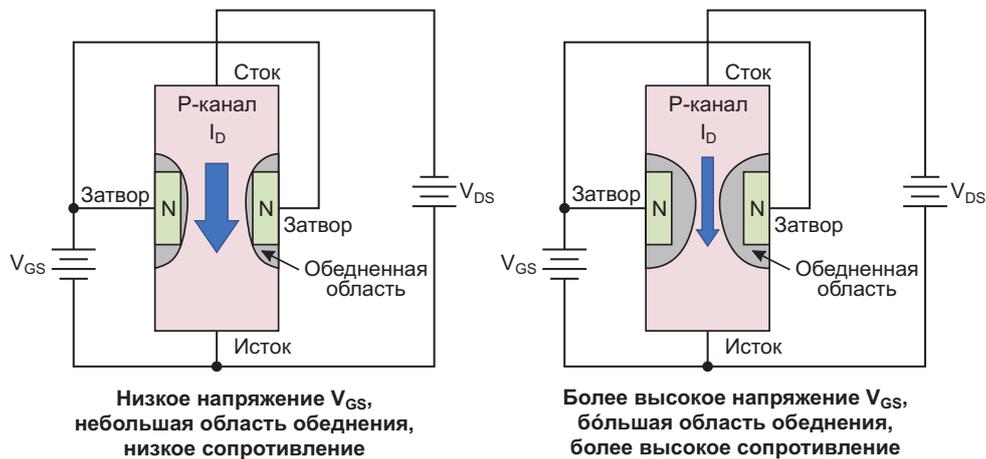


Рисунок 4. Сравнение области сопротивления и области обеднения.

обратной полярности включения. JFET можно рассматривать как сопротивление, управляемое напряжением, где сопротивление канала регулируется напряжением затвор-исток (V_{GS}) и напряжением сток-исток (V_{DS}).

Важно понимать, что JFET работает в режиме обеднения. Переход затвор-исток смещен в обратном направлении, что создает обедненную область, ограничивающую ток канала I_D . Увеличение обратного напряжения смещения увеличит область обеднения, что увеличит сопротивление канала. Наименьшее сопротивление имеет место при $V_{GS} = 0$ В, когда обедненная область очень мала, как показано на Рисунке 4.

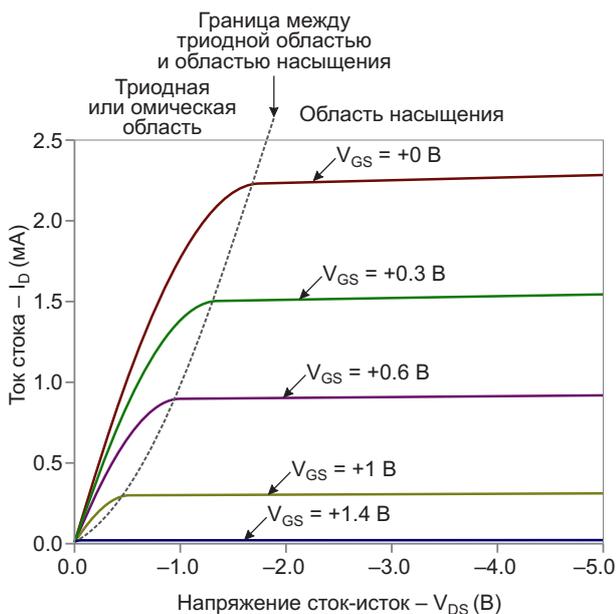


Рисунок 5. Характеристики р-канального JFET, на которых выделены области омического сопротивления и насыщения.

Регулировка напряжения V_{DS} также повлияет на область обеднения. При более низком V_{DS} канал действует как резистор, и говорят, что транзистор находится в омической или триодной области. В омической области увеличение V_{DS} приведет к пропорциональному увеличению тока стока I_D , как и в случае с резистивной защитой (см. левую часть Рисунка 5).

При более высоком напряжении V_{DS} канал отсекается, и говорят, что транзистор находится в области насыщения. В области насыщения ток через транзистор остается относительно постоянным в широком диапазоне напряжений сток-исток (см. правую часть Рисунка 5).

Как упоминалось ранее, у JFET переход затвор-исток обычно смещен в обратном направлении. При прямом смещении JFET перестанет работать как транзистор, и кривые на Рисунке 5 будут неприменимы. В этом случае JFET превратится в обычный диод с р-п-переходом с прямым падением напряжения около 0.6 В, а ток будет ограничен внешними компонентами.

Вообще, режима работы с прямым смещением лучше избегать, но в случае схемы защиты входа один из транзисторов при наличии сигналов перегрузки становится смещенным в прямом направлении.

Работа схемы защиты на JFET

Схема защиты входа на JFET на Рисунке 3 показана в условиях неисправности. В этом примере рассматривается случай, когда входное напряжение перегрузки равно +50 В, а

операционный усилитель питается от источника ± 18 В. Транзистор Т1 работает как прямосмещенный диод, а Т2 – как JFET в области насыщения при $V_{GS} = 0$ В.

Если считать, что вольтамперная характеристика транзисторов цепи защиты соответствует показанной на Рисунке 5, то ток I_D ограничен значением приблизительно 2.25 мА при $V_{GS} = 0$ В и $V_{DS} > -1,5$ В (область насыщения). Таким образом, JFET защищают операционный усилитель от повреждений, поскольку ограничивают входной ток до значения, меньшего, чем указанный в техническом описании максимальный ток 10 мА. Ток, протекающий при $V_{GS} = 0$ В, определяется как I_{DSS} , поэтому для защиты входа операционного усилителя требуется выполнение условия $I_{DSS} < 10$ мА.

Эффект от входного напряжения перегрузки -50 В будет таким же, за исключением того, что транзистор Т2 будет прямосмещенным диодом, а Т1 будет находиться в области насыщения. В состоянии перегрузки JFET будет действовать как токоограничивающий резистор, сопротивление которого увеличивается с ростом напряжения перегрузки и поддерживает постоянный ток менее 10 мА.

Во время нормальной работы оба JFET будут находиться в омической области и иметь относительно низкое сопротивление. Кроме того, при нормальной работе ток через JFET будет равен входному току смещения операционного усилителя (обычно в диапазоне от фемтоампер до наноампер). Можно графически оценить сопротивление омической области, посмотрев на наклон кривой I_D при $V_{GS} = 0$ В.

Для транзистора, показанного на Рисунке 5, сопротивление в омической области составляет приблизительно 500 Ом ($R_{DS} = 1$ В/2 мА = 500 Ом). И наоборот, в условиях неисправности, показанных на Рисунке 3, JFET находится в области насыщения, и его сопротивление составляет приблизительно 13.7 кОм.

Важным моментом является то, что в нормальных условиях работы сопротивление JFET мало, следовательно, тепловой шум будет низким (для 500 Ом). В условиях неисправности сопротивление велико, но в этом случае тепловой шум не имеет значения, так как усилитель не работает нормально, и резистор нужен только для защиты операционного усилителя от повреждения.

Выбор JFET для дискретной схемы защиты

В некоторых операционных усилителях, таких как OPA206, имеется встроенная защита на JFET. Если же встроенной JFET-защиты в усилителе нет, вам может понадобиться создать собственную схему защиты. Если не обращать внимания на тепловой шум или смещение от входного тока нельзя, можно использовать схему защиты на JFET. Если шум и ошибка от входного тока I_B не вызывают беспокойства, можно просто использовать защитный резистор большого сопротивления, как показано на Рисунке 2.

Решив, что вам нужна JFET-защита входа, вы должны убедиться, что максимальный ток насыщения сток-исток (I_{DSS}) составляет менее 10 мА, чтобы JFET в достаточной степени ограничивал входной ток в случае перегрузки. Кроме того, поскольку один из двух JFET будет иметь переход затвор-исток, смещенный в прямом направлении, вы должны убедиться, что максимально допустимый прямой ток затвора I_{GF} меньше I_{DSS} .

Удостоверьтесь, что не превышены максимально допустимые напряжения сток-затвор и исток-затвор. Наконец, рассчитайте сопротивление в омической области при $V_{GS} = 0$ В, чтобы убедиться, что сопротивление в условиях отсутствия перегрузок приемлемо с точки зрения погрешности.

Влияние на стоимость и технические характеристики

Чтобы понять разницу в стоимости и технических характеристиках операционного усилителя со встроенной цепью защиты на JFET и без нее, давайте сравним микросхему OPA205 с микросхемой OPA206. В обоих устройствах используется один и тот же операционный усилитель, но OPA206 содержит дополнительные JFET защиты входов. При рассмотрении спецификаций этих двух устройств основное различие заключается в характеристиках входного шума и устойчивости к электрическим перегрузкам.

Спектральная плотность шума для усилителя OPA205 составляет 7.2 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, а для OPA206 – 8 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$. Имеет место некоторая деградация шумовых характеристик, но она существенно меньше, чем та, которая могла

бы возникнуть при использовании токоограничивающего резистора с большим сопротивлением. Схема защиты позволяет OPA206 выдерживать максимальные напряжения, выходящие на 40 В за пределы шин питания, в то время как OPA205 без внешней защиты допускает превышение входных напряжений над напряжениями шин питания всего на 0.5 В. Цена OPA206 примерно на \$0.07 выше, чем OPA205, из-за наличия дополнительной схемы.

Чтобы реализовать схему защиты на дискретных JFET, потребуется приобрести два транзистора. Как правило, это два устройства в корпусе SOT-23, которые занимают на печатной плате примерно ту же площадь, что и сам операционный усилитель. Кроме того, стоимость этих двух устройств, скорее всего, превысит стоимость дополнительной защиты в интегрированном решении.

Таким образом, в целом лучше выбирать интегрированный вариант защиты, если он доступен, и выбирать защиту на дискретных JFET в тех случаях, когда интегрированное решение недоступно, а простое решение с резистором неприемлемо с точки зрения шума.

Используйте операционный усилитель со встроенной JFET-защитой входа

Защита операционного усилителя от перегрузок стала очень распространенным требованием в современных аналоговых системах. Однако в этих системах также часто требуется низкий уровень шума и высокая точность по постоянному току, а простая резистивная защита входа делает достижение этой цели сложной задачей. Использование внешней защиты на JFET – хороший способ получить и то и другое.

Однако внешняя защита увеличивает стоимость и площадь печатной платы. Лучшим решением будет использование усилителя с интегрированной JFET-защитой входа, поскольку это защитит вход, сохранит хорошие характеристики, минимально увеличит стоимость и минимизирует площадь печатной платы. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA205](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA206](#)

Устройство возведения в степень $+n$ и $-n$, где $n = 1, 2, 3, \dots$

Михаил Шустов, г. Томск

Предложена схема устройства, позволяющего возвести входной сигнал в степень $+n$ и $-n$, где $n = 1, 2, 3, \dots$

Устройство, показанное на Рисунке 1, позволяет возводить уровень входного сигнала в целочисленную степень от 1 до n , где $n = 1, 2, 3, \dots$, что может быть использовано, например, в аналоговых вычислительных машинах, а также ряде иных устройств, использующих в своей работе арифметические преобразования.

Устройство содержит последовательно включенную совокупность базовых элементов, каждый из которых содержит операционные усилители DA1.1 и DA1.2, а также резисторы R и потенциометры R_{VAR} . Номиналы всех резисторов R одинаковы, как и номиналы потенциометров R_{VAR} . Изменение коэффициентов передачи $K(+)$ и $K(-)$ осуществляется синхронной регулировкой потенциометров R_{VAR} . Напряжение на выходах базового элемента $U_{ВЫХ}(n)$ определяется из выражения:

$$U_{ВЫХ}(n) = U_{ВХ} K^{\pm n},$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$,

$$K(+)=\frac{R+R_{VAR}}{R}; K(-)=\frac{R}{R+R_{VAR}}.$$

При использовании двух последовательно включенных базовых элементов показатели степеней для первого элемента равны $n = \pm 1$; а второго $n = \pm 2$. Соответственно, на выходах базового элемента m эти показатели равны $\pm(m+1)$.

Наибольшую проблему при практической реализации устройства возведения в степень представляет обеспечение синхронности и пропорциональности регулировки сопротивления потенциометров R_{VAR} во всех базовых элементах конструкции. Раннее такую регулировку можно было обеспечить за счет механического объединения осей регулирующих элементов. В настоящее время задачу эту можно решить значительно проще, поскольку имеется богатый выбор электрически управляемых потенциометров. **РЛ**

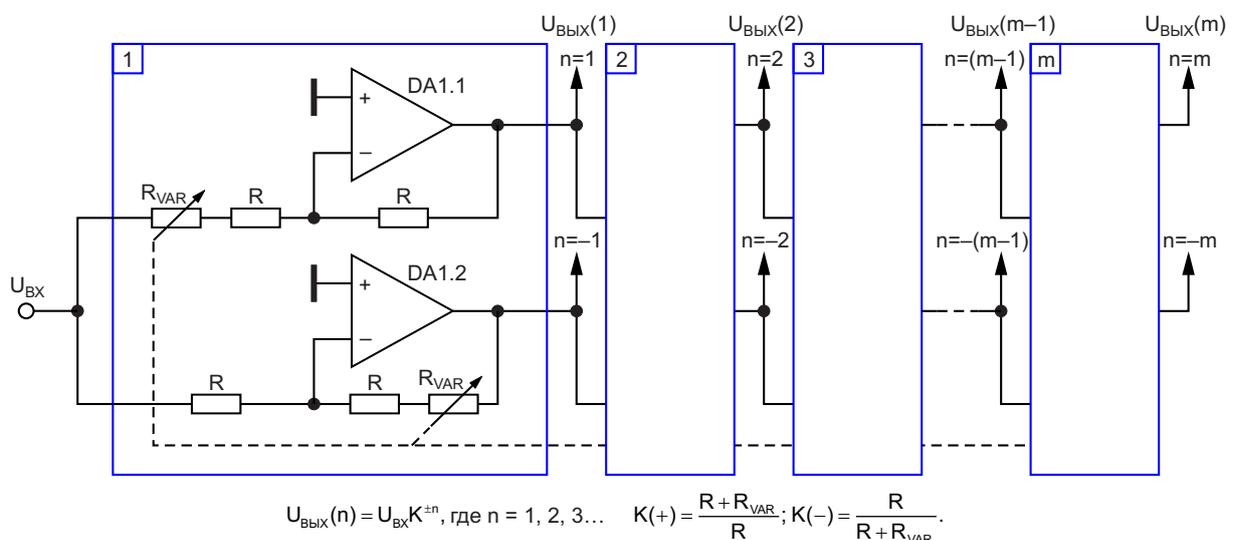


Рисунок 1. Устройство возведения в степень $+n$ и $-n$, где $n = 1, 2, 3, \dots$

Внешняя синхронизация действует как делитель частоты и улучшает работу генератора

Michael Wyatt

EDN

Внешняя синхронизация [1] может не только улучшить стабильность частоты генератора и фазовый шум, но и действовать как селективный делитель частоты [2], [3].

Примеры простого двухтранзисторного LC-генератора Пельца (Рисунок 1), действующего как селективный делитель частоты, можно найти в статьях [4] и [5].

Ввод сигнала выполняется с помощью последовательной RC-цепочки из резистора 10 кОм и конденсатора 0.01 мкФ, подключенной к общим эмиттерам транзисторов Q1 и Q2 2N3906. Небольшие нелинейности внутри генератора позволяют осуществлять выбо-

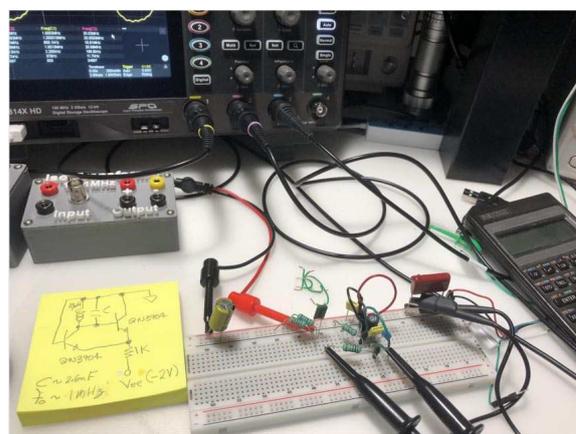
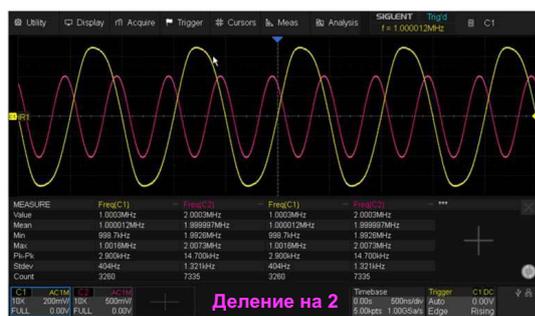


Рисунок 1. Генератор Пельца, описанный в [4], состоит всего из 5 компонентов.



Деление на 2



Деление на 3

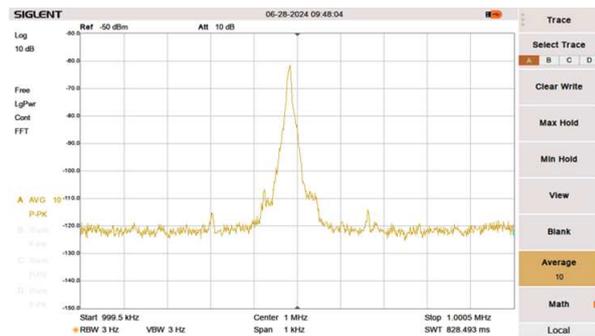


Деление на 5

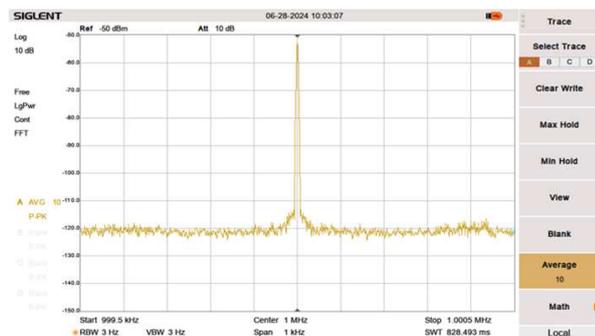


Деление на 10

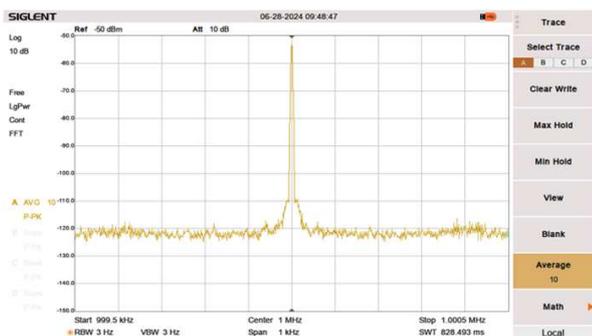
Рисунок 2. Примеры деления частоты на 2, 3, 5 и 10 без каких-либо изменений номиналов компонентов или схемы. Это возможно из-за небольших нелинейностей внутри генератора, которые позволяют осуществлять выборочную синхронизацию и деление частоты.



Несинхронизированный генератор



Синхронизированное деление на 3



Синхронизированное деление на 10

Рисунок 3. Спектральный анализ сигналов генератора в несинхронизированном режиме и при работе в качестве частотно-селективного делителя на 3 и на 10 при внешней синхронизации. При работе в качестве частотно-селективного делителя наблюдается заметное снижение фазовых шумов.

рочную синхронизацию частоты и деление без дополнительных активных компонентов. На Рисунке 2 показаны примеры деления частоты на 2, 3, 5 и 10, соответственно, без каких-либо изменений номиналов компонентов или схемы!

Внешняя синхронизация также улучшает фазовый шум генератора, даже когда он работает в качестве делителя. На Рисунке 3 показаны некоторые результаты, полученные при работе генератора в несинхронизированном режиме и при работе в качестве частотно-селективного делителя.

В тестовой установке в качестве источника сигнала использовался универсальный генератор сигналов произвольной формы SDG2042X, а в качестве устройств отображения – цифровой осциллограф SDS814X HD и анализатор спектра SSA3021X Plus. Конечно, эта технология не заменит полноценного цифрового делителя, но может найти применение в крайнем случае, когда требуется деление частоты или улучшение стабильности и фазовых шумов простых генераторов. **ПЛ**

Ссылки

1. Razavi, B. "[A study of injection pulling and locking in oscillators.](#)" Proceedings of the IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference, 2003., pp. 305–312.
2. "EEVblog Electronics Community Forum." [SMD Test Fixture for the Tektronix 576 Curve Tracer](#) – Page 1.
3. "EEVblog Electronics Community Forum." [Injection Locked Peltz Oscillator with Bode Analysis.](#)
4. Michael Wyatt. [Простой генератор из 5 компонентов работает при напряжении ниже 0.8 В](#)
5. Michael Wyatt. "[Investigating injection locking with DSO Bode function.](#)"

Spice модель дифференциальной микрополосковой линии

Vittorio Ricchiuti

EDN

Дифференциальная передача сигналов является распространенным методом обеспечения высокой помехоустойчивости критических сигналов в высокоскоростных цифровых системах на печатных платах. Дорожки печатной платы, по которым передаются дифференциальные сигналы, часто представляют собой связанные микрополосковые линии, причем дорожки расположены между двумя опорными плоскостями (Рисунок 1). Полосковые линии востребованы, поскольку они обеспечивают хорошую защиту от электромагнитных помех и электростатических разрядов, а также позволяют в процессе производства строго контролировать допуски на геометрические размеры. К сожалению, в PSpice не имеется описываемой геометри-

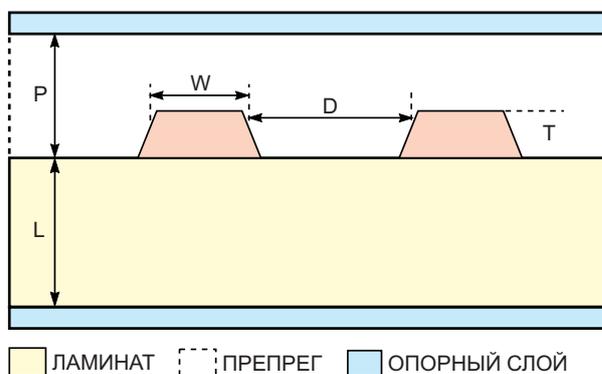


Рисунок 1. PSpice может моделировать связанные микрополосковые линии для определения импеданса и задержки распространения.

ческими параметрами модели связанных полосковых линий, передающих дифферен-

Листинг 1. PSpice модель дифференциальной полосковой линии

```
SUBCKT diff_stripline a1 a2 b1 b2 params: W=1u D=1u T=1u L=1u P=1 kc=1
+ er=4.6LEN=1
.func Pi() (4*atan(1))
.func A(x) {1+log(1+1/tanh(Pi()*D/(4*x+2*T)))/log(2)}
.func C(x) {2*log(2+T/(2*x)) - (T/(2*x+T))*log(T*(4*x+T)/(4*x**2))}
.func Z1(x) {60*Pi()*x/((sqrt(kc*er))*(W+(2*x+T)*C(x)*A(x)/(2*Pi())))}
T_T1 a1 0 b1 0
+Z0={2*Z1(L)*Z1(P-T)/(Z1(L)+Z1(P-T))}
+TD={(sqrt(er)/3.0e8)*LEN}
T_T2 a2 0 b2 0
+Z0={2*Z1I(L)*Z1(P-T)/(Z1(L)+Z1(P-T))}
+TD={(sqrt(er)/3.0e8)*LEN}
.ENDS diff_stripline
```

циальные сигналы. В результате для моделирования дифференциальной полосковой линии нужно использовать PSpice модель длинной линии (Tline) с параметрами (L, C, Lm, Cm), полученными с помощью программы расчета двумерных распределений поля. В Листинге 1 показана подсьема PSpice, которая представляет модель двух не имеющих потерь полосковых линий, разведенных дифференциально, как показано на Рисунке 1.

Эту подсьему можно использовать как для анализа переходных процессов, так и для частотного анализа. Входными параметрами модели являются геометрические размеры полосковых линий в метрах; относительная диэлектрическая проницаемость окружающей материала подложки ϵ_r , длина трассы в метрах и поправочный коэффициент k_c [1]. Модель вычисляет импеданс при нечетном возбуждении каждой полосковой линии (дру-

гими словами, импеданс одной полосковой линии, когда две полосковые линии передают дифференциальные сигналы) с максимальной погрешностью от 5 до 6%. Модель также рассчитывает задержку распространения. Нечетный импеданс каждой линии представляет собой параллельную комбинацию двух нечетных импедансов, рассчитанных относительно каждой опорной плоскости. Эмпирически определяемый поправочный коэффициент k_c учитывает несовершенство формул в модели при определении нечетного импеданса каждой линии. Поправочный коэффициент зависит от материала печатной платы и ее поставщика. **РЛ**

Ссылка

1. Ricchiuti, Vittorio, "Propagation of High-Speed Digital Signals on Printed Circuit Boards," Future Circuits International, Issue 5, June 1999.

Узкополосный перестраиваемый ВЧ-фильтр с обратимым переносом полосы частот

Михаил Шустов, г. Томск

Описан способ создания узкополосного высокочастотного фильтра с обратимым переносом полосы частот. Представлено несколько схем реализации таких устройств, в том числе с возможностью перестройки полосы пропускания высокочастотного фильтра.

Узкополосные высокочастотные фильтры используют в технике радиоприема, например, в цепях усилителей промежуточной частоты, ретрансляторов, а также в некоторых приложениях контрольно-измерительной техники. Как известно, такие фильтры не отличаются высокой избирательностью и чаще всего представляет собой совокупность двух или более взаимосвязанных LC-контуров. Полоса пропускания таких контуров определяется невысокой добротностью катушек индуктивности. Такие фильтры обычно рассчитаны на работу в одной частотной области и не могут быть перестроены на иной диапазон частот.

Рассмотрим ниже возможность создания узкополосного высокочастотного фильтра, позволяющего перестраивать полосу пропускаемых частот. Высокочастотный фильтр с обратимым переносом полосы частот, Рисунок 1, содержит входной полосовой фильтр, условно показанный на рисунке в виде колебательного контура L1, C1. В идеале в качес-

тве такого входного устройства желательно использовать полосовой фильтр с П-образной амплитудно-частотной характеристикой.

Сигнал f_1 с входного фильтра поступает на усилитель – 1 и затем на смеситель – 2, на второй вход которого подается сигнал от гетеродина – 4. На выходе смесителя – 2 выделяются сигналы частотой $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$, а также менее выраженные сигналы частотой f_1 , f_2 и гармоники всех этих сигналов. Полосовой фильтр – 3 (или фильтр нижних частот) в зависимости от его настройки выделяет из набора этих частот: либо сумму частот $f_1 + f_2$, либо их разность $f_1 - f_2$, что предпочтительнее в плане повышения избирательности. Сигнал с выхода фильтра – 3 поступает на вход смесителя – 5, на второй вход которого поступает сигнал от гетеродина – 4. Соответственно, на выходе смесителя формируется восстановленный сигнал с частотой f_1 , который через усилитель – 6 подается на колебательный контур C2, L2 или фильтр, настроенный на частоту f_1 .

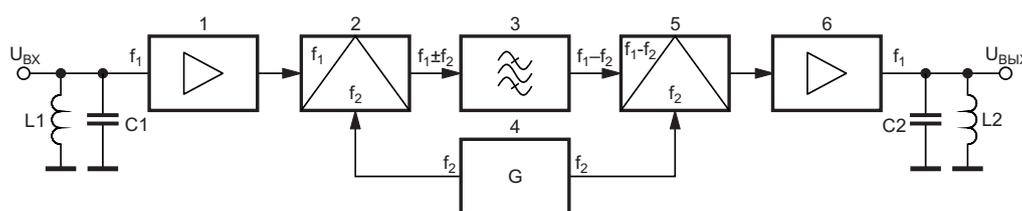


Рисунок 1. Узкополосный ВЧ-фильтр с обратимым переносом полосы частот: 1, 6 – каскады усиления; 2, 5 – смесители; 3 – полосовой фильтр; 4 – гетеродин.

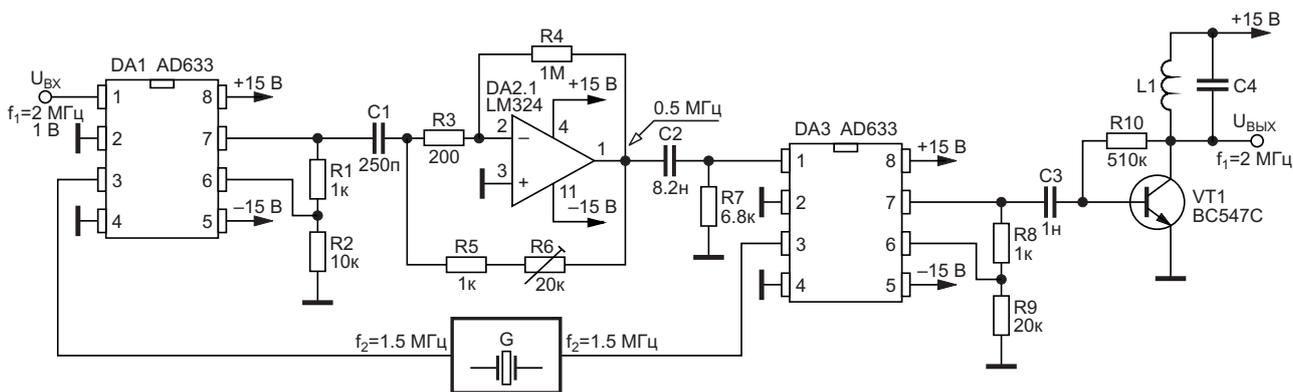


Рисунок 2. Электрическая схема ВЧ-фильтра с обратимым переносом частот с использованием микросхем AD633 и LM324.

В силу того, что полоса пропускания низкочастотного фильтра – 3 заведомо уже полосы пропускания входного фильтра, полоса пропускания всего устройства будет определяться свойствами низкочастотного фильтра – 3. В качестве такового фильтра могут быть использованы RC-, LC-, пьезокерамические, пьезоэлектрические, электромеханические (ЭМФ) и другие фильтры.

На Рисунке 2 приведена электрическая схема высокочастотного фильтра с переносом частот, в которой использованы микросхемы аналоговых перемножителей (смесителей частот) DA1, DA3 AD633. Для обеспечения стабильности частоты использован генератор с кварцевой стабилизацией на частоту 1.5 МГц, хотя стабильность частоты для данного устройства большого значения не имеет. В качестве фильтра использован RC-фильтр на микросхеме DA2.1 LM324, настроенный на частоту 0.5 МГц [1]. Сигнал со второго смесителя подается на усилитель-

ный каскад на транзисторе VT1 BC547C, нагрузкой которого является колебательный контур, настроенный на исходную частоту входного сигнала.

При подаче на вход устройства сигнала частотой 2 МГц на выходе первого смесителя формируется разностный сигнал с частотой 0.5 МГц, а также, как упоминалось ранее, сигнал частотой 3.5 МГц. Фильтр пропускает на свой выход сигналы с разностной частотой, равной 0.5 МГц, которые поступают на вход второго смесителя. На другой вход этого смесителя поступает сигнал от кварцевого генератора. На выходе смесителя образуются сигналы разностной и суммарной частот. Выходной сигнал суммарной частоты $f_1 = 2$ МГц избирательно выделяется на LC-нагрузке транзистора VT1 BC547C.

Второй ВЧ-фильтр с переносом частот, Рисунок 3, содержит два балансных смесителя [2] на транзисторах VT1 и VT2, а также VT3 и VT4 BC547C. При подаче на вход

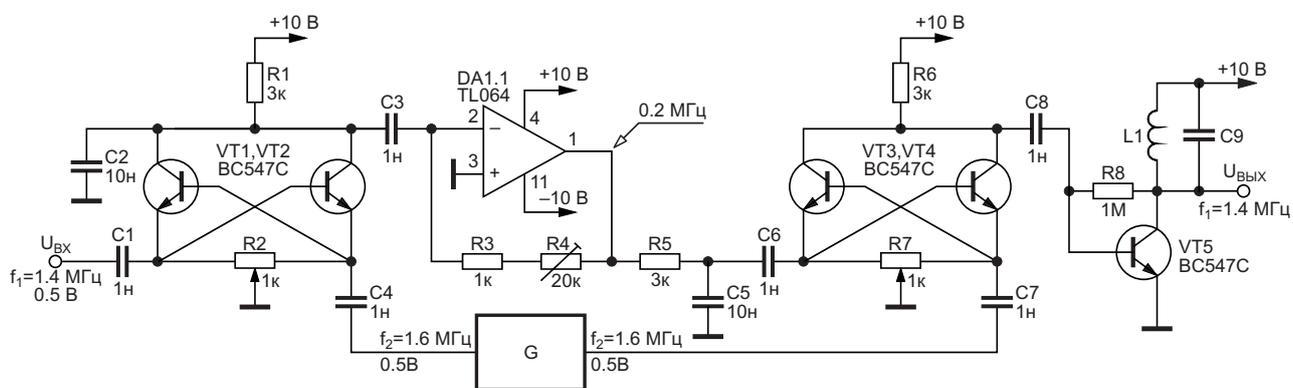


Рисунок 3. Электрическая схема ВЧ-фильтра с использованием балансных модуляторов на транзисторах.

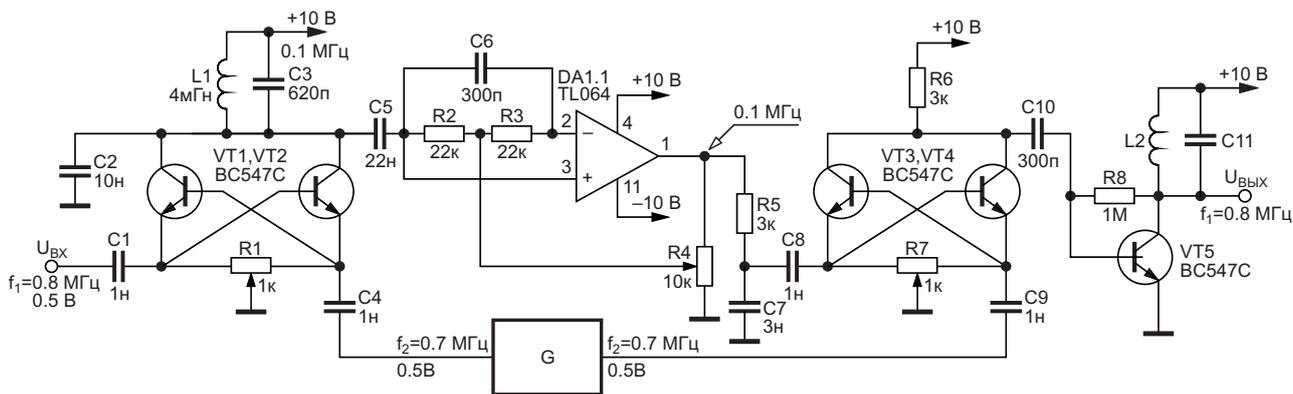


Рисунок 4. Перестраиваемый ВЧ-фильтр с обратимым переносом частот с использованием перестраиваемого фильтра промежуточной частоты на основе микросхемы TL064.

устройства сигнала частотой 1.4 МГц при частоте гетеродина 1.6 МГц на выходе первого смесителя выделяется разностный сигнал с частотой 0.2 МГц. Каскад на микросхеме DA1.1 TL064, разделяющий смесители, селективно усиливает частоту 0.2 МГц. Выходной каскад устройства отличий не имеет. При смешивании во втором смесителе сигналов частотой 0.2 и 1.6 МГц на выходе устройства получается восстановленный сигнал частотой 1.4 МГц.

На Рисунке 4 приведена схема подобного фильтра, который отличается иным построением смесителя, а также RC-фильтра промежуточной частоты [3]. На вход устройства подается сигнал частотой 0.8 МГц; частота гетеродина 0.7 МГц. Нагрузкой первого смесителя является резонансный контур, выделяющий частоту 0.1 МГц. Низкочастотный фильтр, выполненный на микросхеме DA1.1 TL064, настроен на частоту 0.1 МГц, хотя при помощи потенциометра R4 эта частота может

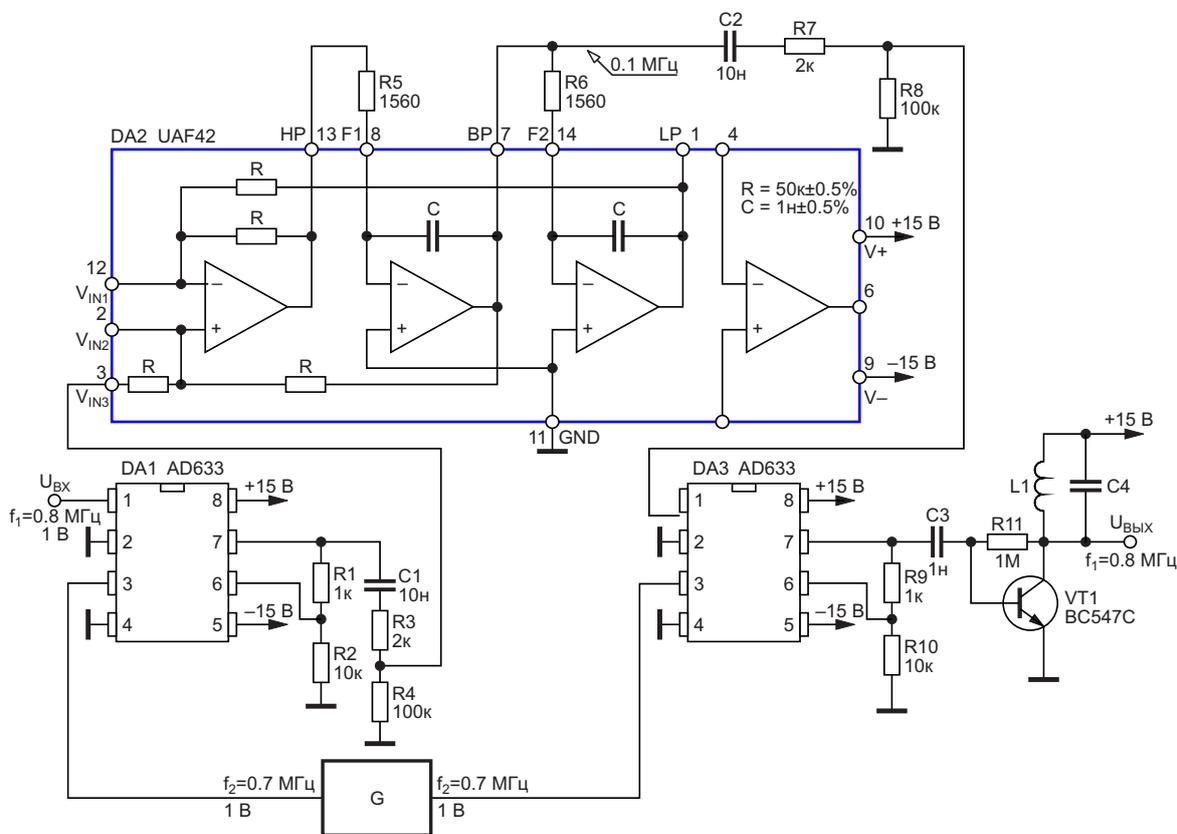


Рисунок 5. ВЧ-фильтр с обратимым переносом частот на микросхемах AD633 и UAF42.

