

ЖУРНАЛ РАЗРАБОТЧИКОВ ЭЛЕКТРОНИКИ

WWW.RLOCMAN.RU



РАДИОЛОЦМАН

ЯНВАРЬ-ФЕВРАЛЬ 2025 (136)





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!





Январь-Февраль 2025 (136)

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 Результаты первой в истории индустрии России Программы предоставления раннего доступа к архитектуре RISC-V DEVBOARDS
- 5 Toshiba представила новую микросхему драйвера постоянного тока шагового двигателя 50 В/3.0 А
- 6 В Екатеринбурге построят фабрику по производству микрочипов
- 7 Новые драйверы IGBT и MOSFET от Vishay Intertechnology обеспечивают компактность конструкции, быстрое переключение и высокое рабочее напряжение
- 8 Ускорение ИИ в Arduino
- 10 Микросхема K1921BG015 производства АО «НИИЭТ» включена в реестры Минпромторга
- 10 Murata представляет сверхминиатюрную чип-индуктивность

Статьи

- 12 Реальные сигналы
- 14 Это гауссовский мир
- 16 Троишный переключатель усиления
- 19 Добавьте один резистор, чтобы управлять выходным напряжением импульсного регулятора с помощью ЦАП
- 22 Как инженер Джулиус Эдгар Лиленфельд заложил основу современных полевых транзисторов
- 24 Коммутатор с ШИМ управлением имитирует цифровой потенциометр
- 26 Intel: Распад полупроводникового гиганта?
- 28 Снижение шумов усилителя при параллельном включении активных элементов с трансформаторным суммированием выходных сигналов
- 30 Схема отсеивателя кандидатов
- 32 Защита входов операционного усилителя от перенапряжения: внешняя или встроенная?
- 37 Удерживайте этот пик с помощью PIC
- 42 Класс программируемых реостатов
- 46 Классическая неоновая лампа может решить проблему индикации в сети переменного тока

Схемы

- 50 Самодельный активный щуп с полосой 2 ГГц
- 61 Генератор качающейся частоты с маркером
- 62 Q-метры с ударным возбуждением контура
- 66 Металлоискатель на одной микросхеме
- 69 Генератор с ультразвуковыми искажениями менее -140 дБ
- 74 Нажал – включил, нажал – выключил
- 76 Схема управления двигателем с двумя выходами обеспечивает четыре положения
- 78 16 выборочных данных с 8 термисторов в течение менее секунды за 2 доллара
- 81 Высокоточный цифровой реостат
- 84 Резистивная электронная нагрузка потребляет постоянный ток при напряжении от 1.2 до 50 В
- 86 Источник питания нечувствителен к изменениям нагрузки
- 88 Транзисторная защелка улучшает схему включения-выключения
- 90 Практически безопасный DC/DC преобразователь
- 92 От микровольт до киловольт за миллисекунды с одним выводом микроконтроллера
- 94 Фильтр качающейся частоты
- 96 Токовое зеркало управляет несколькими светодиодами от низкого напряжения питания
- 98 Мощный ШИМ-ЦАП с микросхемой LM317
- 100 Универсальный контроллер керамических нагревателей паяльников
- 103 Следящий предварительный регулятор повышает КПД мощного ШИМ ЦАП
- 106 Балансные подавители шума
- 109 Источник тока 1 А/20 В, управляемый ШИМ
- 111 Генератор гармонических колебаний на двух транзисторах
- 113 Датчики напряжения с гальванической развязкой
- 116 Разработка интерфейса RTD с помощью электронной таблицы
- 119 28-вольтовый размыкатель цепи на основе токоизмерительного усилителя
- 121 Как собрать бесплатную энергию из атмосферы

Результаты первой в истории индустрии России Программы предоставления раннего доступа к архитектуре RISC-V DEVBOARDS

В мае 2024 года стартовала Программа раннего доступа к архитектуре RISC-V на микроконтроллерных отладочных платах RISC-V DEVBOARDS, анонсированная на конференции ЦИПР-2024. Программа осуществляется исключительно на российских разработках и базируется на концепции бесплатного тестирования архитектуры RISC-V.



На первом этапе участники использовали решение от компании АО «Микрон» – микроконтроллер MIK32 АМУР (K1948BK018) на базе отладочной платы MIK32. Завершился этап проведением конкурса проектов в декабре 2024 года.

Проекты были реализованы в различных отраслях индустрии: автомобилестроение (2), атомная (3), госсектор (1), ИТ (20), легкая промышленность (4), медицина (1), нефтегазовая (3), обрабатывающая (2), образование (13), связь (4), сельское хозяйство (2), строительство (4), транспорт (3), энергетика (7).

Победителем конкурса проектов по результатам оценки жюри Индустриального комитета Альянса RISC-V был признан проект «Многоканальный осциллограф, поддерживающий EST-метод, синхронный и последовательный» Виктора Чекакина.

«О Проекте раннего тестирования RISC-V DEVBOARDS я узнал в результате сотрудничества с электронным журналом «РадиоЛоцман» и решил реализовать проект «Измерительная лаборатория радиолюбителя». Мне импонировало, что за основу взят российский микроконтроллер MIK32 Амур на пер-

спективной архитектуре RISC-V, плюс российский Альянс RISC-V бесплатно предоставил отладочную плату. Несмотря на некоторые сложности, с которыми пришлось столкнуться, то, что удалось сделать в любительских условиях, говорит о перспективности этой линии МК и архитектуры RISC-V», – прокомментировал Виктор Чекакин свое участие в Программе.

Призерами конкурса также стали следующие проекты:

- «Система против опрокидывания самосвала. Датчик углов крена, тангажа, ускорения» Ивана Бородачева
- «Модуль управления секцией накопительного транспортёра конвейера сборки заказов в корзины (ящики). Генератор для катушек Мишина с модуляцией частотами Райфа» Андрея Снеговского
- «Разработка управления шаговым двигателем для подачи доски на ленточную пилу для роспуска на ламели» Евгения Рогачева
- «Удаленный стенд для работы с отладочной платой MIK32, который позволит в режиме онлайн взаимодействовать с отладочной платой MIK32 (производить прошивку платы и наблюдать за результатами ее работы)» Александра Американова
- «Стабилизатор сетевого напряжения, бесперебойный источник питания» Дениса Кошельника
- «Контроллер технологического процесса. Поддержание стабильной температуры и давления на наружной установке. Промышленное взрывозащищенное исполнение» Марата Гирфанова

Отдельным призом жюри Индустриального комитета Альянса RISC-V награждается Алексей Евсеев с проектом «Каталог демонстрационных примеров встраивания пользовательского кода для платформы MIK32 различного уровня сложности на базе среды Engage в области систем управления и автома-

тизации, интернета вещей, цифровой обработки сигналов, систем связи» за активное продвижение технологии и формирование сообщества энтузиастов использования RISC-V.

Призы за лучшие проекты в образовательной среде присуждены Ирине Романовой (ВШЭ) и Андрею Гусеву (УРФУ).

Таким образом, можно смело констатировать, что первая в истории российского рынка Программа DEVBOARDS RISC-V оказалась крайне востребованной как для ознакомления с перспективнейшей технологией, так и для разработки ее участниками собственных технологических подходов, прототипов и готовых программно-аппаратных комплексов широкого отраслевого спектра.

«Программа раннего доступа к архитектуре RISC-V DEVBOARDS показала, что наш «Амур» вдохновил инженеров на интересные, качественно новые проекты, и на архитектуре RISC-V могут успешно развиваться отечественные промышленные решения в самых разных сферах. Сейчас растет поколение RISC-V, и каждая из разработок, представленных в финале Программы, имеет шанс стать в своем сегменте лидирующим отечественным решением», – сообщила Гульнара Хасьянова, генеральный директор АО «Микрон».

Глава Индустриального комитета Альянса RISC-V Артём Огурцов отметил:

«Программа DEVBOARDS RISC-V стала настоящим катализатором для продвижения технологии RISC-V в России. На сегодняшний день в Программе приняли участие более 50 компаний и стартапов, что свидетельствует о высоком интересе к данной технологии. Мы планируем расширить перечень продуктов на архитектуре RISC-V в Програм-

ме и уже в следующем году удвоить количество ее участников. Особый интерес для нас представляют рынки оборудования для КИИ и автоматизации систем управления технологическими процессами (АСУ ТП), где мы видим огромный потенциал для повышения эффективности и безопасности производственных процессов. Мы также нацелены на освоение новых сегментов, таких как сельское хозяйство, где технологии на базе RISC-V могут революционизировать управление сельскохозяйственной техникой и умными фермами, рынок беспилотных авиационных систем и другие рынки.

В перспективе Программа DEVBOARDS RISC-V будет развиваться в следующих направлениях:

1. Расширение ассортимента доступных плат и микросхем с целью удовлетворения потребности различных отраслей.
2. Увеличение объема технической поддержки и обучающих материалов для участников Программы.
3. Организация регулярных хакатонов и конкурсных проектов для стимулирования инноваций.
4. Установление партнерств с ведущими университетами и исследовательскими институтами для проведения совместных разработок.
5. Выход на международные рынки и продвижение российских решений на базе RISC-V за пределами страны.

Все эти меры направлены на то, чтобы технология RISC-V стала стандартом для разработки современных и надежных решений, способствующих технологическому суверенитету и инновационному развитию Российской Федерации».

Toshiba представила новую микросхему драйвера постоянного тока шагового двигателя 50 В/3.0 А

Toshiba Electronics Europe представила микросхему драйвера шагового двигателя TB67S559FTG 50 В/3.0 А, обеспечивающую управление стабилизированным током со встроенным датчиком тока. Выпускаемая в корпусе QFN32 размером 5.0 мм × 5.0 мм,

микросхема TB67S559FTG работает в широком диапазоне выходных напряжений от 8.2 В до 44 В, поддерживая приложения с напряжением 12 В, 24 В и 36 В, включая оборудование для автоматизации офисов, кассовые терминалы, торговые автоматы, камеры видеонаб-



людения, промышленное оборудование и многое другое.

TB67S559FTG значительно превосходит по допустимому напряжению и току своего совместимого по выводам предшественника TB67S539FTG (40 В/2.0 А) и отличается сверхнизкими сопротивлениями 0.4 Ом (типичное значение) открытых каналов верхнего и нижнего транзисторов. В спящем режиме устройство потребляет ток не более 1 мкА.

Таким образом, новая микросхема драйвера позволяет инженерам повысить эффективность и надежность своих конструкций при одновременном снижении тепловых потерь.

TB67S559FTG не нуждается во внешних токоизмерительных резисторах благодаря встроенной схеме измерения тока. Интегрированная схема зарядового насоса не требует внешнего конденсатора. Отсутствие необходимости в этих внешних компонентах позволяет существенно сэкономить место в зоне монтажа.

Помимо TB67S559FTG и совместимой по выводам и функциям микросхемы TB67S539FTG, Toshiba предлагает широкий выбор драйверов шаговых двигателей, изготовленных по технологии BiCD (Bipolar CMOS DMOS), которая обеспечивает высокую точность и большие рабочие токи. Микросхемы драйверов поддерживают ряд расширенных функций, охватывающих широкий спектр номинальных напряжений и токов, и выпускаются в самых разных корпусах.

В Екатеринбурге построят фабрику по производству микрочипов

Предприятие появится рядом с новым кампусом университета

К концу 2026 года в Новокольцовском районе Екатеринбурга построят фабрику по производству микрочипов. Предприятие, которое получило название «Карат», разместится на площади 15 тыс. кв. м на территории второй очереди технопарка «Космос» – планируется, что там внедрят разработки учебно-научного центра «Микроэлектроника», кото-



Здание фабрики планируют построить в конце следующего года.

рый создают в расположенном рядом кампусе Уральского федерального университета.

Договор о создании фабрики на прошлой неделе подписали Корпорация развития Среднего Урала (КРСУ) и Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

«Реализация проекта станет знаковым этапом по внедрению в промышленную апробацию и производство научных результатов учебно-научного центра „Микроэлектроника“, создаваемого в кампусе УрФУ. Технологическая и кадровая специализация центра – СВЧ-микроэлектроника, – написал в своем телеграм-канале гендиректор КРСУ, выпускник радиофака УПИ (ныне ИРИТ-РтФ УрФУ) Андрей Мисюра. – Таким образом, в Свердловской области появится единый научно-производственный кластер, который обеспечит подготовку кадров, разработку и серийное производство уральских микрочипов».

Он подчеркнул, что микрочипы будут создаваться на основе российских технологий, что станет значимым шагом для региона и всей страны к достижению импортонезависимости и технологического суверенитета.

Предприятие займется полным циклом производства микрочипов: выращиванием и нарезкой кристаллов, проведением испытаний и корпусированием чипов. На территории фабрики также разместится центр проектирования кристаллов.

Научно-производственную экосистему «Космос» в микрорайоне Новокольцовский начали создавать в 2023 году. В его первую очередь войдет трехэтажное здание площадью 15 тыс. кв. м с площадками под тяжелый станочный парк, офисами для программистов и ИТ-специалистов и лабораторными помещениями для микроэлектроники. Его планируют сдать в конце 2025 года. На полную производственную мощность технопарк и индустриальный парк должны выйти в 2030-2031 годах.

Справка

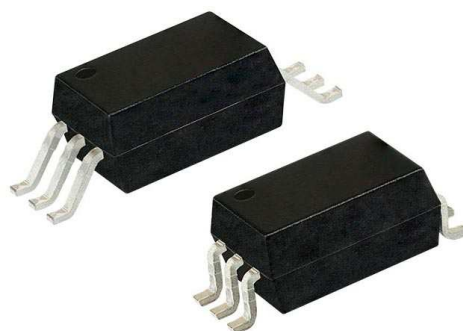
Новый студенческий городок УрФУ, включающий пять общежитий, стадион, общественный и медицинский центры, возводится в Екатеринбурге по федеральному проекту «Создание сети современных кампусов» в рамках национальных проектов России (нацпроект «Молодежь и дети»).

Уральский федеральный университет – один из ведущих вузов России, расположен в Екатеринбурге. Участник проекта по созданию кампусов мирового уровня – части национального проекта «Наука и университеты», реализуемого Минобрнауки России. Университет – участник государственной программы поддержки российских вузов «Приоритет-2030», выступает инициатором создания и выполняет функции проектного офиса Уральского межрегионального научно-образовательного центра мирового уровня «Передовые производственные технологии и материалы».

Новые драйверы IGBT и MOSFET от Vishay Intertech- nology обеспечивают компактность конструкции, быстрое переключение и высокое рабочее напряжение

Компания Vishay Intertechnology представила два новых драйвера IGBT и MOSFET в компактном удлиненном корпусе SO-6 с высокой степенью изоляции. Обеспечивая высокие пиковые выходные токи 3 А и 4 А, соответственно, микросхемы VOFD341A и VOFD343A, выпускаемые подразделением Vishay Semiconductors, отличаются высокими рабочими температурами до +125 °С и малой задержкой распространения сигнала – не более 200 нс.

Представленные оптопары, состоящие из AlGaAs светодиода, оптически связанного с микросхемой мощного выходного каскада, предназначены для солнечных инверторов и микроинверторов, промышленных приводов двигателей переменного тока и инверторов для бесщеточных двигателей постоянного тока, а также инверторных каскадов источников бесперебойного питания. Устройства



идеально подходят для прямого управления IGBT с рабочими напряжениями до 1200 В и токами до 100 А.

Высокая рабочая температура оптопар VOFD341A и VOFD343A увеличивает запас по диапазону безопасных температур для более компактных конструкций, а большой пиковый выходной ток позволяет увеличить скорость переключения благодаря отсут-

ствию необходимости в дополнительном каскаде драйвера. Низкая задержка распространения сигнала в новых устройствах минимизирует коммутационные потери, повышая точность ШИМ-регулирувания.

Улучшенная изоляция корпуса позволяет работать с высокими напряжениями до 1140 В, что дает возможность использовать их в высоковольтных инверторных каскадах, сохраняя

при этом достаточный запас надежности по напряжению. Устройства, отвечающие требованиям директивы RoHS, обладают высокой помехоустойчивостью 50 кВ/мкс, предотвращающей сбой в работе быстродействующих импульсных силовых каскадов.

Образцы и промышленные партии изделий VOFD341A и VOFD343A доступны уже сейчас; срок поставки составляет шесть недель.

Ускорение ИИ в Arduino

James Morra

Electronic Design

Arduino сотрудничает с чип-стартапом Axelera, чтобы перенести машинное обучение из облака в устройства Интернета вещей на базе своего оборудования линейки Pro.

Чтобы самое продвинутое машинное обучение донести до широких масс, Arduino объединит усилия со стартапом Axelera, занимающимся разработкой чипов ИИ. В рамках сотрудничества ускорительные чипы Axelera будут объединены с семействами систем-на-модуле Arduino, что обеспечивает им более чем достаточную производительность для запуска полностью локальных больших языковых моделей, которые являются основой бумажного ИИ.



Компании планируют представить демо-версию технологии на выставке CES 2025, ранее известной как Consumer Electronics Show (Выставка потребительской электроники).

Ознакомьтесь с технологиями и анонсами, которые вы, вероятно, не увидите на выставке.

В более широком смысле соглашение направлено на устранение препятствий для

запуска высокопроизводительного ИИ на устройствах Интернета вещей. Компании рассказали о потенциале сотрудничества, которое дает более чем 30 миллионам разработчиков, работающих с Arduino, более легкий доступ к решениям Axelera.

«Сотрудничая с Axelera AI, мы предоставляем разработчикам и компаниям средства для интеграции передовых возможностей ИИ в свои проекты», – сказал Фабио Виоланте (Fabio Violante), генеральный директор компании Arduino, которая строит планы коммерческого будущего для своего оборудования с открытой документацией.

Хотя Arduino уже широко используется инженерами для быстрого создания прототипов устройств Интернета вещей и другой электроники, компания-разработчик также продвигает на рынок высокоэффективное аппаратное и программное обеспечение, ориентированное на массовое производство. Линейка Arduino Pro компании включает в себя семейство промышленных компьютерных модулей Portenta, имеющих размеры пластинки жевательной резинки, а также семейство датчиков голоса, зрения и других интеллектуальных датчиков Nicla. Все это поддерживается безопасным, масштабируемым и легкодоступным облаком, а также огромным количеством программных библиотек и других инструментов для разработчиков.

Arduino заявляет, что семейство чипов Portenta позволяет запускать относительно компактные модели машинного обучения полностью на устройстве. Но им, как правило, не хватает производительности для запуска многих из наиболее продвинутых типов ИИ, включая большие языковые модели.



Portenta – это семейство промышленных систем-на-модуле от Arduino.

Metis: ускоритель ИИ

Arduino получает подкрепление в виде устройства обработки ИИ (AI Processing Unit, AIPU) от Axelera, которое предназначено для высокоэффективной работы с выводами ИИ. Первый чип в семействе ускорителей, Metis, оснащен четырьмя ядрами ИИ, каждое из которых может выполнять до 53.5 триллионов операций в секунду (trillion operations per second, TOPS). Кремний дополняется программным стеком Voyager SDK, предоставляющим клиентам компиляторы и другие инструменты для загрузки моделей машинного обучения в Metis.

Основной для каждого ядра является архитектура вычислений в оперативной памяти компании Axelera (D-IMC). Она используется для выполнения интенсивных вычислений, лежащих в основе ИИ (также называемых матричным умножением), в своем статическом ОЗУ, которое широко используется в качестве кэш-памяти в современных чипах.

Максимально быстрая передача данных в процессоры – одно из узких мест в машинном обучении. Самые совершенные микросхемы ИИ в центрах обработки данных оснащены высокоскоростной памятью (HBM), чтобы сократить энергоемкий процесс передачи данных в процессор, который, помимо прочего, также увеличивает задержку.

Axelera утверждает, что благодаря совместному размещению логики и памяти Metis может обеспечить более высокую энергоэффективность до 15 TOPS на ватт. Это идеально подходит для устройств с батарейным питанием, которые не могут позволить себе потреблять слишком много энергии или выделять слишком много тепла.

По словам Axelera, ядра могут иметь доступ к общей внутренней памяти объемом более 52 МБ, а также с помощью интегрированного в чип контроллера памяти подключать дополнительную память LPDDR4, чтобы запускать модели машинного обучения, которые слишком велики, чтобы поместиться в кэш-память чипа. Axelera сообщила, что Metis, использует PCIe для подключения к хост-процессору, образующему основу системы, что переносит нагрузку ИИ в СпК.

«Мозг» Portenta X8

На выставке CES компании планируют подключить к модулю Arduino Portenta X8 несущую плату на базе чипа Metis от Axelera, которая будет выступать в роли «мозга» системы. Она может обрабатывать данные о температуре, вибрации, влажности и любую другую информацию с датчиков, подключенных к оборудованию в заводских цехах. Затем она передает данные в Metis, который запускает ИИ-модель Phi-3 от Microsoft полностью на устройстве, чтобы в режиме реального времени выявлять потенциальные проблемы, прежде чем они станут причиной сбоев или отказов.

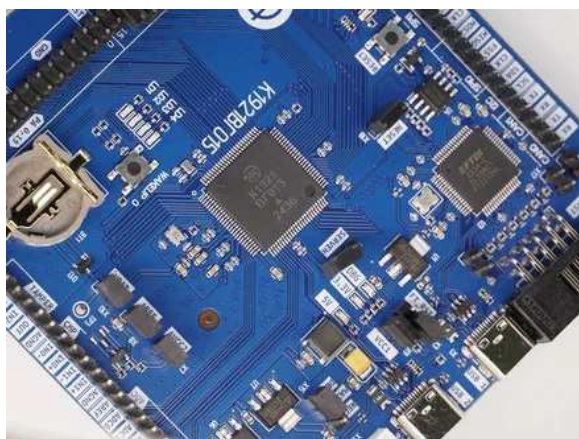
Phi – это лишь малая часть масштабов и сложности моделей машинного обучения, лежащих в основе ChatGPT от OpenAI и других чат-ботов. Последние обычно работают в центрах обработки данных из-за огромных требований к вычислительным ресурсам.

Пока неясно, планирует ли Arduino использовать чипы Axelera в будущих модулях Portenta. Однако генеральный директор и соучредитель Axelera Фабрицио Дель Маффео (Fabrizio Del Maffeo) отметил, что в более широком смысле это сотрудничество направлено на предоставление современного ИИ с минимальными затратами энергии и средств.

Он сказал: «Реализация настоящих инноваций в области ИИ крайне важна для компаний».

Микросхема K1921BG015 производства АО «НИИЭТ» включена в реестры Минпромторга

32-разрядный ультранизкопотребляющий микроконтроллер K1921BG015, разработанный и произведенный в НИИ электронной техники, внесен в реестр российской промышленной продукции и Единый реестр радиоэлектронной продукции Минпромторга России.



Подготовка документов для внесения началась еще в августе прошлого года, само изделие и техническая документация прошли ряд экспертиз и проверок, установленных регламентом.

Данная процедура направлена на стимулирование развития отечественного производства и создание условий для роста промышленности.

Включение в реестры Минпромторга официально подтверждает, что микроконтроллер K1921BG015 может быть допущен к участию в закупках для объектов критической информационной инфраструктуры и государственных тендерах.

Для имеющих и потенциальных потребителей этой разработки включение в Реестр является неоспоримым плюсом для начисления баллов за использование отечественных разработок в своих проектах.

Основной сферой применения микроконтроллера K1921BG015 являются приборы учета электроэнергии и энергоносителей. Помимо этого, он оптимально подойдет для автомобилестроения, медицинского оборудования, промышленных датчиков и контроллеров, устройств домашней автоматизации и многого другого. В состав микроконтроллера входит широкий набор цифровой и аналоговой периферии, благодаря чему он может применяться в различных системах цифровой обработки сигналов, в том числе, требующих точных аналогово-цифровых преобразований, в системах управления и сбора информации.

Уже сейчас приобрести ультранизкопотребляющий микроконтроллер K1921BG015 можно: на официальном сайте АО «НИИЭТ», на платформе «ЧИП и ДИП», а в марте на маркетплейсе Ozon.

Murata представляет сверхминиатюрную чип-индуктивность

Компания Murata объявила о разработке самой маленькой в мире чип-индуктивности дюймового типоразмера 006003 (0.16 мм × 0.08 мм). Это означает примерно 75-процентное сокращение объема по сравнению с самым миниатюрным из выпускавшихся до сих пор изделий дюймового типоразмера 008004 (0.25 мм × 0.125 мм).

Постоянное стремление к повышению функциональности и миниатюризации элек-

тронных мобильных устройств привело к острой потребности в более компактных и эффективных компонентах. В результате инженерам приходится искать возможность разместить как можно больше компонентов на меньшей площади печатной платы. Также растет использование чип-индуктивностей – основных компонентов многих электронных устройств. В некоторых новейших смартфонах их насчитываются сотни. Эта тенденция

усилила спрос на дальнейшую миниатюризацию чип-индуктивностей для облегчения высокоплотного монтажа в условиях ограниченного пространства.

Чтобы удовлетворить этот спрос, Murata последовательно прилагает усилия по уменьшению размеров чипов за счет интеграции своих фирменных базовых технологий.

«После того, как в сентябре 2024 года мы успешно представили самый маленький в мире многослойный керамический конденсатор (MLCC), наши инженерные группы в настоящее время разрабатывают новаторские чип-индуктивности дюймового типоразмера 006003 для дальнейшего удовле-

твора потребностей рынка, – говорит Такаоми Тои (Такаоми Тои), генеральный директор отдела разработки индуктивных компонентов компании Murata Manufacturing. – Создав самый маленький в мире прототип такого класса, мы уверены, что этот продукт станет отличным дополнением к обширному ассортименту лидирующих на рынке чип-индуктивностей Murata. Эта разработка продолжает демонстрировать стремление Murata к инновациям, а также знаменует собой значительную веху в нашем стремлении поддерживать миниатюризацию и расширение функциональных возможностей будущих электронных устройств».

Реальные сигналы

Howard Johnson

EDN

Какая кривая на Рисунке 1 лучше аппроксимирует отклик на ступенчатые цифровые сигналы, с которыми вы работаете каждый день? Кусочно-линейная модель бездумно следует по идеально равномерному наклонному участку и резко ударяется о свой верхний предел. Реальные сигналы так себя не ведут. Гладкая на вид кривая – это гауссова ступенька. Это интеграл по времени от гауссовой колоколообразной кривой. Гауссова ступенька имеет плавное начало, плавный хвост и быстрый монотонный подъем в середине. Она больше похожа на реальный цифровой сигнал, и на то есть веская причина.

В области анализа линейных систем Центральная предельная теорема гласит, что ступенчатый отклик любой системы, характеристики которой ограничены большим числом схожих эффектов, примерно одинаково

ограничивающих полосу пропускания, стремится стать гауссовым по мере приближения числа эффектов к бесконечности. Эта теорема применима к цифровым устройствам, поскольку типичный цифровой драйвер состоит из множества соединенных последовательно каскадов, ограничивающих характеристики, и все они имеют приблизительно одинаковую полосу пропускания.

В драйвере ввода-вывода используется несколько каскадов для быстрого преобразования наноамперных токов кристалла в миллиамперные токи на печатной плате. Однокаскадный усилитель на полевом транзисторе не может справиться с этой задачей. Если сделать однокаскадный логический вентиль на полевом транзисторе достаточно большим для переключения токов на уровне печатной платы, то тока на уровне кремние-

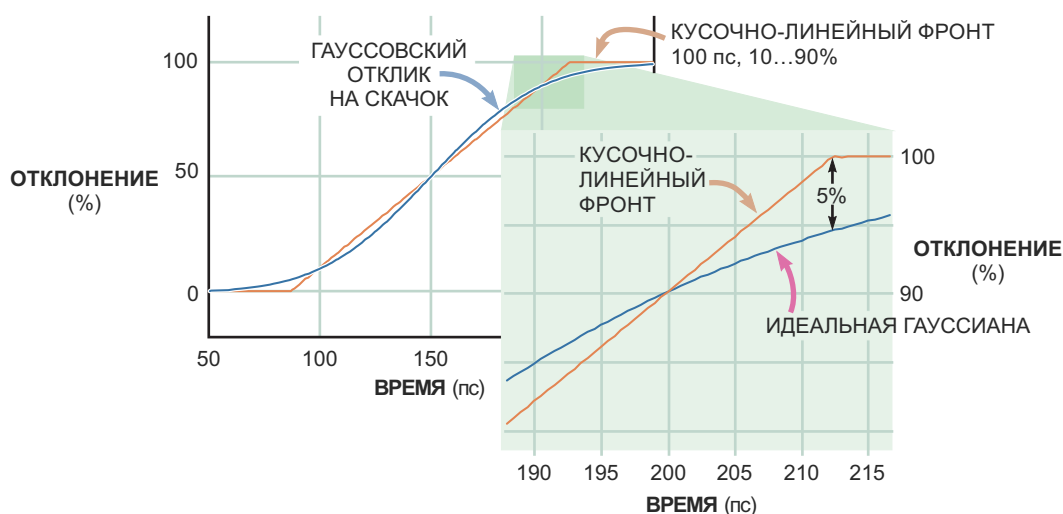


Рисунок 1. Кусочно-линейная аппроксимация ступеньки имеет острые углы, которые не встречаются в реальных сигналах.

вого кристалла будет недостаточно для быстрой зарядки затвора этого транзистора. Лучший подход – разбить схему на несколько последовательно соединенных каскадов. Каждый каскад экспоненциально больше предыдущего. Для достижения наилучших характеристик специалисты по проектированию логических элементов тратят много времени на выбор количества каскадов в каждом драйвере и тщательную проработку каждого каскада.

Вот тут-то и вступает в игру Центральная предельная теорема. Представьте, что вы проектируете 10-каскадный драйвер ввода-вывода. На постоянном токе схема работает отлично. По мере повышения частоты в игру вступают различные паразитные эффекты, ограничивающие полосу пропускания. На каждый каскад влияют, возможно, 20 паразитных эффектов, что в общей сложности составляет 200 эффектов, с которыми необходимо справиться, чтобы завершить проект. Система работает как каскад из 200 крошечных элементов фильтра нижних частот, соединенных последовательно. Самые плохие элементы ограничивают параметры всей

системы, независимо от того, насколько хорошо работают остальные. Если вы хотите улучшить общие характеристики, сначала займитесь худшими элементами.

Последовательно определяйте самые низкоуровневые эффекты и снижайте их влияние по одному за раз, пока не доведете характеристики каждой части системы до единого предела, за которым становится все труднее добиться значительных успехов. В этот момент прекратите возиться со схемой и немедленно запускайте продукт в производство. В результате создается система, состоящая из множества последовательно соединенных каскадов, ограничивающих ее характеристики, все из которых имеют одинаковую полосу пропускания. По этой причине ступенчатый отклик выглядит гауссовым.

Видно, что максимальное отклонение во временной области между гауссовой и кусочно-линейной ступенькой составляет всего 5% (Рисунок 1). Эта величина не кажется большой, но острые углы в кусочно-линейной кривой могут вызывать отклонения в частотной области до 20 дБ, что является существенным источником ошибок. **РЛ**

Это гауссовский мир

Howard Johnson

EDN

В предыдущей статье было высказано предположение, что большинство выходных сигналов цифровых устройств имеют профиль, близкий к гауссову [1]. Давайте проверим эту теорию.

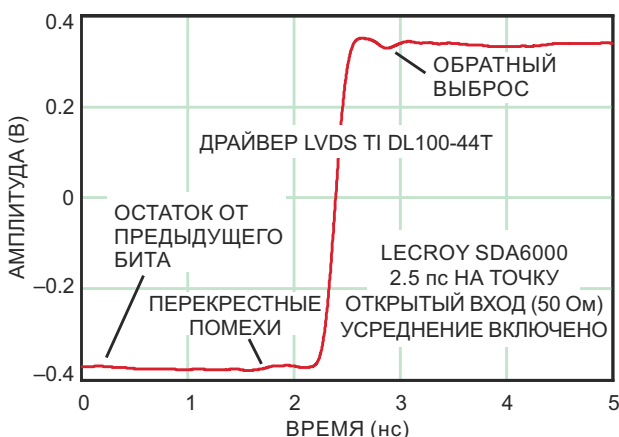


Рисунок 1. Небольшие артефакты предшествуют и следуют за каждым фронтом.

На Рисунке 1 показан нарастающий фронт выходного сигнала драйвера LVDS Texas Instruments DL100-44T. Этот драйвер находится на специальной тестовой плате с выходными разъемами SMA. Коаксиальный кабель соединяет тестовые выходы непосредственно с согласованным 50-омным входом осциллографа LeCroy SDA6000. В левой части рисунка виден небольшой остаточный звон от предыдущего бита. Затем, непосредственно перед тем, как сигнал начнет свой основной подъем, можно увидеть крошечный предвестник звона, – вероятно, результат перекрестных помех от испытательного оборудования и предварительных драйверов

внутри DL100-44T. Амплитуда этих артефактов составляет всего около 1% от величины скачка основного сигнала.

Непосредственно за основным фронтом сигнал имеет небольшой выброс, а затем проваливается примерно на 2%. Этот артефакт, скорее всего, обусловлен компоновкой тестовой платы, а не чем-либо, связанным с DL100-44T. При таких низких амплитудах артефактов спектральный анализ должен четко показать, соответствует ли истинный спектральный состав выходного сигнала драйвера DL100-44T теории Гаусса.

На Рисунке 1 показан ступенчатый отклик драйвера. Для спектральных расчетов требуется импульсная характеристика. Частотная характеристика, связанная с этой импульсной характеристикой, дает фильтр, который затем можно применить к любому цифровому сигналу с прямоугольными фронтами, чтобы выходной сигнал выглядел так же, как ступеньки на Рисунке 1.

Чтобы выполнить необходимые спектральные расчеты, сначала преобразуйте ступенчатый сигнал в импульсную характеристику, вычислив в каждой точке наклон сигнала:

$$x'_n = \frac{x_{n+1} - x_n}{T},$$

где T – интервал выборки. Затем обрежьте сигнал до области конечной длины. Сделайте область достаточно широкой, чтобы захватить основные артефакты рассматриваемого сигнала, но достаточно узкой, чтобы исключить несвязанные события до и после

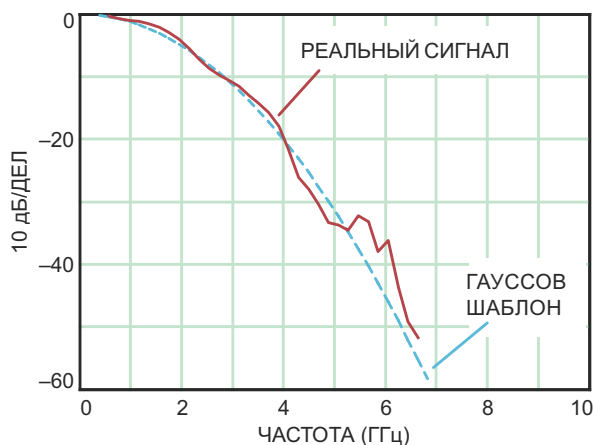


Рисунок 2. Реальный сигнал следует гауссову шаблону.

основного фронта. Попробуйте использовать всю область, показанную на Рисунке 1 – от 0 до 5 нс. В этой области выбирается 2000 точек с интервалом 2.5 пс.

Простое усечение последовательности выбранных данных может вызвать явление

Гиббса. Чтобы смягчить эти необычные эффекты, умножьте усеченную последовательность на окно Хэмминга длиной $N = 2000$:

$$h_n = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right).$$

Окно Хэмминга плавно сводит последовательность к нулю на обоих концах, уменьшая влияние разрывов в конечных точках. Оно выполняет эту задачу ценой незначительной потери разрешения в частотной области.

Наконец, с помощью БПФ вычислите частотную характеристику импульсного отклика внутри окна и нормализуйте результат так, чтобы кривая начиналась с 0 дБ. На Рисунке 2 результат сравнивается с гауссовым шаблоном. Результат совпадает. **РЛ**

Ссылка

1. Howard Johnson. [Реальные сигналы](#). РадиоЛоцман, 2025, 01-02, [стр. 12](#).

Троичный переключатель усиления

Nick Cornford

EDN

В основе этой идеи лежит скромный перекидной тумблер «вкл/ выкл/ вкл», который отлично подходит для выбора чего-то/ ничего/ чего-то еще, но может раздражать, когда требуются три активных варианта. Один из подходов – использовать контакты для подключения дополнительных резисторов, параллельных фиксированным (например), но эффект будет что-то вроде низкий/ высокий/ средний, что выглядит просто неправильно.

Это ключевое слово «активный» указывает на то, что центральное положение, в противном случае бездействующее, выполняет

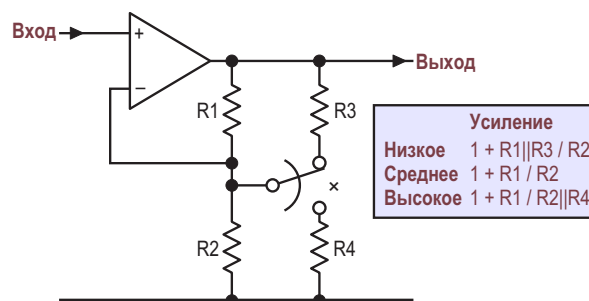


Рисунок 1. Переключатель вкл/ выкл/ вкл обеспечивает три уровня усиления неинвертирующего каскада усилителя, причем в рациональном порядке.

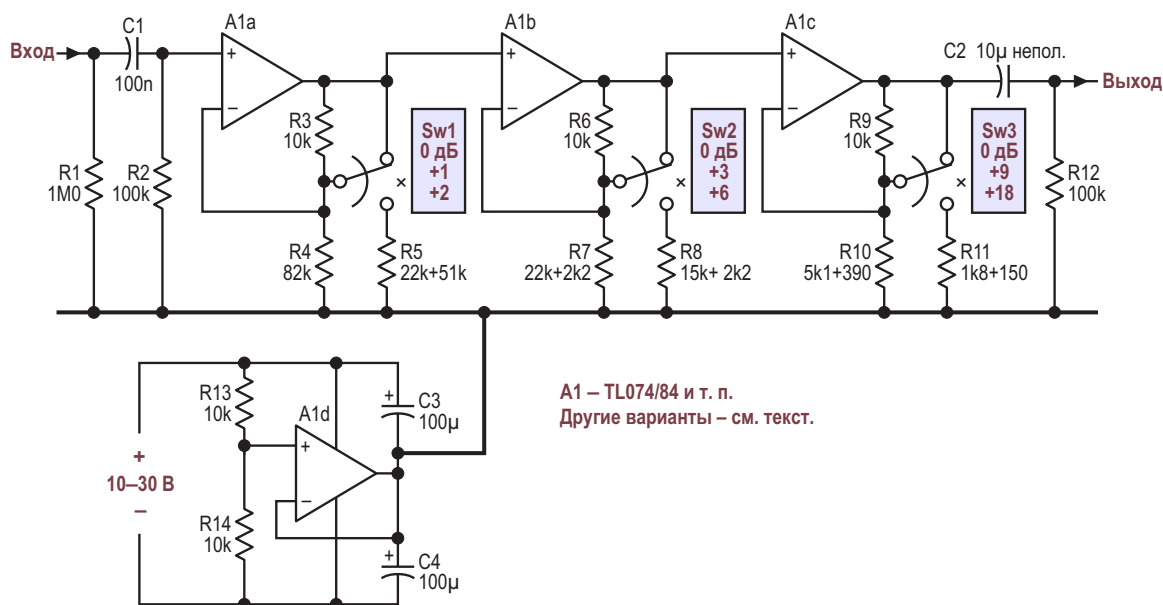


Рисунок 2. Троичное переключение в трех каскадах обеспечивает усиление 0–26 дБ, изменяемое с шагом 1 дБ.

какую-то полезную работу, например, помогает регулировать усиление каскада операционного усилителя, как показано на Рисунке 1.

Я использовал этот принцип много раз, но не могу вспомнить, чтобы видел его в опубликованных схемах, и думаю, что это что-то новое, хотя оно может выглядеть настолько обычным, что остается незамеченным. Это, конечно, очевидно, если задуматься.

Практическое применение

Это основа идеи, но всегда приятнее превращать такие идеи во что-то полезное. На Рисунке 2 показано именно это: звуковой усилительный блок, усиление которого переключается в троичной последовательности, обеспечивая точные шаги в 1 дБ от 0 до +26 дБ. В собранном виде он представляет собой полезный лабораторный комплект.

Три каскада усиления соединены последовательно; каждый из них имеет свой собственный переключатель. Конденсаторы С1 и С2 изолируют любой постоянную составляющую сигнала, а R1 и R12 – это «антизвонные» резисторы, гарантирующие отсутствие паразитных напряжений на входе или выходе при подключении каких-либо устройств. А1d – это обычный расщепитель шины, позволяющий использовать один изолированный источник питания.

На схеме показаны заурядные усилители TL074/084. Для снижения шума и искажений лучше подойдут усилители LM4562 (пара), хотя они потребляют гораздо больший ток. При напряжении питания 5 В хорошим выбором будет MCP6024. Для стереофонического использования просто продублируйте почти всю схему и используйте двухполюсные переключатели.

Все резисторы для удобства выбираются из ряда E12/24. Показанные на схеме комбинации резисторов гораздо ближе к идеальным расчетным значениям, чем позволяли бы получить компоненты с допуском 1%, и обеспечивают лучшее соответствие, чем ряд E96 в тех же позициях.

Другие вариации на тему

Схема на Рисунке 2 также может быть изменена для использования на постоянном токе, но тогда потребуются операционные усилители с низким смещением, особенно в

последнем каскаде. (Очевидно, что в этом случае надо исключить конденсаторы С1, С2 и другие элементы, связанные с входом-выходом).

На Рисунке 1 показана неинвертирующая версия, а на Рисунке 3 эта идея теперь реализована в инвертирующей конфигурации. Остерегайтесь наводок на виртуальную землю, инвертирующий вход операционного усилителя.

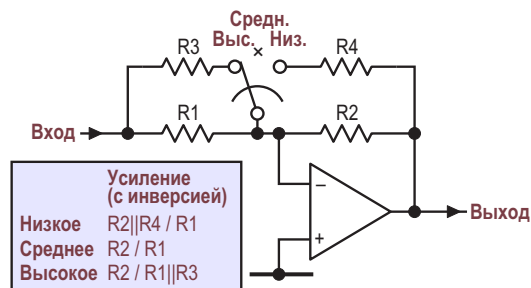


Рисунок 3. Инвертирующий усилительный каскад, использующий тот же принцип переключения.

Эту же схему можно использовать для создания аттенюатора, базовый каскад которого изображен на Рисунке 4. Его входное сопротивление изменяется в зависимости от положения переключателя, поэтому, вероятно, необходим входной буфер; буферизация между каскадами и выходом, безусловно, также нужна.

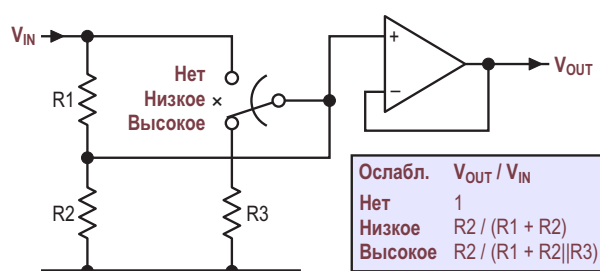


Рисунок 4. Один каскад ослабления с тремя переключаемыми уровнями.

Заключение: возвращаемся к двоичным основам

Вы наверняка задавались вопросом, «Что не так с двоичным переключением?». Ничего особенного, за исключением того, что для этого нужно больше операционных усилите-

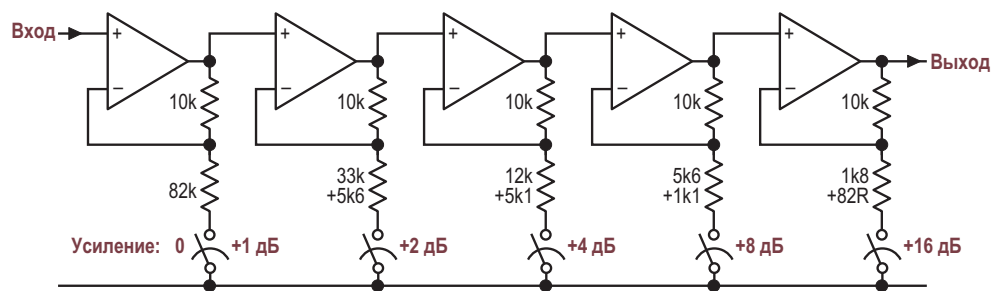


Рисунок 5. Двоичное переключение усиления от 0 до +31 дБ с шагами, кратными степени 2. Опять же, теоретические сопротивления резисторов гораздо ближе к идеальным, чем их фактические допуски в 1%.

лей и больше переключателей, при том, что такой подход довольно очевиден и, следовательно, менее интересен.

Как бы то ни было, вот хорошая базовая схема (Рисунок 5), позволяющая сделать именно это. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL074](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL084](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM4562](#)
4. [Datasheet Microchip MCP6024](#)

Добавьте один резистор, чтобы управлять выходным напряжением импульсного регулятора с помощью ЦАП

Stephen Woodward

EDN

Будь то понижающий, повышающий или понижающе-повышающий преобразователь, внутренний или внешний коммутатор – в продаже имеется буквально рог изобилия микросхем импульсных регуляторов/ преобразователей с программируемым выходным напряжением. Хотя номиналы требуемых

внешних индуктивностей и емкостей (конечно) сильно различаются от топологии к топологии и от чипа к чипу, (почти) во всех для программирования выходного напряжения используется одна и та же базовая двухрезисторная цепочка, показанная на Рисунке 1. Этот пример понижающего регулятора был

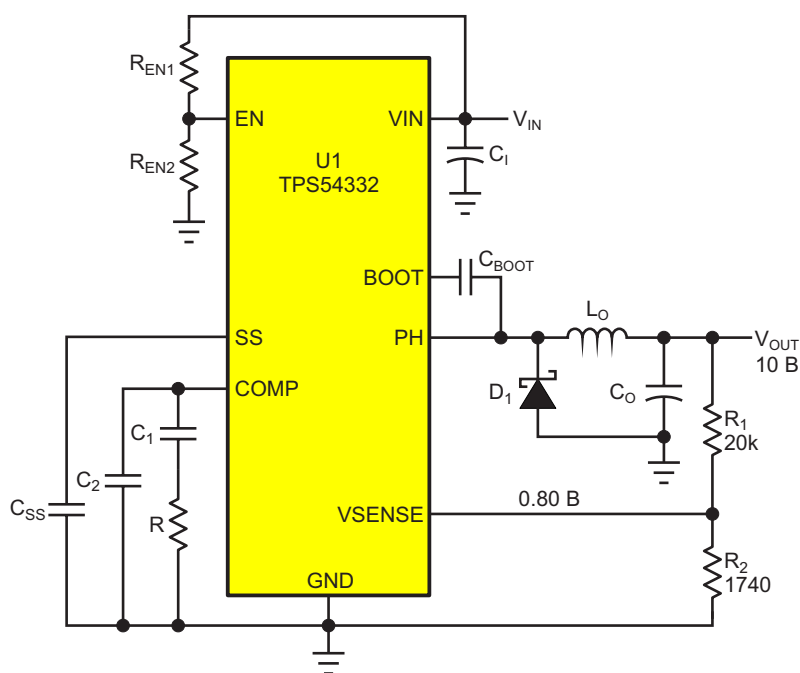


Рисунок 1. (Почти) универсальная цепь программирования выходного напряжения регулятора, где $V_{OUT} = V_{SENSE}(R_1/R_2 + 1) = 0.8\text{ V} \times (11.5 + 1) = 10\text{ V}$.

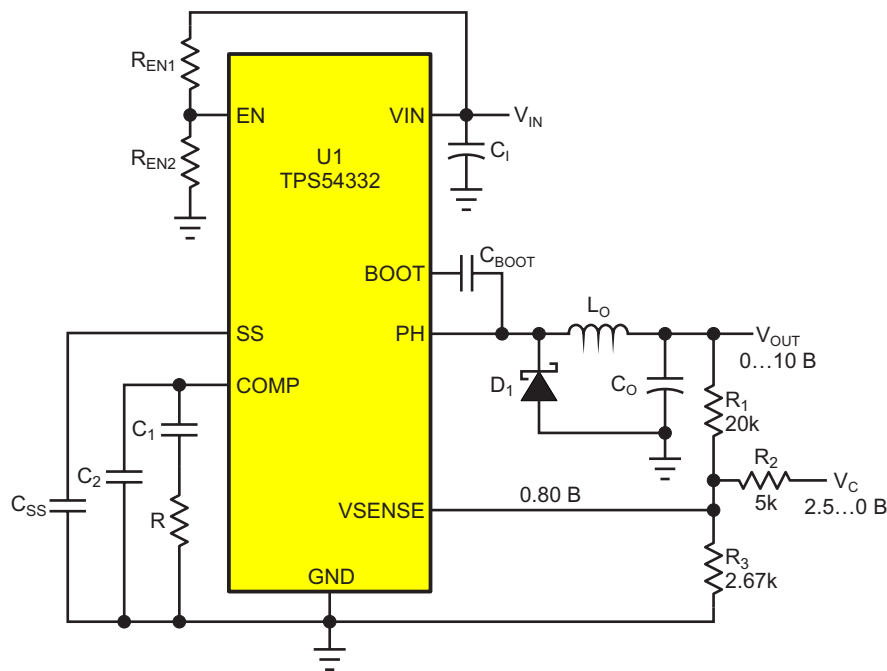


Рисунок 2. Регулятор, выходное напряжение которого программируется с помощью ЦАП и KISS-цепочки, где $V_{OUT} = (V_{C_{MAX}} - V_C) \times (R_1/R_2) = (2.5 - 0\text{ В}) \times 4 = 0 - 10\text{ В}$.

выбран более или менее произвольно, поэтому, пожалуйста, не обращайте внимания на индуктивности и емкости и сосредоточьтесь на резисторах R_1 , R_2 и (позже) R_3 .

По причинам, известным только гуру мистического и чудесного царства монолитных микросхем, напряжение узла обратной связи V_{SENSE} варьируется от типа к типу примерно в диапазоне 3:1 от 0.50 В до 1.5 В. Рекомендуемые значения сопротивлений R_1 также различаются.

Главное, что топология не меняется. Все (или, по крайней мере, большинство) точно соответствуют Рисунку 1. Это удивительное единообразие становится очень полезным, если приложение требует управления выходным напряжением с помощью ЦАП. На Рисунке 2 показано, как это можно сделать с помощью ЦАП положительной полярности и всего одного дополнительного резистора R_3 .

