



Импульсное регулирование тока в цепи с гасящим конденсатором





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!**





Июль-Август 2024 (133)

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 «Росэлектроника» разработала новые СВЧ-приборы для космических платформ
- 4 Murata выпускает многослойные керамические конденсаторы типоразмера 0603 с самой высокой в мире емкостью
- 5 Светодиоды для технологий дополненной реальности стали вдвое эффективнее
- 6 ROHM разработала самый миниатюрный в отрасли КМОП операционный усилитель, оптимизированный для смартфонов и компактных устройств
- 7 Ростех впервые показал мобильную спутниковую станцию с системой самонаведения
- 8 Alpha and Omega Semiconductor представляет TVS диоды с ультранизкой емкостью
- 9 В ТУСУРе создаётся отечественный профилометр
- 10 Ученые создали материал, «заряжающийся» от магнитного поля Земли

Статьи

- 12 Новый метод компенсации наклона пилы в импульсных преобразователях
- 16 Уменьшение погрешности цифровых потенциометров
- 18 Монолитные полевые транзисторы с p-n переходом живы и здоровы
- 20 Держите псевдологарифмическую регулировку усиления ЦП на коротком поводке
- 22 Импульсное регулирование тока в цепи с гасящим конденсатором
- 26 Светодинамическое музыкальное устройство по цене 4 чашек «эспрессо»
- 29 Введение в усилители общим стоком: поведение при больших сигналах
- 32 Интерфейсы МЭМС-микрофонов: аналоговые и цифровые выходы
- 35 Линии передачи моделируют цифровые фильтры в PSpice
- 37 Как глупый шаг породил x86 и положил начало революции в ПК
- 40 Использование нефильтованной ШИМ для управления мощными резистивными нагрузками
- 43 Точный самовосстанавливающийся предохранитель
- 44 Хорошая, плохая и ужасная подстройка нуля
- 46 Синфазное напряжение для промышленных приемопередатчиков
- 49 Микросхема ИОН со встроенным нагревателем обеспечивает стабильность класса единиц ppm
- 52 Четыре буфера с полевыми транзисторами снижают шум вдвое
- 54 Псевдологарифмический ЦП + просмотрная таблица логарифмов = истинно логарифмическая характеристика усиления

Схемы

- 56 Приставка для измерения ZRLC
- 64 Ультранизкий однотактный транзисторный усилитель
- 69 Низковольтный регулируемый S-негатрон на компараторе
- 72 Малопотребляющий недорогой дифференциальный усилитель с улучшенным подавлением синфазного сигнала
- 74 Схема инвертора напряжения трансформируется в ПНЧ с быстродействием 1 МГц
- 77 ПНЧ с однополярным питанием, быстродействием 200 кГц и биполярными дифференциальными входами
- 80 Высокостабильный ПНЧ с кварцевой стабилизацией
- 82 ШИМ-генераторы на компараторных аналогах S-негатронов
- 84 Контроль дифференциальной пары на наличие неисправных состояний
- 86 Недорогой малопотребляющий усилитель с дифференциальным входом и несимметричным выходом
- 88 Экономичный драйвер светодиода с датчиком освещенности и спящим режимом
- 90 Измерение коэффициента передачи тока оптоизолятора
- 93 Синтез точных сопротивлений цифровых потенциометров, которых нет в каталоге
- 96 Устройство плавающей зарядки свинцово-кислотных аккумуляторов с температурной компенсацией
- 98 Визуальное предупреждение о перегрузке
- 101 Простая прецизионная схема преобразования несимметричного сигнала в дифференциальный
- 104 8-битная ШИМ + 8-битный ЦП = 16-битный гибридный ЦАП
- 106 Широко-импульсный модулятор с универсальными рабочими параметрами
- 108 ПНЧ с питанием от одного элемента
- 110 В прецизионном программируемом источнике тока используются две микросхемы
- 113 Декоративная подсветка на основе «гибкого неона»
- 118 Бесконтактный электрический звонок
- 120 Имитатор батареи с плавающим выходом и переменным потенциалом
- 122 Линейный приемник обеспечивает самотестирование
- 124 Микроконтроллер управляет схемой защиты петли 0–20 мА
- 127 Драйверы светодиодов минимизируют рассеиваемую мощность
- 130 Однопроводная шина питает датчик уровня воды

«Росэлектроника» разработала новые СВЧ-приборы для космических платформ на замену импортным

Холдинг «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех разработал линейку радиационно-стойких СВЧ-переключателей для современных космических платформ. Новые полностью отечественные изделия смогут заменить аналогичную продукцию французских, немецких и американских производителей на спутниках связи. Образцы переключателей впервые будут представлены в рамках объединенной экспозиции холдинга «Росэлектроника» на форуме «Армия-2024».

В состав космического аппарата входят до 20 усилителей сверхвысокочастотных сигналов, а также приемопередающее оборудование. Вся аппаратура связывается между собой СВЧ-трактами, в состав которых входят СВЧ-переключатели, обеспечивающие резервирование системы и передачу сигналов с минимальными потерями. Линейка новых радиационно-стойких изделий включает волноводные СВЧ переключатели R-типа и коаксиальные СВЧ переключатели C- и T-типов.

«Волноводные переключатели предназначены для работы в составе современных спутниковых платформ связи, навигации, телекоммуникации, ретрансляторах. Эти устройства позволяют осуществлять коммутацию СВЧ-сигнала между тремя каналами. Коаксиальные СВЧ-переключатели также предназначены для работы в современных космических аппаратах. Кроме того, устройства этого типа широко применяются в наземных системах, таких как антенны, измерительное оборудование, установки контроля параметров», – сказали в Ростехе.



Разработку и производство СВЧ-переключателей ведет саратовское НПП «Алмаз» (входит в «Росэлектронику»).

«Радиационно-стойкие переключатели создавались для обеспечения технологической независимости российской космической отрасли. Технические характеристики новых изделий СВЧ позволяют заместить иностранные аналоги. Всего нами уже разработано 35 различных типов таких приборов, каждое изделие имеет уникальные электрические параметры и применяется для решения определенных задач. Основные потребители новых СВЧ-переключателей – предприятия космической отрасли», – рассказал генеральный директор НПП «Алмаз» Михаил Апин.

Новые изделия полностью отечественные – от материалов, применяемых для изготовления деталей, до ЭКБ. В частности, в СВЧ-переключателях применяются актуаторы производства Специального конструкторского бюро по релейной технике (СКТБ РТ, входит в «Росэлектронику»).

Murata выпускает многослойные керамические конденсаторы типоразмера 0603 с самой высокой в мире емкостью

Компания Murata расширяет ассортимент многослойных керамических конденсаторов (MLCC) новыми инновационными моделями GRM188C80E107M и GRM188R60E107M. Разработанное с учетом постоянных требо-

ваний к миниатюризации в серверах, центрах обработки данных и ИТ-приложениях, это решение является первым в мире MLCC, обеспечивающим емкость 100 мкФ в корпусе типоразмера 0603.



В широком спектре бытовых, ИТ- и промышленных электронных устройств многослойные керамические конденсаторы Murata используются в качестве основного компонента, который служит для временного накопления и разряда энергии, подавления шумов в сигналах, извлечения сигналов определенных частот, а также для блокировки постоянного тока и пропускания переменного тока. Благодаря компактному корпусу, номинальному напряжению 2.5 В, низким значениям эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) и импеданса, а также температурным классам X6S/X5R, новые конденсаторы GRM188 идеально подходят для развязывающих и сглаживающих цепей в сложном компьютерном и сетевом оборудовании.

Разработчики оборудования для серверов и дата-центров постоянно стремятся к миниатюризации и повышению КПД при одновре-

менном снижении расхода материалов. По мере повышения характеристик и интеграции становится все более актуальной потребность в компонентах, занимающих меньше места и выдерживающих более высокие температуры. Стимул для этих достижений в отрасли дополнительно подкрепляется спросом на расширенные возможности искусственного интеллекта.

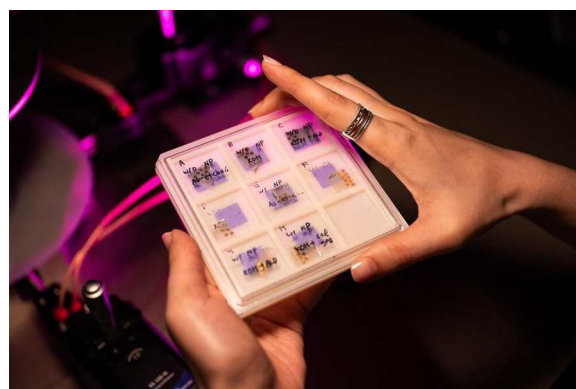
Новые приборы GRM188, для изготовления которых Murata использует свою технологию формирования тонких слоев и высокоточный процесс ламинирования, обеспечивают широкий диапазон рабочих температур и являются первыми MLCC конденсаторами емкостью 100 мкФ, выпускаемыми в корпусе 0603. Они позволяют разработчикам еще больше миниатюризировать систему за счет сокращения количества используемых конденсаторов, что позволяет одновременно уменьшить площадь подложки схемы.

Конденсаторы GRM188C80E107M с номинальным напряжением 2.5 В и температурным диапазоном от -55°C до 105°C и GRM188R60E107M с номинальным напряжением 2.5 В и температурным диапазоном от -55°C до 85°C уже находятся в производстве, а их образцы доступны для оценки потребителями. Кроме того, в 2025 году поступит в серийное производство новый конденсатор GRM188 с номинальным напряжением 4.0 В и температурным диапазоном от -55°C до 85°C .

Светодиоды для технологий дополненной реальности стали вдвое эффективнее

Международный коллектив ученых из России и Кореи усовершенствовал метод изготовления микро- и наносветодиодов для LED-экранов и VR-очков, который повышает их эффективность преобразования электричества в световое излучение с 5.5% до 10.6%. Новая технология успешнее устраняет дефекты, из-за которых происходит утечка тока.

Светодиоды на основе структуры из нитрида галлия и нитрида индия-галлия – это полупроводниковые приборы, которые могут



излучать свет от сине-фиолетового до зеленого и красного цветовых диапазонов. Они используются в системах освещения, хранения данных и связи. Благодаря высокой яркости, нано- и микросветодиоды востребованы для микродисплеев и микропроекторов на быстро развивающемся рынке технологий дополненной реальности. Для создания микро- и наноразмерных светодиодов чаще всего используется метод сухого травления больших светодиодов, т.е. удаления их бокового слоя химическими веществами и плазмой.

«В процессе создания светодиодов менее 30 микрон часто возникают проблемы. После этапа сухого травления на стенках диодов появляются дефекты. Это приводит к росту безызлучательной рекомбинации, т.е. электрическая энергия преобразуется не в свет, а, например, в тепло», – рассказала Луиза Алексанян, инженер научного проекта лаборатории «Ультраширокозонные полупроводники» НИТУ МИСИС.

Одним из важнейших параметров оценки работы светодиода является внутренняя квантовая эффективность, которая показывает, насколько хорошо устройство преобразует электричество в свет. Из-за появления

дефектов у структур без дополнительной обработки она составляет всего 5.5%. Чтобы решить эту проблему используются различные методы: высокотемпературный отжиг, покрытие поверхности различными веществами и травление боковых стенок гидроксидом калия. Однако эти способы повышают эффективность лишь до 6.8%.

Ученые НИТУ МИСИС, Физического института им. П.Н. Лебедева РАН совместно с коллегами из Университета Корё разработали новый метод устранения дефектов.

«Мы добавили наночастицы серебра, покрытые диоксидом кремния в полимер, заполняющий пространство между наносветодиодами. Эти частицы создают альтернативный маршрут передачи энергии для носителей заряда, что может улучшить его способность излучать свет. Разработка привела к максимальному улучшению внутренней квантовой эффективности до 10.6%», – отметил к.т.н. Александр Поляков, заведующий лабораторией «Ультраширокозонные полупроводники» НИТУ МИСИС.

Работа открывает новые возможности к созданию более ярких и энергоэффективных осветительных приборов.

ROHM разработала самый миниатюрный в отрасли КМОП операционный усилитель, оптимизированный для смартфонов и компактных устройств

Компания ROHM разработала сверхминиатюрный rail-to-rail КМОП операционный усилитель TLR377GYZ с диапазоном напря-



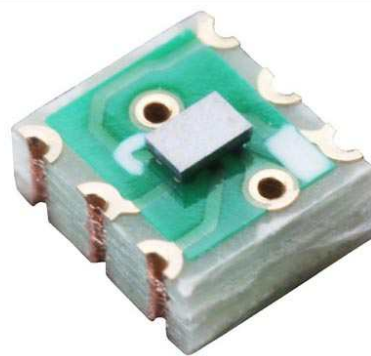
жений питания 1.8–5 В. Микросхема оптимизирована для усиления сигналов от датчиков температуры, давления и расхода, используемых в смартфонах, небольших устройствах Интернета вещей и других подобных приложениях.

Размеры смартфонов и устройств Интернета вещей продолжает уменьшаться, требуя более компактных компонентов. Для точного усиления слабых сигналов, необходимых для высокоточных измерений, нужно улучшать входное напряжение смещения и шумовые характеристики операционных усилителей, продолжая при этом уменьшать их размеры.

В усилителе TLR377GYZ удалось достичь баланса между миниатюрностью и высокой

точностью (чего было трудно добиться с помощью обычных операционных усилителей) за счет дальнейшего развития запатентованных схемотехнических решений, технологических процессов и способов корпусирования, которые оттачивались на протяжении многих лет.

Входное напряжение смещения и шумы операционных усилителей ухудшают точность усиления и могут быть ослаблены путем увеличения размеров внутренних транзисторов, но за счет миниатюризации. В ответ на это компания ROHM разработала и запатентовала оригинальные схемы, которые позволяют достичь максимального напряжения смещения всего 1 мВ без увеличения размеров транзисторов. Помимо этого, запатентованный технологический процесс значительно снижает уровень фликкер-шумов, а сверхнизкий уровень эквивалентной входной плотности шумового напряжения $12 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ получен за счет оптимизации резистивных компонентов на уровне элементов. Кроме того, новый продукт выпускается с использованием оригинальной технологии корпусирования в корпусе WLCSP с шагом шариковых выводов всего 0.3 мм. Это позволяет уменьшить размеры примерно на 69% по сравнению с обычными микросхемами и на 46% по сравнению с существующими миниатюрными микросхемами.



Переходная плата TLR377GYZ-EVK-001 с установленной микросхемой.

Также предлагается переходная плата с установленной микросхемой, которая может заменить корпуса SSOP6 для поддержки процесса замены и первоначальной оценки. Как новый продукт, так и переходную плату можно приобрести через онлайн-дистрибьюторов. Кроме того, для проведения проверочного моделирования на веб-сайте ROHM доступна высокоточная SPICE-модель под названием ROHM Real Model.

В будущем, в дополнение к дальнейшей миниатюризации и повышению точности, ROHM продолжит улучшать характеристики операционных усилителей за счет снижения энергопотребления, используя запатентованную технологию сверхнизкого потребления тока.

Ростех впервые показал мобильную спутниковую станцию с системой самонаведения

Холдинг «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех впервые представляет на форуме «Армия-2024» спутниковую радиостанцию «Лемма». Она предназначена для установки на мобильные объекты и обеспечивает связь в движении. Аппаратура не имеет отечественных аналогов и может применяться в ходе аварийно-спасательных работ, при проведении оперативно-розыскных и специальных мероприятий.

За счет применения фазированной антенной решетки (ФАР) радиостанция «Лемма» имеет компактные размеры – высота антенного блока составляет всего 20 см. Аппа-



ратура может устанавливаться на крышу любого наземного транспортного средства, в том числе на рейлинги легкового автомобиля. Для защиты оборудования от ветровых

нагрузок, возникающих в движении, применяется радиопрозрачный обтекатель.

Антенный модуль имеет возможность автоматизированного наведения на спутник, а также автосопровождения сигнала. Кроме того, в станции реализован режим ручного наведения антенны на спутник. Аппаратура обеспечивает работу в С- и Х-диапазонах с такими космическими аппаратами, как «Ямал» и «Экспресс-АМ».

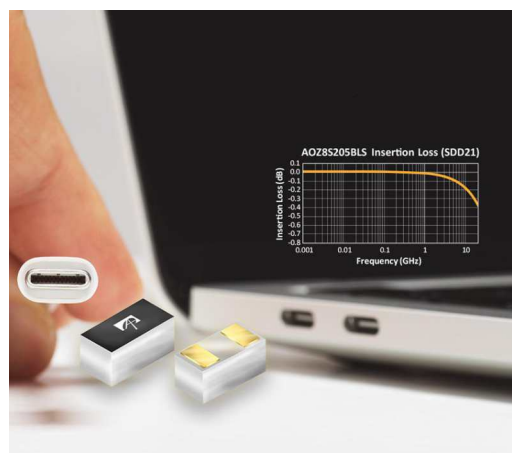
Спутниковая радиостанция «Лемма» разработана инженерами НПП «Радиосвязь». Все ключевые узлы изделия, включая ФАР, созданы специалистами предприятия.

«Особенностью станции „Лемма“ является способность работать во время движения транспортного средства, непрерывно удерживая антенну в направлении „на спутник“. Такая аппаратура позволяет оперативно передавать сообщения или координаты, например, с мест проведения спасательных работ вдали от телекоммуникационной инфраструктуры. Мы успешно справились с задачей по созданию компактного и надежного устройства, выпуск которого не зависит от поставок импортных комплектующих. На форуме мы демонстрируем опытный образец изделия», – рассказал генеральный директор НПП «Радиосвязь» Ринат Галеев.

Alpha and Omega Semiconductor представляет TVS диоды с ультранизкой емкостью

Компания Alpha and Omega Semiconductor (AOS) представила серию супрессоров (TVS диодов) AOZ8S205BLS. Эти TVS-диоды со сверхнизкой емкостью предназначены для удовлетворения растущих потребностей в защите от электростатических разрядов в современных чувствительных высокоскоростных линиях и антенных устройствах. В новых приборах AOZ8S205BLS, разработанных на основе инновационной платформы TVS компании AOS, высокое напряжение срабатывания сочетается с усовершенствованным корпусом и лучшей в отрасли емкостью 0.075 пФ. Они идеально подходят для защиты высокоскоростных последовательных интерфейсов, таких как USB4 v2.0 и Thunderbolt 5, которые используются в широком спектре электронных систем.