быть отрегулирована в ту или иную сторону. При подаче на вход второго смесителя сигналов частотой 0.8 МГц с НЧ-фильтра и частотой 0.7 МГц от гетеродина на выходе устройства воссоздается сигнал частотой 0.8 МГц.

Очередной фильтр, Рисунок 5, выполнен полностью на специализированных микросхемах DA1, DA3 AD633, а также микросхеме универсального активного фильтра DA2 UAF42, включенного как полосовой фильтр. Максимум полосы пропускания фильтра на частоте 0.1 МГц устанавливается резисторами R5 и R6.

Таким образом, последовательный перенос ВЧ-полосы входных частот вначале на пониженные частоты, их фильтрация узкополосным перестраиваемым фильтром с последующим восстановлением полосы частот до исходного значения открывает возможность создания узкополосных перестраиваемых

ВЧ-фильтров. Использование фильтров с двойным переносом полосы частот позволит использовать их и в диапазонах СВЧ. **РЛ**

Литература

1. Shustov M.A. [Simple low-pass filters tunable with a single potentiometer](#). EDN. July 1, 2024.
2. Geisler L.E. Cross-coupled transistors form balanced mixer. Electronics. 1966. Oct. 17. P. 91; Балансный смеситель на транзисторах. Радио. 1967. № 12. С. 51; Electronics Australia. 1975. № 5. P. 61, 63.
3. Шустов М.А. [НЧ фильтры с перестройкой одним потенциометром](#). РадиоЛоцман. 2024. № 11–12. – С. 107–111.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD633](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL064](#)
4. [Datasheet Texas Instruments UAF42](#)

УНЧ АВ 100.

Новая жизнь старого усилителя

Игорь Кацай

Многим радиолюбителям со стажем хорошо знакомой простой и надёжной усилитель низкой частоты (УНЧ) Н. Трошина «с нестандартным включением ОУ». Однако в авторской версии он имеет несколько существенных недостатков: низкая выходная мощность (15 Вт) и высокий уровень искажений на малой громкости, вызванный малым током покоя. Впоследствии многими были предприняты попытки улучшить работу схемы. В частности, М. Сапожников предложил заменить в данной схеме авторский узел смещения и регулировки тока покоя (который был выполнен на четырёх диодах и под-

строечном резисторе) на два маломощных транзистора (VT1 и VT2), как делал это в своих схемах И. Акулиничев. В таком исполнении этот транзисторный шунт, управляемый напряжением на базах выходных транзисторов, ведёт себя как управляемый диод, что приводит к стабилизации токового режима выходного каскада (ВК), демпфированию коммутационных процессов, защите выходных транзисторов от токовой перегрузки и значительному сглаживанию импульсов переключения (даже при минимальном токе покоя). А ведь в том числе «переключательные» искажения приводят к появлению

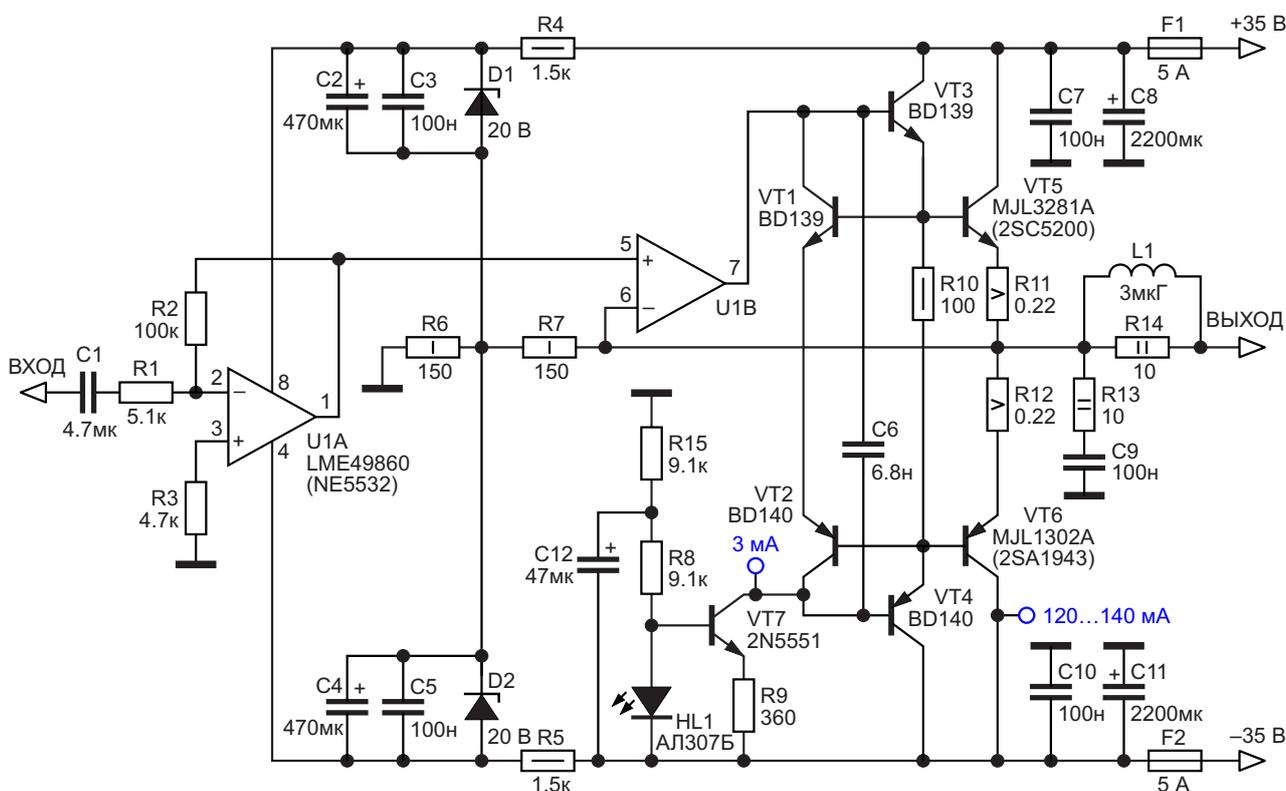


Рисунок 1. Схема УНЧ АВ 100.

высших гармоник, свойственных транзисторным схемам. Применение такого транзисторного шунта делает звучание УНЧ более чистым, ярким, прозрачным. А сам этот шунт – это максимально упрощённая реализация корректора нелинейных искажений Хауксфорда (N.J. Hawksford), пример применения которого можно найти по ссылке [1].

Но в том, что используется упрощённый вариант, есть и свои плюсы: отпадает необходимость тщательного подбора деталей и каких-либо регулировок. Сразу после сборки УНЧ готов к работе (при условии отсутствия ошибок монтажа и использовании исправных деталей). В своей схеме, изображённой на Рисунке 1, я заменил маломощные транзисторы VT1 и VT2 (работающие как узел местной обратной связи) на транзисторы средней мощности, так как с их помощью легче добиться хорошей тепловой связи, что необходимо для устойчивой термостабилизации ВК.

В таком виде ВК очень устойчив, не склонен к самовозбуждению, имеет стремящееся к нулю выходное сопротивление, полосу пропускания выше 1 МГц, высокую линейность, хороший запас по фазе и низкие искажения, которые не имеют линейной зависимости от сопротивления и вида нагрузки. Теперь при подаче питания ток покоя ВК автоматически устанавливается на уровне 120 мА, а при прогреве достигает 130...140 мА и далее не растёт.

Ещё одним источником повышенных искажений оригинальной схемы Трошина был сам операционный усилитель (ОУ), используемый как входная часть и усилитель напряжения, одновременно усиливающий и ток (незначительно, но всё же). Несмотря на то, что ОУ нагружен источником тока на транзисторе VT7. В предлагаемой схеме одна часть ОУ (U1A) является усилителем напряжения, а вторая (U1B) – повторителем напряжения в составе выходного усилителя тока. Такая компоновка облегчает режим работы ОУ, что приводит к значительному уменьшению искажений. Этому также способствует применение современных качественных компонентов.

Для значительного повышения мощности усилителя применены ОУ, уверенно работающие при питании ± 20 В (максимально допустимое питание для NE5532 ± 22 В, а для LME49860 – ± 23 В). Кроме того, применено

«плавающее» питание ОУ (вольтодобавка), реализованное с помощью резисторов R6 и R7. В таком виде максимальная мощность УНЧ достигает почти 110 Вт на нагрузке 4 Ом. Конечно, на такой мощности в домашних условиях вряд ли кто-то будет слушать музыку. Мощность нужна не для этого, а для того, чтобы минимизировать искажения при приемлемом уровне громкости и обеспечить большой динамический диапазон сигнала, не доводя усилитель до ограничения.

Напряжение питания УНЧ, напряжение стабилизации стабилитронов, тип ОУ, его коэффициент усиления (заданный R1R2) и номиналы делителя R6R7 подобраны таким образом, чтобы синфазное напряжение на входах ОУ в любом случае не выходило за рамки ОБР.

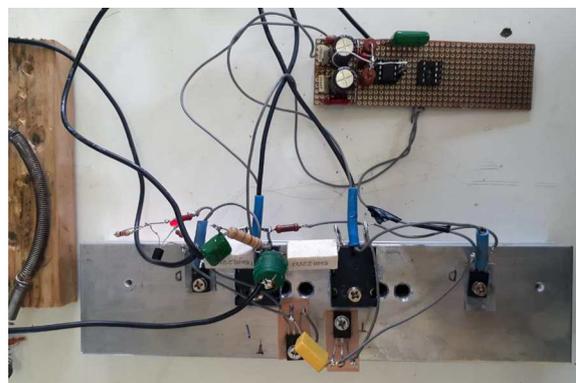


Рисунок 2. Фото макета УНЧ.

На Рисунке 2 представлено фото макета УНЧ при работе (с использованием ОУ NE5532 и выходных транзисторов 5200/1943), а на Рисунке 3 изображён полный сигнал усилителя на частоте 20 кГц при подключении в

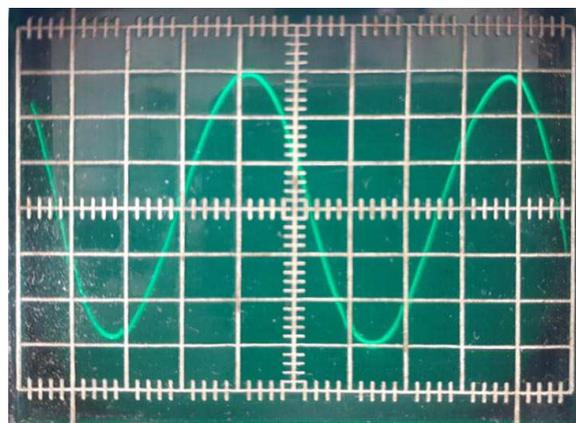


Рисунок 3. Сигнал 20 кГц.

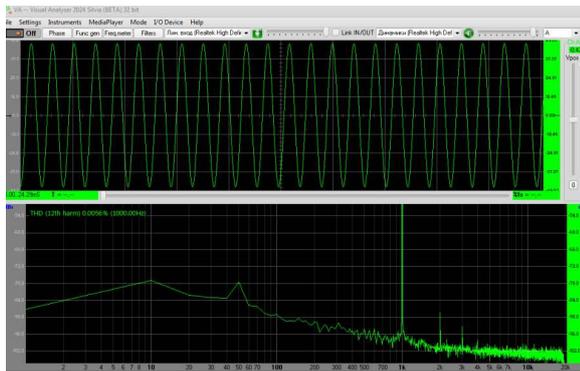


Рисунок 4. Спектр усилителя на частоте 1 кГц.

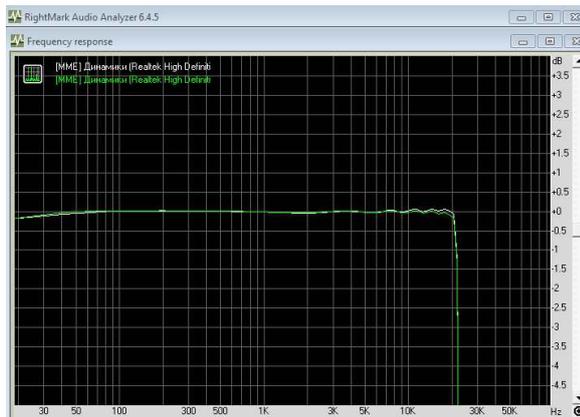


Рисунок 5. Частотный отклик.

качестве нагрузки проволочного сопротивления 4.2 Ом (предел осциллографа 10 В/дел.).

Спектр гармоник реального УНЧ на 1 кГц ниспадающий (Рисунок 4). По крайней мере, моя звуковая карта видит его так.

А на Рисунке 5 показан частотный отклик усилителя в звуковом диапазоне (карта-источник звука ограничена полосой 20 кГц).

Данный УНЧ не имеет выдающихся параметров, но он очень прост, надёжен и весьма неплохо звучит. А такой усовершенствованный ВК можно применить для конструирования и других усилителей, например, не имеющих в своём составе ОУ.

Если охватить усилитель петлёй общей ООС, общий уровень всевозможных искажений заметно снизится, но изменится и спектр: гармоники низких порядков сильно уменьшатся, а высоких – немного вырастут. Поэтому делать этого я не стал. Краткие характеристики УНЧ представлены в Таблице 1.

Входное сопротивление усилителя невелико, но большинство современных источни-

Таблица 1. Краткие характеристики УНЧ АВ 100

Мощность номинальная на нагрузке	4 Ом	100 Вт
	8 Ом	50 Вт
Гармонические искажения на частоте	1 кГц	0.006%
	20 кГц	0.009%
Входное сопротивление	5 кОм	
Уровень шума (видимый на спектре)	около -100 дБ	
Усиление	26 дБ	
Чувствительность	1.4 В (1 В эфф.)	

ков звука с этим легко справляется. К тому же входное сопротивление можно при необходимости увеличить, пропорционально увеличив номиналы R1 и R2. Если же есть желание сильно увеличить входное сопротивление УНЧ, но нет желания использовать в качестве R2 сопротивление с очень высоким номиналом, тогда вместо R2 можно использовать Т-мост из трёх резисторов, предварительно пересчитав номиналы. Главное, чтобы коэффициент усиления не превысил 20. При увеличении входного сопротивления можно уменьшить номинал конденсатора С1. Компенсирующий резистор R3 служит для выравнивания входных сопротивлений инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ. Он рассчитывается так:

$$R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}.$$

Питается УНЧ от обычного выпрямителя со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора, обеспечивающий ток 5 А и напряжение ± 35 В. Ёмкости конденсаторов фильтра 12000...15000 мкФ в каждом канале. Их желательно зашунтировать плёночными конденсаторами номиналом 0.1 мкФ.

Усилитель удерживает на выходе почти идеальный ноль (± 0.5 мВ), но всё же лучше дополнить его любым устройством защиты акустических систем, например, таким, который описан в [2], или использовать для питания автономный выпрямитель (точно такой же выпрямитель, только не подключать к «земле» среднюю точку вторичной обмотки трансформатора).

Катушка L1 наматывается витком к витку любым одножильным лакированным медным проводом диаметром 0.8 мм прямо на резисторе R14 в два слоя и состоит из 26...30 витков. Светодиод источника тока – любой красный.

Термостабилизация и возможные замены деталей

Рекомендованные замены ОУ и выходных транзисторов указаны на схеме. Однако применять можно и другие типы ОУ. Главное, чтобы они «умели» работать с единичным усилением, обеспечивали не меньшую нагрузочную способность, подходили по питанию и максимальному уровню входного сигнала. Выходные транзисторы подойдут и другие, но при этом может поменяться ток покоя. Но его легко изменить: увеличение номинала эмиттерных резисторов ведёт к уменьшению тока покоя и наоборот (допускается применение резисторов от 0.1 до 0.47 Ом). Кроме того, можно заменить VT1 и VT2 на транзисторы другого типа. Здесь необходимо помнить, что ток покоя зависит от площади кристалла этих транзисторов: чем она меньше, тем больше ток покоя УНЧ.

Все шесть транзисторов выходного каскада должны находиться на одном радиаторе и иметь с ним хороший тепловой контакт. Наилучший результат по термостабильности даёт размещение транзисторов в одну линию недалеко друг от друга в такой последовательности: VT3, VT1, VT5, VT6, VT2, VT4.

Для достижения хороших параметров желательно подобрать транзисторы ВК

попарно по коэффициенту усиления, и вообще использовать транзисторы с высоким коэффициентом усиления. Например, на корпусах транзисторов 5200/1943 должна быть маркировка «О».

После подачи питания необходимо удостовериться, что ток покоя усилителя и ток источника тока соответствуют отмеченным в схеме значениям. Делать это удобно, измеряя падение напряжения на соответствующих резисторах. А первую подачу питания проводить с осторожностью, согласно обычным в таких случаях рекомендациям. **РЛ**

Ссылки

1. Игорь Кацай. [Универсальный параллельный УНЧ с коррекцией искажений](#)
2. Игорь Кацай. [Универсальный блок защиты акустических систем](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LME49860](#)
2. [Datasheet Texas Instruments NE5532](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor 2N5551](#)
4. [Datasheet Toshiba 2SA1943](#)
5. [Datasheet Toshiba 2SC5200](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor BD139](#)
7. [Datasheet STMicroelectronics BD140](#)
8. [Datasheet onsemi MJL1302A](#)
9. [Datasheet onsemi MJL3281A](#)

Простой, чисто аналоговый генератор гармонических колебаний с искажениями –130 дБ

Christopher Paul

EDN

В недавней статье «Получить аудиосигнал с THD меньше 0.0002% несложно» [1] рассказывается о генераторе синусоидальных сигналов с низким значением THD, что побудило меня стряхнуть пыль с проекта, опубликованного мной в журнале Audio-Express [2] (см. Рисунок 1).

Требования к аналоговому генератору

Прежде чем углубляться в детали работы этой схемы, стоит напомнить некоторые требования к аналоговому генератору: цепь обратной связи, которая на частоте колеба-

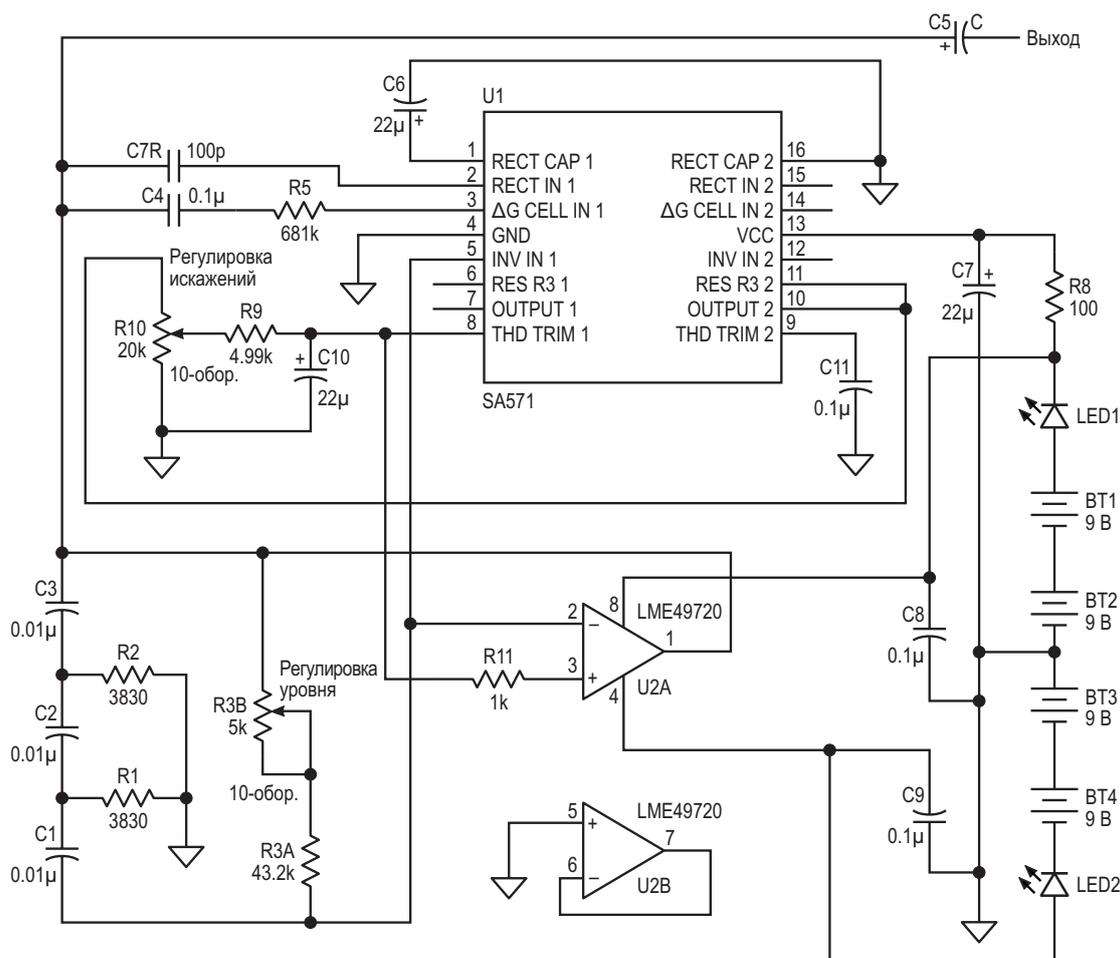


Рисунок 1. Схема «Simple Sinetan» [2] основана на более простой версии схемы, имеющей THD около –80 дБ [3].

ний FOSC имеет петлевое усиление, равное единице, и сдвиг фаз либо 0, либо кратный 360 градусам. Одним из способов реализации этого является размещение режекторного фильтра в цепи обратной связи операционного усилителя. Можно считать, что FOSC находится на частоте режекции фильтра FNOTCH. Но очевидно, что бесконечное ослабление не согласуется с единичным усилением петли. Не так очевидно, что внутренняя цепь коррекции операционного усилителя добавляет фазовый сдвиг -90° к своему собственному инвертирующему фазовому сдвигу между входом и выходом, равному -180°. Тогда для возникновения генерации необходим фильтр, который на частоте FOSC вносит фазовый сдвиг -90° и имеет ослабление AOSC, где AOSC – величина усиления операционного усилителя на частоте FOSC. Но как найти фильтр, способный удовлетворить столь точным ограничениям?

Двойной Т-образный узкополосный режекторный фильтр

Ситуацию спасает инновационный двойной Т-образный режекторный фильтр, показанный на Рисунке 1. Он состоит из элементов С1, С2, С3, R1, R2, R3А и R3В. Мне был нужен генератор на 2400 Гц, поэтому я выбрал значения номиналов компонентов, указанные на схеме. Один из способов установить полосу заграждения на частоте FNOTCH – использовать следующие процессы и формулы:

- 1) Выберите значение емкости С для С1, С2 и С3.
- 2) Выберите величины сопротивлений R1 и R2 равными

$$\frac{1}{2\pi \cdot F_{\text{NOTCH}} \cdot C \cdot \sqrt{3}}$$

- 3) Выберите сопротивление R3 = R3А + R3В равным

$$\frac{12}{2\pi \cdot F_{\text{NOTCH}} \cdot C \cdot \sqrt{3}}$$

Анализ этого типа фильтров показывает, что всегда существует такое значение R3, при котором обеспечивается бесконечный уровень ослабления, независимо от обусловленных допусками вариаций номиналов дру-

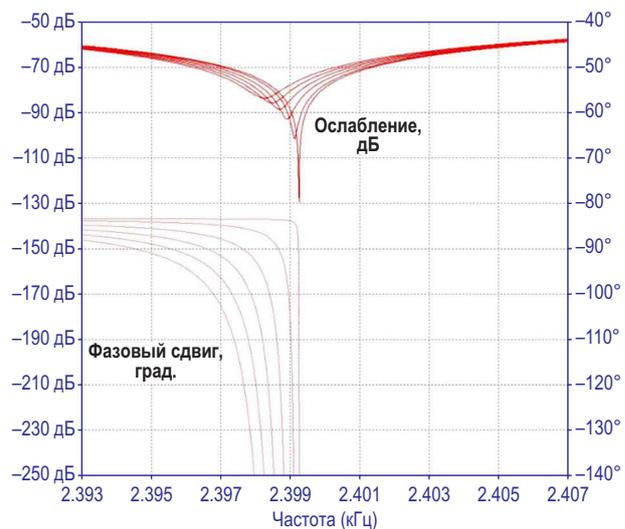


Рисунок 2. Отклики двойного Т-образного фильтра. Чтобы смоделировать практические отклонения от идеала, емкости конденсаторов были случайным образом выбраны с отклонениями в пределах 1% от 10 нФ, а сопротивления R1 и R2 – в пределах 0.1% от идеальных значений для частоты FOSC, равной 2400 Гц. Было рассчитано сопротивление R3, обеспечивающее глубину провала в 130 дБ, и показаны результаты с этим и с несколькими немного большими значениями R3. Сдвиги фаз на -90° с затуханиями от 65 до 130 дБ очевидны для различных значений R3.

гих компонентов. Поскольку на постоянном токе затухание явно отсутствует, это означает, что на некоторой частоте можно получить любое затухание от нуля до бесконечности. Анализ также показывает, что ниже FNOTCH всегда существует некоторая частота, на которой фазовый сдвиг составляет -90°. Соответствующее сопротивление R3 обеспечивает сдвиг фазы, который согласуется с необходимым затуханием AOSC на частоте FOSC. Рисунок 2 дает представление о некоторых фазовых и амплитудных характеристиках фильтра при изменении R3В. В Таблице 1 показана связь параметров колебаний с частотами

Таблица 1. Зависимость параметров колебаний от частоты режекции и значений сопротивления R3 для сдвига фазы на -90° при различных затуханиях AOSC

Затухание, дБ	$1 - F_{\text{OSC}}/F_{\text{NOTCH}}$	$\text{NO}_{\text{TOL}} = 1 - F_{\text{OSC}}/F_{\text{NOTCH}}$
-90	0.01%	-0.01%
-80	0.03%	-0.02%
-70	0.11%	-0.05%
-60	0.35%	-0.18%
-50	1.07%	-0.56%

режекции, а также приведены значения сопротивлений R3 для сдвига фазы на -90° при различных затуханиях A_{OSC} .

Зная значения F_{OSC} и A_{OSC} , можно рассчитать значение F_{NOTCH} по Таблице 1. Исходя из этого, номиналы конденсаторов и резисторов R1 и R2 можно рассчитать на основании пунктов (1) и (2) из приведенного выше списка. При использовании резисторов R1 и R2 с допуском 0.1% и конденсаторов с допуском 1% отклонение частоты F_{NOTCH} не будет выходить за пределы произведения допусков $S_{TOL} = 1 \pm 1.01 \times 1.001 \approx 1.1\%$ от предполагаемого значения. Обратите внимание, что независимо от допусков компонентов всегда есть возможность добавить потенциометр последовательно с резисторами R1 или R2. Сумма сопротивлений этого потенциометра при среднем положении движка и резистора должна отвечать формуле пункта (2) и соответствовать диапазону значений S_{TOL} . Значения и допуски сопротивлений R3A и R3B следует выбирать таким образом, чтобы регулировкой R3 значение параметра из пункта (3) можно было установить в пределах $S_{TOL} - NO_{TOL}$ (см. Таблицу 1).

Стоит отметить, что с более известным двойным Т-образным режекторным фильтром, описанным в [4], мне не удалось одновременно выполнить требования по фазе и затуханию, изменяя сопротивление только одного резистора. Даже если бы это было возможно, конденсаторы в двойном Т-образном фильтре удобно использовать идентичные, в то время как требование, чтобы соотношение емкостей двойного Т-образного фильтра равнялось 2, ограничивает выбор конденсаторов. Сейчас также самое время упомянуть, что наименьший уровень гармонических искажений обеспечивают полистирольные конденсаторы [5], а неметаллизированные полипропиленовые являются вторичным выбором.

Установление амплитуды колебаний

Конечно, слонем в комнате является то, о чем я еще не упоминал, – требование к установлению амплитуды колебаний. Один из способов сделать это – подключить параллельно резистору R3 и потенциометру нелинейный резистор, сопротивление которого

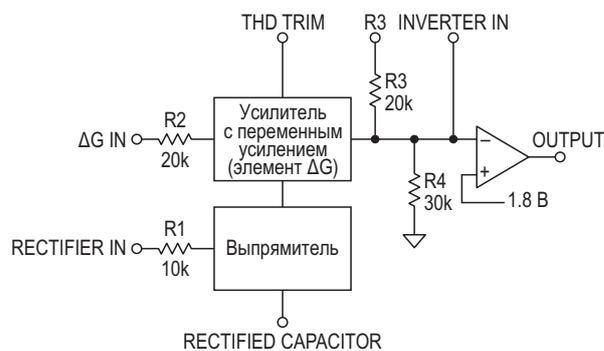


Рисунок 3. Блок-схема микросхем компрессоров SA571 и NE570.

изменяется обратно пропорционально уровню сигнала. К сожалению, любая подобная нелинейность увеличивает гармонические искажения. Поэтому имеет смысл выбрать нелинейный компонент, специально разработанный для аудиоприложений с низким уровнем гармонических искажений. NE570 (улучшенная версия SA571, показанная на Рисунке 1) – это микросхема компрессора/экспандера с низким уровнем гармонических искажений, предназначенная для аудиоприложений. Блок-схема этого компонента представлена на Рисунке 3.

Как можно видеть, микросхема содержит усилитель с переменным усилением (элемент ΔG), текущий коэффициент усиления которого управляется отфильтрованным с помощью конденсатора выходным сигналом выпрямителя. На Рисунке 1 входы с емкостной связью для обеих функций (выводы 2 и 3 микросхемы U1) подключены через резисторы, которые я добавил для снижения рабочих уровней управления этими функциями. Они управляются выходным сигналом операционного усилителя LME49720 U2A. (Операционный усилитель, входящий в состав микросхем SA571/NE570, относится к типу 741 и не должен использоваться в приложениях с очень низким THD. Его выход и один конец 20-килоомного резистора R3 можно оставить неподключенными. Его инвертирующий вход подключается к входу усилителя U2A). Обратите внимание на опорное напряжение 1.8 В, которое является неустрашимым постоянным рабочим напряжением для элемента ΔG и обоих входов усилителя U2A.

SA571/NE570 представляют собой сдвоенные компоненты. Вывод подключения конденсатора выпрямителя заземлен, чтобы

отключить элемент ΔG, вход которого находится в плавающем состоянии. Неподключенная сторона резистора R3 соединена с выходом его операционного усилителя для получения источника стабильного постоянного напряжения 3 В. Этот источник питает потенциометр R10 (Рисунок 1), подающий ток на вход регулировки искажений THD TRIM. R10 регулируется так, чтобы свести к нулю небольшие искажения по второй гармонике, создаваемые элементом ΔG (и, возможно, усилителем U2A). Для портативности я запитал схему от батареек и добавил светодиоды, чтобы при новых 9-вольтовых батареях напряжение питания операционного усилителя не превышало максимально допустимых ±18 В. Внутренний резистор 30 кОм микросхемы SA571, соединяющий инвертирующий вход операционного усилителя с землей, отключить невозможно. Вместе с резистором R3 на Рисунке 1 он смещает выход операционного усилителя примерно на 4.5 В ($(\approx 45 \text{ кОм} / 30 \text{ кОм} + 1) \times 1.8 \text{ В}$). Этот уровень можно уменьшить, соединив резистором источник 3 В и инвертирующий вход усилителя U2A (на Рисунке 1 не показано). С этим дополнительным резистором или без него, не забывайте поддерживать правильное постоянное смещение на выходном электролитическом конденсаторе C5.

Добавленные пассивные компоненты на входах NE570 выбраны таким образом, чтобы с помощью R3 размах выходного сигнала усилителя U2A можно было установить равным 3 В, при котором, согласно его техническому описанию, этот операционный усилитель имеет самый низкий THD.

Измерение искажений

Для измерения искажений я ослабил основную гармонику выходного сигнала генератора, пропустив сигнал через второй двойной Т-образный фильтр с потенциометрами, включенными последовательно с каждым резистором. Кропотливо настраивая каждый потенциометр по очереди, мне удалось осла-

Таблица 2. Ослабление высших гармоник с помощью двойного Т-образного фильтра, настроенного, как описано в тексте, для максимального подавления основной гармоники генератора

Номер гармоники	Ослабление фильтра, дБ
2	11.81
3	6.54
4	5.14
5	3.78
7	2.78
9	2.49

бить основную гармонику на 70 дБ. Отфильтрованный выходной сигнал подавался на анализатор спектра SR770, который может точно измерять сигналы в динамическом диапазоне 80 дБ. Настраивая потенциометр THD для минимизации второй гармоники, я измерил уровни гармоник генератора и использовал поправки для затухания фильтра на каждой частоте (см. Таблицу 2). Затем я взял среднеквадратичные значения уровней, скорректированные с учетом затухания второго двойного Т-образного фильтра, и получил значение THD более чем на 130 дБ ниже основной гармоники генератора.

Я считаю, что трудно превзойти сочетание простоты и характеристик, обеспечиваемое этой конструкцией, и приветствую комментарии от всех, кто ее соберет и испытает. [РЛ](#)

Ссылки

1. Jordan Dimitrov. [Получить аудиосигнал с THD меньше 0.0002% несложно](#)
2. Paul, C, The Simple Sineman, audioxpress, November 2013, p. 52
3. Jung, "Gain Control 1C for Audio Signal Processing," Ham Radio, 1977 (больше не доступна)
4. [Learning about Electronics](#)
5. [Polystyrene Film Capacitors](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi NE570](#)
2. [Datasheet onsemi SA571](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LME49720](#)

Управляемый ШИМ источник тока 1 А/20 В со следящим предварительным регулятором

Stephen Woodward

EDN

Эта схема повторяет другую, описанную в статье «Источник тока 1 А/20 В, управляемый ШИМ» [1]. Как и в предыдущей схеме, для создания программируемого источника тока 1 А/20 В в этой конструкции объединены регулируемый стабилизатор LM3x7 и ШИМ-ЦАП. В этом проверенным временем шедевре Боба Пиза используются точный внутренний источник опорного напряжения, а также функции защиты от перегрузок и перегрева.

Однако в отличие от предыдущего варианта, которому требовался плавающий сетевой адаптер 24 В, в этом сиквеле используется привязанный к земле повышающий предварительный регулятор, который может работать от стабилизированной или нестабилизированной шины питания 5 В. Предыдущая линейная конструкция имеет плохой КПД, который при управлении низковольтными нагрузками фактически падает до единиц

процентов. В данной версии пререгулятор исправляет это, отслеживая разность входного и выходного напряжения на LM3x7 и поддерживая ее на постоянном уровне 3 В. Это обеспечивает достаточный запас напряжения, падающего на LM3x7, одновременно минимизируя потери мощности и излишнее тепловыделение.

Вот как это работает. Поклонники LM317 узнают на Рисунке 1 традиционную топологию источника постоянного тока на микросхеме LM317, которая поддерживает ток $I_{OUT} = V_{ADJ}/R_S$, заставляя напряжение на выводе ADJ быть на 1.25 В более отрицательным (или менее положительным), чем на выводе OUT. Он отлично работал на протяжении 50 лет, но, конечно, единственный способ изменить I_{OUT} – это изменить R.

На Рисунке 2 показан другой (более простой) способ сделать ток I_{OUT} программируе-

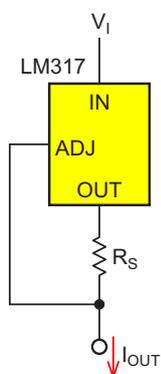


Рисунок 1. Классический источник постоянного тока на микросхеме LM317, где $I_{OUT} = V_{ADJ}/R_S = 1.25 \text{ В}/R_S$.

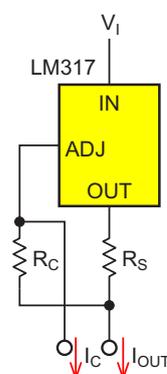


Рисунок 2. Модификация, которая делает ток источника регулируемым: $I_{OUT} = (V_{ADJ} - I_C R_C)/R_S - I_C$.