При разумном выборе ЦАП (например, 2.5 В) для значений R_1 и V_{SENSE} из технического описания микросхемы регулятора и максимального выходного напряжения V_{OMAX} из

требований приложения, вот арифметика KISS¹⁾:

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{V_{C_{MAX}}}{V_{OMAX}}$$

$$R_3 = \frac{R_1}{\frac{V_{OMAX}}{V_{SENSE}} - \frac{R_1}{R_2} - 1}$$

(Здесь $V_{C_{MAX}}$ – максимальное управляющее напряжение). И, в лучших традициях принципа KISS, это все. Ладно, ладно. За исключением, может быть, пары (незначительных?) оговорок. Например:

1. Второе выражение, а значит, и необходимое значение сопротивления R_3 должно быть положительным. Я не могу представить себе практического случая, когда это могло бы быть иначе, но, вероятно, существует какая-то извращенная перестановка параметров, при которой это будет возможно, а реализация отрицательных сопротивлений не так уж и проста.

¹⁾ KISS (Keep it Simple Stupid) – будь проще, глупый.

2. Зависимость V_{OUT} от V_C обратная. Поэтому перед записью в регистр ЦАП цифровая версия V_C должна быть дополнена до 1 (совершенно KISS-битная программная арифметика, переворачивающая все биты, так что 0 становятся 1, а 1 – нулем).
3. Напряжение V_{IN} должно быть достаточным для того, чтобы выбранная микро-

схема могла обеспечить нужное значение V_{OMAX} при $V_C = 0$. Несомненно.

Так что, возможно, это не совсем KISS, а только в основном. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS54332](#)



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

Как инженер Джулиус Эдгар Лилиенфельд заложил основу современных полевых транзисторов

Luke James

All About Circuits

Хотя первый работающий полевой транзистор появился лишь в 1945 году, сама идея возникла почти за 20 лет до этого в патенте, принадлежащем Джулиусу Эдгару Лилиенфельду (Julius Edgar Lilienfeld).



Рисунок 1. Фотография Лилиенфельда в возрасте 53 лет.

Несмотря на то, что Джулиус Эдгар Лилиенфельд (Рисунок 1) так и не создал физического прототипа, он сыграл определяющую роль в обеспечении будущих прорывов в полупроводниковой технологии. Его патент, поданный в 1925 году, широко признан как первая в мире теоретическая концепция

полевого транзистора – важнейшего компонента почти всех электронных устройств.

Ученик квантового теоретика Макса Планка

Лилиенфельд родился в 1882 году в Лемберге, Австро-Венгрия (современный Львов, Украина). Он изучал физику в Университете Фридриха Вильгельма (ныне Университет Гумбольдта) в Берлине, где учился у Макса Планка, ключевой фигуры в квантовой теории. Лилиенфельд получил степень доктора философии в 1905 году, в, пожалуй, один из самых революционных периодов в физике, когда Альберт Эйнштейн опубликовал ряд статей, в корне изменивших представления людей о пространстве, времени, массе и энергии.

Получив докторскую степень, Лилиенфельд начал работать в физическом институте Лейпцигского университета в качестве внештатного профессора. Его ранние работы были посвящены физике электрических разрядов в вакууме, и он быстро начал публиковать статьи о свойствах тлеющих разрядов и ртутной лампы низкого давления с высокой светоотдачей. Хотя эти работы не были профильными для института, они были поддержаны известным немецким физиком Отто Винером (Otto Wiener).

Начиная с 1910 года Лилиенфельд проводил важные ранние работы по изучению электрических разрядов между металлическими

электродами в вакууме. Он сыграл важную роль в изучении полевой электронной эмиссии – процесса, при котором электроны покидают твердую поверхность под действием электрического поля, – как отдельного физического явления, которое он назвал «автоэлектронной эмиссией». Сегодня это известно как полевая эмиссия электронов. Эти исследования впоследствии стали основополагающими принципами для разработки теоретических моделей.

Патенты, проложившие путь инновациям в области полевых транзисторов

В период с 1912 по 1931 год Лилиенфельд получил несколько патентов. Его первый патент описывал рентгеновскую трубку, которая вырабатывала рентгеновские лучи из электронов, испускаемых горячей нитью накала. В 1914 году эта технология была усовершенствована, и была подана вторая патентная заявка на рентгеновскую трубку.

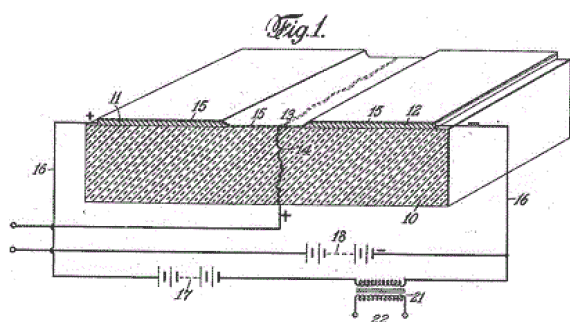


Рисунок 2. Иллюстрация из патентной заявки Лилиенфельда 1930 года, демонстрирующая устройство для управления электрическим током.

Однако, пожалуй, наибольшую известность Лилиенфельду принес патент, описывающий устройство, удивительно похожее на современный полевой транзистор (Рисунок 2). В патенте описана трехэлектродная структура с использованием полупроводникового материала на основе сульфида меди. В частности, в нем подробно описаны:

- Тонкая пленка «однонаправленной проводимости» на двух близко расположенных металлических электродах;
- Третий электрод, расположенный между двумя другими, используемый для прило-

жения электростатической силы для управления потоком тока.

В качестве подходящего соединения для полупроводниковой пленки Лилиенфельд предложил сульфид меди, описав несколько методов его нанесения, включая вакуумное напыление. Устройство было теоретически разработано для управления потоком электрического тока между двумя клеммами электропроводящего твердого тела путем создания между ними третьего потенциала.

Создание условий для транзисторной революции

Хотя Лилиенфельд не смог создать функциональный прототип из-за отсутствия подходящих материалов, его идея лежит в основе многих современных транзисторных технологий.

Когда в 1940-х годах ученые Bell Labs Джон Бардин, Уолтер Браттейн и Уильям Шокли разработали первые практические транзисторы, они столкнулись с проблемами, связанными с патентными претензиями из-за предыдущих патентов Лилиенфельда. Подобные полемому транзистору устройства Лилиенфельда заставили их усовершенствовать свои конструкции и подходы. На его патенты ссылались в судебных спорах, и они стали первой основой для понимания принципов работы транзисторов. Теория Лилиенфельда, например, показала, как твердотельное устройство может усиливать ток и управлять им без использования электронных ламп. Хотя для того, чтобы усовершенствовать материалы и методы производства, потребовались десятилетия, его концепции заложили основу для практической разработки транзисторов.

Несмотря на то, что при жизни Лилиенфельда его работы оставались практически неизвестными, его наследие росло вместе с инновациями в области транзисторных технологий. Сегодня премия имени Джулиуса Эдгара Лилиенфельда, учрежденная Американским физическим обществом в 1988 году, присуждается физикам, которые внесли значительный вклад в развитие науки и преуспели в донесении своих научных достижений до широкой публики.

Лилиенфельд умер в августе 1963 года в возрасте 81 года. **РЛ**

Коммутатор с ШИМ управлением имитирует цифровой потенциометр

Stephen Woodward

EDN

Цифровые потенциометры (ЦП) – это разнообразная и полезная категория цифровых/аналоговых компонентов с разрешением до 10 бит, сопротивлением элемента от 1 кОм до 1 МОм и возможностью работы с напряжениями до ± 15 В и выше. Однако чаще всего они ограничены 8 битами, однополярными (обычно от 0 В до +5 В) уровнями сигналов и сопротивлениями от 5 до 100 кОм с допусками ± 20 -30%.

В этой статье описывается простая и недорогая схемная альтернатива ЦП. Она имеет свои недостатки (в основном они связаны с относительно низкими частотами сигнала), но обеспечивает полезные, а иногда и превосходные характеристики в тех областях, где реальные ЦП обычно не справляются. К ним относятся такие параметры, как диапазон биполярных сигналов, потрясающая диф-

ференциальная нелинейность, высокая точность сопротивления и программируемое разрешение. См. Рисунок 1.

RC-фильтрация пульсаций ограничивает частотную характеристику, как правило, десятками-сотнями Гц.

Переключатель U1b подключает узел W движка к узлу B, когда ШИМ = 1, и к узлу A, когда ШИМ = 0. Считая, что коэффициент заполнения ШИМ P может меняться от 0 до 1, и предполагая отсутствие чрезмерной нагрузки на узел W, получим:

$$V_W = P(V_B - V_A) + V_A.$$

В то же время переключатель U1a подключает W к узлу A, когда ШИМ = 1, и к узлу B, когда ШИМ = 0, то есть, в противофазе относительно U1b. Из-за связи по переменному току это не влияет на постоянную составляющую выходного сигнала потенциометра, но инверсия фазы относительно U1b обеспечивает активное подавление пульсаций, как описано в статье «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» [1].

Минимальная постоянная времени RC, необходимая для ослабления пульсаций до уровня, не превышающего 1 LSB (младшего значащего бита), для любого заданного N – количества битов разрешения ШИМ – и периода ШИМ TPWM определяется формулой:

$$RC = T_{PWM} \cdot 2^{\left(\frac{N-1}{2}\right)}.$$

Например, для N = 8 и FPWM = 10 кГц

$$RC = \frac{2^{\left(\frac{8-1}{2}\right)}}{10 \text{ кГц}} = 100 \text{ мкс} \times 2^2 = 400 \text{ мкс}.$$

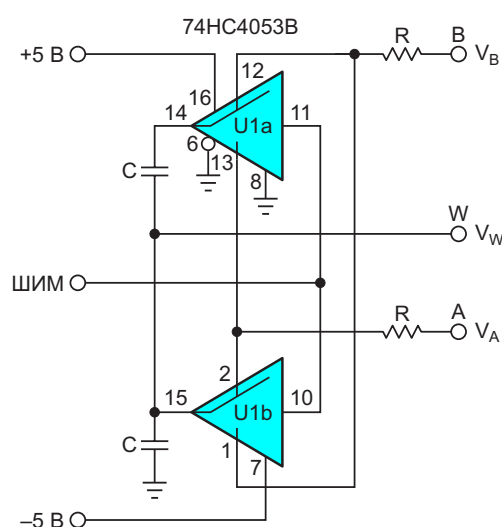


Рисунок 1. Сигнал ШИМ противофазно управляет КМОП-переключателями и RC-цепью для имитации ЦП.

Максимально допустимое значение R определяется требуемой точностью напряжения V_W под нагрузкой. Минимальное значение R определяется:

1. Требуемой точностью сопротивления после учета непостоянства сопротивления r замкнутого ключа $U1b$, которое составляет 40 ± 40 Ом для микросхемы HC4053, питаемой, как показано на Рисунке 1.
2. Требуемой интегральной нелинейностью, зависящей от производственного разброса сопротивлений замкнутого ключа, который для показанного здесь включения HC4053 составляет всего 5 Ом.

Допустимый рабочий диапазон сопротивлений R для 8-битного разрешения N составит от 1 кОм до 10 кОм. N программируется.

В результате получается эквивалентная схема, показанная на Рисунке 2. Обратите внимание, что в отличие от механического или цифрового потенциометра, где выходное сопротивление существенно меняется в зависимости от установленного положения движка, выходное сопротивление ШИМ-потен-

$$W = P(B - A) + A$$

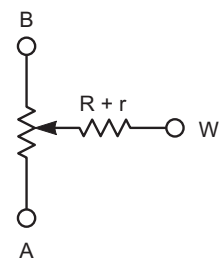


Рисунок 2. Эквивалентная схема ШИМ-потенциометра, где r – сопротивление замкнутого переключателя, P – коэффициент заполнения ШИМ, а конденсаторы фильтра пульсаций не показаны.

циометра ($R + r$) номинально постоянно и не зависит от установки. **ПЛ**

Ссылки

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

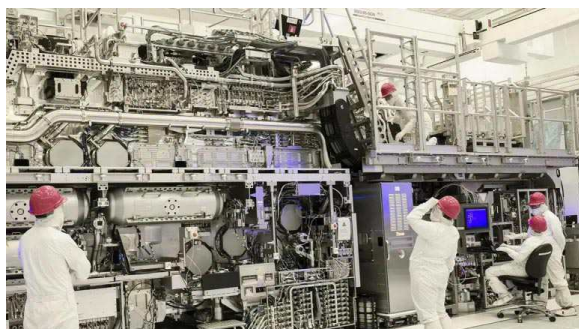
Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)

Intel: Распад полупроводникового гиганта?

Majeed Ahmad

EDN



Что происходит в Intel, крупнейшем бенефициаре американской инициативы по переносу производства чипов в другие страны? Пока полупроводниковая индустрия еще не оправилась от сообщения Bloomberg о том, что по просьбе администрации Трампа TSMC ведет переговоры о приобретении контрольного пакета акций Intel Foundry, The Wall



Рисунок 1. Несмотря на финансовые трудности, Intel располагает крупнейшим и наиболее передовым производством чипов среди американских компаний.

Street Journal опубликовал еще одну ошеломляющую новость о том, что Broadcom рассматривает возможность покупки процессорного бизнеса Intel.

Intel, некогда являвшаяся образцом совершенства в области полупроводниковых технологий, вот уже почти десять лет находится в полосе неудач. Пэт Гелсингер (Pat Gelsinger), чрезмерно амбициозный бывший генеральный директор компании, предпринял дорогостоящую попытку подключить Intel к бизнесу по контрактному производству микросхем, что в итоге обернулось для полупроводникового гиганта из Санта-Клары (Калифорния) убытками.

Тем временем компания продолжала терять долю рынка в своем основном процессорном бизнесе, уступая конкуренту AMD, и в значительной степени уступила лидерство в сегменте чипов искусственного интеллекта компании Nvidia. На этом фоне, по данным Bloomberg, предыдущая администрация США рассматривала возможность слияния Intel Foundry с GlobalFoundries, которая производит чипы старого поколения и много лет назад отказалась от новейших технологий.

Хотя эта затея может оказаться неудачной, нынешняя администрация США, похоже, выбрала более прагматичный подход, предложив TSMC взять в частичное владение фабрики Intel, тем самым бросив финансовый спасательный круг терпящей убытки Intel.

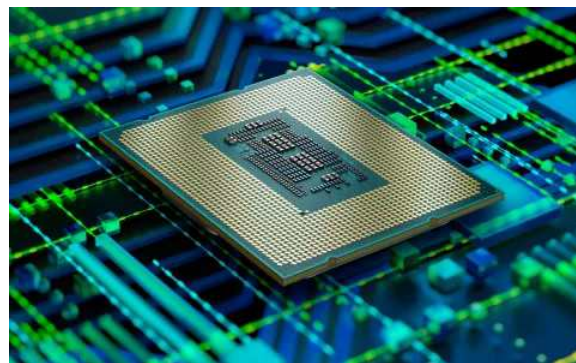
Кроме того, ожидается, что при полном контроле над производством чипов TSMC обеспечит стабильность благодаря своим весьма успешным технологическим решениям.

Однако, как отмечается в отчете Bloomberg, эти переговоры находятся на ранней стадии, и пока неясно, что это даст TSMC. Хотя несколько месяцев назад тайваньская суперфабрика заявила об отсутствии интереса к кремниевым заводам Intel, ее резкий поворот в этом вопросе, по-видимому, связан с текущими геополитическими потрясениями. Ожидается, что более подробная информация появится в ближайшие дни.

Broadcom присматривается к процессорному бизнесу Intel

Менее загадочна история о том, что Broadcom может приобрести подразделения Intel по производству процессоров и связанных с ними разработок. В статье WSJ утверждается, что Broadcom изучает возможность приобретения бизнеса Intel по разработке микросхем. Если это произойдет одновременно с потенциальным поглощением Intel Foundry компанией TSMC, это станет концом пути для бренда Intel в том виде, в котором мы его знаем.

Однако в отчете уточняется, что, как и в случае с TSMC, переговоры Broadcom с Intel носят предварительный и в значительной степени неофициальный характер. Более того, Broadcom продолжит переговоры лишь в том случае, если Intel найдет производ-



***Рисунок 2.** Несмотря на то, что Intel уступает долю рынка компаниям AMD и Nvidia, она владеет богатым набором ресурсов и патентов для разработки полупроводников.*

ственного партнера; здесь важно отметить, что Broadcom и TSMC работают отдельно.

Фабрика слухов в полупроводниковой промышленности работает полным ходом, и мы, похоже, в режиме реального времени наблюдаем падение корпоративной иконы Америки. Это яркое свидетельство гиперконкурентной природы полупроводниковой промышленности, которая не прощает ошибок даже таким легендарным компаниям, как Intel.

Проблемы Intel явно вышли за пределы стадии осмысления, и ущерб, нанесенный во время правления Гелсингера, кажется непоправимым. Однако администрация США также рассматривает Intel как организацию, имеющую критическое значение для национальной безопасности. Станет ли это замаскированным благословением или катализатором ее скорой гибели? Время покажет. **РЛ**

Снижение шумов усилителя при параллельном включении активных элементов с трансформаторным суммированием выходных сигналов

Михаил Шустов, г. Томск

Показана работа усилителя с параллельным включением активных элементов (каскадов усиления) и последующим трансформаторным суммированием их выходных сигналов. Коэффициент передачи такого устройства определяется произведением коэффициента передачи отдельного каскада усиления на коэффициент трансформации и на число таких трансформаторов при их последовательном включении. Итоговый коэффициент шума на выходе устройства снижается в корень квадратный из числа активных элементов.

Проблема снижения уровня шумов усилительных устройств связана со стремлением выделить из шума слабые сигналы, несущие информацию. Для повышения соотношения сигнал/шум чаще всего ограничивают полосу усиливаемых частот или понижают температуру приемного устройства. Общеизвестно также, что для повышения соотношения сигнал/шум используют параллельное включение активных элементов, что позволяет снизить амплитуду шума на выходе пропорционально квадратному корню из числа этих элементов [1–4].

При сложении шумов по правилу сложения мощностей от n источников шума общее их напряжение можно определить как [1, 2]:

$$U_{\text{Общ}}^2 = U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2$$

или

$$U_{\text{Общ}} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}.$$

При реализации этого способа снижения уровня шума наиболее проблематичным является вопрос суммирования выходных сигналов, снимаемых с активных элементов. Похожая проблема актуальна и для усилителей, работающих в области сверхвысоких частот, а

также в радиопередающей технике при суммировании мощности выходных каскадов.

На Рисунке 1 показан один из вариантов решения подобной задачи. На эквивалент-

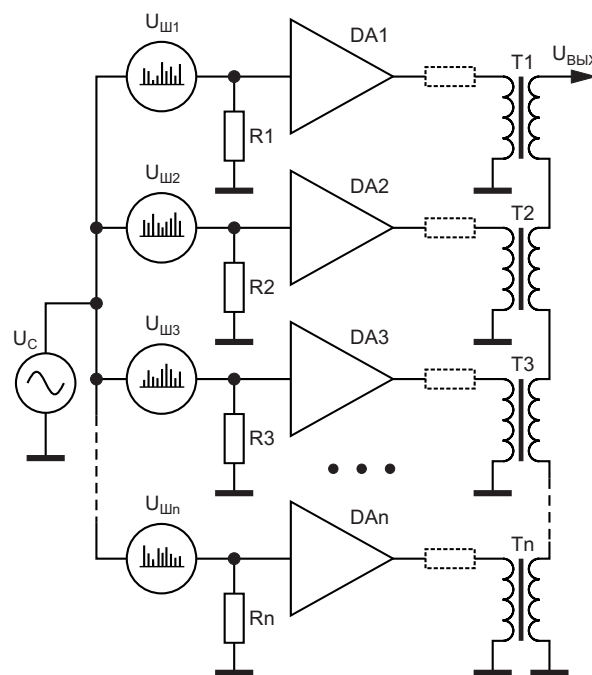


Рисунок 1. Эквивалентная схема параллельного включения активных элементов (усилителей) и суммирование их выходных сигналов по напряжению.

ной схеме источник сигнала подключен к входам нескольких параллельно включенных активных элементов, выполненных на основе, например, операционных усилителей DA1–DAn. Для моделирования работы устройства использован программный комплекс схемотехнического моделирования Multisim. На входе каждого из операционных усилителей включен свой источник шумового напряжения $U_{ш}$. Выходы усилителей нагружены на трансформаторы T1–Tn, обмотки которых для суммирования выходных напряжений соединены последовательно.

Для моделирования работы устройства были использованы 16 идентичных каскадов, содержащих индивидуальный источник шумового напряжения с максимальной амплитудой шумового сигнала 20...23 мкВ, усилитель-инвертор напряжения на операционном усилителе (ОУ) в типовом включении с коэффициентом передачи 16, повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации 1:2. На вход устройства подавался сигнал синусоидальной формы частотой 1 кГц амплитудой 20 мкВ.

Суммарный коэффициент передачи устройства определяется произведением коэффициента передачи отдельно взятого активного элемента (усилителя) на коэффициент трансформации и на количество трансформаторов, или $16 \times 2 \times 16 = 512$.

На Рисунке 2 показаны осциллограммы входного, промежуточного и выходного сигналов. Как следует из анализа рисунка, сигнал на выходе отдельно взятого операционного усилителя при соотношении сигнал:шум = 1:1 существенно искажен. Однако при трансформаторном суммировании выходных сигналов с 16-и идентичных каналов ситуация существенно улучшается, см. Рисунок 2.

При отсутствии входного сигнала, несущего информацию, максимальная амплитуда шума на выходе отдельно взятого ОУ достигает 0.37 мВ, что соответствует уровню шумового сигнала на входе ОУ 21.9 мкВ. При коэффициенте передачи всего тракта 512 на выходе устройства присутствовал бы шум амплитудой до 11.84 мВ. Фактически уровень шума на выходе при параллельном

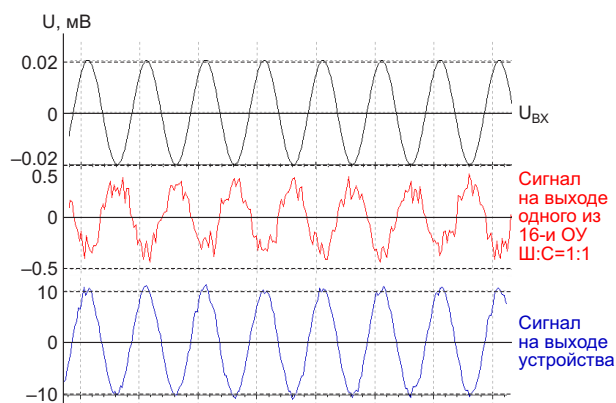


Рисунок 2. Осциллограммы внешнего сигнала, подаваемого на входы усилителей амплитудой 20 мкВ частотой 1 кГц; сигнала на выходе одного из операционных усилителей (ОУ) при соотношении сигнал:шум = 1:1; итогового сигнала на выходе устройства.

включении 16-и каналов не превышает 3 мВ, что согласуется с теоретическими предположениями. Шумовая составляющая выходного сигнала снижается в корень квадратный из числа 16-и параллельно включенных каналов, или в 4 раза.

Для обеспечения работы усилителя в области повышенных частот должны использоваться активные элементы, рассчитанные на работу на этих частотах. В качестве трансформаторов могут быть применены трансформаторы с ферритовыми сердечниками, а также трансформаторы без магнитопровода. В плане повышения амплитуды высокочастотных выходных сигналов и одновременно снижения уровня шума перспективным представляется использование в качестве нагрузок активных элементов последовательно включенных взаимосвязанных резонансных колебательных контуров. **РЛ**

Литература

1. Носов В. Усовершенствование преобразователя с динамической нагрузкой. Радио. 1975. № 8. С. 32–33.
2. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. М.: Мир, 1979. 318 с.
3. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. М.: Додэка-XXI. 2005. 528 с.
4. Štofka M. [Параллельное включение вдвое уменьшает шум усилителя с автоподстройкой нуля.](#)

Схема отсеивателя кандидатов

John Dunn

EDN

Иногда мне приходилось проводить собеседования с кандидатами на занятие инженерной должности в «моей» компании. Компании от времени менялись, но мне нужен был способ увидеть, насколько человек, с которым мне вскоре предстояло работать, компетентен в анализе схем. Я придумал схему, которую мог бы представить кандидату и попросить его/ее проанализировать ее для меня прямо на месте. Через некоторое время я стал считать эту схему своим «средством от сорняков», поскольку она отсеивала всех, кто действительно плохо разбирался в анализе аналоговых схем. Вот что получилось: два транзистора, один n-p-n и один p-n-p, соединены, как показано на Рисунке 1. Сделав несколько удачно выбранных упрощающих предположений, найдите напряжение на коллекторе p-n-p транзистора.

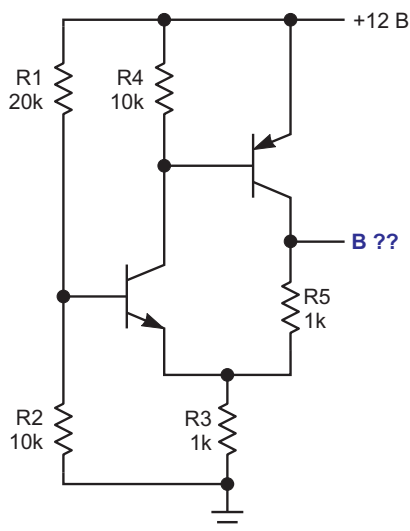


Рисунок 1. Схема отсеивателя.

Вместо того чтобы пытаться описать извилистые пути, которыми пошли некоторые

кандидаты на собеседование, я просто изложу ожидаемые мной предположения и последующий анализ. Исходные предположения заключаются в том, что транзисторы кремниевые и будут иметь напряжения база-эмиттер 0.6 В, а значения β обоих транзисторов очень велики, так что их базовые токи практически равны нулю.

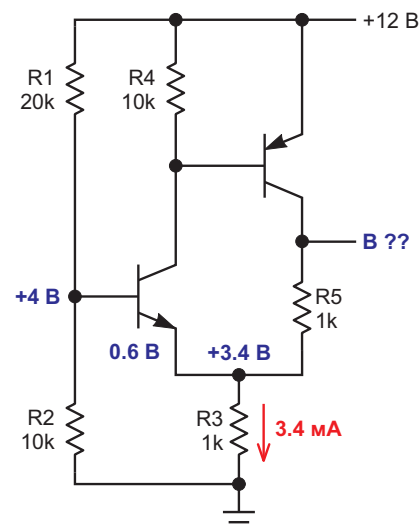


Рисунок 2. Первый шаг анализа.

При практически нулевом токе базы n-p-n транзистора резисторы R1 и R2 делят напряжение шины +12 В до +4 В на базе n-p-n. При напряжении база-эмиттер 0,6 В напряжение на эмиттере n-p-n транзистора равно +3.4 В, а ток, протекающий через резистор R3, составит 3.4 мА.

Следующий вопрос: как эти 3.4 мА распределяются между эмиттером n-p-n транзистора и резистором R5?

Напряжение база-эмиттер p-n-p транзистора составляет 0.6 В, поэтому ток через

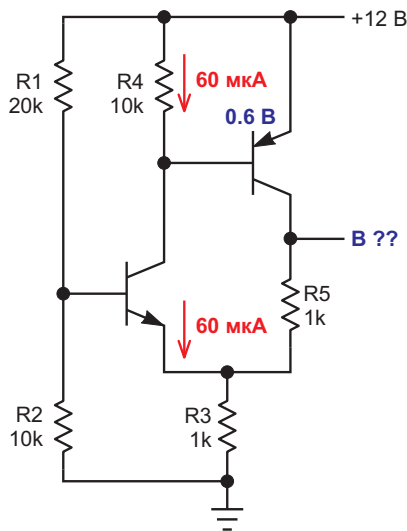


Рисунок 3. Второй шаг анализа.

резистор R4 равен 0.06 мА или 60 мкА (Рисунок 3). Поскольку базовый ток р-п-р транзистора практически равен нулю, эти 60 мкА становятся током коллектора р-п-р транзистора, который, в свою очередь, становится током эмиттера р-п-р транзистора из-за очень высокого значения β р-п-р.

Ток, протекающий через резистор R5, должен быть равен разности между током 3.4 мА резистора R3 и током 0.06 мА эмитте-

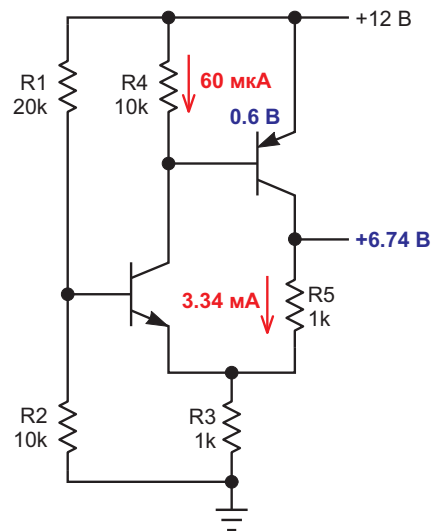


Рисунок 4. Третий шаг анализа.

ра р-п-р транзистора. Его значение составляет $3.4 - 0.06 = 3.34$ мА (Рисунок 4).

Тогда падение напряжения на R5 составляет 3.34 В, что при добавлении к 3.4 В на верхнем выводе резистора R3 дает напряжение на верхнем выводе R5 и на коллекторе р-п-р транзистора, равное +6.74 В.

Легко, да?? Ну, да, это легко, и, тем не менее, эта схема отсеяла множество неквалифицированных кандидатов. **ПЛ**

Защита входов операционного усилителя от перенапряжения: внешняя или встроенная?

Daniel Burton

Analog Dialogue

Введение

Высокоточные операционные усилители позволяют разработчикам систем создавать схемы, которые формируют сигналы (усиливают, фильтруют и буферизуют), сохраняя при этом точность исходного сигнала. Когда информация содержится в очень малых изменениях сигнала, крайне важно, чтобы операционные усилители на пути прохождения сигнала выполняли свою работу, внося как можно меньше ошибок по постоянному и переменному току. Точность всей системы зависит от поддержания точности пути прохождения сигнала.

В некоторых приложениях может возникнуть ситуация, когда на входы операционного усилителя подаются напряжения, выходящие за пределы уровней напряжений питания – это называется состоянием перенапряжения. Например, если операционный усилитель сконфигурирован для работы с положительным напряжением питания +15 В и отрицательным напряжением питания –15 В, то всякий раз, когда напряжение на входном выводе будет на величину падения напряжения на одном диоде превышать напряжения шин питания (например, ± 15.7 В), внутренние диоды электростатической защиты операционного усилителя могут оказаться смещенными в прямом направлении и начать проводить ток. Чрезмерный входной ток, протекаю-

щий в течение длительного времени, или даже коротких периодов времени, если он достаточно велик, может повредить операционный усилитель. Такое повреждение может привести к изменению электрических параметров и выходу их за пределы гарантированных значений, указанных в технической документации; это может даже вызвать необратимый отказ операционного усилителя. Когда разработчики систем сталкиваются с такой возможной ситуацией, они часто добавляют на входы усилителя схемы защиты от перенапряжения (overvoltage protection, OVP). Задача состоит в том, чтобы добавить схемы OVP, не добавляя ошибок (потери точности системы).

Как возникают состояния перенапряжения

Состояния перенапряжения могут быть вызваны рядом различных ситуаций. Рассмотрим систему, в которой удаленный датчик находится в полевых условиях – например, измеряет расход жидкости на нефтеперерабатывающем заводе и отправляет свой сигнал по кабелю на электронные устройства сбора данных, расположенные в другом физическом месте. Первым каскадом в сигнальном тракте электроники сбора данных часто может быть операционный усилитель, включенный буфером или усилителем с коэф-

фициентом усиления. Вход этого операционного усилителя открыт для внешнего воздействия и поэтому может быть подвержен перенапряжению, например, короткому замыканию из-за поврежденного кабеля или неправильного подключения кабеля к электронике сбора данных.

Аналогично, ситуация, которая может вызвать перенапряжение, возникает, когда входной сигнал, который обычно находится в диапазоне допустимых входных напряжений усилителя, внезапно получает внешнее воздействие, вызывающее кратковременный всплеск напряжения, превышающий напряжение питания операционного усилителя.

Третий сценарий, который может привести к перенапряжению на входе, связан с последовательностью включения питания операционного усилителя и других компонентов в сигнальном тракте. Например, если источник сигнала, такой как датчик, получает питание раньше, чем операционный усилитель, выходное напряжение источника начнет поступать на вход операционного усилителя, несмотря на то, что на его выводах питания еще нет напряжения и они, по сути, находятся под потенциалом земли. Это создаст ситуацию перенапряжения и, вероятно, приведет к протеканию чрезмерно большого тока через вход операционного усилителя на землю.

Ограничение: классический метод защиты от перенапряжения

Очень популярный способ добавления OVP показан на Рисунке 1. Когда амплитуда входного сигнала (V_{IN}) превышает одно из напряжений питания плюс прямое напряжение диода, диод (D_{OVPP} или D_{OVPN}) смещается в прямом направлении, направляя ток в шины питания, а не на входы операционного усилителя, который может быть поврежден избыточным током. В этом приложении мы используем ADA4077 – исключительно высокоточный операционный усилитель с максимальным диапазоном напряжений питания 30 В (или ± 15 В).

В качестве ограничительных диодов используются диоды Шоттки 1N5177, поскольку их прямое напряжение составляет приблизительно 0.4 В, что меньше прямого напряжения входных диодов защиты от электростатического разряда (ЭСР) операцион-

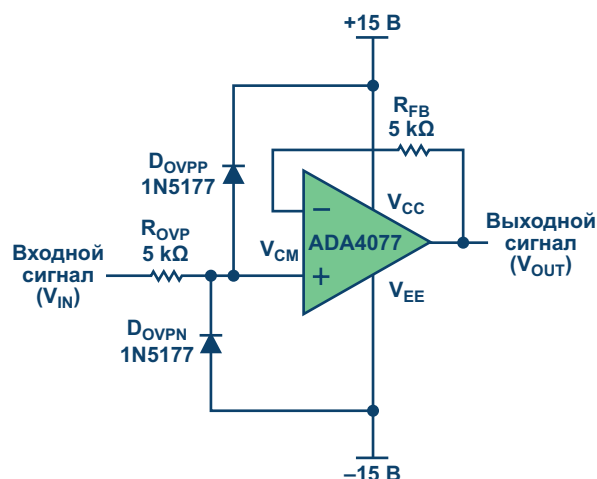


Рисунок 1. Классическая ограничительная схема для защиты от перенапряжения.

ного усилителя. Таким образом, ограничительные диоды начнут проводить ток раньше, чем диоды защиты от ЭСР. Резистор защиты от перенапряжения R_{OVP} ограничивает прямой ток через ограничительные диоды, чтобы поддерживать его на уровне, не превышающем максимального номинального тока, предотвращая их повреждение избыточным током. Резистор R_{FB} в цепи обратной связи присутствует потому, что любой входной ток смещения на неинвертирующем входе, создавая падение напряжения на R_{OVP} , может вызывать ошибку входного напряжения; добавление R_{FB} обнуляет ошибку, создавая аналогичное напряжение на инвертирующем входе.

Недостаток схемы диодного ограничения – снижение точности

Хотя классическая схема на Рисунке 1 защищает входы операционного усилителя, она вносит значительную погрешность в сигнальный тракт. Прецизионные усилители обычно имеют входные напряжения смещения (V_{OS}) в диапазоне микровольт. Например, максимальное значение V_{OS} для микросхемы ADA4077 составляет 35 мкВ во всем диапазоне рабочих температур от -40 °C до $+125$ °C. Добавление внешних диодов и резистора защиты от перенапряжения вносит ошибку входного смещения, которая может быть во много раз больше, чем низкое собственное смещение операционного усилителя.

Обратносмещенные диоды имеют обратный ток утечки, который течет от катода через

анод к шине питания. Когда напряжение входного сигнала V_{IN} находится между шинами питания, диоды D_{OVPP} и D_{OVPN} смещены в обратном направлении. Когда V_{IN} имеет потенциал земли (середина диапазона входного напряжения), обратный ток через диод D_{OVPN} примерно равен обратному току утечки через D_{OVPP} . Однако когда V_{CM} сдвигается выше или ниже уровня земли, через один диод протекает больший обратный ток, чем через другой. Например, если V_{CM} находится на верхней границе диапазона входных напряжений операционного усилителя, которая на 2 В ниже напряжения положительной шины питания или 13 В в данной схеме, на диоде D_{OVPN} будет обратное напряжение 28 В. Согласно техническому описанию диода 1N5177, это может вызвать обратный ток утечки около 100 нА. Поскольку обратный ток утечки протекает от входа сигнала V_{IN} через резистор R_{OVP} , он создает падение напряжения на R_{OVP} , которое выглядит точно так же, как дополнительное входное напряжение смещения в сигнальном пути.

Дополнительную озабоченность вызывает то, что обратный ток утечки диода экспоненциально увеличивается с ростом температуры, что усугубляет проблемы, связанные с напряжением смещения, вносимым ограничительной схемой OVP. В качестве базового уровня для сравнения точности операционного усилителя без внешней схемы защиты от перенапряжения на Рисунке 2 показано

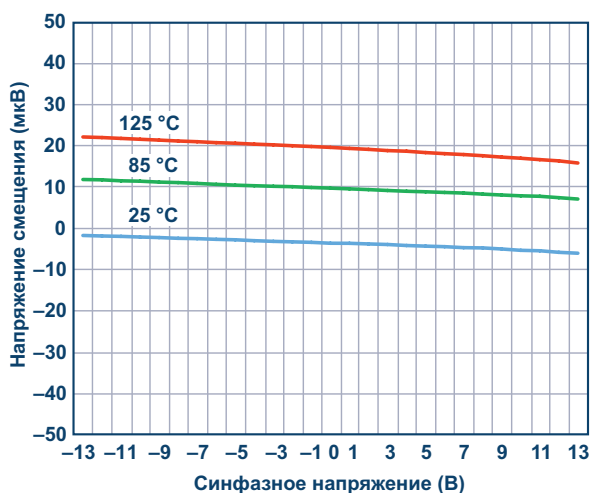


Рисунок 2. Зависимость входного напряжения смещения от входного напряжения для микросхемы ADA4077.

измеренное напряжение смещения ADA4077 в диапазоне входных напряжений от -13 В до +13 В. Измерения проводились при трех температурах: 25 °C, 85 °C и 125 °C. Обратите внимание, что при температуре 25 °C напряжение V_{OS} микросхемы ADA4077, использованной в данном тесте, достигало всего 6 мкВ; даже при 125 °C V_{OS} составляет всего около 20 мкВ. При добавлении внешней ограничительной схемы OVP к тому же устройству ADA4077 и подаче на вход напряжения V_{IN} мы видим результаты, показанные на Рисунке 3. При комнатной температуре напряжение V_{OS} подскакивает до 30 мкВ – это в пять раз больше ошибки в сигнальном пути одной только микросхемы ADA4077. При температуре 125 °C V_{OS} достигает значения, превышающего 15 мВ, что в 750 раз больше, чем 20 мкВ у ADA4077! Точность исчезла.

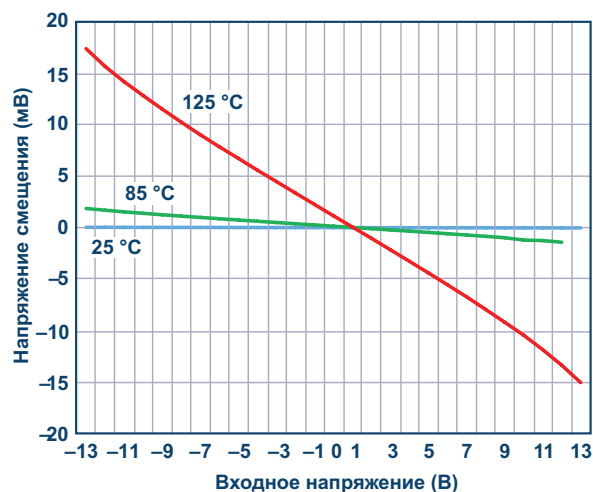


Рисунок 3. Зависимость входного напряжения смещения от входного напряжения для микросхемы ADA4077 с добавленной ограничительной схемой OVP.

5-килоомный резистор отлично справляется с защитой ограничительных диодов и операционного усилителя в состоянии перенапряжения, но при нормальной работе, когда через него проходит ток утечки диодов, он вносит довольно большую погрешность смещения (не говоря уже о генерируемом резистором шуме Джонсона). Нам хотелось бы иметь динамическое входное сопротивление, которое имеет низкое значение при работе в заданном диапазоне входных напряжений, но высокое значение в состоянии перенапряжения.

Ответ дает интегральное решение

ADA4177 – это высокоточный операционный усилитель со встроенной защитой от перенапряжения. Встроенные ЭСР диоды действуют как ограничители перенапряжения, защищающие микросхему. На каждом входе перед ЭСР диодами последовательно включены полевые транзисторы с обедненным каналом. Они обеспечивают динамическое сопротивление, которое увеличивается, когда входное напряжение V_{CM} превышает напряжение питания. По мере увеличения входного напряжения сопротивление сток-исток внутреннего полевого транзистора увеличивается, тем самым экспоненциально ограничивая ток с ростом напряжения (показано на Рисунке 4). Поскольку на входах ADA4177 используются полевые транзисторы, работающие в режиме обеднения, а не последовательный защитный резистор, напряжение смещения на резисторе не портит характеристик операционного усилителя, как это происходит в ограничительной схеме OVP.

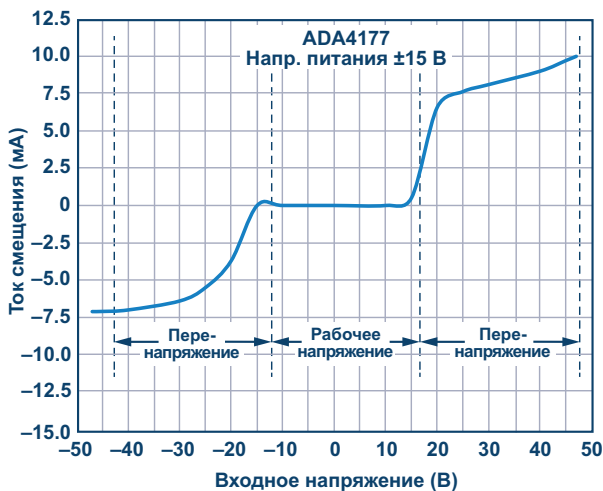


Рисунок 4. Входной ток смещения ADA4177 ограничивается по мере увеличения перенапряжения.

Микросхема ADA4177 может выдерживать напряжения на входах, до 32 В превышающие напряжения шин питания. Она ограничивает ток перенапряжения до типичных 10–12 мА, защищая операционный усилитель без использования каких-либо внешних компонентов. Как показано на Рисунке 5, даже при температуре 125 °С напряжение

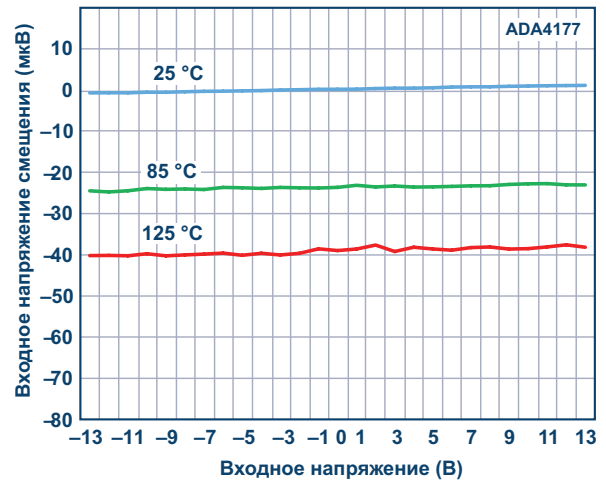


Рисунок 5. Зависимость входного напряжения смещения от входного напряжения для микросхемы ADA4177 со встроенной OVP.

смещения этого испытываемого устройства составляет всего 40 мкВ. Это менее 3% от погрешности, которую показывала схема ограничителя при такой температуре. Точность сохраняется!

Что это означает для характеристик системы

Анализируя влияние переменного входного напряжения на точность сигнального пути, разработчик системы должен учитывать коэффициент ослабления синфазного сигнала усилителя (CMRR). Это показатель того, какая часть входного синфазного напряжения не пропускается на выход (или насколько мало пропускается). Поскольку операционные усилители часто конфигурируются для обеспечения усиления между входом и выходом, мы нормализуем значение CMRR, приведя его к изменению входного напряжения смещения, которое представляет собой изменение выходного сигнала, деленное на коэффициент усиления усилителя с замкнутой петлей обратной связи. Коэффициент ослабления синфазного сигнала – это положительная величина, выражаемая в дБ и рассчитываемая по следующей формуле:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{\Delta V_{CM}}{\Delta V_{OS}} \right).$$

Из этого соотношения видно, что желательно, чтобы напряжение V_{OS} было как можно меньше. ADA4177 имеет гарантиро-

Таблица 1. Сравнение CMRR усилителя ADA4177 со схемой, использующей OVP с ограничительными диодами

Метод защиты от перенапряжения	25 °C	85 °C	125 °C
ADA4177	143 дБ	145 дБ	142 дБ
ADA4077 и диодный ограничитель	113 дБ	78 дБ	58 дБ

ванное минимальное значение CMRR, равное 125 дБ в полном диапазоне рабочих температур. Используя результаты испытаний, проведенных в этом эксперименте, мы можем рассчитать и сравнить CMRR схемы ограничителя и ADA4177. В Таблице 1 показаны катастрофическая потеря точности при использовании классической схемы с ограничительными диодами и превосходный

коэффициент ослабления синфазного сигнала микросхемы ADA4177 со встроенной защитой от перенапряжения на полевых транзисторах. **PL**

Ссылки

1. Arkin, Michael and Eric Modica. "[Robust Amplifiers Provide Integrated Overvoltage Protection.](#)" Analog Dialogue, Volume 46, Number 1, 2012.
2. Video: "[ADA4096-2 Input Overvoltage Protection Amplifier.](#)" Analog Devices, Inc.
3. Video: "[ADA4177: Op Amp with OVP and EMI Provides Robustness and Precision.](#)" Analog Devices, Inc.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4077](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADA4177](#)
3. [Datasheet Kexin 1N5177W](#)

Удерживайте этот пик с помощью PIC

Nick Cornford

EDN

Захват переходных аналоговых сигналов с помощью микроконтроллера обычно требует добавления полнофункциональной схемы удержания пикового значения в качестве внешнего периферийного устройства и использования способности микропроцессора на лету переключать свои выводы между аналоговым и цифровым режимами. Хотя в данной статье используется PIC, описанный подход может быть применен к любому устройству с такой возможностью.

Рисунок 1 иллюстрирует основные принципы, используемые в схеме. Возможно, позже мы захотим добавить некоторые усложнения.

Элементы A1 и D1 образуют «активный диод», который через резистор R1 быстро заряжает конденсатор C1 до пикового входного напряжения всякий раз, когда напряжение на неинвертирующем входе A1 превышает напряжение на катоде диода и, следовательно, напряжение на инвертирующем входе. C1 сохраняет свой заряд, поскольку пути разряда у него нет (за исключением утечек) до тех пор, пока PIC не потребует выполнить выборку, когда соответствующий вывод (обозначенный как ANA) перенастраивается как вход АЦП, и запускается период выборки данных, в течение которого заряд C1 делится

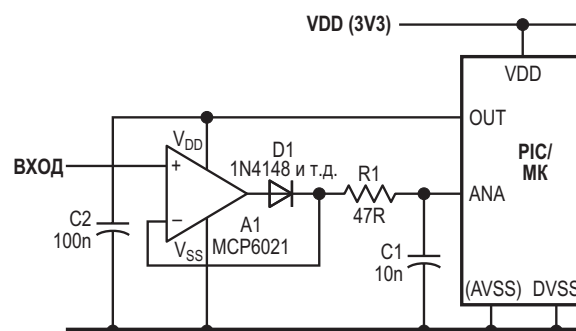


Рисунок 1. Базовая схема удержания пика. Вывод PIC, обозначенный как ANA, измеряет напряжение на конденсаторе C1, а затем разряжает его на землю, готовясь к следующей выборке.

с внутренним запоминающим конденсатором C_{HOLD} микроконтроллера PIC. После этого можно начинать преобразование, которое также немедленно отсоединяет этот вывод от АЦП, позволяя ему изменить функцию с аналогового входа на цифровой выход (активный низкий уровень) для разряда конденсатора C1, восстанавливая готовность схемы к следующему циклу. Таким образом, один вывод процессора выполняет две функции. Типичный код для основных функций показан в Листинге 1.

Листинг 1. Упрощенный код для выборки напряжения, удерживаемого на конденсаторе C1, и его немедленного разряда для сброса схемы в готовность к следующему циклу выборки.

```
;; Предполагается, что выбранный вами вывод уже настроен как аналоговый вход. (В этом примере
;; он указан как porta,1 или ANI/RAI, но на Рисунке 1 обозначен как ANA). Точный метод
;; выполнения этой процедуры сильно зависит от выбора PIC, как и от выбора тактовых,
;; опорных напряжений и даже относительных приоритетов аналоговых и цифровых функций.
;; Осторожно! Также в начале программы очистите цифровой выход для этого вывода, чтобы
;; использовать его в качестве вывода сброса.
```

```
bsf      PORTA,1      ; низкий уровень на выводе, если он выход
```

```
;; - и убедитесь, что вывод, обеспечивающий питание OY, настроен как цифровой выход с высоким
;; уровнем. На Рисунке 1 он обозначен как OUT, а здесь – как PORTA,0.
bcf    TRISA,0        ; назначить как выход –
bsf    PORTA,0        ; – с активным высоким уровнем
```

ЗахватПика

```
;; Предположим, что для обеспечения стабильности вывод ANA был определен как АЦП достаточно
;; долго. Когда необходимо выполнить выборку нескольких аналоговых сигналов, хорошей
;; практикой будет выполнить это назначение сразу после того, как будет сделана предыдущая
;; выборка, что означает, что не нужно программировать отдельное время выборки данных.
```

```
;; Начало преобразования уже стабильной аналоговой выборки,
bsf    ADCON0,GO      ; выборка вывода (ANI/ANA)
```

```
;; Теперь назначение вывода можно изменить на цифровой выход (низкий) для разряда С1.
bcf    TRISA,1        ; настраивает вывод как цифровой выход,
                        ; переопределяя аналоговую функцию
```

```
;; Подождите, пока преобразование не завершится, пока С1 будет разряжаться на землю. Это лучшее
;; время для выбора следующей аналоговой выборки, что также минимизирует количество
;; потраченных впустую циклов.
```

Loop_ADC

```
btfsc  ADCON0,GO      ; цикл до завершения преобразования
bra    Loop_ADC       ; – или используйте goto для устройств младше PIC18F
```

```
;; Теперь данные доступны в регистре(ах) результата преобразования.
```

```
;; Восстановление функции вывода как аналогового входа, готов к следующему циклу выборки.
bsf    TRISA,1        ; переопределяет вывод как аналоговый вход
```

Теперь, когда мы разобрались с тем, как все работает, пришло время указать на недостатки решения и предложить некоторые обходные пути.