Дополнительные особенности, повышающие защитные возможности TVS-диодов AOZ8S205BLS, включают сниженные вносимые потери, рабочие обратные напряжения



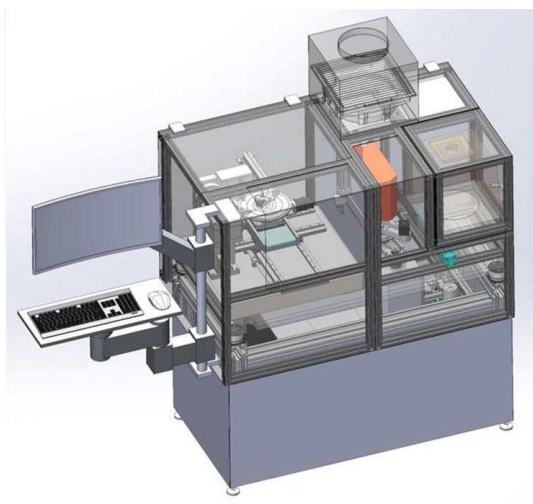
3.3 В, 5 В и 24 В, а также точное значение напряжения ограничения. AOZ8S205BLS – это одноканальное устройство, размещенное в безвыводном корпусе для поверхностного монтажа (SMD) размером 0.6 × 0.3 мм, что позволяет ему соответствовать требованиям, предъявляемым к компонентам, устанавливаемым в разъемы USB Type-C.

Технические особенности

Компонент	Каналов	Обратное напряжение (В)	Пиковый ток (А)	Емкость (пФ)	Напряжение пробоя (В) при токе 12 А	Приложение
		Макс.	Макс.	Тип.	Тип.	
AOZ8S205BLS-03	1	3.3	3	0.075	10	Thunderbolt 5, USB4 v2, антенна
AOZ8S205BLS-05	1	5	3	0.075	10	Thunderbolt 5, USB4 v2, антенна
AOZ8S205BLS-24	1	24	3.5	0.075	11	Thunderbolt 5, USB4 v2, антенна, PD3.1 VBUS 20 В

В ТУСУРе создаётся отечественный профилометр, необходимый при производстве микроэлектроники

Опытно-конструкторская работа «Разработка и изготовление специализированной установки измерения рельефа поверхности тонких пленок» реализуется в ТУСУРе в рамках государственной программы «Научно-технологическое развитие Российской Федерации».



К 2026 году в ТУСУРе разработают установку для измерения параметров поверхности полупроводниковых пластин. Задача прибора – контроль шероховатости и рельефа поверхности полупроводниковых пластин, измерение высоты и составление 3D-карты профиля топологии изготавливаемых микросхем на различных этапах технологического процесса.

«Профилометр необходим при производстве микроэлектроники. На этапах прохождения полупроводниковой пластины по маршруту он задействуется после каждой технологической операции формирования фоторезистивной маски и топологии микросхемы, – рассказывает директор НОЦ «Нанотехнологии» Евгений Шестериков. – Это важная операция в технологическом маршруте – на основе результатов тестирования можно либо оперативно скорректировать технологический процесс, либо удостовериться, что все делается правильно».

Измерение с помощью прибора позволяет определять механические напряжения в

полупроводниковых пластинах после формирования металлических или диэлектрических слоев. Это очень важно при производстве, потому что, если механические напряжения будут превышать определенный уровень, может потрескаться либо сама пластина, либо диэлектрические пленки, выполняющие роль межуровневой изоляции, конденсаторного диэлектрического слоя или защитного слоя. Такие пластины нужно отслеживать и снимать с технологического маршрута.

Прибор, изготавливаемый в ТУСУРе – отечественный аналог роботизированного оптического профилометра.

«Задача оператора – загрузить в установку кассету с полупроводниковыми пластинами. Все остальные манипуляции проводит робот: последовательно берет пластины из кассеты, кладет на прецизионный подвижный стол, с помощью измерительной системы проводит необходимые измерения, а после проведения измерений аккуратно возвращает пластины обратно в кассету. Данные передаются на компьютер, обрабатываются, и оператор на их основе принимает решение – отправить пластины дальше по маршруту или забраковать», – поясняет Евгений Шестериков.

На данном этапе уже создан макет измерительной головки на основе оптической интерферометрической системы измерения, в которой задействован лазер и оптический приемник, ведется работа над роботом-загрузчиком и системой прецизионного перемещения пластины. В качестве эталонов высоты будут применяться пластины, которые изготавливаются на базе НОЦ «Нанотехнологии» и проходят калибровку в ФГБУ «ВНИИМС». Алмазные стилусы с различными радиусами закругления, непосредственно контактируемые с поверхностью полупроводниковых пластин, будут также изготавливаться на базе НОЦ «Нанотехнологии».

«Вибрации негативно влияют на качество измерений, поэтому нам необходимо обеспечить прецизионное движение стола. Для этого мы используется специальную анти-

вибрационную платформу, которая позволяет нивелировать внешние вибрации и кварцевую плиту, по которой осуществляется плавное движение стола в процессе измерений», – пояснил директор НОЦ «Нанотехнологии».

Разработчики отмечают, что пока в устройстве используются импортные комплектующие. Однако по мере разработки отечественных, планируется адаптация профилометра с учетом их интеграции в конструкцию.

Прибор, разрабатываемый в ТУСУРе, рассчитан на измерение пластин диаметром от 50 до 200 мм. Для пластин диаметром 300-

500 мм, которые используются на современных кремниевых фабриках, потребуются установка с измерительным столом большего диаметра. Впрочем, по словам разработчиков, после завершения работы над профилометром, создать установку и для них не составит труда – принцип работы будет тот же, только измерительная площадка понадобится немного больших размеров.

Потребности внутреннего рынка в профилометрах оцениваются в 3-5 установок в год. Планируется, что производство профилометров будет осуществляться на базе ТУСУРа.

Ученые создали материал, «заряжающийся» от магнитного поля Земли

Новый гибкий материал для преобразования магнитного поля Земли в ток создали специалисты НИУ МИЭТ в составе международного научного коллектива. По словам авторов, разработка может стать частью как компьютеров, так и умных имплантов. Результаты представлены в *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*.



Магнитоэлектрики – это материалы, способные преобразовывать энергию магнитных полей в электричество (обратный эффект), а также приводить к возникновению намагниченности под действием электрического поля (прямой эффект), объяснили в Национальном исследовательском университете «МИЭТ» (НИУ МИЭТ).

Как рассказали ученые, сегодня аналоги таких материалов используют повсеместно, например, в датчиках скорости, частоты оборотов двигателя и других, которые есть в любом современном автомобиле. Ведутся

разработки по созданию накопителей энергии на основе магнитоэлектрических материалов.

Наиболее изученные магнитоэлектрики, по словам экспертов, имеют существенный недостаток: в их основе лежит хрупкая подложка, которую нельзя сгибать. Это свойство не позволяет использовать материалы для создания имплантов или гибких экранов телевизоров и смартфонов.

Ученые НИУ МИЭТ совместно с коллегами из Новгородского государственного университета имени Ярослава Мудрого, Белоруссии и Китая разработали гибкий магнитоэлектрический композит (материал, состоящий из нескольких слоев). Он «перерабатывает» энергию магнитного поля Земли в электричество. Эксперты отметили, что получаемое в материале напряжение (2.2 мВ) достаточно для передачи информации в современных персональных компьютерах (2–2.5 мВ).

«Эффективность преобразования магнитного поля в электрический ток выражается так называемым магнитоэлектрическим эффектом, в нашем материале он составляет 110 мВ/А. Это значение находится на уровне самых современных магнитоэлектрических композитных материалов на керамической основе», – пояснил доцент Института перспективных материалов и технологий НИУ МИЭТ Максим Силибин. Специалист добавил, что вместо хрупкой подложки уче-

ные использовали поливинилиденфторид-трифторэтилен (ПВДФ-ТрФЭ). Этот полимер применяется для создания устойчивых к механическим и химическим воздействиям материалов. В частности, его используют в изготовлении гибких труб, защитных пленок и изоляции для кабелей, а также контейнеров для кислот и щелочей.

«Недавние исследования показали, что ПВДФ-ТрФЭ характеризуется высокими значениями пьезомодуля, что позволяет использовать его в качестве эффективной пьезоэлектрической компоненты магнитоэлектрического композита. Это означает, что при приложении механического давления этот мате-

риал приобретает электрическое напряжение», – объяснил специалист.

Кроме того, ПВДФ-ТрФЭ делает новый магнитоэлектрический композит биосовместимым, благодаря чему его можно применить в производстве имплантов, отметил ученый. Сегодня исследовательский коллектив оценивает перспективы сотрудничества с отечественными предприятиями здравоохранения и микроэлектроники для введения нового магнитоэлектрика в повседневную жизнь.

Исследование выполнено в рамках реализации государственной программы поддержки вузов «Приоритет-2030» национального проекта «Наука и университеты».

Новый метод компенсации наклона пилы в импульсных преобразователях

Francesc Casanellas

EDN Europe

В импульсных преобразователях энергии управление по пиковому току очень популярно благодаря внутренне присущему ограничению тока и простоте реализации. Однако если коэффициент заполнения превышает 50%, возникает проблема неустойчивости.

Немного теории. Нарастание тока описывается выражением

$$\frac{dl}{dt} = \frac{V_{CC}}{L_p},$$

где

V_{CC} – напряжение источника питания,
 L_p – индуктивность трансформатора или выходного дросселя.

Для спада выражение следующее:

$$\frac{dl}{dt} = \frac{V_R}{L_p},$$

где V_R – напряжение вторичной обмотки, пересчитанное к первичной:

$$V_R = (V_o + V_f) \times \frac{N_p}{N_s}.$$

Здесь

V_o – выходное напряжение,
 V_f – прямое напряжение диода,
 N_p – число витков первичной обмотки,
 N_s – число витков вторичной обмотки.

Таким образом, скорость нарастания зависит от входного напряжения, а скорость спада постоянна. Коэффициент заполнения равен:

$$D = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{1}{1 + \frac{V_{CC}}{V_R}},$$

где

t_{ON} – время включения,
 T – период пилообразных импульсов.

Приведенные ниже примеры относятся к обратным преобразователям, но с такой же проблемой можно столкнуться при использовании и понижающих, и прямых преобразователей.

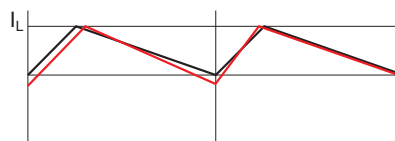


Рисунок 1. Устойчивый режим.

На Рисунке 1 $D < 0.5$, то есть, $V_{CC} > V_R$. Чёрная кривая – это теоретический ток в индуктивности (дросселе или первичной обмотке трансформатора). Если происходит небольшое возмущение тока (показанное красной кривой), ограничение пикового тока, как видно из рисунка, исправляет ошибку. Система изначально устойчива.

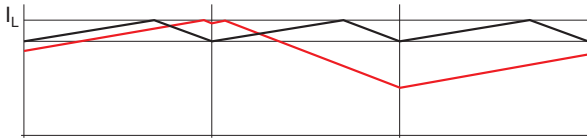


Рисунок 2. Неустойчивый режим.

На Рисунке 2 показаны те же кривые для случая, когда $V_{CC} < V_R$, или $D > 0.5$. Теперь возмущение тока (красная кривая) вызывает резкое изменение коэффициента заполнения и среднего тока. Система абсолютно неустойчива. Если нарисовать кривые для $D = 0.5$, то легко увидеть, что в последующих периодах ошибка тока остается неизменной; мы находимся на границе неустойчивости.

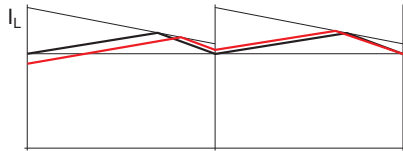


Рисунок 3. Ограничение пилообразного тока.

Чтобы решить эту проблему, вместо сравнения пикового тока с фиксированным значением, мы сравниваем его с пилообразным напряжением, как показано на Рисунке 3. Как видим, наблюдается значительное улучшение; стабильность теперь такая же хорошая, как при коэффициенте заполнения менее 0.5. Рисунок 4 показывает, что если опорная пила имеет тот же наклон, что и спад тока, то восстановление происходит за один период.

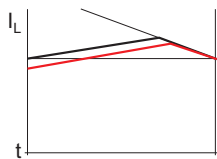


Рисунок 4. Ограничение пилообразного тока с таким же наклоном, с каким спадает ток индуктивности.

Однако чрезмерная компенсация наклона приводит к тому, что преобразователь управляется скорее по напряжению, чем по току. Если наклон опорной пилы составляет 50% от наклона тока, мы находимся на пределе неустойчивости. Таким образом, практиче-

ский наклон опорного пилообразного напряжения составляет от 50% до 100% от наклона тока; хороший выбор – 75%. Этот метод добавления опорного пилообразного напряжения называется «компенсацией наклона».

Добавленное пилообразное напряжение дает преимущества для понижающих, прямых или обратных преобразователей даже в тех случаях, когда коэффициенты заполнения меньше 50%. Если индуктивность велика, а пульсации тока малы, помехи могут вызывать ложные выключения. Добавленная пила стабилизирует преобразователь, и небольшого ее количества может быть достаточно. Проблема с ограничением пикового тока заключается в том, что средний ток изменяется в зависимости от коэффициента заполнения. Можно показать, что если компенсация наклона составляет 50%, средний ток не зависит от коэффициента заполнения, и контур управления током улучшается. Однако когда коэффициент заполнения приближается к 100%, могут возникать субгармонические колебания.

Обычно получить доступ к опорному напряжению микросхемы контроллера невозможно. Более простой способ – добавить к входному токовому сигналу пилообразное напряжение; нарастание пилы будет иметь тот же эффект, что и спад опорного напряжения. Стандартный метод заключается в использовании пилы генератора ШИМ контроллера, как показано на Рисунке 5.

У этой системы есть два недостатка:

- Не у всех контроллеров есть доступ к управлению наклоном пилы генератора.

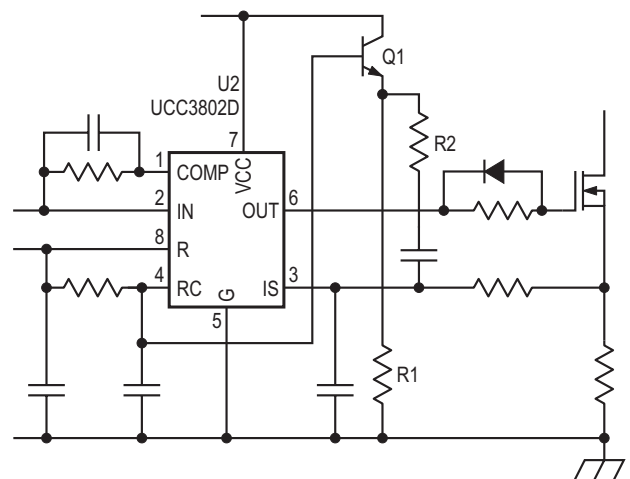


Рисунок 5. Типичная компенсация наклона.

- Сопротивление R1 должно быть достаточно низким ($R1 \ll R2$, например, $R1 = 0.1 \times R2$), поэтому, несмотря на наличие транзистора Q1, буферизующего резистор, схема генератора нагружается, и частота может быть нестабильной.

Схема, представленная на Рисунке 6, свободна от этих проблем. Она работает с любым контроллером, независимо от схемы его генератора.

Когда уровень сигнала на подключенном к затвору выходе OUT высокий, пилообразное напряжение увеличивается благодаря заряду конденсатора C1 через резистор R1. Во время спада напряжения на выходе управления затвором C1 разряжается через диод D1 и резистор R3. Степень компенсации наклона задается резистором R2.

Понять схему и рассчитать номиналы компонентов поможет практический пример. Примером может служить обратноходовой преобразователь, работающий в режиме непрерывной проводимости, с выходной мощностью 10 Вт при напряжении 12 В. Он должен работать от входного постоянного напряжения от 135 до 390 В.

При индуктивности первичной обмотки 33 мГн и максимальном токе 0.1 А для порогового напряжения на входе IS, равного 1 В, $R5 = 10 \text{ Ом}$.

Напряжение вторичной обмотки, пересчитанное к первичной, равно

$$V_R = (V_O + V_F) \frac{N_p}{N_s} = (12\text{В} + 0.6\text{В}) \times \frac{N_p}{N_s} = 200\text{В}.$$

(Отношение числа витков 16:1). Частота переключения равна 100 кГц ($T = 10 \text{ мкс}$).

Чтобы получить достаточно линейную пилу, максимальное напряжение можно выбрать равным $1/3 V_{CC}$; то есть, если $V_{CC} = 12 \text{ В}$, разумное значение пикового напряжения составит 4 В. Тогда амплитуда пилообразного напряжения равна $4 \text{ В} - 0.6 \text{ В} = 3.4 \text{ В}$.

Вычислим максимальный коэффициент заполнения:

$$D_{\text{MAX}} = \frac{1}{1 + \frac{V_{CC(\text{МИН.})}}{V_R}} = \frac{1}{1 + \frac{140 \text{ В}}{200 \text{ В}}} = 0.6.$$

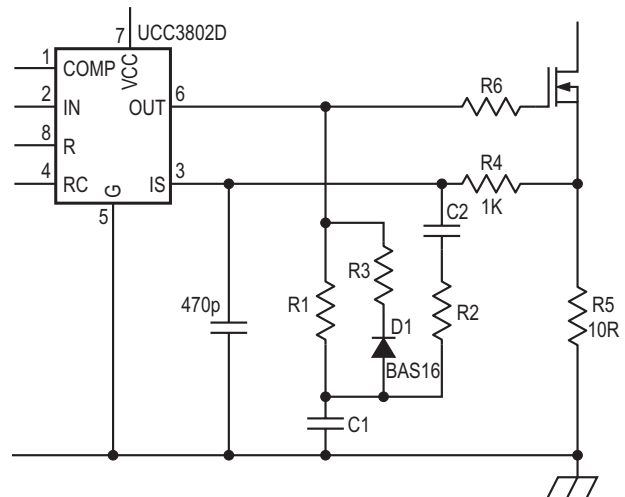


Рисунок 6. Компенсация наклона, работающая с любым контроллером.