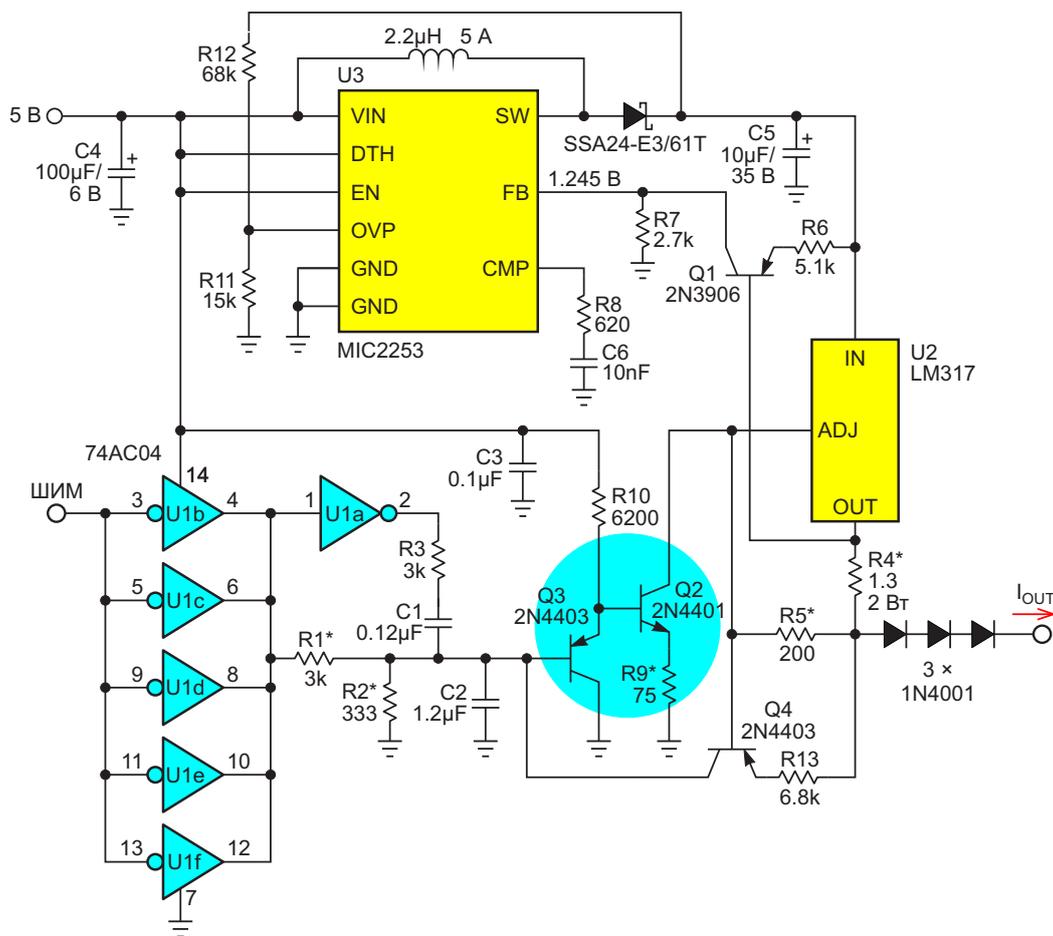


Рисунок 3. Источник тока U2 программируется ШИМ-ЦАП на микросхеме U1 и питается от следящего пререгулятора U3.

мым. Схема позволяет управлять амперными токами I_{OUT} с помощью всего лишь нескольких миллиампер управляющего тока I_C .

На Рисунке 3 показана конкретизация этой идеи и ее практическое воплощение. Обратите внимание, что $R_S = R_4$ и $R_C = R_5$.

Ток управления I_C на Рисунке 2 обеспечивается комплементарной парой транзисторов Q2, Q3. Поскольку Q3 обеспечивает компенсацию температурного коэффициента транзистора Q2, он должен находиться в плотном тепловом контакте со своим партнером. Q4 выполняет некоторую компенсацию нелинейности, отчасти корректируя кривизну формируемого тока управления микросхемой Q2. Цепочка из трех последовательных диодов 1N4001 создает смещение для транзисторов Q2 и Q4.

Предполагается, что входная частота ШИМ составляет 10 кГц или около того. Наз-

начением конденсаторов C1 и C2 является фильтрация пульсаций, в чем некоторую дополнительную помощь оказывает прием аналогового вычитания, впервые описанный в статье «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» [2].

Что касается следящего предварительного регулятора: управление микросхемой U3 для поддержания запаса в 3 В, необходимого для защиты U2 от потери регулирования, основано на транзисторе Q1, действующем как простой дифференциальный усилитель. Транзистор Q1 управляет выводом обратной связи FB микросхемы U3, поддерживая на нем напряжение $V_{FB} = 1.245$ В. Следовательно (если V_{BE} – напряжение смещения база-эмиттер транзистора Q1, обычно равное примерно 0.6 В при токе эмиттера порядка 500 мкА)

$$\frac{V_{FB}}{R_7} = \frac{U2_{IN} - U2_{OUT} - V_{BE}}{R_6},$$

$$U_{2_{IN}} - U_{2_{OUT}} = 1.89 \times 1.245 \text{ В} + 0.6 \text{ В} = 3 \text{ В}.$$

$$1.245 \text{ В} = \frac{U_{2_{IN}} - U_{2_{OUT}} - 0.6 \text{ В}}{5100/2700},$$

где

$U_{2_{IN}}$ – напряжение на выводе IN микросхемы U2,

$U_{2_{OUT}}$ – напряжение на выводе OUT микросхемы U2.

Обратите внимание: если вы хотите использовать эту схему с другим предварительным регулятором и другим V_{FB} , просто настройте:

$$R7 = R6 \frac{V_{FB}}{2.4 \text{ В}}.$$

Наконец, замечание о перенапряжении. Источники тока способны (без каламбура!) поднять выходное напряжение до разрушительного уровня (разрушительного для внут-

реннего коммутатора U3 и последующих схем), если лишить их соответствующей нагрузки. Резисторы R11 и R12 защищают от этого, используя встроенную цепь защиты от повышенного напряжения микросхемы U3, которая в случае потери нагрузки ограничивает максимальное напряжение холостого хода примерно до 30 В. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Источник тока 1 А/20 В, управляемый ШИМ](#)
2. Stephen Woodward. [Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild LM317](#)
2. [Datasheet Microchip MIC2253](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74AC04](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor 2N4403](#)
6. [Datasheet Vishay SSA24-E3/61T](#)

Использование токового зеркала для предотвращения срыва колебаний в ВЧ-генераторах

Madhu Siddalingaiah

Electronic Design

Если вы когда-либо проектировали ВЧ-генератор, вы, вероятно, сталкивались с эффектом срыва колебаний. Явление срыва, которое иногда называют «motor boating» (шум работающего лодочного мотора) приводит к тому, что генераторы запускаются и останавливаются с частотами, которые намного ниже интересующей частоты. На осциллографе срыв выглядит как прерывистые колебания. На анализаторе спектра он выглядит как рождественская елка. В некоторых конструкциях, таких как суперрегенеративные приемники или радиометки для диких животных, это может быть желательным побочным эффектом. В большинстве же случаев это неприятное явление.

Срыв по своей сути является нелинейным эффектом. Поэтому его трудно смоделировать математически, хотя можно эффективно воспроизвести в вашем любимом Spice. Причиной срыва обычно является изменение смещения транзистора или другого активного элемента, отвечающего за поддержание положительной обратной связи.

Когда начинаются колебания, нелинейности приводят к значительному сдвигу напряжения смещения, вплоть до точки, где колебания прекращаются. Затем напряжение смещения возвращается к своему значению покоя, и колебания начинаются снова. Цикл повторяется с частотой, определяемой постоянными времени в цепи смещения. Плохая разводка схемы или недостаточная развязка по питанию также могут стать причиной срыва. Эти причины легко устранимы, но реше-

ние проблемы смещения иногда бывает труднодостижимым. Может помочь изменение точек смещения, но не всегда ясно, эффективно ли устраняются предпосылки к срыву.

Одним из способов избежать срывов колебаний является использование смещения с помощью токового зеркала вместо резисторов, применяемых в традиционных конструкциях. Как показано на Рисунке 1, схема, фактически, представляет собой оберточный генератор Колпитца. Если предположить, что пара транзисторов Q1 и Q2 согласована, то ток через транзистор Q2 практически иденти-

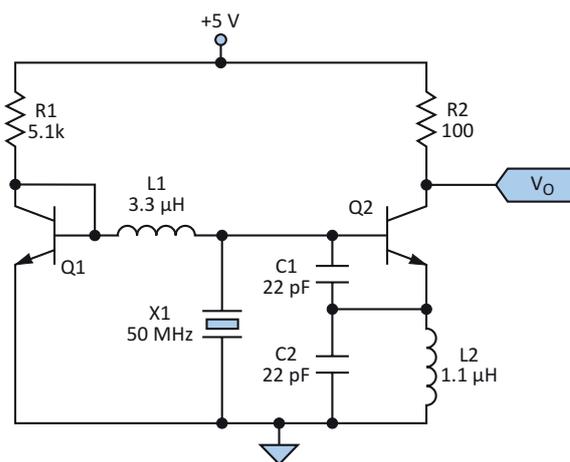


Рисунок 1. Чтобы избежать срыва колебаний в генераторе ВЧ, используйте токовое зеркало вместо резисторов, применяемых для этой цели в традиционных конструкциях. Единственными критическими компонентами в этом примере оберточного генератора Колпитца являются согласованные транзисторы.

чен току через Q1, который, по сути, является током через резистор R1. Пока напряжение питания остается постоянным, ток смещения не будет изменяться, поскольку напряжение база-эмиттер практически постоянно.

Дроссель L1 изолирует транзисторы Q1 от Q2 на высоких частотах; на постоянном токе он представляет собой короткое замыкание. Дроссель L2 служит двум целям: он удерживает эмиттер Q2 привязанным к земле и вместе с конденсатором C2 определяет частоту обертона кварцевого резонатора. На частотах выше частоты резонанса контура C2-L2 база транзистора Q2 представляет для кварцевого резонатора отрицательное сопротивление. Хорошо подходят значения реактивного сопротивления порядка 100 Ом. Большие реактивные сопротивления увеличивают отрицательное сопротивление и снижают требования к току смещения. Частоту резонанса элементов C2-L2 выберите между желаемым обертоном и следующей более низкой резонансной частотой кварцевого

резонатора. При указанных выше значениях реактивного сопротивления достаточно токов смещения порядка миллиампера или меньше.

Единственными критически важными компонентами являются согласованные транзисторы. Для УКВ подходят такие транзисторные сборки, как LM3046. Транзисторные пары, подобные XN6537 или XN6543 компании Panasonic, могут использоваться на частотах до нескольких гигагерц. Кварцевый резонатор может быть заменен катушкой индуктивности, ПАВ-резонатором, полосковой линией или резонатором другого типа. Ток смещения зависит только от тока через резистор R1, поэтому рабочую точку транзистора можно легко контролировать. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM3046](#)
2. [Datasheet Panasonic XN6537](#)
3. [Datasheet Panasonic XN6543](#)

Простая установка тестирует частоту битовых ошибок

Israel Schneiderman

EDN

Традиционно качество цифрового канала связи выражается показателем BER (bit-error rate – частота битовых ошибок). Этот показатель представляет собой долю принятых ошибочных битов за определенный период. Обычно BER измеряется в лаборатории путем подачи на тестируемый приемник радиочастотного сигнала, модулированного псевдослучайным кодом. В этой статье предлагается альтернативный метод, основанный на использовании простых прямоугольных импульсов.

Возможно, этот метод и не превосходит обычную технологию, но он прост в реализации и дает надежный результат. Простота метода основана на том, что он не требует сложной синхронизации. Нужно признать, что прямоугольные импульсы не точно соответствуют характеру данных, с которыми сталкивается приемник при обычном использовании (Рисунок 1). Прямоугольные импульсы, модулирующие радиочастотную несущую, сдвинуты по фазе, чтобы учесть задержку в приемнике.

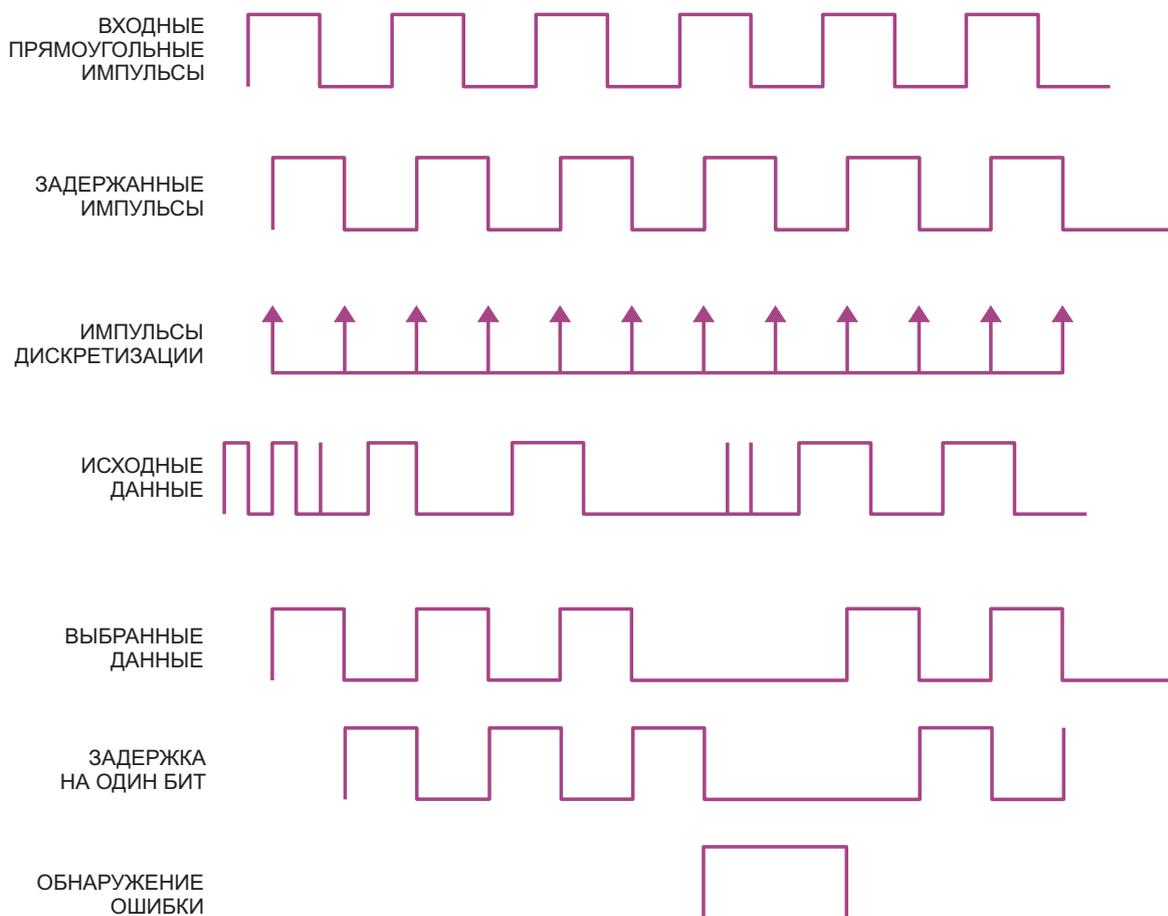


Рисунок 1. Эта временная диаграмма иллюстрирует принципы работы простого тестера BER.

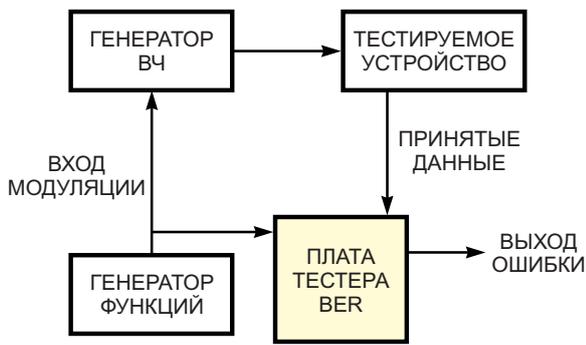


Рисунок 2. В тестере BER используется генератор сигналов с модуляцией ООК (амплитудной манипуляцией).

Логический элемент «исключающее ИЛИ» формирует импульс выборки при каждом переходе между битами – обычно это 10% от ширины бита данных. Этот импульс выбирает исходные необработанные данные с выхода приемника, создавая чистые данные.

Для понимания этого метода нужно помнить, что строка из двух последовательных единиц или нулей означает ошибку. D-триггер, реализующий 1-битную задержку, обнаруживает ошибку.

Импульсы ошибок можно отобразить на осциллографе или подсчитать их с помощью частотомера. На Рисунке 2 показана типичная схема тестовой установки. Радиочастотный генератор модулируется данными с заданной скоростью. Обратите внимание, что прямоугольным импульсам частотой 500 Гц соответствует символьная скорость 1 кбод. И модулирующий сигнал, и принимаемые данные поступают на плату тестирования BER. Сигнал выборки настраивается так, чтобы он находился в конце импульса принимаемых данных. Во многих цифровых приемниках такая схема позволяет получить хорошее приближение к корреляционному приемнику. На осциллографе появляются импульсы ошибок. Если вы хотите, например, установить такой уровень радиосигнала, при котором значение BER составляет 1:100, уровень ВЧ на входе приемника нужно уменьшить таким образом, чтобы при длительности развертки 100 мс был виден в среднем один импульс ошибки на развертку.

На Рисунке 3 микросхема IC₁ и потенциометр P₁ составляют основу регулируемого фазосдвигателя. Резистор R₂ обеспечивает

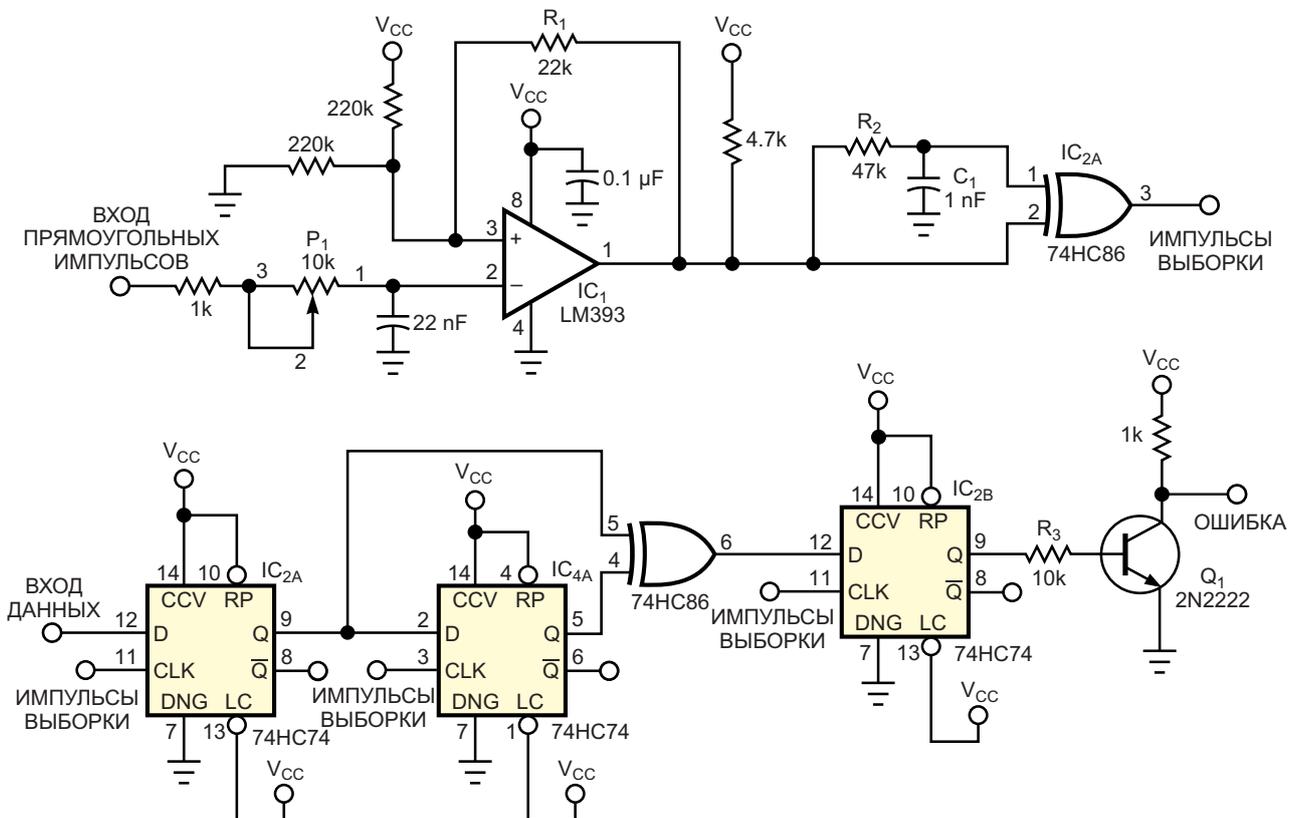


Рисунок 3. В простом тестере BER используются регулируемый фазосдвигатель и дифференциатор.

гистерезис, а элементы R_1 , C_1 и IC_2 образуют дифференциатор, формирующий последовательность импульсов выборки. Первый триггер, тактируемый импульсом выборки, принимает жесткое решение относительно каждого бита. Следующий D-триггер вместе с логическим элементом «исключающее ИЛИ» IC_{2B} обнаруживает появление двух последовательных одинаковых битов. Такая ситуация является ошибкой. Последний D-триггер и транзистор обеспечивают чистоту выходного сигнала ошибки.

Конструкция системы соответствует принципиальной схеме на Рисунке 3. Генератор ВЧ HP8647 настроен на частоту 868.35 МГц, а функциональный генератор обеспечивает модуляцию ООК (амплитудная манипуляция). В качестве тестируемого приемника использовалась микросхема Melexis TH7122 на частоте 868.35 МГц в режиме модуляции ООК. Для изменения частоты ошибок регу-

лируйте уровень ВЧ сигнала. В этой конструкции для уровня радиочастотного сигнала -107 дБм было получено значение BER, равное 1:1000, а для -108 дБм – 1:100, что соответствует техническому описанию микросхемы. При реализации ООК следует быть осторожным. Большинство высокочастотных генераторов обеспечивают измерение уровня АМ. Это значит, что из отображаемого уровня радиочастотного сигнала необходимо вычитать 3 дБ. Этот метод можно использовать и для других типов двоичной модуляции, например, для FSK (частотной манипуляции). **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC74](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74HC86](#)
4. [Datasheet Melexis TH7122](#)

Высокочувствительный регенеративный радиоприемник

Александр Сергеев

Вниманию читателей предлагается описание простого и высокочувствительного радиоприемника, который можно использовать для приема сигналов с амплитудной, частотной, фазовой и однополосной модуляцией, а также телеграфных сигналов в широком диапазоне частот.

В настоящее время наибольшее распространение получили супергетеродинные приемники, что связано с наличием у них определенных достоинств. Другие типы радиоприемников менее удобны в эксплуатации и поэтому используются редко. В частности супергетеродины в свое время практически вытеснили из обращения регенеративные приемники прямого усиления.

Но если сравнить супергетеродинный и регенеративный радиоприемник, то выясняется, что оба они имеют и достоинства и недостатки. Регенеративный приемник проще супергетеродина по конструкции, содержит меньше деталей и потребляет меньше мощности от источника питания. Кроме того, он не имеет паразитных каналов приема и меньше искажает принимаемый сигнал. Также регенератор имеет меньшую чувствительность к импульсным помехам, что связано с особенностями протекания переходных процессов в колебательных контурах этих радиоприемников.

Но регенеративные приемники имеют и недостатки. В частности про регенераторы говорят, что они имеют слишком узкую полосу пропускания. Но этот недостаток не очень серьезный и проявляется он только при определенных условиях при работе на длинных волнах с относительно широкополосными сигналами (например, при приеме речи и музыки). Если принимать узкополосные сигналы (радионавигация, телеметрия, охран-

ные сигнализации), то узкополосность регенератора на длинных волнах становится достоинством, а не недостатком. Кроме того, на длинных волнах высок уровень шумов, поэтому приемники на этот диапазон волн для приема речи и музыки должны иметь сравнительно низкую чувствительность. Поэтому применять регенератор в таких условиях нет необходимости и вполне можно использовать обычный приемник прямого усиления. А в настоящее время диапазон длинных волн сильно засорен помехами от импульсных источников питания и радиостанций там практически нет.

Но в диапазоне средних волн ситуация меняется, и регенеративные приемники вполне можно использовать для приема удаленных радиовещательных станций. В диапазонах коротких и ультракоротких волн регенеративные приемники имеют слишком широкую полосу пропускания и низкую чувствительность, что препятствует их практическому применению.

Вторым недостатком регенеративных приемников является нестабильная работа при больших коэффициентах регенерации колебательного контура и при большом усилении приемника. При этих условиях требуется высокая стабильность элементов схемы и точная регулировка глубины положительной обратной связи. На практике выполнить эти условия сложно, и поэтому регенеративные приемники не применяют на коротких и ультракоротких волнах.

В данной статье предлагается приемник, стабильно работающий при достаточно большом усилении и высокой чувствительности. Параметры приемника улучшены за счет применения в регенеративном каскаде активного элемента с высокой линейностью проходной характеристики (т.е. зависимости выходного тока активного элемента от управляющего напряжения). В качестве такого активного элемента используется дифференциальный каскад на биполярных транзисторах. Кроме того, в предлагаемом приемнике применена система автоматической регулировки регенерации колебательного контура (АРР), которая автоматически стабилизирует уровень сигнала на выходе приемника.

Обычно при большом усилении регенеративный приемник работает нестабильно и часто переходит в режим автоколебаний. Это связано с тем, что, как правило, регенеративный каскад строят на одном транзисторе, проходная характеристика которого имеет положительную кривизну. В этом случае при увеличении амплитуды автоколебаний средняя крутизна транзистора увеличивается, что приводит к дальнейшему лавинообразному росту амплитуды автоколебаний. В результате в регулировочной характеристике регенератора появляется гистерезис (регулирующая характеристика регенератора – это зависимость амплитуды автоколебаний от глубины положительной обратной связи). Наличие гистерезиса не позволяет подвести приемник близко к порогу самовозбуждения и получить высокую чувствительность.

Примененный в предлагаемом регенераторе дифференциальный каскад при слабых сигналах имеет практически линейную характеристику, а при больших сигналах его проходная характеристика имеет отрицательную кривизну. Поэтому гистерезис в регулировочной характеристике не образуется. Следовательно, можно очень близко подвести каскад к порогу самовозбуждения и получить достаточно малую амплитуду автоколебаний при высокой стабильности работы каскада.

В зависимости от глубины положительной обратной связи регенеративный приемник может работать в разных режимах.

1. При сравнительно небольшой глубине положительной обратной связи приемник

работает как обычный регенератор. При этом при отсутствии входного сигнала на выходе приемника образуется сравнительно небольшое шумовое напряжение.

2. При дальнейшем увеличении положительной обратной связи приемник подходит к точке самовозбуждения. На выходе приемника образуется узкополосное шумовое напряжение. На экране осциллографа это напряжение выглядит как сильно зашумленная синусоида (амплитуда этой синусоиды хаотично изменяется от нуля до максимума). При подключенной антенне амплитуда этого шумового напряжения может превышать порог срабатывания системы АРР, и тогда система АРР будет автоматически удерживать приемник в этом режиме.

3. При дальнейшем увеличении положительной обратной связи амплитуда автоколебаний увеличивается. При этом гистерезис отсутствует и сохраняется возможность плавной регулировки амплитуды автоколебаний. В этом случае система АРР стабилизирует амплитуду автоколебаний на выходе приемника. Этот режим работы можно получить при отключенной антенне, малом уровне внутренних шумов приемника и при достаточно высоком пороге срабатывания системы АРР. В этом режиме при поступлении сигнала из антенны приемник может работать в режимах автодина или синхродина [1].

При достаточно точной настройке приемника на сигнал частота автоколебаний будет синхронизироваться по частоте сигнала, и приемник будет работать в режиме синхронного приема (режим синхродина). Если расстройку увеличить, тогда на выходе приемника образуются биения (режим автодина). В режиме автодина можно принимать сигналы с однополосной модуляцией и телеграфные сигналы. Регулировать глубину положительной обратной связи и режим работы приемника можно либо изменением напряжения питания, либо изменением емкости конденсатора С3, либо изменением сопротивления резистора R2. Удобно регулировать режим работы приемника изменением в небольших пределах стабилизированного напряжения питания.

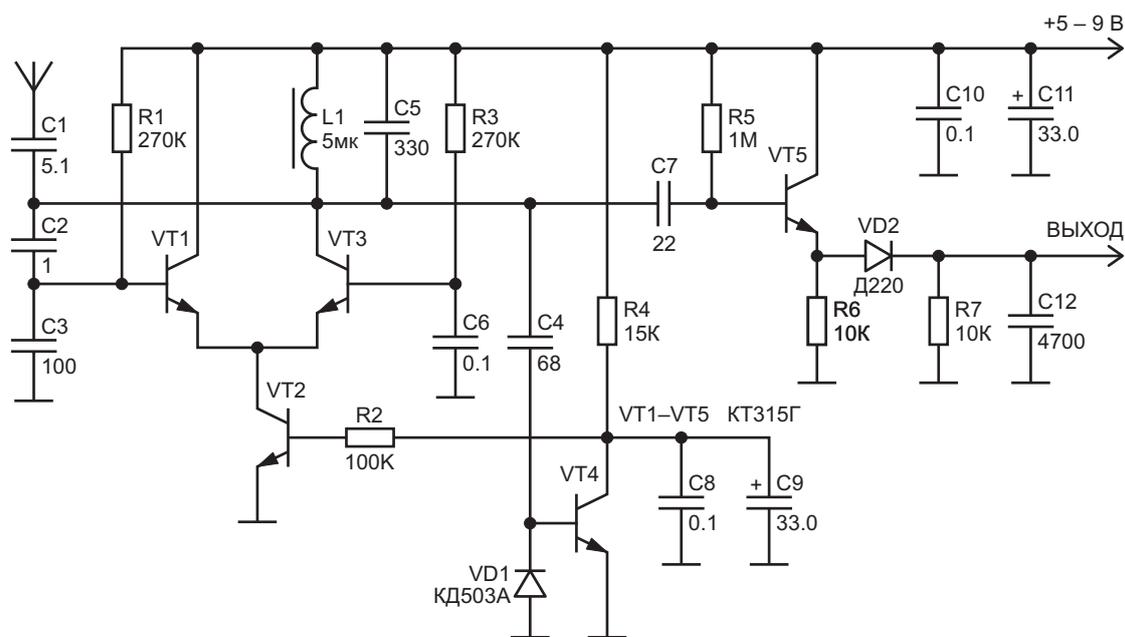


Рисунок 1. Схема регенератора для приема сигналов с амплитудной, частотной, однополосной модуляцией и телеграфных сигналов.

Принципиальная схема приемника приведена на Рисунке 1. Работает приемник следующим образом. Сигнал из антенны через конденсатор С1 подается на колебательный контур L1C5, настроенный на частоту примерно 3600 кГц. Перестройка приемника производится с помощью сердечника катушки L1. На транзисторах VT1 и VT3 выполнен дифференциальный усилитель, который также можно рассматривать как каскодный усилитель по схеме ОК-ОБ. Положительная обратная связь осуществляется через емкостный делитель C2C3. Усиленное напряжение сигнала подается на выход приемника через эмиттерный повторитель на транзисторе VT5. На транзисторе VT4 и диоде VD1 выполнен детектор системы АРР, который начинает работать при напряжении примерно 0.6 В.

Резистор R4 и конденсаторы C8 и C9 образуют фильтр нижних частот системы АРР. При открывании транзистора VT4 транзистор VT2 закрывается, что уменьшает крутизну характеристики транзисторов VT1 и VT3 и уменьшает амплитуду сигнала на выходе приемника. Если на вход приемника подать сигнал с амплитудной модуляцией, то на резисторе R7 образуется напряжение демодулированного сигнала.

Чувствительность приемника с использованием генератора сигналов не измерялась. Но чувствительность приемника можно оценить, используя метод, рекомендованный в [2]. Измерения показали, что при отключенной антенне и при работе приемника на пороге самовозбуждения (во втором режиме, который был описан выше) амплитуда напряжения шума на колебательном контуре равна 0.2 В. При подключении к колебательному контуру проволочной антенны длиной 0.5 метра амплитуда напряжения шума на колебательном контуре увеличивается до 0.4 В. Напряжение узкополосного шума измерялось при глубине шумовой модуляции примерно 80% [3].

Следовательно, внутренние шумы приемника равны шумам эфира на антенне длиной 0.5 метра. Система АРР начинает работать при напряжении на колебательном контуре 0.6 В. Поэтому при подключении более длинной антенны система АРР будет стабилизировать режим приемника на границе самовозбуждения по шумам антенны. При настройке приемника на радиостанцию шумы будут подавляться принимаемым сигналом, как это происходит в приемниках с системой автоматической регулировки усиления (АРУ).

При изменении глубины положительной обратной связи изменяются и усиление, и полоса пропускания приемника. Поэтому изменять полосу пропускания приемника при заданном усилении можно за счет изменения начальной физической добротности колебательного контура приемника. При этом стабильность частоты настройки приемника будет зависеть не от физической добротности контура, а от стабильности его индуктивности и емкости.

Конденсаторы С9 и С11 – электролитические на напряжение 16 или 25 В. Остальные конденсаторы керамические. Конденсатор С5 должен быть с малым ТКЕ. Катушка индуктивности намотана на каркасе длиной 9 мм и диаметром 9 мм и содержит 22 витка эмалированного провода диаметром 0.4 мм. Катушка имеет ферритовый сердечник с резьбой диаметром 8 мм, который используется для настройки приемника.

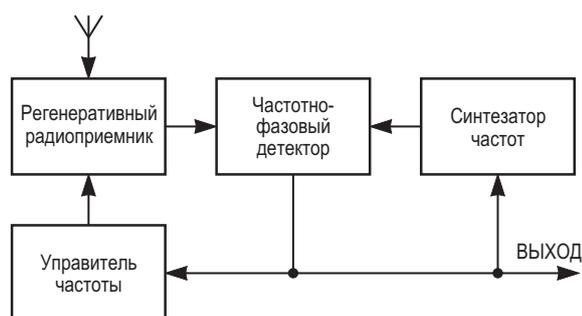


Рисунок 2. Схема регенератора для приема сигналов с частотной и фазовой модуляцией.

На Рисунке 2 приведена схема приемника для приема сигналов с угловой модуляцией. Работает он следующим образом. На один из входов частотно-фазового детектора (ЧФД) с выхода регенеративного приемника (построенного по схеме на Рисунке 1) подается усиленное напряжение автоколебаний. На другой вход частотно-фазового детектора с выхода синтезатора частот подается напряжение

стабильной частоты. На выходе ЧФД образуется напряжение, пропорциональное разности частот автоколебаний и синтезатора частот. При этом ЧФД работает в качестве частотного детектора. Это напряжение подается на вход управителя частоты и перестраивает контур регенеративного приемника на частоту синтезатора частот. При этом в состав регенеративного приемника нужно включить управителя частоты на варикапе и подключить его к контуру L1C5. Если на этой частоте настройки регенеративного приемника есть сигнал, то приемник переходит в режим синхродина, а ЧФД начинает работать как фазовый детектор. При этом напряжение с выхода ЧФД подается на вход управителя частоты опорного генератора синтезатора частот и подстраивает частоту синтезатора частот по частоте принимаемого сигнала. Если принимаемый сигнал модулирован по частоте или по фазе, то на выходе ЧФД образуется напряжение демодулированного сигнала.

Для приема сигналов с частотной модуляцией также можно использовать простой и хорошо известный способ, при котором приемник отстраивается от точной настройки на сигнал и несущая частота принимаемого сигнала располагается на склоне амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) приемника. При этом частотная модуляция сигнала преобразуется в амплитудную модуляцию, а затем сигнал детектируется в амплитудном детекторе. Но при этом способе детектирования могут появиться значительные нелинейные искажения сигнала. **РЛ**

Литература

1. Поляков В.Т. Техника радиоприема: простые приемники АМ сигналов. М., ДМК Пресс, 2008 г. с. 200.
2. С. Г. Бунин, Л. П. Яйленко. Справочник радиолюбителя - коротковолновика. Киев. Техника, 1978. с. 42.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., Радио и связь, 1986, с. 113 - 133.

Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов

Stephen Woodward

EDN

Удивительно, как много микросхем импульсных регуляторов используют одну и ту же базовую цепь из двух резисторов для программирования выходного напряжения. Рисунок 1 иллюстрирует эту функцию в типичном регуляторе (понижающего типа). Смотрите на R_1 и R_2 , где:

$$V_{OUT} = V_{SENSE} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) = 0.8V(11.5 + 1) = 10V.$$

Количественно напряжение V_{SENSE} узла обратной связи VSENSE варьируется от типа к типу, и рекомендуемые значения сопротивления R_1 также могут различаться, но топология не меняется. Большинство регуляторов точно соответствуют Рисунку 1. Такое единообразие де-факто полезно, если приложению требуется цифровое управление напряжением V_{OUT} с помощью ШИМ.

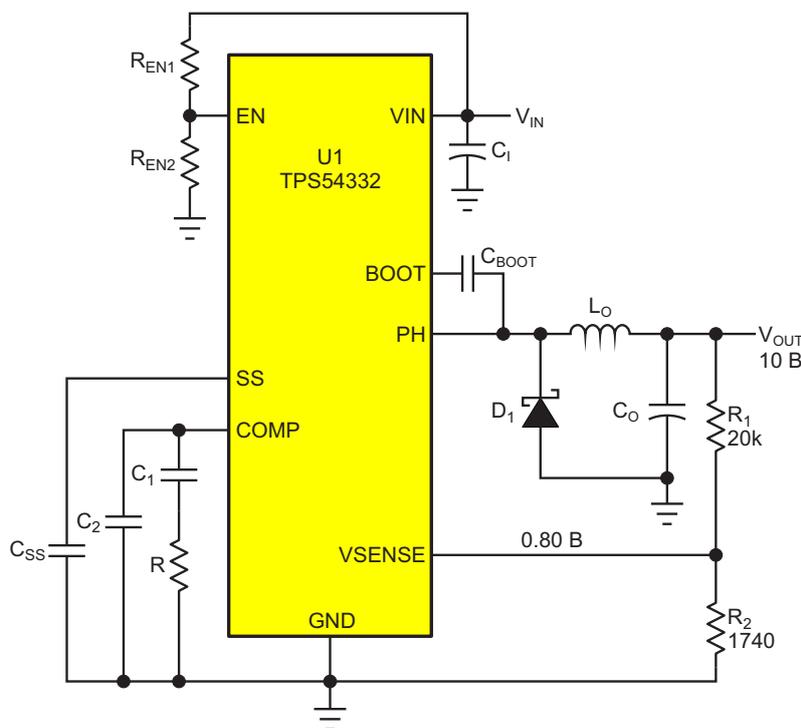


Рисунок 1. Типичная выходная базовая цепь регулятора из двух резисторов для программирования выходного напряжения.