Напряжение на конденсаторе С1 никогда не может быть выше напряжения питания усилителя А1 за вычетом падения напряжения на диоде, что ограничивает эффективный диапазон измерений. (Хотя для D1 можно использовать диод Шоттки с более низким прямым напряжением, больший обратный ток ухудшит точность). Если в диапазон измерений должен попадать весь входной сигнал, проще всего сначала ослабить его, и либо смириться с несколько ограниченным разрешением при измерениях, либо использовать более низкое опорное напряжение (идеальным было бы 2.55 В) для ЦАП. Чтобы обеспе-

чить полный положительный размах, можно повысить напряжение питания V_{DD} усилителя А1. Аналогично, можно сместить в область отрицательных значений напряжение V_{SS} , если нужно измерять уровни напряжений, близкие к земле. Опять же: см. далее.

Любое входное смещение усилителя А1 повлияет на точность. 1 LSB (младший значащий бит) составляет около 13 мВ при использовании 8-битного АЦП с опорным напряжением 3.3 В или порядка 800 мкВ при 12 битах, поэтому допустимое смещение должно быть вдвое меньше. (Максимальное напряжение смещения, указанное для MCP6021, составляет 500 мкВ).

Обратите внимание, что хотя напряжение на конденсаторе С1 будет измеряться относительно вывода AVSS микроконтроллера

(или, возможно, его вывода опорного напряжения), конденсатор будет разряжаться на вывод DVSS. (В устройствах с небольшим количеством выводов AVSS и DVSS объединены на одном земляном выводе). Будьте осторожны с любым относительным смещением их потенциалов, если на первом месте стоит точность при низких уровнях входного сигнала. Для минимизации таких ошибок во время аналоговых измерений микроконтроллеры часто переводятся в спящий режим, так как ошибки могут зависеть от того, насколько интенсивно работает устройство.

Более трудноуловимый источник ошибок заложен в работе АЦП. В нем используется небольшой конденсатор (C_{HOLD}) емкостью от 10 пФ до 120 пФ в зависимости от возраста устройства, который удерживает входные данные для обработки. Во время выборки данных заряд внешнего конденсатора C_1 перераспределяется с внутренним конденсатором, поэтому, если АЦП не подключен к выводу в момент поступления входного импульса, он будет считывать заниженный уровень, масштабированный на величину

$$\frac{C_1}{C_1 + C_{\text{HOLD}}}$$

При $C_1 = 10$ нФ, и если емкость запоминающего конденсатора ЦАП C_{HOLD} равна 10 пФ, как в более современных микроконтроллерах PIC, ошибка составит примерно 1 LSB для 10-битного результата, но будет незначительна для 8-битного; более низкие значения C_1 приведут к большим ошибкам.

Если этот входной импульс короче периода разряда и поступает в то время, когда вывод удерживается на низком уровне, он будет ослаблен и фактически потерян. (И убедитесь, что развязывающий конденсатор усилителя A1 сможет выдержать неизбежные переходные процессы по питанию). Добавление дополнительного MOSFET, для чего потребуется еще один вывод GPIO (вход/выход общего назначения), как показано на Рисунке 2 ниже, обеспечивает «мгновенный» разряд (или примерно в тысячу раз быстрее, возможно, в течение одного цикла инструкции), причем на истинную землю, а не на внутреннюю землю PIC. (Тогда вывод АЦП будет оставлен в аналоговом режиме). В особо кри-

тических ситуациях можно продублировать схему выборки на другом выводе и поочередно считывать каждый канал, выбирая более высокое значение в коде.

В моем первоначальном приложении, измерявшем мощность импульсов радиочастотного сигнала, ни один из этих пунктов не представлял проблемы, поскольку входной сигнал всегда находился в диапазоне от 0.2 до 2.5 В и длился сотни микросекунд, в то время как выходной уровень масштабировался для значений от 0 до 9.

Несмотря на эти оговорки, такой подход без обратной связи может быть быстрее стандартной конфигурации, в которой операционный усилитель охватывает конденсатор. Поскольку C_1 управляется напрямую, нарастание входного импульса теперь может быть сколь угодно быстрым. Выходной сигнал усилителя A1 может на мгновение превысить допустимый уровень, но этот выброс будет поглощен большей постоянной времени R_1C_1 .

Для обеспечения высокой точности сопротивление R_1 следует выбирать таким образом, чтобы ток выходного каскада операционного усилителя никогда не превышал предельно допустимого значения, поскольку это разорвет петлю обратной связи, что приведет к выбросам и недостоверным завышенным показаниям. Кроме того, для чистой работы постоянная времени R_1C_1 должна быть не меньше времени нарастания выходного напряжения усилителя A1 от шины до шины. 10 нФ + 47 Ом (470 нс примерно соответствуют измеренному времени нарастания) позволяют проводить точные измерения импульсов амплитудой 2.5 В длительностью всего примерно 3 мкс. Эксперименты показали, что сопротивление R_1 можно уменьшить до 27 Ом, что для входных импульсов 1 мкс/2.5 В дает погрешность –10%.

Время разряда конденсатора C_1 до половины значения LSB будет равно

$$\approx 1.6 \times (\text{Число_битов}) \times C_1 \times R_{\text{OUT(LOW)}},$$

где $R_{\text{OUT(LOW)}}$ – выходное сопротивление порта в состоянии «лог. 0», типичное значение которого для микроконтроллера PIC, работающего от источника питания 3.3 В, равно примерно 100 Ом.

Здесь « ≈ 1.6 » – это, конечно же,

$$\frac{1}{1 - \frac{1}{e}}$$

Для 8 бит, 10 нФ и 100 Ом это время приблизительно равно 14 мкс и может быть сокращено, если не нужно измерять напряжения непосредственно до уровня земли. (В любом случае, у некоторых PIC с этим могут возникнуть проблемы, особенно если во входном тракте их АЦП используется внутренний операционный усилитель). Выбор в пользу отмены разряда и повторного подключения аналогового входа сразу после завершения аналого-цифрового преобразования, которое в моей реализации занимало примерно 20 мкс, было более чем адекватным и упростил код.

Показанная на рисунке микросхема A1 – это КМОП усилитель MCP6021 с rail-to-rail входами и выходом, напряжением питания 2.5–5.5 В, напряжением смещения менее 500 мкВ и произведением коэффициента усиления на полосу пропускания, равным 10 МГц. Усилитель MCP6001 дешевле, но и характеристики его хуже. Кроме того, сдвоенный MCP6022 отлично подходит для экспериментов и создания макетов с питанием от 5 В, поскольку доступен в корпусе DIP-8.

Как показано на Рисунке 1, усилитель A1 может питаться от вывода GPIO, что позволяет отключать его, когда PIC находится в спящем режиме. Очевидно, что это ограничивает значение его V_{DD} напряжением питания PIC, ограничивая диапазон входных сигналов, как отмечалось выше. Если требуется полный диапазон и доступна более высоковольтная шина, используйте ее; если нет, то решение обеспечит простой удвоитель напряжения, возможно, питаемый от выхода ШИМ.

Низкий уровень выходного напряжения MCP6021 превышает V_{SS} не более чем примерно на 5 мВ (меньше $\frac{1}{2}$ LSB при 8-битном разрешении). Для работы с напряжениями вплоть до уровня земли еще один удвоитель напряжения может обеспечить большее отрицательное напряжение питания, а простой регулятор снизит его до -0.6 В, необходимых для низковольтных операционных усилителей. Убедитесь, что общее напряжение на

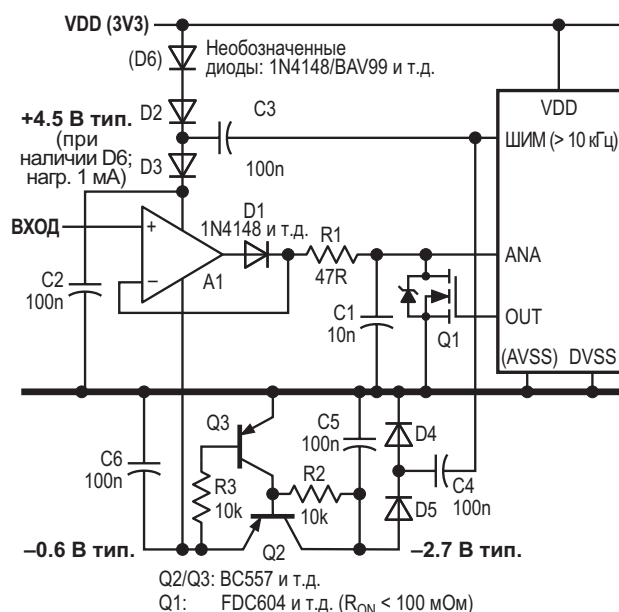


Рисунок 2. Повышение напряжения шин питания операционного усилителя может обеспечить истинный режим rail-to-rail, в то время как дополнительный MOSFET позволяет «мгновенно» разрядить C1.

усилителе A1 находится в допустимых пределах; чтобы гарантировать это, может потребоваться дополнительный диод в удвоителе положительного напряжения – D6 на Рисунке 2. Все эти дополнения собраны вместе на Рисунке 2. Внутренние диоды защиты выводов PIC рассчитаны на ток 25 мА и должны оставаться в безопасности при повышении напряжения вследствие любых неисправностей. Хотя эти простые удвоители напряжения, управляемые PIC, рассчитаны всего на несколько миллиампер, при необходимости они могут помочь в питании других устройств.

Все это заставляет задуматься: от какого источника питается предшествующая схема, и действительно ли он обеспечивает сигнал rail-to-rail? Если нет, то беспокоиться не нужно.

Еще одна проверка реального положения вещей: если доступны обе шины с повышенным напряжением, почему бы не использовать более высоковольтный операционный усилитель, не поддерживающий rail-to-rail? В этом случае отпадает необходимость в регуляторе отрицательного напряжения Q2/Q3 и прочих компонентах. Дополнительные усложнения, показанные на Рисунке 2, вероятно, здесь не понадобятся, но могут пригодиться в другом месте.

Во многом из-за ограничений PIC простая схема на Рисунке 1 является скорее точной, чем прецизионной, но все же она оказалась надежной и полезной, особенно в тех случаях, когда на плате не хватает места. Ее также можно использовать в качестве входного каскада для внешнего периферийного АЦП, измеряющего пиковые значения. Основной принцип также может быть использован в микропроцессорной конструкции для привяз-

ки сигнальной линии к земле, хотя и с эффективным последовательным сопротивлением 100 Ом или около того, возможно, там, где MOSFET добавил бы слишком большую емкость. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP6021](#)
2. [Datasheet Microchip MCP6022](#)
3. [Datasheet Fairchild FDC604](#)

Класс программируемых реостатов

Christopher Paul

EDN

Простейшие программируемые реостаты

Во многих приложениях с переменным резистором (реостатом) один из выводов устройства подключается к источнику напряжения VS. Таким источником может быть постоянное опорное напряжение, выход операционного усилителя со смесью сигналов переменного и постоянного тока или даже земля. Если освободиться от ограничений (программируемых) «плавающих» реостатов, которым удовлетворяют решения, недавно представленные в [1] и [2], то появляется убедительный альтернативный подход. Да, это немного проще, поскольку позволяет обойтись без MOSFET, а единственным необходимым источником питания цифрового потенциометра является напряжение +5 В (особенно если используются ОУ с rail-to-rail входами и выходом). Но что еще более важно, схема отличается тем, что не вносит искажений типа «ступенька» при изменении

знака сигнала переменного тока между клеммами А и VS.

Как видно из Рисунка 1, я беззастенчиво использую тот же цифровой потенциометр, что и в других решениях. (Обратите внимание на ограниченный диапазон рабочих напряжений потенциометра U2).

Сопротивление между клеммами А и VS в направлении клеммы А равно

$$R = \frac{R_1}{1 - \alpha_a \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_b},$$

где буквы альфа – коэффициенты усиления микросхем U1a, U2 и U1b, соответственно. На постоянном токе коэффициенты усиления α_a и α_b немного меньше единицы и уменьшаются с увеличением петлевого усиления по мере роста частоты. Величина α_2 равна значению дроби, в числителе которой одно из целых чисел 0, 1, 2... 256, а в знаменателе число 256, как определено инструкцией по программированию цифрового потенциометра U2.

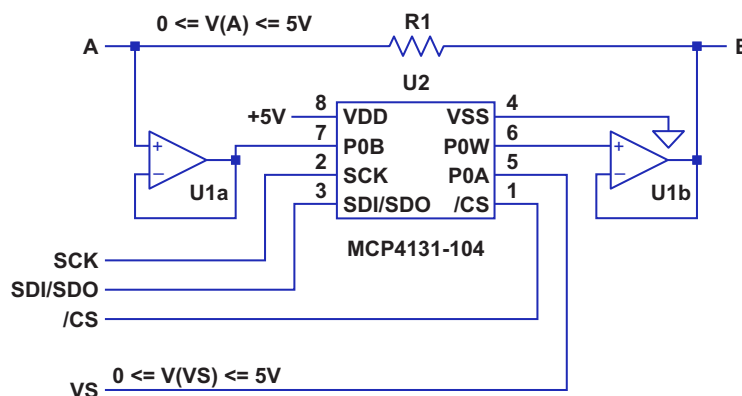


Рисунок 1. Простой программируемый реостат, в котором используется тот же цифровой потенциометр, что и в других решениях.

Казалось бы, изменяя числитель от 0 до 255, можно было бы добиться отношения номиналов резисторов 1:256. К сожалению, указанная в документации интегральная нелинейность (INL) микросхемы U2 равна ± 1 LSB (младший значащий разряд). Если строго следовать этой документации, работа с числителем 255 может привести к тому, что значение R на постоянном токе будет близким к бесконечности, поэтому его следует избегать. Но это не единственная проблема. Для значения числителя α_2 , равного «num», коэффициент ошибки сопротивления EF, обусловленный точностью ± 1 LSB, может составлять примерно $\pm 1/(256 - \text{num})$. Чтобы минимизировать неопределенность, num должно быть меньше некоторого максимального значения (решения в [1] и [2] имеют аналогичные проблемы при малых значениях «num»). Другая причина такого ограничения заключается в том, что разрешение сопротивления при меньших значениях «num» намного лучше, чем при больших. Например, отношение сопротивлений резисторов для числителей 10 и 11 составляет 1.004. Но значения 240 и 241 дают отношение 1.07, а 250 и 251 – 1.2.

Усовершенствованный программируемый реостат

Простое добавление элементов U3 и R2 в схему на Рисунке 2 смягчает эти проблемы, уменьшая требуемое максимальное значение «num». В случае, когда сопротивление R2 больше R1, сопротивления между R1 и R2

должны быть реализованы путем выбора аналоговым переключателем U3 резистора R1, а не R2. Для больших сопротивлений следует выбрать R2.

Чтобы понять, чем схема на Рисунке 2 лучше предыдущей, рассмотрим случай, когда требуется обеспечить сопротивление в диапазоне от 1 кОм до 16 кОм. В схемах на Рисунках 1 и 2 сопротивление R1 равно 1 кОм. Чтобы получить значение 1 кОм, «num» должно быть равно 0. Для 16 кОм «num» на Рисунке 1 будет равно 240, что дает максимальное значение EF, равное $\pm 1/(256 - 240)$ или приблизительно 6.3%. Но на Рисунке 2 значения сопротивления 4 кОм и выше будут получены путем отключения коммутатором U3 резистора R1 вместо 4-килоомного резистора R2. Максимальное требуемое значение «num» будет 192, и EF уменьшится в 4 раза – до 1.6%. Также будет видно, что схема на Рисунке 2 значительно снижает требования к характеристикам операционного усилителя (ОУ) с точки зрения ограничения ошибок, вызванных конечными коэффициентами усиления усилителей без обратных связей. Чтобы увидеть это, необходим некоторый анализ. Учитывая максимально допустимую относительную погрешность сопротивления (OA_{ERR}), вносимую парой операционных усилителей, можно увидеть, что должно выполняться соотношение:

$$\frac{1}{1 - \alpha_a \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_b} \geq \frac{1 - OA_{ERR}}{1 - \alpha_2}. \quad (1)$$

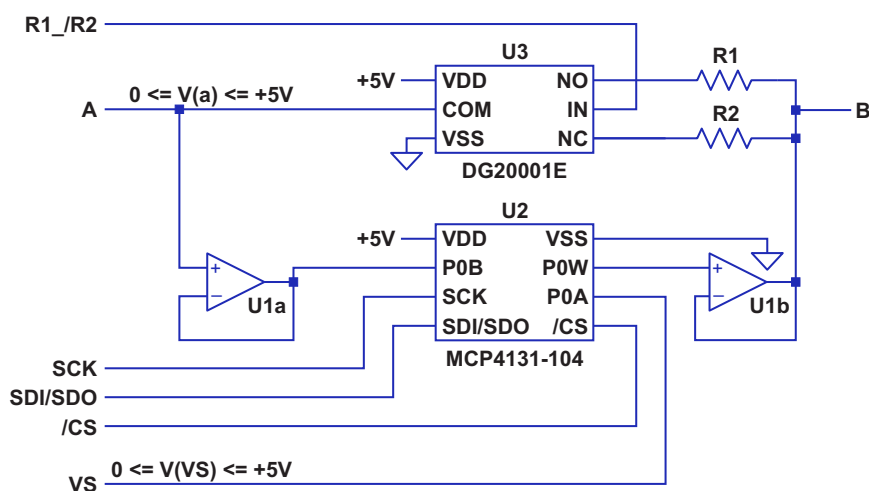


Рисунок 2. Улучшенный программируемый реостат, смягчающий проблемы неопределенности базового программируемого реостата за счет уменьшения требуемого максимального значения «num».

Следовательно, для операционного усилителя с обратной связью

$$\alpha_a = \alpha_b \geq \alpha_{\text{MIN}} = \sqrt{\frac{1 - \frac{OA_{\text{ERR}}}{\alpha_2}}{1 - OA_{\text{ERR}}}} \quad (2)$$

На постоянном токе усиление повторителя напряжения с обратной связью равно

$$\alpha = \frac{1}{1 - \frac{1}{a_{\text{OL}}}}$$

где a_{OL} – коэффициент усиления по постоянному току операционного усилителя без обратной связи. Для удовлетворения требований по постоянному току должно выполняться неравенство:

$$a_{\text{OL}} \geq G = \frac{1}{\alpha_{\text{MIN}} - 1} \quad (3)$$

Улучшенный программируемый реостат с сигналами переменного тока

С сигналами переменного тока дела обстоят сложнее. На частоте f коэффициент

усиления повторителя напряжения без обратной связи

$$H_{\text{OLG}}(jf) = \frac{1}{\frac{1}{A_0} + \frac{jf}{\text{GBW}}}$$

где GBW – произведение коэффициента усиления микросхемы на ее полосу пропускания и $j = \sqrt{-1}$.

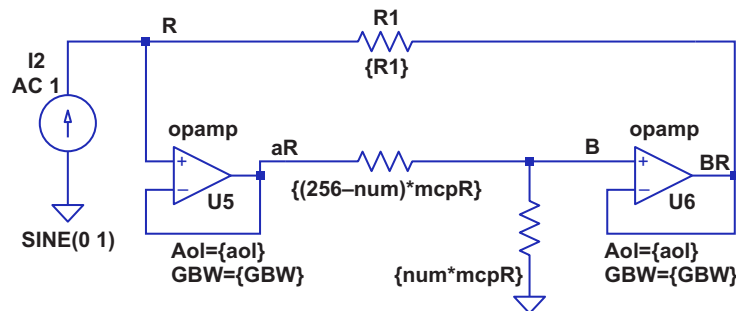
Усиление с замкнутой обратной связью

$$H_{\text{CLG}}(jf) = \frac{1}{1 + \frac{1}{H_{\text{OLG}}(jf)}}$$

Подстановка $H_{\text{CLG}}(jf)$ вместо α_a и α_b в формуле (1) дает полином четвертого порядка, определяемый действительными и мнимыми членами $H_{\text{CLG}}(jf)$. Проще решить задачу с помощью моделирования в LTSpice, чем решать ее алгебраически.

LTSpice предлагает определяемый пользователем операционный усилитель, называемый... «оратр». Его можно настроить на выбранные пользователем значения a_{OL} и GBW . Для решения данной задачи инструмент настроен так, как показано на Рисунке 3.

Значение a_{OL} , необходимое для сигналов переменного тока, будет больше, чем дает



```
.lib opamp.sub ; это необходимо для того, чтобы LTSpice использовал компонент ОУ
.param R1 1k

.param num 240 ; См. текст.
.param mcpR 100k/256 ; это множитель для моделирования сопротивлений резисторов MCP4131-104

.param GBW 1e6 ; произведение усиления ОУ на полосу пропускания

.param aol 592 ; усиление ОУ по постоянному току. Значение по умолчанию – обычные 10000.
; Если f – интересующая частота в Гц, то aol должно быть не менее 10 GBW / f.
; Установите это значение для ОУ, выбранного для реальной схемы,
; и выполните моделирование.

.ac dec 1000 1 50000000 ; AC анализ от 10 Гц до 100 кГц с 1000 точек на декаду
```

Рисунок 3. Для определения требований к операционному усилителю при работе с сигналами переменного тока можно использовать LTSpice.

Таблица 1. Примеры поведения схем, воспроизводящих сопротивление 16 кОм при различных параметрах операционного усилителя

	Рисунок 1, R1 = 1 кОм					Рисунок 2, R2 = 4 кОм разрешено				
num	240					192				
a _{OL} , дБ	69	80	80	100	100	55	80	80	100	100
GBW, МГц	1	10	50	10	50	1	10	50	10	50
Ошибка сопротивления по постоянному току, вносимая парами ОУ, %	1.000	0.299	0.299	0.030	0.030	0.999	0.060	0.060	0.006	0.006
Ошибка сопротивления на частоте 20 кГц, вносимая парой ОУ, %	15.952	0.495	0.307	0.227	0.038	2.024	0.071	0.060	0.017	0.006
Сдвиг фаз на частоте 20 кГц, градусов	-30.22	-3.42	-0.69	-3.43	-0.69	-6.71	-0.69	-0.14	-0.69	-0.14
Эквивалентная параллельная емкость на частоте 20 кГц, пФ	84.3	9.5	1.9	9.5	1.9	18.5	1.9	0.4	1.9	0.4

расчет по формуле (3). Рекомендуется начать со значения a_{OL}, по умолчанию равного 10,000 (100 дБ), и попробовать различные значения GBW. Используйте полученные результаты для выбора операционного усилителя для реальной схемы и либо смоделируйте его, если модель существует, либо, по крайней мере, повторите моделирование, обновив минимальные заданные значения a_{OL} и GBW для выбранного ОУ.

В Таблице 1 приведены некоторые примеры поведения схемы с различными идеализированными операционными усилителями. Очевидно, что в любой схеме характеристики на постоянном токе не являются проблемой практически для любого операционного усилителя. Но также очевидно, что характеристики данного ОУ по переменному току в схеме на Рисунке 2 значительно лучше, чем в схеме на Рисунке 1, и что заданная величина ошибки в схеме на Рисунке 2 может быть достигнута с помощью менее точного и менее дорогого ОУ.

Примечание: Каскадное включение двух ОУ с их фазовыми сдвигами на переменном токе означает, что параллельно сопротивлению R, создаваемому цепями, имеется эффективная емкость. Поскольку два операционных усилителя образуют систему второго порядка, эквивалентной емкости для широкой полосы частот не существует. Однако на определенной частоте f емкость C может

быть вычислена по фазовому сдвигу Φ радиан на этой частоте:

$$C = \frac{\text{tg}(\Phi)}{2\pi f R}$$

Моделирование показало, что во всем диапазоне сопротивлений и рабочих частот примеров, перечисленных в Таблице 1, величины фазового сдвига составляют менее 70 градусов.

Подход, представленный на Рисунке 2, можно обобщить для поддержки не двух, а четырех или более различных резисторов. Это дополнительно минимизирует как требования к характеристикам операционного усилителя, так и ошибки для наихудшего случая за счет уменьшения максимального требуемого значения «num». Это также расширяет диапазон сопротивлений резисторов, достижимых при заданной величине ошибки. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Синтез точных сопротивлений цифровых потенциометров, которых нет в каталоге](#)
2. Stephen Woodward. [Синтез точных биполярных реостатов на основе цифровых потенциометров](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP4131](#)
2. [Datasheet Vishay DG20001E](#)

Классическая неоновая лампа может решить проблему индикации в сети переменного тока

Bill Schweber

EDN

Требование к вашему последнему проекту с питанием от сети переменного тока, казалось бы, совсем простое: предусмотреть отчетливо светящийся индикатор, показывающий, что устройство подключено к сети и что питание включено, то есть что сеть исправна, и кнопка включения нажата. Это необходимо как для удобства пользователя, так и для быстрого устранения неполадок, если устройство кажется «мертвым», хотя предположительно должно быть включенным.

Один из очевидных подходов – не усложнять и просто взять немного энергии из любой доступной в устройстве шины постоянного тока, чтобы обеспечить порядка 20 мА для питания красного светодиода. Если подходящей шины нет, для управления светодиодом можно добавить небольшую схему (Рисунок 1).

Однако за любым из этих решений скрывается проблема. Во-первых, это вопрос доверия и уверенности в отношении последствий для безопасности. Если по какой-то причине в цепи, управляющей шиной постоянного тока, возникнет неисправность и све-

тодиод не загорится, может возникнуть опасная ситуация, когда пользователь думает, что сеть переменного тока отключена и цепь обесточена, тогда как на самом деле это так.

Даже если это не имеет значения, отдельная схема индикатора является относительно дорогостоящей и сложной для своего простого назначения, несмотря на то, что перечень материалов может быть невелик. Если нет шины постоянного тока, к которой можно было бы подключиться, и требуется понижающий трансформатор, или трансформатор нужен для выполнения нормативных требований по безопасности изоляции, то все это уже не так просто и дешево.

Итак, вы приходите к выводу, что должен быть более дешевый и чисто пассивный способ прямого подключения светодиода к сети переменного тока, и таких способов несколько. Один из «обманных» способов – использовать гасящий резистор, понижающий напряжение, чтобы ограничить сетевое напряжение и ток в соответствии с требованиями к светодиоду (около 20 мА). Но это не обеспечивает постоянства характеристик, создает

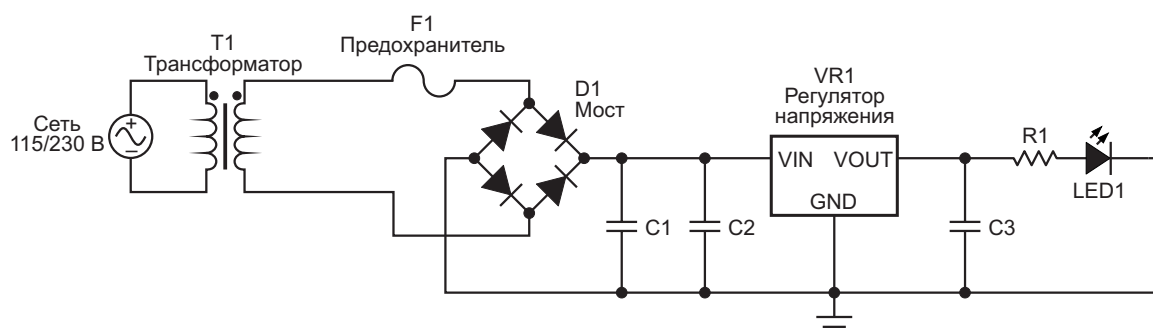


Рисунок 1. Подключить светодиодный индикатор к сети переменного тока несложно, но для этого требуется множество активных и пассивных компонентов.

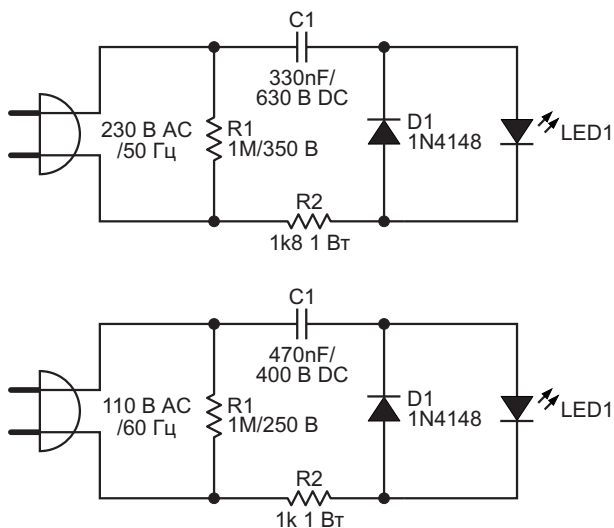


Рисунок 2. Схему с гасящим конденсатором также можно использовать для питания светодиода непосредственно от линии сети переменного тока; несмотря на кажущуюся простоту, на самом деле это схема со своими тонкостями, а также с некоторыми проблемами, связанными с соблюдением нормативных требований по безопасности (верхняя схема: 230 В AC, нижняя схема: 110 В AC).

технические риски, такие как высокая мощность, рассеиваемая резистором, и приводит к мерцанию светодиода на частоте 50/60 Гц.

Еще один вариант – источник питания с гасящим конденсатором, который используется в некоторых коммерческих проектах, когда от источника переменного тока надо получить слаботочную шину постоянного тока (Рисунок 2).

Опять же, эти схемы влекут за собой проблемы соблюдения норм безопасности и должны быть физически отделены от других частей конструкции. Чтобы соответствовать нормам безопасности, таким как UL, вся схема и ее крошечная печатная плата (если таковая имеется) должны быть физически расположены таким образом, чтобы пользователь был защищен в случае возникновения утечки на корпус. Кроме того, такой подход требует более крупных, дорогостоящих и высоковольтных пассивных компонентов, особенно конденсаторов, которые должны обеспечивать запас безопасности, примерно вдвое превышающий пиковое напряжение в сети.

Реальность такова, что подключить под-схему для светодиодов к линии сети переменного тока не так просто на практике, как может показаться в теории. Вы имеете источ-

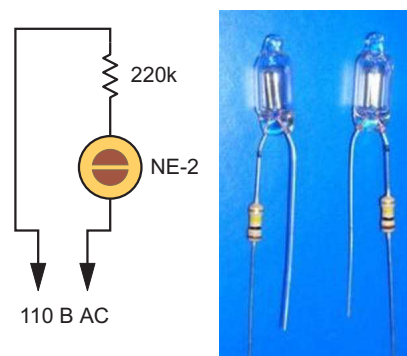


Рисунок 3. Чтобы использовать неоновую лампу в схеме с питанием от сети переменного тока, достаточно подключения последовательного токоограничивающего резистора, как показано на схеме (слева); физическая реализация схемы также представляет собой простое соединение (справа).

ник энергии, но преобразовать ее в то, что вам нужно, сложнее как с технической, так и с нормативной точки зрения.

Возвращение в будущее с неоновыми лампами

К счастью, есть проверенное временем и очень надежное решение: используйте небольшую неоновую лампочку и токоограничивающий резистор, которые можно напрямую подключить к линии переменного тока (115 или 230 В), как показано на Рисунке 3. Хотя эта цепь также должна быть надлежащим образом изолирована, она настолько проста и мала, что ее можно заключить в отрезок термоусадочной трубки или защитить аналогичным изолятором.

Неоновые лампочки появились еще в начале 1900-х годов и бывают самых разных размеров и стилей. Наиболее распространенным на сегодня типом, используемым для индикации, безусловно, является лампа NE-2 длиной 12 мм и диаметром 5 мм (Рисунок 4).



Рисунок 4. Широко используемая неоновая лампа NE-2 имеет длину около 12 мм и диаметр 5 мм.

Сопротивление токоограничивающего резистора зависит от размера неоновой лампы, желаемой яркости и ее минимального/максимального допустимого тока. Обычно это сопротивление для неоновой лампы NE-2 составляет от 50 до 220 кОм для сети 120 В AC и вдвое больше для 220 В. Номинальная мощность резистора также невелика – порядка ¼ ватта или меньше. Проще и надежнее не бывает.

Типичный срок службы неоновой лампы составляет от 20,000 до 50,000 часов, что сопоставимо со сроком службы светодиода. Неоновые лампы также очень прочны и не подвержены влиянию вибрации, механических ударов или частого включения/выключения. Как правило, они работают в широком диапазоне температур от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$ и не повреждаются скачками напряжения, вызванными высоковольтными статическими разрядами или переходными процессами в сети. В некотором смысле неоновые лампы похожи на миниатюрные газоразрядные трубки, используемые для защиты схем.

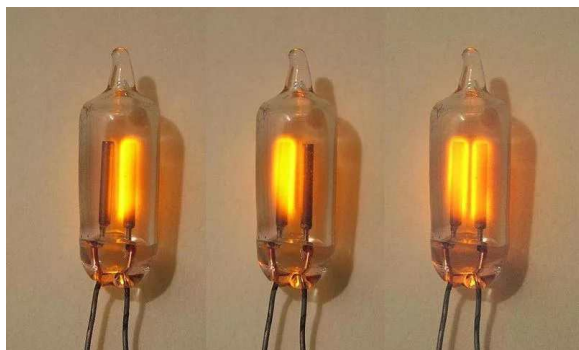


Рисунок 5. Неоновая лампа представляет собой не зависящее от полярности разрядное устройство постоянного тока, катод которого светится, как видно из этого «тройного» изображения (слева направо), при положительной полярности на левом выводе (катод справа), при положительной полярности на правом выводе (катод слева) и при питании напряжением переменного тока (катоды чередуются).

Обратите внимание, что неоновые лампы – это неполяризованные устройства постоянного тока с двумя симметричными электродами. При подаче постоянного напряжения светится один электрод; при изменении полярности светится другой электрод (Рисунок 5). При подключении к источнику переменного

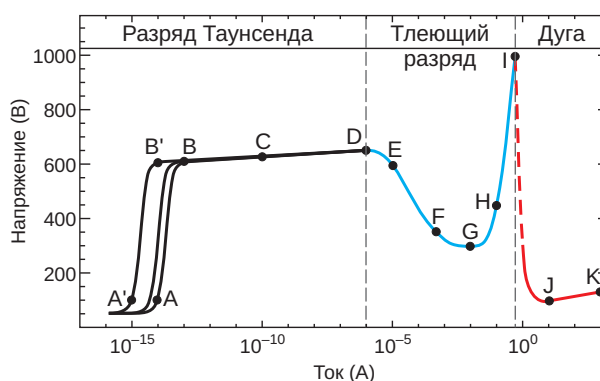
тока электроды светятся поочередно; глаз это интегрирует и не видит мерцания.

Совместимость с источниками постоянного тока делает неоновый индикатор оптимальным выбором для высоковольтных шин постоянного тока, которые все чаще используются в солнечных батареях, аккумуляторных системах накопления энергии и системах распределения энергии постоянного тока.

Физика сложна, использование тривиально

Напряжения и токи, необходимые для инициирования разряда и последующего свечения, зависят от различных факторов, таких как температура окружающей среды, состав газовой смеси и даже окружающее освещение. При подаче пускового напряжения («инициирования» или «зажигания») – обычно 55–110 вольт переменного тока или 90–140 вольт постоянного тока – газ ионизируется и начинает светиться, что позволяет очень маленькому току проходить от одного электрода к другому.

Как только в лампочке будет инициирован разряд, ионизация газа приведет к тому, что поддерживающее (устойчивое) рабочее



Вольт-амперные характеристики электрического разряда в неоне при давлении 1 торр, с двумя плоскими электродами, разнесенными на 50 см.

- A: случайные импульсы, обусловленные космическим излучением
- B: ток насыщения
- C: лавинный пробой, разряд Таунсенда
- D: самоподдерживающийся разряд Таунсенда
- E: нестабильная область: коронный разряд
- F: преднормальный тлеющий разряд
- G: нормальный тлеющий разряд
- H: аномальный тлеющий разряд
- I: нестабильная область: переход от тлеющего разряда к дуговому
- J: электрическая дуга
- K: электрическая дуга

Область A-D: темный разряд; происходит ионизация, ток ниже 10 мкА.
Область F-H: тлеющий разряд; плазма излучает слабое свечение.
Область I-K: дуговой разряд; вырабатывается большое количество электромагнитного излучения.

Рисунок 6. На этом подробном изображении трех зон разряда видны некоторые тонкие эффекты и точки перехода.

напряжение упадет примерно на 10-20 вольт ниже начального напряжения поджига. Это называется характеристикой с «отрицательным сопротивлением» и открывает возможности некоторых интересных приложений, не связанных с индикацией.

Лампа будет гореть до тех пор, пока напряжение не упадет ниже 50 В. Ток утечки через небольшую неоновую лампу в выключенном состоянии очень мал – порядка нескольких сотен микроампер. Рабочий ток после того, как лампа загорится, также невелик для лампочки небольшого размера, и составляет несколько миллиампер.

Физики подробно изучали поведение неоновой лампы на протяжении более ста лет и определили каждый из фазовых переходов и вызывающую его причину (Рисунок 6).

Напряжение зажигания зависит от состава газовой смеси и давления в лампе. Обычно газ представляет собой смесь Пеннинга (названную в честь Франса Мишеля Пеннинга), которая содержит 99–99.5% неона и 0.5–1.0% аргона при давлении 1–20 торр (0.13–2.67 кПа); эта смесь имеет более низкое напряжение зажигания, чем чистый неон.

Даже не нужно что-то делать самому

Существует более простой способ использования неоновой лампы в качестве индикатора включения сети переменного тока, чем соединение лампы и резистора и последую-

щая изоляция сборки. Можно приобрести лампу и резистор в качестве готового к использованию изделия в герметичном корпусе для монтажа на панель с возможностью выбора между проволочными выводами, лепестками под пайку или быстросоединяемыми контактами.

Для большего удобства и упрощения физического расположения многие клавишные переключатели выпускаются со встроенными неоновыми индикаторами. Такое сочетание клавишного переключателя со встроенной лампой также привносит в конструкцию и его работу интуитивно понятный аспект «человеческого интерфейса», поскольку действие переключателя и связанная с ним подсветка визуально и физически связаны.

Существует множество случаев, когда старая технология все еще может быть законным или даже наилучшим решением для современных задач проектирования. Хотя в низковольтных устройствах светодиодные индикаторы в значительной степени вытеснили неоновые, неон по-прежнему остается весьма жизнеспособным вариантом для индикации в сетях переменного тока.

Неоновые лампы доступны в различных вариантах корпусов, включая «голую» лампочку, для крепления на панели и с клавишным выключателем, что еще больше повышает их практичность и универсальность для различных дизайнерских решений. **РЛ**

Самодельный активный щуп с полосой 2 ГГц

James Wilson

Студенты, любители и профессионалы сегодня имеют беспрецедентные возможности использования мощного и доступного тестового оборудования для изучения и создания электронных проектов. Но по мере того, как проекты энтузиастов становятся все более продвинутыми и амбициозными, можно достичь пределов возможностей оборудования начального уровня. Я с энтузиазмом отношусь к аппаратным средствам с общедоступной документацией как к средству повышения характеристик и доступности испытательного оборудования, точно так же, как раннее программное обеспечение с открытым исходным кодом фокусировалось на средствах разработки как основе для расширения доступа к вычислительной технике. В этой статье я расскажу о своем опыте создания несимметричного активного пробника с открытой документацией.

Для большинства из нас опыт работы с щупами осциллографов начинается и заканчивается пассивными щупами. На первый взгляд кажется, что это простые резистивные делители с некоторой емкостной компенсацией для расширения их диапазона, но за этим скрывается ряд сложных трюков. Во-первых, удивительно, что они вообще работают. Согласно теории линий передачи, подключение тестируемого устройства, которое может иметь любой выходной импеданс, к длинной линии передачи, оканчивающейся несогласованной нагрузкой (а именно, входным каскадом осциллографа), приводит к отражению сигнала. Однако в большинстве случаев эти щупы работают просто отлично, без звона и искажений. Хитрость, изобретенная компанией Tektronix в 1950-х годах [1], заключается в использовании линии переда-

чи с потерями в кабеле щупа путем замены внутреннего проводника на проволоку с высоким сопротивлением. Это демпфирует отражения сигнала и вместе с тщательно подобранными компенсирующими конденсаторами обеспечивает плоскую широкополосную характеристику.

У этих методов есть свои ограничения. Например, полоса пропускания пассивных щупов 10:1 может достигать нескольких сотен мегагерц, а их входная емкость составляет 10-20 пФ. Даже на низких частотах эта емкость иногда оказывается достаточно большой, чтобы сделать пассивные щупы плохим выбором. В кварцевом генераторе используется емкость нагрузки, сопоставимая с этим значением, поэтому подключение пассивного щупа немедленно расстроит схему.

Активные щупы прекрасно подходят для высокочастотных цепей или цепей, требующих низкой нагрузки, поскольку их входная емкость на порядок меньше (Рисунок 1). Принцип работы активного щупа заключает-



Рисунок 1. Современный коммерческий активный щуп с фирменным интерфейсным разъемом.

ся в использовании буферного усилителя с высоким входным сопротивлением и воспроизведении сигнала при более низком выходном сопротивлении. Для улучшения целостности сигнала выходной импеданс усилителя можно регулировать в целях согласования линии передачи с входным импедансом осциллографа. Однако коммерческие активные щупы обычно стоят несколько тысяч долларов. В них используются фирменные разъемы, которые позволяют щупу автоматически настраивать осциллограф и использовать один кабель для питания и передачи сигнала, но это удобство привязывает вас к экосистеме производителя. Это обычно не беспокоит профессиональные лаборатории, которые могут позволить себе купить комплект приборов и аксессуаров, но это означает, что для работы энтузиастов часто будут сложны даже подержанные активные щупы.

Самодельные конструкции активных щупов с использованием дискретных компонентов делались и раньше, но по полосе пропускания они не могли сравниться с коммерческими устройствами и обычно не обладали гибкостью связи по постоянному току. Недавно представленная микросхема BUF802 позволила преодолеть эти ограничения и создавать аналоговые входные интерфейсы с очень высокими характеристиками, используя готовые компоненты и недорогие конструкции. BUF802 – это буферный усилитель с единичным усилением и полосой пропускания 3 ГГц. В настоящее время реализуется проект по созданию осциллографа с бесплатной документацией [2], использующий этот чип в интерфейсной части, и я тоже экспериментировал с попыткой создания несимметричного активного щупа (Рисунок 2) со следующими целями проектирования:

- Аналоговая полоса пропускания от постоянного тока до 2 ГГц, ослабление 10:1.
- Входной импеданс $1 \text{ МОм} \parallel 1 \text{ пФ}$, выходной импеданс 50 Ом.
- Номинальные характеристики, достижимые на четырехслойной печатной плате компании OSH Park [3] из ламината FR-408HR.
- Минимальные размеры компонентов 0402 и отсутствие микросхем в корпусах BGA.
- Общедоступная документация и ремонтпригодность.

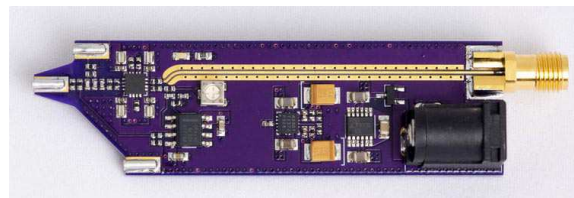


Рисунок 2. Сборка прототипа активного щупа на четырехслойной печатной плате, изготовленной OSH Park.

История разработки

Микросхема BUF802 впервые привлекла мое внимание в конце 2022 года, и я начал изучать, как использовать ее в качестве усилителя активного щупа. Я разработал оценочную плату в произвольном форм-факторе, где вход и выход были выведены на коаксиальные разъемы для стендовых испытаний.



Рисунок 3. Более поздняя оценочная плата с версиями В и С устройства в форм-факторе щупа.

В конце 2023 года я разработал и протестировал щуп первоначальной версии А и обнаружил, что расположение гнезда заземления было неоптимальным, и вскоре за ним последовал щуп версии В, в котором было добавлено второе гнездо заземления без каких-либо других изменений (Рисунок 3). В ходе испытаний конструкция версии В смогла достичь целевой полосы пропускания 2 ГГц. С тех пор я также обзавелся векторным анализатором цепей Vode 100, который использовал для исследования цепи распределения питания и характеристик в перекрестной области. Эти измерения и дальнейшие эксперименты показали, что подстроечный конденсатор на печатной плате, используемый для частотной коррекции, имеет слишком большие потери. В версии С были незначительно оптимизированы компоненты цепей доставки питания и

изменена схема входной цепи для использования конденсаторов постоянной емкости в цепи частотной коррекции, при этом ослабление на низких частотах стало подстраиваемым. Файлы проекта и документация доступны для скачивания в разделе Загрузки.

Краткое описание работы и методология

Графики на Рисунках 4 и 5 представляют характеристики, относящиеся к версии С щупа, измеренные с помощью анализатора цепей. Щуп демонстрирует очень плоский отклик с полосой пропускания по уровню 3 дБ чуть шире 2 ГГц. Входной импеданс составляет около 1.1 пФ с минимальным сопротивлением порядка 100 Ом в районе 1.6 ГГц. Это немного выше моей первоначальной цели в 1 пФ, но вряд ли меня это разочарует.

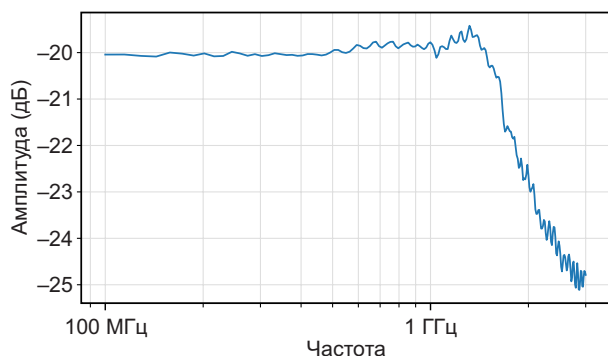


Рисунок 4. Амплитудно-частотная характеристика щупа.

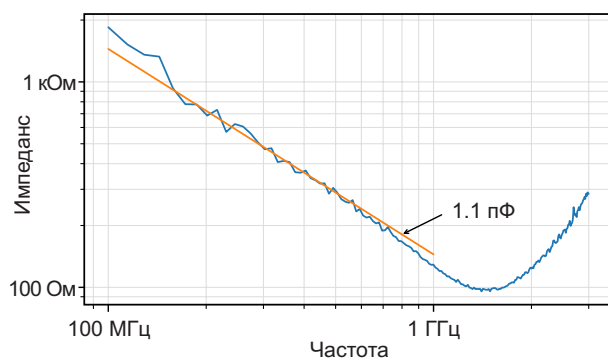


Рисунок 5. Частотная характеристика импеданса Z .

Альтернативный взгляд на входной импеданс – оценка возвратных потерь при использовании щупа в 50-омной среде. Здесь возвратные потери в согласованной 50-омной линии показаны в виде частотной зависимости

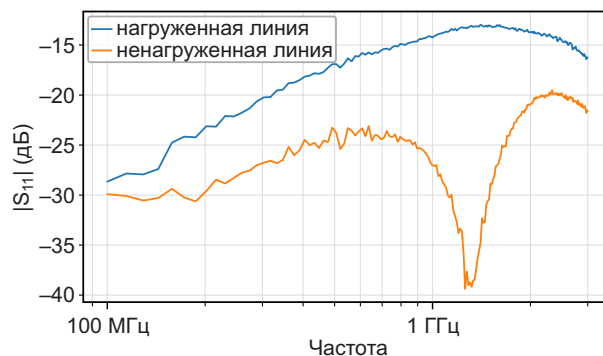


Рисунок 6. Входной импеданс щупа (S_{11}).

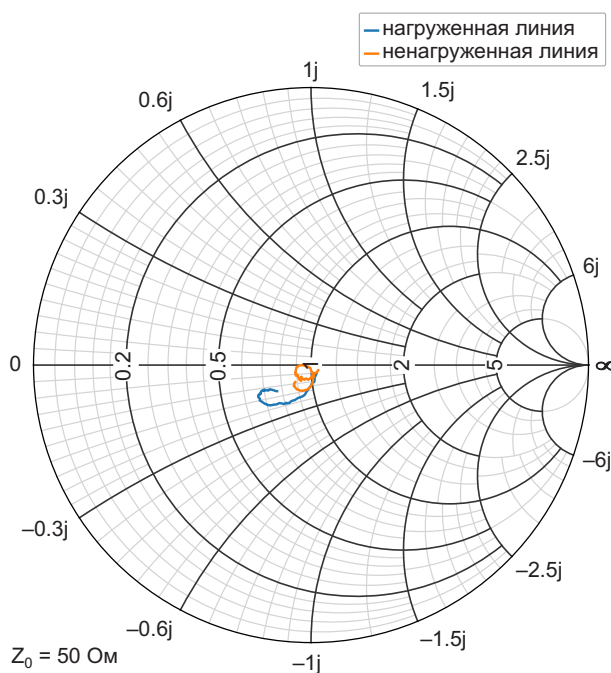


Рисунок 7. Входной импеданс щупа (S_{11}) на диаграмме Смита.

ти (Рисунок 6) и диаграммы Смита (Рисунок 7) с подключенным щупом и без него. Возвратные потери в линии со щупом остаются лучше 13 дБ.