Максимальное время включения:

$$t_{\text{ON(МАКС.)}} = 10 \text{ мкс} \times 0.6 = 6 \text{ мкс}.$$

Наклон пилы равен:

$$\left(\frac{dV}{dt} \right)_{\text{RAMP}} = \frac{3.4 \text{ В}}{6 \text{ мкс}} = 567 \times 10^3 \text{ В/с}.$$

Скорость спада тока первичной обмотки:

$$\frac{di}{dt} = \frac{200 \text{ В}}{33 \text{ мГн}} = 6 \times 10^3 \text{ А/с}.$$

Скорость нарастания напряжения на резисторе R5:

$$\left(\frac{dV}{dt} \right)_{\text{SHUNT}} = \frac{di}{dt} \times R5 = 60 \times 10^3 \text{ В/с}.$$

Рассчитаем сопротивление резистора R2 для 75-процентной компенсации наклона:

$$R2 = R4 \times \frac{\left(\frac{dV}{dt} \right)_{\text{RAMP}}}{\left(\frac{dV}{dt} \right)_{\text{SHUNT}} \times 0.75} = \frac{1 \text{ кОм} \times 567 \times 10^3 \text{ В/с}}{60 \times 10^3 \text{ В/с} \times 0.75} = 12.6 \text{ кОм}.$$

Следующим шагом надо найти значения R1 и C1 при соблюдении условия $R1 \ll R2$. Чтобы получить подходящие номиналы R1 и

C1, нужно использовать формулу заряда конденсатора:

$$t = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{CC} - V_1}{V_{CC} - V_2}\right).$$

В этом примере $t = 6$ мкс, $V_{CC} = 12$ В, $V_1 = 0.6$ В, $V_2 = 4$ В, поэтому расчет дает $RC = 17$ мкс.

Хорошим выбором будет $C1 = 22$ нФ и $R1 = 750$ Ом.

Сопротивление разрядного резистора $R3$ может быть настолько мало, насколько это

возможно, чтобы пиковый ток диода $D1$ не превышал допустимых пределов, для чего должно выполняться $R3 \times C1 \ll t_{OFF}$ (где t_{OFF} – время выключения). В нашем примере, если в качестве $D1$ выбрать BAS16 и $R3 = 47$ Ом, получим $t_{OFF} = 4$ мкс и $R3 \times C1 = 1$ мкс.

Реактивное сопротивление конденсатора $C2$ должно быть намного ниже, чем $R2$; удобным выбором будет $C2 = C1$. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments UCC3802](#)

Уменьшение погрешности цифровых потенциометров

Peter Demchenko

EDN

Общей проблемой цифровых потенциометров (ЦП) является влияние сопротивления движка, которое приводит к весьма заметным нелинейностям регулирования на обоих концах диапазона сопротивлений. Эти эффекты также приводят к увеличению температурного коэффициента в крайних областях, где будет доминировать высокий температурный коэффициент сопротивления движка.

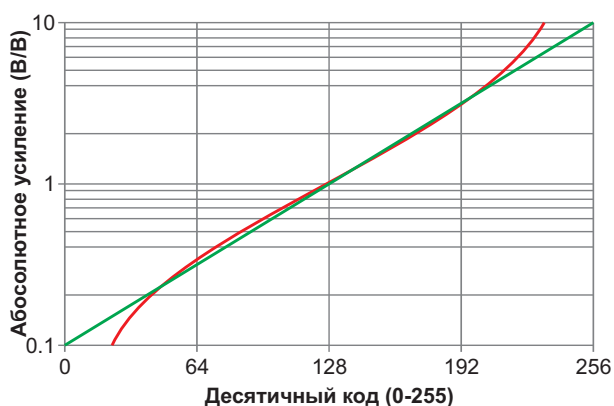


Рисунок 1. Зависимость усиления от десятичного кода для схем инвертирующего и дифференциального усилителей (красная линия), воспроизведенная на основе технического описания цифрового потенциометра MCP41xxx/42xxx» и идеальной регулировочной характеристики (зеленая линия).

Рисунок 1 воспроизведен с Рисунка 4-6 на стр. 15 технического описания цифрового потенциометра MCP41xxx/42xxx» компании Microchip. Характеристика абсолютного усиления довольно типична, поэтому она повторена в качестве хорошей иллюстрации. ЦП используется в схеме в качестве элемента

регулировки усиления; зеленая линия добавлена, чтобы показать идеальную регулировочную характеристику.

Теперь давайте посмотрим, как можно уменьшить влияние сопротивления движка на обоих концах резистивного элемента.

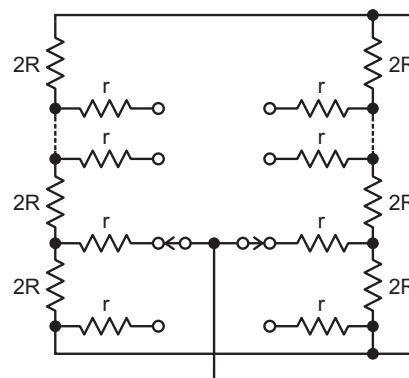


Рисунок 2. Решение, снижающее погрешности цифровых потенциометров за счет использования того факта, что сопротивление движка ЦП не связано с его номинальным общим сопротивлением.

В решении, показанном на Рисунке 2, используется тот факт, что сопротивление движка ЦП не связано с его номинальным общим сопротивлением. Идея довольно проста и понятна: два ЦП одной микросхемы включаются параллельно. (Оба ЦП должны быть запрограммированы одним и тем же кодом). Как показано на Рисунке 1, абсолютная ошибка, вызванная ненулевым сопротивлением движка (r), уменьшается на величину $r/2$.

Это решение больше подходит для неоднородных ЦП, поскольку они могут гарантиро-

вать приемлемое согласование сопротивлений резисторов.

Решение также может быть полезно при использовании ЦП в реостатном включении, позволяя уменьшить ошибки температурного коэффициента и интегральной нелинейности.

Хотя сопротивление движка ЦП не связано с его номинальным сопротивлением, оно может увеличиваться при увеличении его номинального значения; это может свести на нет преимущества схемы, поэтому важно соблюдать осторожность.

Для сохранения заданного общего сопротивления оба ЦП должны иметь вдвое большее номинальное сопротивление, что иногда бывает трудно обеспечить, поскольку ассортимент номиналов довольно ограничен.

Обратите также внимание, что большее значение номинального сопротивления ЦП может привести к некоторому уменьшению эффективного диапазона частот. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP41xxx/42xxx](#)

Монолитные полевые транзисторы с р-n переходом живы и здоровы

Steve Taranovich

EDN

Степень интеграции современных аналоговых микросхем постоянно увеличивается, но бывают случаи, когда схемотехнику необходимо разработать более совершенный дифференциальный усилительный каскад, особенно для аудио усилителя или предусилителя, или резистор, управляемый напряжением, термостабильный повторитель, УВХ или согласованные источники тока, или же когда источник сигнала имеет очень высокий импеданс, как в конструкциях электрометров, где крайне важны низкий ток смещения и низкий уровень шумов.

Инженеры, разрабатывающие схемы, должны внимательно изучить преимущества использования дискретных активных устройств, подобных этим. Мастерами использования высококачественных дискретных

активных транзисторов для улучшения характеристик разработок при размещении их в критических областях конструкций своих систем были Джим Уильямс и Боб Пиз.

Компания Linear Systems несколько лет назад представила сдвоенный р-канальный полевой транзистор с р-n переходом (junction field-effect transistor, JFET) типа LSJ689 (Рисунок 1), который является комплементарным к сдвоенному n-канальному JFET LSK489. Этот сдвоенный р-канальный прибор имеет превосходные характеристики шумового напряжения – $1.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Гц}}$ на частоте 1 кГц – при низкой входной емкости (типичное значение 8 пф). Кроме того, в этих устройствах практически отсутствует импульсный шум. Хотя этот тип шума из микросхем практически исключен (обратите внимание на термин «практически»), бывают случаи, когда любой уровень шума, как бы редко он ни возникал, может помешать работе чувствительных схем. Низкое напряжение смещения, обусловленное очень близким соответствием характеристик транзисторов, не превышает 20 мВ.

Разработчики схем обнаружат, что с помощью этих устройств можно добиться более жесткого согласования токов насыщения сток-исток с разбросом не более 10%, а также более хорошего теплового отслеживания (благодаря монолитному кристаллу), чем при использовании отдельных JFET.



Рисунок 1. Сдвоенный р-канальный JFET LSJ689 компании Linear Systems имеет превосходные характеристики шумового напряжения – $1.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Гц}}$ на частоте 1 кГц – при низкой входной емкости (типичное значение 8 пф).

Приложения

Боб Корделл написал превосходное руководство по проектированию высококачественных комплементарных входных каска-

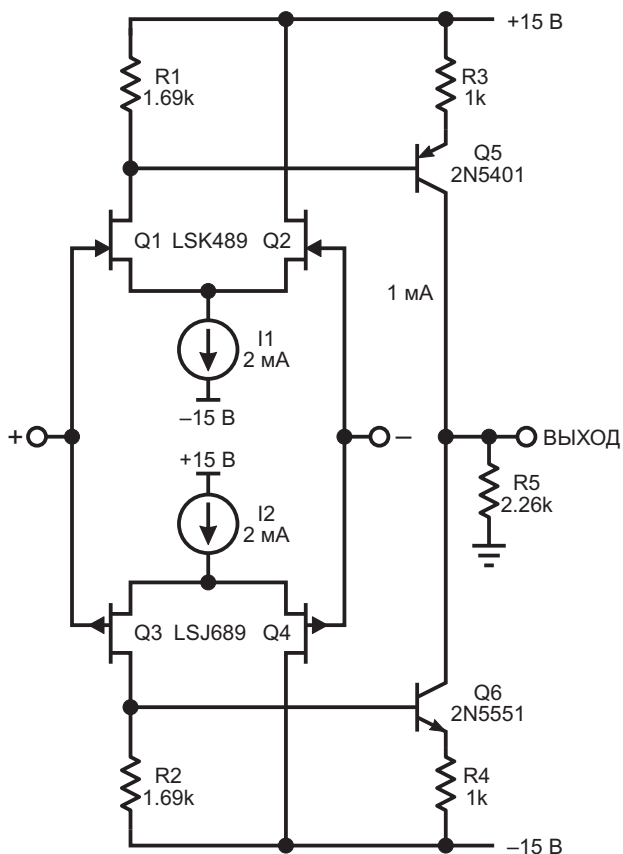


Рисунок 2. Этот полностью комплементарный входной каскад подключен к двухтактному второму каскаду (Q5, Q6), который суммирует выходные сигналы верхней (Q1, Q2) и нижней (Q3, Q4) входных пар.

дов [1]. Примером одного из его приложений может служить полностью комплементарный входной каскад, работающий на второй, двухтактный каскад (Рисунок 2).

На Рисунке 2 и в других подобных конфигурациях обычно используется отрицательная обратная связь. Каждая дифференциальная пара питается от источника тока 2 мА (I1 и I2), подключенного к соответствующей шине питания.

Корпуса

Пара JFET LSJ689 выпускается в корпусах SOT-23 6L, SOIC-A 8L и TO-71 6L, соответствующих требованиям RoHS. Корпуса SOT-23 6L и SOIC-A 8L идеально подходят для схем с ограниченным объемом в аудио и измерительных приложениях. **РЛ**

Ссылка

1. Bob Cordell. [LSJ689 Application Note](#)

Материалы по теме

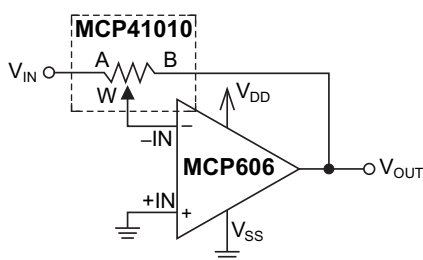
1. [Datasheet Linear Systems LSJ689](#)
2. [Datasheet Linear Systems LSK489](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor 2N5401](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N5551](#)

Держите псевдологарифмическую регулировку усиления ЦП на коротком поводке

Stephen Woodward

EDN

В техническом описании компании Microchip, посвященном семейству цифровых потенциометров (ЦП) MCP4xxx, на странице 15 приведена интересная схема применения. На Рисунке 1 представлена (несколько отредактированная) версия их Рисунка 4-5.



$$V_{OUT} = -V_{IN} \left(\frac{R_B}{R_A} \right)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 0 \dots -\infty$$

Рисунок 1. Усилитель с псевдологарифмической характеристикой регулировки усиления на основе ЦП, которое выходит за пределы диапазона возле нуля и 2^8 .

Как объясняется в сопроводительном тексте Microchip, диапазон коэффициентов усиления, реализуемых этой схемой, начинает радикально меняться, когда установка потенциометра приближается к 0 или 256. См. Рисунок 2.

Как указано в техническом описании:

По мере приближения движка к любому из концов потенциометра размер приращения коэффициента усиления на один шаг движка резко увеличивается. Эта схема рекомендуется для коэффициентов усиления от 0.1 до 10 В/В.

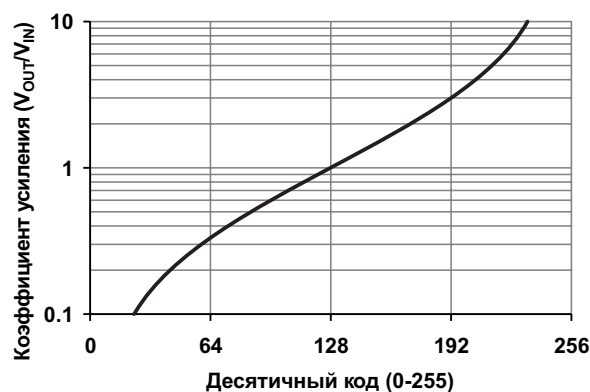
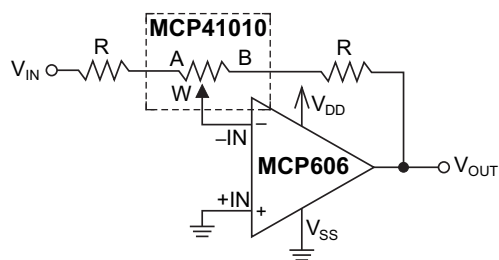


Рисунок 2. Приращение псевдологарифмического коэффициента усиления на один шаг движка зашкаливает для кодов ниже 24 и выше 232.

Это разумная рекомендация. К сожалению, при этом фактически выбрасывается 48 из 256 8-битных положений движка, что



$$V_{OUT} = -V_{IN} \left(\frac{R_B + R}{R_A + R} \right)$$

$$R = \frac{R_{AB}}{9}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -0.1 \dots -10$$

Рисунок 3. Добавьте два постоянных резистора, чтобы ограничить диапазон коэффициентов усиления рекомендуемыми пределами, сохранив при этом полное 8-битное разрешение.

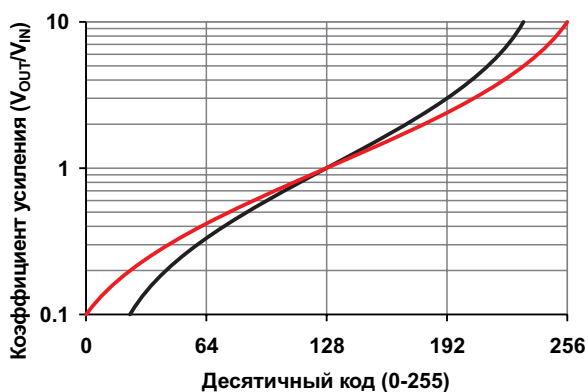


Рисунок 4. Два дополнительных резистора без ущерба для разрешения ограничивают усиление рекомендуемым диапазоном от 0.1 до 10. Красная кривая показывает результат.

составляет почти 20% доступного разрешения. Рисунок 3 предлагает другое решение.

Если добавить два постоянных резистора, сопротивление каждого из которых равно 1/9 сопротивления потенциометра, коэффициент усиления будет ограничен рекомендуемыми двумя декадами без потери кодов или разрешения.

Результат показывает красная кривая на Рисунке 4.

Обратите внимание, что все это никак не связано с сопротивлением движка. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP41XXX/42XXX](#)

Импульсное регулирование тока в цепи с гасящим конденсатором

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрен способ повышения величины электрического тока в последовательной цепи из активного сопротивления и конденсатора в сети переменного тока. Увеличение силы тока в цепи активной нагрузки более чем на порядок возможно за счет периодического прерывания электрической цепи.

В ряде публикаций предыдущих лет был описан довольно примечательный эффект, Рисунок 1, заключающийся в резком росте тока в последовательной цепи из лампы накаливания EL1, конденсатора C1 и электрического разрядника F1 [1–5]. Все элементы схемы включены последовательно и подключены к сети переменного тока. Параллельно разряднику F1 подключен переключатель SA1. При замкнутом переключателе SA1 сила тока в электрической цепи минимальна и недостаточна для свечения нити накаливания лампы EL1. Однако стоит разомкнуть переключатель SA1 и обеспечить электрический разряд в разряднике F1, ток в цепи резко возрастает, лампа накаливания EL1 светится полным накалом.

Электрический разрядник F1 может быть выполнен в виде двух заостренных контактов, расстояние между которыми можно регулировать микрометрическим винтом. При размыкании переключателя SA1 и регулировке межэлектродного расстояния в разряднике F1 возникает электрический разряд, лампа

начинает ярко светиться. Ранее подобный эффект пытались объяснить протеканием через электрическую цепь токов повышенной частоты, в результате чего эквивалентная емкость конденсатора снижалась, а ток через последовательную цепочку «лампа накаливания – конденсатор», Рисунок 1б, заметно возрастал.

Отметим, что подобный эффект зачастую проявляется при работе ряда устройств, имеющих гасящий конденсатор. При наличии плохого контакта в цепи питания это приводит к повреждению как самого источника питания, так и питаемого от него устройства.