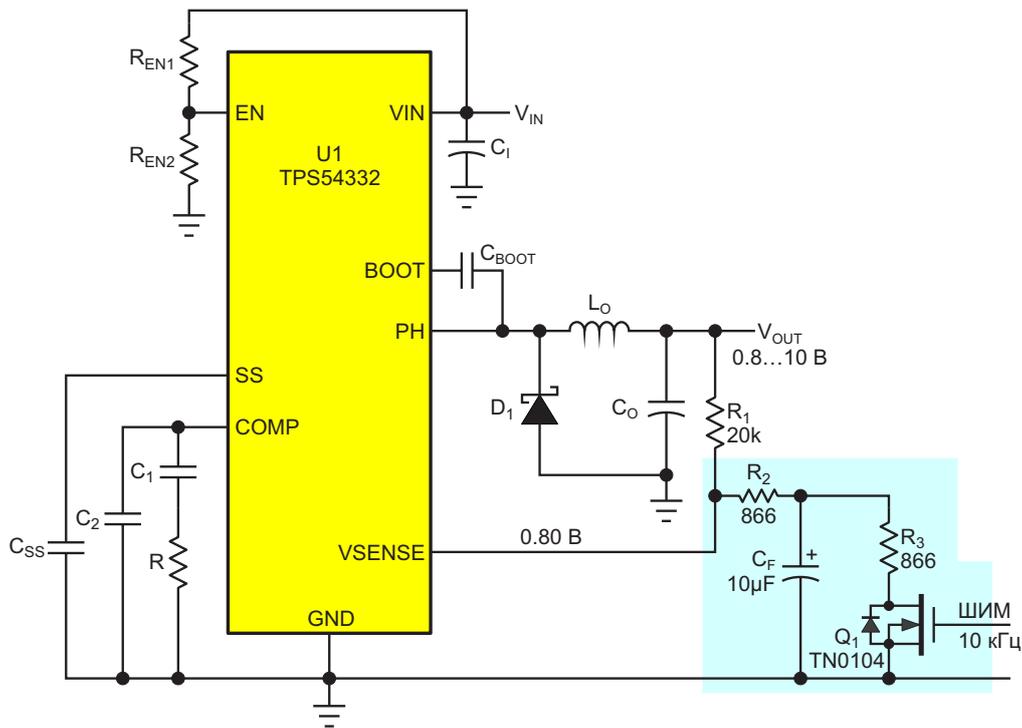


Рисунок 2. Простая схема для программирования регулятора с помощью ШИМ, где при изменении коэффициента заполнения (D) от 0 до 1 напряжение V_{OUT} изменяется от 0.8 В до 10 В.

На Рисунке 2 показано упрощенное трехкомпонентное решение, которое становится возможным, когда

$$V_{OUT} = V_{SENSE} \left(\frac{R_1}{R_2 + \frac{R_3}{D}} + 1 \right) = 0.8 \dots 10 \text{ В}$$

при изменении D от 0 до 1. (Здесь D – коэффициент заполнения импульсов ШИМ).

Все, что требуется для добавления ШИМ-управления к Рисунку 1, – это разделить резистор R_2 на две равные половины, подключить фильтрующий конденсатор C_F к середине пары и добавить ШИМ-коммутатор Q_1 последовательно с его концом, идущим к земле.

Емкость C_F , необходимая для ослабления пульсаций ШИМ до уровня 1 LSB (младший значащий бит) равна $2^{(N-2)} T_{PWM} / R_2$, где N – количество битов ШИМ, а T_{PWM} – период ШИМ. Поскольку конденсатор C_F никогда не увидит больше, чем, возможно, один вольт, его номинальное напряжение не имеет значения.

Интересной особенностью этой простой топологии является то, что, в отличие от мно-

гих других схем цифрового управления источником питания, для точности стабилизации имеет значение только внутреннее опорное напряжение регулятора. Таким образом, точность не зависит от внешних источников напряжения, например, логических шин. Это очень хорошо, поскольку, например, температурный коэффициент опорного напряжения регулятора TPS54332 составляет всего 15 ppm/°C.

На Рисунке 3 показан график зависимости V_{OUT} от коэффициента заполнения ШИМ для

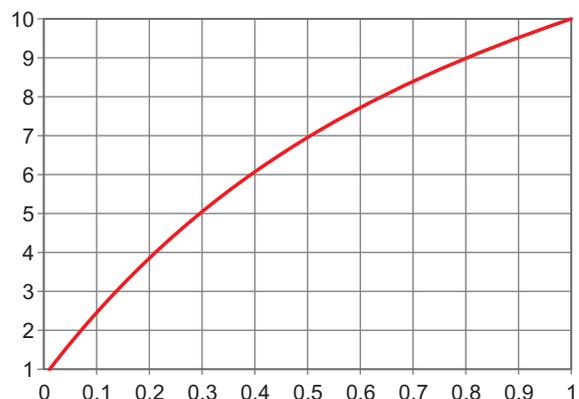


Рисунок 3. График зависимости V_{OUT} от коэффициента заполнения ШИМ D для схемы на Рисунке 2.

схемы на Рисунке 2, где ось X – D, ось Y – V_{OUT} , и

$$V_{OUT} = V_{SENSE} \left(\frac{R_1}{R_2 + \frac{R_3}{D}} + 1 \right),$$

$$V_{OUT(MIN)} = V_{SENSE},$$

$$V_{OUT(MAX)} = V_{SENSE} \left(\frac{R_1}{R_2 + R_3} + 1 \right),$$

$$\frac{R_1}{R_2 + R_3} = \frac{V_{OUT(MAX)}}{V_{SENSE}} - 1.$$

На Рисунке 4 показан график обратной функции D от V_{OUT} , где

$$D = \frac{R_3}{\frac{R_1}{V_{OUT}/V_{SENSE} - 1} - R_2}.$$

Нелинейность зависимости D от V_{OUT} влечет за собой некоторое усложнение программного обеспечения (два вычитания и три деления), необходимого для выполнения преобразования. Но поскольку это позволяет

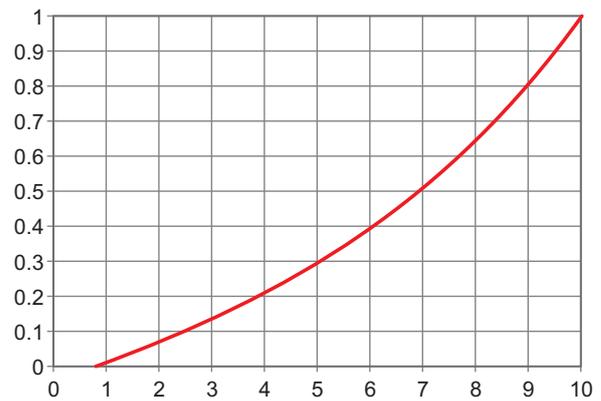


Рисунок 4. Зависимость D от V_{OUT} ; нелинейность требует некоторого усложнения программного обеспечения для выполнения преобразования.

существенно упростить схему, это кажется разумной (возможно, нулевой) ценой. Или, если доступна необходимая память, еще одной (простой!) возможностью является таблица соответствия. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS54332](#)
2. [Datasheet Microchip TN0104](#)

Новый подход к созданию высокоэффективного и простого понижающе-повышающего преобразователя

Tamara A. Papalias, Mike Wong

EDN

Часто от входного источника питания требуется стабильное напряжение, которое выше и ниже выходного. Распространенным решением является использование повышающего преобразователя с последующим LDO регулятором, как показано на Рисунке 1. Повышающий преобразователь сконфигурирован на прием напряжений в диапазоне от 3 В до 6 В и выдачу на выходе напряжения 6.25 В. Затем напряжение 6.25 В стабилизируется и понижается до 5 В с помощью LDO регулятора. В обоих каскадах этого решения имеются некоторые потери преобразования. Более простое однокаскадное решение с повышающим преобразователем обеспечивает более высокий КПД. Это простое решение с использованием р-канального полевого транзистора представлено в деталях и сравнивается с обычным решением.

При использовании повышающего преобразователя, чтобы избежать значительных потерь, выходное напряжение должно быть выше самого высокого входного напряжения. Поэтому выходное напряжение повышающего преобразователя на Рисунке 1 установлено равным 6.25 В. Для получения желаемого конечного напряжения 5 В используется включенный за ним регулятор с низким падением напряжения (LDO). КПД этой системы η_{SYSTEM} можно вычислить на основании КПД каждого из компонентов по следующей формуле:

$$\eta_{\text{SYSTEM}} = \eta_{\text{BOOST}} \times \eta_{\text{LDO}},$$

КПД повышающего преобразователя η_{BOOST} обычно составляет 90%, однако КПД LDO регулятора η_{LDO} определяется отношением выходного напряжения к входному

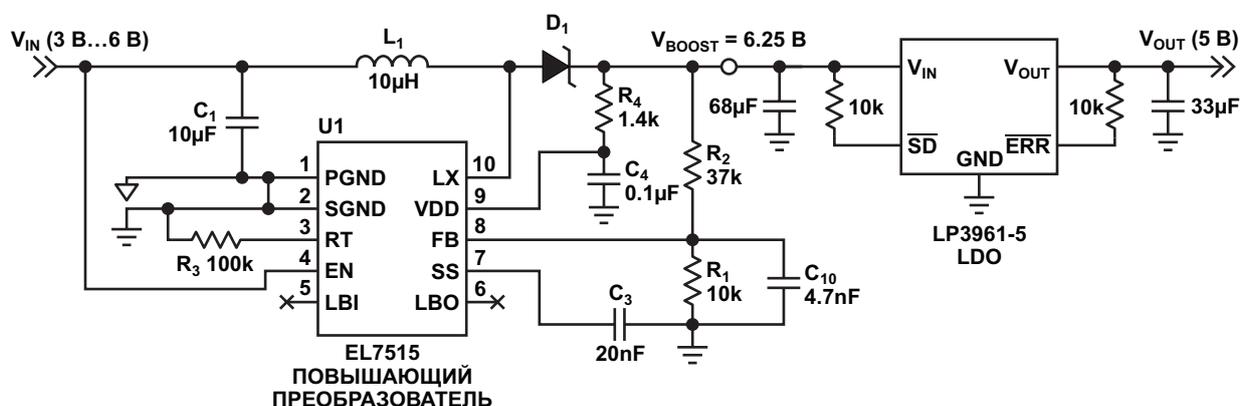


Рисунок 1. Типичный стабилизатор 5 В с повышающим преобразователем и LDO регулятором.

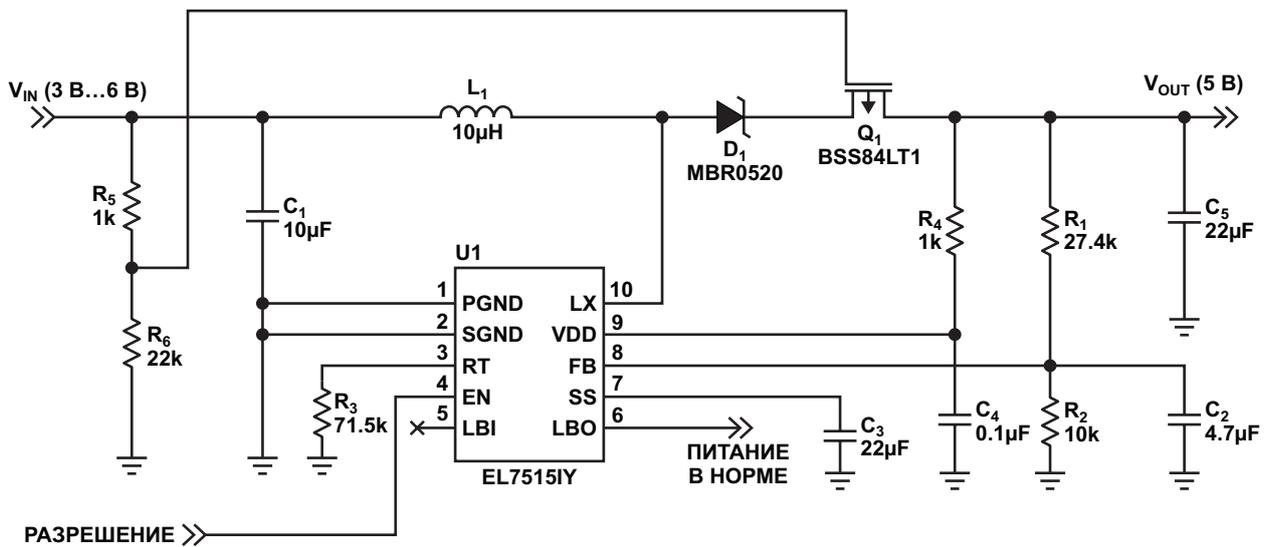


Рисунок 2. Стабилизация напряжения 5 В с повышающим преобразователем и полевым транзистором.

(5 В/6.25 В) и равно 77%. Общий КПД составляет 69%. Эта разница является компромиссом между необходимым напряжением на выходе повышающего преобразователя, падением на LDO регуляторе и запасом для системы.

Для существенного повышения КПД этой системы необходимо однокаскадное решение. Однокаскадная повышающая схема показана на Рисунке 2. Диод Шоттки, включенный последовательно с р-канальным полевым транзистором, поддерживает на выходе преобразователя напряжение, превышающее выходное напряжение системы, способствуя работе повышающего преобразователя в режиме высокого КПД. Значение напряжения на выходе повышающего преобразователя задается комбинацией напряжения включения полевого транзистора и выходного напряжения делителя, подаваемого на его затвор.

Полевой транзистор работает как линейный резистор с пороговым напряжением V_{GS} , равным 1.0 В. Он полностью включен, когда входное напряжение ниже 4.2 В. Когда входное напряжение превышает 4.2 В, напряжение на выводе 10 повышающего преобразователя должно подняться выше входного напряжения. Поэтому делитель напряжения R5 и R6 начинает выключать транзистор, чтобы увеличить сопротивление канала. Это добавляемое сопротивление дополнительно изолирует выход повышающего преобразо-

вателя от выхода системы и добавляет падение напряжения на сопротивлении канала, позволяя преобразователю сохранять высокий КПД и стабильность. Сочетание порогового напряжения V_{GS} полевого транзистора и отношения сопротивлений резисторов делителя R5 и R6 определяет уровень входного напряжения, при котором транзистор полностью закрывается.

$$V_{IN} = (V_{OUT} - V_{GS}) \cdot \frac{R5 + R6}{R6} =$$

$$= (5 - 1) \cdot \frac{1 \text{ кОм} + 22 \text{ кОм}}{22 \text{ кОм}} = 4.18 \text{ В.}$$

Сравнение КПД двух систем представлено на Рисунке 3. При преобразовании низкого входного напряжения (3.3 В) в 5 В повыша-

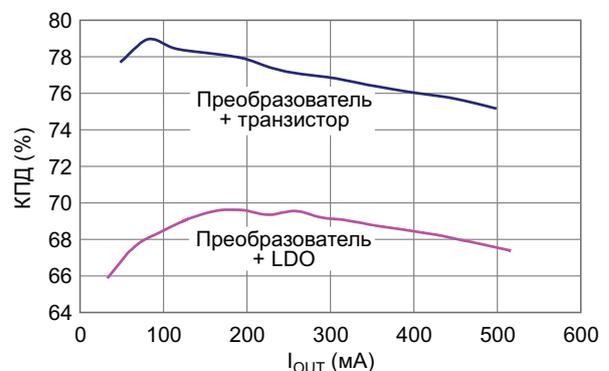


Рисунок 3. Сравнение КПД комбинаций преобразователь/LDO и преобразователь/транзистор при $V_{IN} = 3.3 \text{ В}$ и $V_{OUT} = 5 \text{ В}$.

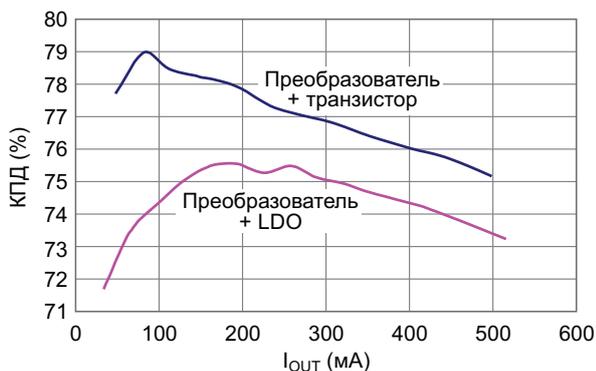


Рисунок 4. КПД комбинации из повышающего преобразователя и полевого транзистора при $V_{IN} = 5 В$ и $V_{OUT} = 5 В$.

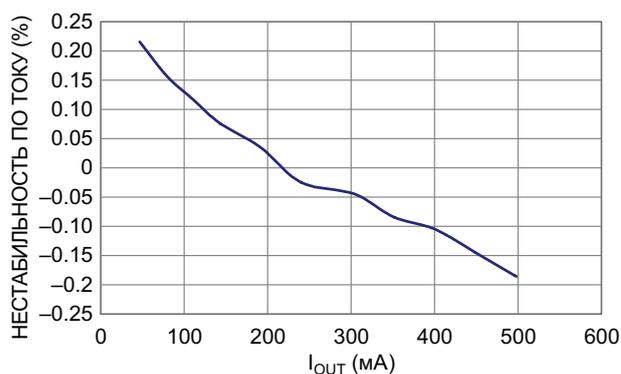


Рисунок 6. Нестабильность выходного напряжения по току нагрузки для комбинации из повышающего преобразователя и полевого транзистора.

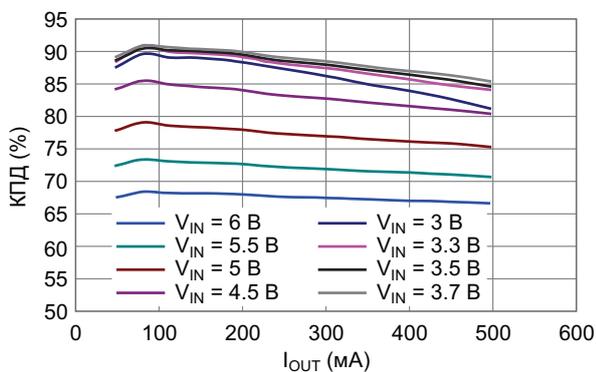


Рисунок 5. КПД комбинации из повышающего преобразователя и полевого транзистора для $V_{OUT} = 5 В$ при различных V_{IN} .

ющий преобразователь с полевым транзистором уверенно обеспечивает на 8% более высокий КПД по сравнению с комбинацией преобразователя и LDO, показанной на Рисунке 1. При большей нагрузке на схему (например, при $V_{IN} = 5 В$) КПД схемы преобразо-

зователь + транзистор остается более высоким – около +4% при небольшом токе и +2% при высоком (Рисунок 4).

Для оценки КПД при различных входных напряжениях приведен Рисунок 5. При входном напряжении меньшем или равном выходному, КПД системы значительно превышает 80%. При увеличении входного напряжения КПД падает примерно на 1% на каждые 100 мВ. Для демонстрации зависимости точности выходного напряжения от выходного тока на Рисунке 6 показана кривая нестабильности выходного напряжения по нагрузке. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes BSS84](#)
2. [Datasheet Renesas EL7515](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LP3961](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor MBR0520L](#)

Может ли LMC555 в схеме автоколебательного ГУН разрядить свой времязадающий конденсатор до нуля?

Stephen Woodward

EDN

Постоянный автор раздела «Конструкторские Идеи» Ник Корнфорд недавно опубликовал синергетическую пару статей «ГУН с линейной зависимостью высоты тона. Часть 1 – Начинаем» [1] и «ГУН с линейной зависимостью высоты тона. Часть 2 – Идем дальше» [2].

Основная тема этих статей – методы проектирования аудио ГУН, имеющих экспоненциальную (т.е. линейную по высоте тона) зависимость между управляющим напряжением и частотой. Отличная работа, Ник! Я особенно заинтересовался этой темой во время оживленной дискуссии, завязавшейся в разделе

комментариев. Спор шел о том, можно ли построить такой ГУН на основе почтенного аналогового таймера 555. Некоторые говорили «нет», другие – «да». Я склонился к последнему мнению и решил попытаться подкрепить свои слова схемой. Результат на Рисунке 1.

Доводы скептиков основывались на предполагаемой неспособности архитектуры 555 полностью разрядить времязадающий конденсатор C1 на Рисунке 1. Казалось бы, у них был веский аргумент, поскольку в обычном режиме работы при пересечении порогового уровня на входе запуска TRG разряд конденсатора C1 заканчивается. Обычно это происходит при одной трети разности напряжений шин питания, а одна треть – это очень далеко от нуля! Но оказывается, что 555, несмотря на то, что он такой старый, знает другой трюк, связанный с очень редко используемой функцией этой древней микросхемы: выводом сброса 4.

В техническом описании 555 указано, что импульс на входе сброса RST имеет приоритет над входом запуска TRG и также принудительно разряжает конденсатор C1. Такой импульс формируется с помощью элементов R3 и C2 на Рисунке 1, когда уровень сигнала на выводе OUT становится низким в конце цикла синхронизации. Произведение R3C2 обеспечивает длительность импульса, достаточную для того, что бы транзистор с сопро-

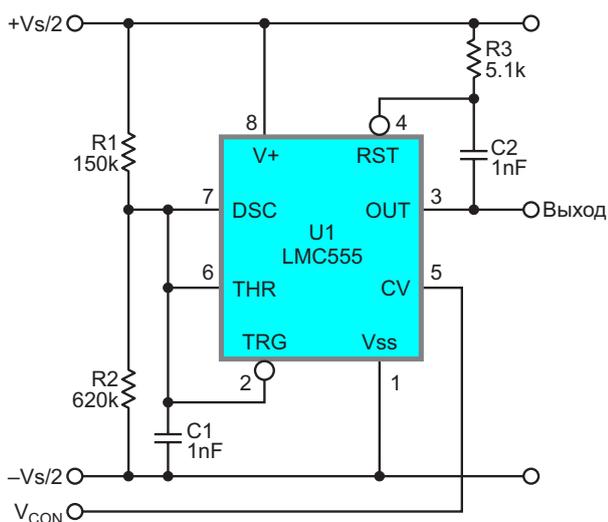


Рисунок 1. С помощью импульса на входе сброса RST ГУН на таймере 555 полностью разряжает времязадающий конденсатор C1 на отрицательную шину.

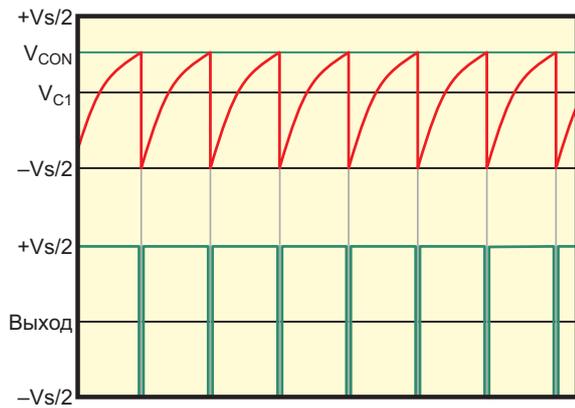


Рисунок 2. Осциллограммы сигналов ГУН; импульсы сброса формируются в конце каждого цикла синхронизации и срабатывают, когда $V_{C1} = V_{CON}$, чтобы принудительно полностью разрядить $C1$. (V_{C1} – напряжение на конденсаторе $C1$).

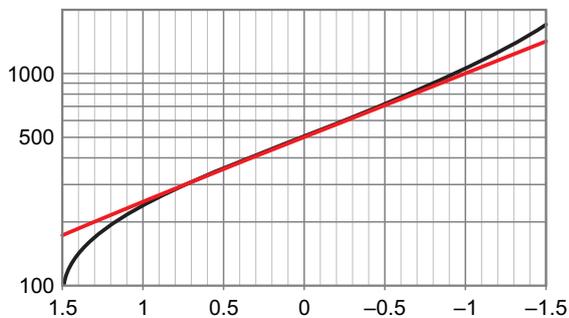


Рисунок 3. График зависимости частоты от управляющего напряжения в логарифмическом масштабе для двухоктавного ГУН, линейного по высоте тона. [Ось X – V_{CON} в вольтах (инвертирована), ось Y – $\text{Гц}/16 = 250 \text{ Гц} - 1 \text{ кГц}$].

тивлением открытого канала 15 Ом через вывод DSC точно разрядил конденсатор $C1$.

И все. Проблема решена, как показано на Рисунок 2.

На Рисунок 3 показано полученное в результате удовлетворительное логарифмическое соответствие (в основном благодаря моей бесстыдной краже хитрых соотношений резисторов Ника) схемы на таймере 555. ГУН показывает хорошее экспоненциальное (линейное по высоте тона) поведение в желаемых двух октавах от 250 до 1000 Гц.

В принципе, за счет дополнительного резистора можно улучшить линейность

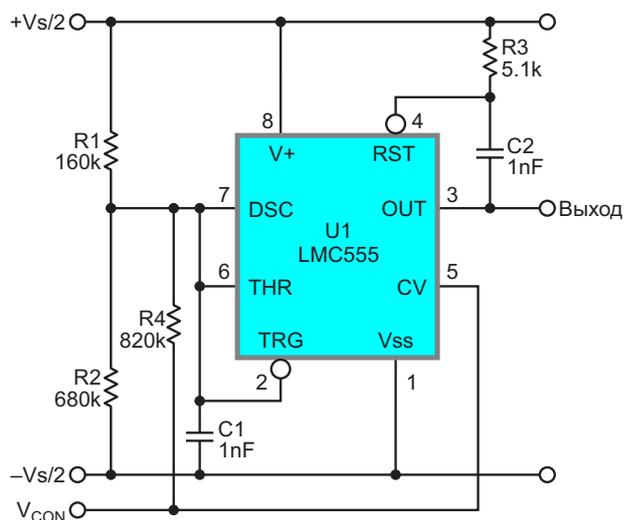


Рисунок 4. Резистор $R4$ суммирует примерно 6% от V_{CON} с напряжением времязадающего конденсатора $C1$, чтобы получить улучшение линейности, показанное на Рисунок 5.

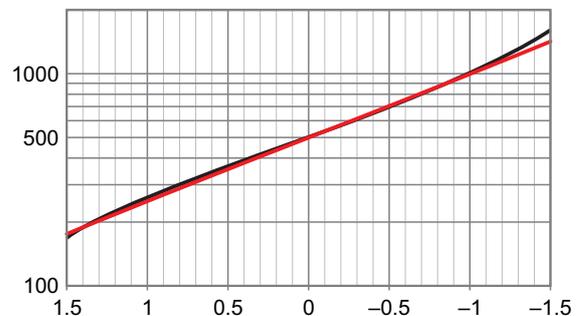


Рисунок 5. Эффект от дополнительного резистора $R4$, демонстрирующий улучшение линейности. [Ось X – V_{CON} в вольтах (инвертирована), ось Y – $\text{Гц}/16 = 250 \text{ Гц} - 1 \text{ кГц}$].

настолько, чтобы добавить еще полвольта и пол-октавы на обоих концах диапазона и охватить диапазон от 177 Гц до 1410 Гц. См. Рисунок 4 и Рисунок 5. [РЛ](#)

Ссылки

1. Nick Cornford. [ГУН с линейной зависимостью высоты тона. Часть 1 – Начинаем](#). РадиоЛоцман, 2025, 03-04, стр. 12.
2. Nick Cornford. [ГУН с линейной зависимостью высоты тона. Часть 2 – Идем дальше](#). РадиоЛоцман, 2025, 03-04, стр. 16.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)

Бесшумное отключение звукового сигнала с помощью схемы на биполярных транзисторах

Rod Elliott

Введение

Как правило, приглушение и/или отключение звукового сигнала выполняется с помощью реле, полевых транзисторов или КМОП аналоговых коммутаторов. У всех способов есть свои ограничения, но малоизвестная технология, которая, на первый взгляд, никогда не будет работать, – это использование биполярных транзисторов.

Представленная здесь конструкция имеет чрезвычайно низкий уровень искажений в выключенном состоянии, а также очень незначительный «прорыв» сигнала при включении. Характеристики намного лучше, чем у полевого транзистора, и, в отличие от микросхем аналоговых коммутаторов, вам не придется возиться с несколькими напряжениями питания. В выключенном состоянии искажения обычно составляют менее 0.004%, а ослабление во включенном состоянии превышает 55 дБ.

Такое поведение, вероятно, неожиданно – всем известно, что на несмещенный транзистор нельзя подавать сигнал переменного тока. Однако при соблюдении определенных условий это возможно. В данном проекте показано, как это делается. Сделать это на удивление просто, и никаких «специальных» транзисторов не требуется.

Хотя представленная в этой статье идея выглядит как проект, это скорее «пища для

размышлений», чем описание конструкции. Тем не менее, найдутся приложения, где проще, дешевле и удобнее использовать показанные схемы, чем искать реле или пытаться подключить КМОП коммутаторы для отключения звука. Хотя показанные здесь идеи можно использовать для коммутации источников сигналов, придется немного повозиться и пойти на значительные компромиссы. Я не думаю, что это действительно применимо для таких целей, но у вас могут быть другие идеи.

Обратите внимание, что хотя я и показал схему с транзисторами BC549C (имеющими самое большое усиление, которые легко доступны практически везде), нет никаких причин, по которым нельзя использовать такие устройства, как BC546/7/8, 2N2222 или почти любой другой прибор n-p-n. Можно использовать транзисторы с низким напряжением обратного пробоя база-эмиттер, но при этом максимальный уровень сигнала снижается раньше, чем начинают появляться существенные искажения.

Описание проекта

Это одно из тех «невозможных» применений транзисторов, которые противоречат здравому смыслу. Однако я впервые столкнулся с ним в коммерческом генераторе тональных посылок и решил, что оно достойно дальнейшего изучения. Максимальный уровень ограничен примерно 3 В с.к.з. – выше

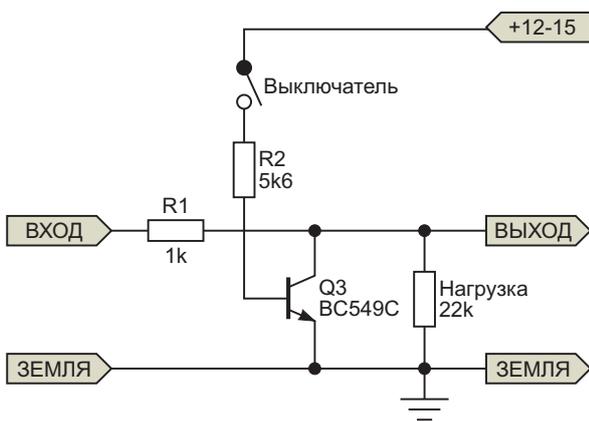


Рисунок 1. Базовая испытательная схема.

этого значения, скорее всего, искажения станут неприемлемыми (более 0.1%). Уровень, который может выдержать схема, ограничен напряжением обратного пробоя база-эмиттер используемого транзистора (транзисторов). Если хотите, базы стробирующего транзистора (транзисторов) можно подключить к источнику отрицательного напряжения, чтобы они больше не имели практически бесконечного сопротивления. Это мало что даст, и, судя по проведенным мною тестам, даже увеличит искажения.

Также следует помнить, что при включенной схеме (отключенном звуке) имеется небольшое смещение по постоянному току, но при значении менее 10 мВ его в большинстве случаев можно игнорировать, при условии, что последующая схема не связана по постоянному току. В худшем случае это

может вызвать небольшой «щелчок», когда схема включается или выключается в отсутствие сигнала.

Наиболее важной частью схемы является полная изоляция базы (через резистор R2) при выключенной схеме (Рисунок 1). Хотя бы небольшое сопротивление утечки приведет к искажениям. Однако маловероятно, что даже макетная плата или аналогичный материал будут иметь утечку, достаточную для возникновения проблем, если вы будете осторожны с монтажом. Паразитная емкость не является серьезной проблемой, если она не превышает 100 пФ. Это неправдоподобно большая емкость, чтобы получить ее, используя лишь обычные компоненты и способы монтажа.

Если требуется большее затухание, просто используйте два транзистора, разделенных еще одним сопротивлением (Рисунок 2). В отличие от реле, этот транзистор, закорачивающий напряжение сигнала, должен иметь некоторое последовательное сопротивление, поскольку транзисторы не способны закоротить низкоомный выход типичного предусилителя без сильной «протечки» сигнала, который будет сильно искажен. Одиночный транзистор обеспечит ослабление около 46 дБ, но удвоение количества транзисторов, как показано ниже, увеличит это значение до 90 дБ – по крайней мере, в теории. Вы, конечно, можете ожидать, что конечным результатом будет по-настоящему хорошо ослабленный сигнал.

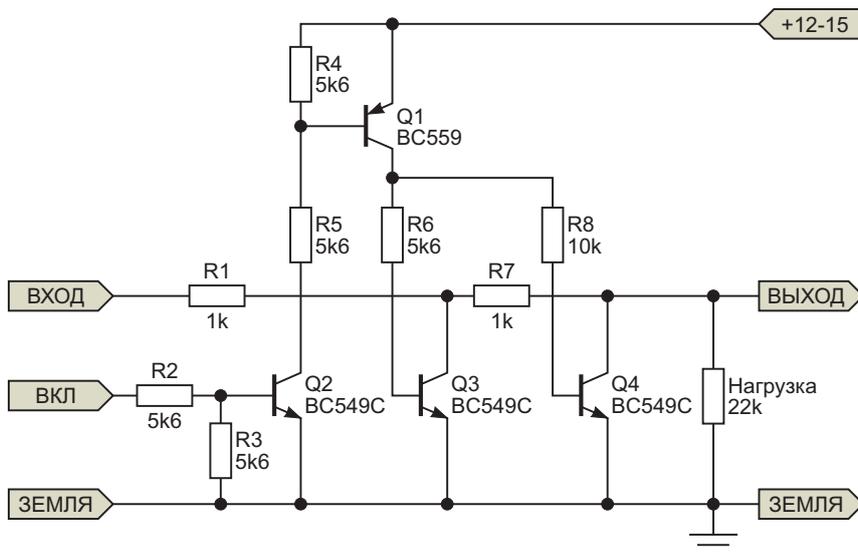


Рисунок 2. Схема отключения сигнала переменного тока на двух транзисторах.

открытым коллектором микроконтроллера или другой логической схемы), то транзистор Q1 можно исключить, но резисторы R5A и R5B необходимо сохранить! Убедитесь, что источник сигнала позволяет подтягивать уровни своих выходов выше напряжения питания логики, иначе схема будет включена постоянно.

Помните, что коллекторы транзисторов Q2A/B не должны соединяться ни с чем другим в схеме – они должны быть плавающими. Вы увидите, что резисторы между базами и эмиттерами транзисторов Q3A/B или Q4A/B отсутствуют, поскольку их добавление приведет к грубым искажениям при любом уровне сигнала, превышающем в пике 0.6 В. Даже при сопротивлении 1 МОм искажения увеличатся как минимум в 10 раз!

Где бы я это использовал?

Эту схему, полностью или частично, можно использовать везде, где требуется бесшумно отключить сигнал. Уровень сигнала не должен превышать 5 В в пике (3.5 В с.к.з.), иначе могут возникнуть слышимые искажения. Ее можно использовать в качестве универсальной схемы отключения звука на выходе предусилителя или на входе усилителя мощности, а также для подключения и отключения блоков эффектов (например, ревербератора в гитарном усилителе).

Ее также можно использовать для стробирования тестового звукового сигнала или даже для включения/выключения тестового генератора. Скорость схемы достаточно высока, чтобы она могла легко стробировать сигнал 20 кГц с минимальными или нулевыми искажениями. Обратите внимание, что схему *нельзя* использовать последовательно с инвертирующим входным каскадом смесителя – он рассчитан на нагрузки с высоким сопротивлением 10 кОм или более. Аналогично, на характеристики влияет выходное

сопротивление источника сигнала. Схема будет более эффективна при относительно высоком сопротивлении источника (1 кОм или более).

В общем, это полезная и универсальная схема для бесшумного отключения сигналов переменного тока. Не рекомендуется использовать ее для отключения очень слабых сигналов, поскольку смещение по постоянному току при включении стробирующих транзисторов будет вызывать проблемы.

Заключение

Это еще одна необычная конструкция в списке моих проектов. Во-первых, это очень нетрадиционное использование биполярных транзисторов в (относительно) малоискажающей схеме бесшумного отключения. Она обеспечивает гораздо большее ослабление, чем большинство полевых транзисторов в этой роли, и ей не требуется отрицательное напряжение питания для выключения стробирующего транзистора (транзисторов).

При большинстве используемых параметров и при типичных входных и выходных напряжениях искажения могут быть значительно ниже 0.01%, и при высоких уровнях сигнала (более 3.5 В с.к.з.) они становятся только хуже. Как уже отмечалось ранее, эта схема представлена в первую очередь как инструмент для экспериментов – я могу придумать для нее несколько возможных применений, и надеюсь, что кто-то найдет ее полезной и такой же интересной, как и я, когда увидел ее. [РЛ](#)

Ссылка

1. Genrad 1396-B Tone Burst Gate Service Manual

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC549](#)
2. [Datasheet Fairchild BC559](#)

шую нагрузку, поэтому на помощь приходит дополнительный резистор R6.

Предварительный делитель на 16 с аккумулятором U2 позволяет использовать встроенные счетчики-таймеры микроконтроллера с частотой до 6.25 МГц для получения выходного сигнала ПНЧ с полным разрешением 100 МГц. Эта идея описана в более ранней статье «Предварительный делитель/аккумулятор обрабатывает выходные сигналы ПНЧ, которые слишком быстры для таймера микроконтроллера» [4]. 

Ссылки

1. Jim Williams. [Ultra-High Speed 1 Hz to 100 MHz V-F Converter](#)

2. Jim Williams. [Преобразователь напряжение-частота с динамическим диапазоном 160 дБ и максимальной частотой 100 МГц](#)
3. Stephen Woodward. [Прецизионный диодный зарядовый насос](#)
4. Stephen Woodward. [Предварительный делитель/аккумулятор обрабатывает выходные сигналы ПНЧ, которые слишком быстры для таймера микроконтроллера](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74AC14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74AC74](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD74AC161](#)
4. [Datasheet Analog Devices LT1027](#)
5. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC1G14](#)
6. [Datasheet Texas Instruments TLV9161](#)
7. [Datasheet Avago Technologies 1N5711](#)

Простой многоступенчатый магазин сопротивлений

Vijay Deshpande

Electronic Design

В этом модульном магазине сопротивлений используется уникальная топология, позволяющая уменьшить количество переключателей и резисторов, обеспечивая при этом максимальное количество ступеней.