В отрасли существует своего рода раскол по вопросу о том, как правильно определять характеристики высокочастотных щупов. Это можно назвать спором между «что было» и «что есть» [4]: должен ли щуп стремиться к точной реконструкции сигнала, который присутствовал до подключения щупа (что было), или же он должен стремиться показать сигнал в том виде, который он приобретает после нагрузки импедансом щупа (что есть)? В идеальном мире щуп имел бы бесконечный импеданс, и эти две позиции совпадали бы. Когда импеданс щупа конечен, напряжение

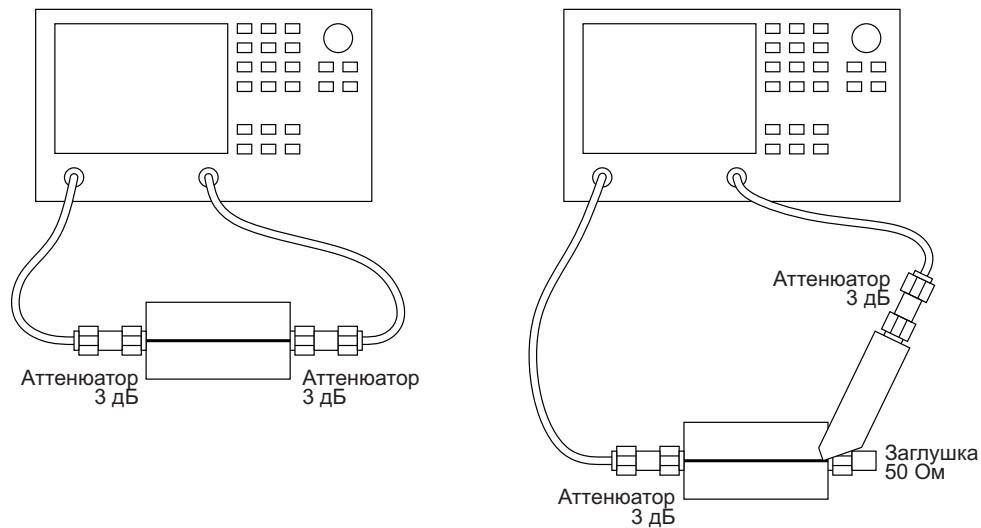


Рисунок 8. Двухпортовая калибровочная и измерительная установка для определения характеристик отклика щупа.

V_{IN} на его входе больше не равно напряжению V_{SOURCE} на выходе источника тестового сигнала. Обе интерпретации отклика щупа – V_{OUT}/V_{SOURCE} или V_{OUT}/V_{IN} – верны, но имеют разные значения. В лагере сторонников того, «что было», находятся Tektronix и Rohde & Schwartz, в то время как Keysight отстаивает позицию «что есть». Keysight утверждает, что представление исходного сигнала маскирует проблемы влияния нагрузки [2]. Tektronix считает, что отображение исходного сигнала более полезно, а включение эффекта нагрузки щупа завышает его полосу пропускания [5]. Обе компании утверждают, что они правы, и их подходы лучше соответствуют исследованиям реального мира. Со своей стороны, я склонен согласиться с Tektronix: я хочу иметь характеристику проверяемого устройства, а не комбинации устройства и щупа.

Эту путаницу усугубляет тот факт, что щупы используются в сильно различающихся условиях. Характер соединений от разъема щупа до тестируемого устройства существенно влияет на паразитные явления и характеристики. Обычно щуп держат в руках, что затрудняет получение воспроизводимых результатов разными людьми и в разное время. Чтобы получить хоть какую-то надежду на повторяемость условий измерений, поставщики проверяют характеристики щупа с помощью приспособления, которое сводит к

минимуму отклонения и паразитные эффекты, как это сделал и я. В одном из своих руководств по применению Keysight открыто признает, что «указанная полоса пропускания щупа [как правило] недостижима в любой повседневной, пригодной для использования конфигурации» [6]. Поэтому графики частотных характеристик для любого щупа следует рассматривать как наилучший сценарий.

Испытательное приспособление на Рисунке 8 представляет собой просто печатную плату с открытой сквозной 50-омной линией и концевыми разъемами. Измерение отклика щупа выполняется с помощью двухпортового анализатора цепей. Сначала выполняется калибровка отклика с подключением портов анализатора через сквозную плату, а затем подключение порта 2 устройства заменяется на 50-омную заглушку. Выход щупа подключается к порту 2, в результате чего передаточная функция V_{OUT}/V_{SOURCE} становится равной S_{21} . Линию следует проверять как можно ближе к точке подключения заглушки. Чтобы уменьшить пульсации, возникающие из-за незначительных рассогласований в измерительном тракте, и получить более четкую диаграмму, на концах кабелей используются промежуточные attenuаторы.

Для измерения входного импеданса сначала выполняется калибровка однопортовой измерительной установки, а затем к ней под-

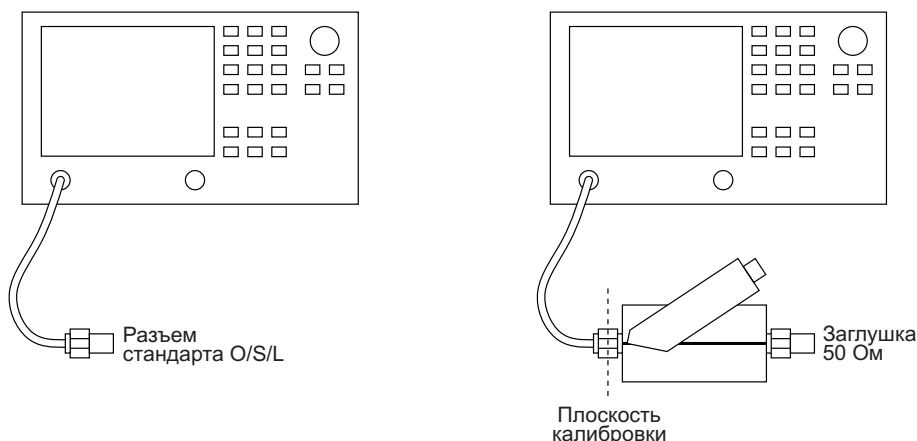


Рисунок 9. Однопортовая калибровочная и измерительная установка для определения характеристик входного импеданса.

ключается тестовая сквозная плата с заглушкой (Рисунок 9). Плоскость калибровки находится в месте соединения с испытательным приспособлением, и щуп должен прикладываться как можно ближе к этой точке. Чтобы немного повысить точность расчетов, я с помощью векторного анализатора цепей измерил электрическую длину от калибровочной плоскости до интерфейса платы/разъема, а затем добавил ее в качестве расширения порта. В результате плоскость калибровки практически точно совпадает с точкой контакта со щупом. Возвратные потери измеряются с подключенным щупом и без него, а затем входной импеданс щупа можно исключить из этих измерений, считая, что импеданс щупа включен параллельно импедансу согласованной сквозной платы.

Определение характеристик щупа в перекрестной области началось с загадки и выявило некоторые разочаровывающие ограни-

чения на конструкцию платы. В диапазоне частот от 10 кГц до 10 МГц происходит переход выходного сигнала щупа от управления обратной связью прецизионного усилителя к последующему входному резистивному делителю, а затем к емкостному делителю. В идеале отклик должен быть плоским. При плохой частотной коррекции входной цепи можно было бы ожидать появления плоских областей на нижнем и верхнем краях диапазона и пологого перехода между ними. Вместо этого я увидел всплески амплитудных характеристик (Рисунки 10 и 11).

Такое поведение вызывало недоумение, поскольку оно не проявлялось при моделировании, а также было менее заметно при работе с оценочной платой, когда при правильной компенсации выбросы в этом диапазоне составляли всего 0.1–0.2 дБ. Моей первой гипотезой было сочетание неправильно настроенной частотной компенсации и

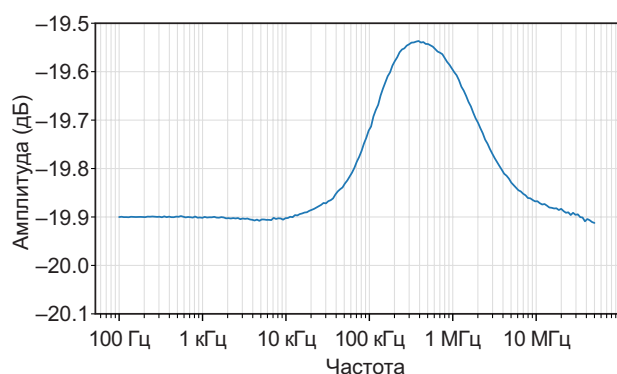


Рисунок 10. Отклик щупа V_{OUT}/V_{SOURCE} в перекрестной области.

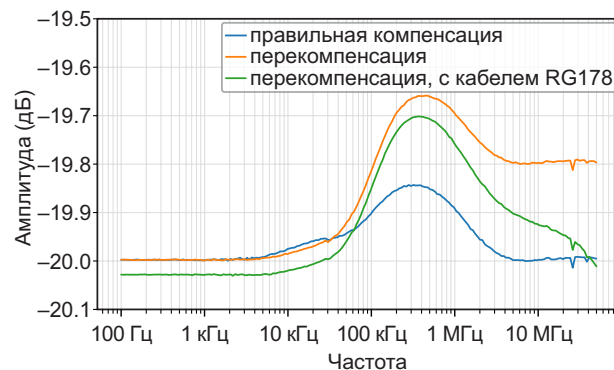


Рисунок 11. Отклик оценочной платы V_{OUT}/V_{SOURCE} в перекрестной области.

потерь в линии передачи. Оценочная плата предоставила возможность проверить гипотезу: для упрощения настройки конденсатор частотной компенсации был выбран подстроечным, и я мог вставить отрезок некачественного кабеля и посмотреть, соответствует ли результат графику. Когда я отрегулировал частотную компенсацию и добавил секцию RG178 (тонкий тип коаксиального кабеля, подходящий только для коротких расстояний), отклик продемонстрировал похожую форму пиков. Учитывая низкую частоту, вероятным источником потерь в кабеле являются потери в проводнике, а не в диэлектрике.

Так что же, тайна раскрыта? Не совсем. Я сделал тестовый образец выходной линии передачи и измерил его характеристики. В перекрестной области с ростом частоты он показал потери всего 0.04 дБ, что намного меньше измеренного результата. Я снова переключил свое внимание на входную цепь. При моделировании конструкции не учитывалась паразитная емкость высокоомных резисторов. В некоторых случаях паразитные явления можно игнорировать, учтя их при выборе компенсирующего конденсатора. В других случаях, особенно для цепи R_{B2} следующего раздела и для входного резистора смещения усилителя BUF802 (10 МОм, не показан на базовой схеме), частотная компенсация в схеме отсутствует. Для корпуса 0402 разумная оценка паразитной емкости, учитывающая контактные площадки и печатную плату, составляет

50–100 фФ. При таких сопротивлениях частота полюса будет находиться в середине перекрестной области. Включение этих значений в схему моделирования входной цепи дало почти точный пиковый отклик, наблюдаемый в щупе.

Чтобы уменьшить паразитную емкость, очевидным шагом является разделение высокоомного резистора на цепочку резисторов, включенных последовательно. Эффект от этого быстро снижается, поскольку за счет увеличения количества компонентов вносятся другие паразитные параметры. Чтобы увидеть, приведет ли это к практическому улучшению последних 3–4% плоской части характеристики в этой области, необходимо провести дополнительные испытания.

Обзор конструкции

На обзорной структурной блок-схеме активного щупа можно выделить три основных компонента (Рисунок 12). Входная цепь отвечает за пассивное ослабление и частотную компенсацию. Усилительный блок содержит усилители низкой и высокой частоты, которые работают вместе, обеспечивая ровную широкополосную характеристику отклика, и выходную согласующую цепь, включающую линию передачи к выходному разъему. В блоке питания для получения необходимого усилителю положительного и отрицательного постоянного напряжения используются зарядовый насос и сдвоенный LDO стабилизатор напряжения.

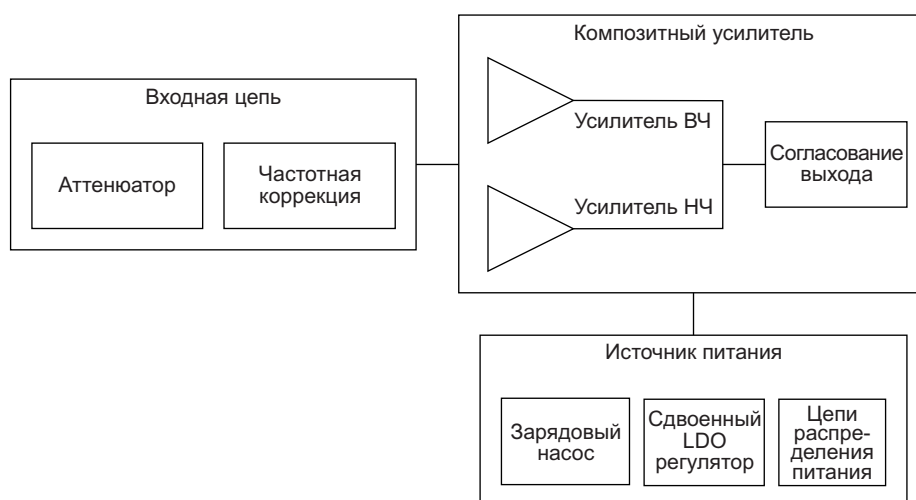


Рисунок 12. Высокоуровневая блок-схема конструкции щупа.

Микросхема BUF802 имеет широкую полосу пропускания, но плохую точность по постоянному току (типичное входное напряжение смещения 600 мВ), поэтому усилитель структурирован как композитный контур обратной связи, где сигнал разделяется входной цепью, а затем повторно объединяется внутри BUF802 (Рисунок 13). Постоянный ток и низкие частоты буферизуются операционным усилителем с низким смещением (OPA140), а высокие частоты буферизуются входным каскадом на полевых транзисторах усилителя BUF802. В течение некоторого периода нехватки микросхем в 2021–2023 годах усилитель OPA140 был дефицитом, и в ранних экспериментах по разработке я заменил его на ADA4625. В данной схеме оба усилителя работают хорошо, но OPA140 намного дешевле. Операционные усилители с полевыми транзисторами на входах здесь предпочтительнее из-за их низкого входного тока смещения, а также уровней шума и смещения, которые выгодно отличаются от биполярных усилителей. При конструировании печатной платы намеренно использован операционный усилитель в большом корпусе SOIC-8, поскольку это промышленный стандарт для одноканальных операционных усилителей, позволяющий легко находить замену. Полная принципиальная схема щупа показана на Рисунке 14.

В обычном композитном контуре обратной связи низкочастотные и высокочастотные тракты объединены резистивно-емкостной цепью во входном узле буфера. BUF802 предоставляет возможность выполнить это объединение внутри себя, что обеспечивает лучшую изоляцию между сигнальными путями [7]. При отсутствии полюса, вносимого RC-цепью на выходе операционного усилителя, улучшаются запас по фазе и полоса пропускания замкнутого контура, а частота перехода смещается выше. Поскольку эта схема не совсем эквивалентна обычному композитному контуру, на базовой схеме я решил показать BUF802 как «буфер с двумя входами».

Во входной цепи резистор R1, подключенный к наконечнику щупа, устанавливает минимальный входной импеданс зонда и гасит резонанс, обусловленный входной емкостью щупа и индуктивностью земляного вывода. Очень важно, чтобы этот резистор был расположен как можно ближе к наконечнику щупа. Дополнительный демпфирующий резистор R2 позволяет точно настраивать полосу пропускания щупа и пиковый отклик. В последней ревизии платы я обнаружил, что он не приносит никакой пользы, и заменил его перемычкой, а в будущем, возможно, полностью удалю его из конструкции.

В основном сигнальном тракте используется частотно-компенсированный делитель

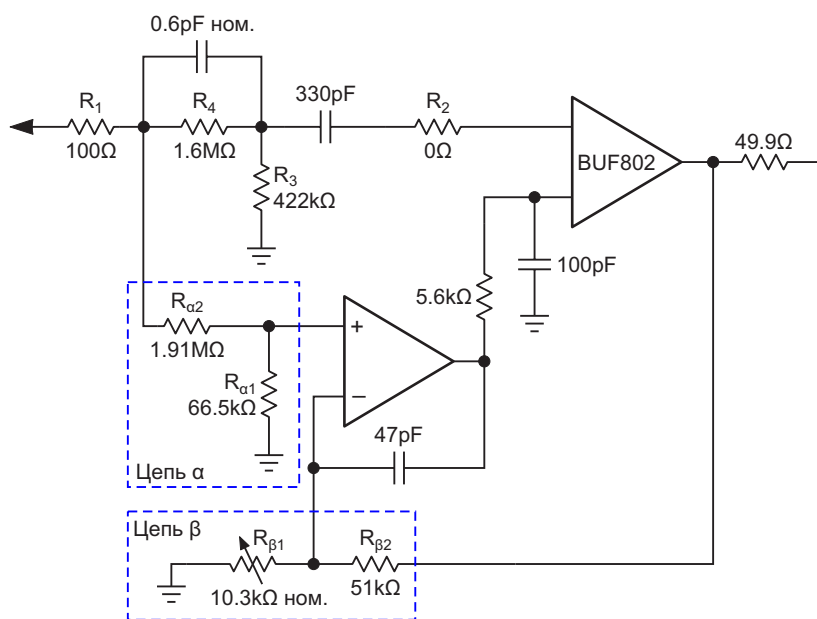


Рисунок 13. Упрощенная схема входной цепи щупа.

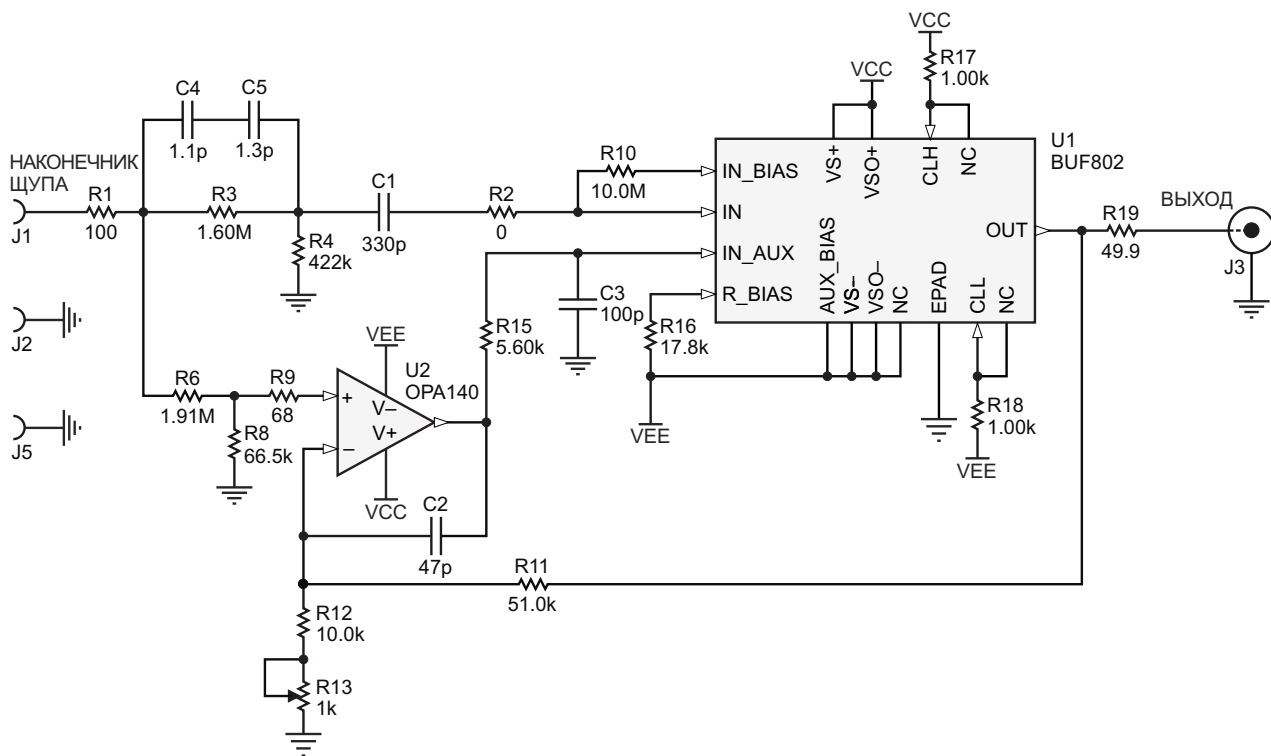
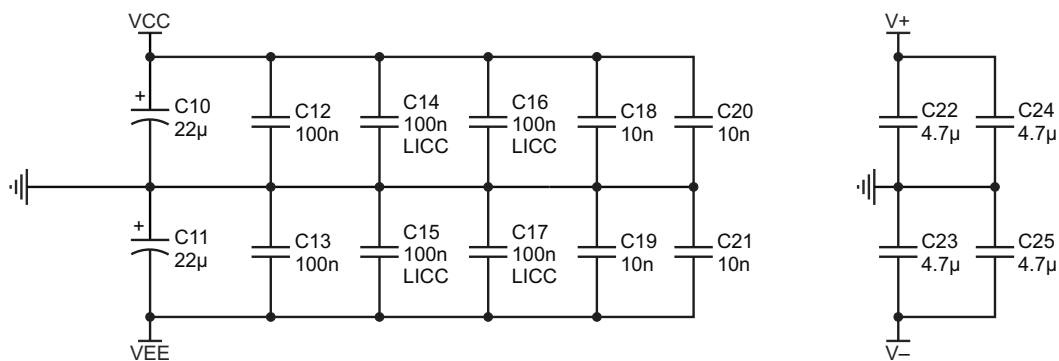
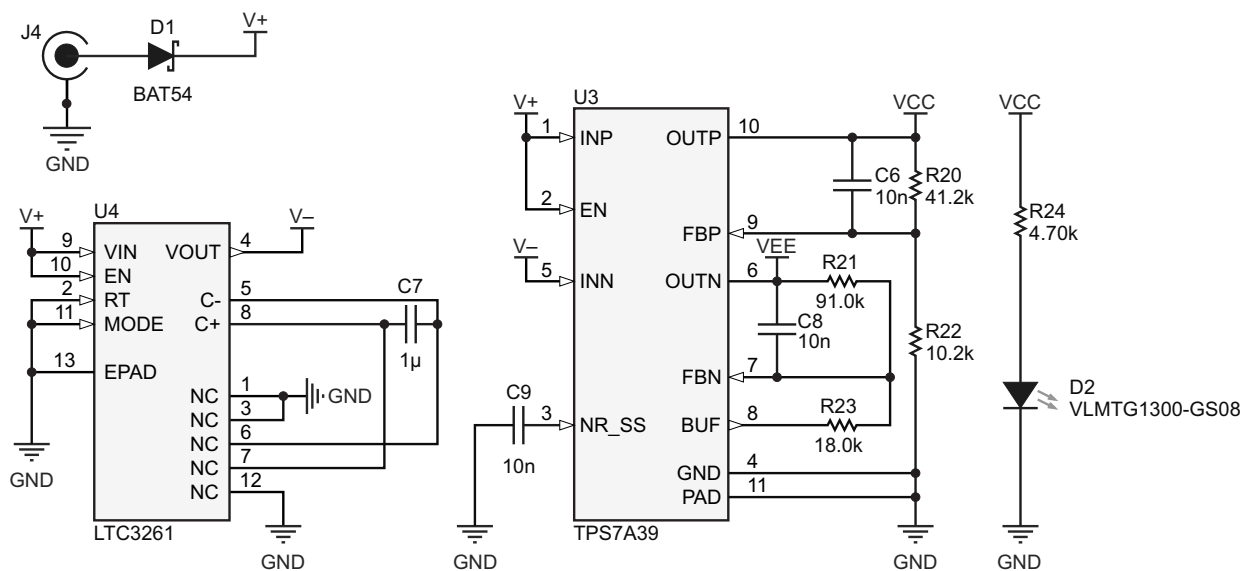


Рисунок 14. Полная принципиальная схема щупа.

напряжения. Как и в пассивном щупе, эта схема обладает полезными свойствами: ее передаточная функция остается плоской на всех частотах, а емкость BUF802 изолируется от входа пропорционально ослаблению делителя. Делитель 1.6 МОм и 400 кОм обеспечивает 5-кратное ослабление, а дополнительное 2-кратное ослабление вносит двойное согласование выхода, что в сумме дает целевое 10-кратное ослабление. Увеличение сопротивления R3 до 422 кОм компенсирует немного меньший, чем единица, коэффициент усиления BUF802 и улучшает плоскостность перекрестной области. Входная емкость микросхемы BUF802 равна 2.4 пФ, поэтому требуемая компенсирующая емкость для 5-кратного делителя составляет $2.4 \text{ пФ} / 4 = 0.6 \text{ пФ}$. Использование на плате щупа двух последовательно соединенных конденсаторов позволяет упростить настройку выходного уровня. Я обнаружил, что комбинация конденсаторов 1.1 пФ и 1.3 пФ обеспечивает почти точно -20 дБ на частоте 100 МГц. Также можно использовать подстроечные конденсаторы, но они физически больше и имеют худшие паразитные параметры. В более ранних версиях я использовал емкость самой печатной платы, образованную параллельными участками меди между первым и вторым слоями платы. Для такой емкости требуется лишь небольшой участок меди, верхний слой которой можно срезать с помощью канцелярского ножа, чтобы получить желаемое ослабление. Однако я обнаружил, что это выбивает из колеи (как только вы удаляете медь, ее больше нет!), а некоторые характеристики щупа показали, что диэлектрик печатной платы имеет гораздо большие потери, чем я предполагал, исходя из данных в техническом описании.

На пути прохождения сигнала к прецизионному усилителю компенсация не используется. Плоская входная характеристика здесь не нужна, поскольку этот путь сигнала используется только на низких частотах, и лучше изолировать как можно большую часть входной емкости операционного усилителя. Дорожка печатной платы от наконечника щупа до операционного усилителя достаточно длинная, чтобы считаться линией передачи, поэтому на плате пробника имеется последовательный согласующий резистор на неинвертирующем входе (не показан). RC-фильтр между

операционным усилителем и вспомогательным входом IN_AUX микросхемы BUF802 ослабляет сигнал и шум за пределами полезной полосы усилителя. Моделирование схемы показывает, что полоса пропускания OPA140 примерно на 30 кГц выходит за полосу при замкнутой обратной связи, поэтому с помощью фильтра 5.6 кОм + 100 пФ угловая частота устанавливается на одну декаду выше.

Сопротивления резисторов для цепей α и β были выбраны после нескольких итеративных проб и ошибок с учетом ряда ограничений:

- Сопротивление со стороны цепи α должно составлять 2 МОм, чтобы параллельное сопротивление обоих сигнальных путей было равно 1 МОм.
- Коэффициент усиления усилителя должен соответствовать усилению основного сигнального тракта, равному 1/5. Переменный резистор $R_{\beta 1}$ реализован с помощью постоянного резистора 10 кОм, включенного последовательно с подстроечным резистором 1 кОм.
- Для компенсации входной емкости C_{IN} операционного усилителя добавляется конденсатор обратной связи, который уравнивает полюса и нули передаточной функции системы. Требуемое значение емкости определяется из формулы

$$C_{IN} \left(\frac{R_{\alpha 1} \parallel R_{\alpha 2}}{R_{\beta 1} \parallel R_{\beta 2}} - 1 \right).$$

- Входное сопротивление цепи β должно быть достаточно высоким, чтобы не нарушить выходной импеданс 50 Ом. Резистор $R_{\beta 2}$ следует размещать как можно ближе к выходу BUF802, чтобы предотвратить отражения сигнала.

В большинстве высокочастотных схем земляной слой – ваш друг: он делает импеданс дорожек четко определенным и защищает схему как от излучаемых, так и от принимаемых помех. В данном случае он не поможет, поскольку добавляет шунтирующую емкость от площадок и дорожек входной цепи, поэтому под компонентами от наконечника до входного вывода BUF802 земляной слой отсутствует.

В источнике питания используется зарядовый насос LTC3261 для создания шины отри-

цательного напряжения, за которым следует двуполярный LDO стабилизатор TPS7A39. Биполярный выходной каскад BUF802 довольно прожорлив и в состоянии покоя потребляет около 40 мА, поэтому некоторые классические микросхемы зарядовых насосов, такие как 7660, здесь не подходят, если их не включить параллельно. Микросхема LTC3261 имеет более широкий диапазон входных напряжений и может отдавать ток 100 мА, что делает ее хорошим однокристалльным решением.

Зарядовый насос – это тип импульсного преобразователя, в котором используются только конденсаторы, и, как правило, для него типичны высокие пульсации выходного напряжения. Остальные блоки платы должны иметь высокий коэффициент подавления пульсаций источника питания (power supply rejection ratio, PSRR), чтобы предотвратить попадание пульсаций напряжения на выход усилителя. Сделанная на коленке упрощенная оценка пикового уровня пульсаций напряжения на выходе зарядового насоса дает

$$\frac{I_{OUT}/C_{OUT}}{f_{OSC}},$$

или порядка 5 мВ. В этой формуле

I_{OUT} – выходной ток зарядового насоса,

C_{OUT} – выходная емкость зарядового насоса,

f_{OSC} – частота переключения зарядового насоса.

Вместе со значениями PSRR 50 дБ для отрицательного канала TPS7A39 и 40 дБ для BUF802, взятыми из соответствующих технических описаний, это составляет около 1 мкВ в пересчете к входу щупа. Это значительно ниже шумов напряжения, ожидаемых для BUF802 в полосе пропускания 2 ГГц.

Моделирование

Использование инструментов моделирования имело решающее значение при разработке щупа, и даже при этом мне пришлось несколько раз переделывать плату, чтобы получить нужный результат. Для проектирования контура прецизионного усилителя использовалось моделирование (LTspice) как при выборе компонентов входной цепи, так и при анализе устойчивости контура. Возмож-

ность LTspice моделировать произвольные передаточные функции Лапласа также оказалась полезной при проверке моей гипотезы о потерях в диэлектрике печатной платы.

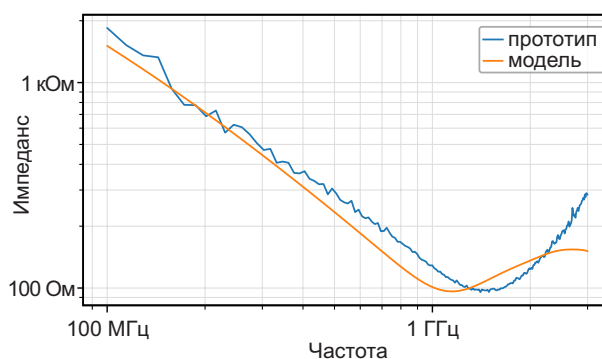


Рисунок 15. Сравнение результата моделирования входного импеданса в openEMS с измерениями в прототипе.

Особенно сложно без моделирования учесть паразитные параметры входной цепи; здесь нет земляного слоя и много нерегулярной геометрии, которая будет меняться при реальном использовании. Чтобы определить характеристики этой линии передачи на основе физической геометрии, необходима программа расчета распределения поля, и openEMS является одним из немногих доступных и бесплатных электромагнитных симуляторов (Рисунок 15). Выходными данными моделирования в openEMS являются файлы в формате Touchstone, которые затем с помощью s2spice преобразуются в подсхему SPICE. Это может использоваться в SPICE-моделировании как компонент «черного ящика», заменяющий входную цепь. После тестирования многих возможных вариантов компоновки входной цепи в openEMS я был более уверен, что конструкция позволит достичь поставленных целей по входной емкости. Смоделированная и измеренная входная емкость демонстрируют разумное соответствие, а различия объясняются использованием упрощенной модели индуктивности земляного провода.

Симулятор openEMS использовался также для согласования выходной линии передачи. OSH Park не предлагает услуг изготовления проводников печатной платы с контролируемым импедансом, поэтому ширину дорожки, необходимой для получения линии 50 Ом,

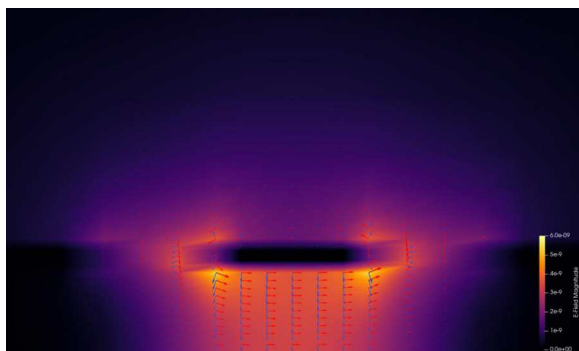


Рисунок 16. Визуализация поля выходной линии заземленного копланарного волновода в *orepEMS*.

нужно выбирать самостоятельно. Толщина дорожки (1.7 мил) значительна по сравнению с диэлектриком (8 мил), и при комбинировании толстого металла и копланарных волноводных линий программа расчета распределения поля дает более точные результаты, чем простые калькуляторы (Рисунок 16). Настройка микрополосковых и копланарных волноводных линий – отличное нововведение в *orepEMS*, поскольку геометрию легко выразить в коде, и ее можно многократно использовать в разных проектах. **РЛ**

Ссылки

1. J. R. Kobbe and W. J. Polits. “Electrical probe,” U.S. Patent 2883619.
2. [ThunderScope](#)
3. [4 Layer Prototype Service](#)
4. Agilent Technologies. Side-by-Side Comparison of Agilent and Tektronix Probing Measurements on High-Speed Signals, Application Note 1491, January 2007.
5. Tektronix. Probe Bandwidth Calculations, Technical Brief 60W-18324-0, November 2004.
6. Keysight Technologies. Improving Usability and Performance in High-Bandwidth Active Oscilloscope Probes, Application Note 5988-8005, July 2014.
7. Texas Instruments, Achieving high-DC Precision and Wide Large Signal Bandwidth with Hi-Z Buffers, Technical Article SSZT102, Jan. 2022.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4625](#)
2. [Datasheet Texas Instruments BUF802](#)
3. [Datasheet Linear Technology LTC3261](#)
4. [Datasheet Texas Instruments OPA140](#)
5. [Datasheet Texas Instruments TPS7A39](#)
6. [Datasheet Diodes BAT54](#)
7. [Datasheet Vishay VLMTG1300](#)

Загрузки

[Файлы проектирования и моделирования](#)



Генератор качающейся частоты с маркером

Corvan Rij

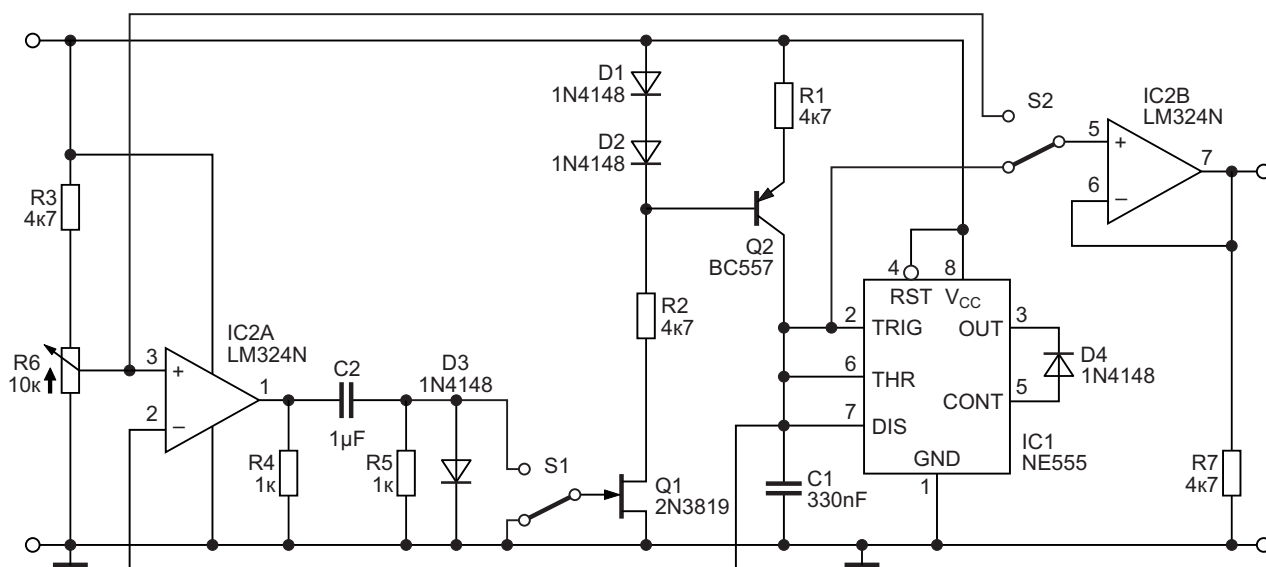
Эта схема представляет собой простой генератор качающейся частоты. пилообразный сигнал формируется р-п-транзистором Q2 и микросхемой таймера 555. Транзистор вместе с двумя диодами в базе образуют источник постоянного тока, заряжающий конденсатор C1 емкостью 330 нФ. Когда напряжение на нем достигает $2/3V_{CC}$ (6 В), таймер 555 срабатывает, и конденсатор быстро разряжается через внутренний п-п-транзистор таймера. Далее это напряжение подается на генератор, управляемый напряжением.

Операционный усилитель IC2 и окружающие его компоненты образуют генератором маркера. Пока напряжение на конденсаторе C1 ниже напряжения на движке потенциометра

ра, выходной сигнал операционного усилителя IC2A имеет высокий уровень (9 В). Когда эти напряжения становятся равными, на выходе усилителя формируется отрицательный перепад, который через дифференцирующую цепочку проходит на затвор полевого транзистора Q1, создавая на нем большой отрицательный импульс, закрывающий транзистор. Зарядка конденсатора C1 на короткое время приостанавливается. Это создает более яркое изображение на частоте маркера. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Diodes NE555](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor 2N3819](#)



Q-метры с ударным возбуждением контура

Михаил Шустов, г. Томск

Изложен принцип создания измерителей добротности (Q-метров) с ударным возбуждением колебательного контура, подсчет количества затухающих импульсов которого производится преобразованием их в пропорциональное выходное напряжение. Это напряжение может быть измерено с высокой точностью простейшим цифровым мультиметром.

Добротность является одной из важнейших характеристик колебательного контура, она определяет качество катушки индуктивности, степень потери электрической энергии в ней. Добротность определяется как отношение реактивного сопротивления катушки индуктивности к ее активному сопротивлению. При использовании катушки в составе колебательного контура добротность колебательного контура может быть определена по формуле $Q = F_0/\Delta F$, где ΔF – ширина полосы пропускания на уровне -3 дБ относительно максимума полосы пропускания F_0 .

Для измерения добротности катушек индуктивности известно много альтернативных способов [1]. Однако, как правило, все эти способы достаточно непросты в реализации.

Один из достаточно доступных способов измерения добротности был описан в работе [2]. Метод заключается в ударном возбуждении катушки индуктивности и последую-

щем подсчете количества затухающих до определенного уровня напряжения импульсов с использованием внешнего измерительного прибора – цифрового частотомера. Использование этого способа напрямую подразумевает использование стационарной прецизионной измерительной техники.

В настоящей статье для подсчета затухающих импульсов при ударном возбуждении колебательного контура используется иной, более простой способ, а именно – преобразование количества импульсов в пропорциональное приращение выходного напряжения. Это напряжение с высокой точностью может быть измерено простейшим портативным измерительным прибором – мультиметром. В этой связи все устройство для измерения добротности катушек индуктивности может быть размещено в объеме спичечного коробка, причем сам процесс измерения практически мгновенен.

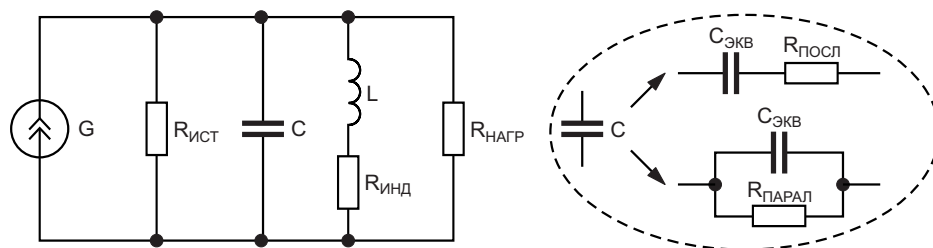


Рисунок 1. Эквивалентная схема параллельного колебательного контура с учетом сопротивлений источника сигнала $R_{ист}$, нагрузки $R_{нагр}$ и катушки индуктивности $R_{инд}$, а также конденсатора C .

Для начала рассмотрим теоретическое обоснование способа измерения. На Рисунке 1 представлена эквивалентная схема параллельного колебательного контура, подключенного к источнику сигнала G. На этом рисунке $R_{ИСТ}$ является внутренним сопротивлением источника сигнала, конденсатор C представляет собой собственную емкость катушки индуктивности и внешнего дополнительно подключенного конденсатора, $R_{Инд}$ представляет собой активное сопротивление катушки индуктивности и $R_{НАГР}$ – сопротивление нагрузки. В свою очередь, эквивалентную схему любого конденсатора можно представить в виде последовательно $R_{ПОСЛ}$ или параллельно $R_{ПАРАЛ}$ включенного конденсатору сопротивления.

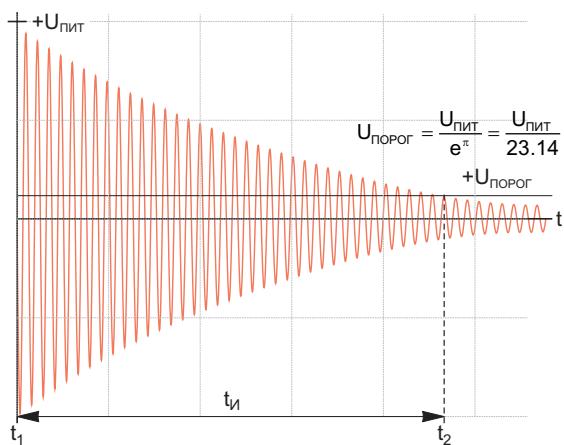


Рисунок 2. Затухающие колебания в колебательном контуре при его ударном возбуждении.

На Рисунке 2 показан принцип измерения добротности Q путем подсчета количества

надпороговых импульсов N затухающих колебаний при ударном возбуждении колебательного контура. Из теоретических предположений [1] следует, что добротность катушки индуктивности можно определить по количеству импульсов, зарегистрированных за время $t_и$, при котором амплитуда этих импульсов относительно начального уровня снизится в 23.14 раза:

$$Q = \frac{\pi N}{\ln\left(\frac{U_{ПИТ}}{U_{ПОРОГ}}\right)}$$

$$\text{При } \left(\frac{U_{ПИТ}}{U_{ПОРОГ}}\right) = e^\pi = 23.14 \quad Q = N.$$

На самом деле это выражение для определения добротности справедливо для случая бесконечно большого сопротивления источника сигнала $R_{ИСТ}$, равно как и сопротивления нагрузки $R_{НАГР}$, что в действительности не выполняется на практике. Сопротивление источника сигнала, а также сопротивление нагрузки непременно шунтируют колебательный контур и снижают добротность катушки индуктивности. Добротность колебательного контура также зависит от емкости конденсатора: чем меньше емкость и чем больше индуктивность, тем выше добротность.

На Рисунке 3 показана эквивалентная схема измерителя добротности, поясняющая принцип измерения путем преобразования количества импульсов в выходное напряжение. При нажатии на кнопку SB1.1 конденсатор C, предварительно заряженный до напряжения питания устройства, подключается

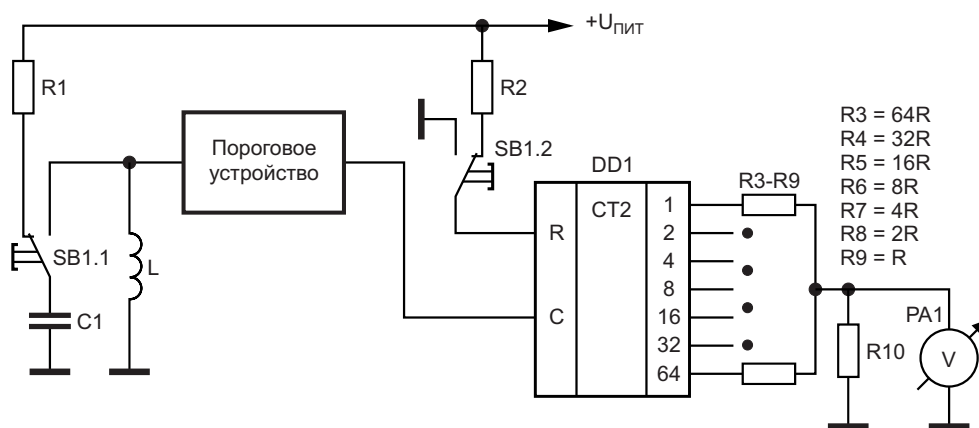


Рисунок 3. Принцип работы Q-метра ударного возбуждения с преобразованием количества затухающих надпороговых импульсов в напряжение.

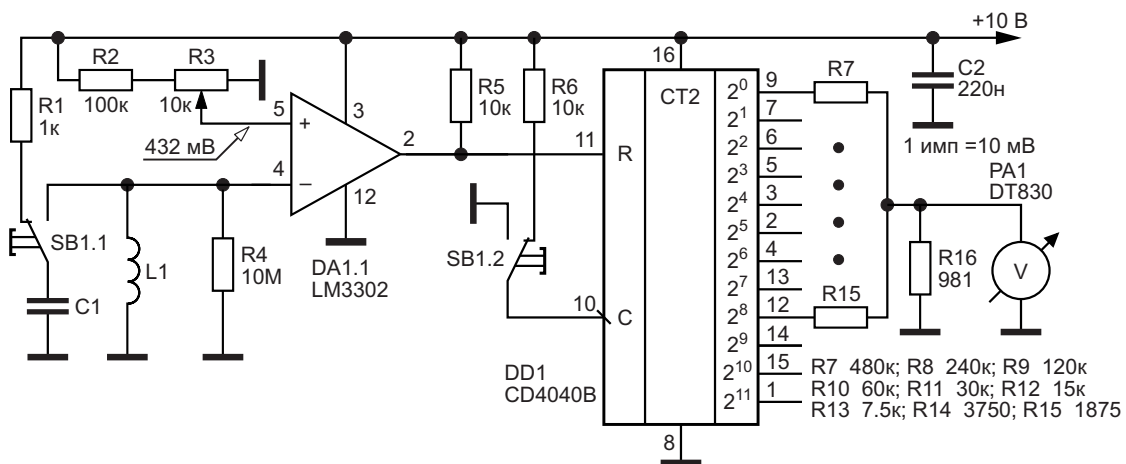


Рисунок 4. Q-метр ударного возбуждения с использованием счетчика импульсов CD4040B.

есть к катушке индуктивности L, возбуждая в ней затухающие колебания. Эти колебания поступают на вход порогового устройства и преобразуются в прямоугольные импульсы, которые поступают на вход счетчика импульсов на микросхеме DD1. Резистивная матрица на выходе счетчика преобразует количество подсчитанных входных импульсов в пропорциональное им выходное напряжение, которое может быть измерено внешним цифровым измерителем напряжения PA1 (мультиметром). Сдвоенная с кнопкой SB1.1 кнопка SB1.2 предназначена для обнуления показаний счетчика (подготовки счетчика к началу работы).

Значение емкости конденсатора C должно соответствовать емкости конденсатора, совместно с которым катушка индуктивности будет работать в составе настраиваемого или проектируемого устройства. Максимальная частота возбуждения колебательного контура для обеспечения корректных измерений определяется частотными свойствами порогового устройства и микросхемы счетчика импульсов.

На Рисунке 4 приведена практическая схема измерителя добротности с использованием в качестве порогового элемента компаратора DA1.1 микросхемы LM3302. К выходу компаратора подключен счетный вход

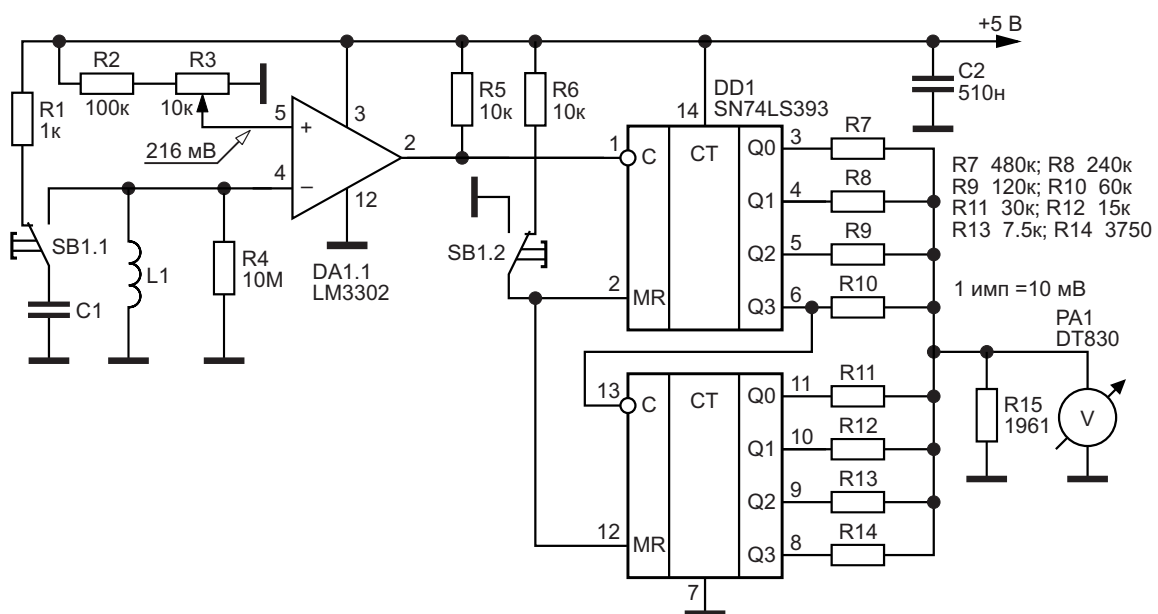


Рисунок 5. Q-метр ударного возбуждения с использованием счетчика импульсов SN74LS393.

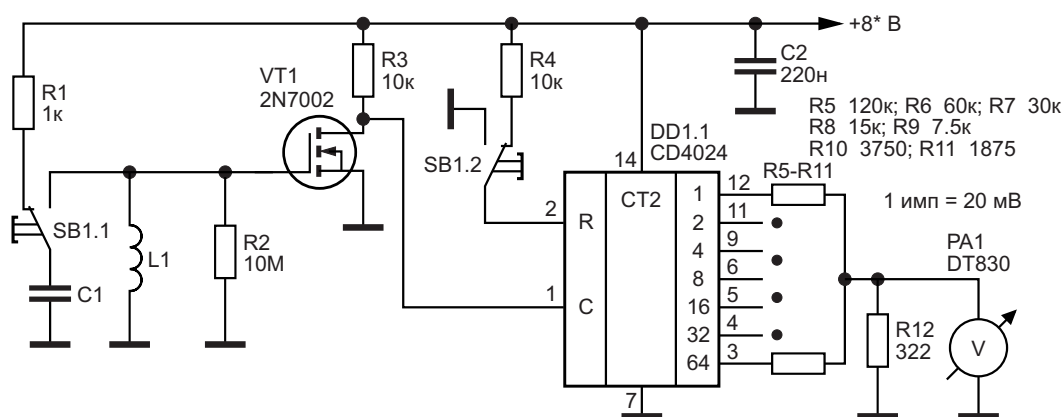


Рисунок 6. Индикатор добротности ударного возбуждения с использованием счетчика импульсов CD4024.