Для исследования процессов, протекающих в электрической цепи, состоящей из сопротивления R1, конденсатора C1, а также эквивалента электрического разрядника S1 с использованием пакета программ схемотехнического моделирования Multisim была исследована схема, представленная на Рисунке 2. При помощи осциллографов XSC1 и XSC2 контролировались напряжение на конденсаторе C1 (1) напряжение на экви-

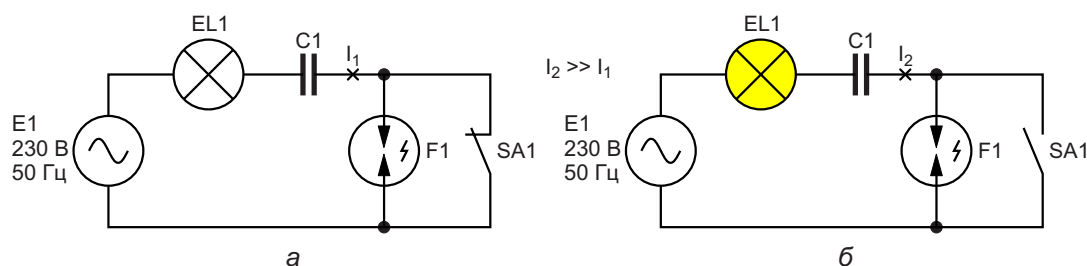


Рисунок 1. Питание лампы накаливания (активной нагрузки) от сети переменного тока через: а) гасящий конденсатор C1; б) гасящий конденсатор C1 и электрический разрядник F1.

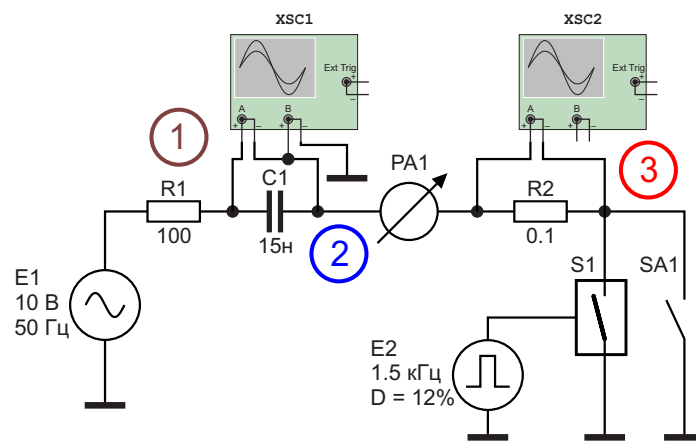


Рисунок 2. Моделирование электрических процессов в последовательной RC-цепи с периодически коммутируемым конденсатором.

валенте разрядника S1 (2), осциллограмма тока (3) и сила тока в электрической цепи (PA1). Параллельно эквиваленту разрядника S1 подключался ключ SA1. На управляющий вход аналога разрядника S1 подавались импульсы прямоугольной формы регулируемой частоты и коэффициента заполнения импульсов. Для моделирования был избран идеальный ключ S1 с минимальными потерями на коммутацию.

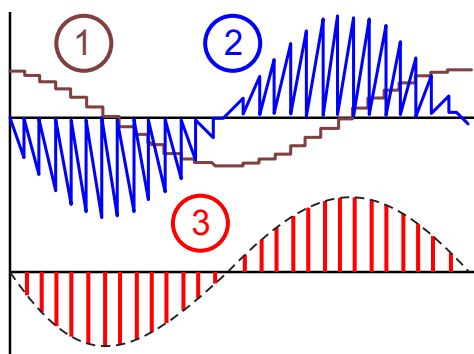


Рисунок 3. Осциллограммы напряжения: 1 – на обкладках конденсатора C1; 2 – в точке соединения конденсатора C1 и измерителя тока PA1; 3 – на резисторе R2 (пунктир – огибающая кривая).

На Рисунке 3 приведены осциллограммы сигналов, снимаемых в различных точках устройства. Подобная картина была получена при частоте коммутации 1.5 кГц и коэффициенте заполнения импульсов $D = 12\%$.

Величина электрического тока в цепи помимо осциллографических наблюдений

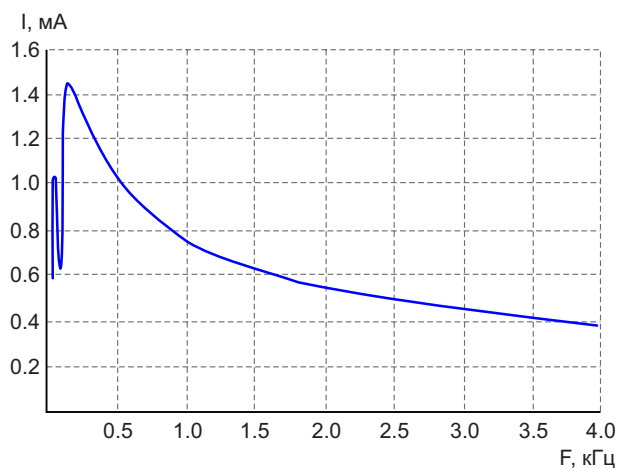


Рисунок 4. Зависимость тока в цепи коммутатора от частоты коммутации при коэффициенте заполнения импульсов 12%. Локальный минимум отмечается на частоте 100 Гц.

контролировалась измерителем силы переменного тока PA1. Сразу стоит отметить: данный способ измерения не претендует на абсолютную точность ввиду того, что он рассчитан на измерение тока синусоидальной формы. По этой причине показания прибора PA1 лишь косвенным образом отображают реальную величину. Более правильным представляется интегральная оценка силы тока на основании осциллографических измерений. Тем не менее, при замыкании цепи электрического разрядника S1 ключом SA1 сила тока в цепи (синусоидальный ток) составляла всего 47 мкА. При размыкании ключа SA1 ток в цепи возрастал до 630 мкА при частоте коммутации 1.5 кГц и до 1.44 мА при 125...150 Гц, Рисунки 4 и 5, или более чем в 30 раз.

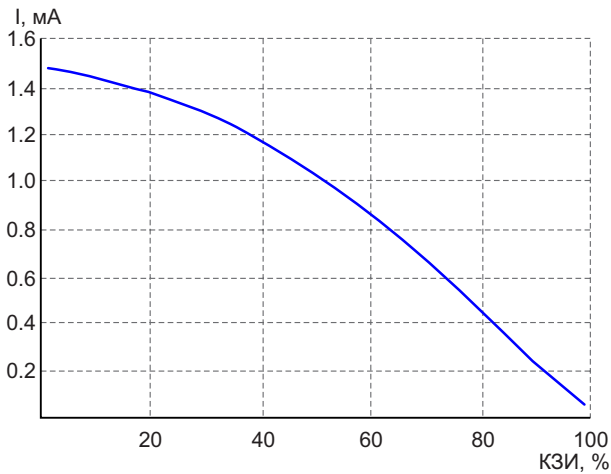


Рисунок 5. Зависимость тока в цепи коммутатора от коэффициента заполнения импульсов (КЗИ) при частоте коммутации 125 Гц.

На Рисунке 6 показан вариант выполнения коммутатора на биполярных транзисторах р-п-р и п-р-п структуры. Для управления коммутатором использованы прямоугольные импульсы положительной и отрицательной полярности. Такой коммутатор при использовании высоковольтных транзисторов VT1 2N6545 и VT2 2N6423, а также диодов VD1 и VD2 1N4007 может быть использован для работы в электрической сети 230 В 50 Гц.

В процессе исследования электрических процессов в последовательной RC-цепи с эквивалентом разрядника было показано, что прирост тока наиболее заметен при существенной разности между величиной

активного сопротивления R1 и реактивного сопротивления конденсатора C1. Так, например, с увеличением емкости гасящего конденсатора C1 прирост тока при размыкании ключа SA1 менее заметен.

Для последовательной RC-цепи закон Ома можно записать как:

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + X_C^2}},$$

где

U – напряжение;

I – ток;

R, $X_C = 1/\omega C$ – активное и емкостное сопротивление элементов цепи;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота;

f – частота электрических колебаний.

При $X_C \gg R$ формула упрощается: $I \sim 2\pi f C U$.

Казалось бы, что при росте частоты коммутации величина тока в цепи должна безгранично возрастать. Априори полагалось, что прирост тока обусловлен снижением реактивного сопротивления гасящего конденсатора с ростом частоты. На деле оказалось, что наибольший эффект увеличения тока в цепи наблюдается при частоте коммутации порядка 120...150 Гц, Рисунки 4 и 5. Причиной этого, по-видимому, является то, что разрядный ток представляет собой сложный переменный набор частот и гармоник варьируемой амплитуды.

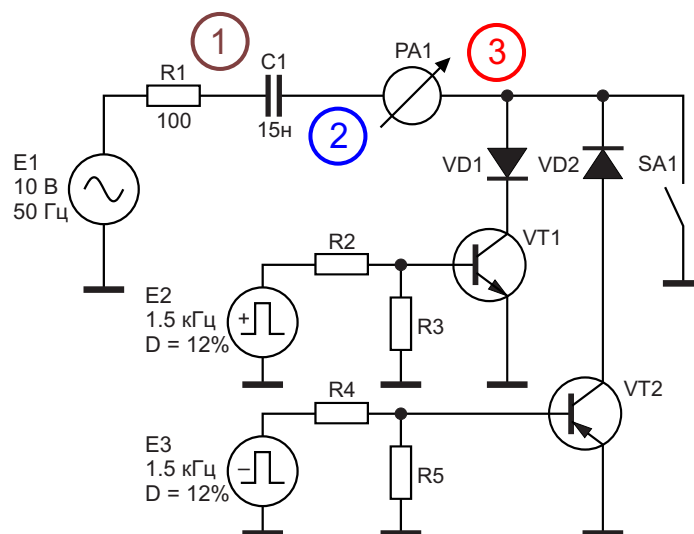


Рисунок 6. Вариант коммутатора на биполярных транзисторах.

Импульсное регулирование эквивалентной емкости гасящего конденсатора при создании малогабаритных дешевых источников сетевого питания позволит резко снизить их массогабаритные показатели. В то же время при использовании таких устройств следует учитывать наличие выраженных импульсных помех, что потребует экранировки источника питания. **РЛ**

Литература

1. Чернетский А.В. Неизведанный океан энергии. Энергия. 1990. № 6. С. 32–33.

2. Нетушил А.В., Ермуратский П.В. Энергетический курьез. Энергия. 1990. № 6. С. 34–36.
3. Шустов М.А. Парадоксы переменного тока. Радиоаматор-Электрик. 2003. № 1. С. 3–5.
4. Шустов М.А. Основы силовой электроники. СПб.: Наука и Техника, 2017. 336 с.; 2019. 336 с. (Второе изд.).
5. Шустов М.А. [Электронные регуляторы параметров RLC-элементов](#). РадиоЛоцман. 2023. № 3–4. С. 10–16.

Материалы по теме

1. [Datasheet Inchange Semiconductor 2N6423](#)
2. [Datasheet Inchange Semiconductor 2N6545](#)

Светодинамическое музыкальное устройство по цене 4 чашек «эспрессо»

Михаил Басков

В статье «О "правильной цветомузыке"» [1] рассматривались некоторые аспекты светового сопровождения музыки.

В части статьи, посвященной автоматическому световому сопровождению музыки, автор высказывал мысль о недопустимости автоматической регулировки усиления в звуковом канале светомузыкальной установки, так как это приводит к неадекватности преобразования в силу света музыкальных оттенков, выраженных в громкости тех или иных звуков.

Статья вызвала оживленную дискуссию, изначально рассматривающую собственно необходимость АРУ в звуковом канале светомузыкальной установки, причем большинство участников считали сужение динамического диапазона вполне оправданным.

Постепенно вопрос об АРУ отошел на второй план, основной темой обсуждения стали практические вопросы реализации светомузыкальных устройств, в частности, применение для этих целей микроконтроллеров начального уровня. Однако результат применения простейших микроконтроллеров и светодиодных лент или панелей с адресной индикацией сравним по эффекту с обычной трехцветной «мигалкой» на основе аналогового частотного анализатора с АРУ, с той лишь разницей, что в ходе экспериментов мастер учится программировать сложные процессы обработки входного сигнала.

Поскольку дискуссия по теме завершена, можно подвести некоторые итоги:

1. Автор статьи и участники обсуждения рассматривали различные музыкальные жанры. Автор говорил о светомузыкальном сопровождении классической музыки, немыслимом без участия человека как творческого агента.
2. Участники дискуссии рассматривали световое сопровождение музыки, отличной от классической, то есть не содержащей тонких эмоциональных нюансов, выраженных изменением уровня громкости и свойственных классической музыке. Поэтому световое сопровождение музыки, отличной от классической, вполне может содержать АРУ в том или ином виде при удовлетворительном аудиовизуальном эффекте.

Кратко сформулируем технические требования к некоторому гипотетическому полнофункциональному устройству, реализующему воспроизведение и световое сопровождение музыкальных жанров, отличных от классической музыки, предназначенному для эксплуатации в домашних условиях.

Такое светодинамическое музыкальное устройство должно обеспечивать:

1. Небольшие габариты при приемлемом качестве звучания.
2. Проецирование светодинамического сопровождения музыки на площадь не

менее 10 кв. метров, например, стену или потолок.

3. Связь с источником звука, например со смартфоном, по Bluetooth или Wi-Fi.
4. Возможность проигрывания музыки с мобильного носителя, например CD-карты, с возможностью управления треками.
5. Удаленное включение/выключение устройства, а также изменение параметров звука и светового сопровождения музыки при помощи пульта дистанционного управления и/или приложения на смартфоне.
6. Возможность формирования каких-либо подвижных визуальных абстрактных форм и эффектов.
7. Возможность автономного питания, например, от встроенного и/или внешнего аккумулятора.

Даже поверхностное рассмотрение показывает, что перед разработчиком стоит весьма сложная задача, так как каждый пункт требований, приведенных выше, является самостоятельной, достаточно трудоёмкой работой, требующей высокой компетенции.

Наибольшей трудностью является реализация пунктов 2 и 6, так как они требуют творческого подхода и реализуются с помощью метода «проб и ошибок». Найденное решение через некоторое время может показаться неудовлетворительным, и придется начинать все сначала. Ведь речь идет не о простой «мигалке», а об устройстве, создающем у зрителя определенный положительный эстетический эффект.



Рисунок 1. Светодинамическое устройство из Китая.

Однако вернемся к заголовку статьи. Действительно, всего по цене 4 чашек «эспрессо» можно приобрести устройство, которое «из коробки» уже обладает почти всеми перечисленными выше функциональными возможностями. Это устройство приобретено автором на «Озоне», где оно позиционировалось как ночник и изображено на Рисунке 1.

Это устройство интересно само по себе, но гораздо больший интерес представляет как объект для модернизации и кастомизации под требования пользователя. Ввиду крайней дешевизны можно приобрести несколько таких устройств, чтобы расширить зону световой «сцены» и обеспечить разнообразное сочетание визуальных эффектов.

Встроенный цифровой преобразователь аудиосигнала в световые эффекты можно дополнить аналоговыми преобразователями собственной разработки. Это позволит реализовать более тонкую обработку входного сигнала, расширяющую динамический диапазон световых эффектов.

Звучание можно существенно улучшить, подключив внешнюю акустическую систему.

В разделе Загрузки в конце этой статьи можно скачать и увидеть демонстрацию визуального эффекта, создаваемого данным устройством. В световом сопровождении мелодии задействованы два идентичных устройства, выполняющих различные функции.

Одно устройство запрограммировано для светового сопровождения мелодии, при этом цвет, синтезируемый устройством, реагирует на частоту сигнала и только отчасти на его громкость.

Второе устройство запрограммировано на плавное периодическое изменение цвета фона, на котором синтезируются абстрактные подвижные формы. Наличие пульта дистанционного управления позволяет оперативно изменять скорость трансформации подвижных форм и их цветовую гамму. Условно «лирические» мелодии мы можем слушать на фоне зелено-голубой гаммы медленно изменяющихся форм, а жаркие «забойные» треки на фоне быстрого движения желто-красных форм. Доступны чистые цвета или сочетание двух цветов. Как показал опыт, этого достаточно для создания фонового сопровождения.

По запросу «Светильник-проектор» на маркетплейсах можно найти множество светомузыкальных устройств, существенно различающихся по ценам, но сходных по функционалу. Используя такие устройства или их компоненты, мастер может позволить себе сосредоточиться на вопросах достижения желаемого эстетического эффекта.

В заключение хочется еще раз обратить внимание читателей на то обстоятельство, что подлинно художественное светодинамическое оформление музыкальных произве-

дений требует участия художника по свету. Примером современного подхода к световому оформлению может служить сольный концерт трио «SILENZIUM» в Томске [2].

Вы можете не любить классическую музыку, но не сможете не оценить единство музыки, формы, света и цвета. **РЛ**

Ссылки

1. М. Басков. [О «правильной цветомузыке»](#)
2. [«SILENZIUM». Концерт в Томске](#)

Загрузки

[Пример светового сопровождения музыки при помощи описанного в статье светодинамического устройства](#)



Введение в усилители с общим стоком: поведение при больших сигналах

Nicholas St. John

All About Circuits

Усилитель с общим стоком, также известный как истоковый повторитель, отличается низким выходным сопротивлением. В этой статье представлена базовая конфигурация усилителя с общим стоком и рассмотрены его характеристики для большого сигнала.

В идеале выходное сопротивление операционного усилителя должно быть равно нулю. Это связано с тем, что выходное сопротивление операционного усилителя включается последовательно с сопротивлением нагрузки, и поэтому эти два сопротивления образуют делитель напряжения. При ненулевом выходном сопротивлении это приведет к снижению выходного напряжения на нагрузке.

Несмотря на широкое распространение, усилитель с общим истоком в этом отношении

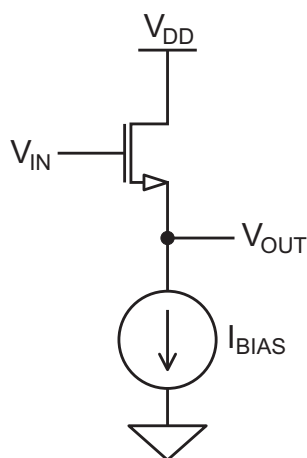


Рисунок 1. Базовая конфигурация усилителя с общим стоком.

далек от идеала. Его выходное сопротивление имеет такой же порядок величины, что и выходное сопротивление МОП-транзистора, которое легко может составлять несколько килоом. По этой причине выход усилителя с общим истоком полезно буферизировать с помощью другого усилителя, имеющего сравнительно низкое выходное сопротивление.

На помощь приходит усилитель с общим стоком. Хотя он и не используется так часто, как его аналог с общим истоком, при подключении к выходу операционного усилителя он образует отличный буфер напряжения: его малосигнальный коэффициент усиления приблизительно равен единице, а выходное сопротивление относительно мало. Входное и выходное сопротивления этого усилителя также полезны при создании генераторов или двухвыводных активных индуктивностей.

На Рисунке 1 показана базовая схема усилителя с общим стоком и идеальным источником тока.