Массив или магазин нагрузочных резисторов часто бывает необходим для тестирования силовых устройств, определения характеристик солнечных панелей и многих других приложений, требующих испытаний при различных четко определенных нагрузках. Хотя простые реостаты могут обеспечивать непрерывное изменение сопротивления нагрузки, их номинальная мощность уменьшается по мере уменьшения значения их сопротивления, и они имеют последовательную индуктивность, которая в некоторых случаях нежелательна. Вместо этого лучшей альтернативой является «магазин сопротивлений».

К числу характеристик магазина нагрузочных резисторов, которые в первую очередь интересуют инженеров, относятся:

- Минимальное значение последовательной индуктивности.
- Максимально возможное количество ступеней.
- По мере уменьшения сопротивления нагрузки максимально допустимая мощность должна увеличиваться.
- Небольшое количество компонентов.

Эта модульная топология магазина сопротивлений, в которой используются четыре переключателя и пять резисторов, может также служить универсальным строительным блоком (Рисунок 1). Он изменяет значение сопротивления 12 ступенями; если требуется более 12 ступеней, можно подключить параллельно еще один такой модуль, увеличив

таким образом количество ступеней до 144. В результате можно получить большое количество ступеней без усложнения конструкции.

Базовый магазин сопротивлений состоит из резисторов R1-R5 и переключателей SW1, J1, J2 и SW2. Переключатель SW1 используется для управления резисторами R1 и R2, а SW2 – резисторами R4 и R5. Один конец R2 и R5 напрямую подключен к земле, а R2 и R3 подключены к земле через переключатели J1 и J2. В Таблице 1 показано эквивалентное сопротивление R_{EQ} для различных сочетаний положений переключателей.

С помощью четырех переключателей можно задать 16 состояний. Для эквивалентного сопротивления R_{EQ} существует 12 различных значений, использующих 12 комбинаций положений переключателей. (Оставшиеся четыре комбинации дают повторяющиеся значения для R_{EQ} ; эти альтернативные комбинации отражены в колонке «Альт.»). Фор-

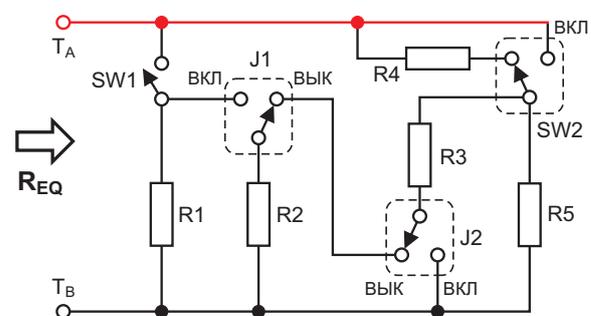


Рисунок 1. Топология магазина сопротивлений с четырьмя переключателями и пятью резисторами проста.

Таблица 1. Комбинации резисторов при различных сочетаниях положений переключателей и соответствующие формулы

SW1	J1	J2	SW2	Альт.	Формулы	Альт. формулы	Коэффициент	R _{EQ} [Ом]
ВЫК	ВКЛ	ВЫК	ВЫК		R4 + R5		R/0.5	2000.0
ВЫК	ВЫК	ВЫК	ВЫК		R4 + {(R2+R3) R5}		R/0.6	1666.7
ВЫК	ВЫК	ВКЛ	ВЫК	0101	R4 + {R3 R5}	R4 + {R3 R5}	R × 1.5	1500.0
ВЫК	ВКЛ	ВЫК	ВКЛ		R5		R/1	1000.0
ВЫК	ВЫК	ВЫК	ВКЛ		R5 {R2+R3}		R/1.5	666.7
ВКЛ	ВЫК	ВЫК	ВЫК		R1 {R4 + (R5 (R2+R3))}		R/1.6	625.0
ВКЛ	ВЫК	ВКЛ	ВЫК		R1 {R4 + (R3 R5)}		R × 0.6	600.0
ВЫК	ВЫК	ВКЛ	ВКЛ	0111	R3 R5	R3 R5	R/2	500.0
ВКЛ	ВКЛ	ВЫК	ВЫК	1001	(R1 R2) (R4 + R5)	R1 R5 (R2 + R3)	R/2.5	400.0
ВКЛ	ВКЛ	ВКЛ	ВЫК		(R1 R2) {R4+(R3 R5)}		R × 0.375	375.0
ВКЛ	ВКЛ	ВЫК	ВКЛ	1011	R1 R2 R5	R1 R3 R5	R/3	333.3
ВКЛ	ВКЛ	ВКЛ	ВКЛ		R1 R2 R3 R5		R/4	250.0

мулы для расчета значения R_{EQ} для 12 различных комбинаций приведены в колонке «Формулы», а в колонке «Альт. формулы» перечислены формулы для альтернативных комбинаций.

Коэффициенты деления/умножения для 12 комбинаций положений переключателей, необходимые для расчета R_{EQ}, приведены в колонке «Коэффициент». Эти коэффициенты были получены при условии, что все пять резисторов имеют одинаковые сопротивления, равные R (Ом). Значения, указанные в колонке «R_{EQ}», были рассчитаны для случая R1 = R2 = R3 = R4 = R5 = 1000 Ом.

Если все резисторы имеют сопротивление 1000 Ом и номинальную мощность 2 Вт, то результирующие характеристики получаются следующими:

- Максимальное значение R_{EQ}: 2000 Ом.
- Максимальное прикладываемое напряжение: V_{MAX} = √(2×1000) = 44.72 В.
- Предельно допустимая мощность при максимальном сопротивлении R_{EQ}: 1 Вт.
- Минимальное значение R_{EQ}: 250 Ом.
- Предельно допустимая мощность при минимальном сопротивлении R_{EQ}: 8 Вт.
- Предельно допустимая мощность при любых других значениях сопротивлений:

$$\frac{V_{MAX}^2}{R_{EQ}} = \frac{44.72 \times 44.72}{R_{EQ}}$$

На Рисунке 2 показана передняя панель магазина сопротивлений, а на Рисунке 3 – расположение переключателей и резисторов.



Рисунок 2. На этом виде передней панели показаны 12 уникальных значений сопротивления для R = 1000 Ом.

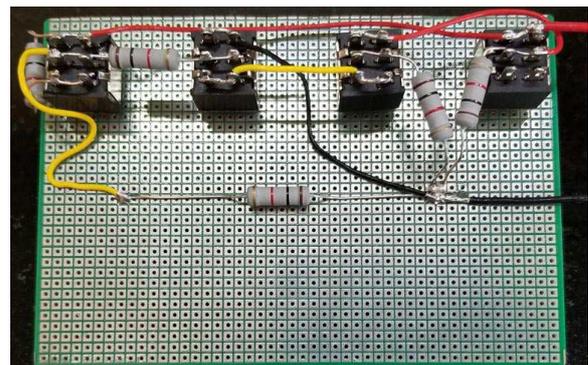


Рисунок 3. Монтаж переключателей и резисторов на печатной плате некритичен.

Этот простой магазин сопротивлений очень компактен и недорог. При весьма небольшом количестве используемых компонентов он позволяет получить 12 различных значений сопротивлений нагрузки. Однако в некоторых ситуациях требуется большее количество ступеней.

Использование нескольких магазинов сопротивлений для увеличения количества ступеней

Использование двух описанных выше базовых модулей магазинов сопротивлений, просто соединенных параллельно, позволяет получить больше ступеней (Рисунок 4). Для каждого значения сопротивления, установленного в БАНКЕ 1, у нас есть 12 различных значений в БАНКЕ 2.

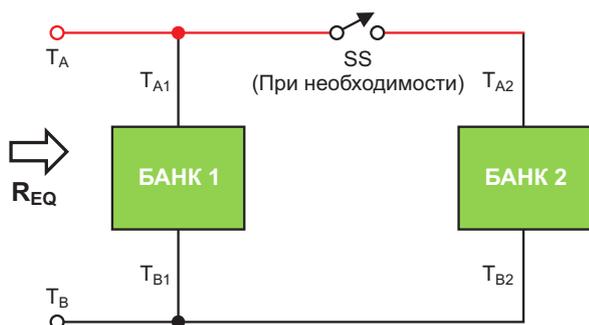


Рисунок 4. Параллельное подключение двух магазинов сопротивлений позволяет увеличить количество ступеней R_{EQ} .

Эквивалентное сопротивление магазина сопротивлений определяется по формуле:

$$R_{EQ} = \frac{R_{EQ1} \times R_{EQ2}}{R_{EQ1} + R_{EQ2}},$$

где

R_{EQ1} – эквивалентное сопротивление БАНКА 1,

R_{EQ2} – эквивалентное сопротивление БАНКА 2.

Магазины сопротивлений могут быть соединены двумя способами:

Соединение с последовательным переключателем

Как показано на Рисунке 4, два магазина сопротивлений соединены через переключатель SS. Когда переключатель замкнут, оба блока соединяются параллельно. Когда пере-

ключатель разомкнут, активен только БАНК 1. Общее количество ступеней, которое можно получить в этом случае, определяется следующим образом:

- Когда переключатель SS разомкнут, количество ступеней, получаемых при использовании БАНКА 1, равно 12.
- Когда переключатель SS замкнут, количество ступеней, получаемых при использовании БАНКА 1 и БАНКА 2, составляет $12 \times 12 = 144$.

Следовательно, общее количество ступеней составляет $12 + 144 = 156$. Таким образом, добавив один дополнительный переключатель, мы получаем выигрыш в 12 дополнительных ступеней.

Соединение без переключателя

В этом случае переключатель SS отсутствует, и оба банка постоянно соединены. Следовательно, общее число ступеней равно 144.

Выбор номиналов резисторов

Выбор сопротивлений резисторов очень важен. Если сопротивления резисторов обоих банков одинаковы, то будет создано большое количество повторяющихся значений. Поэтому имеет смысл использовать для двух банков немного разные значения. Рассмотрим случай, когда все пять резисторов БАНКА 1 имеют сопротивление 1000 Ом, а БАНКА 2 – 910 Ом. Эквивалентные значения сопротивлений для обоих банков приведены в Таблице 2.

В Таблице 3 показаны значения сопротивлений, которые можно получить при использовании этих двух банков.

Обратите внимание, что в этой таблице:

- Если переключатель SS не используется, значения в столбце «SS ВЫК» будут недоступны.
- Все значения сопротивлений округлены до 1 Ом.
- Выбирайте соседние значения сопротивлений для БАНКА 1 и БАНКА 2; при сильно

Таблица 2. Значения R_{EQ} для БАНКА 1 и БАНКА 2 при 12 комбинациях положений переключателей

Переключатели	0100	0000	0010	0101	0001	1000	1010	0011	1100	1110	1101	1111
R_{EQ1} [Ом]	2000	1667	1500	1000	667	625	600	500	400	375	333	250
R_{EQ2} [Ом]	1820	1517	1365	910	607	569	546	455	364	341	303	228

Таблица 3. Значения R_{EQ} в омах для магазина сопротивлений на Рисунке 4

		БАНК 2												
		SS ВЫК	0100	0000	0010	0101	0001	1000	1010	0011	1100	1110	1101	1111
БАНК 1	0100	2000	953	863	811	625	465	443	429	371	308	292	263	204
	0000	1667	870	794	750	589	445	424	411	357	299	283	257	200
	0010	1500	822	754	715	566	432	412	400	349	293	278	252	198
	0101	1000	645	603	577	476	378	363	353	313	267	254	233	185
	0001	667	488	463	448	385	318	307	300	270	235	226	208	170
	1000	625	465	443	429	371	308	298	291	263	230	221	204	167
	1010	600	451	430	417	362	302	292	286	259	227	218	201	165
	0011	500	392	376	366	323	274	266	261	238	211	203	189	156
	1100	400	328	317	309	278	241	235	231	213	191	184	173	145
	1110	375	311	301	294	266	232	226	222	206	185	179	168	142
	1101	333	282	273	268	244	215	210	207	192	174	169	159	135
1111	250	220	215	211	196	177	174	171	161	148	144	137	119	

разнесенных значениях номинальная мощность резисторов уменьшается.

Для двух параллельно соединенных банков, где все резисторы БАНКА 1 имеют сопротивление 1000 Ом и мощность 2 Вт, а резисторы БАНКА 2 – 910 Ом и 2 Вт, результирующие характеристики магазина сопротивлений будут следующими:

- Максимальное значение R_{EQ} при наличии переключателя SS равно 2000 Ом.
- Максимальное значение R_{EQ} при отсутствии переключателя SS равно 953 Ом.
- Максимальное напряжение, которое можно приложить к магазину сопротивлений, равно $\sqrt{2 \times 910} = 42.66$ В.
- Допустимая рассеиваемая мощность для максимального значения R_{EQ} при наличии переключателя SS равна 0.9 Вт.
- Допустимая рассеиваемая мощность для максимального значения R_{EQ} при отсутствии переключателя SS равна 1.9 Вт.
- Минимальное значение R_{EQ} равно 119 Ом.
- Допустимая рассеиваемая мощность для минимального значения R_{EQ} равна 15.3 Вт.
- Допустимая рассеиваемая мощность для любых других выбранных сопротивлений равна $(42.66 \times 42.66)/R_{EQ}$.

График сопротивления

На Рисунке 5 показан график зависимости сопротивления банка резисторов R_{EQ} от номера ступени (с переключателем SS). Последовательность номеров ступеней упорядочена для получения монотонно уменьшающихся

значений сопротивления. Если переключатель SS не используется, 12 значений, показанных в столбце «SS ВЫК», не будут отображены на графике, и будет всего 144 ступени.

Как увеличить количество ступеней в базовой топологии

Как видно из Рисунка 1, использование четырех переключателей дает 16 комбинаций переключателей. Однако в Таблице 1 показаны четыре альтернативные комбинации, которые дают дублирующие значения сопротивлений. Это уменьшает количество ступеней до 12. Если увеличить количество ступеней в этой базовой топологии, то общее количество ступеней увеличится без увеличения количества компонентов. Рассмотрим альтерна-



Рисунок 5. Зависимость R_{EQ} от номера ступени с резисторами $R = 1000$ Ом в БАНКЕ 1 и $R = 910$ Ом в БАНКЕ 2 (при замкнутом SS) с последовательностью ступеней, установленной для получения монотонно уменьшающихся значений сопротивления.

тивную комбинацию 1001 в Таблице 1: R3 присутствует только в альтернативной формуле. Аналогично, для альтернативной комбинации 1011 R3 также присутствует только в альтернативной формуле.

Поэтому, если использовать разные сопротивления резисторов R2 и R3, можно получить две дополнительные ступени.

Для БАНКА 1:

Для $R1 = R2 = R4 = R5 = 1000 \text{ Ом}$ и $R3 = 953 \text{ Ом}$ для первой комбинации положений переключателей 1100 $\rightarrow 400 \text{ Ом}$ и для альтернативной комбинации 1001 $\rightarrow 398.1 \text{ Ом}$. Аналогичная ситуация для первой комбинации положений переключателей 1101 $\rightarrow 333.3 \text{ Ом}$ и для альтернативной комбинации 1011 $\rightarrow 327.9 \text{ Ом}$.

Для БАНКА 2:

Для $R1 = R2 = R4 = R5 = 910 \text{ Ом}$ и $R3 = 1100 \text{ Ом}$ для первой комбинации положений переключателей 1100 $\rightarrow 364 \text{ Ом}$ и для альтернативной комбинации 1001 $\rightarrow 371 \text{ Ом}$; для первой комбинации 1101 $\rightarrow 303.3 \text{ Ом}$ и для альтернативной комбинации 1011 $\rightarrow 321.9 \text{ Ом}$.

Следовательно, каждый банк нагрузок может обеспечить по 14 ступеней. Использование приведенных выше значений для БАНКА 1 и БАНКА 2 дает 196 ступеней без переключателя SS и 210 ступеней с переключателем. Таким образом, без каких-либо дополнительных затрат происходит дальнейшее увеличение количества ступеней для R_{EQ} .

Базовая топология магазина сопротивлений менее сложна и требует меньшего количества компонентов. Однако если необходимо большее количество ступеней, можно соединить параллельно два банка, поскольку конструкция банка является модульной. Используя простые алгоритмы, можно запрограммировать магазин сопротивлений на ступенчатое увеличение или уменьшение значений. Благодаря своей простоте и модульному подходу эта топология магазина сопротивлений должна найти широкое применение и может даже использоваться в качестве «синтезатора» сопротивления внутри микросхемы. [РЛ](#)

Ссылки

1. Instructables (Autodesk), Vijay Vasant Deshpande, "Switched Load Resistor Bank With Smaller Step Size."

Включил-выключил без триггера

Stephen Woodward

EDN

В последнее время было много интересных обсуждений и совместной работы авторов EDN по изобретению схем для управления включением/выключением питания с использованием недорогих нефиксируемых кнопок (см. [1]–[4]).

В большинстве этих конструкций используются триггеры, запускаемые фронтом (например, CD4013), но, конечно, существуют и другие возможности. Одна из них показана на Рисунке 1.

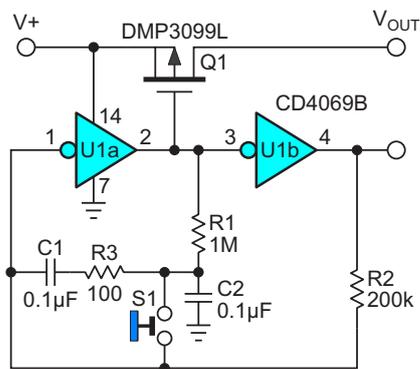


Рисунок 1. Переключение включено-выключено без триггеров и дребезга контактов, со сбросом при включении питания и малым количеством компонентов.

Хорошо, я (почти) слышу ваши возражения. Технически не совсем верно описывать Рисунок 1 как схему без триггера, поскольку два инвертора U1a и U1b, соединены как бистабильная защелка. То есть, как триггер. На самом деле, отличие состоит в том, как его

состояние переключается с помощью кнопки S1. Вот как это работает.

Пока при ненажатой кнопке S1 схема находится во включенном или выключенном состоянии, инвертор U1a через резистор R1 заряжает конденсатор C2 до уровня, противоположного уровню на его входе. Таким образом, при нажатии S1 C2 создает перепад на входе U1a, тем самым переключая защелку. Постоянная времени R1C2, равная 100 мс, достаточно велика, чтобы гарантировать, что если на контактах S1 возникнет дребезг, а это наверняка произойдет, дополнительный заряд C2 успешно преодолеет турбулентность.

Тогда, поскольку $R2 < R1$, положительная обратная связь через резистор R2 возьмет верх над R1, поддерживая на C2 ту же полярность заряда до тех пор, пока кнопка S1 остается нажатой. Это гарантирует, что позже, когда кнопка S1 будет отпущена, если при размыкании возникнет дребезг (как, по слухам, делают некоторые переключатели), новое состояние защелки не будет потеряно. Теперь r-канальный MOSFET Q1 передает питание на нагрузку (или не передает). Таким образом, мы можем с уверенностью рассчитывать на надежные включения и выключения.

А каково назначение конденсатора C1? Это объясняет Рисунок 2.

Если напряжение V+ некоторое время было нулевым (из-за того, что была вынута батарея или отключен сетевой адаптер), конденсаторы C1 и C2 также разрядятся до нуля (или около того). Поэтому, когда напряжение

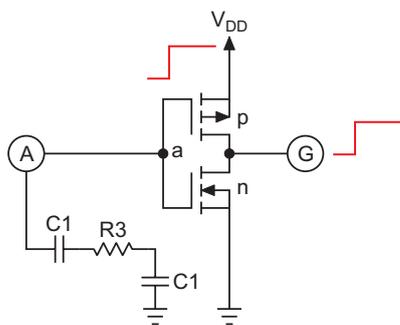


Рисунок 2. Включение при подаче питания, когда нарастающий фронт V_{DD} на истоке р-канального полевого транзистора, уровень напряжения на затворе которого поддерживается низким с помощью RC-цепи, открывает его.

V_{DD} восстановится, они будут удерживать затворы полевых транзисторов инвертора притянутыми к земле. Это сделает потенциал затвора р-канального полевого транзистора отрицательным относительно его истока, включит его, устанавливая на его выходе высокий уровень, и сбросит защелку в положение «ВЫКЛЮЧЕНО».

Тогда зачем нужен резистор R3?

Если защелка некоторое время находится в состоянии покоя при ненажатой кнопке S1, независимо от того, включена она или выключена, конденсатор C1 зарядится до уровня V_{DD} . Затем, когда кнопка S1 нажата, C1 будет «быстро» разряжаться. Без R3 «быстро» могло бы быть слишком хорошо и повлечь за собой достаточно большой мгновенный ток через S1 и, следовательно, достаточно большое количество энергии, выделяющейся на ее контактах, чтобы сократить срок службы кнопки.

И последнее соображение по поводу количества компонентов. Микросхема 4069 содержит шесть элементов, поэтому использование на Рисунке 1 только двух инверторов из шести выглядит расточительством. Можно надеяться, что разработчик сумеет найти применение неиспользуемым элементам в другом месте своей схемы, но что, если у него это не получится?

Тогда может оказаться, что будет полезным Рисунок 3.

Выходное сопротивление микросхемы 4069 зависит от напряжения V_{DD} , но может составлять до 200 Ом (типичное значение) при

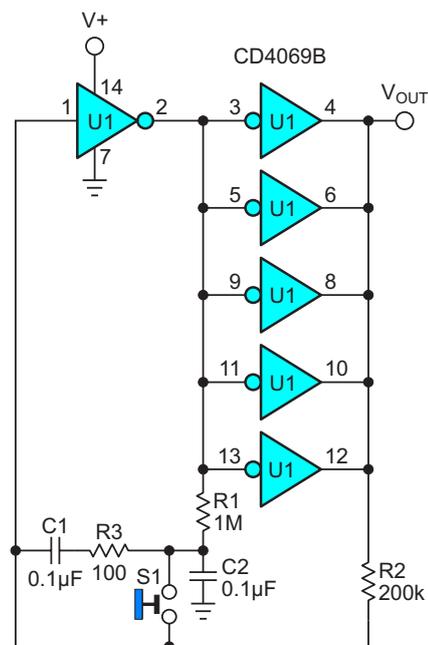


Рисунок 3. Сделайте что-нибудь полезное с оставшимися 2/3 микросхемы U1, исключите Q1 для нагрузок менее 10 мА и получите бесплатную защиту от короткого замыкания.

напряжении V_{DD} больше 10 В. Поэтому, если включить все пять доступных инверторов параллельно, как показано на Рисунке 3, мы получим между V_{DD} и V_{OUT} результирующее сопротивление $200/5 = 40$ Ом. Этого может быть достаточно для маломощных приложений, что делает транзистор Q1 излишним. Дополнительным преимуществом является то, что при случайном замыкании на землю защелка и закороченная нагрузка будут быстро и автоматически отключены. Таким образом, у U1 будет гораздо меньше шансов загореться, а у нас – огорчаться! Обратите внимание, что это также работает, если защелка выключена, а выход закорочен на шину V_{DD} . **РЛ**

Ссылки

1. Nick Cornford. [Нажать или удерживать? Это делает и то, и другое](#)
2. Stephen Woodward. [Нажал - включил, нажал - выключил](#)
3. Nother, Chris. "[Latching D-type CMOS power switch: A "Flip ON Flop OFF" alternative.](#)"
4. R Jayapal. "[To press ON or hold OFF? This does both for AC voltages.](#)"

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4069UB](#)
2. [Datasheet Diodes DMP3099L](#)

Сдвоенный и точный компаратор для промышленных и измерительных приложений

Tim Davis

Electronic Design

Сдвоенные прецизионные компараторы необходимы во многих приложениях, например, в промышленных и контрольно-измерительных приборах для генерации точных сигналов широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с очень высокими (более 99%) и очень низкими (менее 1%) коэффициентами заполнения. Эта схема (Рисунок 1) улучшает конструкцию, основанную на распространенных устройствах LM311 и LT1011, которые требуют подтягивающих резисторов и имеют несимметричные пути прохождения сигнала

лов синхронизации. Особенности этой новой схемы являются согласованные короткие задержки распространения, точное формирование коэффициента заполнения, двухтактный rail-to-rail выход и работа от источника питания выше 15 В.

Схема основана на высокоскоростном видео операционном усилителе LM359 (усилителе Нортон) с дополнительным входным каскадом на биполярных р-п-р транзисторах и выходном драйвере MCP1402T, питающемся от одного источника +15 В. LM359

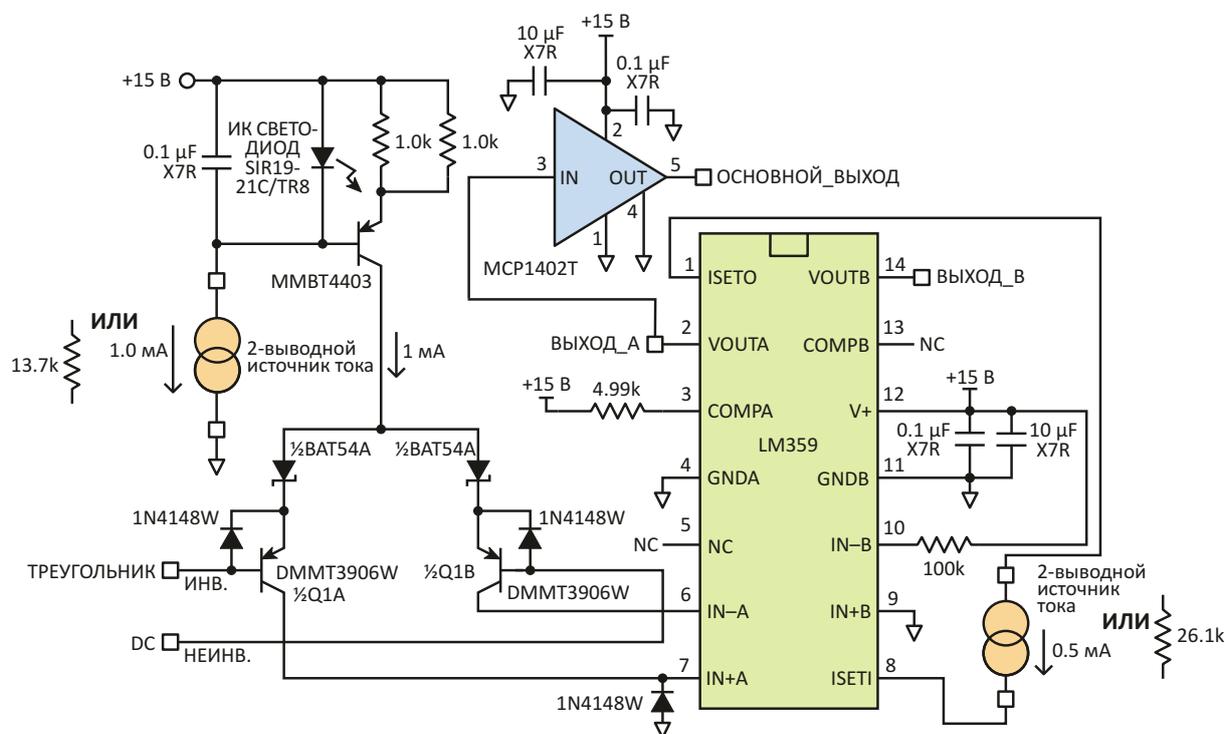


Рисунок 1. Существует несколько вариантов построения этой схемы (различные источники тока и цепи смещения транзистора).

используется для создания высокоскоростного устройства с характеристиками компаратора. Эта микросхема также позволяет на низком уровне вносить изменения в конструкцию, поскольку имеет выводы программирования как входного, так и выходного тока, а также доступный узел коррекции. Токи программирования входа и выхода управляются источником тока 0.5 мА.

Поскольку в корпусе микросхемы содержатся два операционных усилителя, одна половина включается как компаратор, а другая остается запасной. На схеме запасная половина показана для демонстрации ее подключений. Перед токовым входом LM359 расположен транскондуктивный усилитель, обеспечивающий вход по напряжению. Коэффициент усиления уменьшается в высокоимпедансном узле каскада (вывод COMPA) резистором 4.99 кОм. При необходимости управлять полосой пропускания LM359 можно параллельно резистору включить конденсатор. Вывод IN– микросхемы LM359 является дополнительным высокоимпедансным узлом, и он также может быть подключен к земле. (Идеи для входного каскада помог найти Рисунок 43 из технического описания LM359 «Добавление входного каскада на JFET»).

Выход LM359 подключен к входу драйвера MCP1402T – rail-to-rail устройства, которое может очень хорошо управлять и емкостными нагрузками. Напряжение питания LM359 можно даже сделать более низким, а MCP1402T все равно сможет работать с уровнем выходного напряжения 15 В. Максимальное напряжение питания компаратора ограничено 20 В, предельно допустимыми для MCP1402T, что означает, что его можно использовать в конструкциях с напряжением до 18.

Использование более высокого напряжения питания улучшает отношение сигнал/шум, поскольку при заданном уровне шума увеличивается уровень сигнала. Кроме того, большие входные сигналы доминируют над любыми составляющими напряжения смещения, что также является преимуществом использования более высокого напряжения питания. (Обратите внимание, что полярность выходного сигнала можно легко изменить на существующей печатной плате, используя MCP1401T вместо MCP1402T).

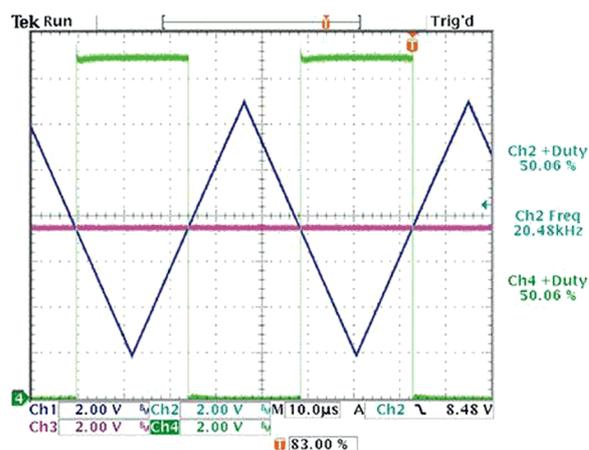


Рисунок 2. Канал CH1 (темно-синий) – это треугольные импульсы, подаваемые на инвертирующий вывод входного каскада, CH2 (светло-синий) и CH4 (зеленый) (один поверх другого) – прямоугольные импульсы на выходе MCP1402T, а CH3 (розовый) – половинный уровень напряжения питания на неинвертирующем выводе входного каскада.

В схеме используются источники тока 1 мА и 0.5 мА (двухвыводные). В первоначальной конструкции для этого использовались специальные микросхемы, но вместо них можно установить резисторы (хотя и с ухудшением характеристик подавления пульсаций питания). Возможно также применение микросхемы источника тока LM334, а также полевого транзистора с истоковым резистором для управления напряжением затвор-исток. Диоды 1N4148W на токовом входе защищают переходы эмиттер-база от обратного смещения, в то время как BAT54A предотвращает добавление тока с одной или другой стороны дифференциальной пары к «хвосту» тока.

На Рисунке 2 показаны осциллограммы в ключевых узлах компаратора, демонстрирующие согласование задержек в обоих компараторах. Измеренное рассогласование задержек распространения вызывает отклонение коэффициента заполнения от 50% всего на 0.06%. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM359](#)
2. [Datasheet Microchip MCP1402](#)
3. [Datasheet Diodes BAT54A](#)
4. [Datasheet Diodes DMMT3906W](#)
5. [Datasheet Diodes MMBT4403](#)

Перестраиваемый функциональный генератор с выделением первой гармоники

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы перестраиваемых функциональных генераторов с синтезом синусоиды за счет выделения первой гармоники исходного сигнала треугольной или прямоугольной формы.

Построение функциональных генераторов, формирующих биполярные сигналы прямоугольной и пилообразной формы, является тривиальной задачей. Для этого чаще всего используют простые RC-генераторы прямоугольных импульсов, в которых пилообразный сигнал снимают непосредственно с времязадающего конденсатора. Более проблематично получить из сигналов прямоугольной или треугольной формы сигналы синусоидальной формы регулируемой частоты.

На Рисунке 1 приведена схема функционального генератора, формирующего перечисленные выше сигналы с перестройкой рабочей частоты от 8.0 до 10.2 кГц. Выделение сигнала синусоидальной формы происходит за счет использования фильтра нижних частот, отсекающего высшие гармоники генерируемого сигнала.

Задающий генератор выполнен на операционном усилителе DA1.1 микросхемы TL064. Рабочая частота генератора регулируется изменением глубины обратной связи, снимаемой с выхода повторителя напряжения на операционном усилителе DA1.2. Сигнал пилообразной формы, снимаемый с обкладки времязадающего конденсатора C1, через RC-цепочку R4C2 подается на двухкаскадный фильтр нижних частот, выполненный на операционных усилителях DA1.3 и DA1.4.

Амплитуда биполярных сигналов прямоугольной, пилообразной и синусоидальной формы равна, соответственно, 8.4, 0.5 и 1.8...2.2 В. Коэффициент нелинейных искажений (КНИ) синусоидального сигнала в пределах диапазона перестройки частоты меняется от 0.3 до 0.7%.

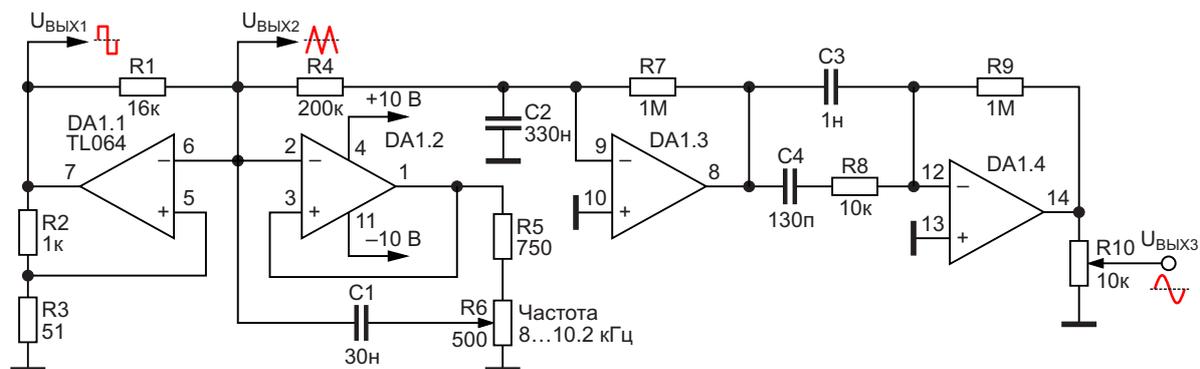


Рисунок 1. Перестраиваемый функциональный генератор с выделением первой гармоники.

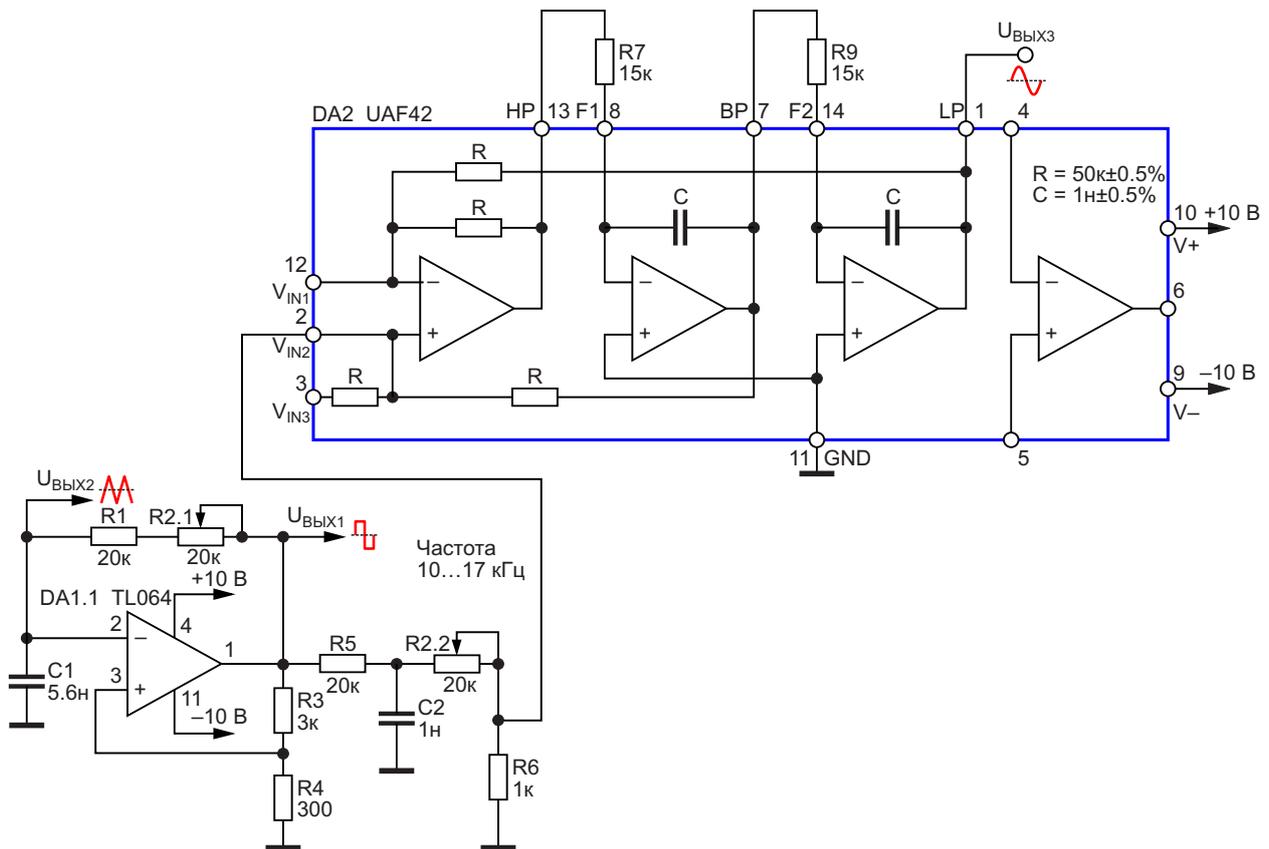


Рисунок 2. Перестраиваемый функциональный генератор на микросхемах TL064 и UAF42 с выделением первой гармоники.