многорегистрового счетчика импульсов на микросхеме DD1 CD4040B. К выходам счетчика импульсов подключена резистивная матрица R7–R16. Выходное напряжение на резисторе R16 измеряется внешним цифровым мультиметром, например, DT-830 или DT-832 или ему подобным.

В соответствии с теоретическими предпосылками порог переключения компаратора DA1.1 при помощи резистивного делителя R2, R3 установлен на уровне 432 мВ. Резистивная матрица выполнена из набора резисторов, сопротивление каждого из которых меньше в два раза по отношению к предыдущему резистору матрицы. Каждому импульсу, поступающему на вход счетчика импульсов, соответствует приращение выходного напряжения на 10 мВ.

Резисторы матрицы составляют из параллельно или последовательно включенных резисторов, предварительно отобранных с минимальным отклонением по одинаковому стандартному номиналу, например, 240, 120, 30, 15, 7.5 кОм. Резистор R16 можно составить из резистора номиналом 910 Ом + подстроечного резистора (потенциометра).

Как известно, широко распространенные цифровые мультиметры при работе в диапазоне измерения 2 В имеют разрешение 1 мВ, что позволяет измерять добротность колебательного контура до значений $Q = 200$. Напряжения выше 2 В измеряются с шагом 10 мВ. При использовании восьми разрядов счетчика максимальное значение измеряемой добротности $Q = 256$. При желании диапазон измеряемых значений может быть расширен до значений $Q = 512$ и выше за счет использования ранее не задействованных разрядов.

На Рисунке 5 показана схема измерителя добротности, работающего на TTL-логике. В частности, в качестве счетчика импульсов использована микросхема DD1 SN74LS393. В связи с тем, что напряжение питания устройства составляет 5 В, напряжение сравнения (переключения) компаратора DA1.1 устанавливается резистивным делителем R2, R3 на уровне 216 мВ.

Максимально упрощенная схема индикатора уровня добротности приведена на Рисунке 6. В качестве порогового элемента использован полевой транзистор VT1 2N7002. Поскольку управлять порогом переключения транзистора невозможно, для настройки устройства используют подбор напряжения питания. Устройство содержит семиразрядный счетчик импульсов DD1 CD4024, что позволяет оценить значение добротности катушки индуктивности в диапазоне от 0 до 128. Каждому зарегистрированному импульсу соответствует приращение выходного напряжения 20 мВ. **РЛ**

Литература

1. Кузнецов В.А., Долгов В.А., Коневских В.М. и др. Измерения в электронике: Справочник. М.: Энергоатомиздат, 1987. 512 с.
2. Степанов В. Измерение добротности с цифровым отсчетом // Радио. 2007. № 2. С. 29–30.

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip 2N7002](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4024BE](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4040B](#)
4. [Datasheet Texas Instruments LM3302](#)
5. [Datasheet Texas Instruments SN74LS393](#)

Металлоискатель на одной микросхеме

Rachel Hageman, Steve Hageman

Основное назначение схемы на Рисунке 1 заключается в поиске монет, но ее можно использовать везде, где требуется найти металлические предметы. В схеме использу-

ется метод биения частот: всякий раз, когда поисковая катушка приближается к металлическому предмету, металл вызывает уменьшение индуктивности катушки. Хотя измене-

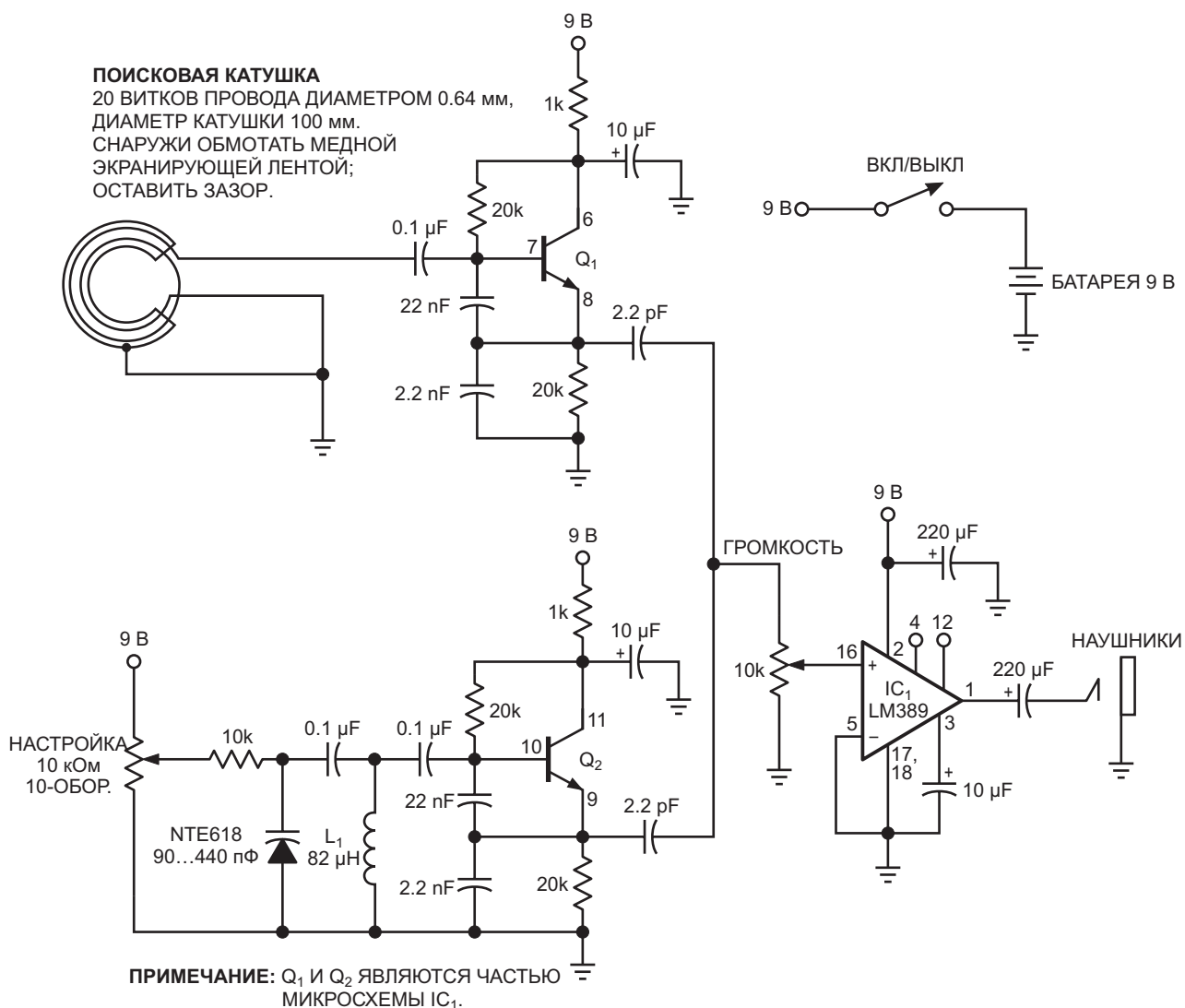
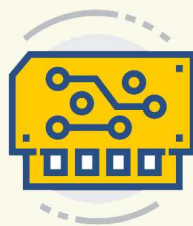


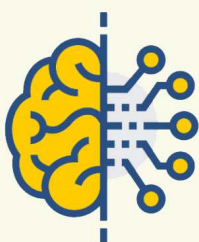
Рисунок 1. Биение двух частот приводит к слышимому сдвигу тона, когда поисковая катушка этого простого металлоискателя приближается к металлическому предмету.



Радиодетали



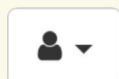
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

ние индуктивности само по себе невелико (например, монета вызывает небольшой сдвиг частоты), смещение частоты относительно фиксированной частоты другого генератора, работающего почти на той же частоте, приводит к заметному сдвигу звуковой частоты.

Индуктивность поисковой катушки и входная емкость (последовательное соединение трех входных конденсаторов, или приблизительно 2 нФ) генератора на транзисторе Q_1 определяют частоту возбуждения поисковой катушки. В данной конструкции эта частота составляет примерно 370 кГц. В течение многих лет эта частота преобладала в металлоискателях, поскольку она обеспечивает наименьшую чувствительность к таким параметрам грунта, как влажность и плотность.

Индуктивность поисковой катушки можно изменить, изменив количество ее витков или диаметр. Катушка снабжена экраном Фарадея для уменьшения влияния емкостной свя-

зи. Простой экран Фарадея можно изготовить, используя клейкую медную ленту, подобную той, что используется для экранирования электромагнитных помех. Просто оберните готовую катушку фольговой лентой. Убедитесь, что в одной точке петли лента имеет зазор, иначе получится трансформатор с короткозамкнутыми витками. Для предотвращения микрофонного эффекта катушку следует механически закрепить на немагнитическом основании.

При указанном диаметре поисковой катушки 100 мм этот прибор позволяет обнаружить одноцентовую монету, зарытую в землю примерно на 5 см. Чтобы обнаруживать более крупные объекты на больших глубинах, можно сделать поисковую катушку большего размера. Чтобы частота генератора оставалась примерно одинаковой, при каждом удвоении диаметра катушки количество витков следует уменьшать вдвое. В опорном генераторе на транзисторе Q_2 использу-

ется аналогичная схема Колпитца. Однако для его настройки вместо изменения индуктивности используется варакторный диод. В зависимости от фактической индуктивности поисковой катушки (а значит, и частоты колебаний) может потребоваться подбор индуктивности L_1 , чтобы получить подходящий диапазон перестройки в опорном генераторе.

Оба генератора имеют слабую связь с остальной аудиосекцией микросхемы LM389. Усилитель, коэффициент усиления которого составляет около 26 дБ, легко справляется с 8-омными наушниками. Если требуется большее усиление, между выводами 4 и 12 микросхемы можно добавить конденсатор емкостью 10 мкФ. В прототипе металлоискателя используются поливинилхлоридные спринклерные трубки и фитинги для орошения, которые служат удобной ручкой и шасси для электроники. Управление металлоискателем очень простое. Положите поисковую катушку на землю и отрегулируйте потенциометр настройки на тон примерно 100 Гц. Затем, стараясь держать поисковую катушку на постоянном расстоянии от земли, медленно проводите катушкой по интересующей вас области.

Металлические предметы вызывают изменение слышимого тона. Относительная величина смещения тона указывает на размер и глубину залегания объекта. Чем больше сдвиг тона, тем больше или ближе объект. Следует избегать «нулевых биений» двух генераторов, поскольку они будут синхронизироваться друг с другом, тем самым снижая чувствительность поискового генератора. Для визуального или автоматического контроля можно добавить выход измерителя, подключив фильтр верхних частот к выходу LM389. Амплитуда выходного сигнала этого фильтра верхних частот, работающего ниже граничной частоты, изменяется по мере увеличения частоты. Выпрямление выходного сигнала дает сигнал положительной полярности о близости металлического объекта к поисковой катушке. Оцифровав выходной сигнал и используя микропроцессор с ЦАП для управления опорным генератором, можно создать полноценную замкнутую систему управления для промышленных применений. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet National Semiconductor LM389](#)
2. [Datasheet NTE NTE618](#)

Генератор с ультранизкими искажениями менее –140 дБ

Vojtech Janasek

JanasCard

Для схем АЦП с разрешением 20 и более бит необходим источник сигнала с низким уровнем шумов для измерения таких параметров, как гармонические искажения или эффективная разрядность. Для проверки гармонических искажений режекторный фильтр удаляет основную частоту из сигнала генератора.

Генераторы с низким уровнем искажений необходимы для тестирования современных АЦП (аналого-цифровых преобразователей) с разрешением более 20 бит. Тестирование усилителей с низким уровнем THD (общих гармонических искажений) –120 дБ или менее также требует таких генераторов. Имеющиеся в продаже измерители нелинейных искажений предлагают множество измерительных функций, но даже самые лучшие из них имеют предел измерения THD где-то около –115 дБ [1]. Было опубликовано несколько конструкций генераторов с низким уровнем искажений, но их THD также составляет –120 дБ или чуть лучше [2, 3, 4]. В компании JanasCard мы разработали генератор с THD ниже –140 дБ, который мы используем для внутренних испытаний.

В генераторе на Рисунке 1 используется топология моста Вина со стабилизацией амплитуды с помощью сульфид-кадмиевого (CdS) фотоэлемента, освещаемого светодиодом. IC₁ и IC₂ – это малошумящие, высоколинейные аудиоусилители LME49710 от Texas Instruments – ключевые компоненты генератора. Нелинейность этих усилителей в инвертирующем режиме составляет менее 0.1 ppm [5]. Микросхема IC₁ работает как инвертор с коэффициентом усиления –1. Микросхема IC₂ в сочетании с элементами R₁, R₂, R₃, R₄, C₁, C₂ и C₃ образует полосовой фильтр, который устанавливает резонансную частоту генератора равной 2 кГц. В схеме используется

мост Вина с соотношениями номиналов компонентов R, C, R/2 и 2C, поскольку генератору необходим инвертирующий коэффициент усиления –1.

Можно использовать более простую конфигурацию с равными значениями R и C [4], но для этого потребуется инвертор с коэффициентом усиления –2, и выходной сигнал придется снимать с инвертирующего усилительного каскада. Результирующий шум будет значительно выше из-за более высокого общего коэффициента усиления и из-за того, что полоса пропускания схемы не ограничивается.

Шум также является важным параметром для тестирования АЦП. Поэтому для определения шумовых характеристик генератора мы использовали SPICE-моделирование. Из Рисунка 2 видно, что спектральная плотность напряжения шумов схемы имеет наибольшее значение на резонансной частоте, а затем спадает на более высоких частотах из-за полосовой фильтрации. Общий шум в диапазоне 20 Гц–30 кГц составляет 1.7 мкВ. Это дает теоретическое отношение сигнал/шум, равное 126 дБ при уровне выходного сигнала 10 В пик-пик или 3.5 В с.к.з. Усилитель LM49710 имеет плотность напряжения шумов 2.5 нВ/√Гц. Резисторы и входные шумовые токи усилителей также увеличивают общий шум. Если важно обеспечить минимально возможный уровень шума, можно использовать более низкие значения сопротивлений, но это приведет к увеличению энер-

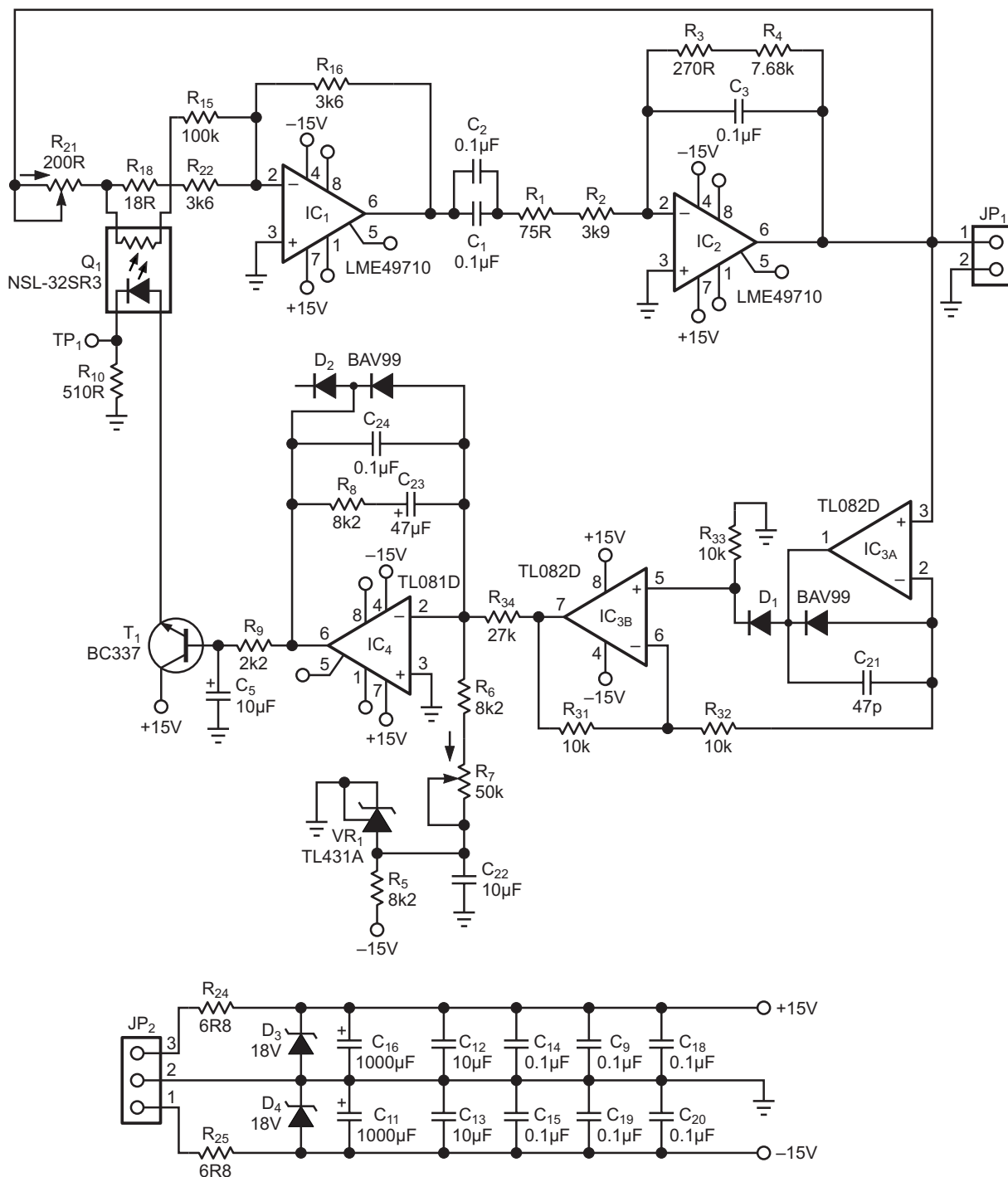


Рисунок 1. Генератор с ультранизкими искажениями.

гопотребления и усилению искажений. Характеристики искажений микросхемы LM49710 приведены для минимального сопротивления нагрузки 600 Ом.

Схема АРУ (автоматической регулировки усиления) для стабилизации амплитуды генератора состоит из двухполупериодного выпрямителя с высоким входным сопротивлением (IC_{3A}, IC_{3B}), интегратора IC₄ и оптопа-

ры O₁. Напряжение на фоторезисторе оптопары задается 18-омным параллельным резистором R₁₈ и составляет всего 18 мВ. Это напряжение поддерживает напряжение на оптоизоляторе O₁ на пренебрежимо малом уровне. Многооборотный подстроечный потенциометр R₂₁ через светодиод O₁ устанавливает рабочую точку АРУ на уровне примерно 10 мА (5 В в контрольной точке TP₁).

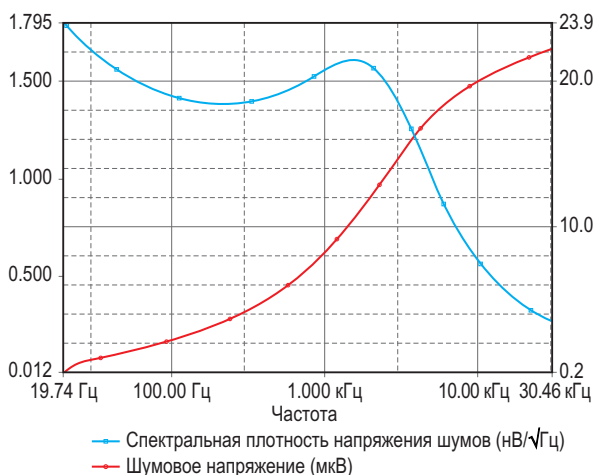


Рисунок 2. Моделирование шума.

Медленно вращайте потенциометр R_{21} до тех пор, пока не произойдет захват АРУ; постоянная времени контура регулирования составляет несколько секунд. Настройка довольно чувствительна из-за узкого диапазона петли АРУ. После установки правильной рабочей точки с помощью R_{21} многооборотным подстроечным потенциометром R_7 установите амплитуду выходного сигнала в диапазоне от 5 до 10 В пик-пик.

Правильный выбор пассивных компонентов сигнальной цепи является еще одним важным требованием для минимизации искажений. Предпочтительно использовать вывод-

ные резисторы с допуском 0.1% и температурным коэффициентом 15 ppm/K , конденсаторы – фольговые с полистирольной изоляцией. Приемлемым выбором также являются керамические конденсаторы с диэлектриком NPO с их меньшими размерами и более низкими температурными коэффициентами, но немного более высокими искажениями [6].

Проверка характеристик

Нам неизвестно ни об одном серийно устройстве с разрешением, достаточным для непосредственного измерения искажений в схеме АЦП. К счастью, можно использовать простой двухэтапный подход. Во-первых, максимально ослабьте основную частоту – не менее чем 80 дБ. Режекторный фильтр с низкими искажениями позволяет измерять остаточные искажения гораздо проще, чем с помощью анализатора спектра. На Рисунке 3 показан перестраиваемый режекторный фильтр с усилителем. Режекторный фильтр представляет собой пассивный двойной Т-образный мост, вырезающий основную частоту генератора, но он также ослабляет вторую и третью гармоники примерно на 9 дБ и 5 дБ, соответственно.

Искажения, вносимые режекторным фильтром, очень важны, поэтому в нем следует использовать те же высококачествен-

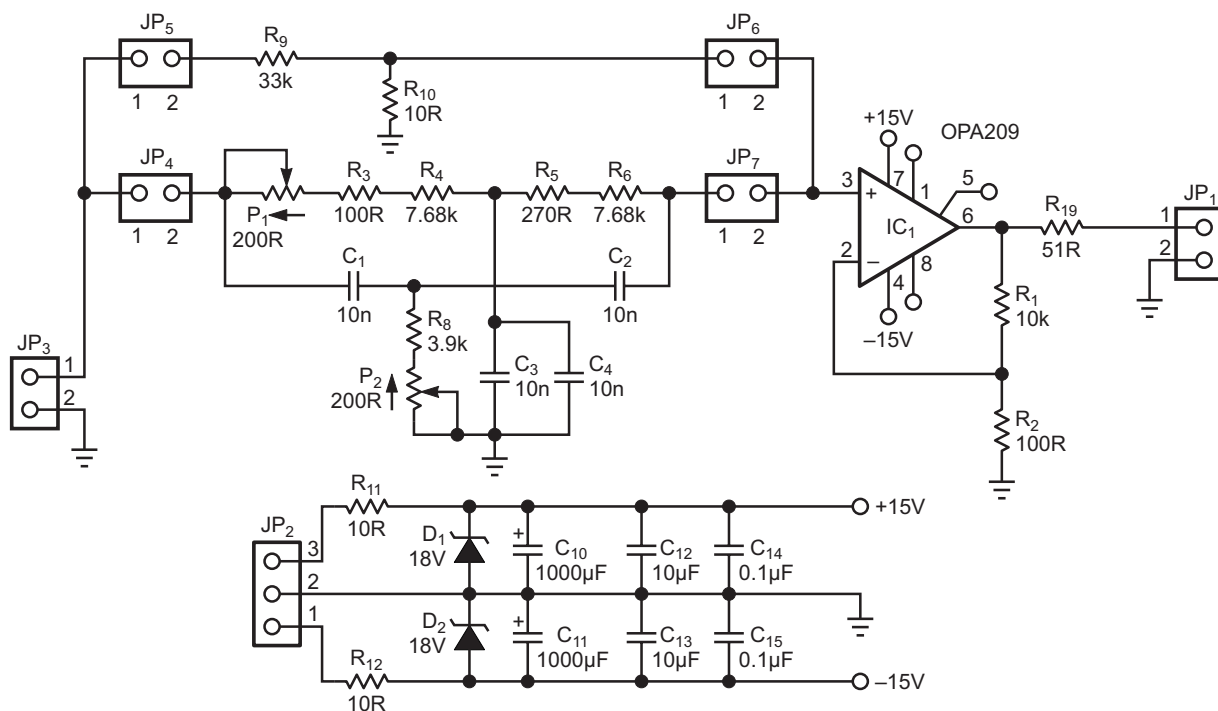


Рисунок 3. Режекторный фильтр на основе двойного Т-моста.

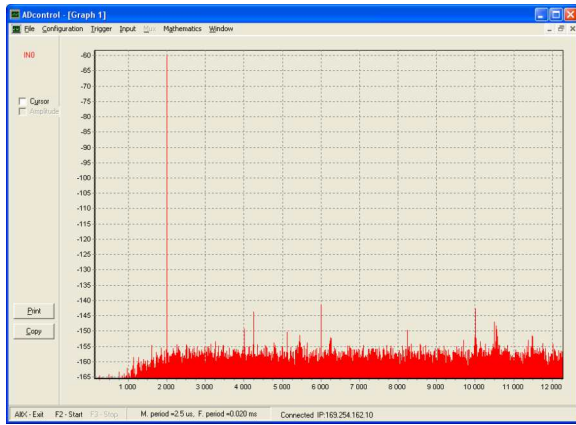


Рисунок 4. Шум и искажения усилителя.

ные пассивные компоненты, что и в генераторе. Подайте выходной сигнал режекторного фильтра на малошумящий усилитель IC₁ с коэффициентом усиления 100. Контролируйте выход усилителя с помощью любого обычного анализатора спектра или с помощью звуковой карты ПК и программного обеспечения для частотного анализа. Для быстрой самопроверки искажений и точности усиления всей измерительной цепи в схеме имеется выбираемый переключателями резистивный делитель (R₉, R₁₀) с затуханием 70 дБ.

На Рисунке 4 показаны общие характеристики шумов и искажений усилителя и анализатора, когда аттенюатор подключен к выходу генератора. В качестве анализатора спектра мы использовали наш модуль сбора данных AD14ETH. Модуль имеет 14-битный АЦП с частотой дискретизации 400 квыб/с. Модуль усредняет 8 отсчетов, чтобы снизить скорость выборки до 50 квыб/с, и использует 128 квыб для выполнения быстрого преобразования Фурье. Большое количество выборок необходимо для получения максимально возможного динамического диапазона; уровень второй гармоники составляет всего -150 дБВ, поэтому необходимо разрешение по частоте лучше 1 Гц. Из Рисунка 4 видно, что шумовой порог усилителя равен -155 дБВ. Третья гармоника равна -141 дБВ, поэтому THD усилителя вместе с THD модуля составляет менее 80 дБ.

Убедившись, что переключатели JP₅, JP₆ разомкнуты, а JP₄ и JP₇ замкнуты, подключите к выходу вольтметр переменного тока или осциллограф и потенциометрами P₁ и P₂ установите максимальное затухание основной частоты генератора. Теперь фильтр готов к

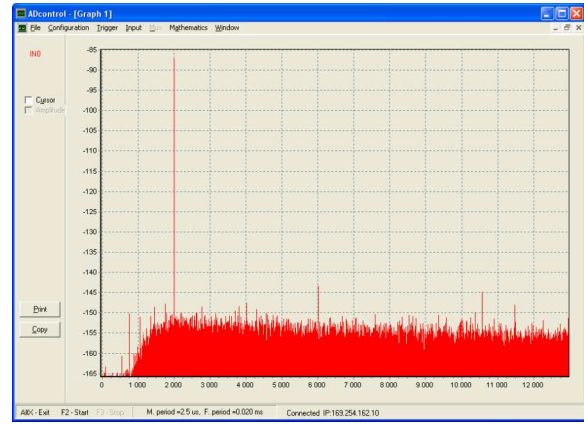


Рисунок 5. Искажения с конденсаторами NP0.

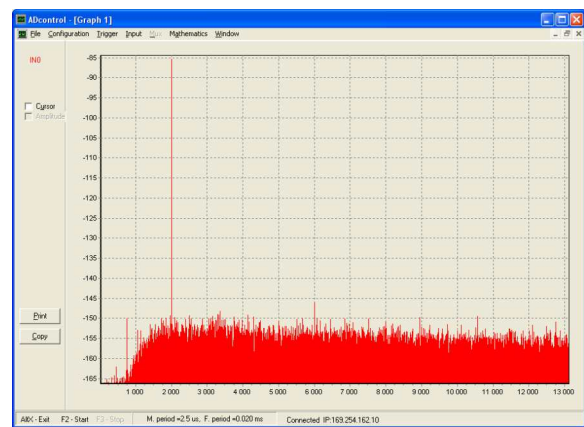


Рисунок 6. Искажения с полистирольным фольговым конденсатором.

измерению THD генератора. На Рисунке 5 показаны искажения генератора с конденсаторами NP0 при уровне выходного сигнала +10 дБВ: вторая гармоника -147 дБВ, третья гармоника -143 дБВ. Таким образом, вторая гармоника на $10 + 147 - 9 = 148$ дБ ниже основной. Третья гармоника на $10 + 143 - 5 = 148$ дБ ниже основной гармоники. THD равно -145 дБ. На Рисунке 6 показаны искажения для случая, когда C₃ заменен фольговым конденсатором с полистирольной изоляцией. Искажения на несколько дБ ниже. Вторая гармоника составляет -151 дБ, что практически незаметно на фоне шума. Третья гармоника также составляет -151 дБ от основной. THD равно -148 дБ.

Если приемлемы более скромные характеристики, можно использовать значительно упрощенную версию генератора.

Генератор на Рисунке 7 представляет собой стандартный неинвертирующий мост

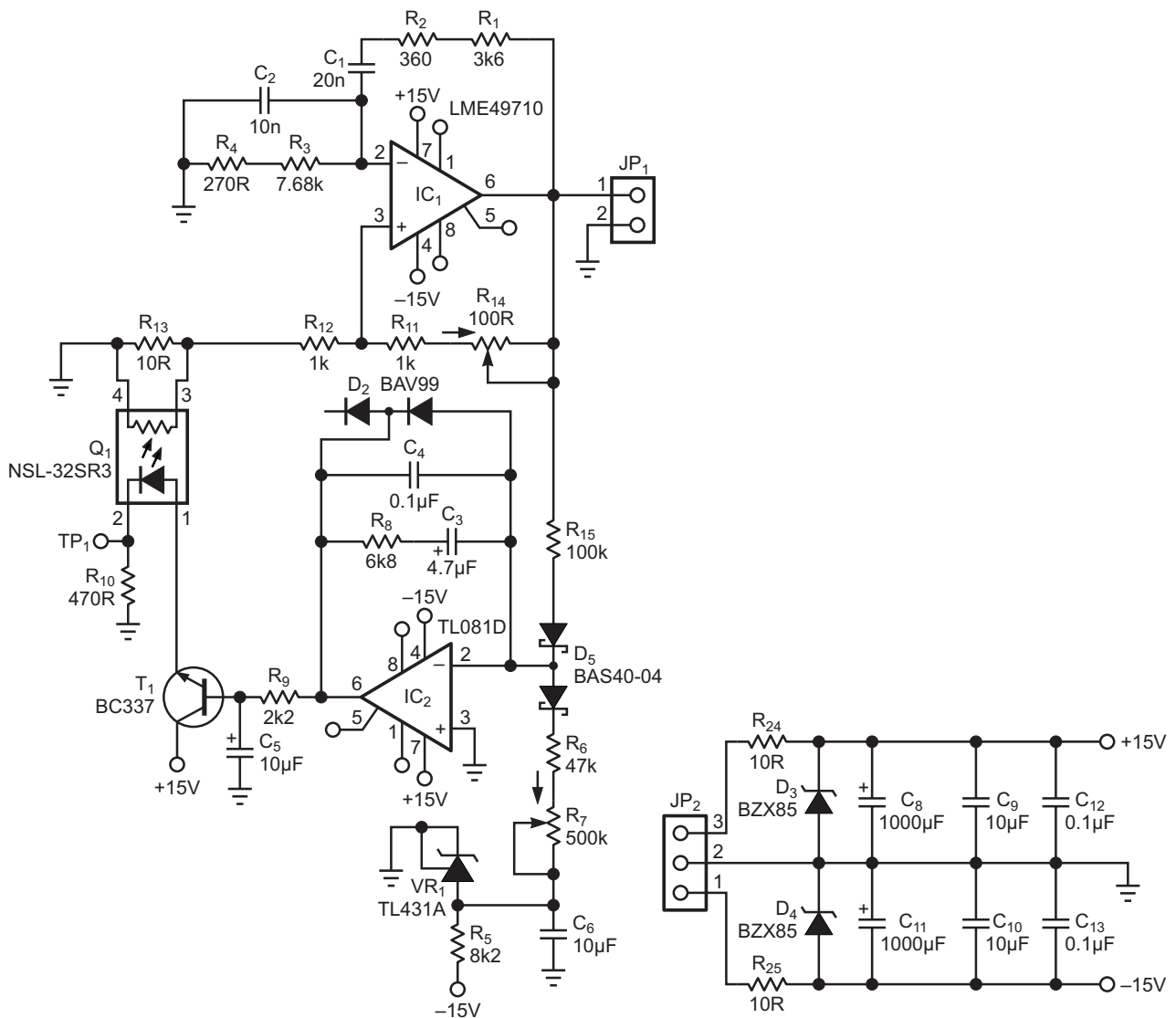


Рисунок 7. Простой генератор с мостом Вина.

Вина с усилением +2, построенный на основе усилителя IC₁ и интегратора IC₂; активный выпрямитель заменен сдвоенным диодом D₅, вторая половина которого выполняет функцию температурной компенсации. Эта упрощенная версия имеет THD –120 дБ и более высокий уровень шума, чем первая схема, из-за более высокого усиления шума и отсутствия полосового фильтра, но она все равно превосходит многие, по крайней мере, в 100 раз более дорогие устройства. **Р1**

Ссылки

1. [Audio Precision analyzer series 2700.](#)
2. Smith, Jeff, [“Oscillator keeps THD below 1 ppm,”](#) EDN Design Ideas, November 10, 1994.
3. Eagar Dale, [“Using Super Op Amps to Push Technological Frontiers: an Ultra-Pure Oscillator”](#)

4. Williams, Jim and Guy Hoover, [“Test 18-bit ADCs with an ultrapure sine-wave oscillator,”](#) EDN, August 11, 2011.
5. Pease, Robert A., [“Gain and Linearity Testing for Precision Operational Amplifiers.”](#)
6. Bateman, C., [“Capacitor Sounds 1 - Low Distortion \(sub 1PPM\) 1 kHz Test Oscillator”](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet National Semiconductor LME49710](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA209](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL081](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor TL431A](#)
6. [Datasheet Silonex NSL-32SR3S](#)
7. [Datasheet Taiwan Semiconductor BAS40](#)
8. [Datasheet Nexperia BAV99](#)
9. [Datasheet ON Semiconductor BC337](#)

Нажал – включил, нажал – выключил

Stephen Woodward

EDN

Перекидные, движковые, вытяжные, нажимные, тактильные, роторные и т. д. Список доступных стилей переключателей можно продолжать и продолжать (и выключать?). Естественно, с ростом механической сложности растет и цена (как правило). Следовательно, проще – значит дешевле. На Рисунке 1 показано, как можно сэкономить, добавив D-триггер и несколько дискретных компонентов к простейшей нефиксируемой кнопке, чтобы реализовать классический переключатель «включено/выключено».

Универсальной (почти) истиной для механических переключателей, если только они не относятся к типу (редкому) смачиваемых ртутью, является дребезг контактов. При срабатывании вместо одного замыкания цепи можно ожидать нескольких, обычно разделенных одной-двумя миллисекундами. Именно поэтому триггер F1a окружают RC-цепь и другие любопытные соединения.

При нажатии кнопки S1 и замыкании цепи начинается 10-миллисекундный цикл зарядки конденсатора C1, который продолжается до тех пор, пока не будет достигнут порог переключения из «0» в «1» на выводе 4. Когда это происходит, несчастный F1a одновременно устанавливается в «1» и сбрасывается в «0». Такое противоречивое сочетание – это ситуация, с которой никогда (теоретически) не должен мириться ни один «бистабильный» логический элемент. Так неужели он самоуничтожится, как всегда парадоксально предсказывают стандартные научно-фантастические сюжеты?

На самом деле таблица истинности в техническом описании 4013 говорит нам, что ничего столь драматичного (и непродуктивного) ожидать не следует. Согласно таблице, при таком включении F1a просто работает как неинвертирующий буфер, вывод 2 которого отслеживает состояние вывода 4, пере-

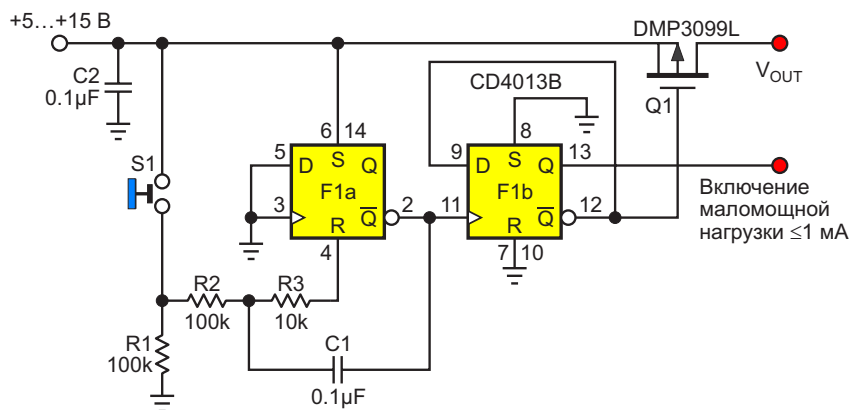


Рисунок 1. Триггер F1a регенеративно подавляет дребезг S1, чтобы F1b мог надежно включаться и выключаться.

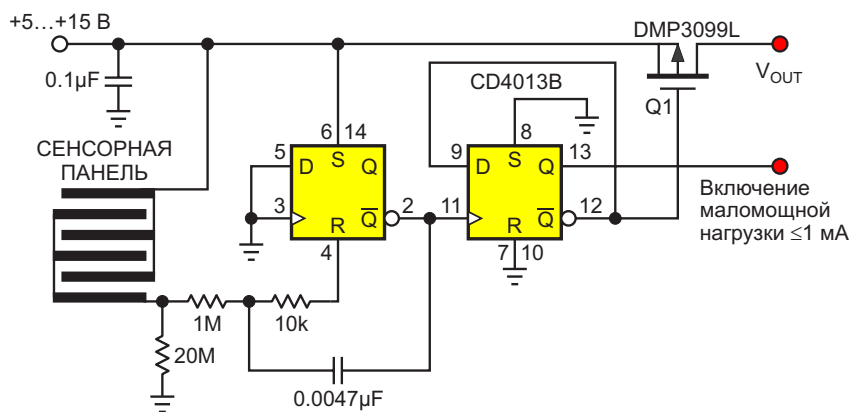


Рисунок 2. Увеличение постоянной времени RC-цепи позволяет заменить кнопку S1 простой сенсорной панелью.

ключаясь в «лог. 1», когда напряжение на выводе 4 поднимается выше порогового значения, и в «лог. 0», когда оно опускается ниже. Положительная обратная связь через конденсатор C1 делает переход резким, гарантируя, что F1a проигнорирует неизбежный дребезг кнопки S1. При этом результирующий чистый фронт, подаваемый на тактовый вывод 11 триггера F1b, надежно переключает его в состояние ВКЛ, если он был выключен, и в состояние ВЫКЛ, если он был включен, в котором он остается до тех пор, пока кнопка S1 не будет отпущена и затем нажата снова.

Таким образом, обещанная функциональность «нажал – включил, нажал – выключил» реализована!

Выходное сопротивление вывода 13 микросхемы F1b зависит от напряжения питания и изменяется от 500 Ом при 5 В до 200 Ом при 15 В. Если ток, потребляемый подключенной нагрузкой, достаточно мал, то питание можно

брать непосредственно с вывода 13 F1b, и MOSFET Q1 не нужен. В противном случае следует выбрать транзистор с подходящими параметрами. Например, показанный транзистор DMP3099L имеет сопротивление открытого канала менее 0.1 Ом и может пропускать ток 3 А.

Но как насчет того, чтобы «вообще без кнопки»?

Входной ток микросхемы 4013 обычно составляет всего 10 пА. Это значит, что, как показано на Рисунке 2, простая сенсорная панель постоянного тока, представляющая собой небольшой меандр на печатной плате, может обеспечить адекватное управление и позволить отказаться от кнопки S1. Трудно найти что-то более дешевое, чем это. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet Diodes DMP3099L](#)

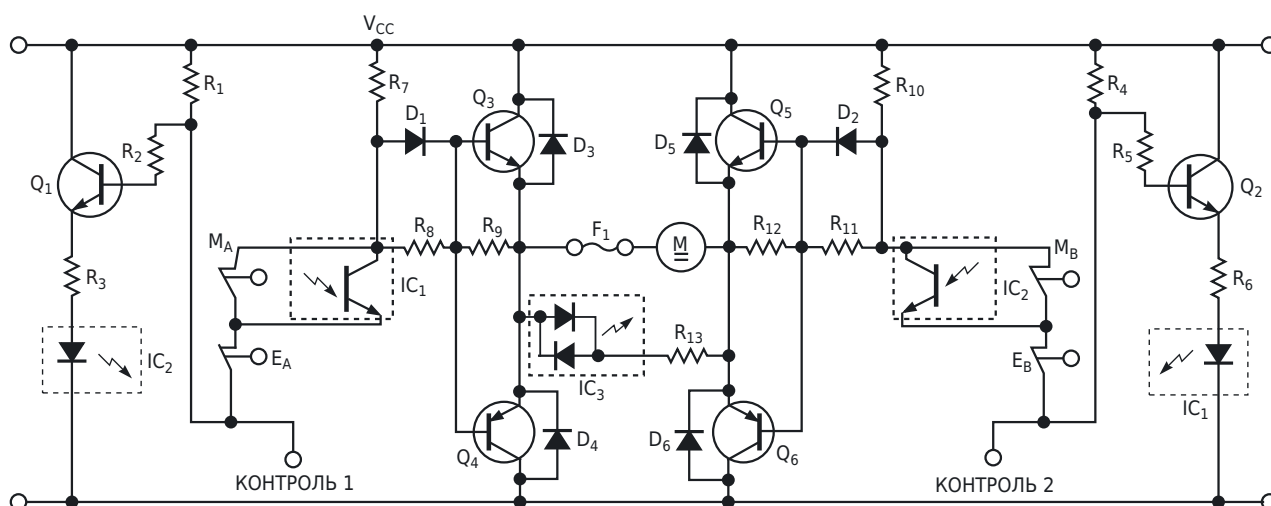
Схема управления двигателем с двумя выходами обеспечивает четыре положения

Jean-Bernard Guiot

EDN

На Рисунке 1 показано, как позиционировать механическое устройство в четырех дискретных положениях, имея всего два свободных выхода и один свободный вход от системы управления. Положение зависит от набора кулачков и четырех соответствующих концевых выключателей. 24-вольтовый двигатель постоянного тока оснащен червячной передачей. Транзисторы Дарлингтона Q_3 – Q_6 и резисторы R_7 – R_{12} образуют H-мост, который управляет двигателем постоянного тока М. Диоды D_3 – D_6 защищают эти транзисторы от индуктивных бросков напряжения. Выходы

контроллера (не показаны), подключенные к входам КОНТРОЛЬ 1 и КОНТРОЛЬ 2, имеют структуру с открытым коллектором, которая при активации подключает КОНТРОЛЬ 1, КОНТРОЛЬ 2 или оба входа к земле. Если не активированы ни КОНТРОЛЬ 1, ни КОНТРОЛЬ 2, транзисторы Q_3 и Q_5 будут открыты, получая базовые токи через элементы R_7 , D_1 и R_{10} , D_2 , соответственно. В результате двигатель закорачивается (тормозится). В этом случае транзисторы Q_4 и Q_6 выключены. Оптопары IC_1 и IC_2 включены, тем самым замыкая концевые выключатели M_A и M_B .



ПРИМЕЧАНИЯ:

- | | |
|---|--|
| D_1, D_2 : 1N4148Q | Q_1, Q_2 : 2N2222, 2N3904... |
| D_3 TO D_6 : 1N4937 | Q_3, Q_5 : BDX33C |
| $R_1, R_2, R_4, R_5, R_9, R_{12}$: 10 КОМ, 0,25 Вт | Q_4, Q_6 : BDX34C |
| R_7, R_8, R_{10}, R_{11} : 3,3 КОМ, 0,25 Вт | IC_1 TO IC_3 : PC814, H11AA1, SFH6206-2... |
| R_3, R_6, R_{13} : 1,5 КОМ, 0,6 Вт | |

Рисунок 1. Эта простая схема обеспечивает установку двигателя в четыре позиции с помощью двух входов.

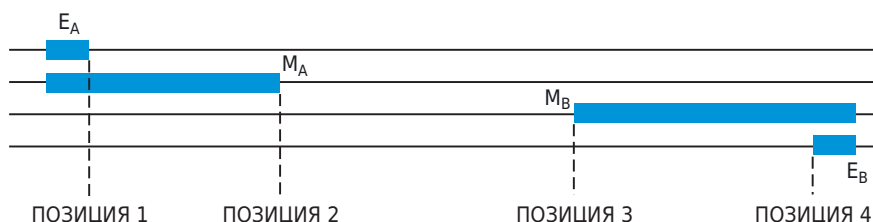


Рисунок 2. Кулачки управляют концевыми выключателями схемы на Рисунке 1, определяя четыре дискретных положения.

Активация только одного управляющего входа (например, КОНТРОЛЬ 1), если кулачок не размыкает соответствующий концевой выключатель E_A , приводит к выключению транзистора Q_3 и включению Q_4 , при этом резистор R_8 ограничивает базовый ток. Таким образом, двигатель вращается до тех пор, пока кулачок не разомкнет концевой выключатель E_A (КОНТРОЛЬ 1 на Рисунке 2). Концевой выключатель M_A не оказывает никакого влияния, поскольку при высоком уровне на входе КОНТРОЛЬ 2 оптопара IC_1 закорачивает M_A . Подобная симметричная операция происходит, если активировать (заземлить) вход КОНТРОЛЬ 2. В этом случае двигатель вращается, чтобы разомкнуть концевой выключатель E_B (Позиция 4). Чтобы перевести двигатель в одно из средних положений – скажем, в Позиции 2, – следует выполнить следующую процедуру:

При высоком уровне на входе КОНТРОЛЬ 2 (не подключен) активируйте (заземлите) КОНТРОЛЬ 1. Двигатель вращается до тех пор, пока не разомкнет концевой выключатель E_A . На базах всех транзисторов Q_3 – Q_6 будет высокий уровень напряжения.

Активируйте (заземлите) вход КОНТРОЛЬ 2. Напряжения на базах транзисторов Q_5 и Q_6 станут низкими. (M_B и E_B замкнуты). Двигатель вращается в обратном направлении до тех пор, пока не замкнется M_A . В данный момент напряжения на всех базах будут

низкими. Транзисторы Q_4 и Q_6 замыкают выводы двигателя на землю, тем самым тормозя его до остановки.

Активация сначала входа КОНТРОЛЬ 2, а затем КОНТРОЛЬ 1 переводит двигатель в Позицию 3, на край кулачка M_B . Оптопара IC_3 остается включенной до тех пор, пока на двигатель подается напряжение. Выход IC_3 подключается к входу обратной связи контроллера. Таким образом, через этот вход можно управлять вращением или остановкой двигателя. F_1 – полимерный самовосстанавливающийся предохранитель – защищает двигатель и схему от перегрузки по току, возникающей, например, при торможении двигателя. Схему, показанную на Рисунке 1, можно установить на небольшом станке, например, на устройстве смены заготовок. Значения номиналов компонентов не критичны. Предпочтительно использовать транзисторы Дарлингтона, которые, как и диоды, должны иметь достаточный запас характеристик, соответствующий напряжению источника питания и току двигателя. (Не забывайте о большой индуктивности двигателя). Компоненты на Рисунке 1 подобраны для двигателя 24 В DC, 2.5 А. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 1N4937](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor BDX33C](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor BDX34C](#)
4. [Datasheet Sharp PC814](#)

16 выборок данных с 8 термисторов в течение менее секунды за 2 доллара

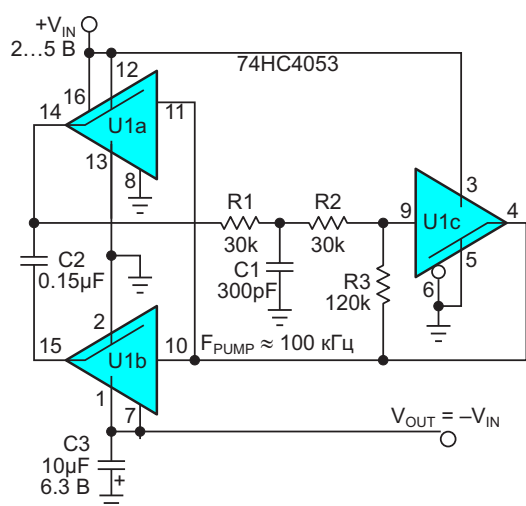
Stephen Woodward

EDN

На Рисунке 1 представлен дешевый и забавный инвертор напряжения, который я некоторое время назад предлагал в статье «Простой, точный и эффективный инвертирующий зарядовый насос за 1 доллар» [1].

Вскоре после этого идея мутировала в несложный, недорогой и довольно быстрый (1 МГц) маломощный преобразователь напряжения в частоту (ПНЧ) «Схема инвертора напряжения трансформируется в ПНЧ с быстродействием 1 МГц» [2]. См. Рисунок 2.

Интересная особенность схемы на Рисунке 2 заключается в том, что, хотя она описывается как преобразователь напряжения в частоту, ее с таким же успехом можно было



При $V_{IN} = 5$ В выходное сопротивление равно примерно 160 Ом.
Потребляемая мощность (без нагрузки) ≈ 0.5 мВт.
КПД при выходном токе 2 мА = 89%.

Рисунок 1. Универсальная микросхема хх4053 служит основой для создания дешевого, эффективного и точного инвертора напряжения.