Как видно на Рисунке 1, в усилителе с общим стоком в качестве входа используется затвор, а в качестве выхода – исток. Поскольку выходное напряжение на истоке «повторяет» входное напряжение на затворе,

эта конфигурация также известна как истоковый повторитель. Сток подключен к постоянному напряжению. Предполагается, что для n-канальных МОП-транзисторов постоянное напряжение – это напряжение питания V_{DD} , а для p-канальных – земля.

В этой статье мы узнаем о характеристиках этого истокового повторителя при больших сигналах. В следующей статье будет рассмотрено поведение усилителя при малых сигналах.

Поведение при больших сигналах с идеальным источником тока

Чтобы понять характеристики представленной схемы при большом сигнале, давайте посмотрим, что происходит с выходным напряжением V_{OUT} , когда входное напряжение V_{IN} изменяется от 0 до V_{DD} .

В начале роста напряжения V_{IN} и V_{OUT} равны 0. Пока V_{IN} меньше порогового напряжения n-канального МОП-транзистора (V_{TH}), транзистор будет оставаться выключенным, а V_{OUT} будет продолжать равняться 0. Однако как только значение V_{IN} достигнет уровня порога, транзистор откроется.

Когда он включается, транзистор находится в состоянии насыщения. N-канальный МОП-транзистор достигает насыщения, когда $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$, где V_{DS} – напряжение сток-исток, а V_{GS} – напряжение затвор-исток. Поскольку в этой конфигурации $V_{DS} = V_{DD}$, а V_{DD} всегда будет больше, чем $V_{GS} - V_{TH}$, транзистор останется в состоянии насыщения до конца роста напряжения.

Источник тока создает ток смещения (I_{BIAS}) проходящий через транзистор после его включения. Исходя из этого, напряжение между затвором и истоком можно рассчитать следующим образом:

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_{BIAS}}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}}} + V_{TH}, \quad (1)$$

где:

μ_n – эффективная подвижность носителей заряда,

C_{OX} – емкость оксидного слоя,

W – ширина затвора,

L – длина затвора.

Поскольку V_{GS} в этом случае равно $V_{IN} - V_{OUT}$, можно преобразовать эту формулу относительно V_{OUT} :

$$V_{OUT} = V_{IN} - \left(\sqrt{\frac{2I_{BIAS}}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}}} + V_{TH} \right). \quad (2)$$

Из формулы (2) видно, что V_{OUT} отстает от V_{IN} . Это указывает на одно из распространенных применений истокового повторителя, а именно, на то, что его можно использовать в качестве преобразователя уровня.

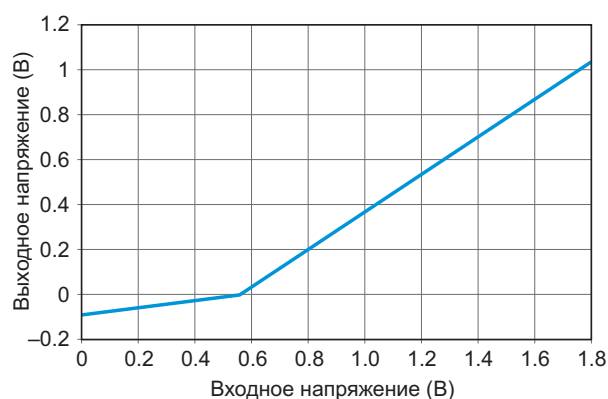


Рисунок 2. Характеристика усилителя с общим стоком на Рисунке 1 по постоянному току.

На Рисунке 2 приведена характеристика для большого сигнала усилителя с общим стоком, показанного на Рисунке 1. Область отрицательного выходного напряжения на графике объясняется тем, что в схеме используется идеальный источник тока.

Правильная рабочая область для входного напряжения усилителя с общим стоком определяется неравенством:

$$V_{TH} - \sqrt{\frac{2I_{BIAS}}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}}} \leq V_{IN} \leq V_{DD}. \quad (3)$$

Более реалистичное воплощение

Поскольку в схеме используется идеальный источник тока, Рисунок 1 не отражает того, как на самом деле был бы реализован усилитель с общим стоком. В действительности источник тока будет сделан на основе

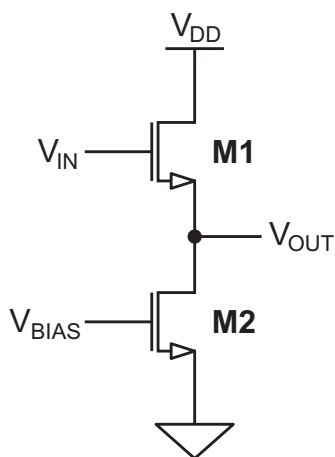


Рисунок 3. Усилитель с общим стоком и источником тока на МОП-транзисторе (M2).

нагрузочного транзистора, как показано на Рисунке 3. Нагрузочный транзистор обозначен как M2.

Чтобы транзистор M2 работал правильно, он должен находиться в насыщении, поэтому характеристика этого усилителя для большого сигнала немного отличается. Насыщение наступает, когда $V_{OUT} \geq V_{BIAS} - V_{TH}$. Если V_{OUT} ниже, чем $V_{BIAS} - V_{TH}$, транзистор M2 работает в линейной области, что ухудшает характеристики истокового повторителя.

Характеристика схемы на Рисунке 3 по постоянному току показана на Рисунке 4.

Поскольку напряжение V_{BIAS} должно быть больше V_{TH} , реальный рабочий диапазон более ограничен, чем в схеме с идеальным источником тока. Используя зависимость V_{OUT} от V_{IN} из формулы (2), можно определить диапазон напряжений V_{IN} , в котором эта

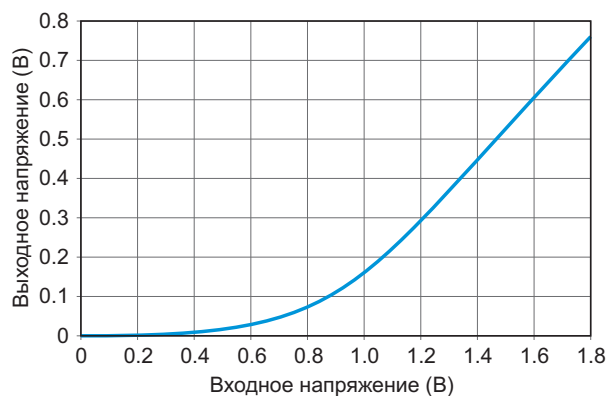


Рисунок 4. Характеристика по постоянному току усилителя с общим стоком и источником тока на МОП-транзисторе.

версия усилителя с общим стоком работает правильно:

$$V_{BIAS} - \sqrt{\frac{2I_{BIAS}}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}}} \leq V_{IN} \leq V_{DD}. \quad (4)$$

Подведение итогов

Из нашего анализа схемы для большого сигнала мы видим, что истоковый повторитель выдает напряжение, смещенное по уровню относительно входного. Поскольку выход отслеживает изменения входного сигнала, усилитель с общим стоком можно использовать в качестве буфера или преобразователя уровня. Мы узнаем о других вариантах использования истокового повторителя, когда рассмотрим его поведение при малом сигнале в следующей статье. **РЛ**

Интерфейсы МЭМС-микрофонов: аналоговые и цифровые выходы

Jeff Smoot

DigiKey

Использование микрофонов на основе микроэлектромеханических систем (МЭМС) открывает возможность реализации сложных функций связи и мониторинга в широком спектре устройств. Популярными примерами являются домашние цифровые помощники и навигационные устройства с голосовым управлением, которые в настоящее время стимулируют значительный рост рынка электроники, управляемой голосом. Поскольку технология МЭМС занимает все более прочные позиции в области микрофонов, настал подходящий момент рассмотреть различные электрические интерфейсы для МЭМС-микрофонов и способы их использования. В этой статье будут сравниваться три самых популярных варианта: аналоговый, цифровой PDM и цифровой I²S, с учетом их плюсов, минусов и особенностей реализации.

Базовая конструкция МЭМС-микрофона

Типичная конфигурация МЭМС-микрофонов предполагает интеграцию двух полупро-

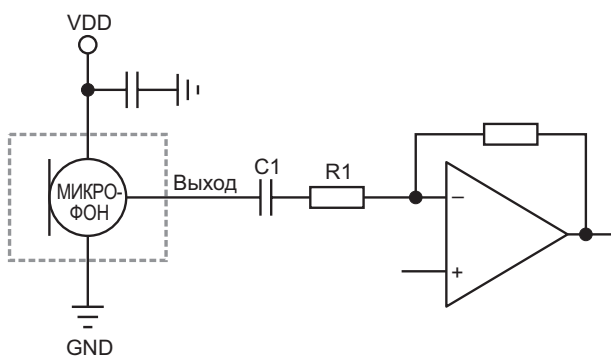


Рисунок 1. Аналоговый МЭМС-микрофон, подключенный к внешнему усилителю.

водниковых чипов в одном корпусе. Первый полупроводниковый чип содержит МЭМС-мембрану, преобразующую звуковые волны в электрический сигнал, тогда как второй чип представляет собой усилитель, который может дополнительно иметь аналого-цифровой преобразователь (АЦП). В тех случаях, когда АЦП в МЭМС-микрофоне отсутствует, пользователю предоставляется аналоговый выходной сигнал, в то время как при наличии АЦП становится доступным цифровой выходной сигнал.

Обзор аналоговых выходов

МЭМС-микрофоны с аналоговыми выходами имеют простой интерфейс подключения к хост-схеме, показанный на Рисунке 1. Стоит отметить, что внутренний усилитель микрофона формирует аналоговый выходной сигнал, который уже имеет приемлемый уровень и сравнительно низкое выходное сопротивление.

Чтобы избежать необходимости согласовывать постоянное входное напряжение хост-схемы с постоянным выходным напряжением МЭМС-микрофона, используется блокировочный конденсатор C1. Комбинация элементов C1 и R1 формирует частоту полюса, которая должна быть установлена достаточно низкой, чтобы гарантированно обеспечить передачу сигналов желаемых звуковых частот на хост-схему с приемлемым уровнем затухания, т. е. для минимальной звуковой частоты 20 Гц:

$$\frac{1}{2\pi R1C1} < 20 \text{ Гц.}$$

Обзор цифровых выходов

В МЭМС-микрофонах с цифровым интерфейсом для кодирования выходных сигналов часто используется импульсно-плотностная модуляция (pulse density modulation, PDM) или шина I²S. В PDM напряжение аналогового сигнала преобразуется в однобитный цифровой поток, содержащий соответствующую плотность сигналов с высоким логическим уровнем. PDM обеспечивает ряд преимуществ, таких как невосприимчивость к электрическим помехам, устойчивость к битовым ошибкам и простота аппаратного интерфейса.

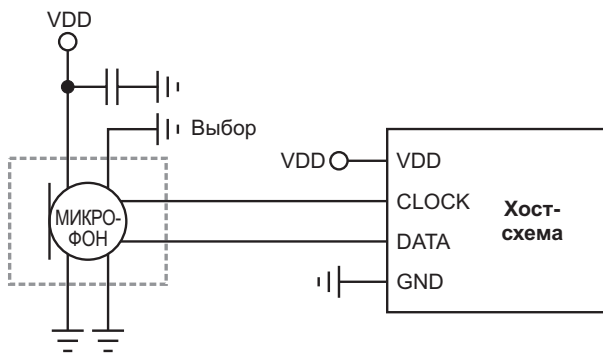


Рисунок 2. Подключение одного цифрового PDM МЭМС-микрофона.

На Рисунке 2 показано, как один цифровой микрофон с PDM может быть подключен к хост-схеме. Вывод «Выбор» на рисунке может быть подключен либо к шине VDD, либо к GND, чтобы определить, передаются ли данные по нарастающему или спадающему фронту тактового сигнала.

На Рисунке 3 показано, как два цифровых PDM МЭМС-микрофона могут быть подключены к хост-схеме с использованием общих линий синхронизации и данных. Такая конфигурация часто используется при реализации стереомикрофонов.

Цифровые выходы I²S МЭМС-микрофонов обеспечивают системные преимущества, сопоставимые с выходами PDM. Эти микрофоны имеют внутренний прореживающий фильтр, который упрощает сопряжение и обработку, обеспечивая стандартную частоту дискретизации звука. Благодаря внутреннему процессу прореживания цифровые I²S МЭМС-микрофоны могут подключаться непосред-

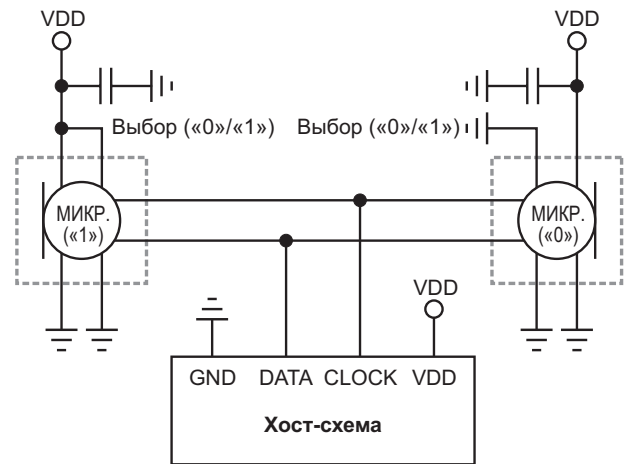


Рисунок 3. Подключение двух цифровых PDM МЭМС-микрофонов с использованием общих линий синхронизации и данных.

ственно к цифровому сигнальному процессору или другому контроллеру. Это устраняет необходимость в АЦП или кодеке для обработки выводимых данных, что приводит к снижению затрат на проектирование системы и экономии места в конечном приложении.

Так же, как и цифровые PDM МЭМС-микрофоны, два МЭМС-микрофона с выходом I²S можно подключить с помощью общей линии данных. Однако для этой конфигурации в дополнение к тактовому сигналу и данным требуется сигнал синхронизации слов.

Аналоговый или цифровой – что выбрать?

В электротехнике выбор между аналоговыми или цифровыми выходными сигналами для МЭМС-микрофонов зависит от предполагаемого использования выходного сигнала. Аналоговые выходные сигналы подходят для приложений, где они будут подключены к усилителю для аналоговой обработки в хост-системе, например, в простом громкоговорицеле или системе радиосвязи. МЭМС-микрофоны с аналоговыми выходами также потребляют меньше энергии сравнению с микрофонами с цифровыми выходами, поскольку им не требуется АЦП.

С другой стороны, цифровой выходной сигнал МЭМС-микрофона предпочтительнее, если сигнал будет использоваться цифровой схемой, например, микроконтроллером или цифровым сигнальным процессо-

ром. Цифровые выходные сигналы также полезны в условиях электрических помех, поскольку они обладают большей помехоустойчивостью по сравнению с традиционными аналоговыми сигналами.

Заключение

Технология МЭМС-микрофонов становится все более популярной, и ожидается, что ее

использование будет только расширяться. Важно понимать, какие существуют различия в конфигурациях и то, как их можно применять в конкретных случаях. При выборе между аналоговым или цифровым выходом для МЭМС-микрофона важно учитывать, как будет использоваться выходной сигнал, и предполагаемую реализацию системы, чтобы обеспечить оптимальные характеристики. **РЛ**

Линии передачи моделируют цифровые фильтры в PSpice

David Báez-López

EDN

Разработчики используют программу PSpice в основном для моделирования аналоговых схем. Однако с ее помощью можно также моделировать цифровые фильтры. Основными компонентами цифрового фильтра являются элементы задержки, сумматоры и умножители. Хотя сумматоры и умножители можно реализовать с помощью операционных усилителей, элемент задержки можно смоделировать с помощью линии передачи. Линия передачи в PSpice – это давно забытый элемент, который может обеспечивать задержку в несколько секунд.

Например, на Рисунке 1 показан рекурсивный цифровой фильтр второго порядка. Передаточная функция этого фильтра имеет вид:

$$H(z) = \frac{B_0 z^2 + B_1 z + B_2}{z^2 + A_1 z + A_2},$$

где

$H(z)$ – передаточная функция цифрового фильтра,

z – переменная z -преобразования,

A_S – коэффициенты полинома знаменателя передаточной функции,

B_S – коэффициенты полинома числителя передаточной функции.

Значения коэффициентов можно получить с помощью программы, которая может использоваться для проектирования фильтров [1]. Частота дискретизации f_S связана с задержкой в линии передачи как $t = 1/f_S$. Например, полосовой цифровой фильтр с полосой пропускания по уровню -3 дБ от 900 Гц до 1 кГц, частотой дискретизации 6 кГц и характеристикой Баттерворта дает следующую передаточную функцию:

$$H(z) = \frac{z^2 - 1}{z^2 - 0.9096707z + 0.809374}.$$

В этом случае задержка в линии передачи составляет $1/6000 = 166.67$ мкс. Если дополнительно указать импеданс Z для линии пере-

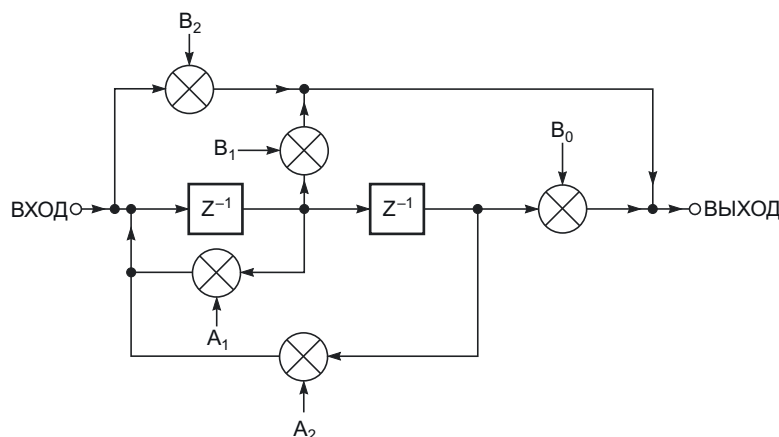


Рисунок 1. Передаточная функция рекурсивного цифрового фильтра второго порядка содержит значения коэффициентов, которых соответствуют характеристикам фильтров нижних частот, верхних частот, режекторных или полосовых.