Функциональный генератор, Рисунок 2, содержит генератор биполярных прямоугольных и пилообразных импульсов, выполненный на операционном усилителе DA1.1 микросхемы TL064. Импульсы прямоугольной формы через RC-цепочку R5, R2.2, C2 поступают на вход микросхемы DA2 универсального аналогового фильтра UAF42, включенного по схеме выделения нижних частот.

Частота генерации задается регулировкой потенциометра R2.1. RC-цепочка R5, R2.2, C2 предназначена для обеспечения постоянства амплитуды выходного сигнала синусоидальной формы при изменении частоты.

Резисторы R7 и R8 задают частоту среза фильтра.

С выходов функционального генератора, Рисунок 2, можно снимать перестраиваемые по частоте от 10 до 17 кГц биполярные сигналы прямоугольной, пилообразной и синусоидальной формы. Амплитуда этих сигналов равна, соответственно, 8.5, 0.9 и 0.24 В. КНИ синусоидального сигнала при перестройке частоты меняется от 2 до 3%. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL064](#)
2. [Datasheet Texas Instruments UAF42](#)

Нужен дополнительный АЦП? Добавьте его за несколько центов

Damian Bonicatto. Phoenix Bonicatto

EDN

При проектировании устройств с микроконтроллерами мне нравится вместе со всеми необходимыми сигналами датчиков использовать некоторые входы аналого-цифрового преобразователя (АЦП) для измерения напряжений питания на печатной плате. Это означает, что мне часто не хватает входов АЦП. Итак, здесь представлен способ добавления дополнительных АЦП, не требующий использования внешних микросхем, стоимостью менее 5 центов и занимающий ничтожно мало места на печатной плате!

В используемом микроконтроллере есть две вещи: выход широтно-импульсного модулятора (ШИМ) и встроенный аналоговый компаратор. Некоторые линейки микроконтроллеров, в которых они есть, – это микроконтроллеры PIC, AVR и ATmega компании Microchip. Линейки Piccolo от TI и STM32L5 от STMicroelectronics также имеют одновременно и ШИМ, и компаратор.

Итак, давайте посмотрим, как это устроено.

Основная концепция

На Рисунке 1 представлена схема, показывающая добавление резистора и конденсатора в проект на микроконтроллере.

Резистор и конденсатор образуют однополюсный фильтр нижних частот. Таким образом, концепция схемы основана на использовании выходных импульсов встроенного ШИМ и фильтрации их для получения сигнала постоянного тока, который задается коэффициентом заполнения ШИМ. Затем это постоянное напряжение сравнивается с входным сигналом с помощью встроенного компаратора. Схема очень проста, поэтому

давайте поговорим о программном коде, используемом для создания АЦП на основе этой схемы.

Чтобы получить значение входного сигнала, мы начнем с установки ШИМ на 50%-ный коэффициент заполнения. Эти симметричные прямоугольные импульсы ШИМ будут отфильтрованы RC-фильтром нижних частот, чтобы получить напряжение, равное $\frac{1}{2}$ системного напряжения микроконтроллера. На выходе компаратора будет высокий уровень (или цифровая «1»), если отфильтрованное постоянное напряжение больше, чем мгновенное напряжение входного сигнала; в противном случае на выходе компаратора будет низкий уровень (цифровой «0»).

Теперь программа будет считывать состояние выхода компаратора и выполнять поиск, чтобы найти новый уровень, при котором выход компаратора примет противополож-

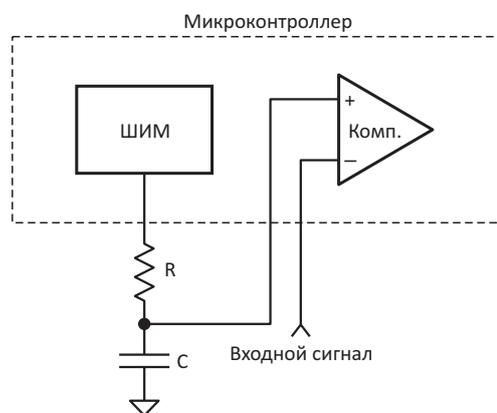


Рисунок 1. Основная концепция схемы, в которой для создания АЦП используется микроконтроллер со встроенным ШИМ и компаратором, а также RC-фильтр.

ное состояние. Другими словами, если на выходе компаратора «0», программа будет корректировать коэффициент заполнения ШИМ до тех пор, пока компаратор не выдаст «1». Если компаратор в данный момент показывает «1», коэффициент заполнения ШИМ будет уменьшаться до тех пор, пока компаратор не выдаст «0». Если разрешение ШИМ поддерживает что-то вроде 256 шагов коэффициента заполнения (или больше), этот поиск может занять значительное время. Чтобы смягчить проблему, мы будем выполнять двоичный поиск, поэтому если число шагов ШИМ равно 256, для проверки уровней потребуется $\log_2(256)$, или 8 шагов.

Краткое описание двоичного поиска заключается в том, что после первого считывания 50-процентного уровня, следующим шагом будет проверка уровня 25% или 75%, в зависимости от состояния выхода компаратора. На следующих шагах будут снова проверяться середины оставшихся уровней.

Пример работы схемы

Давайте рассмотрим простой пример, предполагая следующее:

- Системное напряжение: 5 В.
- Число доступных уровней ШИМ: 256.
- Мгновенный уровень входного сигнала: 1 В.

Первый тест будет выполнен с коэффициентом заполнения ШИМ примерно 50% (уставка 128), создающим сигнал 2.50 В, который подается на неинвертирующий вход компаратора. Это означает, что компаратор выдаст высокий уровень, показывающий, что коэффициент заполнения ШИМ слишком высок. Поэтому мы уменьшим коэффициент заполнения вдвое, установив значение 64, что даст на неинвертирующем входе напряжение 1.25 В. Компаратор снова выдаст «1»... слишком много, поэтому мы опять уменьшим коэффициент заполнения ШИМ в два раза до 32. Это даст 0.625 В на неинвертирующем входе. Теперь компаратор покажет «0», так что мы знаем, что уровень слишком низкий, и увеличиваем коэффициент заполнения ШИМ. Мы знаем, что 64 было слишком высоко, а 32 – слишком низко, поэтому переходим к среднему, или $(64 + 32)/2 = 48$, что дает 0.9375 В. Мы все еще слишком низко, поэтому, разделив разность между 64 и 48, мы полу-

чаем 56, или около 1.094 В... слишком много. Продолжаем с $(56 + 48)/2 = 52$ и получаем 1.016 В... слишком много. Опять же, с уставкой ШИМ $(52 + 48)/2 = 50$, получаем 0.9766 В. Последний шаг, $(52 + 50)/2 = 51$, дает 0.9961 В.

Это заняло 8 шагов и позволило нам максимально приблизиться к ответу. Итак, наш АЦП вернет ответ, что мгновенное напряжение входного сигнала составляет 0.9961 В.

Пример схемы с Arduino Nano

Давайте рассмотрим реальный пример. В нем используется Arduino Nano с микроконтроллером ATmega328P, который имеет несколько выходов ШИМ и один аналоговый компаратор. ШИМ, который мы будем использовать, может тактироваться различной частотой, и мы хотим, чтобы эта частота была выше, так как это облегчит фильтрацию. Это также уменьшит время установления конечного уровня выходного сигнала фильтра. Мы выберем тактовую частоту ШИМ около 31.4 кГц. На Рисунке 2 показана схема с однополюсным RC-фильтром нижних частот.

В этой схеме вывод D11 – это выход ШИМ, D6 – неинвертирующий вход компаратора, а D7 – инвертирующий вход компаратора.

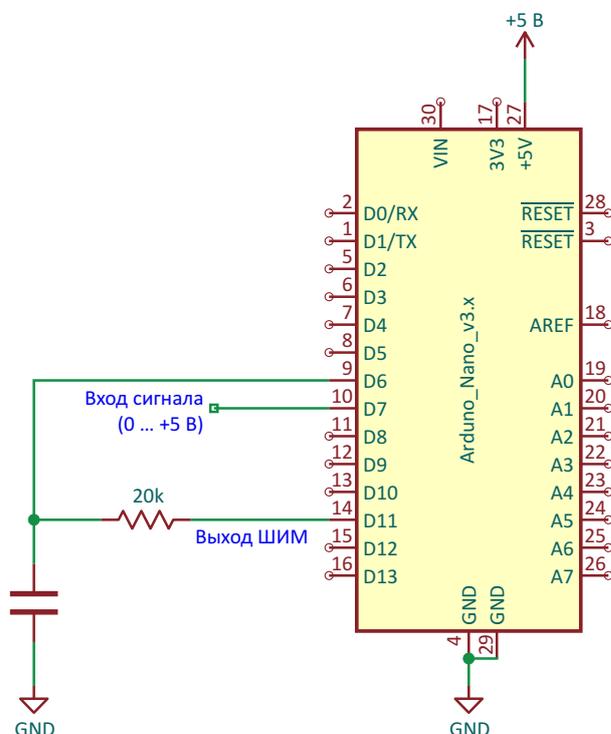


Рисунок 2. Пример схемы с использованием Arduino Nano и однополюсного RC-фильтра нижних частот.

Фильтр состоит из резистора 20 кОм и конденсатора 0.1 мкФ. Я пришел к этим значениям, экспериментируя с моделированием в LTspice, чтобы попытаться минимизировать остаточные импульсы ШИМ (пульсации), сохраняя при этом достаточно малое время установления. Целью для уровня пульсаций было разрешение изменения ШИМ на 1 бит или меньше. При напряжении питания системы 5 В и при 8-битной ШИМ (256 состояний) мы получаем разрешение $5 \text{ В} / 256 \times 20 \text{ мВ}$. Моделирование в LTspice показало пульсации 18 мВ, в то время как постоянное выходное напряжение устанавливалось в пределы нескольких милливольт от своего конечного значения за 15 мс. Поэтому при написании кода в качестве задержки между выборками я использовал 15 мс (с небольшим дополнением, которое вы увидите ниже). Поскольку для получения конечного полезного результата требуется 8 измерений, это займет $8 \times 15 \text{ мс} = 120 \text{ мс}$ или 8.3 выборки в секунду. Как отмечалось в начале, вы не будете делать выборки звуковых частот, но, безусловно, сможете контролировать постоянное напряжение на плате или медленно изменяющиеся аналоговые сигналы.

Здесь уместно заметить, что аналоговый вход Arduino не имеет схемы выборки-хранения, как у большинства АЦП, поэтому значения измеряемого напряжения представляют собой движущуюся цель. Кроме того, на входе сигнала нет антиалайсингового фильтра. При необходимости антиалайсинговый фильтр может удалять шумы, а также выполнять функцию грубого устройства выборки-хранения.

Пример программного кода

В разделе Загрузки находится ссылка на листинг программы для использования в интегрированной среде разработки Arduino. Программа считывает входной сигнал, выполняет двоичный поиск, преобразует код в напряжение, а затем отображает конечное 8-битное значение АЦП, соответствующее значению напряжения и более медленно изменяющееся отфильтрованное значение.

Ниже приведено более подробное описание кода:

- Строки 1-8 определяют вывод, который мы используем для ШИМ, и объявляют наши

переменные. Обратите внимание, что в строке 3 задается напряжение системы. Его значение следует измерять на выводе питания вашего микроконтроллера.

- Строки 11 и 12 устанавливают требуемую частоту ШИМ.
- Строки 15 и 16 настраивают используемый внутренний компаратор.
- Строка 18 инициализирует последовательный порт, в который мы будем выводить результаты.
- Со строки 22 начинается основной код. Сначала мы инициализируем некоторые переменные каждый раз перед началом двоичного поиска.
- В строке 29 мы начинаем 8-шаговый двоичный поиск, а строка 30 устанавливает коэффициент заполнения ШИМ. Затем вводится задержка в 15 миллисекунд, чтобы позволить установиться фильтру нижних частот.
- Строка 34 – это «небольшое дополнение», о котором говорилось выше. Здесь вводится вторая, случайная задержка от 0 до 31 микросекунды. Это сделано в связи с тем, что присутствующие после фильтра пульсации ШИМ коррелируют с тактовым генератором 16 МГц микроконтроллера, поэтому, чтобы помочь отфильтровать их из конечного показания, мы вводим эту задержку, исключая корреляцию.
- Строки 37 и 38 проверяют состояние компаратора после реализации задержки. В зависимости от результата сравнения изменяется диапазон для следующего коэффициента заполнения ШИМ.
- Строка 40 вычисляет новый коэффициент заполнения ШИМ в этом новом диапазоне. Затем код повторяется 8 раз для завершения двоичного поиска.
- Строки 43 и 44 вычисляют текущее значение мгновенного напряжения, а также значение отфильтрованного среднего напряжения. Это усреднение выполняется с использованием очень простого БИХ-фильтра (фильтра с бесконечной импульсной характеристикой).
- Строки 46-51 отправляют информацию в монитор последовательного порта Arduino для отображения.

Результаты теста

Первым шагом было измерение напряжения системы на выводе +5V Arduino Nano. Это значение (4.766 В) было введено в строку 3 кода. Затем я запустил код на Arduino Nano V3 и отслеживал выходные данные на мониторе последовательного порта Arduino. Для проверки кода и системы сначала я подключил к входу сигнала опорное напряжение 2.5 В. После прогрева это напряжение было измерено калиброванным 5½-разрядным цифровым мультиметром. Измеренное значение опорного напряжения составило 2.5001 В. Последовательный монитор показал мгновенное напряжение, изменяющееся от 2.5232 до 2.4858 В, а среднее напряжение варьировалось от 2.5061 до 2.5074 В. Таким образом, погрешность составила около 0.9% в измерениях мгновенного напряжения и около 0.3% в измерениях усредненного напряжения. Это показывает, что мы получаем результаты с погрешностью около ± 1 LSB

для мгновенных значений напряжения и около ± 0.4 LSB для отфильтрованных. При подаче различных других напряжений я получил сопоставимую точность.

Я также протестировал схему при входном напряжении, равном напряжению питания (4.766 В), и увидел результат 4.7473 В, означающий, что он может работать с входными напряжениями, очень близкими к верхней шине питания. При заземленном входе были показаны значения мгновенного и отфильтрованного напряжения 0.000 В.

Похоже, это очень хороший результат для АЦП, созданного путем добавления двух недорогих компонентов.

Так что в следующий раз, когда вам не хватит АЦП, попробуйте этот. Стоимость ничтожна, площадь на печатной плате минимальна, а код небольшой и понятный. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Arduino Arduino Nano](#)

Загрузки

[Листинг программы для использования в интегрированной среде разработки Arduino](#)



Драйвер белых светодиодов обеспечивает 64-ступенчатую логарифмическую регулировку яркости

Will Hadden

EDN

Схема на Рисунке 1 предназначена для портативных приложений, которым требуются белые светодиоды с логарифмической регулировкой уровня яркости. Схема питает до четырех белых светодиодов от источника 3.3 В и регулирует общий ток светодиодов от 1 до 106 мА 64 шагами по 1 дБ каждый. Драйвер представляет собой зарядовый насос, который отображает ток I_{SET} (вытекающий из вывода SET микросхемы IC₃) для получения тока через каждый светодиод, равного $(215 \cdot I_{SET} \pm 3\%)$. Внутренняя схема поддержи-

вает напряжение на выводе SET на уровне 0.6 В. Для управления яркостью светодиода операционный усилитель IC₂ отслеживает разность между напряжением питания и напряжением на движке цифрового потенциометра IC₁. Затем операционный усилитель умножает это напряжение на коэффициент усиления, чтобы установить максимальный выходной ток. Нулевое сопротивление на выводе W1 движка потенциометра соответствует минимальному току светодиода и, следовательно, минимальной яркости. Пос-

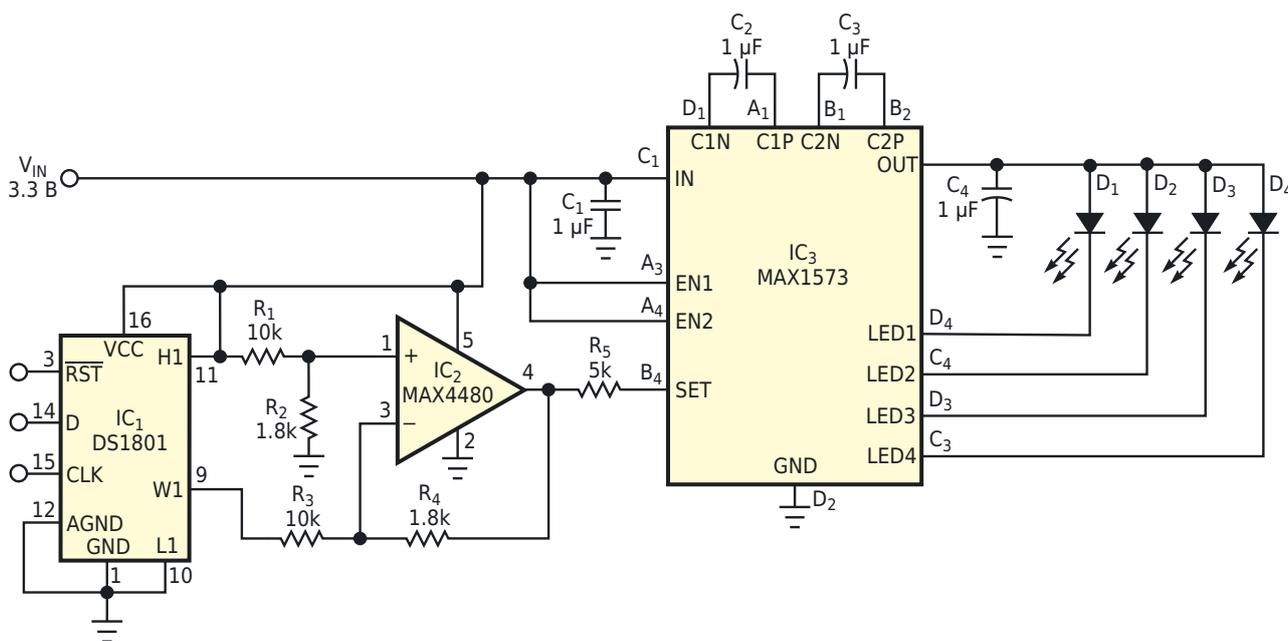


Рисунок 1. Эта схема обеспечивает возможность логарифмической регулировки яркости белых светодиодов.

кольку напряжение на выводе SET фиксировано на уровне 0.6 В, любое изменение напряжения на левой стороне резистора R_5 изменяет ток I_{SET} , а результирующее изменение токов светодиодов изменяет уровень их яркости. Резистор R_5 устанавливает максимальный ток светодиода:

$$R_5 = \frac{215 \times 0.6}{I_{LED}},$$

где I_{LED} – требуемый ток светодиода.

IC₁ – это цифровой потенциометр с логарифмической зависимостью сопротивления от положения движка. Каждому положению движка соответствует 1 дБ ослабления между выводами H1 и W1 (выводы 11 и 9). Микросхема содержит два потенциометра, управляемых 16-битным кодом через трехпроводный последовательный интерфейс. Чтобы задать ток светодиода, сначала надо установить высокий уровень на входе \overline{RST} и, тактируя потенциометр по входу CLK, начиная с младшего бита записать в регистр 16 бит управляющего кода, подаваемого на вывод D микросхемы IC₁. Каждый импульс на входе CLK вводит в регистр один бит. В схеме используется только один потенциометр, поэтому содержание битов с 0 по 7 безразлично. Биты с 8 по 14 определяют положение движка: биты с 8 по 13 содержат код, а бит 14

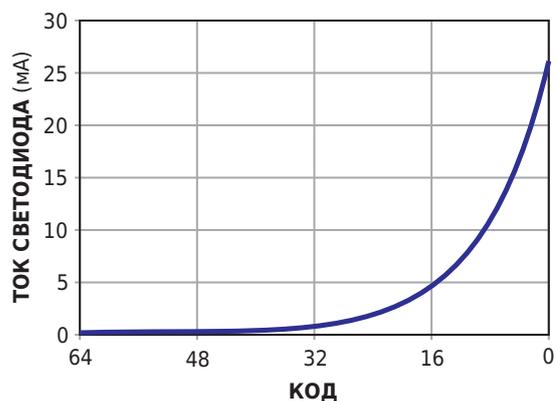


Рисунок 2. Зависимость тока светодиода от входного кода потенциометра для схемы на Рисунке 1.

– это «отключение звука». (Единица в бите 14 создает минимально возможный выходной ток, устанавливая на левой стороне резистора R_5 напряжение примерно 0.599 В). После ввода всех 16 бит запишите код во внутренний регистр и измените уровень яркости, установив на \overline{RST} низкий уровень. На Рисунке 2 показана логарифмическая зависимость тока светодиода от входного кода потенциометра. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim DS1801](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX1573](#)
3. [Datasheet Analog Devices MAX4480](#)

Метод численной оценки джиттера компаратора на дискретных компонентах

Tim Davis

Electronic Design

Один из коллег попросил измерить значение джиттера компаратора с однополярным питанием, построенного на базе микросхемы LM359 [1]. Он хотел узнать, каковы характеристики джиттера компаратора на дискретных компонентах по сравнению с компаратором на микросхеме, который использовался в ультразвуковом приложении.

Для проведения испытаний была разработана специальная схема питания для компаратора, а также для модуля кварцевого генератора с нормированным джиттером. Источник питания, тактовый генератор и компаратор схемы (Рисунок 1) были размещены на одной печатной плате с земляным слоем. На плате использовалась специальная кон-



Рисунок 1. На печатной плате схемы, используемой для тестирования компаратора тактовыми импульсами с низким джиттером, двоякый компаратор находится в крайнем правом углу (один компаратор активен, второй «отвязан» как запасной), а модуль тактового генератора 1 МГц находится в центре платы.

трольная точка для щупов осциллографа со скрученным в спираль проводом заземления, в который вставляется земляная втулка наконечника щупа. (Этот метод часто используется для уменьшения паразитного звона и обеспечения хорошего пути для возвратного тока). Среднеквадратичное значение джиттера для этого серийно выпускаемого модуля тактового генератора на основе кварцевого резонатора (CTS MXO45HS-3C-1M0000, максимум 5 пс) было лучше, чем мог обеспечить компаратор.

Используя R_{SET} в схеме на Рисунок 2, основной регулятор LT3081 позволяет подавать либо +5 В для питания кварцевого генератора, либо +15 В для смещенных тактовых импульсов и компаратора. Усилитель LT3081 был выбран потому, что он изначально устойчив при любой емкости нагрузки. Гибкость используемой конфигурации питания обеспечивает возможность измерения джиттера тактовых импульсов с несмещенным уровнем или джиттера смещенных тактовых импульсов и компаратора. К напряжению опорного источника 5 В (REF195) последовательно добавляется напряжение шунтового опорного источника 5 В микросхемы LT1634В-5. Питание кварцевого генератора обеспечивается напряжением 5 В, получаемым от микросхемы REF195.

Выходной сигнал генератора будет колебаться между уровнями 5 и 10 В относительно земли. Сдвинутые по уровню тактовые

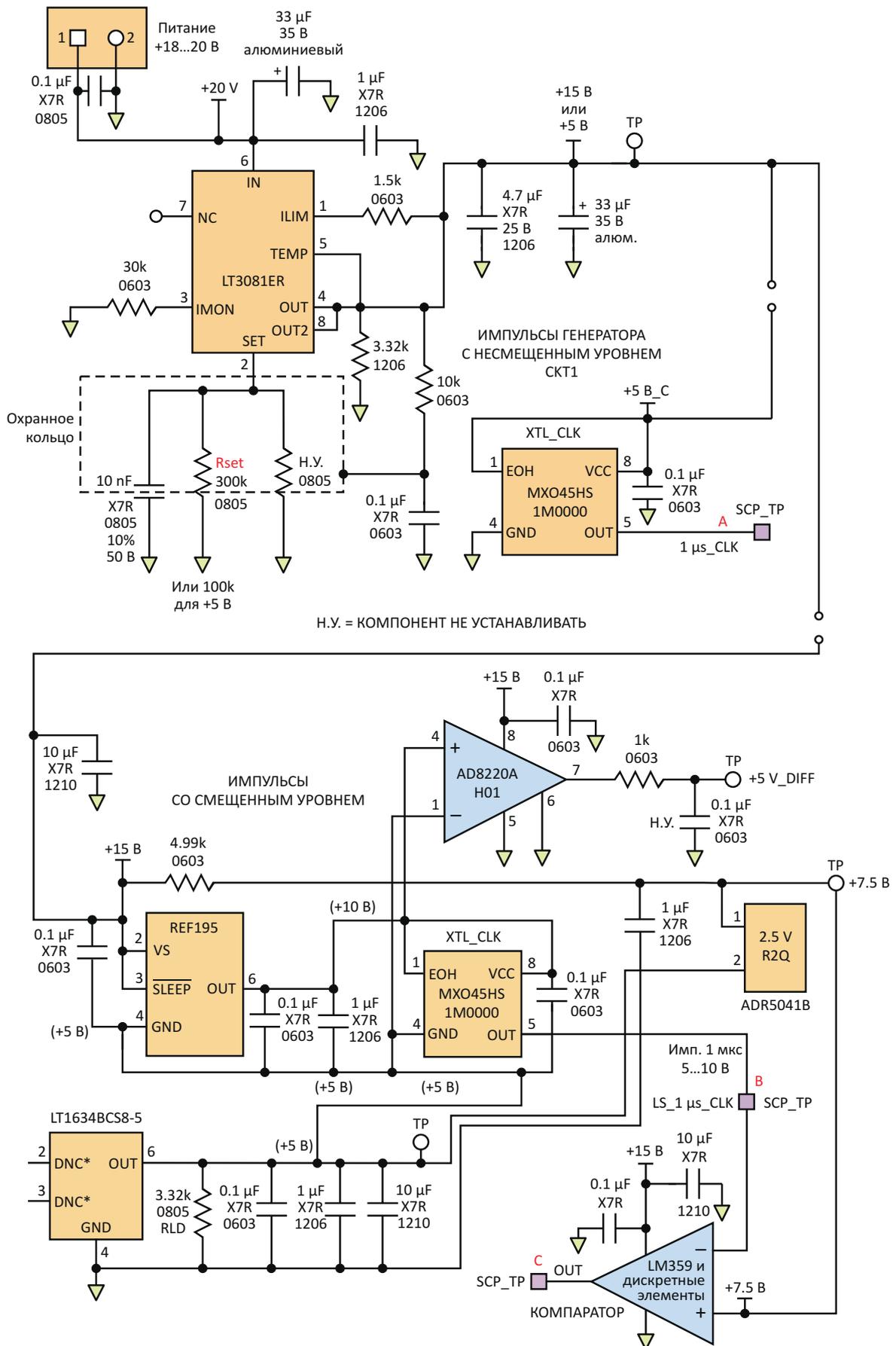


Рисунок 2. Микросхема LT3081 может конфигурироваться для питания одной из двух возможных схем на испытательной плате, используемой для проверки джиттера компаратора.

импульсы подаются на инвертирующий вход компаратора. На неинвертирующий вход компаратора подается напряжение +7.5 В, полученное путем последовательного подключения еще одного шунтового источника опорного напряжения 2.5 В (ADR5041В) к шунтовому источнику опорного напряжению 5 В.

При выполнении теста к выводам источника питания кварцевого генератора был подключен измерительный усилитель (AD8220) с единичным усилением для измерения стабильности источника питания во время фронтов тактовых импульсов. Встроенные в плату контрольные точки (TP) для подключения осциллографа предотвращают значительные выбросы и звон на быстрых фронтах смещенных по уровню тактовых импульсов и сигналов компаратора (Рисунок 3).

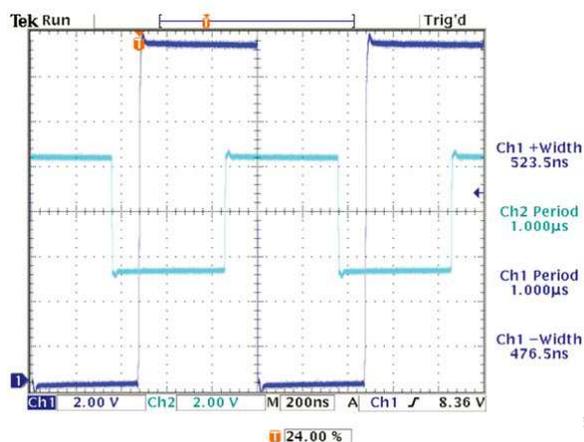


Рисунок 3. Канал CH1 – выход дискретного компаратора LM359, а CH2 – входной тактовый сигнал со смещенным уровнем; их базовые линии совпадают друг с другом.

Для разработки метода определения среднеквадратичного джиттера инженер по приложениям компании Tektronix рекомендовал использовать приложение TekScope Anywhere [2] для анализа зависимости напряжения от времени при захвате длинных выборок. Данные, полученные с помощью Tektronix MSO4034 (осциллограф 350 МГц, 2.5 Гвыб/с), имели формат .isf, а размеры файлов выбранных данных были ограничены 20 МБ, чтобы соответствовать ограничениям памяти для вложений электронной почты и упростить коллективную удаленную работу. Как смещенные тактовые

импульсы, так и выходные сигналы компаратора были представлены файлами .isf, созданными осциллографом Tektronix.

Для облегчения масштабирования осциллограмм входных сигналов и лучшего использования входного диапазона аналого-цифрового преобразователя без ограничения уровня сигналы были связаны по переменному току. Настройки осциллографа включали частоту дискретизации 2.50 Гвыб/с, длину записи 10 млн. выборок, чувствительность по вертикали 700 мВ/дел (тактовые импульсы) и 1.8 В/дел (компаратор), скорость развертки 100 мкс/дел и связь по переменному току в каждом канале. Метод запуска включал Запуск В (с задержкой) после n событий при n = 1000. Если бы использовался только запуск по фронту, синхронизация осциллографа пыталась бы компенсировать джиттер в точке запуска. (Типичное значение джиттера для приборов серии MDO4000, вероятно, такое же, как для серии MSO4000, для которой оно составляет менее 10 пс с.к.з. при запуске по фронту). Выбранный метод запуска, скорее всего, уменьшил влияние джиттера синхронизации прибора.



Рисунок 4. В объединенных результатах, полученных с помощью приложения Tektronix «TekScope Anywhere», верхняя диаграмма представляет собой входные тактовые импульсы вместе с их гистограммой (стандартное отклонение входного тактового сигнала составляет 14.4 пс), а нижний график показывает выходной сигнал компаратора и его гистограмму (стандартное отклонение выходного сигнала компаратора составляет 27.1 пс).

Для генерации данных и графиков из файлов .isf, собранных осциллографом MSO,

использовалось приложение TekScope, и данные были обработаны для определения стандартного отклонения и пикового джиттера. На основе полученных выборок 3998 тактовых импульсов была построена гистограмма, которая была объединена с результатами, полученными с помощью приложения (Рисунок 4). Верхняя диаграмма представляет собой зависимость измеренного периода от времени и показывает, что в данных в случайные моменты времени выборки произошло несколько всплесков; они приведут к появлению «выбросов» на гистограмме (вторая диаграмма).

Измеренные характеристики джиттера компаратора – всего 23 пс с.к.з. в пределах одного стандартного отклонения при частоте входных тактовых импульсов 1 МГц – превзошли расчетные ожидания. Они были определены с помощью следующей формулы, время в которой указывается в пикосекундах (характеристики джиттера осциллографа не включены):

$$\text{Джиттер компаратора (с.к.з.)} = \sqrt{27.1^2 + 14.4^2}.$$

В результате мы пришли к выводу, что при наличии хорошего цифрового осциллографа, такого как Tektronix, можно построить простую тестовую печатную плату и собрать данные о джиттере с точной и высокоскоростной схемы. Измерения джиттера показали, что этот компаратор может работать с ультразвуковым приложением коллеги. **РЛ**

Ссылки

1. Tim Davis. [Сдвоенный и точный компаратор для промышленных и измерительных приложений](#). РадиоЛоцман, 2025, 03-04, [стр. 96](#).
2. [TekScope Anywhere Waveform Analysis Application Help](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8220](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADR5041](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM359](#)
4. [Datasheet Analog Devices LT1634](#)
5. [Datasheet Analog Devices LT3081](#)
6. [Datasheet CTS MXO45HS](#)
7. [Datasheet Analog Devices REF195](#)

Схема инфракрасного приемника минимизирует потребление энергии

David Lees, Donald Schelle

EDN

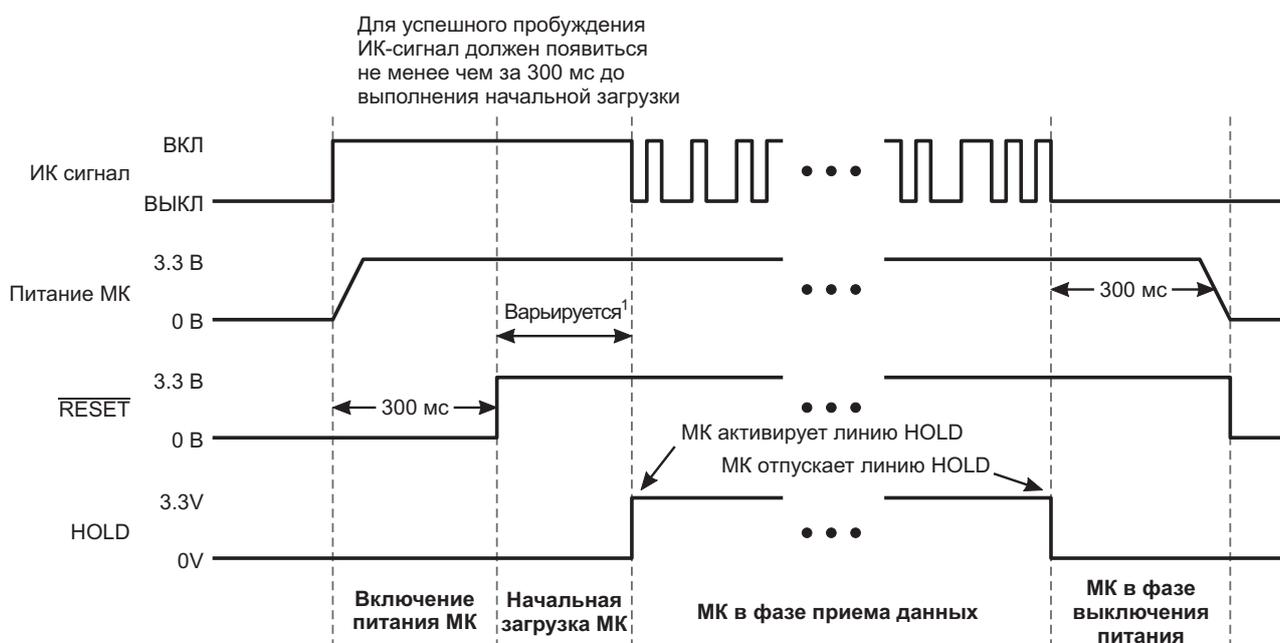
Принимать инфракрасные (ИК) сигналы, поддерживая низкое потребление энергии системы, довольно сложно, и обычно это требует включения в прошивку сложных процедур управления питанием. Этой проблемы можно избежать, отключая питание микроконтроллера при отсутствии ИК-сигнала (Рисунок 1).

Монитор U_1 удерживает подключенный микроконтроллер в состоянии сверхнизкого

энергопотребления до тех пор, пока фототранзистор Q_1 не обнаружит ИК-сигнал.

При обнаружении ИК-сигнала и после соответствующей задержки (в данном случае 300 мс) схема подключает питание к микроконтроллеру и подает на него сигнал сброса RESET (Рисунок 2).

После включения питания микроконтроллер должен активировать линию удержания HOLD, чтобы предотвратить возврат схемы в



1 - Последовательность начальной загрузки зависит от прошивки МК

Рисунок 2. Когда схема на Рисунке 1 обнаруживает ИК-сигнал, она включает питание микроконтроллера и сбрасывает его. После завершения передачи ИК-сигнала микроконтроллер приостанавливает свою работу, отпуская линию HOLD.

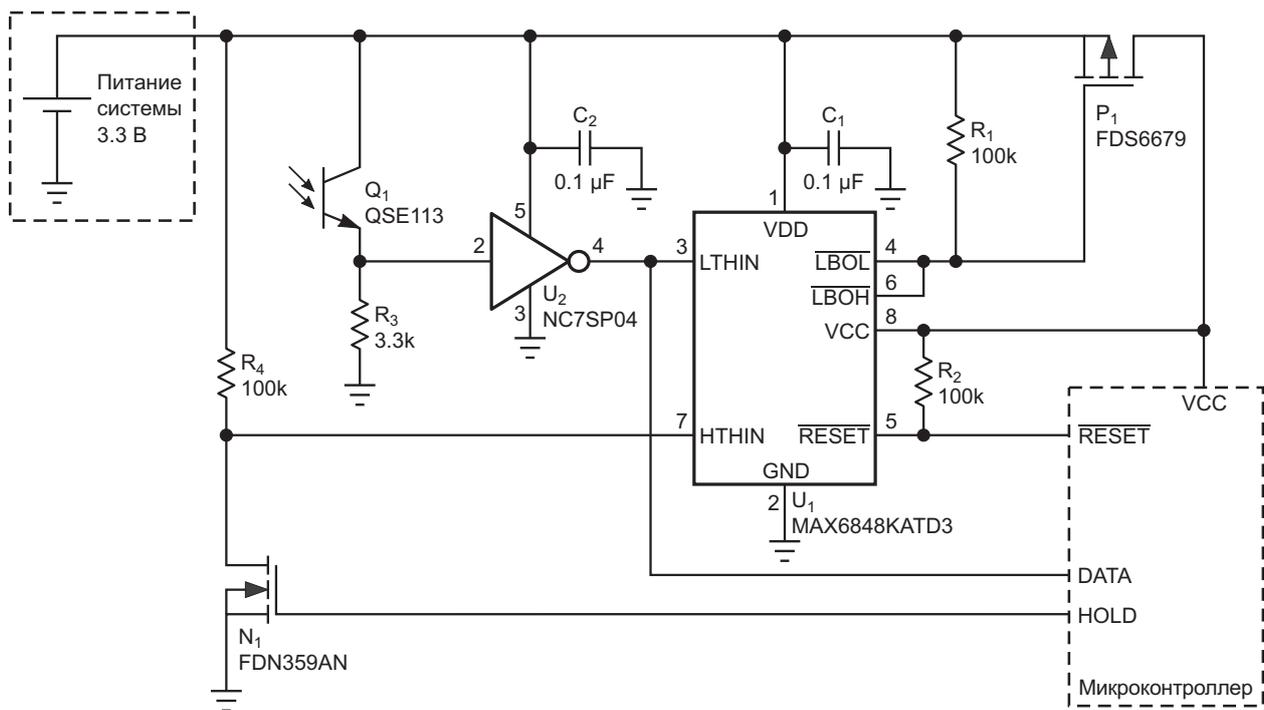


Рисунок 1. Эта схема не подает питание на подключенный микроконтроллер до тех пор, пока не обнаружит передачу ИК-сигнала. В режиме ожидания ток покоя составляет менее 2 мкА.