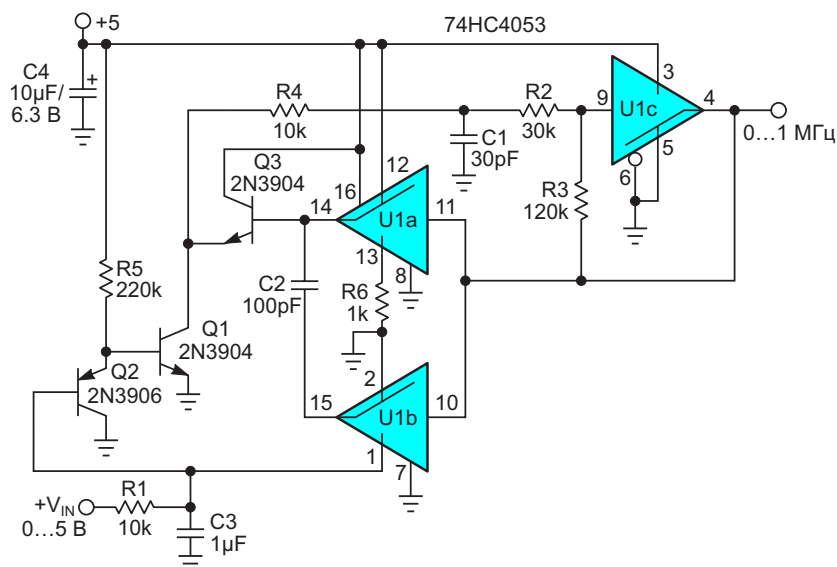


Рисунок 2. Модифицированный инвертор напряжения превращается в экономичный 1-мегагерцовый ПНЧ.

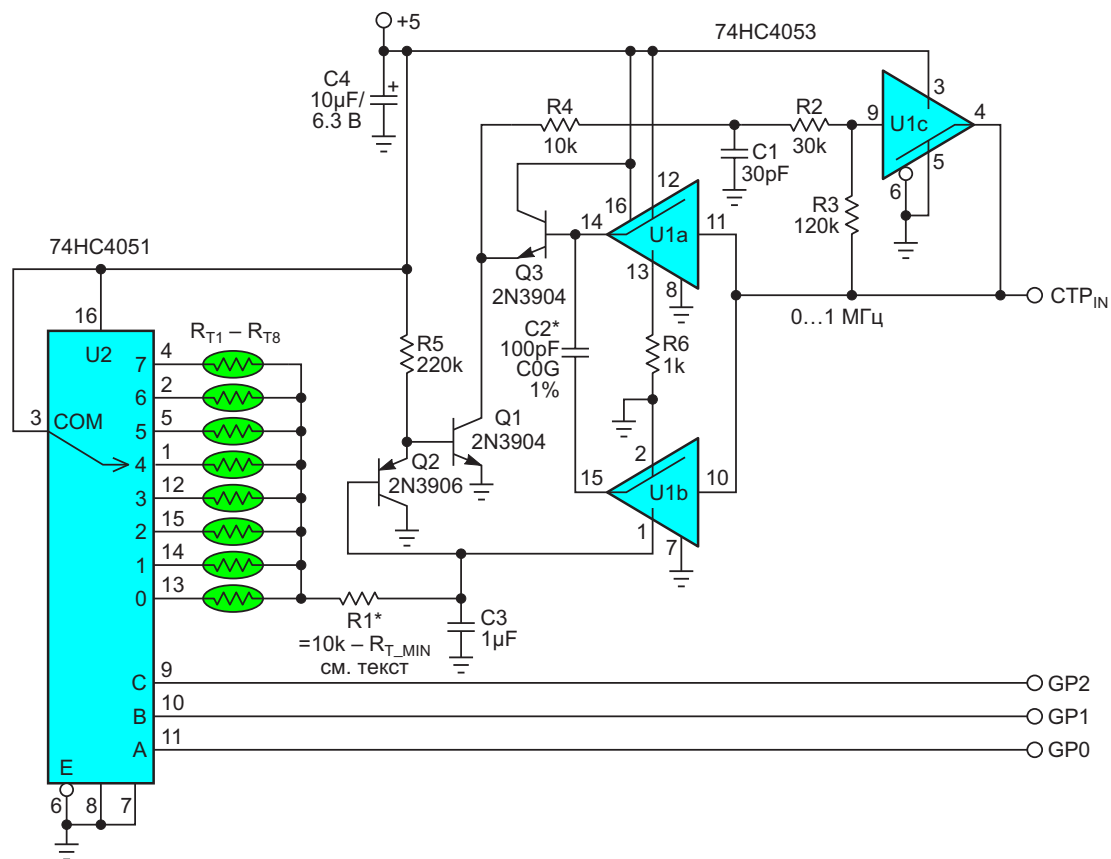


Рисунок 3. Восемь термисторов могут использовать один резистор возбуждения.

бы назвать преобразователем тока в частоту. Это связано с тем, что входной ток, равный $V_{IN}/R1$, заряжает конденсатор C3, заставляя транскондуктивный усилитель на транзисторах Q1 и Q2 замыкать петлю обратной связи через генератор зарядового насоса. Петля непрерывно регулирует частоту F_{PUMP} зарядового насоса, балансируя ток насоса I_{PUMP} так, чтобы он был равен по величине и противоположен по направлению входному току I_{IN} :

$$I_{PUMP} = 5 \cdot C2 \cdot F_{PUMP} = I_{IN}$$

$$F_{PUMP} = \frac{I_{IN}}{5 \cdot C2 \cdot R1} = \frac{I_{IN}}{5 \cdot 100 \text{ пФ}} = 2 \text{ кГц/мкА.}$$

Это позволяет создавать необычайно простые и экономичные схемы интерфейсов датчиков, подобных показанной на Рисунок 3.

В техническом описании типичного NTC термистора (например, Molex 2152723605) приведены его четыре основных параметра, указанных ниже в скобках.

1. T_0 – температура калибровки ($25 \text{ }^\circ\text{C} = 298.15\text{K}$).

2. R_0 – сопротивление при температуре калибровки ($10 \text{ кОм} \pm 1\%$).
3. β – коэффициент бета (3892K).
4. Коэффициент (саморазогрева) рассеяния ($1.5 \text{ мВт/}^\circ\text{C}$).
5. Тогда сопротивление термистора R_T как функция температуры T в градусах Кельвина рассчитывается по формуле:

$$R_T = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)}$$

Выбор сопротивления резистора возбуждения R1 требует оценки самой высокой температуры (T_{MAX}), в которую, как ожидается, будет погружен любой из термисторов, и, следовательно, самого низкого сопротивления, которое будет считываться.

6. Затем мы вычисляем

$$R_X = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T_{MAX}} - \frac{1}{T_0} \right)}$$

7. $R1 = 10 \text{ кОм} - R_X$.

Если пункт 7 расчета требует, чтобы $R1 < 0$, то $R1$, конечно, просто исключается. Взяв для примера $T_{MAX} = 100$ °С и числа из технического описания 2152723605, получим $R_X = 725$, $R1 = 10000 - 725 = 9275$, ближайшее стандартное значение в ряду 1% к которому равно 9310.

Адресация считываемого терморезистора осуществляется трехбитным двоичным адресом, подаваемым на мультиплексор U2 с выходных линий общего назначения GP0-GP2 подключенного микроконтроллера. Затем запускается внутренний таймер/счетчик микроконтроллера, на вход которого поступают импульсы ПНЧ, которые накапливаются в течение 2^{16} мкс = 65.536 мс. Вызовите накопленное 16-разрядное целочисленное значение ADC. Затем выполните расчет полученных температур, который при использовании параметров того же термистора будет происходить следующим образом:

$$X = \frac{ADC}{2^{16}} = \frac{10 \text{ кОм}}{R1 + R_T},$$

$$X \times (R1 + R_T) = 10 \text{ кОм},$$

$$T = \frac{1}{\frac{\ln(R_T/R_X)}{\beta} + \frac{1}{T_{MAX}}},$$

$$^{\circ}\text{K} = \frac{1}{\frac{\ln(R_T/725)}{3892} + 0.002680},$$

$$^{\circ}\text{C} = \text{K} - 273.15.$$

Преобразования по своей сути являются логометрическими, поэтому нечувствительны к помехам и отклонениям напряжения шины 5 В, а также интегрирующими, что делает их очень устойчивыми к наводкам. Неплохие характеристики для АЦП стоимостью два доллара.

Благодаря низкому сопротивлению замкнутого ключа мультиплексора U2 и большому сопротивлению разомкнутого – примерно 60 Ом и 100 МОм, соответственно, он не оказывает существенного влияния на ошибку. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Простой, точный и эффективный инвертирующий зарядовый насос за 1 доллар](#)
2. Stephen Woodward. [Схема инвертора напряжения трансформируется в ПНЧ с быстрым действием 1 МГц](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4051](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4053](#)

Высокоточный цифровой реостат

Stephen Woodward

EDN

Реостаты

Реостаты – это простые и распространенные элементы схем, обычно состоящие из потенциометра, включенного как регулируемый двухвыводной резистор. Наличие ручных потенциометров с сопротивлениями от единиц ом до мегом упрощает выбор оптимального номинального сопротивления. Но когда в приложении требуется цифровой потенциометр (ЦП), проблема может оказаться сложной.

Диапазон доступных сопротивлений ЦП узок по сравнению с ручными потенциомет-

рами. С ними также связаны проблемы высокого сопротивления движка и допуска сопротивления. Эти ограничения делают ЦП сложным средством для реализации прецизионных реостатов. В последних статьях EDN эти вопросы рассматривались с помощью различных стратегий и топологий:

- ОУ компенсирует сопротивление движка цифрового потенциометра [1].
- Синтез точных сопротивлений цифровых потенциометров, которых нет в каталоге [2].
- Синтез точных биполярных реостатов на основе цифровых потенциометров [3].

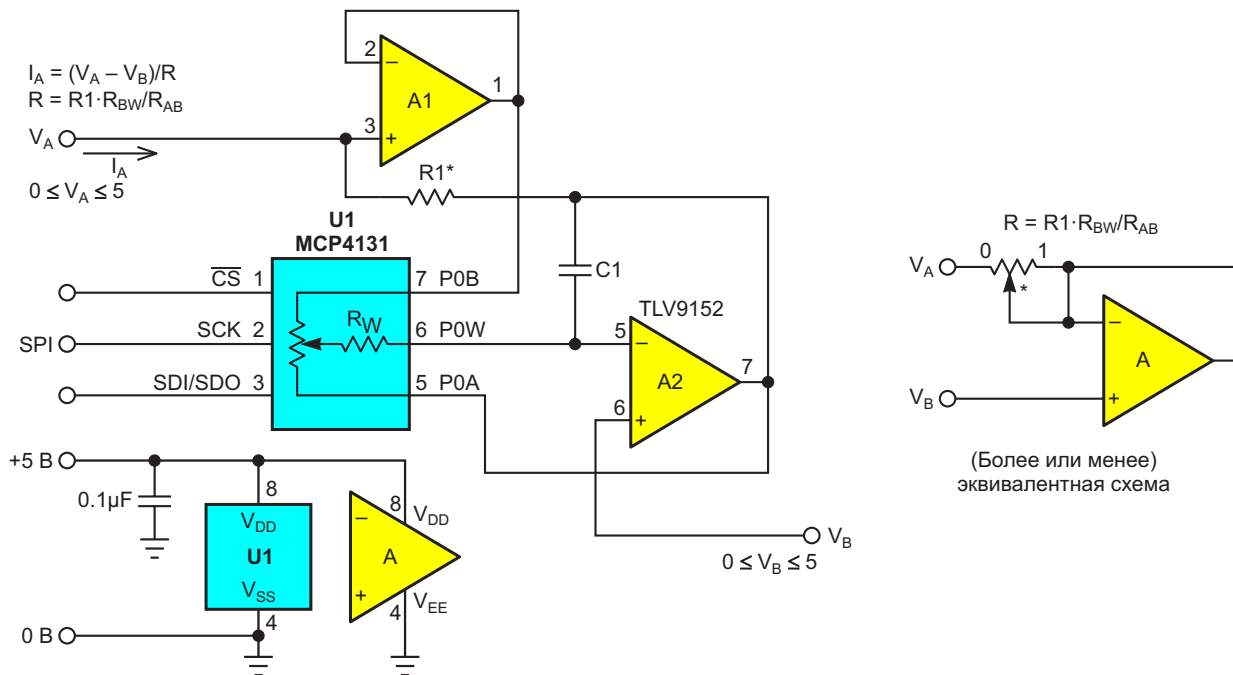


Рисунок 1. Прецизионный цифровой реостат, который синтезирует точное запрограммированное сопротивление, равное сопротивлению эталонного резистора $R1$, линейно умноженному на заданное цифровым кодом отношение R_{BW}/R_{AB} цифрового потенциометра $U1$.

- Класс программируемых реостатов [4].

Хотя каждая из этих конструкций вычеркивает одну или несколько жалоб из длинного списка претензий к цифровому реостату, ни одна из них не устраняет их все, а некоторые вносят свои собственные сложности. Примерами могут служить искажения типа «ступенька», несниженная чувствительность к отклонениям номиналов резисторов, нелинейность, ухудшающая разрешение запрограммированного сопротивления, и просто обычная сложность.

Конструкция

Схема на Рисунке 1 также не является идеальным решением. Но она синтезирует точное запрограммированное сопротивление, равное сопротивлению опорного резистора R1, линейно умноженному на заданное цифровым кодом отношение R_{BW}/R_{AB} (отношение сопротивления между клеммой В и движком ЦП U1 к общему сопротивлению элемента).

Вот как это работает.

$$R = \frac{V_A - V_B}{I_A},$$

$$R = \frac{R1}{\frac{R_{AW}}{R_{BW}} + 1} = R1 \cdot \frac{R_{BW}}{R_{AB}},$$

$R_{AB} = R_{AW} + R_{BW}$. Типичное значение R_{AB} – от 5 кОм до 10 кОм.

Здесь

R – запрограммированное искусственное сопротивление,

R1 – эталонный резистор,

R_{AW} – сопротивление между выводом А и выводом движка ЦП,

R_{BW} – сопротивление между выводом В и выводом движка ЦП,

R_{AB} – общее сопротивление элемента.

U1 работает в режиме «делителя напряжения» (потенциометра), устанавливающего коэффициент усиления инвертирующего усилителя А2. Режим потенциометра делает усиление нечувствительным как к сопротивлению движка микросхемы U1 (R_W), так и к R_{AB} . Эти сопротивления на самом деле не имеют большого значения – см. Рисунок 4-4 в техническом описании Microchip MCP4131.

Обращаясь к расчетной формуле на Рисунке 1, мы получаем:

$$G_{A2} = \frac{R_{AW}}{R_{BW}},$$

где G_{A2} – коэффициент усиления усилителя А2. Далее, падение напряжения на резисторе R1 равно

$$\begin{aligned} (V_A - V_B) + G_{A2}(V_A - V_B) &= \\ = \left(\frac{R_{AW}}{R_{BW}} + 1 \right) (V_A - V_B) &= \frac{R_{AB}}{R_{BW}} (V_A - V_B). \end{aligned}$$

Ток, проходящий через резистор R1

$$I_A = \frac{R_{AB}}{R_{BW}(V_A - V_B)/R1}.$$

Тогда, поскольку

$$R = \frac{V_A - V_B}{I_A},$$

получаем:

$$R = R1 \cdot \frac{R_{BW}}{R_{AB}}.$$

Контакт VA слегка нагружен входным смещением усилителя А1 – порядка 10 пикоампер (пА), – поэтому сопротивление R1 может варьироваться от сотен Ом до нескольких

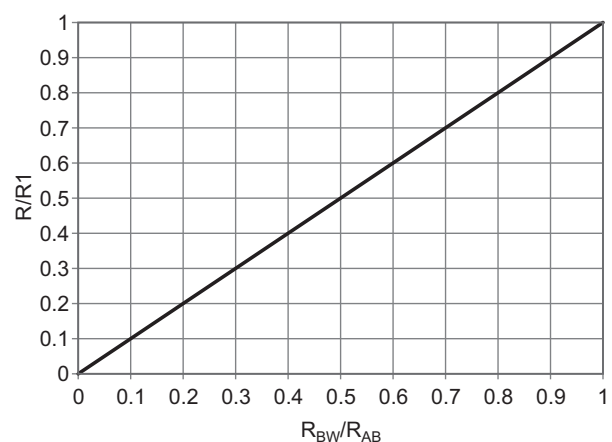


Рисунок 2. Линейная зависимость R от R_{BW} показывает, что схема синтезирует точное запрограммированное сопротивление, равное сопротивлению эталонного резистора R1, линейно умноженному на заданное цифровым кодом отношение R_{BW}/R_{AB} цифрового потенциометра U1.

МОм, в зависимости от требований конкретного приложения. Оно должно быть точным, определено 1% или лучше; затем в дело вступают описанные выше программирование и математика.

На Рисунке 2 показана линейная зависимость R от R_{BW} .

Корректирующий конденсатор $C1$, вероятно, не нужен при выборе показанных на Рисунке 1 компонентов $A2$ и $U1$. Но если выбран более быстрый усилитель или более высокоомный ЦП, то, вероятно, было бы целесообразно использовать от 10 до 20 пФ.

Теперь, я думаю, было бы справедливо сказать, что эта конструкция выглядит конкурентоспособной по сравнению с аналогами. Но ранее я назвал ее несовершенной. Кроме того, что эта топология однополюсная (как и две другие в списке), в чем еще она не дотягивает до полного решения проблемы идеального цифрового реостата?

Недостатки

Вот в чем: как показано на Рисунке 3, по мере уменьшения запрограммированного значения R коэффициент усиления усилителя $A2$ (G_{A2}) должен увеличиваться. Просматривая график справа налево, мы видим, что усиление умеренно возрастает по мере уменьшения R на 75% от $R1$ до $R1/4$, где $R_{BW}/R_{AB} = 64/256$, но затем оно взлетает. Это дополнительно подчеркивает ошибки, такие как входное смещение, конечное значение GBW и другие неидеальности операционного

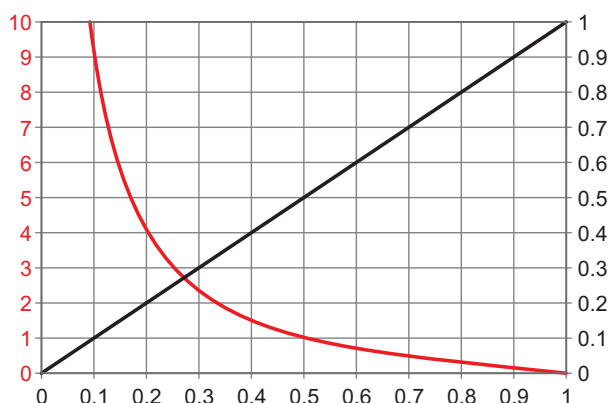


Рисунок 3. Графики зависимости G_{A2} (красный) и $R/R1$ (черный) от R_{BW}/R_{AB} . При уменьшении запрограммированного значения R G_{A2} должен увеличиваться.

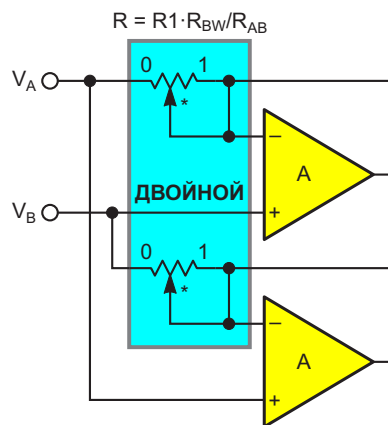


Рисунок 4. Продублируйте и перекрестно соедините схему на Рисунке 1, чтобы получить двухполюсное программируемое сопротивление.

усилителя, создавая при этом предпосылки раннего насыщения усилителя $A2$ при относительно низких уровнях сигнала.

Серьезность влияния этих эффектов на полезность конструкции, будь они легкими, серьезными или фатальными, будет зависеть от того, насколько низко нужно опустить отношение $R/R1$ и других особенностей приложения. Так что, конечно, эта конструкция не идеальна, но, возможно, где-то она все же полезна.

Двухполюсная конструкция

И теперь о проблеме одного полюса. Если вашему приложению абсолютно необходимо двухполюсное программируемое сопротивление, вы можете рассмотреть схему на Рисунке 4. В зависимости от внешней схемы, она *может* не самовозбуждаться. **РЛ**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [ОУ компенсирует сопротивление движка цифрового потенциометра](#)
2. Stephen Woodward. [Синтез точных сопротивлений цифровых потенциометров, которых нет в каталоге](#)
3. Stephen Woodward. [Синтез точных биполярных реостатов на основе цифровых потенциометров](#)
4. Christopher Paul. [Класс программируемых реостатов](#). РадиоЛоцман, 2025, 01-02, стр. 42.

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP4131](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV9152](#)

Резистивная электронная нагрузка потребляет постоянный ток при напряжении от 1.2 до 50 В

John Guy

Electronic Design

Эта схема электронной нагрузки использовалась в компании Maxim более 10 лет (см. Рисунок 1). Она полезна для тестирования источников питания и усилителей мощности, а также драйверов светодиодов, реле и соленоидов. Кроме того, она лишена недостатков мощных реостатов, которые громоздки и имеют грубую точность настройки. Устройство также имеет преимущество перед большими и дорогими мощными декадными магазинами сопротивлений, неспособными обеспечить высокое разрешение.

В отличие от обычных резистивных нагрузок, «искусственная нагрузка» поддерживает

постоянный, но регулируемый ток нагрузки в диапазоне напряжений от 1.2 до 50 В. Как мощный MOSFET, так и измерительный резистор используются для рассеивания мощности нагрузки. Питание от аккумулятора обеспечивает изоляцию и устраняет проблемы с заземлением.

10-оборотный потенциометр R6 определяет точность и разрешение. Следовательно, он должен быть рассчитан на абсолютную точность не менее 3% и линейность не хуже 0.2%. (При желании R6 можно заменить трехразрядным декадным потенциометром, например, Bourns модели 3680). Движок потенциометра

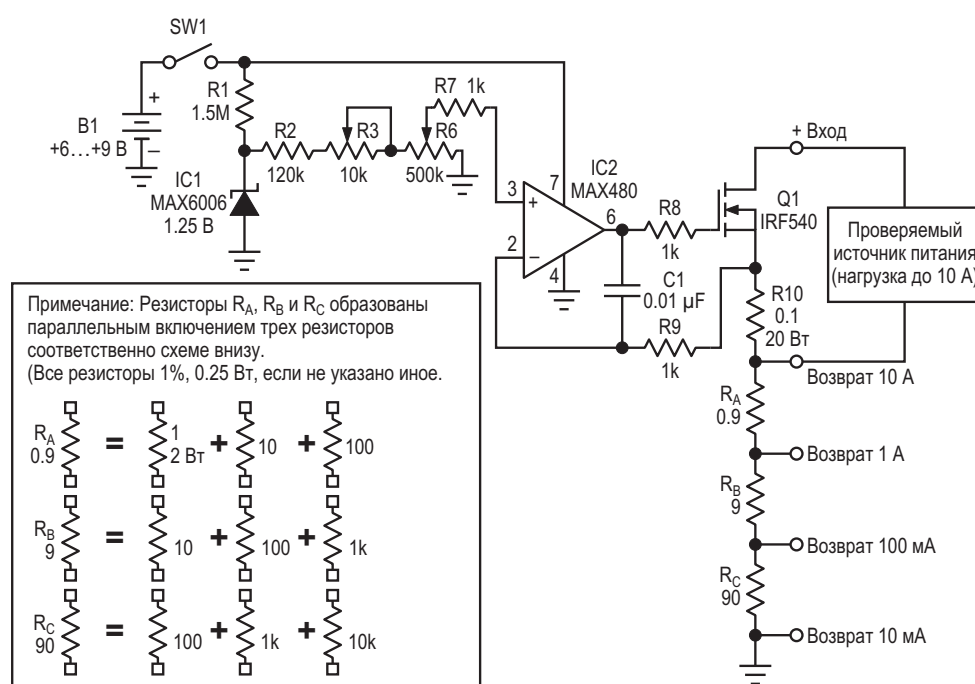


Рисунок 1. В этом регулируемом эквиваленте нагрузки маломощная схема управления позволяет с помощью прецизионного потенциометра R6 точно управлять токами нагрузки до 10 А.

R6 обеспечивает опорное напряжение для операционного усилителя, диапазон синфазных входных напряжений которого включает потенциал земли. Благодаря обратной связи напряжение на движке воспроизводится на измерительном резисторе R9, задавая требуемый ток нагрузки через MOSFET.

Ток смещения операционного усилителя (максимум 3 нА) протекает через последовательное соединение резисторов R_A, R_B, R_C и R10. Умножение этого тока на сумму сопротивлений четырех последовательных резисторов (100 Ом) дает ошибку в 300 нВ. По сравнению с напряжением, подаваемым на неинвертирующий вход операционного усилителя с потенциометра R6, это напряжение ошибки мало. Поэтому результирующая ошибка выходного тока незначительна.

Последовательно соединенные декадные наборы нагрузочных резисторов R_A, R_B и R_C обеспечивают четыре диапазона выходного тока. Чтобы установить диапазон для нагрузки источника питания, подключите положительный провод источника питания к входу «+» схемы нагрузки, а отрицательный – к одной из четырех возвратных клемм.

Для калибровки подсоедините батарею и включите схему. Затем подключите положительную клемму источника питания 5 В/10 А (последовательно с амперметром, имеющим 4.5-разрядный дисплей или лучше) к входу «+» эквивалента нагрузки. Теперь подключите земляную клемму источника питания к возвратной клемме 10 А эквивалента нагрузки. Установив потенциометр R6 на полную шкалу, отрегулируйте подстроечный резистор R3

так, чтобы амперметр показывал точно 10.00 А. Для проверки линейности схемы выверните R6 ровно на пять оборотов и убедитесь, что амперметр показывает 5.00 А.

Откалибруйте остальные диапазоны, регулируя значения R_A, R_B и R_C. Поскольку каждое из них определяется тремя параллельно соединенными резисторами, значение лучше всего регулировать, изменяя сопротивление наибольшего из трех параллельных резисторов. Например, чтобы отрегулировать R_A, установите R6 в положение полной шкалы и подбирайте самое большое сопротивление из трех резисторов (100 Ом) до тех пор, пока амперметр не покажет 1.00 А. Затем выберите наибольшие из сопротивлений в R_B для показаний 100 мА, а в R_C – для показаний 10 мА.

Минимальный рабочий ток микросхемы источника опорного напряжения MAX6006 составляет 1 мкА, при этом общий ток потребления равен всего 18 мкА. Учитывая, что 9-вольтовая батарея имеет емкость 580 мА·ч, эта схема может работать непрерывно в течение нескольких лет. Благодаря максимальному потребляемому току 15 мкА и типовому напряжению смещения 25 мкВ усилитель MAX480 является отличным выбором для данного приложения. [PL](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay IFR540](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX480](#)
3. [Datasheet Analog Devices MAX6006A](#)
4. [Datasheet Bourns 3680](#)

Источник питания нечувствителен к изменениям нагрузки

Ken Yang

EDN

Сопротивление нагревательных и охлаждающих элементов, используемых в промышленных системах, не является фиксированной величиной. К этим элементам относятся такие устройства, как нагреватели с положительным температурным коэффициентом и термоэлектрические охладители. В процессе работы их сопротивление может изменяться более чем на 100%, что приводит к изменению мощности, рассеиваемой элементами, получающими питание от источни-

ка фиксированного напряжения или тока. Хуже того, чрезмерная мощность может повредить нагревательный или охлаждающий элемент. Питание элемента от источника со стабилизированной выходной мощностью позволяет решить эти проблемы (Рисунок 1). Схема аналогична источнику напряжения или тока, но обеспечивает фиксированные уровни мощности, не зависящие от сопротивления нагрузки. Контур обратной связи измеряет мощность, поступающую в

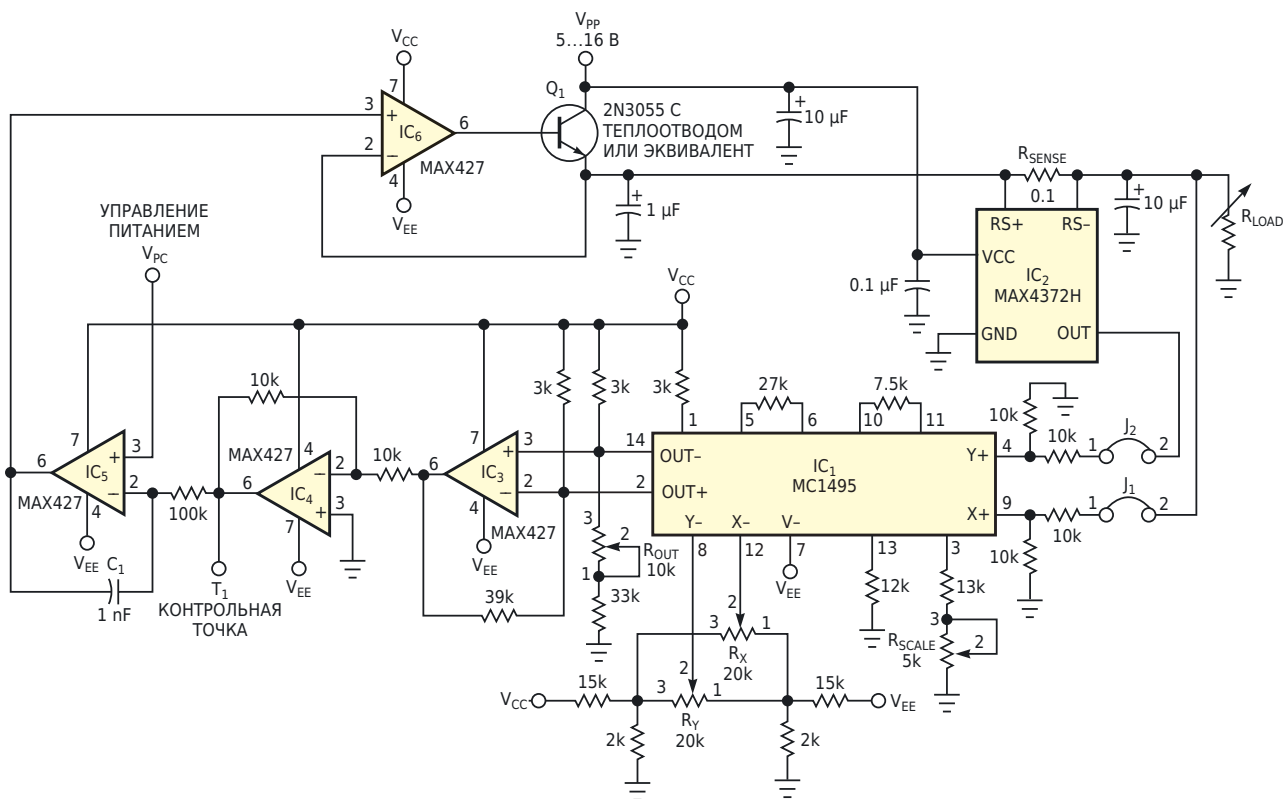


Рисунок 1. Этот регулируемый источник питания обеспечивает постоянную мощность при переменной нагрузке.

нагрузку, и автоматически регулирует выходное напряжение для поддержания требуемого уровня мощности. Схема измеряет выходной ток с помощью усилителя сигнала датчика тока IC₃, а затем определяет выходную мощность путем умножения тока на напряжение с использованием четырехквadrантного аналогового умножителя напряжения IC₁ и микросхемы IC₃.

Поскольку выходной сигнал умножителя инвертирован, добавлен инвертирующий каскад IC₄ с единичным усилением для повторного инвертирования сигнала выходной мощности. Затем операционный усилитель IC₅ сравнивает выходную мощность с опорным уровнем, установленным входным напряжением V_{PC} , и интегрирует любой разностный сигнал. Интегратор обеспечивает автоматическую регулировку мощности путем увеличения или уменьшения выходного напряжения до тех пор, пока выходная мощность не сравняется с опорной мощностью. Усилитель IC₆ и транзистор Q₁ образуют повторитель напряжения, который управляет нагрузкой. Выходная мощность определяется по следующей формуле:

$$V_{PC} = 10 \times P \times R_{SENSE},$$

где

P – требуемая выходная мощность в ваттах,
 R_{SENSE} – сопротивление токоизмерительного резистора в омах,

V_{PC} – напряжение на входе установки опорной мощности.

Если, например, желаемая мощность нагрузки составляет 1 Вт, а $R_{SENSE} = 0.1$ Ом, то напряжение V_{PC} следует установить равным 1 В.

Кривые зависимости мощности нагрузки от сопротивления нагрузки для нагрузок 0.5 и 1 Вт показывают, что при изменении сопротивления нагрузки на 10,000% (две декады) мощность, подаваемая в нагрузку, изменяется менее чем на $\pm 7\%$ (Рисунок 2). Если определить нестабильность выходной мощности по нагрузке как изменение выходной мощности, деленное на выходную мощность, то при изменении нагрузки от 6 до 40 Ом при 1 Вт нестабильность составляет $\pm 2\%$. Для правильной работы схемы необходимо откалибровать аналоговый умножитель в соответствии с указаниями из технического описания микросхе-

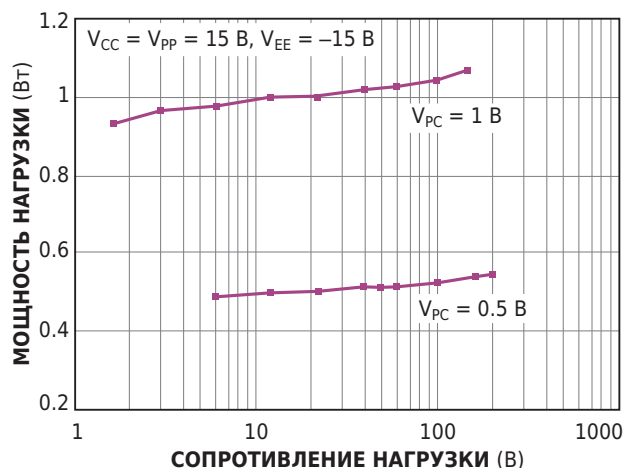


Рисунок 2. Мощность, отдаваемая в нагрузку, практически не зависит от сопротивления нагрузки.

мы MC1495. Для удобства описание этой процедуры повторено ниже. Для выполнения калибровки снимите перемычки J₁ и J₂.

1. Регулировка смещения входа X. Подайте синусоидальный сигнал 1 кГц амплитудой 5 В на вход Y. Соедините вход X с землей. Используя осциллограф для наблюдения сигнала в контрольной точке T₁, регулировкой R_X установите нулевую амплитуду синусоиды.
2. Регулировка смещения входа Y. Подайте синусоидальный сигнал 1 кГц амплитудой 5 В на вход X. Соедините вход Y с землей. Используя осциллограф для наблюдения сигнала в контрольной точке T₁, регулировкой R_Y установите нулевую амплитуду синусоиды.
3. Регулировка смещения выхода. Соедините входы X и Y с землей. Регулировкой R_{OUT} установите постоянное напряжение в точке T₁ равным 0 В.
4. Регулировка масштабного коэффициента (усиления). Подключите входы X и Y к источнику постоянного напряжения 10 В. Регулировкой R_{SCALE} установите постоянное напряжение в точке T₁ равным 10 В. При необходимости повторите шаги с 1 по 4. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX427](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4372H](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor MC1495](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N3055](#)

Транзисторная защелка улучшает схему включения-выключения

Eugene Palatnik

EDN

На Рисунке 1 показан пример схемы включения-выключения, обычно используемой в устройствах с батарейным питанием. Р-канальный MOSFET Q_1 служит в качестве выключателя питания. При нажатии кнопки включения S_1 напряжение на затворе Q_1 становится низким. Транзистор Q_1 открывается и подает напряжение на DC/DC преобразователь. В зависимости от напряжения батареи в устройстве DC/DC преобразователь может либо повышать напряжение, либо понижать. В любом случае он подает напряжение на вход питания микроконтроллера V_{CC} . Микроконтроллер (МК) выполняет программную последовательность действий при включении питания и настраивает один из своих входов/выходов общего назначения на вывод, устанавливая на нем логическую единицу.

Эта операция, в свою очередь, вызывает насыщение n-p-n транзистора Q_2 , который «подтверждает» состояние включения питания. Позже, когда микроконтроллер решает выключить себя, он просто устанавливает на своем выводе общего назначения логический ноль, и транзистор Q_1 возвращается в выключенное состояние. Схема проста и надежна, но имеет существенный недостаток. Чтобы на выходе DC/DC преобразователя установилось стабильное напряжение, обычно требуется доля секунды. Затем подается импульс сброса микроконтроллера, который обычно длится от 50 до 200 мс. После сброса микроконтроллер должен выполнить ряд вспомогательных стартовых процедур, прежде чем у него появится возможность установить на своем выходе логическую еди-

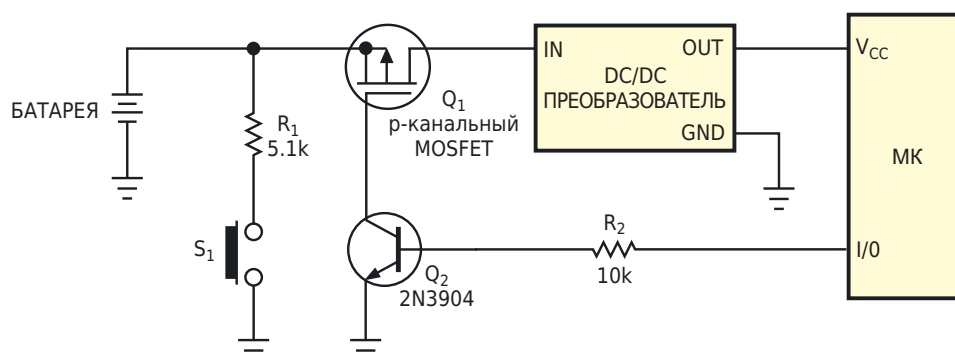


Рисунок 1. Эта схема включения-выключения эффективна, но ее недостатком является неоднозначность включения.

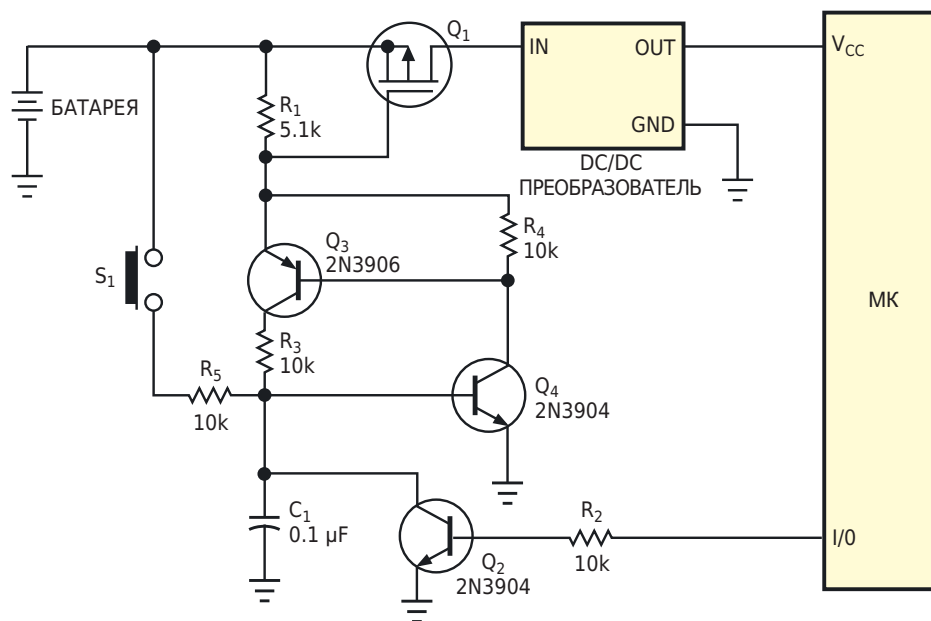


Рисунок 2. Двухтранзисторная защелка обеспечивает положительное напряжение включения при нажатии кнопки.

ницу. В некоторых портативных системах эта задержка может быть неудобной для пользователя, поскольку если не нажимать кнопку включения достаточно долго, система не включится. Схема на Рисунке 2 устраняет эту неопределенность.

Схема содержит простую двухтранзисторную защелку, которую кнопка включения переводит во включенное состояние. Как и на Рисунке 1, р-канальный MOSFET Q_1 служит в качестве выключателя питания. При нажатии кнопки включения S_1 п-р-п транзистор Q_4 насыщается за счет базового тока, ограниченного резистором R_5 . Коллекторный ток Q_4 , протекая через резистор R_1 и переход база-эмиттер р-п-р транзистора Q_3 , насыщает Q_3 . Q_3 перенаправляет часть тока в эмиттерно-базовый переход транзистора Q_4 и завершает процесс защелкивания. Теперь транзисторы Q_3 и Q_4 находятся в состоянии насыщения, и напряжение на затворе MOSFET Q_1 является функцией падения напряжения на переходе база-эмиттер Q_3 и напряжения насыщения Q_4 . Это напряжение составляет примерно 0.9 В. Микроконтроллеру не нужно подтверждать включенное состояние защелки. Когда микроконтроллер включается и завершает выполнение подготовительных процедур, он программирует вход/выход на вывод логического нуля.

Позже, когда микроконтроллер решает выключить себя, он устанавливает на своем выводе общего назначения логическую единицу и останавливается. Транзистор Q_2 выключает Q_4 , возвращая защелку в исходное выключенное состояние. Резистор R_4 снижает эквивалентное входное сопротивление транзистора Q_3 . Эта функция повышает устойчивость к электромагнитным помехам и электростатическим разрядам, а также предотвращает самопроизвольное включение схемы в присутствии сильных электромагнитных полей. Конденсатор C_1 в сочетании с резистором R_5 защищает транзисторы Q_4 и Q_2 от прямого попадания электростатического разряда через кнопку. В некоторых портативных устройствах используются схемы блокировки от пониженного напряжения. В этих схемах обычно применяется компаратор напряжения со встроенным источником опорного напряжения. Если напряжение батареи падает ниже порогового значения, выход компаратора (обычно с открытым стоком) переключается на низкий уровень. Если в портативной системе используется подобная схема, можно подключить выход компаратора с открытым стоком параллельно транзистору Q_2 , чтобы предотвратить включение защелки при слишком низком напряжении батареи. **РЛ**

Практически безопасный DC/DC преобразователь

Eugene Karbounovski

EDN

Защита от короткого замыкания является очевидным требованием для источника питания, особенно когда его нагрузка подключается к кабелю, который может быть поврежден. Во многие современные микросхемы преобразователей напряжения включены некоторые средства защиты, например, от перегрева и перегрузки, но в некоторых случаях встроенной защиты может оказаться недостаточно. На Рисунке 1 показан понижающий DC/DC преобразователь для двух видеокamer, установленных на дистанционно управляемом транспортном средстве. Поскольку транспортное средство работает в довольно суровых условиях, как во время монтажа системы, так и при нормальной работе кабеля могут часто замыкаться. Камерам требуется

напряжение 12 В и ток около 250 мА для каждой. Преобразователь построен на базе микросхемы LM2675, которая сама по себе имеет хорошую защиту от перегрузок. Однако в случае короткого замыкания выхода ограничительный диод D_1 должен выдерживать максимальный ток микросхемы. Этот ток, согласно техническому описанию, может достигать 2.2 А, что требует использования диода увеличенного размера. Кроме того, ожидание срабатывания тепловой защиты предполагает, что вы готовы допустить значительное повышение температуры устройства, что приведет к нагреву соседних компонентов. Такая ситуация нежелательна, учитывая длительные периоды неконтролируемой работы, в течение которых кто-то должен

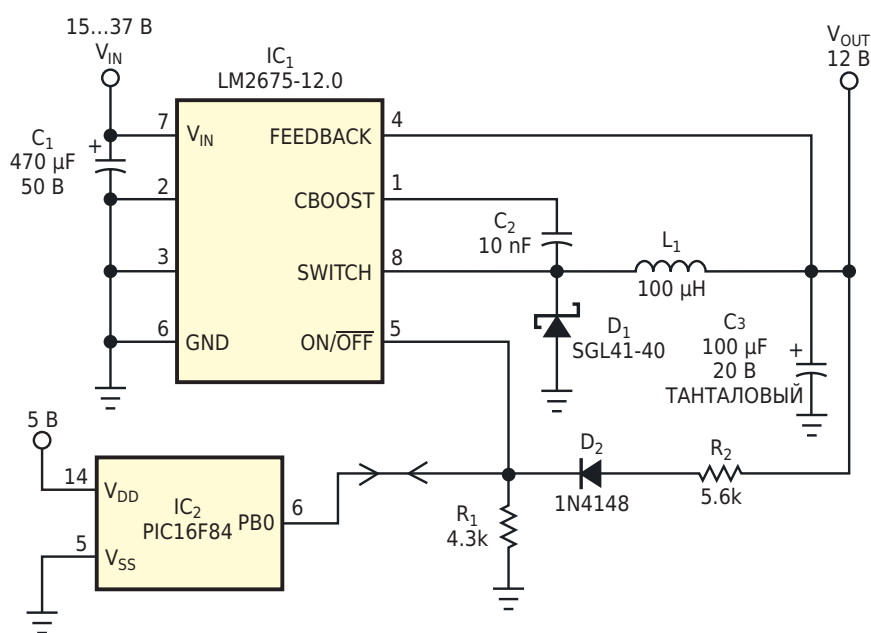


Рисунок 1. Этот DC/DC преобразователь обеспечивает гибкую защиту от перегрузок и диагностики.

обратить внимание на проблему. В идеале, кто-то должен немедленно сообщить о неполадках оператору.

В системе на Рисунке 1 используется микроконтроллер PIC16F84, который получает питание от отдельного источника постоянного напряжения. Как обычно, входы/выходы микроконтроллера находятся в дефиците из-за множества других задач, выполняемых контроллером. Однако надежную защиту от короткого замыкания и управление включением/выключением источника питания можно обеспечить, используя всего один вывод общего назначения. При первой подаче питания микроконтроллер запускается. В этом состоянии все его линии ввода/вывода являются высокоимпедансными входами, поэтому LM2675 не может запуститься; резистор R_1 привязывает его вывод ON/OFF (включения/выключения) к низкому уровню. После процедуры инициализации, когда приходит время включить камеру, микроконтроллер делает свой вывод PB0 (или любой вывод, имеющий двухтактный каскад) выходом и устанавливает на этом выходе высокий уровень. DC/DC преобразователь запускается. После небольшой задержки микроконтроллер снова делает свой вывод PB0 входом, но источник питания остается включенным, поскольку его выходное напряжение подключается к управляющему входу через R_2 и D_2 . Это состояние сохраняется, пока нагрузка остается нормальной. При коротком замыкании выхода напряжение смещения исчезает, и микросхема отключается. Уровень напряжения на выводе PB0 становится низким, уведомляя микроконтроллер об этом состоянии. (Вывод PB0 особенно полезен в этой ситуации, поскольку он может генерировать запрос прерывания). Затем микроконтроллер может предупредить пользователя о сбое, попытаться после задержки перезапустить преобразователь в «прерывистом» режиме или сделать и то, и другое.

Длительность наихудшего случая короткого замыкания в этой схеме зависит от дли-

тельности импульса включения от микроконтроллера. Этот импульс должен быть достаточно длинным – обычно около 10 мс, – чтобы позволить рабочей нагрузке (с ее собственными входными конденсаторами и преобразователями энергии) начать получать питание. Микросхема LM2675 с ограничительным диодом на Рисунке 1 выдерживает короткие замыкания в течение нескольких секунд без перегрева или каких-либо других проблем, поэтому режим короткого замыкания совершенно безопасен. Дополнительным преимуществом является то, что микроконтроллер может в любой момент выключить DC/DC преобразователь, что позволяет экономить заряд батареи и снизить тепловыделение. Для выключения микроконтроллер снова делает вывод PB0 выходом, но устанавливает на нем ноль. Мощный выходной драйвер микроконтроллера PIC16F84 легко преодолевает напряжения смещения от элементов R_2 , D_2 и R_1 и отключает LM2675. При нормальном выходном напряжении делитель R_2 , D_2 , R_1 обеспечивает напряжение (в данном случае 5 В), близкое к напряжению питания V_{DD} микроконтроллера. Небольшие колебания напряжения не причиняют вреда микроконтроллеру благодаря входным защитным диодам контроллера и тому, что резистор R_2 ограничивает ток на выводе PB0 до безопасного уровня. Однако следует поддерживать сопротивления резисторов делителя достаточно низкими, чтобы не создавать значительного падения напряжения на R_1 из-за тока смещения от вывода ON/OFF микросхемы LM2675 (максимум 37 мкА). При показанных на схеме значениях наибольший ток смещения создает падение напряжения, которое не превышает 20% от минимально возможного порогового напряжения (0.8 В) входа ON/OFF. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2675](#)
2. [Datasheet Vishay SGL41-40](#)
3. [Datasheet Microchip PIC16F84](#)

От микровольт до киловольт за миллисекунды с одним выводом микроконтроллера

Stephen Woodward

EDN

Невероятно простой АЦП на Рисунке 1, основанный на преобразователе напряжение-время, – это упражнение на динамический диапазон. Если предположить, что он используется с 10-мегагерцовым счетчиком/таймером микроконтроллера, его разрешение составляет примерно 10 мкВ на отсчет для входных напряжений вблизи 0 В и 100 мВ на отсчет при 1 кВ, и он никогда не выходит за пределы диапазонов. Простой прием, обеспечивающий этот многодекадный диапазон измерений, заключается в использовании логарифмического поведения, присущего времязадающим RC-цепям.

Вот как это работает.

Между преобразованиями на выводе сброса 4 микросхемы U1 поддерживается актив-

ный низкий уровень либо подключенным выводом GPIO микроконтроллера, либо самим таймером 555. Использование таймера 555 в таком режиме самосброса необычно, но в данном случае очень удобно. Это удерживает напряжение на конденсаторе C1 на нулевом уровне или очень близком к нему, поскольку типичное сопротивление открытого канала внутреннего полевого транзистора с открытым стоком на выводе 7 составляет всего 15 Ом.