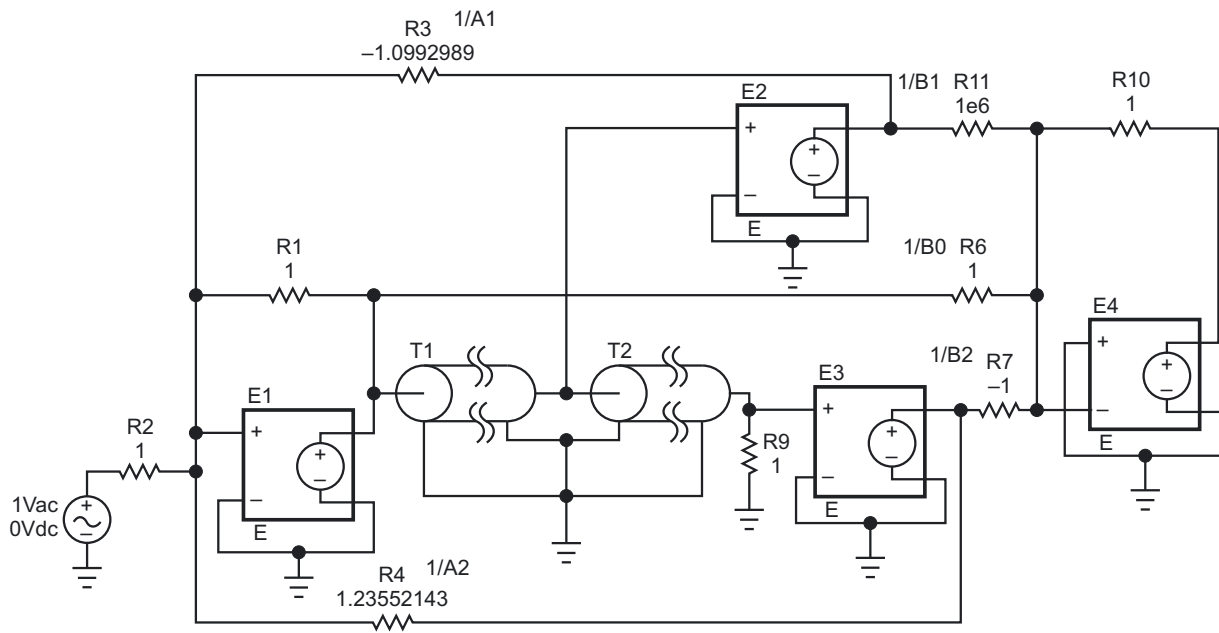


Рисунок 2. В схеме PSpice управляемые напряжением источники напряжения E1 и E2 моделируют повторители напряжения, а источники напряжения E3, E4 и подключенные к ним резисторы моделируют сумматоры.

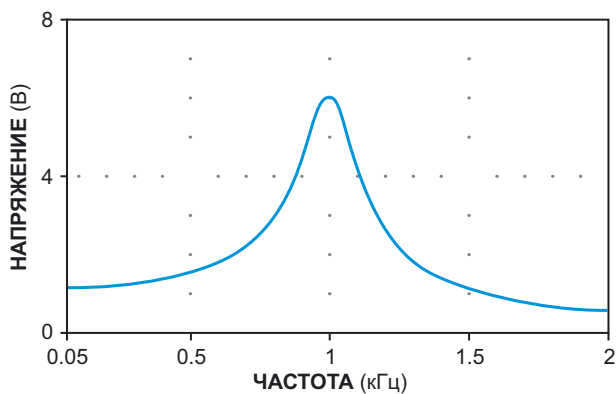


Рисунок 3. При моделировании в PSpice цифрового полосового фильтра здесь в качестве линий задержки используются линии передачи.

дачи, равный 1 Ом, то параметры линии передачи будут $Z_0 = 1$ Ом и $t = 166.67$ мкс. На Рисунок 2 представлена схема в PSpice. Управляемые напряжением источники напряжения E1 и E2 моделируют повторители напряжения, а источники напряжения E3, E4 и подключенные к ним резисторы моделируют сумматоры. Результаты моделирования показаны на Рисунок 3. **РЛ**

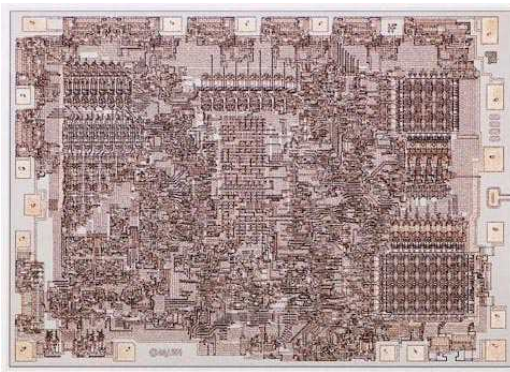
Ссылки

1. López, David Báez, "Windows Based Filter Design with Winfilters," IEEE Circuits and Devices, Volume 13, 1997, pg 3.

Как глупый шаг породил x86 и положил начало революции в ПК

Cabe Atwell

Electronic Design



В 1969 году компания Computer Terminal Corporation (ныне несуществующая DataPoint) выпустила компьютерный терминал DataPoint 3300 в качестве платформы для замены телетайпов или предшественника факсимильных аппаратов. Устройство было реализовано с использованием ТТЛ логики в сочетании с микросхемами малой и средней степени интеграции, которые во время работы могли выделять огромное количество тепла.

Когда терминал был анонсирован в 1967 году, оперативная память была очень дорогой (и тяжелой). Поэтому память экрана терминала DataPoint, отображавшего 25 строк и 72 столбца заглавных символов, была сделана с использованием пятидесяти четырех 200-битных сдвиговых регистров, расположенных на девяти платах по шесть дорожек на каждой, образуя регистровую память для 1800 6-битных символов.

Чтобы устранить чрезмерный нагрев и другие проблемы, Computer Terminal Corporation (СТС) разработала предшественника DataPoint 3300 с центральным процес-

сором, разместив все эти микросхемы на одном кристалле. Для этого соучредитель СТС Остин Рош обратился за помощью к Intel, поскольку в то время компания была известна как основной поставщик микросхем оперативной памяти.

Боб Нойс и четырехразрядный 4004

Компания связала свои надежды с выпуском первого программируемого микропроцессора – 4-разрядного 4004. Рош взял свой проект процессора, предположительно нарисованный на скатерти в частном клубе, и встретился с основателем Intel Бобом Нойсом.

Рош представил свой проект как потенциально революционную разработку и предположил, что Intel могла бы разработать чип за свой счет и продавать его компаниям, которые наверняка выстроятся за ним в очередь, включая СТС. Однако Нойс обеспокоился концепцией процессора, сказав, что это интригующая идея и Intel, безусловно, могла бы производить процессор, но это было бы глупым шагом.

Нойс считал, что если у вас есть компьютерный чип, вы можете продавать лишь один чип на компьютер, но чипов памяти можно продавать сотни на компьютер. Нойса также беспокоила существующая клиентская база. Intel уже продавала значительное количество чипов оперативной памяти производителям компьютеров. Если компания начнет выпускать процессоры, не будут ли эти существующие клиенты рассматривать Intel как конкурента и обращаться за оперативной памятью в другие места?

8-разрядный 8008

В конце концов, Нойс согласился разработать чип, заключив контракт на 50,000 долларов в 1970 году, а Texas Instruments подключилась в качестве второго поставщика. Путь Intel к созданию 8008 (Рисунок 1) начался в 1960-х годах с успеха ее микросхем памяти и разработки микроконтроллера, предложенного СТС. Последний инженеры использовали как основу для создания принципиально нового процессора, который мог использоваться в самых разных приложениях – от калькуляторов до систем управления.



Рисунок 1. Вариант процессора C8008-1 компании Intel, содержащий 3500 транзисторов в корпусе с двухрядным расположением 18 выводов и работавший на максимальной частоте 800 кГц.

8-разрядный процессор 8008 отличался компактной конструкцией, низким энергопотреблением и впечатляющими характеристиками. Это был коммерческий успех.

Первые версии 8008 работали на максимальной частоте 0.5 МГц и могли обращаться к оперативной памяти значительно большего объема, чем их предшественник 4004. Чип по-прежнему основывался на архитектуре Роша, имел 8-битную шину данных и мог адресовать до 16 Кбайт памяти, открывая новые возможности для разработчиков программного обеспечения и инженеров.

Несмотря на свою популярность, 8008 не смог получить широкого распространения, столкнувшись с определенными проблемами. Высокая стоимость и ограниченная производительность делали процессор непрактичным для некоторых приложений, ограничивая его привлекательность неслыханными

для того времени рынками, такими как встраиваемые системы и промышленные блоки управления. Тем не менее, он успешно продемонстрировал потенциал вычислений с помощью микропроцессоров, подтолкнув Intel к разработке 8080, который компания представила в 1974 году.

Прокладывающая путь к x86

8080 представлял собой значительный шаг вперед по сравнению с предыдущими микропроцессорами Intel, обеспечивая более высокую тактовую частоту, повышенную производительность и расширенные возможности. Его успех проложил путь к появлению архитектуры x86, которая будет доминировать в компьютерной сфере на протяжении десятилетий.

Впервые архитектура x86 была представлена процессором 8086, который был разработан для вычислений общего назначения, что позволяло использовать его в самых разных областях, включая персональные компьютеры. Благодаря 16-разрядной архитектуре 8086 мог обрабатывать больше данных, чем 8080, открывая дорогу новому поколению компьютеров, которые были быстрее и могли выполнять более сложные задачи.

Настоящим прорывом для архитектуры x86 стало появление процессора Intel 8088 в 1979 году. Микросхема представляла собой урезанную версию 8086, обладая 8-разрядной внешней шиной данных, которая делала его совместимым с 8-битными периферийными устройствами и системами памяти. Хотя снижение производительности может показаться



Рисунок 2. Модель IBM 5150 оснащалась процессором Intel 8088, оперативной памятью объемом до 256 КБ и приводами гибких дисков 5.25" или кассет для хранения данных.

ся нелогичным, более низкая стоимость 8088 сделала его идеальным решением для растущего рынка ПК.

Воспользовавшись этой низкой стоимостью, в 1981 году IBM представила персональный компьютер модели 5051 (Рисунок 2), оснащенный процессором 8088 (с частотой 4.77 МГц) и оперативной памятью объемом до 256 кБ и конкурировавший с Tandy, Apple и Commodore, которые в то время доминировали на рынке.

Непреходящее наследие x86

В последующие годы после появления 8088 Intel продолжала совершенствовать и расширять архитектуру x86, представляя серии более мощных и многофункциональных процессоров. Платформа x86 выдержала испытание временем, перейдя от 8-разрядной в 1970-х годах к 64-разрядной (также известной как x86-64) в 2000-х.

В прошлом, 2023 году компания предложила существенно изменить архитектуру, которая теперь известна как x86-S (S означает «simplification», «упрощение»). Поддержка устаревших режимов выполнения и инструкций будет удалена, что означает, что теперь архитектура будет поддерживать в первую очередь 64-разрядные системы.

Сегодня архитектура x86 остается краеугольным камнем компьютерной индустрии, на ней основан широкий спектр устройств, включая настольные компьютеры, ноутбуки, серверы и рабочие станции. Ее прочное наследие можно проследить на примере скромного процессора Intel 8008, чья инновационная конструкция и революционные возможности заложили основу для одной из самых успешных архитектур в истории вычислительной техники – это далеко не самый глупый шаг. **РЛ**

Использование нефильтрованной ШИМ для управления мощными резистивными нагрузками

Barry L. Dorr

Electronic Design

Иногда необходимо управлять резистивной нагрузкой, такой как лампа накаливания или нагревательный элемент, от постоянного напряжения, которое выше номинального напряжения нагрузки. Примером может служить управление лампой накаливания типа 47 с напряжением 6.3 В от источника постоянного тока 18 В. Балластный резистор будет рассеивать энергию и нагревать печатную плату, а импульсный источник питания увеличит стоимость и сложность.

Простым и эффективным решением является использование выхода широтно-импульсного модулятора (ШИМ) микропроцессора для управления нагрузкой через коммутируемый MOSFET. В этой статье показано, как рассчитать коэффициент заполнения импульсов ШИМ так, чтобы среднеквадратичное значение, или *эффективное* напряжение ШИМ-сигнала было правильным,

когда нагрузка подключена непосредственно к выходу ШИМ.

Распространенной ошибкой при проектировании является выбор коэффициента заполнения ШИМ на основе соотношения между напряжением питания ШИМ и требуемым напряжением нагрузки. Это было бы правильно, если бы использовался восстанавливающий фильтр, но без него нагрузка была бы перегружена и, вероятно, повреждена.

Использование ШИМ для цифро-аналогового преобразования

ШИМ часто используется для создания цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), где все гармоники частоты ШИМ удаляются с помощью восстанавливающего фильтра, оставляющего только низкочастотные компоненты (Рисунок 1).

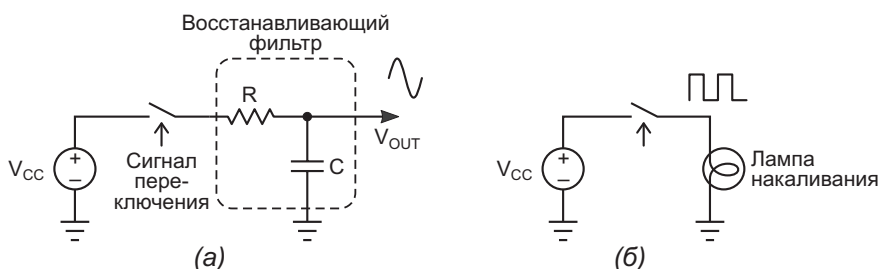


Рисунок 1. В схеме ШИМ ЦАП (а) для удаления гармоник импульсов ШИМ используется восстанавливающий фильтр. В схеме (б) лампа накаливания питается нефильтрованным сигналом ШИМ, что позволяет избежать потерь мощности.

После удаления гармоник в схеме на Рисунке 1а отфильтрованное выходное напряжение равно:

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{CC}} \cdot \text{Коэффициент заполнения.} \quad (1)$$

Формула (1) представляет постоянное выходное напряжение после восстанавливающего фильтра для ЦАП на Рисунке 1а.

Для питания резистивной нагрузки ШИМ ЦАП на Рисунке 1а неэффективен. Это связано с тем, что в то время как постоянная составляющая сигнала ШИМ будет питать нагрузку, мощность гармоник сигнала будет рассеиваться и, следовательно, теряться на резисторе R. Проще и эффективнее подключить выход ШИМ непосредственно к нагрузке, как показано на Рисунке 1б¹⁾.

Управление лампой накаливания с помощью ШИМ

Лампы накаливания представляют собой сопротивления, фактическое значение которого определяется температурой нити лампы. Например, лампа типа 47 с рабочим напряжением 6.3 В, когда она светится, имеет сопротивление постоянному току около 45 Ом. Это сопротивление остается постоянным в широком диапазоне уровней яркости. Светящаяся лампочка, управляемая ШИМ, имеет то же сопротивление во время включенного состояния коммутатора ШИМ, что и при питании постоянным напряжением.

При управлении лампой накаливания с помощью ШИМ частота ШИМ должна быть достаточно высокой, чтобы нить накаливания лампы не успевала перегреваться во время включенного состояния коммутатора. Обычно частота ШИМ составляет от 1 до 50 кГц. Формулы, приведенные в этой статье, верны для любой частоты ШИМ.

Питание нефльтрованным напряжением ШИМ

Выражение для средней мощности в нагрузке при управлении схемой, показанной на Рисунке 1б, имеет вид:

$$P_{\text{AVG}} = \frac{V_{\text{RMS}}^2}{R_{\text{LOAD}}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T \cdot D} v^2(t) dt \quad (2)$$

где:

P_{AVG} – рассеиваемая нагрузкой мощность в ваттах,

V_{RMS} – среднеквадратичное значение напряжения на нагрузке,

R_{LOAD} – сопротивление нагрузки в омах,

T – период импульсов ШИМ в секундах,

D – коэффициент заполнения импульсов ШИМ ($0 \leq D \leq 1$),

$v(t)$ – мгновенное напряжение на нагрузке.

Формула (2) представляет мощность, поступающую в нагрузку. К счастью, интеграл в формуле (2) становится простым выражением, если учесть, что во время активной части цикла ШИМ $v(t)$ равно напряжению питания ШИМ (V_{CC}), а период T в формуле взаимно сокращается. Результирующая формула для средней мощности в нагрузке имеет вид:

$$P_{\text{AVG}} = \frac{V_{\text{CC}}^2}{R_{\text{LOAD}}} \cdot D. \quad (3)$$

Формула (3) представляет мощность в нагрузке после упрощения выражения с интегралом.

Пример: питание лампы типа 47 с номинальным напряжением 6.3 В от источника питания 18 В

В этом примере рассчитывается коэффициент заполнения импульсов ШИМ, которые будут управлять лампой на напряжение 6.3 В, обеспечивая тот же средний уровень мощности (яркости), что и при питании лампы постоянным напряжением 6.3 В (V_{DC}). Стратегия заключается в том, чтобы уравнивать среднюю мощность в лампе для обоих случаев:

$$\frac{V_{\text{CC}}^2}{R_{\text{LOAD}}} \cdot D = \frac{V_{\text{DC}}^2}{R_{\text{LOAD}}} \quad (4)$$

В уравнении (4) мощность, рассеиваемая лампочкой при управлении с помощью ШИМ (левая сторона) приравнивается к мощности при управлении от источника постоянного тока (правая сторона). Решив уравнение (4) относительно коэффициента заполнения и учитывая, что сопротивление R_{LOAD} в обоих случаях одинаково, получаем:

$$D = \left(\frac{V_{\text{DC}}}{V_{\text{CC}}} \right)^2 \quad (5)$$

Таким образом, для обеспечения нормальной яркости лампы накаливания типа 47 напряжением 6.3 В при питании ее 18-вольтовыми импульсами ШИМ коэффициент заполнения составит:

$$D = \left(\frac{V_{DC}}{V_{CC}} \right)^2 = \left(\frac{6.3}{18} \right)^2 = 0.123 = 12.3\%. \quad (6)$$

Вольтметр постоянного тока, подключенный к выходу ШИМ, покажет среднее²⁾ значение:

$$V_{DC} = V_{CC} \cdot D = 18 \cdot 0.123 = 2.21 \text{ В}. \quad (7)$$

Выражение (7) представляет среднее (постоянное) значение сигнала ШИМ 6.3 В с.к.з. Но если измерительный прибор будет переключен на переменное напряжение (а это измеритель истинного среднеквадратичного значения), он покажет 6.3 В с.к.з. Таким образом, эффективное напряжение ШИМ-сигнала

соответствует рекомендуемому напряжению лампочки, равному 6.3 В.