режим ожидания по окончании передачи ИК-сигнала. Логический элемент U_2 буферизует и инвертирует ИК-сигнал. Когда микроконтроллер выполнит свои задачи, и ИК-сигналы больше не будут поступать, он вернет схему в режим ожидания, отпустив линию HOLD.

Схема потребляет ток менее 2 мкА в режиме ожидания и около 40 мкА в активном режиме. Комбинированный монитор батареи и супервизор микропроцессора U_1 выпускается в разных версиях, предлагающих несколь-

ко пороговых значений напряжения питания микроконтроллера и несколько задержек сигнала RESET. Максимальная скорость передачи данных (определяемая фототранзистором Q_1) превышает 10 кбит/с. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild FDN359AN](#)
2. [Datasheet Fairchild FDS6679](#)
3. [Datasheet Fairchild QSE113](#)
4. [Datasheet Maxim MAX6848](#)
5. [Datasheet onsemi NC7SP04](#)

Источник постоянного тока на основе регулятора LM317, программируемого ШИМ

Stephen Woodward

EDN

Поклонники LM317 узнают в Рисунке 1 традиционную топологию источника постоянного тока на регуляторе напряжения LM317. Он точно стабилизирует $I_{OUT} = V_{ADJ}/R_S$, заставляя выходное напряжение на выводе OUT быть на $V_{ADJ} = 1.25$ В положительнее напряжения на выводе ADJ. Таким образом, с очень хорошим приближением, $I_{OUT} = V_{ADJ}/R_S$. Шеф-повар по микросхемам Боб Пиз приготовил это именно так!

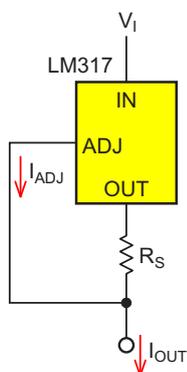


Рисунок 1. Классический источник постоянного тока с микросхемой LM317.

$$I_{OUT} = V_{ADJ}/R_S + I_{ADJ} \approx V_{ADJ}/R_S = 1.25/R_S.$$

В обычной практике I_{OUT} намного больше тока I_{ADJ} , типовое значение которого указывается равным 50 мкА, а максимальное 100 мкА. Это упрощает математику, позволяя безопасно игнорировать ток смещения I_{ADJ} без вреда для точности. Это отлично работало в течение 50 лет, но у такого включения есть оче-

видный недостаток: ток I_{OUT} программируется изменением сопротивления R_S .

На Рисунке 2 показана новая (более новая) топология с другим (более гибким) методом программирования выходного тока I_{OUT} .

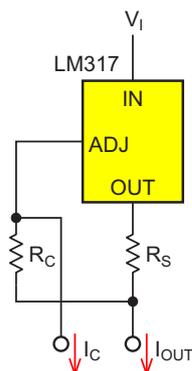


Рисунок 2. Новая топология LM317 позволяет управлять амперами выходного тока I_{OUT} с помощью всего лишь миллиампер тока I_C ;

$$I_{OUT} = (V_{ADJ} - (I_C - I_{ADJ}) \cdot R_C) / R_S - I_C + I_{ADJ} \approx (V_{ADJ} - (I_C - I_{ADJ}) \cdot R_C) / R_S.$$

Обычно $R_C > 100R_S$, что позволяет схеме на Рисунке 2 управлять током I_{OUT} до 1.5 А с помощью всего нескольких миллиампер тока I_C . Конечно, просто игнорировать ток I_{ADJ} теперь может быть не очень хорошо.

На Рисунке 3 показана идея, воплощенная в полностью управляемом ШИМ источнике тока 15 В/1 А с заземленной нагрузкой, включающим компенсацию тока I_{ADJ} . Вот как это работает.

Будем считать, что на выходе ШИМ импульсы с пиковой амплитудой 5 В имеют

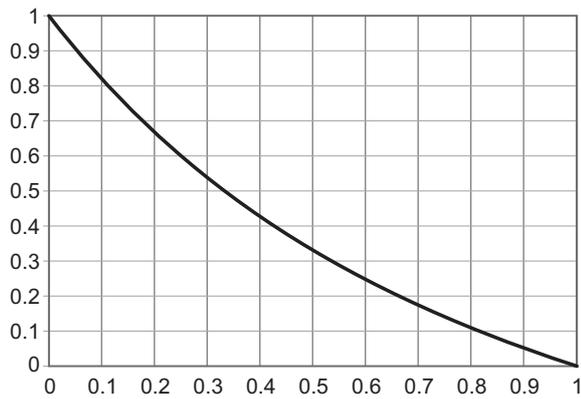


Рисунок 4. Зависимость I_{OUT} от D , где D (ось X) – коэффициент заполнения ШИМ, а I_{OUT} (ось Y) – это $1 - 2/(1 + 1/D)$ от полной шкалы $V_{ADJ}/1.25 = 1$ А.

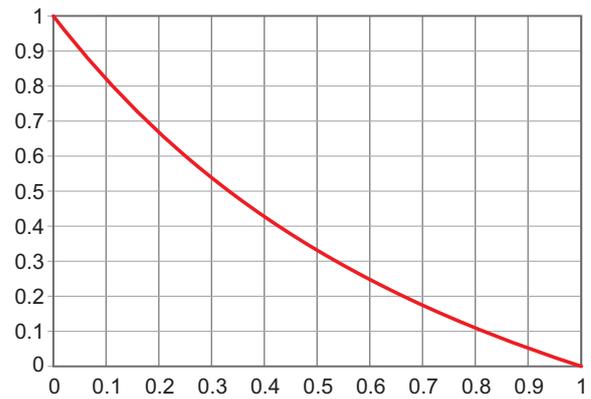


Рисунок 5. Зависимость D от I_{OUT} , где полная шкала I_{OUT} (ось X) составляет 1 А, а D (ось Y) – это $1/(2/(1 - I_{OUT}) - 1)$.

мость I_{OUT} от D имеет вид, показанный на Рисунке 4.

Зависимость коэффициента заполнения D от тока I_{OUT} показана на Рисунке 5.

Обратите внимание, что микросхеме $U1$, возможно, придется рассеивать мощность:

- 20 Вт, если $R_S = 1.25$ Ом и максимальный ток $I_{OUT(MAX)} = 1$ А;
- 30 Вт, если $R_S = 0.83$ Ом и максимальный ток $I_{OUT(MAX)} = 1.5$ А.

Мораль этой истории: не скупитесь на радиатор! Также обратите внимание, что резистор R_S должен быть рассчитан на мощность не менее $1.25^2/R_S$.

Кроме того, необходимо учитывать переходные процессы при включении/выключении питания. При первом включении системы конденсатор $C1$ разряжен, и у контроллера будет от 4 до 8 миллисекунд на инициализацию логики ШИМ, прежде чем $C1$ зарядится

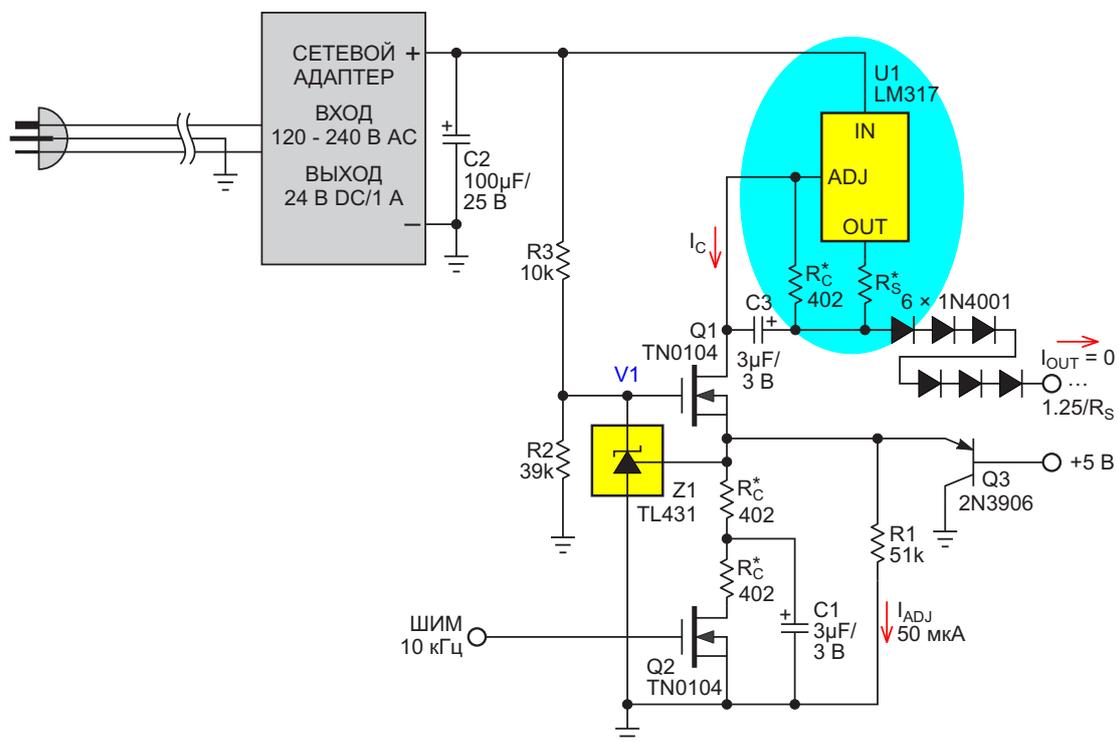


Рисунок 6. Конденсатор $C3$ добавляет фильтрацию пульсаций ШИМ 2-го порядка для примерно на 500% меньшего времени установления.

настолько, чтобы позволить регулятору U1 включиться и начать выдавать ток. Не забывайте об этой детали при разработке программы! При выключении питания транзистор Q3 начинает работать, когда напряже-

ние +5 В падает ниже примерно 2 В. При этом транзистор Q1 насыщается, и ток I_{OUT} становится равным нулю, чтобы защитить нагрузку, а также разрядить конденсатор C1 для подготовки к следующему включению питания.

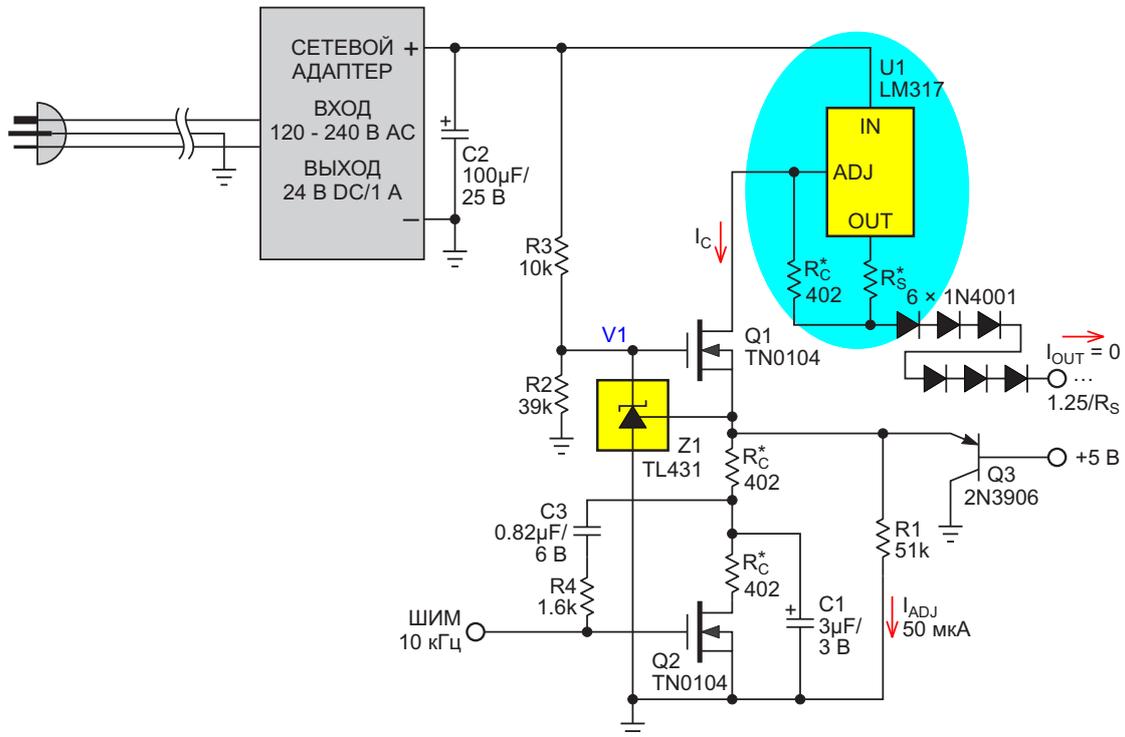


Рисунок 7. Аналоговое вычитание пульсаций [1] с помощью резистора R4 обеспечивает еще один метод подавления пульсаций ШИМ второго порядка.

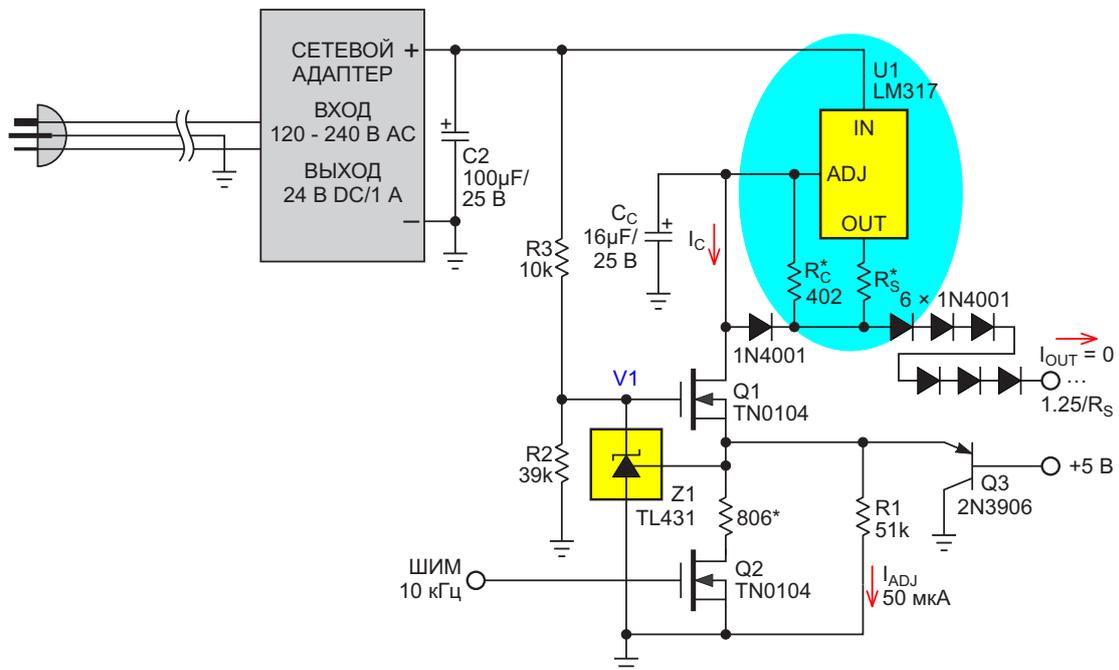


Рисунок 8. Конденсатор C_C улучшает подавление пульсаций питания, а также делает программирование линейным относительно D . Для приложений, в которых время установления не имеет значения, это полезная модификация.

В заключение

Спасибо (еще раз) проникательным читателям за предположенные улучшения схемы. Спасибо постоянному участнику Кристоферу Р. Полу за комментарий, подсказавший идею на Рисунке 6.

Спасибо комментатору Валу Филимонову за предложение, показанное на Рисунке 7.

Кристофер Р. Пол также предлагает улучшить подавление пульсаций питания с

помощью конденсатора C_C (Рисунок 8). Спасибо, Крис. [РЛ](#)

Ссылка

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

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild LM317](#)
2. [Datasheet Diodes TL431](#)
3. [Datasheet Microchip TN0104](#)

Цифровые потенциометры программируют биквадратный фильтр

Deborah Mancuso, Donald Schelle

EDN

Из множества доступных разработчикам типов аналоговых фильтров лишь немногие позволяют легко настраивать их параметры. Однако биквадратный фильтр является исключением. Угловой частотой ω_0 , добротностью Q и коэффициентом усиления H этого

фильтра можно управлять, изменяя сопротивления трех резисторов. Для этого в схему биквадратного фильтра низких частот, показанную на Рисунке 1, добавлены три цифровых потенциометра, включенных как переменные резисторы в цепях обратной связи.

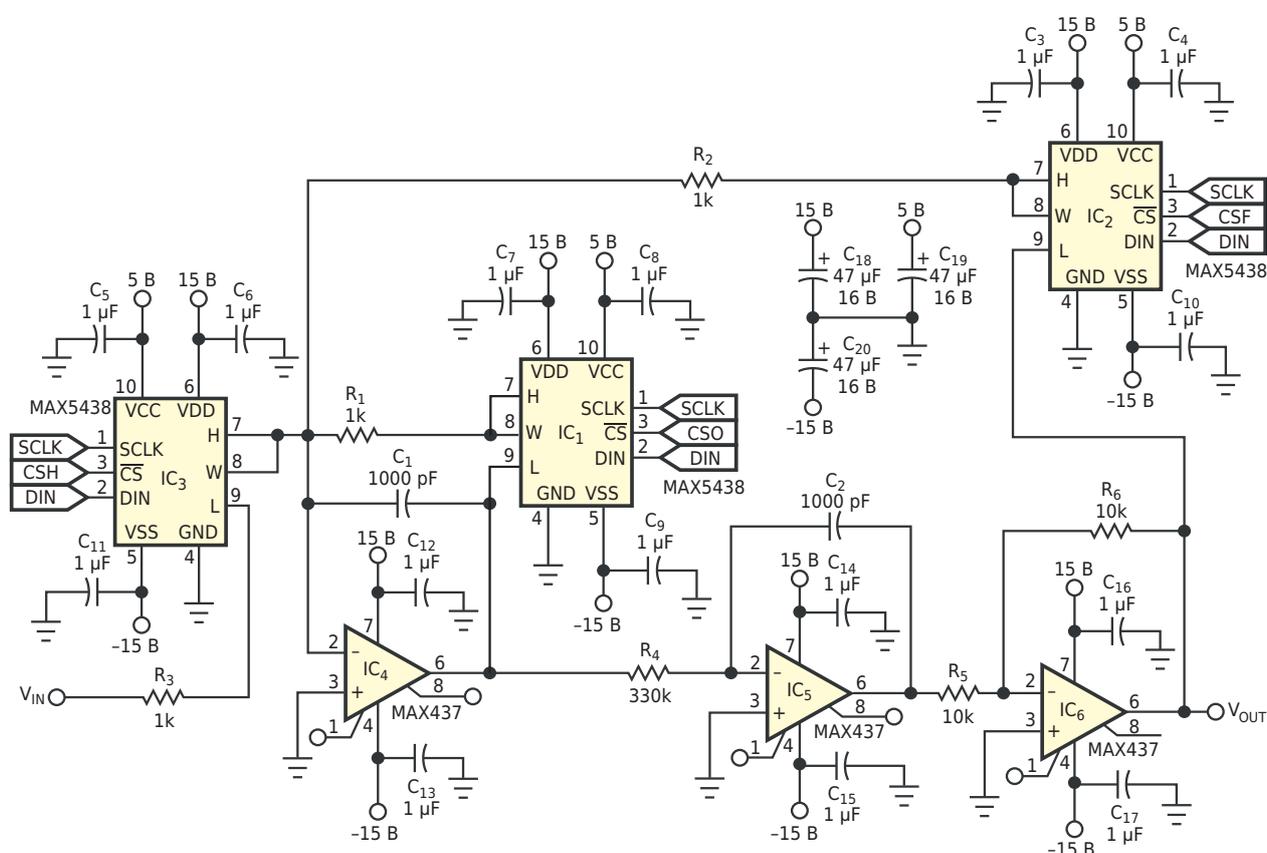


Рисунок 1. Угловая частота, добротность и коэффициент усиления этого биквадратного аналогового фильтра регулируются цифровыми потенциометрами.

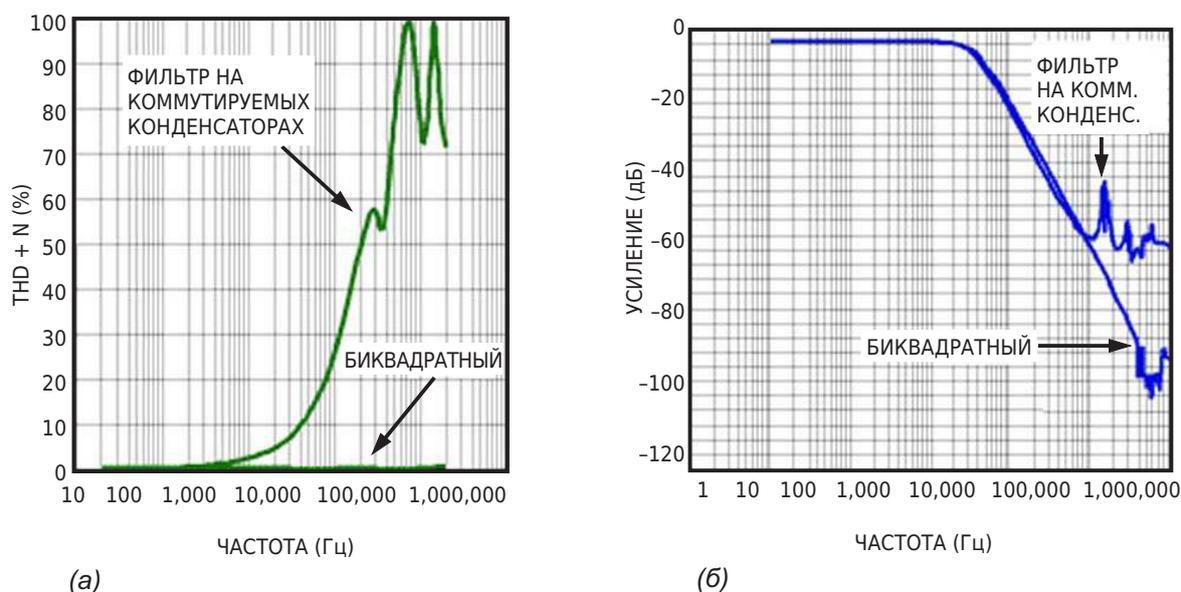


Рисунок 2. Шумы (а) и низкая полоса пропускания (б) портят характеристики фильтров на коммутируемых конденсаторах. Биквадратный фильтр на Рисунке 1 поддерживает значение THD+N (общие гармонические искажения плюс шум) менее 1% в диапазоне частот от 20 Гц до 200 кГц.

Изменение настроек этих потенциометров изменяет характеристики фильтра. Схема позволяет получить угловые частоты от 5.5 до 55 кГц, значения добротности от 0.055 до 5.5, в зависимости от выбранной угловой частоты, и коэффициент усиления от 1 до 100, также в зависимости от выбранной угловой частоты.

Чтобы настроить биквадратный фильтр, сначала устанавливают угловую частоту ω_0 в радианах в секунду, регулируя цифровой потенциометр IC_2 через интерфейс SPI. Затем аналогичным образом регулировкой IC_1 устанавливается добротность Q и коэффициент усиления регулировкой IC_3 .

Обратите внимание, что регулировка Q не влияет на настройку угловой частоты, а регулировка усиления не влияет на настройки Q или угловой частоты. Три формулы ниже демонстрируют эту ортогональную настройку биквадратного фильтра:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{(R_2 + R_{IC2})R_4C_1C_2},$$

$$Q = \sqrt{\frac{(R_1 + R_{IC1})^2C_1}{(R_2 + R_{IC2})R_4C_2}},$$

$$H = \frac{R_2 + R_{IC2}}{R_3 + R_{IC3}},$$

где R_{IC1} , R_{IC2} и R_{IC3} – входные сопротивления цифровых потенциометров IC_1 , IC_2 и IC_3 , соответственно. Схема на Рисунке 1 существенно сложнее, чем схема с коммутируемыми конденсаторами, обычно реализуемая в интегральном исполнении, но шумы переключения и узкая полоса пропускания фильтра с коммутируемыми конденсаторами во многих приложениях неприемлемы (Рисунок 2). Биквадратный фильтр обеспечивает лучшие частотные и шумовые характеристики в обмен на большую площадь, занимаемую на печатной плате. А поскольку монолитные фильтры с переключаемыми конденсаторами обычно дороги, биквадратная схема на Рисунке 1 может быть конкурентоспособным по цене решением. Для многих приложений с фильтрами требуется более высокое напряжение питания, работа с биполярными сигналами или и то, и другое, поэтому однополярного источника питания 5 В, используемого в большинстве фильтров на коммутируемых конденсаторах, может быть недостаточно для конкретного приложения. Реализовать фильтр с шинами питания ± 15 В можно с помощью цифровых потенциометров и высо-

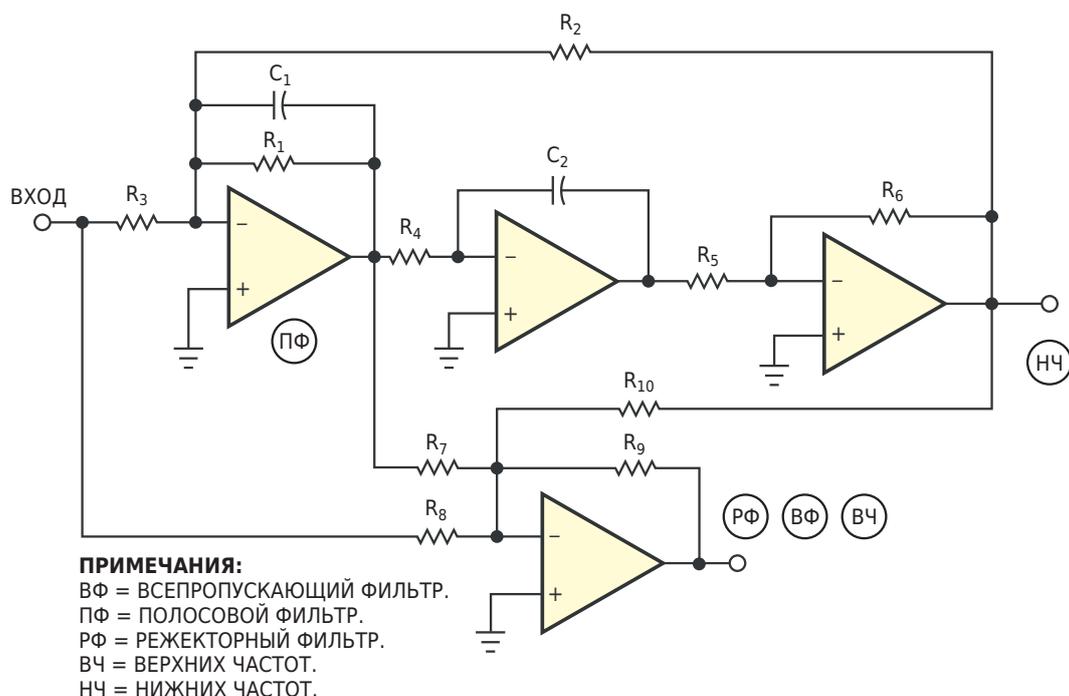


Рисунок 3. Стандартная биквадратная схема выполняет функции низкочастотного и полосового фильтра, а добавление четвертого операционного усилителя добавляет функцию фильтра верхних частот. Удаление резистора R_{10} и регулировка номиналов различных компонентов дают режекторный, полосовой или всепропускающий фильтры.

ковольтных операционных усилителей, таких как MAX5438 и MAX437.

Использование биквадратного фильтра не ограничивается только фильтрацией нижних частот. Добавив четвертый операционный усилитель к выбранным клеммам исходного низкочастотного фильтра нижних частот (Ри-

сунок 3), можно реализовать фильтр верхних частот, полосовой, режекторный и всепропускающий фильтры. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX437](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX5438](#)

Простой, универсальный, с высоким коэффициентом стабилизации...

Владислав Соломеин, г. Екатеринбург

В традиционных схемах стабилизаторов напряжения (СН), [1...5] питание на управляющие каскады (УК), а зачастую и на формирователи образцового напряжения (U_{OBR}) поступает с входа СН, соединенного с источником питания. При этом УК и U_{OBR} подвергаются воздействию различных дестабилизирующих факторов (дрейф питающего напряжения, сетевые помехи, пульсации 50 Гц и т.п.), в результате чего важнейшие характеристики СН (коэффициент стабилизации выходного напряжения K_{CT}), выходное сопротивление ($R_{ВЫХ}$) и подавление (сглаживание) пульсаций 50 Гц резко ухудшаются.

Помимо этого, для защиты от коротких замыканий (КЗ) в нагрузке зачастую требуется установка дополнительного защитного каскада.

Микросхемные же СН (кроме специализированных) имеют сравнительно невысокие характеристики по K_{CT} , $R_{ВЫХ}$ и КПД и имеют собственный потребляемый ток ($I_{с.п.}$) не меньше 5 мА, а минимальную разницу между входным ($U_{ВХ}$) и выходным ($U_{ВЫХ}$) напряжением – более 2 В.

Многokратного улучшения характеристик СН можно добиться, если использовать схемы питания УК и формирователей U_{OBR} с выхода СН, однако при этом возникает необходимость в обеспечении принудительного запуска СН, так как в момент включения потенциал на выходе СН, а следовательно U_{OBR} и напряжение питания каскада УК, равняются нулю, что препятствует запуску СН.

Известны конструкции, в которых запуск осуществляется через конденсатор, подклю-

ченный непосредственно между входом и выходом СН, либо между входом СН и входом УК [6]. Такие схемы могут использоваться в устройствах с батарейным питанием, и малопригодны в сетевых СН из-за повышенного уровня пульсаций 50 Гц на выходе СН.

Известны СН, например [7], с подключением запускающего резистора (ЗР) между входом СН и входом УК, либо между входом и выходом СН параллельно выходному (регулирующему) транзистору. При этом, однако, значительно ухудшаются экономичность, особенно при больших токах нагрузки I_H , а также стабилизация и подавление пульсаций из-за сильной паразитной связи между входом и выходом СН.

Известны также СН [8], в которых вход УК соединен через ЗР с входом СН, и при этом вход УК соединен также с выходным управляющим делителем выходного напряжения (ВУД). При этом ЗР представляет собой высокоомную (в схеме [8] – 200 кОм) цепь, в силу чего после установления на выходе СН рабочего потенциала $U_{ВЫХ}$ сравнительно низкоомная цепь ВУД начинает шунтировать высокоомную цепь ЗР, благодаря чему влияние последней на работу УК и на стабилизацию $U_{ВЫХ}$ многократно ослабляется, что, соответственно, увеличивает K_{CT} и понижает $R_{ВЫХ}$.

Еще лучших результатов можно добиться, используя схему запуска СН на переключающемся диоде [9], подключенном соответствующим образом, между входами СН и УК. В момент включения диод находится в открытом состоянии и запускает СН, а после установления $U_{ВЫХ}$ диод запирается и перестает влиять на работу УК и на потенциал $U_{ВЫХ}$.

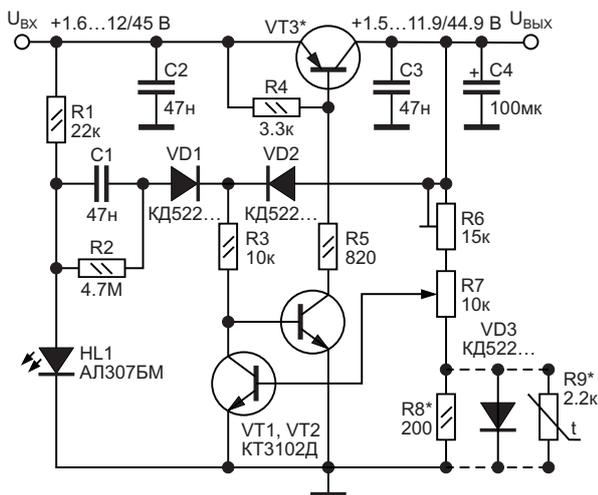


Рисунок 1. Электрическая принципиальная схема стабилизатора напряжения.

Конструкции [8] и [9] имеют, однако, небольшой диапазон выходных напряжений и повышенный $I_{c.п.}$

Предлагаемый СН (Рисунок 1) свободен от вышеуказанных недостатков, имеет высокий КПД, защиту от КЗ в нагрузке и при сравнительной простоте конструкции обеспечивает широкий спектр достаточно высоких технических характеристик, позволяющих использовать данный СН в самой разнообразной радиолюбительской аппаратуре.

Собран СН из широкодоступных деталей, что особенно важно для радиолюбителей, а благодаря высокой стабилизации по току (K_{HI} , $R_{ВЫХ}$) особенно необходим для устройств с резко изменяющимся рабочим током (УНЧ, радиоприемники, магнитолы и т.п.).

Основные технические характеристики устройства приведены в Таблице 1.

В данной конструкции в качестве $U_{OБP}$ используется высокостабильное выходное напряжение СН – $U_{ВЫХ}$, используемое

также для питания каскада УК на VT1 через элементы VD2 и R3.

При этом элементы R3 и VT1 образуют управляющий делитель (УД), на выходе которого (коллектор VT1) образуется управляющий потенциал (УП), поступающий на базу транзистора VT2, коллектор которого соединен с базой регулирующего транзистора VT3 и, в зависимости от уровня УП, определяемого положением движка потенциометра R7, входящего в состав делителя ВУД R6-R8, на выходе СН устанавливается соответствующий потенциал $U_{ВЫХ}$.

Если по каким-либо причинам происходит изменение $U_{ВЫХ}$, то соответственно изменяется и ток базы VT1, соединенной с выводом движка R7, вызывая соответствующее изменение сопротивления канала эмиттер-коллектор VT1. В результате на выходе УД (коллектор VT1) образуется сигнал ошибки (рассогласования), который усиливается каскадами VT2 и VT3, восстанавливая первоначальный уровень $U_{ВЫХ}$.

В момент включения СН по цепи R1-C1-VD1-R3-VT2 и далее по цепи R5-VT3 начинает протекать ток, вызывая соответствующее нарастание $U_{ВЫХ}$. При этом, соответственно, нарастает потенциал на катоде VD1. Напряжение между анодом и катодом VD1 при этом понижается и как только оно становится меньше напряжения открывания кремниевого диода (примерно 0.5 В), VD1 закрывается и далее не оказывает влияния на работу СН.

Резистор R1 обеспечивает необходимый ток открывания VT2.

Конденсатор C1 необходим для того, чтобы схема запуска работала только в момент включения СН. Затем она должна отключаться, так как в противном случае не будет работать схема защиты от КЗ, поскольку

Таблица 1. Основные технические характеристики стабилизатора напряжения

K_{CT} (коэффициент стабилизации) при $U_{ВЫХ} = 5 В$, $I_H = 0.01 А$	6800	
K_{HI} (коэффициент нестабильности по току)	6.7×10^{-5}	
$R_{ВЫХ}$ (выходное сопротивление) при $U_{ВЫХ} = 5 В$, $I_H = 0.01...0.1 А$ (Ом)	0.03	
КПД при $U_{ВЫХ} = 5 В$, $I_H = 0.01/0.1 А$	0.95/0.89	
$U_{п-вЫХ}$ (уровень пульсаций 50 Гц) ($U_{ВХ} = 12 В$, $U_{ВЫХ} = 5 В$, $U_{п-вХ} = 0.6 В\sim$)	При $I_H = 0.1 А$, VT3 – КТ816Б, C4 – 100 мкФ (В~)	0
	При $I_H = 1 А$, VT3 – КТ896Б, C4 – 1000 мкФ (В~)	0.0012
	При $I_H = 2 А$, VT3 – КТ896Б, C4 – 2200 мкФ (В~)	0.002
ТКН (температурный коэффициент) (В/°С)	-0.019	
$I_{c.п.}$ (ток собственного потребления) при $U_{ВХ} = 12 В$, $I_H = 0$ (А)	0.0012	
$U_{ВЫХ_МИН}$ (минимальное выходное напряжение) при $U_{ВХ} = 2 В$, $I_H = 0.03 А$ (В)	0.8... 1.5	
$U_{(ВХ-ВЫХ_МИН)}$ (минимальная разница между $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$) при $I_H = 0.01/0.1 А$ (В)	0.04/0.2	

ку при $U_{ВХ} = 0$ перестает идти ток по цепи VD2-R3, в силу чего открывается диод VD1 и затем – VT2 и VT3.

Резистор R2 обеспечивает быструю разрядку C1 после выключения СН, что обеспечивает быструю установку стабилизатора в состояние готовности к новому запуску. На процесс запуска данный высокоомный резистор не оказывает влияния, так как ток, проходящий через него, в несколько раз меньше необходимого тока открывания VT2.

Светодиод HL1 используется в качестве стабилитора и обеспечивает устойчивый запуск СН в широком диапазоне $U_{ВХ}$.

В случае работы СН от сетевого выпрямителя сопротивление R1 можно уменьшить до нескольких кОм и использовать HL1 в качестве индикатора подключения к сети.

Резистор R5 – токоограничительный, его примерное значение определяется формулой

$$\frac{U_{ВХ} - 0.6}{5 \cdot (I_{БАЗЫ_VT2_МАКС} + I_{R4})}$$

В случае необходимости $U_{ВЫХ_МИН}$ можно уменьшить до 0.8 В (за счет некоторого понижения $K_{СТ}$), добавив параллельно диоду VD2 резистор сопротивлением примерно 10 кОм и

подобрав при этом емкость C1 (она должна быть достаточной для открывания VT2 при $I_{Н_МАКС}$).