Преобразование начинается с того, что вход/вывод микроконтроллера программируется на вывод и на него подается импульс высокого уровня, который, доминируя на выводе 3 (OUT) таймера U1, отпускает вход сброса, как показано на Рисунке 2. Затем

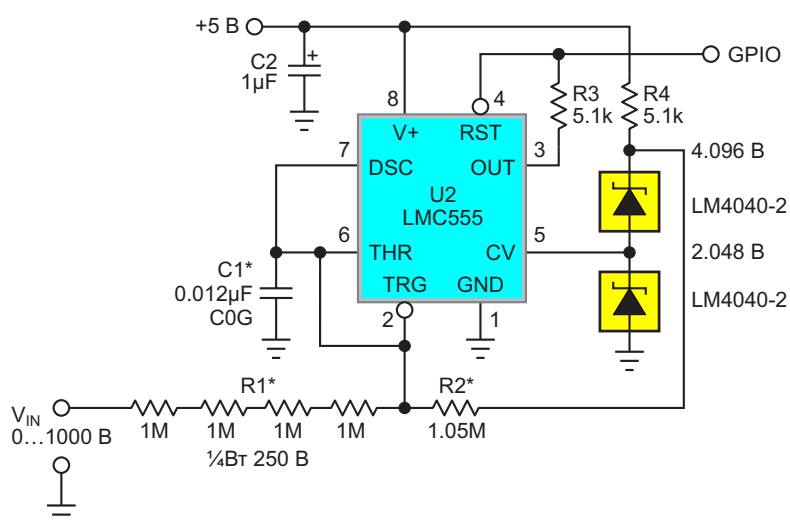


Рисунок 1. Таймер U1, работая совместно с элементами R1, R2 и C1, логарифмически оцифровывает входные сигналы от 0 кВ до 1 кВ, используя при этом только один вывод микроконтроллера.

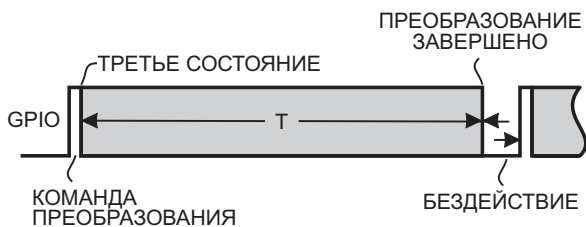


Рисунок 2. Один тристабильный вход/выход общего назначения служит как для управления, так и для измерения тайм-аута таймера U1. Вывод программируется как выход, и на него подается импульс высокого уровня, запускающий преобразование, а затем переводится в третье состояние, становясь входом таймера микроконтроллера. Время преобразования T составляет 10 мс при $V_{IN} = 0$, уменьшаясь примерно до 100 мкс при $V_{IN} = 1$ кВ.

вход/выход немедленно переводится в третье состояние и перепрограммируется на вывод, запуская внутренний счетчик/таймер для измерения времени преобразования T .

Поскольку напряжение на выводе 2 (TRG) таймера U1 удерживается на низком уровне, окончание сброса также устанавливает высокий уровень на выводе 3 и отпускает вывод 7, позволяя конденсатору C1 начать заряжаться. Когда напряжение на нем достигает 2.048 В (порог, установленный на выводе 5), преобразование будет завершено, и время T , которое потребовалось для этого, будет результатом преобразования. По достижении порога напряжение на выводе 3 (OUT) становится низким, как и напряжения на выводе 4 (RST) и контакте GPIO, причем последний является статусным битом «преобразование завершено» микропроцессора. При этом напряжение на выводе 7 становится низким, чтобы разрядить конденсатор C1. Этот процесс завершается примерно за 12 мкс, подготавливая преобразователь к следующему циклу.

Зависимость T от V_{IN} определяется следующей формулой:

$$T = C1(R1 \parallel R2) \cdot \ln \left(\frac{0.209V_{IN} + 3.234}{0.209V_{IN} + 1.1919} \right) = 10.0 \text{ мс} \cdot \ln \left(\frac{0.209V_{IN} + 3.234}{0.209V_{IN} + 1.1919} \right).$$

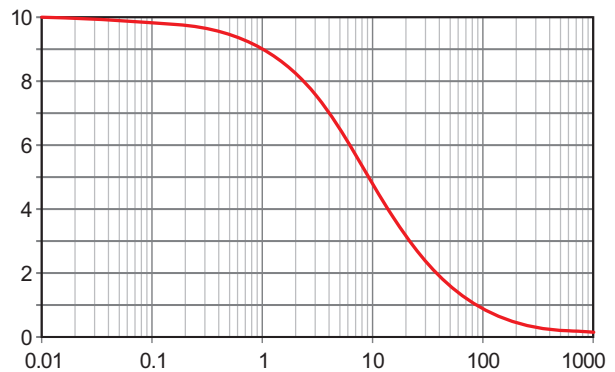


Рисунок 3. Время преобразования T в миллисекундах для V_{IN} от 0.01 В до 1000 В.

Это показано на графике на Рисунке 3 для V_{IN} от 10 мВ до 1 кВ.

Чтобы восстановить V_{IN} из времени преобразования T , сделайте следующее:

$$V_{IN} = \frac{3.234 - 1.1919 e^{\frac{T}{10.0 \text{ мс}}}}{0.209(e^{\frac{T}{10.0 \text{ мс}}} - 1)}.$$

И, наконец, вот что-то вроде проверки реальности.

Вы можете задаться вопросом, почему R1 показан как последовательное соединение четырех резисторов 1 МОм, а не как один компонент 4 МОм. Ответ заключается в довольно очевидном факте, что 1 кВ – это довольно серьезное напряжение, и в менее очевидном факте, что резисторы, как и конденсаторы, имеют максимально допустимое напряжение. Резисторы на напряжение 1 кВ – не самая обычная порода кошек.

И говоря о кошках, пожалуйста, вспомните старую историю о том, что любопытство сделало с одним из несчастных представителей семейства кошачьих, и подумайте, что благоразумие и надлежащие меры безопасности в буквальном смысле жизненно важны, если вы решили работать с напряжением такой величины.

Мяу! **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
2. [Datasheet Analog Devices LM4040](#)

Фильтр качающейся частоты

Михаил Шустов, г. Томск

Изложена концепция использования фильтров качающейся частоты (ФКЧ) в технике радиоэлектронных измерений. Показана возможность применения ФКЧ для экспресс-исследования спектров входных сигналов, а также для настройки усилителей и фильтров от генераторов шумовых сигналов. Приведена практическая схема низкочастотного фильтра качающейся частоты.

В технике радиоэлектронных измерений достаточно часто используют генераторы качающейся частоты. Их применение чаще всего связано с исследованием спектров различного рода сигналов, настройкой фильтров и аппаратуры и измерением амплитудно-частотных характеристик узлов радиоэлектронной аппаратуры [1–6]. Пример использования генератора качающейся частоты для изучения амплитудно-частотных характеристик фильтров приведен в работе [4–6].

Очевидно, что определенный теоретический и практический интерес в технике радиоизмерений также представляет собой использование фильтров качающейся частоты (ФКЧ). Ранее применение таких фильтров на практике было затруднено в связи с невозможностью управления характеристиками фильтров в широком диапазоне частот. В связи с появлением фильтров, перестраиваемых с помощью единственного регулирующего элемента (например, потенциометра)

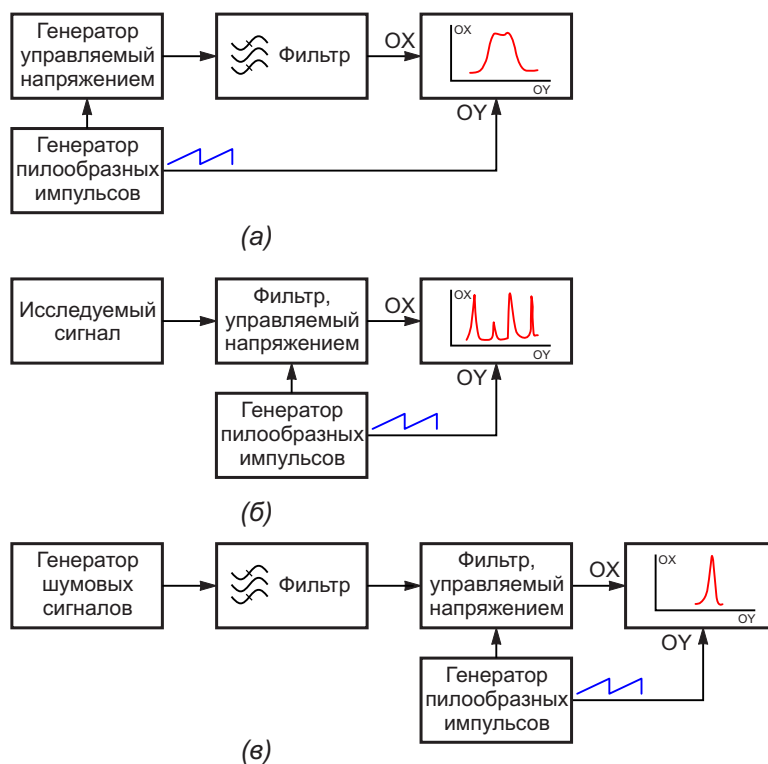


Рисунок 1. Применение электронных устройств качающейся частоты: а) генератор качающейся частоты для исследования и настройки фильтров; б) фильтр качающейся частоты для исследования спектра входных сигналов; в) фильтр качающейся частоты для настройки усилителей и фильтров от генератора шумовых сигналов.

[7, 8], появилась реальная возможность создания фильтров качающейся частоты.

На Рисунке 1 приведены примеры использования электронных устройств качающейся частоты в технике радиоизмерений. Для сравнения на Рисунке 1а показана типовая схема использования генератора, управляемого напряжением, для изучения свойств фильтров и иных устройств, например, усилителей. Рисунок 1б иллюстрирует возможность использования фильтров качающийся частоты для обзорного исследования спектра входных сигналов. На Рисунке 1в показана возможность использования ФКЧ для настройки фильтров и усилителей от генератора шумовых сигналов.

Практическая схема простейшего ФКЧ показана на Рисунке 2. Фильтр выполнен на основе операционного усилителя DA1.1 микросхемы LM324 [5]. Перестройка фильтра осуществляется изменением глубины обратной связи, снимаемой с выхода микросхемы. В качестве управляемого сопротивления использованы оптоэлектронные пары микросхем DA2 и DA3 HCPL-181-060. Светодиоды этих микросхем включены последовательно и управляется внешним пилообразным сигналом, амплитуда которого меняется от 1.9 до 4 В. Выходные транзисторы оптопар включены встречно-параллельно. Качание полосы пропускания фильтра происходит в диапазоне частот от 5 до 11 кГц. Частота генератора развертки (генератора пилообразных импульсов) составляет единицы ... десятки Гц.

Разумеется, в качестве управляемого сопротивления вместо описанных в статье транзисторных оптоэлектронных пар могут быть использованы иные радиоэлектронные компоненты: опторезисторы, полевые и биполярные транзисторы и иные элементы. Частотная область использования ФКЧ может быть расширена за счет использования более современных высокочастотных микросхем, а также при переходе от RC- к LC-фильтрам, управляемых внешним сигналом. [РЛ](#)

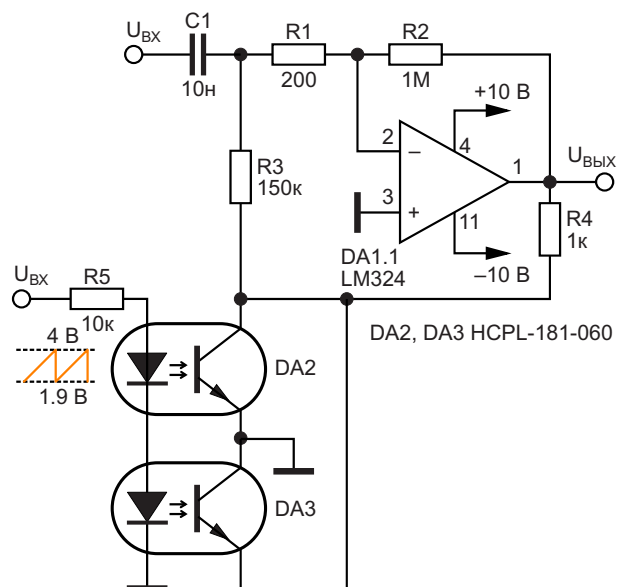


Рисунок 2. Низкочастотный фильтр в полосе от 5 до 11 кГц качающейся частоты.

Литература

1. Шустов М.А. Цифровой ГКЧ // Радиолюбитель. 2000. № 11. С. 28–29.
2. Шустов М.А. Панорамный УКВ-индикатор // Радиомир. 2001. № 6. С. 29–30.
3. Schustow M.A. UKW-Panoramaempfänger // Funkamateurl. 2001. Bd. 50. H. 3. S. 272–273.
4. Шустов М.А. [Генераторы ступенчато качающейся частоты](#) // РадиоЛоцман. 2022. № 1–2. С. 81–84.
5. Шустов М.А. [Ступенчато-цифровое и плавное управление частотой LC-генератора](#) // РадиоЛоцман. 2022. № 1–2. С. 117–118.
6. Шустов М.А. Измеритель АЧХ со светодиодной шкалой // Радиолюбитель. 2000. № 7. С. 27–28; Радиолюбитель. 2021. № 1. С. 26–27.
7. Shustov M.A. [Simple low-pass filters tunable with a single potentiometer](#) // EDN. July 1, 2024.
8. Шустов М.А. [НЧ фильтры с перестройкой одним потенциометром](#) // РадиоЛоцман. 2024. № 11–12. С. 107–111.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Broadcom HCPL-181](#)

Токовое зеркало управляет несколькими светодиодами от низкого напряжения питания

Rex Niven

EDN

Питание светодиодов стабилизированным током от низковольтных источников может быть затруднено из-за минимального запаса по напряжению для цепей управления. Для этого подходит архитектура токового зеркала, но она обычно работает только с хорошо подобранными транзисторами, объединенными в сборки, в которых общая кремниевая подложка поддерживает одинаковую температуру переходов. Однако использование больших токов – порядка 100 мА – как правило, невозможно. Если в схемах используются неблагоприятные комбинации дискретных биполярных транзисторов, в них

может происходить неуправляемый тепловой уход параметров. В этом случае один транзистор драйвера светодиодов становится немного горячее других, его усиление увеличивается, он потребляет больше тока и нагревается еще сильнее, пока не выйдет из строя. В предлагаемой статье показано, как можно избежать этой проблемы при импульсном токе токового зеркала.

Токовое зеркало содержит транзисторы Q_4 – Q_7 с объединенными базами и эмиттерами и управляется коллекторным током транзистора Q_3 (Рисунок 1). Резистор R_3 преобразует ток коллектора Q_3 в напряжение обрат-

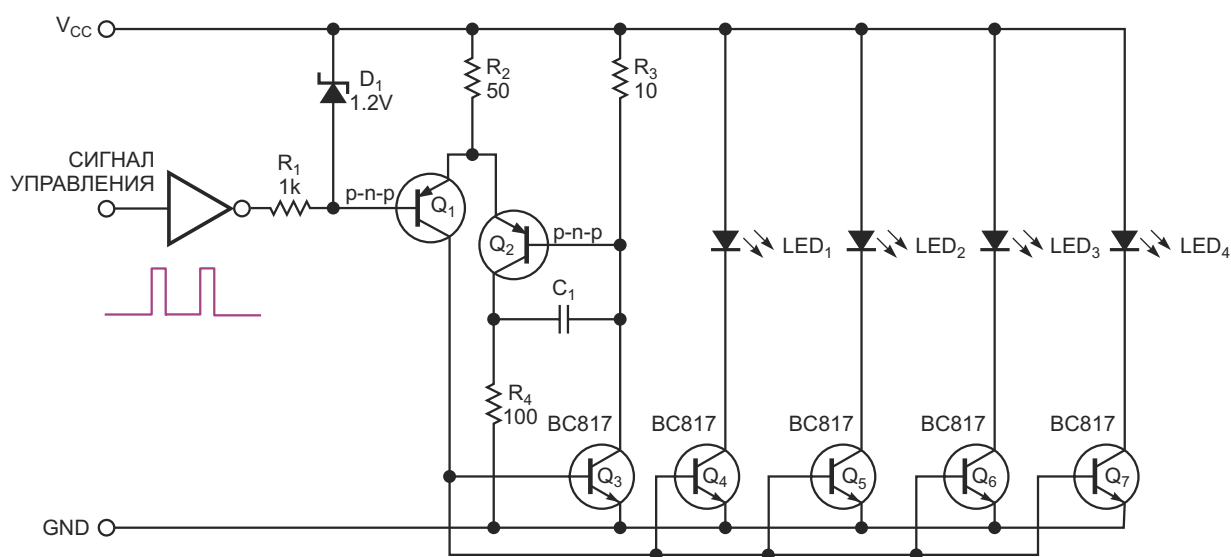


Рисунок 1. Импульсное токовое зеркало, содержащее транзисторы Q_4 – Q_7 , питает несколько светодиодов от низкого входного напряжения.

ной связи. Транзисторы Q_1 и Q_2 образуют усилитель разности напряжений. Ток управляющего транзистора, стабилизированный обратной связью, составляет $1.2 V/R_3$, и такой же ток проходит через светодиоды. Благодаря импульсному режиму работы – скажем, с коэффициентом заполнения 25% при частоте 3 Гц, – температура транзистора не достигает установившегося значения и в период выключения снова понижается до температуры окружающей среды. Эффект теплового разгона не успевает развиваться.

Конденсатор предотвращает переходные колебания при переключениях схемы. В схеме следует использовать транзисторы Q_4 – Q_7 одного типа и устанавливать их все в одном месте печатной платы. Напряжение питания может составлять всего 2.5 В для некоторых типов светодиодов, особенно инфракрасных, а ток коллектора может превышать 100 мА на светодиод. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Nexperia BC817](#)

Мощный ШИМ-ЦАП с микросхемой LM317

Stephen Woodward

EDN

Вместо традиционного подхода с поддержкой ЦАП с помощью усилителя для повышения выходной мощности в этой схеме используется менее проторенный путь. Она объединяет регулятор положительного напряжения LM317 с простым 8-битным ШИМ ЦАП, позволяя уверенно получить на выходе 11 В при токе 1.5 А. Таким образом, схема сохраняет простоту и одновременно использует встроенные функции защиты (от перегрева и перегрузки) этого проверенного

временем шедевра Боба Пиза. Точность ее выходного напряжения определяется гарантированной точностью $\pm 2\%$ внутреннего источника опорного напряжения микросхемы LM317, делая схему надежно независимой от капризов как 5-вольтовой логической шины питания, так и входящего напряжения источника питания.

На Рисунке 1 показано, как это работает.

Однополюсные двухпозиционные КМОП коммутаторы U1b и U1c, принимая 5-воль-

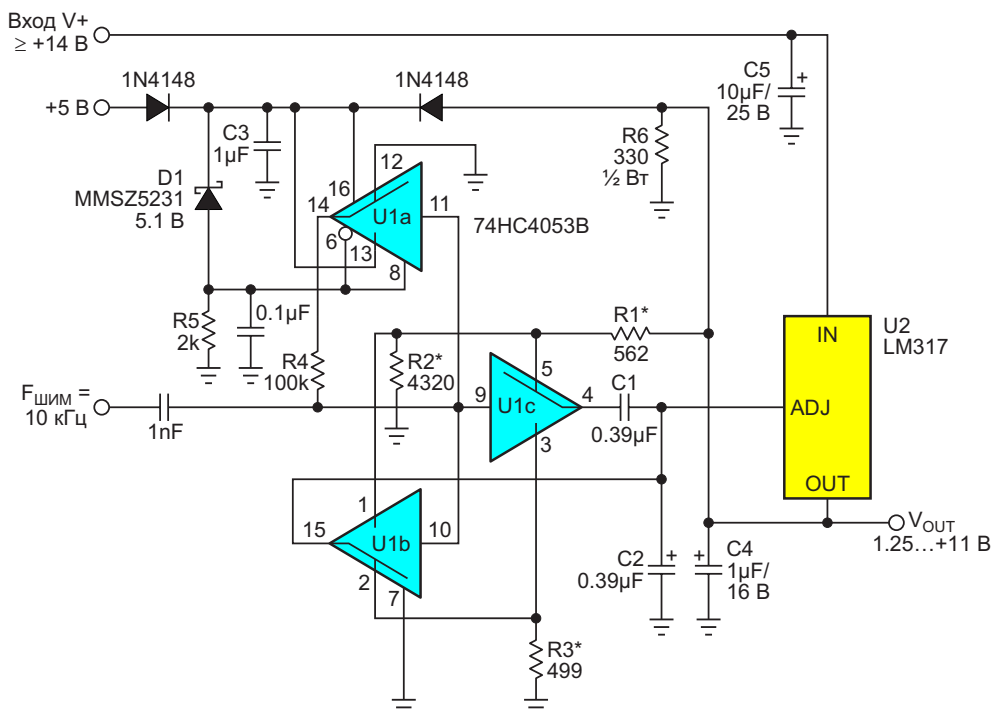


Рисунок 1. Регулятор в сочетании с КМОП коммутатором HC4053 образует мощный 16-ваттный ШИМ-ЦАП.

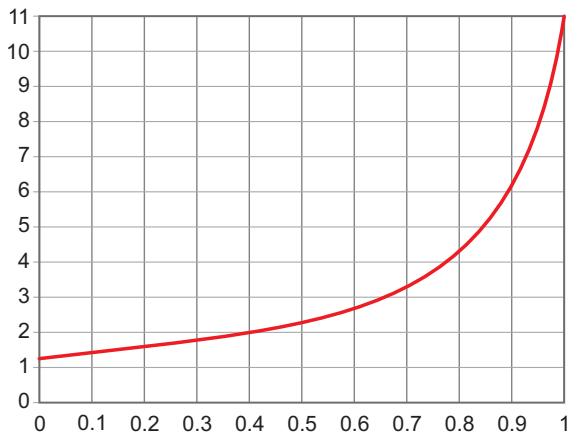


Рисунок 2. Зависимость выходного напряжения V_{OUT} (от 1.25 В до 11 В) от коэффициента заполнения ШИМ D (от 0 до 1).

товый сигнал ШИМ частотой 10 кГц, формируют для регулятора U2 управляющий сигнал «ADJ» от 0 В до 9.75 В через цепи обратной связи с резисторами R1, R2 и R3. Входной сигнал ШИМ связан по переменному току, так что U1 может «плавать» относительно выхода U2. Коммутатор U1с вырабатывает инверсию сигнала ШИМ, обеспечивая активное подавление пульсаций, как описано в статье «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» [1]. Обратите внимание, что для оптимизации вычитания пульсаций и точности ЦАП должно выполняться соотношение $R1||R2 = R3$.

Однако эта обратная связь делает выходное напряжение нелинейной функцией коэффициента заполнения ШИМ (D) в соответствии со следующим выражением:

$$V_{OUT} = \frac{1.25}{1 - D \left(1 - \frac{R1}{R1 + R2} \right)} = \frac{1.25}{1 - 0.885 \cdot D}.$$

Это показано на Рисунке 2.

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

Соответствующая 8-битная уставка ШИМ D_{BYTE} работает следующим образом:

$$D_{BYTE} = 255 \frac{1 - 1.25/V_{OUT}}{0.885}.$$

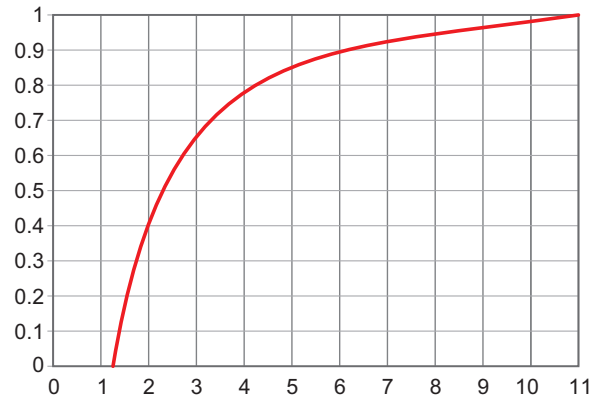


Рисунок 3. Зависимость, обратная зависимости на Рисунке 2.

Поскольку напряжение полной шкалы

$$V_{FS} = \frac{1.25}{R1/(R1 + R2)},$$

возможны и другие варианты конструкции, помимо 11 В. 11 В – это максимум, соответствующий допустимым режимам HC4053, но возможно увеличение и до 20 В, если в качестве U1 использовать коммутатор CD4053B с металлическими затворами. Однако не забывайте о требовании $R3 = R1||R2$.

Напряжение шины питания $V+$ может быть любым от минимального значения $V_{FS} + 3$ В для обеспечения минимального запаса по питанию U2 до 40 В, в соответствии с максимально допустимым напряжением микросхемы LM317. Точность ЦАП не пострадает благодаря превосходному коэффициенту подавления пульсаций питания этой микросхемы, хотя, конечно, КПД может снизиться.

Регулятор U2 должен иметь теплоотвод достаточного размера, соответствующий выделяемому теплу, равному выходному току, умноженному на разность между $V+$ и V_{OUT} . При больших токах и низком напряжении V_{OUT} возможно достижение двузначных значений мощности. **РЛ**

Ссылка

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

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)
2. [Datasheet Fairchild LM317](#)
3. [Datasheet Vishay MMSZ5231](#)

Универсальный контроллер керамических нагревателей паяльников



Бабанин В., Красноярский край

В [1] и [2] опубликованы схемы контроллера керамических нагревателей паяльника, однако детская болезнь «60 Вт» не оставляет надежд на применение с остальными изделиями линейки, с которыми непрерывное измерение тока нагревателя в фазе отключения нагрева вызывает серьезный рост рассеиваемой мощности на элементах.

Предложенное схемное решение (Рисунок 1) при сохранении всех преимуществ прототипа позволяет применить любой из серии нагревателей, изменив номинал единственного резистора. В основу положен принцип импульсного питания схемы управления строго в момент перехода сетевого напряжения через ноль.

Транзистор Q1 открывается на время около 200 мкс, в течение которого компаратор может включить силовой ключ или пропустить следующий полупериод. При открытии ключа измерительный ток, обеспечиваемый исключительно зарядом конденсатора C1, отсекается диодом D1, а если ключ остается запертым, питание схемы разрывается закрытием транзистора. Весьма малая мощность, потребляемая контроллером, позволила поднять его питающее напряжение (по сравнению с [2]) и, тем самым, уменьшить влияние сетевых шумов и импульсных помех, сохраняя необходимую величину тока (в импульсе) через нагреватели повышенной мощности.

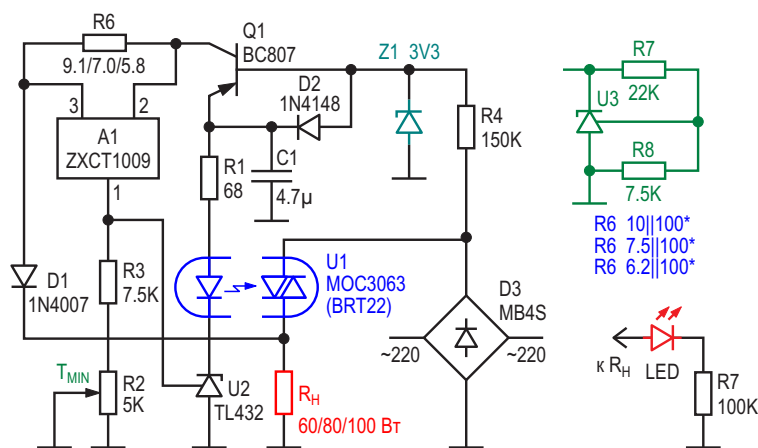


Рисунок 1. Принципиальная схема контроллера 100 Вт.

Номинал R6 зависит от мощности применяемого нагревателя и обеспечивается двумя параллельно соединенными резисторами, подбор одного из которых (при необходимости) позволяет согласовать отметки температуры для разных нагревателей. Пока предлагается простое соотношение между сопротивлениями применяемого нагревателя R_{HO} при комнатной температуре и R6:

$$R6 \approx 0.0156 \times R_{HO}.$$

Схема позволяет абсолютно (!) отградуировать шкалу регулятора в градусах Цельсия и сдвинуть/растянуть/сжать ее по предпочтению пользователя. Для этого, воспользовавшись формулой изменения сопротивления от температуры

$$R = R_{HO}(1 + \alpha(T - T_O)),$$

где: α – температурный коэффициент сопротивления (эмпирическое значение 0.0035), T_O и T – комнатная и назначаемая отметке температуры, подготавливают нужное количество эталонных резисторов в порядке возрастания T . Далее отсоединяют катод диода D1 от нагревателя и подключают его через первый эталонный резистор к общему проводу. Потенциометр должен быть в положении T_{MIN} . Включить контроллер с нагревателем. Медленно вращать регулятор до зажигания светодиода.

Отметить положение, которое будет соответствовать заданной температуре нагревателя. Выключить контроллер и повторить для оставшихся резисторов.

Из предыдущего понятно, что, применяя резисторы с разными регулировочными характеристиками, можно сжимать или растягивать шкалу, а подбирая в небольших пределах R6, установить начальную или конечную отметку температуры.

Заметим, что суммарное сопротивление R2, R3 пропорционально сопротивлению нагревателя в рабочих пределах. Это позволяет, увеличив номинал R3, установить точку желаемой T_{MIN} в начале шкалы. Номинал потенциометра придется выбрать из ближайшего значения ряда, по возможности сохранив исходное значение. Приведенное на схеме значение R3 назначает температуру T_{MIN} около 150 °С.

У читателей может возникнуть вопрос о правомерности применения МОС3063, максимальный ток которого 100 мА, согласно документации. Здесь нужно пояснить простые понятия. Нагреватель в схеме работает, по большому счету, в четырех режимах: максимальной, средней, минимальной температуры и «холодного пуска». На максимуме температуры сопротивление R_H больше исходного (R_{HO}) приблизительно в 2.7 раз, и средний ток через оптотриак близок к паспортному. При средней температуре скважность полупериодов питания около 0.5. На минимальной температуре скважность стремится к нулю. В режиме «холодного пуска» ток спадает из-за роста сопротивления в течение нескольких секунд, до выхода на рабочий режим. Пиковый ток и мощность рассеивания не превысят указанных в документации значений из-за краткости режима. Для проверки надежности несколько контроллеров испытывались во всех режимах с нагревателями сопротивлением от 375 до 608 Ом в течение 8 месяцев и отказов не зафиксировано. Конечно, лучше вместо МОС3063 применить BRT22, который имеет более высокое значение максимального тока, но последний менее доступен.

На Рисунке 1 стабилитрон, обозначенный как Z1, имеет альтернативную замену схемой на U3. Это связано с тем, что у стабилитронов 3V3, имевшихся на момент макетирования, оказался очень большой разброс порогового напряжения, что могло помешать отладке. Применять стабилитроны допустимо, но с условием, что их напряжение стабилизации будет как можно ближе к 3.3 В.

При работе с нагревателями 80/100 Вт советуем, но не настаиваем, заменить биполярный транзистор на полевой АО3401 или его аналог.

В рукотворной паяльной станции (ПС) на два поста для коммутации R6 применены ползунковые переключатели на три положения, общий диодный мост и потенциометры RV097NS B5K с выключателем, включенным в цепь коллектора транзистора. Из сети такую ПС выключать необязательно, достаточно регуляторы вывернуть до щелчка. Набор паяльников с разными наконечниками от старых ПС, переделанных на 220 В, обеспечивают субъективно более комфортную работу, чем цифровые ПС.

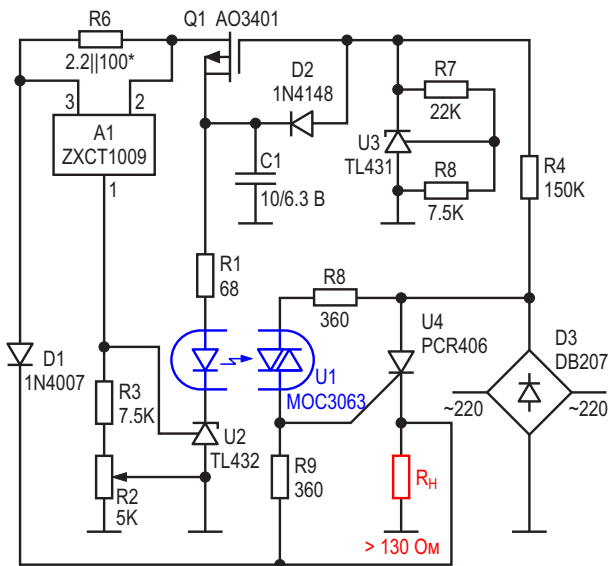


Рисунок 2. Принципиальная схема контроллера 400 Вт.

Предположив, что подобные керамические нагреватели могут применяться и в оборудовании для поверхностного монтажа, было решено расширить диапазон мощности контроллеров – на вырост, так сказать.

Схема контроллера повышенной мощности показана на Рисунке 2.

Приведенный выше расчет для R6 оказался справедливым для нагревателей с начальным сопротивлением от 130 Ом. Более мощные не испытывались ввиду отсутствия. Диодный мост, тиристор или симистор выбираются по необходимому току. При работе в районе максимальных мощностей, возможно, придется повысить емкость конденсатора C1 до 22 мкФ. **ПЛ**

Ссылки

1. Валерий Бабанин. [Контроллеры керамического нагревателя паяльника](#)
2. Валерий Бабанин. [Контроллер керамического нагревателя паяльника без датчика температуры](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay BRT22](#)
2. [Datasheet Isocom MOC3063](#)
3. [Datasheet Diodes TL431](#)
4. [Datasheet Diodes TL432](#)
5. [Datasheet Diodes ZXCT1009](#)
6. [Datasheet Alpha & Omega AO3401](#)
7. [Datasheet Nexperia BC807](#)
8. [Datasheet Rectron DB207](#)
9. [Datasheet Vishay MB4S](#)
10. [Datasheet Haopin PCR406](#)

Следящий предварительный регулятор повышает КПД мощного ШИМ ЦАП

Stephen Woodward

EDN

Эта схема является переосмыслением другой конструкции: «Мощный ШИМ ЦАП с микросхемой LM317» [1]. Как и в предыдущей публикации, в этой схеме мощный ЦАП реа-

лизуется путем интеграции регулятора положительного напряжения LM317 в преимущественно пассивную топологию ШИМ. В регуляторе используются встроенные функции

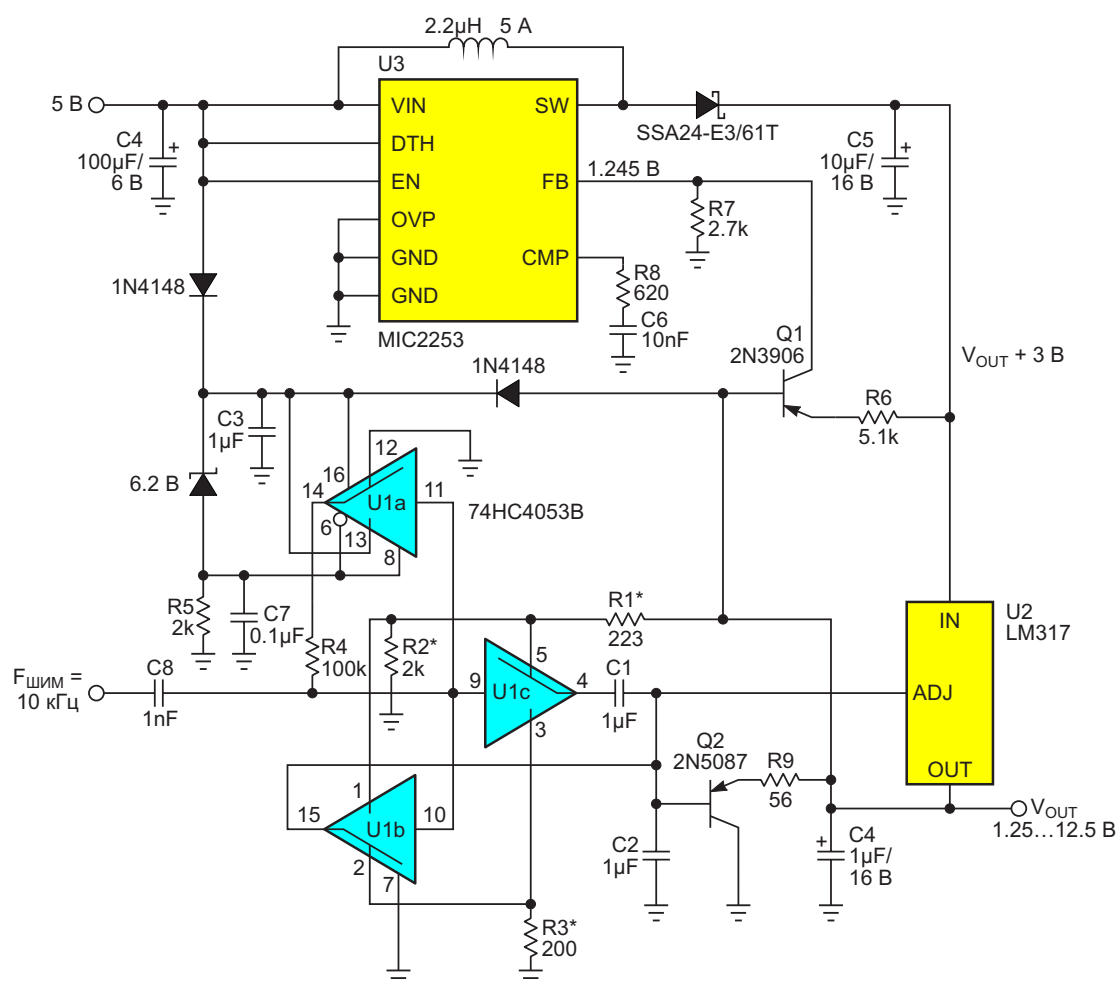


Рисунок 1. LM317 и HC4053 объединены для создания мощного ШИМ ЦАП; при этом транзистор Q1 заставляет пререгулятор U3 отслеживать разность входного и выходного напряжения микросхемы U2 и поддерживать ее равной постоянному значению 3 В для повышения КПД.

этого проверенного временем шедевра Боба Пиза, благодаря которым схема заведомо защищена от перегрузки и перегрева, а точность выходного напряжения определяется гарантированной точностью $\pm 2\%$ внутреннего источника опорного напряжения микросхемы LM317.

Однако, в отличие от предыдущей схемы, требующей отдельного входа постоянного напряжения 15 В, в этой версии (показанной на Рисунке 1) добавлен входной импульсный повышающий пререгулятор, поэтому она может работать от напряжения питания логической шины 5 В. Кроме того, предыдущая линейная конструкция имеет ограниченный КПД, который при управлении низковольтными нагрузками фактически падает до единиц процентов. Предварительный регулятор исправляет эту ситуацию, отслеживая разность входного и выходного напряжения микросхемы LM317 и поддерживая ее равной постоянному значению 3 В. Такого запаса как раз достаточно для того, чтобы не допустить выхода из стабилизации, но минимизировать потери мощности.

Как описано в предыдущей статье [1], коммутаторы U1b и U1c, принимая сигнал ШИМ частотой 10 кГц, формируют для регулятора U2 управляющий сигнал «ADJ» от 0 В до 11.25 В через цепи обратной связи с резисторами R1, R2 и R3. Входной сигнал ШИМ связан по переменному току, так что U1 может «плавать» относительно выхода U2. Коммутатор U1c вырабатывает сбалансированную

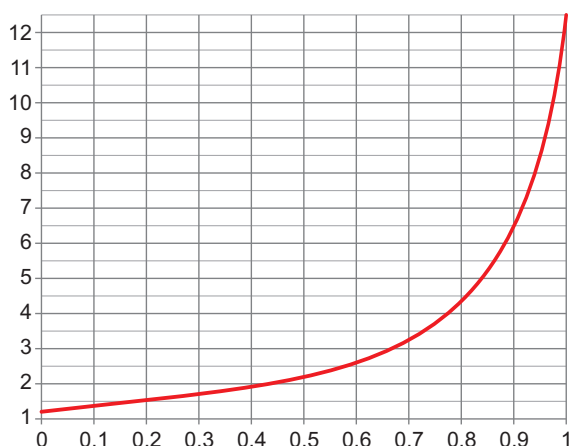


Рисунок 2. Зависимость V_{OUT} (от 1.25 В до 12.5 В) от коэффициента заполнения ШИМ D (от 0 до 1), где $V_{OUT} = 1.25/(1 - 0.9D)$.

инверсию сигнала ШИМ, обеспечивая активное подавление пульсаций, как описано в статье «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» [2].

Обратите внимание, что для оптимизации вычитания пульсаций и точности ЦАП должно выполняться соотношение $R1||R2 = R3$. Благодаря такой схеме обратной связи выходное напряжение микросхемы U2 имеет следующую зависимость от коэффициента заполнения ШИМ (D):

$$V_{OUT} = \frac{1.25}{1-D \left(1 - \frac{R1}{R1+R2}\right)} = \frac{1.25}{1-0.9D},$$

которая представлена графиком на Рисунке 2.

На Рисунке 3 показана зависимость, обратная Рисунку 2, дающая значение D , необходимое для получения любого заданного напряжения V_{OUT} .

Несколько слов о следящем предварительном регуляторе: управление микросхемой U3 для поддержания 3-вольтового запаса, необходимого для защиты U2 от выхода из стабилизации, основано на транзисторе Q1, работающем как простой (но адекватный) дифференциальный усилитель. Q1 управляет напряжением обратной связи V_{FB} на выводе FB микросхемы U3, поддерживая его равным 1.245 В. Поэтому

$$\frac{V_{FB}}{R7} = \frac{(U2_{IN} - U2_{OUT}) - V_{BE}}{R6},$$



Рисунок 3. График, обратный Рисунку 2, или коэффициент заполнения ШИМ D , необходимый для получения любого заданного V_{OUT} , где $D = (1.111 - 1.389/V_{OUT})$.

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

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

где

V_{BE} – напряжение база-эмиттер транзистора Q1.

$U_{2\text{IN}}$ – напряжение на выводе IN регулятора LM317,

$U_{2\text{OUT}}$ – напряжение на выводе OUT регулятора LM317.

Выяснение того, что делает транзистор Q2, оставим в качестве упражнения для проницательного читателя. Подсказка: он экономит около трети мощности по сравнению с исходной схемой при $V_{\text{OUT}} = 12 \text{ В}$.

Примечание: если вы хотите использовать эту схему с другим предварительным

регулятором с другим напряжением V_{FB} , просто подберите

$$R7 = R6 \frac{V_{\text{FB}}}{2.4} \cdot \text{ПЛ}$$

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Мощный ШИМ ЦАП с микросхемой LM317](#). РадиоЛоцман, 2025, 01-02, стр. 98.
2. Stephen Woodward. [Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4053](#)
2. [Datasheet Fairchild LM317](#)
3. [Datasheet Microchip MIC2253](#)
4. [Datasheet Vishay SSA24](#)
5. [Datasheet Fairchild 2N3906](#)
6. [Datasheet Central Semiconductor 2N5087](#)

Балансные подавители шума

Михаил Шустов, г. Томск

Предложен способ и схема подавителя шума балансного типа. Входной зашумленный сигнал подается на вход повторителя (усилителя) напряжения u , одновременно, на вход инвертора (усилителя), с выхода которого сигнал поступает на узкополосный фильтр. Выходные сигналы этих каскадов смешиваются в определенной пропорции на сопротивлении нагрузки, в итоге выходные противофазные шумовые сигналы взаимно подавляются, а на выходе устройства выделяется полезный сигнал.

Для подавления шума усилительных устройств известно большое разнообразие различных методов и средств [1,2]. В частности, это индивидуальный подбор малошумящих элементов во входных цепях усилительных устройств, сужение рабочей полосы пропускания, снижение температуры входных цепей до температуры жидкого гелия, использование пороговых устройств, отсекающих сигналы с малой амплитудой, подавление шумов в паузах потока информации и многое другое.

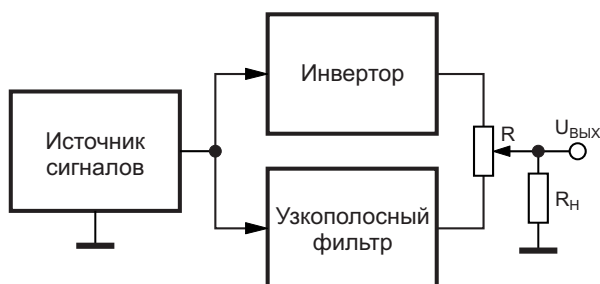


Рисунок 1. Основные узлы балансного подавителя шума.

В настоящей работе для подавления шума использовано противофазное сложение двух сигналов, один из которых инвертирует фазу входного сигнала, а второй без изменения фазы пропускается через узкополосный фильтр, Рисунок 1. К выходам инвертора (инвертора-усилителя) и узкополосного фильтра подключен потенциометр, позволяющий сбалансировать устройство и тем самым подавить шумовой сигнал на его выходе.

На Рисунке 2 показана схема источника тестовых сигналов, используемого для проверки работы балансного подавителя шума. На вход испытываемого устройства переключателями SA1 и SA2 можно подавать сигналы как от источника полезного сигнала, так и от генератора белого шума, а также сигнал, представляющий смесь полезного сигнала и шума.

Электрическая схема балансного подавителя шума показана на Рисунке 3. Инвертор напряжения выполнен на операционном усилителе DA1.1 микросхемы LM324. На элементе DA1.2 этой же микросхемы выполнен узкополосный фильтр на двойном Т-образном мосте. К выходам операционных усилителей подключен потенциометр R4, позволяющий сбалансировать эту своеобразную мостовую схему подавителя шума.

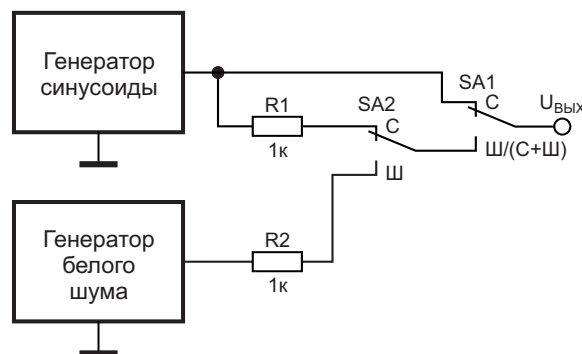


Рисунок 2. Источник тестовых сигналов, позволяющий подавать на вход балансного подавителя шума полезный сигнал (с), шумовой сигнал (ш), либо их смесь (ш+с).

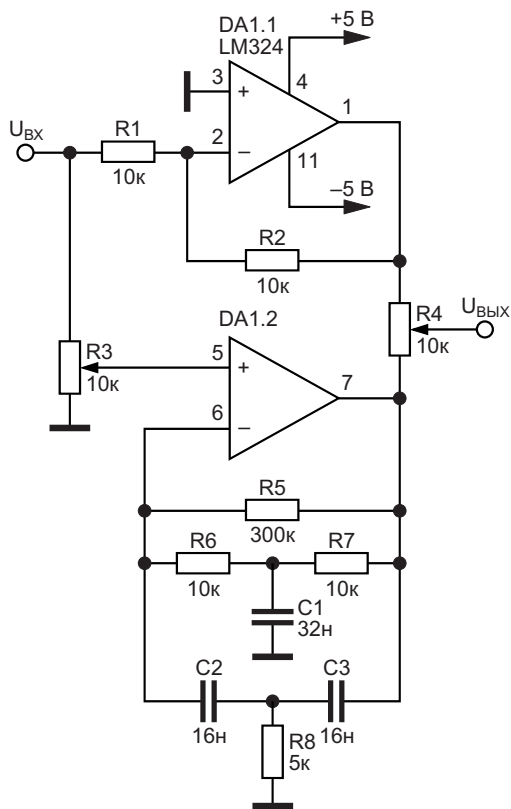


Рисунок 3. Электрическая схема балансного подавителя шума.

На Рисунке 4 показаны осциллограммы сигналов, отдельно снимаемых с выхода инвертора напряжения, а также с выхода фильтра до балансировки устройства. При подаче на вход устройства полезного сигнала амплитудой 500 нВ частотой 1 кГц и, одновременно, шумового сигнала, визуально выделить на осциллограмме полезный сигнал, снимаемый с выхода инвертора, не представляется возможным. В то же время полезный сигнал с выхода фильтра, отчетливо выражен, однако заметно зашумлен.

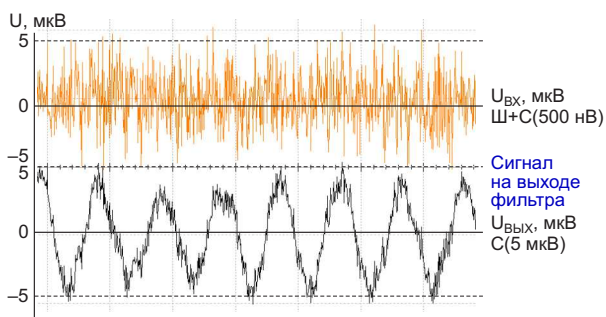


Рисунок 4. Осциллограммы сигналов, снимаемых с выходов инвертора напряжения и фильтра при подаче на вход устройства смешанного (ш+с) шумового и полезного (с) сигнала частотой 1 кГц и амплитудой 500 нВ.

При балансировке схемы на выходе устройства полезный сигнал в значительной мере очищен от шумовой составляющей, и амплитуда его достигает 5 мкВ, Рисунок 5.

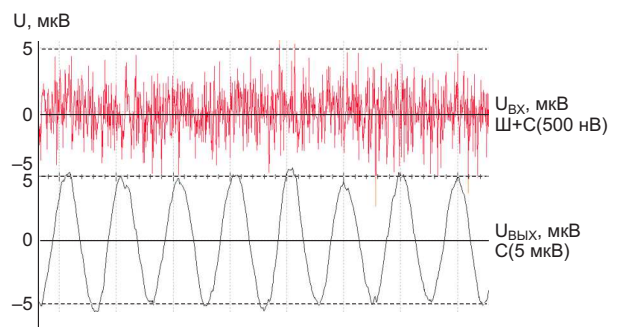


Рисунок 5. Осциллограммы входного сигнала, содержащего смесь (ш+с) шумового и полезного сигнала на частоте 1 кГц амплитудой 500 нВ, и сигнала на выходе балансного подавителя шума.

При дальнейшем повышении уровня полезного сигнала до 5 мкВ на осциллограмме, Рисунок 6, отчетливо заметен сильно зашумленный входной сигнал синусоидальной формы. При использовании балансного подавителя шума выходной сигнал амплитудой 50 мкВ имеет практически идеальную синусоидальную форму.