Вывод: широтно-импульсная модуляция упрощает питание нагрузки

Когда ШИМ используется в качестве ЦАП для формирования аналоговых сигналов, требуется восстанавливающий фильтр, как показано на Рисунке 1а, а отфильтрованный выходной сигнал представляет собой среднее значение ШИМ-сигнала. Однако при питании резистивной нагрузки, такой как нагревательный элемент или лампа накаливания, схема, представленная на Рисунке 1б, обеспечивает простоту и энергоэффективность.

В этой статье показано, как рассчитать коэффициент заполнения импульсов ШИМ, который обеспечит правильную мощность при непосредственном подключении нагрузки к коммутирующему устройству. **РЛ**

¹⁾ Если нагрузка не является чисто резистивной, для предотвращения повреждения MOSFET следует параллельно нагрузке подключить обратный диод.

²⁾ Если используется восстанавливающий фильтр, то на выходе будет постоянное напряжение 2.21 В.

Точный самовосстанавливающийся предохранитель

Peter Demchenko

EDN

Предохранитель, описанный в этой статье, не разрывает соединение, а просто ограничивает выходной ток. Его поведение аналогично самовосстанавливающемуся предохранителю, однако схема, показанная на Рисунке 1, более точна, не зависит от температуры окружающей среды (самовосстанавливающиеся предохранители зависят от температуры) и восстанавливается гораздо быстрее. Вот, что по этому поводу написано в Википедии [1]:

«Сопротивление устройства может не вернуться к своему первоначальному значению; скорее всего, оно стабилизируется на значительно более высоком сопротивлении (до 4 раз больше первоначального). Могут потребоваться часы, дни, недели или даже годы, чтобы сопротив-

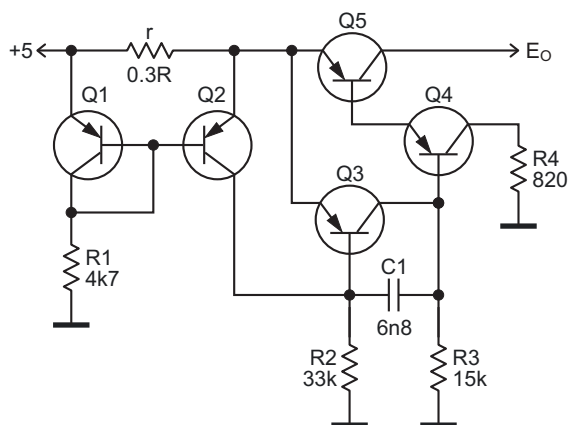


Рисунок 1. Пара транзисторов Q1, Q2 обеспечивает термокомпенсированный контроль падения напряжения на резисторе r ; когда это падение возрастает примерно до 20 мВ, предохранитель «включается», ограничивая выходной ток примерно на уровне 150 мА.

ление вернулось к значению, близкому к исходному, если это вообще произойдет».

Когда предохранитель «выключен», падение напряжения на нем может быть всего лишь 30–50 мВ. При сопротивлении резистора r , равном 0.13 Ом, схема ограничивает выходной ток примерно на уровне 150 мА.

Хотя эта схема сложнее стандартного самовосстанавливающегося предохранителя, позволить себе использовать такое устройство в более дорогих гаджетах, безусловно, можно. Схема состоит из пяти p-n-p транзисторов (из которых четыре могут быть частью транзисторной сборки), пяти резисторов и одного керамического конденсатора.

Пара транзисторов Q1, Q2 обеспечивает термокомпенсированный контроль падения напряжения на резисторе r ; когда это падение возрастает примерно до 20 мВ, предохранитель «включается».

Конденсатор C1 обеспечивает частотную коррекцию контура обратной связи. Транзистор Q5 должен рассеивать всю мощность, равную произведению входного напряжения на выходной ток, а его напряжение насыщения должно быть как можно более низким, чтобы уменьшить потери напряжения; он также должен иметь приличный коэффициент передачи тока. Я использовал TIP32, но это было давно, так что можно найти гораздо лучшие замены. **PL**

Ссылка

1. [Resettable fuse](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor TIP32G](#)

Хорошая, плохая и ужасная подстройка нуля

Stephen Woodward

EDN

Схемы ручной подстройки нуля усилителей представляют собой простые конструкции, обычно состоящие из подстроечного потенциометра и пары постоянных резисторов, предназначенных для регулировки смещения (обычно небольшой) симметричной долей биполярного напряжения питания. Поэтому удивительно, как много существует вариаций, некоторые из которых очень хороши, а некоторые – совсем не очень. Рисунок 1 пред-

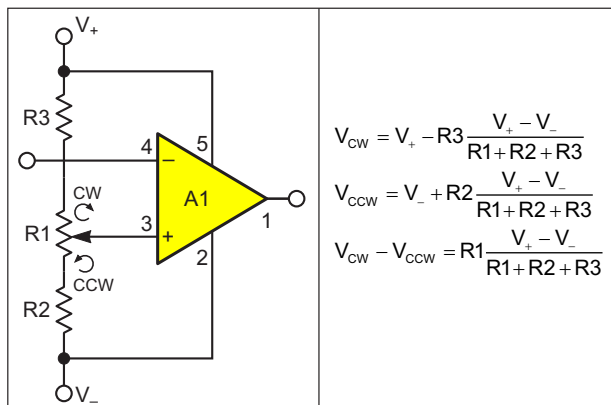


Рисунок 1. Плохо. Ослабление питающих напряжений производится вычитанием, а не делением, что разрушает PSRR усилителя.

ставляет собой пример последнего случая.

Такая подстройка нуля – плохая идея, поскольку ослабление влияния питающих напряжений осуществляется вычитанием ($V_+ - V_-$), а не делением. Это практически уничтожает способность усилителя к подавлению помех по цепям питания (PSRR). Это очень плохо.

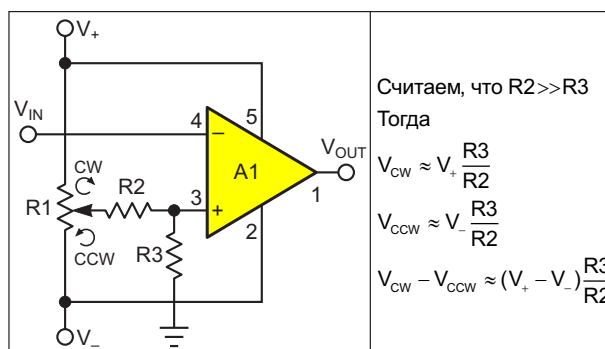


Рисунок 2. Ужасно. Можно попытаться восстановить разрушенный PSRR, подавляя влияние питающих напряжений с помощью делителя, однако шины питания должны быть симметричными, что возвращает нас к проблеме PSRR.

Схема на Рисунке 2 исправляет этот серьезный недостаток, обеспечивая подавление с помощью правильного подобранного дели-

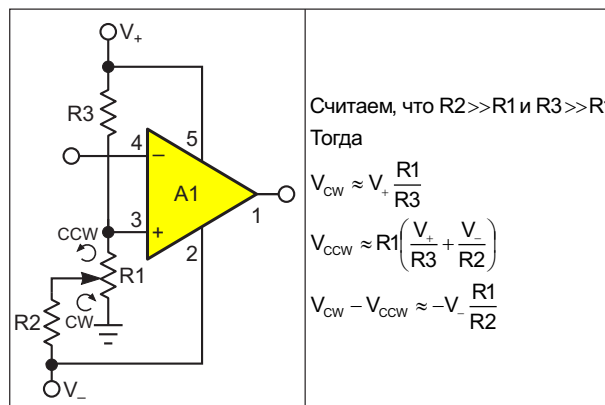


Рисунок 3. Хорошо. Чтобы получить симметричный диапазон подстройки, достаточно установить $R2 = R3(-V_+ / V_-)/2$.

теля напряжения ($R3/R2$) вместо вычитания, разрушающего PSRR. Но это все равно не очень красиво. Вот почему.

Схема на Рисунке 2 может (обычно) дать желаемый симметричный диапазон подстройки только в том случае, если шины питания также симметричны (и наоборот). Чтобы решить проблему, можно было бы добавить последовательный резистор между $R1$ и шиной с более высоким напряжением, но это (по крайней мере, частично) вернет нас к проблеме PSRR, показанной на Рисунке 1.

Ужасно.

Схема на Рисунке 3 устраняет обе проблемы.

Все, что вам нужно сделать, это установить

$$R2 = R3 \frac{-V_+}{2 \cdot V_-},$$

чтобы получить симметричный диапазон подстройки независимо от фактического соотношения напряжений на шинах питания.

И я думаю, что это очень хорошо. 

Синфазное напряжение для промышленных приемопередатчиков

John P. Griffith

Planet Analog

Большинство дифференциальных промышленных шин, таких как CAN и RS-485, характеризуется параметром, называемым синфазным напряжением. Синфазное напряжение определяет диапазон входных напряжений шины относительно земли приемопередатчика, в пределах которого приемопередатчик может поддерживать постоянные входные пороги приемника. Другими словами, когда напряжение на шине находится в этом диапазоне, приемник обеспечивает нормальную работу.

Существуют две частые причины возникновения синфазного напряжения в промышленных сетях.

Одним из источников синфазного напряжения является потенциальная связь электромагнитных помех, присутствующих вблизи сети, с проводами шины. Эти помехи могут создаваться двигателями, лампами дневного света, реле, трансформаторами, параллельными кабелями и другими источниками радиочастот. Эти источники помех одинаково воздействуют на оба провода шины как синфазное напряжение только в том случае, когда подключение выполнено витой парой. Если же в соединениях шины витые пары не используются, помехи будут наводиться несимметрично, и в систему будут вноситься дифференциальные помехи, снижающие запасы приемника по входным напряжениям.

Еще одной частой причиной появления синфазного напряжения является разность

потенциалов земли, которая может возникать между различными узлами сети. Значительные разности потенциалов земли являются обычным явлением в промышленных сетях, поскольку длина электрических установок нередко может достигать десятков, а то и сотен метров. На Рисунке 1 показана простая сеть, состоящая из двух узлов, соединенных 50-метровым кабелем, через каждый из которых протекает ток 5 ампер. Даже при сопротивлении стандартного кабеля 12 AWG всего 5 мОм на метр разность потенциалов земли между двумя узлами составляет 1.25 В.

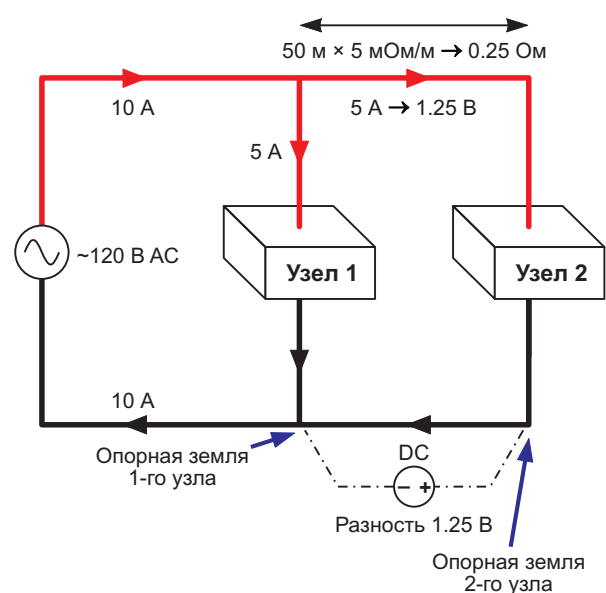


Рисунок 1. Влияние сопротивления проводов на протяженные электрические установки.



Рисунок 2. Разность потенциалов земли передатчика и приемника.

Это различие в потенциалах земли приводит к тому, что принимающие узлы сети «видят» на своих входных клеммах шины напряжения с другим потенциалом. Если взять пример с Рисунок 1 и предположить, что в сети RS-485 Узел 2 передал битовый поток, то Узел 1 получит этот битовый поток с постоянным смещением 1.25 В (Рисунок 2).

Легко представить, как эта разность потенциалов земли может стать еще больше, когда в сеть добавляются дополнительные нагрузки и увеличивается общая длина кабелей. Ток от каждой дополнительной нагрузки накладывается на существующий ток в кабеле, и влияние сопротивления кабеля пропорционально усиливается. Представьте себе лифт в 50-этажном здании с узлом на каждом этаже и пятью метрами кабеля на этаж. Разность потенциалов земли легко может достигать десятков вольт, выходя за пределы допустимого диапазона синфазных напряжений большинства приемопередатчиков (например, от -7 до $+12$ В).

Однако благодаря использованию резисторного делителя и цепи смещения на входе приемника (Рисунок 3) дифференциальные приемопередатчики способны работать при наличии синфазных напряжений. Резисторы одновременно ослабляют входной сигнал, видимый на выводах шины, и смещают его в сторону $V_{CC}/2$, чтобы входы компаратора не

насыщались. Увеличивая коэффициент ослабления этих резисторов, можно увеличить напряжения на выводах шины, при которых входные напряжения компаратора будут оставаться в допустимых пределах.

Компромисс заключается в том, что более высокие коэффициенты ослабления приводят к сужению диапазона дифференциальных напряжений, воспринимаемым компаратором. Это создает большую нагрузку на входную цепь компаратора с точки зрения разрешения, отношения сигнал/шум, усиления по постоянному току и полосы пропускания. Поэтому, пока напряжения на шине остаются

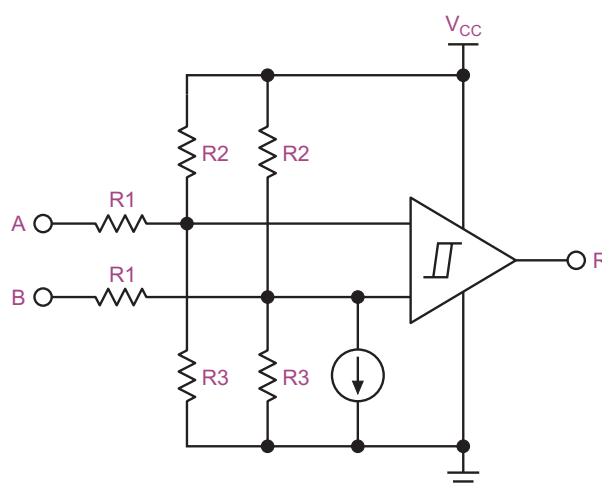
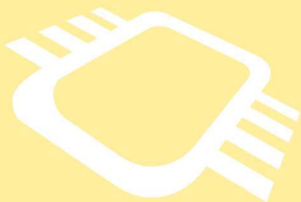


Рисунок 3. Общая топология дифференциального приемника.

в диапазоне, допустимом для данной конструкции приемника, синфазные напряжения могут быть ослаблены и скорректированы таким образом, чтобы на выходное состояние компаратора влияло только оставшееся дифференциальное напряжение.

Таким образом, синфазные напряжения часто встречаются в промышленных прило-

жениях. Проведя внимательный анализ и определив, какие возможные синфазные напряжения могут существовать в системе, можно выбрать подходящий приемопередатчик, способный работать в определенном диапазоне. Это позволит предотвратить возможные сбои связи, вызванные синфазными напряжениями, еще до того, как они возникнут. **РЛ**



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

Микросхема ИОН со встроенным нагревателем обеспечивает стабильность класса единиц ppm

Bill Schweber

Electronic Design



Разработчики, занимающиеся созданием точных аналоговых входных каскадов и сигнальных цепей, знают, что характеристики источника опорного напряжения (ИОН) – будь то дискретное автономное устройство или интегрированное в компонент – часто являются решающим фактором, определяющим характеристики системы. Точный, стабильный ИОН не только позволяет системе делать то, что ей нужно, но и «калибрует» другие недостатки системы.

По этой причине производители микросхем улучшают характеристики этих микросхем ИОН, совершенствуя конструкции, технологические процессы и корпуса. Результатом стали впечатляющие характеристики с чрезвычайно низкими температурными коэффициентами, которые часто являются главной проблемой для компонентов этого класса, предназначенных для выполнения одной и только одной функции.

Однако для некоторых приложений даже «исключительно хорошо» – это недостаточно. Для достижения еще более высоких характеристик ключевым условием обеспечения стабильного выходного опорного напряжения является поддержание постоянной температуры ядра ИОН.

Использование стабилитрона с углубленным переходом и встроенного нагревателя

Именно для такого случая Analog Devices (ADI) предлагает миниатюрное и простое в использовании решение – микросхему ADR1001. Это устройство представляет собой полностью интегрированное в одном кристалле решение, основанное на стабилитроне с углубленным переходом со сверхнизким дрейфом (Рисунок 1).