Благодаря значительному запасу по параметрам стабилизации, СН может быть выполнен и в экономичном варианте – с увеличенными в несколько раз номиналами резисторов ВУД и R4. При этом, соответственно, уменьшается $I_{С.П.}$ и несколько понижается $K_{СТ}$.

В случае работы СН в уличных условиях в целях повышения термостабильности можно установить термокомпенсирующие элементы VD3 либо R9.

При этом наилучшие результаты получаются, если вместо R6 установить р-канальный полевой транзистор (КП103Л, М) по схеме генератора тока (вывод стока – на общий провод, затвор – на выход СН, а верхний по схеме вывод R7 – к истоку) и подобрать истоковый резистор по минимуму температурного дрейфа $U_{ВЫХ}$. R7 при этом увеличить до 100...150 кОм.

При указанных на Рисунке 1 номиналах элементов и при питающем напряжении ($U_{ВХ}$) от 2 до 12 В максимальный ток в нагрузке ($I_{Н_МАКС}$) составляет 0.1 А. Для иных значений $U_{ВХ}$ (от 2 до 45 В) и $I_{Н_МАКС}$ (от 0.04 до 6 А) номиналы элементов приведены в Таблице 2.

Таблица 2. Номиналы элементов R1, R4, R5, C4, VT2, VT3, рекомендуемые для различных максимальных токов нагрузки и входных/выходных напряжений СН

№	$U_{ВХ}, U_{ВЫХ}$ (В); $I_{Н_МАКС}$ (А)	R1 кОм	R4 кОм	R5 кОм	C4 мкФ	VT2, VT3
1	$U_{ВХ} = 2...6$ $U_{ВЫХ} = 1.5...5.9$ $I_{Н_МАКС} = 0.04$	22	3.3	1.2	33	VT2 – маломощный кремниевый с $h_{21Э} = 100...500$, например КТ3102А...К (2SC945L, JE9101С, ВС123) и т. п. VT3 – маломощный кремниевый, с $h_{21Э} = 50...300$, например КТ209В,Е,К; КТ3107А,Б,В,Г,Е (ВС308А, ВС321А) и т. п.
2	$U_{ВХ} = 2...12$ $U_{ВЫХ} = 1.5...11.9$ $I_{Н_МАКС} = 0.5$	24	2	0.22	470	VT2 – маломощный кремниевый, с $h_{21Э} = 100...500$ и $U_{КЭ} \geq 15$ В, например КТ3102А...К (2SC945L, JE9101С, ВС123). VT3 – кремниевый, мощностью ≥ 8 Вт и $h_{21Э} \geq 30$, например КТ816А,Б,В,Г (TIP32, TIP32А, TIP32В, TIP32С) и т. п.
3	$U_{ВХ} = 2.2...24$ $U_{ВЫХ} = 1.5...23.3$ $I_{Н_МАКС} = 3$	24	—	0.43	4700	VT2 – маломощный кремниевый, с $h_{21Э} = 100...500$ и $U_{КЭ} \geq 30$ В, например КТ3102А,Б,В,Д,К,И (2SC1815О, 2SC945R, ВС547А,В, ВС548В, ВС549С) и т. п. VT3 – кремниевый, составной, мощностью ≥ 80 Вт например КТ825 Г,Д,Е (2Т6050, МJ4032), КТ896А,Б (BD946, BDV64), КТ8159А,В; либо составленный из двух обычных, например КТ818АМ, БМ, ВМ (BD292, BDХ92, BDХ94) + КТ816А,Б,В,Г; или КТ865А (2SA1180, 2SA1073, 2SA1068) + КТ816А,Б,В,Г.
4	$U_{ВХ} = 35...45$ $U_{ВЫХ} = 34.3...44.3$ $I_{Н_МАКС} = 6$	8.2	—	0.82	6800	VT2 – маломощный кремниевый, с $h_{21Э} = 100...500$ и $U_{КЭ} \geq 45$ В, например КТ3102А,Б,И (ВС547А, ВС452). VT3 – кремниевый составной, мощностью ≥ 80 Вт, $U_{КЭ} \geq 45$ В и $h_{21Э} \geq 1500$, например: КТ825 Г,Д; КТ896А,Б; КТ8159А,В, либо составленный из двух обычных, например: КТ818БМ, ВМ + КТ816В,Г; КТ896А,Б + КТ816В,Г; КТ865А + КТ816В,Г (TIP32В, TIP32С).

Примечание:

При использовании составного регулирующего транзистора (VT3) резистор R4 не устанавливается, так как резистор аналогичного назначения имеется в составном транзисторе. В случае установки вместо составного двух обычных транзисторов (схема Дарлингтона) сопротивление резистора база-эмиттер входного транзистора составляет 750 Ом, а выходного – 180 Ом.

В случае работы СН от фиксированного $U_{ВХ}$ (сетевой выпрямитель) транзистор VT3 работает в значительно более щадящем тепловом режиме, в силу чего в качестве VT3 можно использовать транзистор меньшей мощности.

Из-за емкостного запуска СН входное напряжение при включении должно подаваться резко. Если резкое нарастание $U_{ВХ}$ обеспечить невозможно, потребуется увеличить емкость C1 (либо уменьшить R1 и R2). Можно также кратковременно замыкать C1 при включении СН при помощи, например, трехпозиционного тумблера.

Налаживание

Налаживание СН заключается в установке $U_{ВЫХ_МИН}$ в пределах 1.2...1.5 В (либо 0.8 В) при помощи R6 (при этом $U_{ВЫХ_МИН}$ не может быть менее 0.7...0.8 В, так как в этом случае запирается цепь VD2, R3, VT2).

Движки R6 и R7 установить в верхние по схеме положения, затем, медленно поворачивая движок R6, установить на выходе СН требуемое $U_{ВЫХ}$.

В случае, если на выходе СН не устанавливается требуемое значение $I_{Н_МАКС}$, уменьшить сопротивление R3, R5 либо установить VT3 с бóльшим значением $h_{21Э}$.

Детали

Транзистор VT1 – любой маломощный кремниевый с $h_{21Э}$ 100...500, например КТ3102А...К (2SC945L, JE9101C, BC123) и т. п.

Транзистор VT2 – кремниевый с $h_{21Э}$ 100...500, в зависимости от $U_{ВХ}$ и в соответствии с Таблицей 2.

Транзистор VT3 – в зависимости от $I_{Н_МАКС}$ и $U_{ВХ}$ и в соответствии с Таблицей 2.

Резисторы – любого типа.

Конденсаторы – C1-C3 – керамические, например К10-17х либо аналогичные импортные. C4 – любой электролитический.

Диоды VD1-VD3 – кремниевые импульсные малой мощности, например КД522х, КД521х, либо аналогичные.

Светодиод HL1 – любой с рабочим напряжением 1.5...1.7 В.

Терморезистор R9 – ММТх, КМТ, СТЗх, либо аналогичный. [РЛ](#)

Литература

1. Пестриков В.М. Энциклопедия радиолюбителя. Стр. 105. – Изд. Наука и техника, Санкт-Петербург, 2001 г.
2. Дурнаков А.А. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций. Принципы построения выпрямителей, фильтров, стабилизаторов. Стр. 75. - Издательство Уральского университета, 2018 г.
3. Климович В.В., Машара Г.Г., Шатило Н.И. Стабилизаторы и преобразователи. Стр. 10 – Изд. БГУИР, 2014 г.
4. Селюгин К. Лабораторный БП на К143ЕНЗ. – Радиомир, 2003, №3, с.13.
5. Соломеин В.П. Емкостное реле. – Радио, 2010, №5, с.38, 39.
6. Виноградов Ю. Экономичный стабилизатор напряжения. – Радио, 1993, №1, с.34.
7. Гапличук Л.С. ГИС – помощник телемастера. Стр. 29. – Изд. МП СЭА, 1993 г.
8. Каньгин С. Стабилизатор напряжения с защитой от перегрузок. – Радиоежегодник-83, с.199.
9. Пронин В. Стабилизатор напряжения. – Радио, 1983, №10, с.51.

Детектор утечки воды работает от батареек 9 В

Yongping Xia

EDN

В ранее опубликованной статье описывалось практичное устройство, способное сэкономить много средств при незначительных вложениях [1]. Однако в схеме используется сетевое напряжение 120 В и поэтому для многих применений она не очень удобна. В этой статье описывается портативный детектор утечки воды, питающийся от обычной батареи 9 В (Рисунок 1). В режиме обнаружения схема потребляет менее 10 мкА, а емкость щелочной батареи напряжением 9 В превышает 500 мА·ч. Таким образом, одна батарея может прослужить более пяти лет, что эквивалентно сроку ее хранения. Когда напряжение батареи падает ниже 6.5 В,

детектор издает звуковой сигнал, указывающий на то, что батарею пора заменить.

В конструкции используется сверхмощный счетверенный компаратор MAX934 со встроенным источником опорного напряжения (ИОН) 1.2 В. Микросхема потребляет порядка 6 мкА. Элементы IC_{1A}, R₁ и R₂ обеспечивают обнаружение утечки воды. R₁ – это датчик воды, который может представлять собой два оголенных медных провода, обернутых в пористый материал (губку). Когда губка сухая, R₁ имеет большое сопротивление, поэтому уровень сигнала на выходе компаратора IC_{1A} остается высоким. Как только схема обнаруживает утечку воды, сопротив-

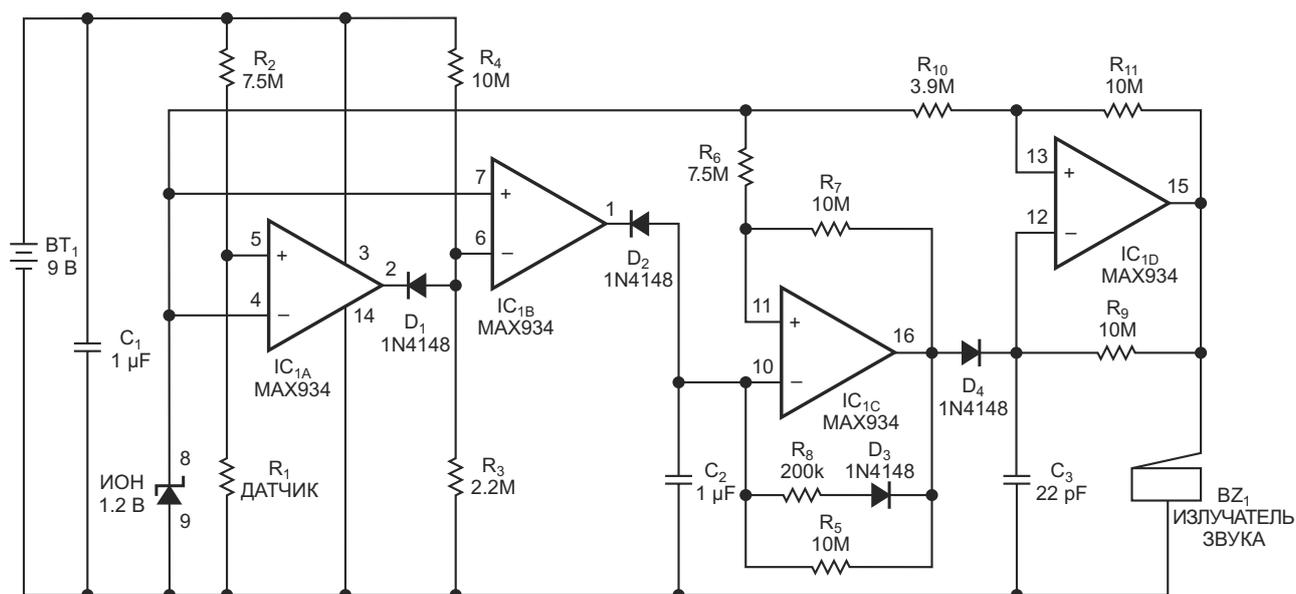


Рисунок 1. Компараторы IC_{1A} и IC_{1B} определяют условия включения звукового сигнала, а генератор на IC_{1C} обеспечивает переключение компаратора IC_{1D}.

ление R_1 уменьшается до менее чем нескольких сотен килоом, в результате чего уровень напряжения на выходе IC_{1A} становится низким. Через диод D_1 он поступает на вход IC_{1B} , устанавливая на выходе этого компаратора высокий уровень.

Элементы IC_{1B} , R_3 и R_4 образуют детектор низкого напряжения. Когда датчик воды сухой и напряжение батареи становится ниже 6.6 В, напряжение на инвертирующем входе IC_{1B} опускается ниже 1.2 В. Поскольку опорное напряжение составляет 1.2 В, уровень напряжения на выходе IC_{1B} изменяется с низкого на высокий. Если же при сухом датчике напряжение батареи выше 6.6 В, выходной уровень IC_{1B} остается низким, вследствие чего на выходе IC_{1C} будет высокий уровень, а на выходе IC_{1D} – низкий.

Влажный датчик или низкое напряжение батареи устанавливают высокий уровень на выходе компаратора IC_{1B} , позволяя запуститься генератору с низким коэффициентом заполнения, состоящему из элементов IC_{1C} , C_2 , R_5 , R_8 и D_3 . Период колебаний составляет приблизительно 7 секунд при длительности

низкого уровня импульсов порядка 0.3 секунды. Этот низкий уровень дает возможность включиться генератору на элементах IC_{1D} , C_3 и R_9 , работающему на частоте 2.4 кГц. Когда схема обнаруживает утечку воды или низкий заряд батареи, зуммер включается на долю секунды каждые 7 секунд. Таким образом, предупреждающий сигнал может звучать в течение длительного времени, прежде чем заряд батареи станет слишком низким.

Резисторы R_6 и R_7 увеличивают гистерезис компаратора IC_{1C} , что позволяет использовать конденсатор C_2 меньшей емкости. R_{10} и R_{11} увеличивают гистерезис компаратора IC_{1D} , чтобы улучшить стабильность звуковой частоты. Все конденсаторы керамические, что обеспечивает низкие токи утечки. **РЛ**

Ссылка

1. Jeff Tregre. [Детектор утечки воды на основе трансформатора от старого дверного звонка](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices MAX934](#)

Датчик фототахометра адаптируется к окружающему освещению

Stephen Woodward

EDN

Тахометрия – измерение скорости вращения вращающихся объектов – является распространенным приложением. Однако некоторые из этих объектов имеют необычные особенности, которые делают их чрезвычайно интересными и даже пугающими. К одной из таких категорий относится наружное бесконтактное измерение параметров вращения больших, быстрых и потенциально опасных объектов, таких как ветряные мельницы, водяные колеса и воздушные винты самолетов. Периферийное устройство тахометра, показанное на Рисунке 1, реализует оптическое считывание с использованием доступного окружающего освещения, обеспечивая фор-

мирование сигнала логического уровня для цифрового входа микроконтроллера, который легко адаптируется к различным уровням освещенности и механическим условиям.

Безопасное считывание параметров вращения крупных объектов лучше всего осуществлять с безопасного (большого) расстояния, и очевидным решением являются пассивные оптические методы с использованием доступного окружающего света. Если перед детектором не используются сложные системы линз, оптический сигнал будет иметь относительно низкую амплитуду из-за того, что вращающийся объект (лопасти винта и т. п.) заполняет лишь малую часть

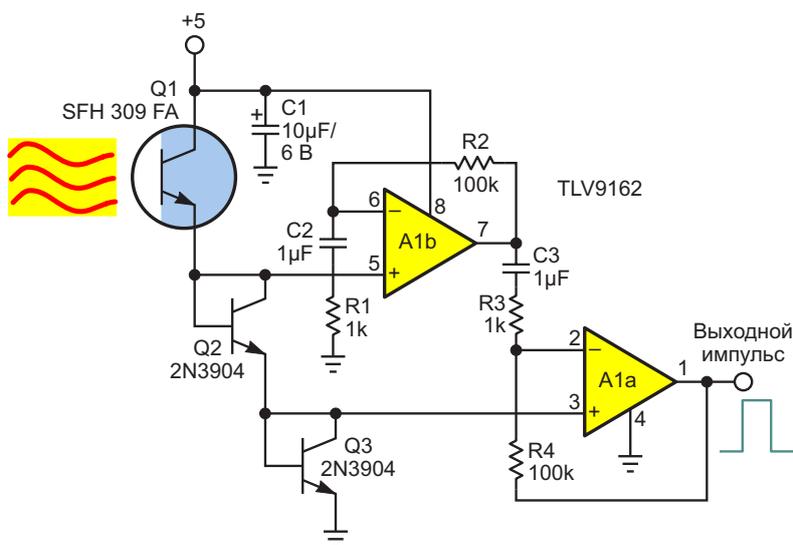


Рисунок 1. Логарифмическое измерение контраста позволяет учитывать изменчивость освещенности в диапазоне нескольких декад.

поля зрения простых детекторов. Этот тахометр (Рисунок 1) позволяет обойтись несложным детектором (фототранзистор Q1 с простым световым экраном) с использованием после него связанного по переменному току логарифмического порогового детектора с высоким коэффициентом усиления.

Фототок фототранзистора Q1 создает сигнал на транзисторах Q2 и Q3, изменяющийся приблизительно на 500 мкВ пик-пик на каждый 1% изменения интенсивности падающего света, уровень которого примерно (например, без учета различных температурных коэффициентов) определяется по формуле:

$$V \approx 0.12 \lg \left(\frac{I_o}{I_o} \right),$$

$$I_o \approx 10 \text{ фА.}$$

Это приблизительное логарифмическое соотношение работает в диапазоне фототоков от наноампер до миллиампер и, следова-

тельно, способно обеспечить надежную работу схемы, несмотря на изменение интенсивности света на несколько порядков. Операционный усилитель А1 и окружающие его дискретные компоненты обеспечивают большое усиление (80 дБ), благодаря которому формируются прямоугольные импульсы размахом 5 В, подаваемые на вход микроконтроллера.

Программирование внутренней логики вывода-ввода для подсчета импульсов позволяет с помощью простой программной процедуры разделить накопленное количество импульсов на соответствующий интервал времени и на количество подсчитанных отражающих элементов вращающегося объекта (например, количество лопастей пропеллера) для получения точного показания числа оборотов в минуту. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLV9162](#)
2. [Datasheet OSRAM SFH 309 FA](#)

Снижение электромагнитных помех качанием частоты переключения источника питания

John Betten

EDN

Импульсные источники питания приобрели печальную известность генераторов шума. Необходимо предотвратить возвращение этого шума, который может быть наведенным, излучаемым или и тем, и другим, к источнику входного сигнала, где он потенциально может нанести ущерб другим устройствам, работающим от того же источника питания. Назначение фильтра ЭМП (электромагнитных помех) состоит в том, чтобы блокировать прохождение этого шума и обеспечить низкоимпедансный путь обратно к источнику шума. Чем больше шум, тем больше размеры, стоимость и сложность конструкции фильтра. Помехи, излучаемые источниками питания, работающими на фиксированной частоте переключения, имеют

наибольший уровень на основной гармонике этой частоты. Излучение также происходит на частотах, кратных частоте переключения, но их амплитуды меньше. Простая схема на Рисунке 1 заставляет импульсный преобразователь работать не на одной, а на нескольких частотах, тем самым уменьшая среднее время работы на любой одной частоте. Эта схема эффективно снижает пиковые уровни излучений.

Схема на Рисунке 1 представляет собой автогенератор с частотой колебаний примерно 500 Гц. При подаче питания конденсатор C_3 начинает заряжаться, и напряжение на нем растет от 0 В, а выход компаратора TL331 находится в высокоимпедансном состоянии, поскольку напряжение на его

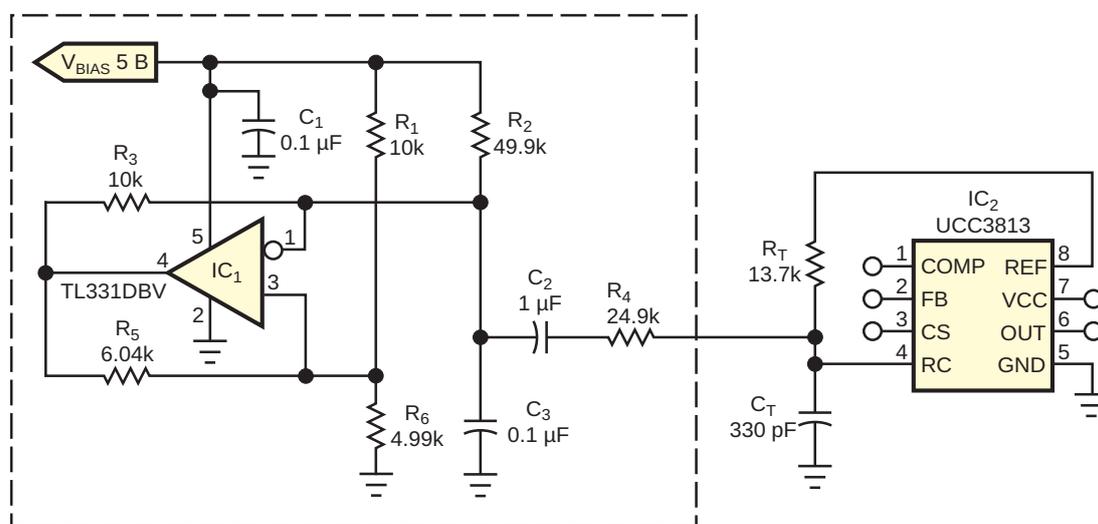


Рисунок 1. Низкочастотный пилообразный сигнал, подаваемый на вывод RC, модулирует частоту переключения источника питания.

неинвертирующем входе выше, чем на инвертирующем. По мере увеличения заряда конденсатора C_3 его напряжение пересекает опорный уровень напряжения, задаваемый делителем R_1 - R_6 , и выходное напряжение компаратора становится низким. Напряжение на R_6 мгновенно падает до более низкого опорного уровня, поскольку резистор R_5 теперь оказывается подключенным параллельно R_6 . Конденсатор C_3 начинает разряжаться до этого нового опорного уровня, так как резистор R_3 одновременно подключен параллельно с C_3 . После того, как C_3 разряжается до напряжения на R_6 , когда выход компаратора вновь становится активным, цикл повторяется. Необходимо тщательно подбирать номиналы компонентов, чтобы гарантировать, что оба опорных уровня на резисторе R_6 ниже, чем верхнее и нижнее напряжения, до которых может заряжаться конденсатор C_3 . Конденсатор C_3 используется в схеме для регулировки частоты генератора; его емкость должна быть меньше, чем у конденсатора C_2 . Частота генерации приблизительно равна

$$f = \frac{1}{-2R_2C_3 \ln\left(1 - \frac{\Delta V_{REF}}{V_{BIAS}}\right)},$$

где ΔV_{REF} – разность между верхним и нижним опорными уровнями.

Конденсатор C_2 блокирует постоянную составляющую пилообразного напряжения на конденсаторе C_3 , подаваемого на вход

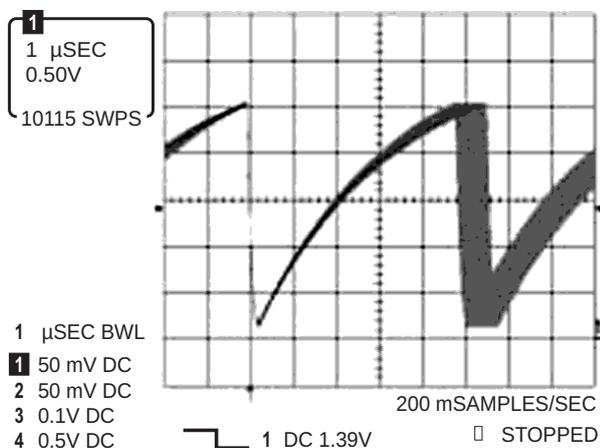


Рисунок 2. Внешний генератор управляет зарядкой времязадающего конденсатора.

программирования частоты микросхемы UCC3813. Ток, вводимый в этот вход во время его положительных значений, добавляется к зарядному току конденсатора C_T , тем самым увеличивая рабочую частоту контроллера IC_1 . Во время отрицательных значений инжектируемого сигнала часть зарядного тока C_T исчезает, что снижает рабочую частоту контроллера. Влияние вводимого сигнала на зарядку конденсатора C_T показано на Рисунке 2. Резистор R_4 управляет величиной вводимого тока. Уменьшение сопротивления R_4 увеличивает диапазон качания рабочей частоты вокруг ее номинального фиксированного значения. Частота колебаний инжектируемого тока, которая задается конденсатором C_3 , управляет скоростью качания частоты.

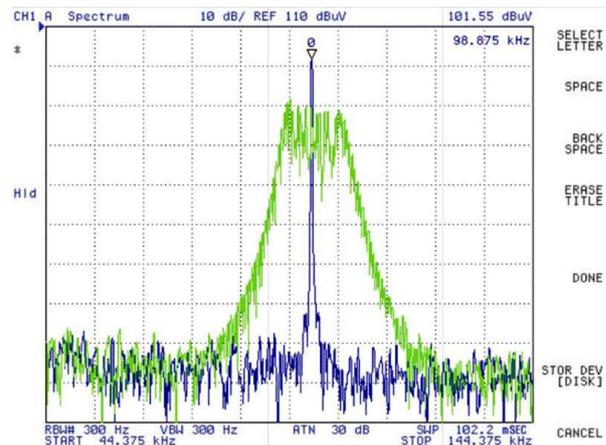


Рисунок 3. Электромагнитные излучения обратного преобразователя различаются при наличии и отсутствии внешней модуляции.

На Рисунке 3 показаны результаты дифференциальных измерений тока электромагнитных помех (1 дБмкВ = 1 дБмкА) до и после добавления генератора сдвига частоты. Такая конструкция легко обеспечивает снижение на 10 дБмкА при полосе качания 12 кГц. Более широкая полоса качания дополнительно снижает электромагнитные помехи, но в пульсациях выходного напряжения преобразователя может стать заметной частота модуляции. Также желательно сделать форму инжектируемого пилообразного напряжения максимально линейной, чтобы минимизировать время нахождения частоты переключе-



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

ния импульсного преобразователя вблизи предельных значений. Нелинейность может привести к появлению двух пиков на спектре помехи. Необходимо следить за тем, чтобы схема не работала на частотах ниже предельных для данного преобразователя, иначе может произойти насыщение индуктивных компонентов. Эта схема демонстрирует недо-

рогой подход к снижению кондуктивных помех, не занимающий много места на печатной плате. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL331](#)
2. [Datasheet Texas Instruments UCC3813N-0](#)

Источник отрицательного тока с ШИМ на входе и LM337 на выходе

Stephen Woodward

EDN

Источник отрицательного постоянного тока, показанный на Рисунке 1, всегда (или около того) был хрестоматийным примером применения регулятора LM337. Он точно поддерживает постоянный выходной ток I_{OUT} , заставляя напряжение на выводе OUT быть на V_{ADJ} отрицательнее относительно вывода ADJ. Таким образом, $I_{OUT} = V_{ADJ}/R_S$.

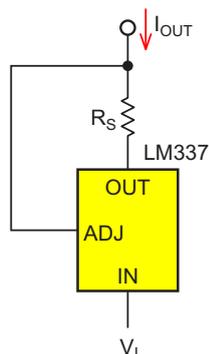


Рисунок 1. Классический источник постоянного отрицательного тока с микросхемой LM337, где $I_{OUT} \approx V_{ADJ}/R_S = 1.25/R_S$.

Несмотря на свою негибкость, эта схема успешно работала на протяжении полувека. Я говорю, что она негибкая, потому что способ программирования I_{OUT} заключается в изменении сопротивления R_S . Трудно поверить, что с такой древней (ну ладно, старой) микросхемой, как 337, можно делать какие-то новые, еще неизученные трюки, но Рисунок 2 говорит об обратном. Это новая топология с большей гибкостью. Она оставляет резисторы неизменными и вместо этого программирует I_{OUT} (гораздо меньшим) управляющим током (I_C).

Выполнение условия $R_C > 100R_S$ позволяет управлять током I_{OUT} с помощью всего лишь миллиампер тока I_C . На Рисунке 3 показана идея, воплощенная в полностью управляемом ШИМ источнике отрицательного тока 18 В/1 А с заземленной нагрузкой.

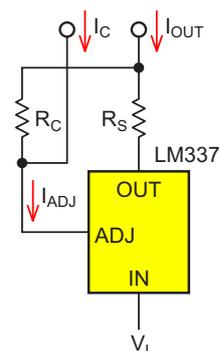


Рисунок 2. Обычно $R_C > 100R_S$, поэтому $I_C < I_{OUT}/100$ и $I_{OUT} \approx -(1.25 - (I_C R_C))/R_S$.

Частота ШИМ (F_{PWM}) предполагается равной 10 кГц или около того; если это не так, соответствующим образом масштабируйте емкости $C1$ и $C3$, используя следующие формулы:

$$C1 = \frac{0.5 \text{ мкФ} \times 10 \text{ кГц}}{F_{PWM}}$$

и

$$C3 = \frac{2 \text{ мкФ} \times 10 \text{ кГц}}{F_{PWM}}$$

В результате коммутации импульсами ШИМ с размахом 5 В транзистор Q1 образует переменное сопротивление, усредненное

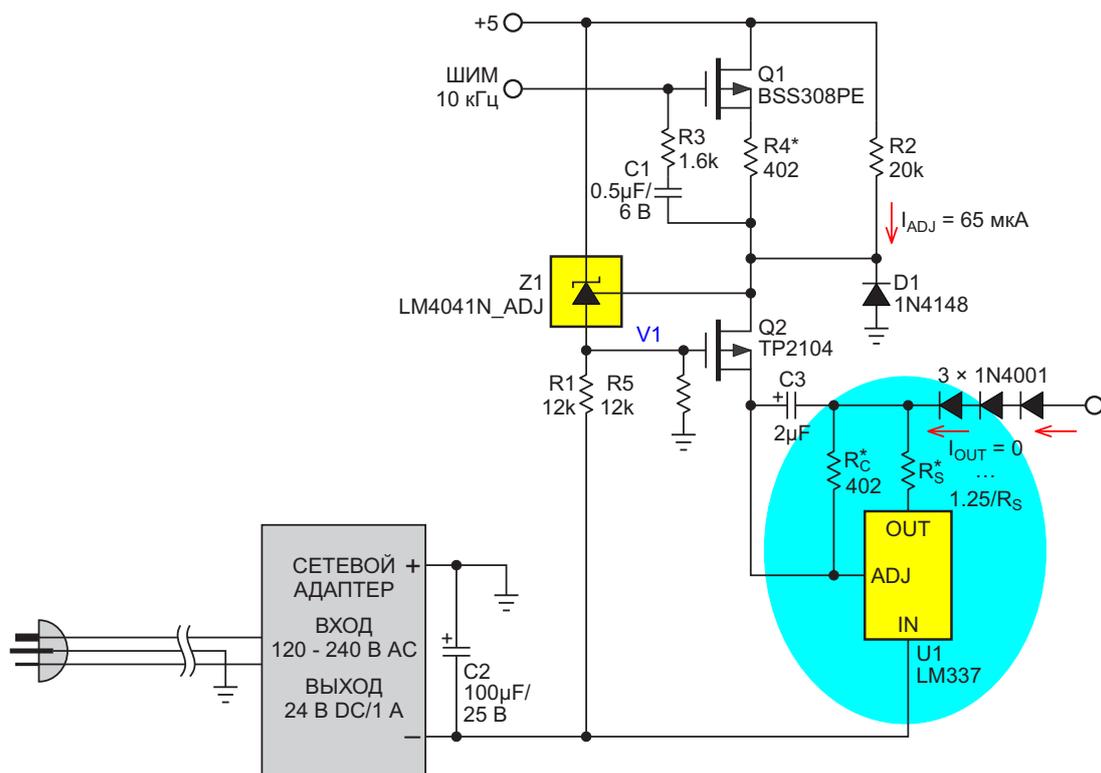


Рисунок 3. Программируемый ШИМ источник отрицательного тока 18 В/1 А с заземленной нагрузкой на основе новой топологии включения микросхемы LM337. Благодаря этой топологии точность не зависит от отклонения напряжения шины питания. Резисторы, отмеченные звездочкой, имеют допуск 1% или лучше, а $R_S = 1.25 \text{ Ом}$.

конденсатором C1 до значения $R4/D$, где D – коэффициент заполнения ШИМ от 0 до 1. Таким образом, в вывод обратной связи регулятора Z1 течет ток

$$I_C = \frac{0 \dots 1.24 \text{ В}}{R4} = 3.1 \text{ мА.}$$

Сглаживание пульсаций ШИМ фильтром второго порядка обеспечивает приемлемое время установления до 8-битной точности за 6 мс при $F_{PWM} = 10 \text{ кГц}$.

Напряжение V1 регулятора Z1 управляет затвором транзистора Q1, чтобы поддерживать на его истоке точное опорное напряжение 1.24 В, сдвигающее уровень результирующего тока I_C для слежения за выводом ADJ микросхемы U1. Кроме того, с током I_C суммируется ток компенсации смещения I_{ADJ} ($1.24 \text{ В}/20 \text{ кОм} = 62 \text{ мкА}$), задаваемый резистором R2.

Этот член обнуляет типичный ток I_{ADJ} микросхемы U1 и снижает его максимальную

ошибку 100 мкА на 60%. Между тем диод D1 обеспечивает принудительную отсечку тока I_{OUT} при падении напряжения 5 В, вводя транзистор Q2 в насыщение и делая ток I_C достаточно большим, чтобы полностью отключить регулятор U1, и тем самым защитить нагрузку.

О последовательной цепочке диодов 1N4001: существует вероятность того, что при максимальном значении I_C ток I_{OUT} будет положительным, и в результате произойдет обратное смещение нагрузки; некоторые нагрузки могут этого не выдержать. 1N4001 блокируют это, а также обеспечивают смещение для отключения I_{OUT} при выключении питания +5 В.

Обратите внимание, что точность величины $I_C R_C = V_{ADJ}$ обеспечивается согласованностью сопротивлений резисторов R_C и точностью внутренних опорных напряжений микросхем Z1 и U1. Поэтому она не зависит от отклонений напряжения шины +5 В, хотя для наилучшего подавления пульсаций ШИМ желательно, чтобы точность напряжения не

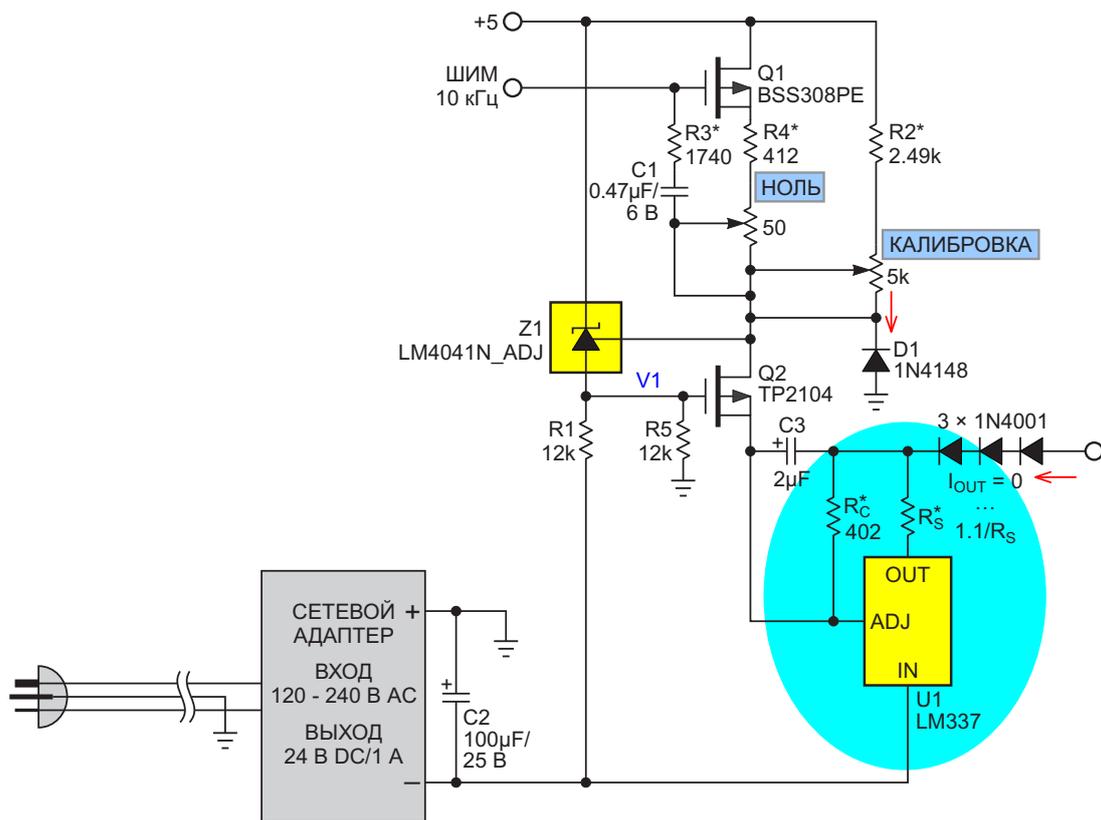


Рисунок 4. Модификации для облегчения устранения влияния допусков номиналов компонентов, включая источники опорных напряжений U1 и Z1, а также все резисторы. Обратите внимание, что $R_S = 1.1 \text{ Ом}$.

была хуже $\pm 5\%$. Ток I_{OUT} линейно зависит от коэффициента заполнения ШИМ в диапазоне значений D от 0 до 1:

$$I_{\text{OUT}} = -\frac{1.25 \cdot D}{R_S}$$

Если $R_S = 1.25 \text{ Ом}$, то максимальный выходной ток $I_{\text{OUT(MAX)}}$ равен 1 А.

Обратите внимание, что при $I_{\text{OUT(MAX)}} = 1 \text{ А}$ и низком напряжении нагрузки микросхема U1 может рассеивать до 23 Вт. Мораль сей истории такова: будьте щедры на площадь радиатора! Кроме того, резистор R_S должен быть рассчитан на мощность $1.252/R_S$.

На Рисунке 4 показаны модификации, облегчающие устранение влияния допусков номиналов компонентов, включая источники

опорных напряжений U1 и Z1, а также все резисторы.

Последовательность однопроходной калибровки такова:

1. Установите $D = 100\%$.
2. Регулировкой потенциометра КАЛИБРОВКА установите выходной ток 1.000 А.
3. Установите $D = 0\%$.
4. Регулировкой потенциометра НОЛЬ установите выходной ток, равный нулю.

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

Материалы по теме

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



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!