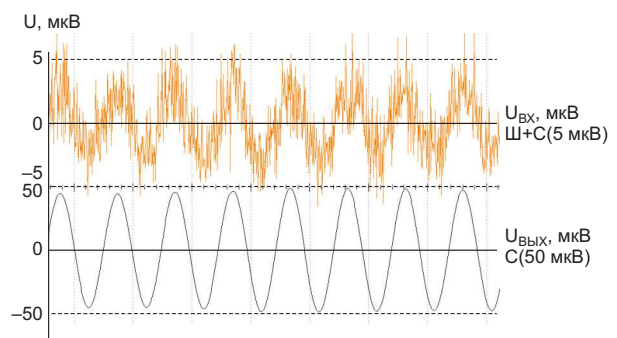


Рисунок 6. Осциллограммы входного сигнала, содержащего смесь (ш+с) шумового и полезного сигнала (частота 1 кГц, амплитуда 5 мкВ), и сигнала на выходе балансного подавителя шума.

На Рисунке 7 показана реакция устройства при подаче на его вход шумового и амплитудно-модулированного (АМ) сигнала частотой 1 кГц и амплитудой 1 мкВ; частота модуляции 100 Гц, глубина модуляции 100%.

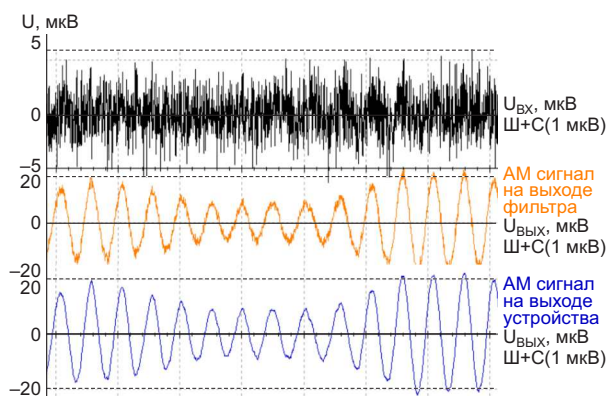


Рисунок 7. Осциллограммы входного сигнала, содержащего смесь (ш+с) шумового и амплитудно-модулированного полезного сигнала, а также сигналов на выходе фильтра и выходе балансного подавителя шума.

На Рисунке 8 приведена схема балансного подавителя шума с использованием LC-фильтра [3], выполненного на операционном усилителе DA1.2 микросхемы LM324. Фильтр настроен на частоту 10 кГц. При уровне входного полезного сигнала 100 нВ и при уровне шумового сигнала того же порядка, как и ранее, коэффициент нелинейных искажений (КНИ) выходного сигнала меняется от 6 до 10%; при входном сигнале 1 мкВ КНИ = 0.6...1.0% и при входном сигнале амплитудой 10 мкВ КНИ = 0.07...0.10%.

В шумоподавители допустимо использовать операционные усилители AD704, CA0358, EL2210, HA3-4741, LF347, LM324, OP249, TL022, TL064, TL084, TLV2444 и др.

Балансные подавители шума можно адаптировать для работы в области более высоких частот, однако для этого потребуются высоко-частотные активные элементы, а также дополнительная балансировка фаз сигналов. **РЛ**

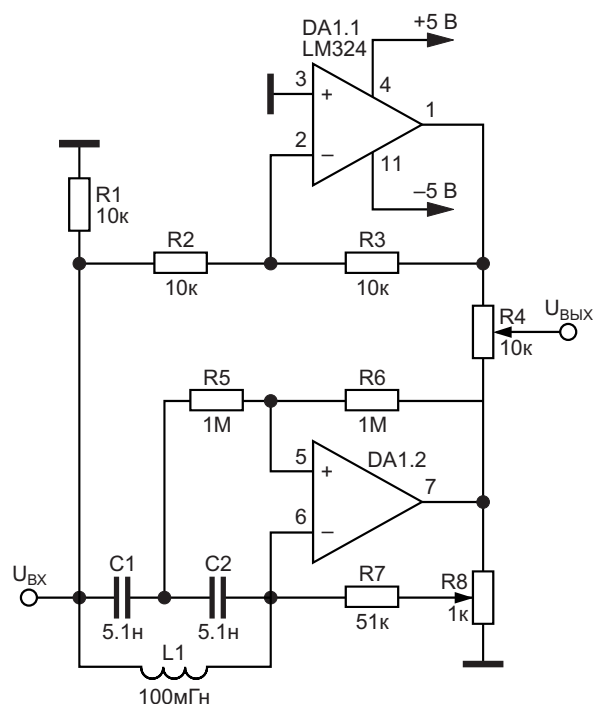


Рисунок 8. Балансный подавитель шума с использованием LC-фильтра на частоту 10 кГц.

Литература

1. Никитин Н.П., Лузин В.И. Устройства приема и обработки сигналов. Системы управления приемником. Устройства борьбы с помехами. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2014. 88 с.
2. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. М.: Мир, 1979. 318 с.
3. Шустов М.А. LC- и RC фильтры с регулируемой полосой пропускания. Радиомир. 2009. № 6. С. 6–7.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)

Источник тока 1 А/20 В, управляемый ШИМ

Stephen Woodward

EDN

В этой статье представлен необычный подход к созданию мощного ЦАП, в котором объединены перевернутый регулятор LM337 и простая (всего на одной стандартной микросхеме) схема ШИМ, чтобы сделать источник тока 1 А/20 В. Он подходит для управления магнитами, зарядки аккумуляторов и других приложений, где может потребоваться гибкий и недорогой источник тока с компьютерным управлением. В нем имеется точный внутренний источник опорного напряжения и реализованы функции защиты от перегрузки и перегрева, характерные для этого прове-

ренного временем знаменитого шедевра Боба Пиза!

Точность выходного тока при максимальном коэффициенте заполнения (равном единице) полностью определяется точностью сопротивления R4 и точностью $\pm 2\%$ (гарантированной, обычно намного лучшей) напряжения внутреннего опорного источника микросхемы LM337. Таким образом, она не зависит от (иногда сомнительной) точности источников питания логики, как это часто бывает с обычными ШИМ-ЦАП.

На Рисунке 1 показана схема.

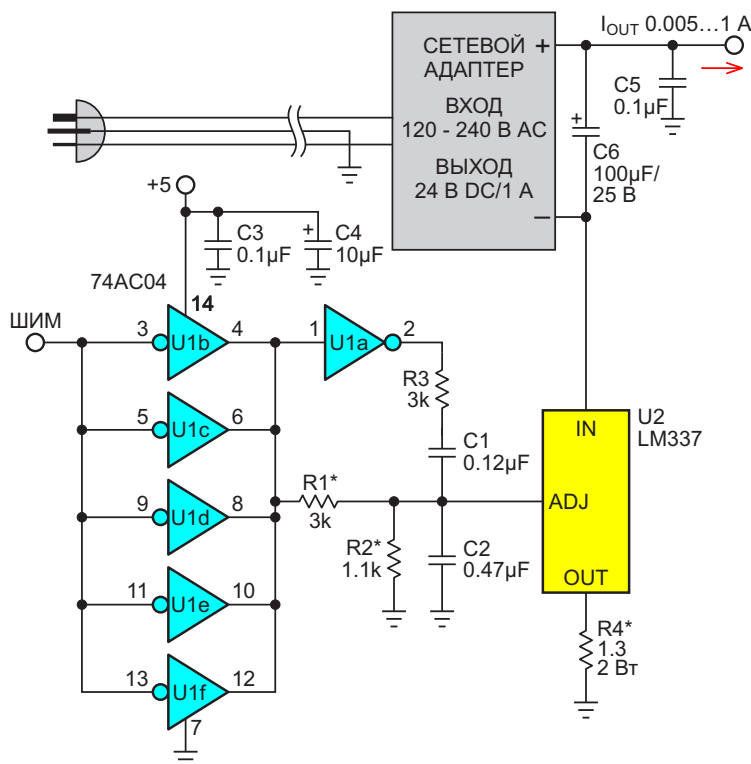


Рисунок 1. LM337 в сочетании со стандартным шестеренным инвертором образует недорогой ШИМ источник тока 1 А. (* – 1% металлопленочный). $I_{OUT} = 1.07(D - 0.07)$, $I_{OUT} > 0$.

КМОП инверторы серии AC U1b – U1f принимают ШИМ-сигнал частотой 10 кГц, формируя управляющее напряжение от –50 мВ до +1.32 В для вывода ADJ регулятора тока U2, пропорциональное коэффициенту заполнения ШИМ D. Разумеется, при соответствующем масштабировании емкостей C1 и C2 можно использовать другие частоты и разрешения ШИМ. Ниже смотрите арифметику для коэффициента K.

При D = 0 напряжение на выводе ADJ больше 1.25 В, и U2 выдает минимальный для LM337 ток (около 5 мА), как показано в подписи к Рисунку 1.

$$I_{OUT} = 1.07(D - 0.07).$$

Смещение нуля на 7% было введено для того, чтобы гарантировать, что D = 0 надежно выключит U2 при любом возможном несоответствии между его внутренним опорным напряжением и напряжением шины +5 В. Мне всегда казалось странным, что регулятор отрицательного напряжения вроде 337 иногда нуждается в положительном управляющем сигнале, но в данном случае это так.

U1a инвертирует сигнал ШИМ, обеспечивая активное подавление пульсаций, как описано в статье «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» [1]. Поскольку показанные емкости конденсаторов фильтра пульсаций C1 и C2 рассчитаны на 8 бит и частоту ШИМ 10 кГц, для правильной работы этой схемы с другой частотой и разрешением емкости необходимо умножить на коэффициент K:

$$K = 2^{N-8} \frac{10 \text{ кГц}}{F_{PWM}},$$

где

N – разрешение ШИМ, бит;

F_{PWM} – частота ШИМ.

Если требуется больший выходной ток, то регулятор LM337 позволяет увеличить его, так как рассчитан на 1.5 А. Этого можно добиться, просто выбрав более мощный сетевой адаптер и сделав R4 = 0.87 Ом. Однако для того, чтобы превысить этот предел, потребуется запараллелить несколько регуляторов 337, каждый из которых будет иметь свой R4 для равномерного распределения нагрузки.

Наконец, несколько слов о тепле. Регулятор U2 должен иметь достаточный теплоотвод, соответствующий выделяемому теплу, которое равно выходному току, умноженному на разность между 24 В и выходным напряжением. Мощность может достигать двузначных значений, поэтому не экономьте на площади радиатора. 337-е автоматически отключаются при температуре перехода выше 150 °С, поэтому U2 никогда не сгорит. Но в любом случае убедитесь, что он выдержит тест на «послюнявленный палец», чтобы не отключиться в тот момент, когда вы этого меньше всего ожидаете (или хотите)! [PL](#)

Ссылки

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

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM337](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74AC04](#)

Генератор гармонических колебаний на двух транзисторах

Corvan Rij

EDN

На Рисунке 1 показана разновидность генератора синусоидальных колебаний, в котором используются всего два транзистора и один переменный резистор для установки частоты.

Секция, содержащая транзистор Q1, представляет собой полосовой фильтр с многократной обратной связью (multiple feedback bandpass filter, MFBF). Обычное исполнение такого фильтра показано на Рисунке 2.

Формулы для этих фильтров можно найти практически в любом учебнике (где $C = C1 = C2$):

$$f = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R1+R2}{R1 \cdot R2 \cdot R3}},$$

$$A = -\frac{R2}{2 \cdot R1},$$

$$Q = \pi \cdot R2 \cdot C \cdot f.$$

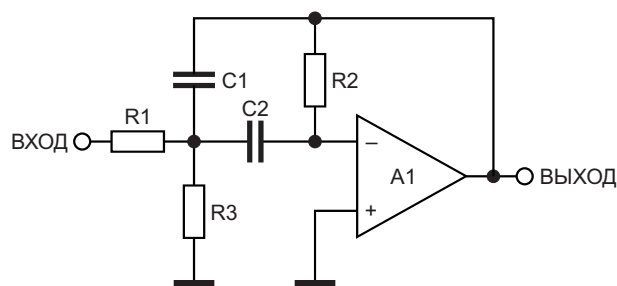


Рисунок 1. Для простого перестраиваемого генератора синусоидальных колебаний требуется всего несколько компонентов.

Обратите внимание, что центральная частота, среди прочего, определяется сопротивлением резистора R3. Коэффициент усиления фильтра задается отношением $R2/R1$ таким образом, что

$$A = -\frac{R2}{2 \cdot R1}.$$

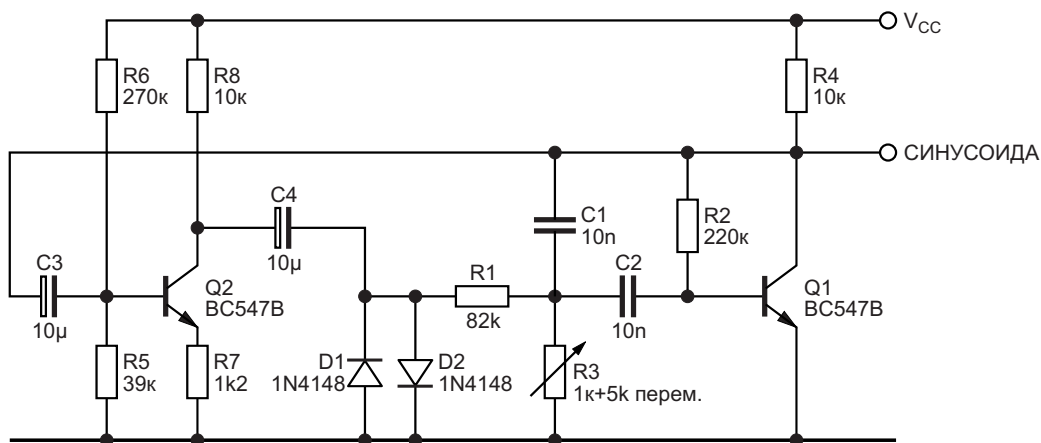


Рисунок 2. Стандартная реализация MFBF.

Обычно этот фильтр реализуется с помощью операционного усилителя, но также может быть сделан на основе инвертирующего транзисторного усилителя. Однако из-за ограниченного усиления без обратной связи последнего коэффициента усиления на высоких частотах будет недостаточно.

Секция с транзистором Q2 представляет собой инвертирующий усилитель, коэффициент усиления которого без нагрузки равен $R8/R7$. Диоды D1 и D2 вместе с резистором R8 образуют ограничитель, обеспечивающий постоянный уровень сигнала, подаваемого на MFBF.

На центральной частоте фильтра сдвиг фазы составляет 180° . Вместе со сдвигом фазы на 180° , создаваемым каскадом на транзисторе Q2, общий фазовый сдвиг на этой частоте получается равным 360° . Благодаря значительному коэффициенту усиления транзистора Q2 усиление петли обратной связи превышает единицу. Таким образом, критерии устойчивости Баркхаузена выполнены.

Относительное мягкое ограничение диодами D1 и D2 вместе с фильтром на транзисторе Q1 уменьшают количество гармоник в выходном сигнале. Центральную частоту определяют пассивные компоненты, окружающие Q1.

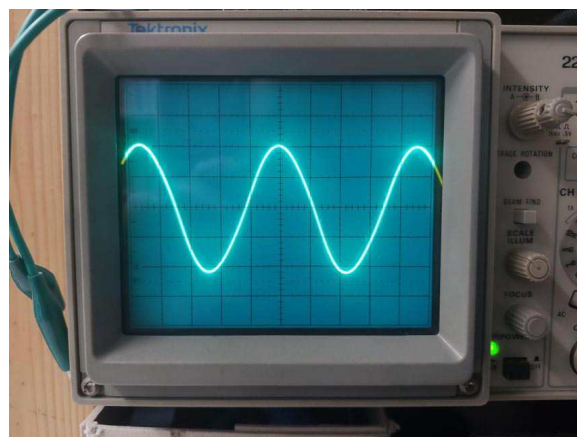


Рисунок 3. Оциллограмма показывает выходной сигнал генератора на частоте около 1 кГц.

При указанных номиналах компонентов частоту можно устанавливать в диапазоне от 498 Гц до 1230 Гц, изменяя сопротивление R3 от 1 кОм до 6 кОм. При этом пиковое значение выходной амплитуды изменяется от 1.28 В до 0.68 В. Искажения синусоиды составляют примерно 1% (Рисунок 3).

Изменение напряжения питания от 9 В до 12 В приводит к изменению частоты всего на 2 Гц и изменению амплитуды выходной синусоиды от 0.80 В до 0.86 В. **РЛ**

Датчики напряжения с гальванической развязкой



Тюшкевич Л. М., Беларусь

Рассматриваемые датчики напряжения могут применяться в преобразователях напряжения, источниках питания и других устройствах, где требуются измерения постоянных и переменных напряжений, в том числе и с гальванической развязкой от первичной сети. Достоинствами датчиков являются их простота, дешевизна и эффективность.

Известны малогабаритные трансформаторы, например, серии ZMPT107, позволяющие очень просто измерять переменное напряжение. Параметры одного из них приведены в Таблице 1. Схемы включения при измерении переменных напряжений показаны на Рисунке 1.

Таблица 1. Электрические параметры измерительного трансформатора ZMPT107-1

Параметр	Значение
Номинальный входной ток	2 мА
Номинальный выходной ток	2 мА
Соотношение витков	1000:1000
Сдвиг фаз	$\leq 45^\circ$ (50 Ом)
Диапазон линейности	0...3 мА (50 Ом)
Линейность	0.2%
Класс точности	0.2
Напряжение изоляции	3000 В
Назначение	Измерения напряжения и мощности
Материал изоляции	Эпоксидный состав
Способ монтажа	На печатную плату
Диапазон рабочих температур	-40 °С – +85 °С

Для измерения постоянных напряжений предлагается схема включения с твердотельным реле (Рисунок 2) или транзисторным

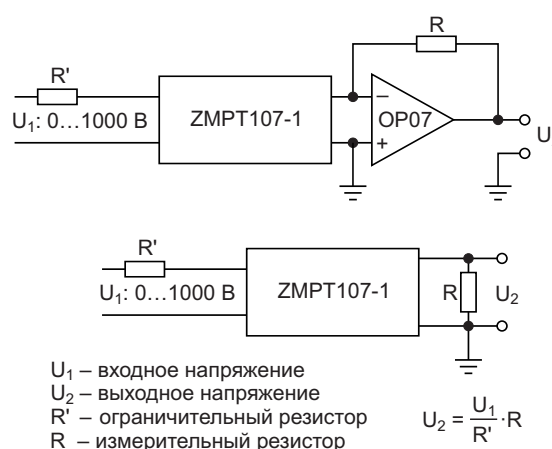


Рисунок 1. Схемы включения трансформатора ZMPT107-1 при измерении переменных напряжений.

оптроном (Рисунок 3). Схемой управления формируется импульс включения твердотельного реле или оптрона. Во время действия управляющего импульса с помощью

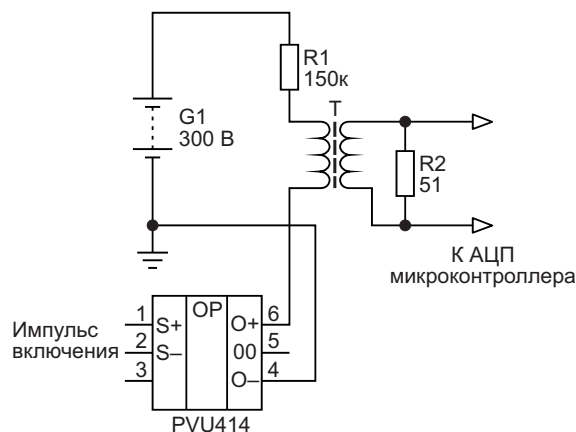


Рисунок 2. Схема включения с твердотельным реле.

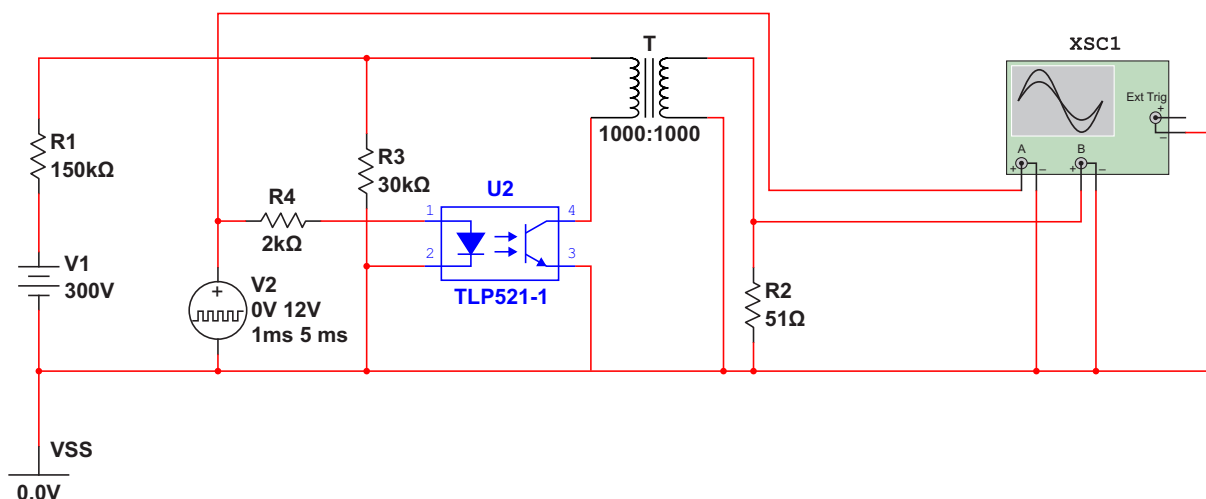


Рисунок 3. Схема включения с транзисторным оптроном, смоделированная в Multisim.

микроконтроллера производится измерение напряжения на вторичной обмотке трансформатора Т, соответствующее измеряемому напряжению.

Твердотельные реле дают довольно большую задержку включения/выключения (обычно несколько сотен микросекунд или единиц миллисекунд), поэтому более целесообразно в качестве коммутирующих элементов использовать транзисторные оптроны, обладающие более высоким быстродействием, однако меньшим максимально допустимым напряжением коллектор-эмиттер. Для ограничения напряжения на оптроне в схему добавляется еще один резистор. Такая схема, смоделированная в программе Multisim,

представлена на Рисунке 3. В этой схеме при входном напряжении 300 В напряжение на оптроне U2 составляет 50 В.

Форма сигнала на вторичной обмотке трансформатора при напряжении 300 В показана на Рисунке 4, а при напряжении 150 В – на Рисунке 5. Во втором случае напряжение на вторичной обмотке в два раза меньше.

Точность измерений можно повысить, если учитывать падение напряжения на трансформаторе (падением напряжения на коммутирующем элементе при токе порядка 2 мА можно пренебречь).

Как известно, трансформатор тока может быть представлен схемой замещения, упрощенный вид которой показан на Рисунке 6 [1].

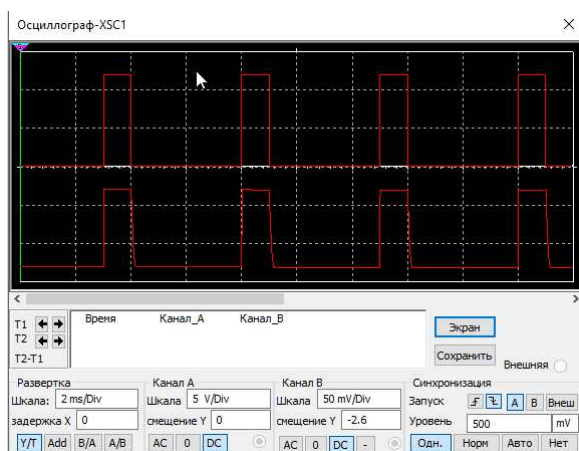


Рисунок 4. Осциллограммы сигнала управления и выходного сигнала смоделированной схемы при напряжении 300 В.

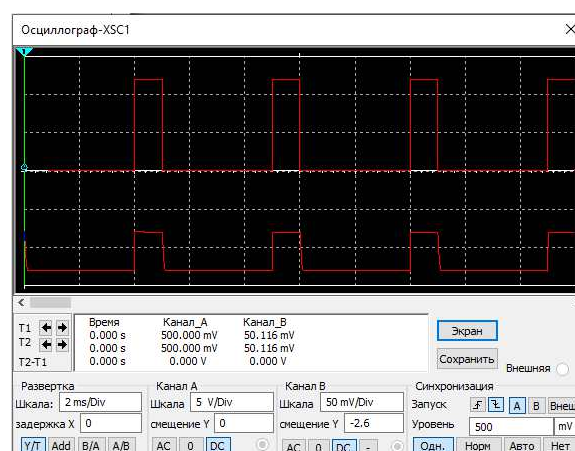


Рисунок 5. Осциллограммы сигнала управления и выходного сигнала смоделированной схемы при напряжении 150 В.

В рассматриваемом трансформаторе коэффициент трансформации $K = 1000:1000 = 1$, активные сопротивления обмоток $R_{1T} = R'_{2T} = 100$ Ом, индуктивности первичной и вторичной обмоток $L_1 = L_2 = 40$ Гн (измеренные значения!) $R_2 = 51$ Ом – сопротивление нагрузки. Индуктивностями рассеивания L_{1T} , L'_{2T} можно пренебречь (отстроиться при измерениях). Тогда входное сопротивление трансформатора в схеме замещения можно рассчитать как

$$R_{TR} = R_{1T} + R'_{2T} + R_2 = 251 \text{ Ом.}$$

Это эквивалентное сопротивление можно учитывать при расчете входного напряжения:

$$U = U_2 \frac{R_1 + R_{TR}}{R_2},$$

$$I = \frac{U_2}{R_2}.$$

Если учитывать влияние сопротивления R_3 (см. Рисунок 3), после несложных преобразований получаем:

$$U = \left(\frac{U_2}{R_2} \right) \cdot \left(R_1 + (R_1 + R_3) \cdot \frac{R_{TR}}{R_3} \right).$$

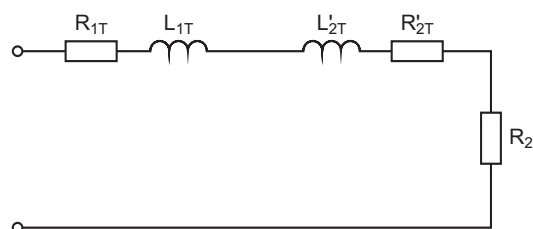


Рисунок 6. Схема замещения трансформатора тока.

Здесь

U_2 – напряжение на вторичной обмотке трансформатора во время действия импульса включения,

I – измеренное микроконтроллером значение тока,

R_1 – входное сопротивление. **РЛ**

Литература

1. Забудский Е.И. Электрические машины. Ч. 1. Трансформаторы. Учебное пособие для вузов. – Москва: МГАУ. 2002. – 167с.

Материалы по теме

1. [Datasheet Qingxian Zeming Langxi ZMPT107-1](#)
2. [Datasheet Toshiba TLP521-1](#)

Разработка интерфейса RTD с помощью электронной таблицы

Robert S Villanucci

EDN

RTD (резистивные датчики температуры) являются предпочтительным выбором датчиков для конструкций, требующих точности. Хотя в ограниченном диапазоне температур от 0 до 100 °C RTD приблизительно линейны, по мере расширения диапазона измерений эти датчики демонстрируют небольшое, но постоянное увеличение нелинейности зависимости сопротивления от температуры. Следовательно, для получения высокого уровня точности системы в широком интервале измерений необходим

подбор аппроксимирующей кривой. Одним из способов устранения нелинейности характеристики датчика RTD является разработка аналогового оборудования, выполняющего математическую аппроксимацию кривой, предшествующую какой-либо доп. обработке сигнала. Этот подход особенно привлекателен, если он позволяет сохранить как низкую стоимость, так и небольшое количество компонентов, а также, если использование микропроцессора нецелесообразно.

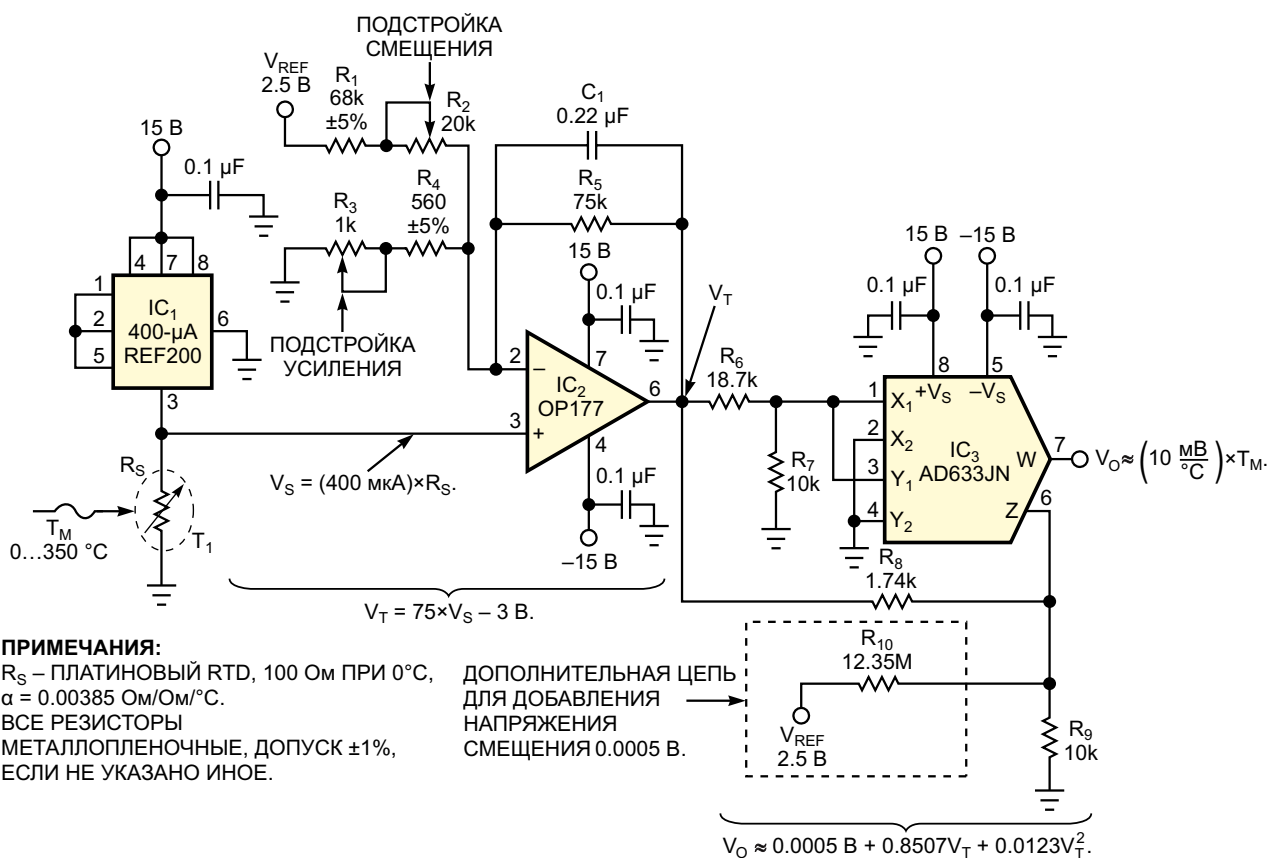


Рисунок 1. Для линейризации выходного сигнала датчика в этой схеме RTD используется полином второго порядка.

Наиболее популярные RTD изготавливаются из платины со значением сопротивления 100 Ом при 0 °С и степенью чистоты металла, позволяющей им соответствовать стандартной европейской кривой с положительным температурным коэффициентом α , равным 0.00385 Ом/Ом/°С. Менее популярны, но все же распространены RTD с чуть более высокой чистотой металла. Значение α для этих RTD равно 0.00392 Ом/Ом/°С и соответствует американской кривой. В схеме на Рисунке 1 используется стандартный RTD для измерения температуры в расширенном диапазоне температур от 0 до 350 °С. Выходное напряжение схемы от 0 до 3.5 В, а общая точность системы превышает 0.5 °С. Эту систему датчиков описывает следующая линейная формула:

$$V_o \approx \left(\frac{10 \text{ mV}}{^\circ\text{C}} \right) T_m.$$

Микросхема IC₁ сконфигурирована внешними выводами для подачи постоянного тока 400 мкА через заземленный датчик T₁. Возбуждение T₁ таким небольшим током – работа при «нулевой мощности» – позволяет сохранить мощность, рассеиваемую схемой в датчике в наихудшем случае, на уровне менее 40 мкВт и свести ошибки саморазогрева до эффекта второго порядка [1]. Кроме того, возбуждение RTD от источника тока сохраняет его внутреннюю нелинейность и позволяет выразить выходное напряжение датчика V_S как 400 мкА × R_S, где R_S – сопротивление датчика.

Микросхема IC₂ выполняет первичное формирование выходного сигнала датчика, сначала масштабируя выходное напряжение, а затем смещая результат так, чтобы V_T было немного больше выходного напряжения 3.5 В при 350 °С, а V_T равнялось 0 В при 0 °С. Добавление усиления и смещения перед линеаризацией снижает нагрузку на схему аппроксимации кривой и помогает удовлетворить требованиям к точности системы. Комбинация элементов C₁ и R₅ образует фильтр нижних частот с полюсом примерно на частоте 10 Гц для удаления помех от источника питания. Следующий член описывает характеристики микросхемы IC₂ и окружающих ее цепей: V_T = 75V_S – 3 В.

Таблица 1. Данные таблицы Excel

Измеренная температура (°C)	R _S (Ом)	V _S (В)	V _T (В)	V _O (В)
0	100	0.04	0	0
25	109.73	0.0439	0.292	0.25
50	119.4	0.0479	0.582	0.5
75	128.99	0.0516	0.87	0.75
100	138.51	0.0554	1.155	1
125	147.95	0.0592	1.439	1.25
150	157.33	0.0629	1.72	1.5
175	166.62	0.0666	1.999	1.75
200	175.86	0.0703	2.276	2
225	185.01	0.074	2.55	2.25
250	194.1	0.0776	2.823	2.5
275	203.1	0.0812	3.093	2.75
300	212.05	0.0848	3.362	3
325	220.91	0.0884	3.627	3.25
350	229.72	0.0919	3.892	3.5
375	238.88	0.0956	4.166	3.75
400	247.09	0.0988	4.413	4

Затем в таблице Excel создается нелинейная математическая зависимость напряжения V_T от выходного сигнала системы V_O (Таблица 1). Электронная таблица содержит значения для 17 измерений температуры, которые начинаются с 0 °С, постепенно увеличиваются на 25 °С и заканчиваются на 400 °С. Использование набора данных, выходящего за пределы предполагаемого диапазона измерений 350 °С, может уменьшить конечные ошибки в нелинейных системах. Значения R_S берут из стандартной таблицы зависимости сопротивления RTD от температуры, а формулы позволяют вычислить V_S и V_T. Столбцы V_T и V_O – это входные и выходные сигналы схемы линеаризации, соответственно; их график можно построить с помощью функции точечной диаграммы (XY Scatter) Excel. С помощью функции линий тренда в Excel можно получить следующую формулу – математическое представление аппроксимирующей кривой, необходимой для схемы линеаризации выходного сигнала датчика:

$$V_o = 0.0005 \text{ В} + 0.8597V_T + 0.0123V_T^2,$$

Микросхема IC₃ и четыре резистора с допуском 1% (возможно, с дополнительным пятым) реализуют полином второго порядка:

$$V_o = a + bV_T + cV_T^2,$$

где

a – смещение,

b – коэффициент при линейном члене,
 c – коэффициент при квадратичном члене.

Проектирование схемы аппроксимации кривой начинается с подключения четырех входов IC₃ для создания положительного квадратичного члена, который масштабируется на выходе микросхемы ее внутренним коэффициентом 1/10. Затем, сравнивая члены, можно обнаружить, что коэффициент c должен быть равен 0.0123. Поскольку R_6 и R_7 образуют делитель напряжения, который ослабляет сигнал V_T , этот коэффициент можно выразить следующей формулой:

$$c = \frac{1}{10} \left(\frac{R_7}{R_6 + R_7} \right)^2$$

Выберите значение сопротивления R_7 – 10 кОм для данной конструкции – и затем, используя предыдущую формулу, найдите сопротивление R_6 .

Резисторы R_8 , R_9 и необязательный R_{10} образуют пассивный сумматор для создания члена смещения a и линейного коэффициента b . Выходное напряжение пассивного сумматора подается непосредственно на вход Z (вывод 6) микросхемы IC₃, которая добавляет смещение и линейные члены к квадратичному члену, формируя отклик системы на выводе 7. Опять же, сравнивая эти термины, обратите внимание, что смещение должно быть равно 0.0005 В. Член смещения составляет всего 0.5 мВ, и его исключение добавит погрешность приблизительно в 0.05 °С, поэтому изначально им можно пренебречь. Затем, поскольку коэффициент линейного члена b должен быть равен 0.8507, сначала выберите подходящее значение для R_9 и используйте следующую формулу для нахождения R_8 :

$$b = \frac{R_9}{R_8 + R_9}$$

Если вы хотите с помощью дополнительной схемы добавить член смещения, который является частью пассивного сумматора, выберите для V_{REF} стабильное опорное напряжение 2.5 В, рассчитайте сопротивление параллельной комбинации $R_8 || R_9 = R_{EQ}$ и найдите значение R_{10} , используя следующую формулу для делителя напряжения:

$$a = \frac{R_{EQ}}{R_9 + R_{EQ}} V_{REF}$$

Для калибровки этой схемы замените датчик прецизионным декадным магазином сопротивлений. Установите декадный магазин для имитации 0 °С и резистором R_2 отрегулируйте смещение так, чтобы выходное напряжение на выводе 7 микросхемы IC₃ составляло 0 В. Затем установите декадный переключатель для имитации температуры 350 °С и резистором R_3 отрегулируйте усиление так, чтобы выходное напряжение равнялось 3.5 В. Повторяйте эту последовательность шагов по подстройке, пока обе точки не будут зафиксированы. Схема на Рисунке 1 с дополнительной цепью имеет наихудшую погрешность измерения при 250 °С и сигнале датчика 2.504 В, равную 0.16%, или 0.4 °С. Тестирование без дополнительной цепи – опорного напряжения и резистора R_{10} – не выявило заметного улучшения точности. **РЛ**

Ссылка

1. ["C Generates Second-Order Polynomial"](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD633](#)
2. [Datasheet Analog Devices OP177](#)
3. [Datasheet Texas Instruments REF200](#)

28-вольтовый размыкатель цепи на основе токоизмерительного усилителя

Analog Devices

Используя усилитель сигналов датчика тока в шине питания MAX4373, можно разработать схему с диапазоном напряжений до 28 В. Все, что нужно, – это n-p-n транзистор общего назначения.

Защелка на выходе COUT1 компаратора микросхемы MAX4373 и усилитель сигналов датчика тока в шине питания с компаратором и источником опорного напряжения делают возможным использование этого устройства в качестве размыкателя цепи (см. Рисунок 2 в техническом описании микросхемы). Однако приведенная в техническом описании схема подходит только для напряжений питания в диапазоне от +2.7 В до +5.5 В. Этот диапазон можно расширить до 28 В, добавив n-p-n транзистор общего назначения, как показано на Рисунке 1.

При нормальной работе на выходе компаратора с открытым стоком сохраняется низкий уровень напряжения, позволяя номинальному току 430 мкА протекать от эмиттера транзистора через R2 к выводу COUT1. Тот же (приблизительно) ток протекает через коллектор и резистор R1, создавая для p-канального MOSFET управляющее напряжение затвористок чуть выше –6.4 В.

Для приложения требуется порог срабатывания размыкателя, равный 900 мА. Микросхема MAX4373FESA выбрана потому, что ее коэффициент усиления от токоизмерительного резистора до выхода составляет 50 В/В. Таким образом, при токе 900 мА на токоизмерительном резисторе R6 сопротивлением

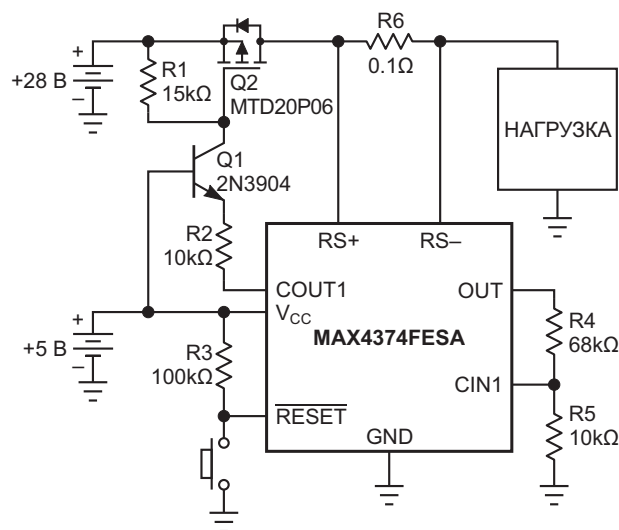


Рисунок 1. В этом размыкателе цепи n-p-n транзистор Q1 расширяет размах сигнала на выходе COUT1 компаратора.

100 мОм падает напряжения 90 мВ, которое умножается на коэффициент усиления 50 и дает 4.5 В на выводе OUT. Пороговое напряжение на входе CIN1 компаратора составляет 600 мВ, поэтому расчетным значением является резистивный делитель с отношением 6.5:1. Выбор R4 = 68 кОм и R5 = 10 кОм дает фактический пороговый ток нагрузки 936 мА, что достаточно близко для данного приложения.

Если ток нагрузки превышает этот порог, выход компаратора фиксируется в высокоимпедансном состоянии. Транзистор переходит в режим отсечки, и MOSFET выключается. Нажатие кнопки сброса восстанавливает

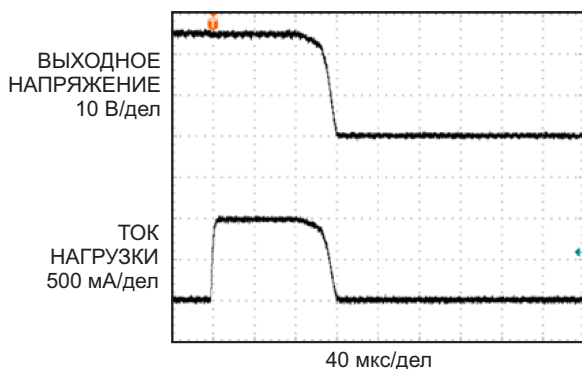


Рисунок 2. При показанном токе нагрузки (110% от номинального порогового значения 900 мА) размыкатель цепи на Рисунке 1 срабатывает примерно за 100 мкс.

нормальную работу схемы при условии, что неисправность устранена.

Такая топология схемы подходит для приложений, в которых более высокое напряжение (в данном примере +28 В) по меньшей

мере вдвое превышает напряжение V_{CC} . Кроме того, напряжение V_{CC} ограничено максимальным значением +5.5 В, чтобы оставаться в пределах выходного напряжения компаратора. Неравные значения сопротивлений R1 и R2 в этой схеме дают небольшое усиление, которое, в свою очередь, обеспечивает немного большее управляющее напряжение затвора для минимизации потерь из-за сопротивления открытого MOSFET.

Схема реагирует на перегрузку по току примерно за 100 мкс (Рисунок 2). Ее реакция (в отличие от термомеханического размыкателя) практически не меняется при токах, превышающих пороговое значение всего на 10%. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4374](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MTD20P06](#)

Как собрать бесплатную энергию из атмосферы

Swagatam Majumdar

Homemade Circuit

Схема сборщика бесплатной энергии позволяет преобразовывать энергию окружающих радиочастотных волн в электрическую энергию и может неограниченно долго выдавать мощность от 40 до 10 Вт.

Концепция схемы

Правильная настройка антенны дает возможность увеличения выходной мощности. Размещение антенны в непосредственной близости от большого металлического предмета помогает генерировать дополнительную мощность.

Провод антенны должен иметь длину более 45 метров, и для достижения наилучшего результата его необходимо разместить горизонтально на более высокой платформе. Чем выше установлена антенна, тем больше эффективность ее работы. При этом желательно располагать схему ближе к антенне.

Предлагаемая схема сборщика бесплатной энергии действует как пассивный детектор. Когда волна проходит через большой металлический объект, мощность увеличивается. Одним из основных направлений использования этого процесса является изучение вулканов.

Выбор антенны

Чувствительность антенны позволяет улавливать колебания энергии, исходящие

от земли, и часто используется для получения сигнала предупреждения о возможной сейсмической активности.

Таким образом, можно подытожить, что размещение антенны имеет очень большое значение для получения наилучшего результата. Также можно использовать множество таких схем, соединив их входы вместе, чтобы производить достаточно энергии для подачи электричества в дом. Однако следует отметить, что для каждого устройства нужна своя антенна.

Радиочастотная мощность зависит от местоположения. Если место установки находится рядом с городом или в непосредственной близости от передатчиков, излучающих радиочастоты высокого уровня, характеристики устройства будут оптимальными.

Если вы хотите получать бесплатную электроэнергию из атмосферы у себя дома, сначала можете провести эксперимент с антеннами разной длины и размера.

Высота имеет большое значение

Чем выше размещена антенна, тем лучше полученный результат. При монтаже необходимо также помнить, что заземление схемы должно быть хорошо проводящим. Его можно сделать из металлической трубы или стержня.

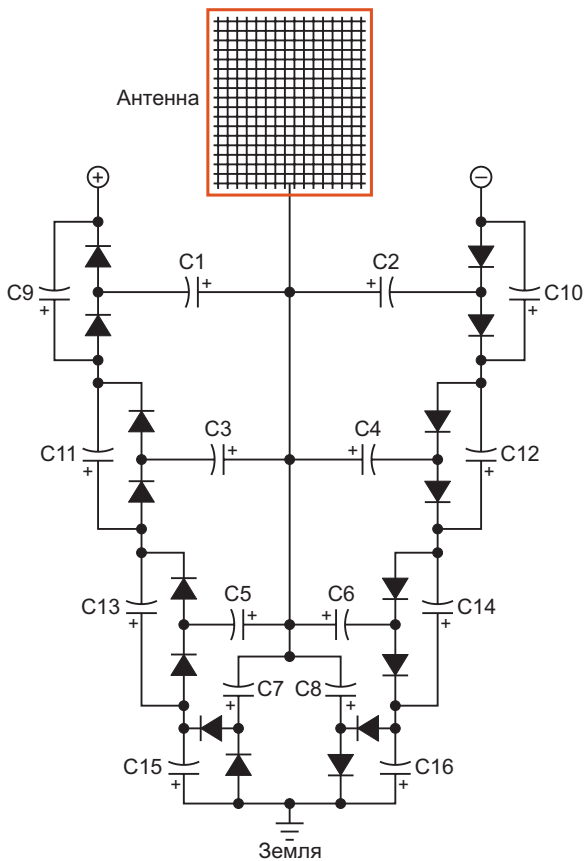


Рисунок 1.

Принципиальная схема

Принципиальная схема устройства сбора энергии показана на Рисунке 1.

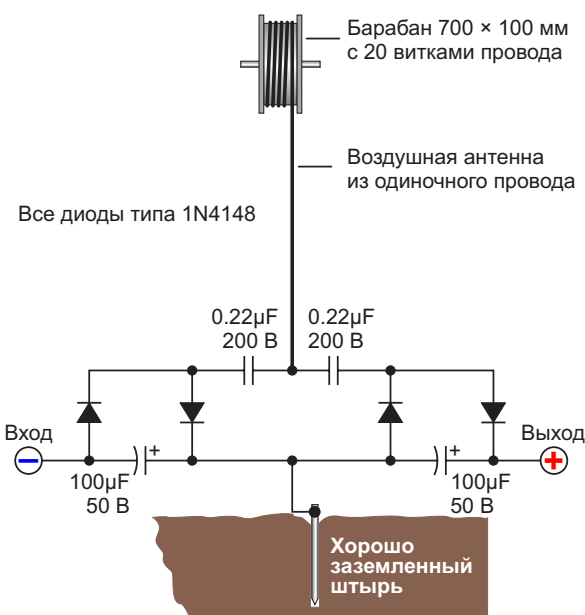


Рисунок 2.



Рисунок 3.

Перечень компонентов

- Все диоды 1N4148.
- Конденсаторы C1 – C8: 0.22 мФ/100 В лавсановые.
- Конденсаторы C9 – C16: 33 мФ/25 В электролитические.

Улучшение устройства сбора энергии

Один из заинтересованных читателей моего блога г-н Прашант Дхонде прислал мне еще одну, более полную схему получения бесплатной энергии (Рисунок 2).

Дополнительная информация об этой конструкции представлена на Рисунке 3.

Один из моих читателей собрал из сборщиков энергии БОЛЬШУЮ плату (Рисунок 4). Он написал:

«Эта конструкция обеспечивает серьезную мощность, достаточную, чтобы нанести

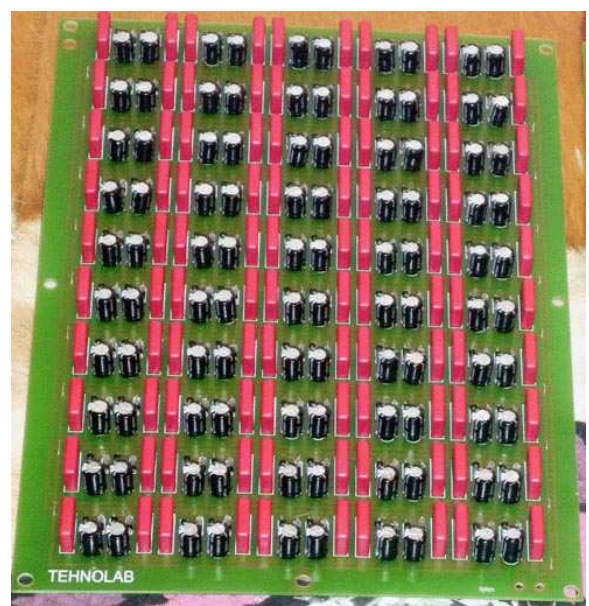


Рисунок 4.

травму или убить неосторожного человека. Два модуля будут очень ярко зажигать светодиод, доводя напряжение на нем до 2.6 В. Если светодиод убрать, то напряжение поднимется примерно до двадцати вольт и его будет достаточно для зарядки 12-вольтовой батареи или банка аккумуляторов, хотя для этого потребуется время. С двадцатью модулями 12-вольтый аккумулятор можно заря-

дить за ночь. Подсчитано, что при использовании двухсот модулей мощности будет достаточно для питания домашнего хозяйства, хотя это еще не было сделано. Следует учитывать, что каждый модуль дешев и прост в изготовлении, поэтому идеальным решением будет создание стека модулей, в который позже можно будет добавить дополнительные модули для увеличения мощности». [РЛ](#)



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!