Встроенный нагреватель (иногда называемый «термостатирующим») в сочетании со стабилитроном с углубленным переходом, технология которого разработана ADI, позволяет ADR1001 достигать значений температурного коэффициента, измеряемого долями ppm, и долгосрочного дрейфа, измеряемого единицами ppm. Интеграция всех цепей формирования сигнала, необходимых для ИОН предыдущего поколения LTZ1000, значительно сокращает общую площадь решения и упрощает процесс проектирования, уstra-

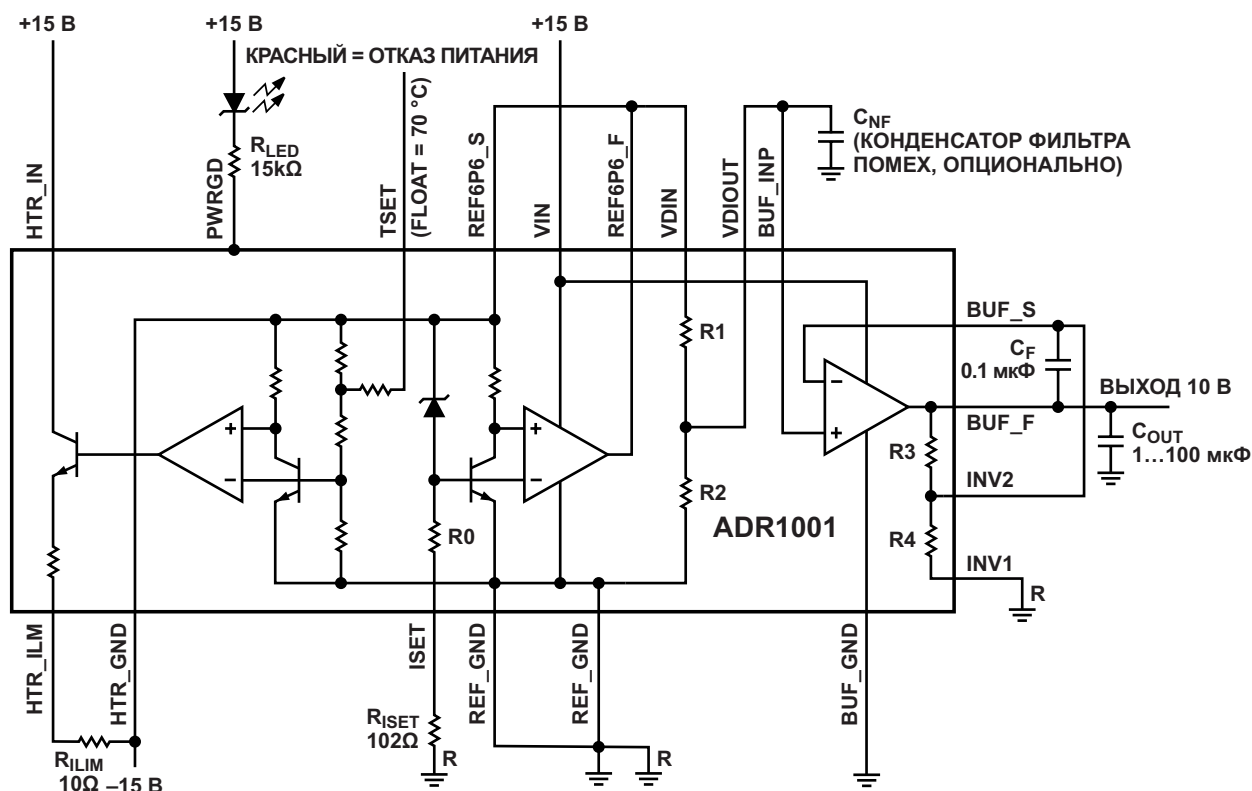


Рисунок 1. На блок-схеме прецизионного источника опорного напряжения ADR1001, включающей окружающие цепи, показаны работа нагревателя с расщепленным питанием и выходное опорное напряжение 10 В.

няя многочисленные проблемы, связанные с созданием аналоговых устройств на основе дискретных схем.

Простота использования источника опорного напряжения

Помимо обеспечения исключительной точности по всем критическим параметрам, ADR1001 поддерживает простые в использовании функции, позволяющие снизить стоимость и уменьшить трудоемкость проектирования. К этим функциям относятся вывод программирования внутреннего термостата, программируемый резистором ограничитель тока нагревателя, вывод флага «питание в норме» с открытым коллектором, герметичный корпус для поверхностного монтажа и дополнительная пара согласованных резисторов. По умолчанию уставка температуры внутреннего нагревателя составляет 70 °C, если к выводу TSET не подключен внешний резистор.

Устройство, работающее от источника питания 9–36 В, содержит источник опорного напряжения 6.6 В и резистивный делитель,

предназначенный для получения точного выходного напряжения 5 В, которое можно легко «усилить» с помощью этих согласованных резисторов. Комбинация цепи делителя и выходного буфера настраивается с начальной точностью до $\pm 0.25\%$. Пара резисторов также позволяет разработчикам легко формировать отрицательное опорное напряжение или усиливать напряжение в 2 раза с минимальным влиянием на точность или дрейф выходного напряжения. Пиковое напряжение шумов на выходе 5 В (в полосе от 0.1 до 10 Гц) составляет всего 0.13 ppm.

Конечно, за использование стабилизирующего нагревателя придется расплачиваться увеличением потребляемой мощности, но это компромисс, на который разработчики, возможно, будут готовы согласиться. Предельный ток нагревателя составляет 100 мА, когда вывод его ограничения закорочен на землю нагревателя.

21-страничное описание микросхемы включает в себя технические характеристики и графики дрейфа/точности (долгосрочные и крат-



Рисунок 2. Сопутствующая оценочная плата ADR1001E-EBZ обеспечивает вывод напряжения 5 В через разъем SMA, а также через разъемы типа «банан».

косрочные), многие из которых были получены с 15-секундной задержкой после включения питания. Оно также содержит некоторые полезные схемы подключения к приложениям, такие как базовое подключение, одновременный вывод полного опорного напряжения 5 В и половинного напряжения 2.5 В с использованием внешнего буфера, создание сверхстабильного опорного напряжения 10 В и разработка биполярного ЦАП ± 5 В с использованием внешнего операционного усилителя.

Оценочная плата для ИОН

Пользователям даже такого функционально простого устройства, как этот ИОН, может быть полезен простой способ проверки и оценки работы микросхемы. Для этого Analog Devices предлагает оценочную плату



Рисунок 3. Герметичный 20-выводной керамический корпус LCC.

ADR1001E-EBZ (Рисунок 2). Выходное напряжение стабилитрона 6.6 В точно делится до прецизионных 5 В и выводится на гнезда типа «банан» и разъем SMA, установленные по краям.

Микросхема ADR1001 упакована в 20-выводной герметичный керамический носитель кристалла (leadless chip carrier, LCC). (См. Рисунок 3). Этот керамический корпус для поверхностного монтажа избавляет пользователей от необходимости пайки компонентов в отверстия, сохраняя при этом герметичность классического металлического корпуса со штыревыми выводами. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADR1001](#)

Четыре буфера с полевыми транзисторами снижают шум вдвое

Jordyn Rombola, Chau Tran

Во многих электронных схемах требуется устройство, изолирующее или отделяющее одну цепь от другой. Это специальное устройство называется буфером. Буфер – это усилитель с единичным усилением, который имеет чрезвычайно высокое входное сопротивление и чрезвычайно низкое выходное сопротивление. Это означает, что буфер можно смоделировать как управляемый напряжением источник напряжения с коэффициентом усиления, равным единице. Поскольку в идеале буфер имеет бесконечное входное сопротивление, эффект нагрузки отсутствует, так что $V_{IN} = V_{OUT}$. Кроме того, выходное напряжение буфера не зависит от сопротивления нагрузки, поскольку выходное сопротивление идеализированного буфера практически равно нулю. Поместив буфер с единичным усилением между цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП) и выходом, можно легко решить проблему нагрузки.

При добавлении в систему буфера с единичным коэффициентом усиления важно сохранить точность и рабочие характеристики. Наиболее важным моментом является расчет вносимого шума:

$$\text{Шум (В с.к.з.)} = \sqrt{f(e_n^2 + (i_n R_s)^2)},$$

где

e_n – плотность шума входного напряжения буфера,

i_n – плотность шума входного тока буфера,

f – полоса пропускания устройства по входу (Гц).

В схеме на Рисунке 1 каждый канал имеет чрезвычайно низкий токовый шум ($0.8 \text{ фА}/\sqrt{\text{Гц}}$) – намного меньше напряжения шумов ($13 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$). Поэтому, когда требуется снизить уровень шума в системе, очень важно уменьшить этот шум напряжения. Шум напряжения можно уменьшить, включив несколько буферов параллельно. Например, два параллельно включенных буфера уменьшают шум напряжения в $\sqrt{2}$ раз, или все четыре параллельно включенных буфера работают как один буфер с вдвое меньшим шумом. Недостатками этого метода являются увеличение

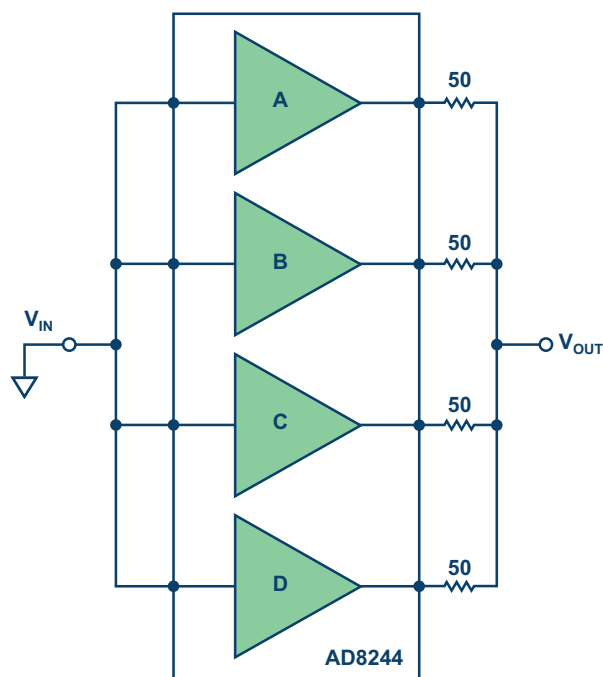


Рисунок 1. Малошумящий буфер AD8244.

тока смещения, токового шума и входной емкости, но в данном случае этими результатами можно пренебречь. Поместите между выходами низкоомный резистор, например, 50 Ом, чтобы избежать протекания дополнительного тока из-за небольших различий между каждым выходом. Для приложений, менее чувствительных к потребляемой мощности, эти 50-омные резисторы можно не использовать, чтобы увеличить доступный выходной ток.

Схема на Рисунке 1 представляет собой конфигурацию буферного усилителя, которая вдвое снижает шум напряжения. AD8244 – это счетверенный буфер с полевыми транзисторами на входах, имеющий уникальные характеристики. Максимальный ток смещения 2 пА, стремящийся к нулю токовый шум и входное сопротивление 10 ТОм практически не вносят ошибок, даже при сопротивлениях источника, достигающих мегаом. Это устройство с низким напряжением шумов, широким диапазоном напряжений питания и высокой точностью также достаточно гибко, чтобы обеспечить высокий уровень характеристик везде, где требуется буфер с единичным усилением, даже при низком сопротивлении источника.

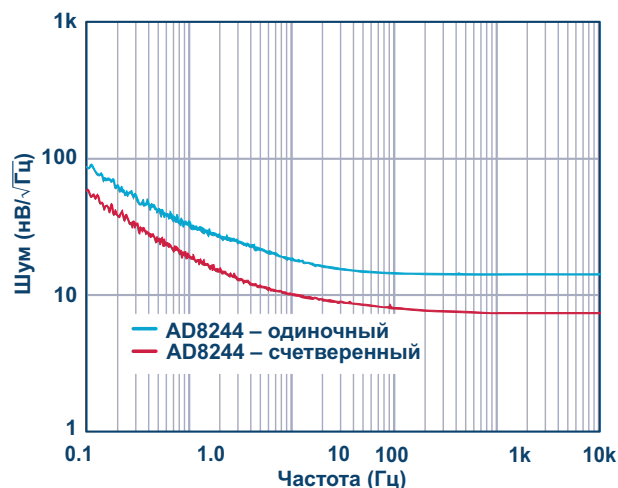


Рисунок 2. Характеристика буфера AD8244: шум составляет половину от шума нормального буфера.

На Рисунке 2 представлено сравнение шумовых характеристик обычного одноканального буфера и буфера AD8244, использующего четыре канала, включенных параллельно. **ПЛ**

Материалы по теме

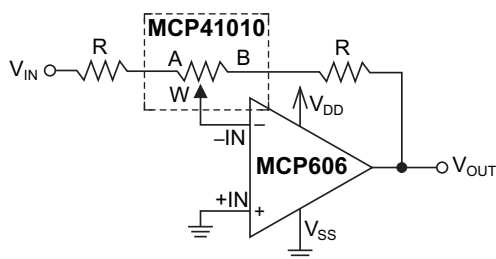
1. [Datasheet Analog Devices AD8244](#)

Псевдологарифмический ЦП + просмотрная таблица логарифмов = истинно логарифмическая характеристика усиления

Stephen Woodward

EDN

В техническое описание цифровых потенциометров (ЦП) семейства MCP4xxx компании Microchip включена (на странице 15, Рисунок 4-4) интересная схема применения, состоящая из управляемого ЦП усилителя с псевдологарифмической установкой коэффициента усиления. Однако, как объясняется в сопроводительном тексте Microchip, диапазон коэффициентов усиления, реализуемых этой схемой, начинает радикально меняться, когда установка потенциометра приближается к 0 или 256. Как указывает Microchip: *По мере приближения движка к любому из концов потенциометра размер приращения коэффициента усиления на один шаг движка резко увеличивается. Эта*



$$V_{OUT} = -V_{IN} \left(\frac{R_B + R}{R_A + R} \right)$$
$$R = \frac{R_{AB}}{9}$$
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -0.1 \dots -10$$

Рисунок 1. Для ограничения диапазона усиления рекомендуемыми пределами при сохранении полного 8-битного разрешения добавлены два постоянных резистора.

схема рекомендуется для коэффициентов усиления от 0.1 до 10 В/В.

Это хороший совет. К сожалению, при этом фактически выбрасывается 48 из 256 8-битных положений движка, что составляет почти 20% доступного разрешения. Простая модификация схемы, показанная на Рисунке 1, позволяет избавиться от этого ограничения.

В результате получается красная кривая зависимости коэффициента усиления от кода, показанная на Рисунке 2.

Однако, несмотря на это улучшение, ключевым словом остается «псевдологарифмический». Это все еще не настоящая логарифмическая функция и, по сути, количественно даже не очень близка к ней, местами отклоняясь почти в два раза. Можем ли мы сделать лучше? Да!

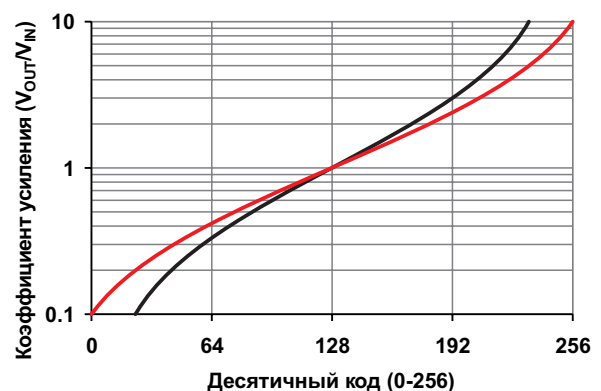


Рисунок 2. Псевдологарифмическая характеристика усиления, несколько улучшенная в результате простой модификации, показанной на Рисунке 1.

Простой (программный) трюк заключается в подготовке 257-байтной поисковой таблицы логарифмов, которая переводит установки усиления в диапазоне от 0.1 до 10.0 в коды ЦП, необходимые для формирования логарифмов этих коэффициентов усиления.

Обозначим индексную переменную таблицы буквой J. Тогда для 257-байтной таблицы (абсолютных) значений усиления G в диапазоне от 0.1 до 10.0 включительно получаем

$$J(G) = 128 \cdot \log_{10}(G) + 128.$$

Примеры:

$$J(0.1) = 0,$$

$$J(0.5) = 89,$$

$$J(1.0) = 128,$$

$$J(10.0) = 256,$$

и т. д.

Рассмотрение выражения для коэффициента усиления на Рисунке 1 показывает, что десятичный код N, необходимый для (абсолютного) коэффициента усиления G, равен:

$$N(G) = \frac{284.4G - 28.4}{G + 1},$$

таким образом

$$N(0.1) = \frac{28.4 - 28.4}{0.1 + 1} = \frac{0}{1.1} = 0,$$

$$N(0.5) = \frac{142 - 28.4}{0.5 + 1} = \frac{114}{1.5} = 76,$$

$$N(1) = \frac{284.4 - 28.4}{1 + 1} = \frac{256}{2} = 128,$$

$$N(10.0) = \frac{2844 - 28.4}{10 + 1} = \frac{2816}{11} = 256.$$

Полученная взаимосвязь между G, J и N представлена на Рисунке 3.

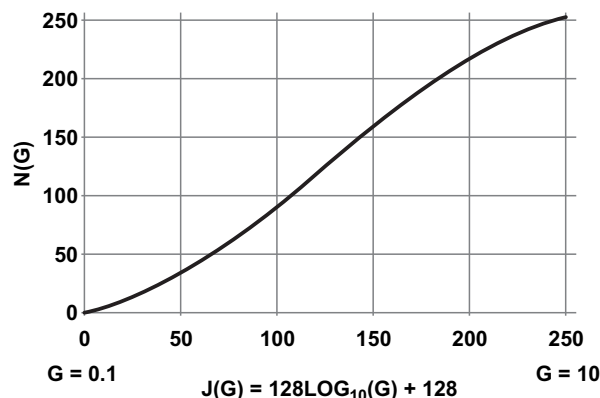


Рисунок 3. Зависимость установки ЦП N(J) от индексной переменной таблицы логарифмов J(G), обобщающая взаимосвязь между G, J и N.

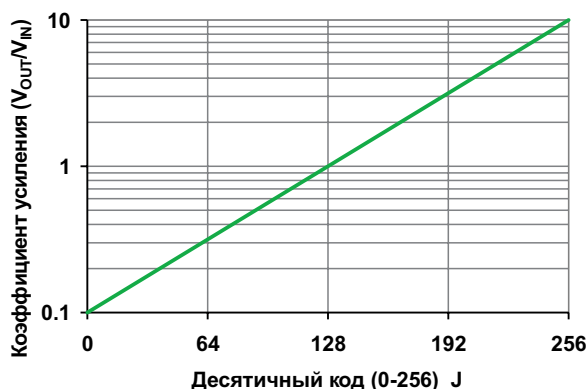


Рисунок 4. Зависимость абсолютного коэффициента усиления $[G_{ABC} = 10^{(J/128 - 1)}]$ от десятичного кода J.

Таблицу логарифмических коэффициентов усиления можно загрузить по ссылке [1]. Конечный результат, с настолько хорошим соответствием логарифму, насколько это позволяют 8 бит, представлен в виде прекрасной зеленой линии на Рисунке 4. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP41XXX/42XXX](#)

Загрузки

[Таблица Excel](#)



Приставка для измерения ZRLC

Виктор Чекасин, Екатеринбург

Представлены два варианта принципиальной схемы, описание работы и рекомендации по сборке несложного и безопасного дополнения к НЧ генератору и НЧ вольтметру либо к звуковой карте компьютера, позволяющего измерять импеданс электронных компонентов и устройств в широком диапазоне и с хорошей точностью. Схема применима с некоторыми виртуальными измерителями ZRLC.

Введение

Есть люди, которые любят создавать и тестировать простые или сложные электронные схемы, или они от случая к случаю сталкиваются с ремонтом бытовой техники. Студенты радиотехнических специальностей и начинающие радиолюбители хотели бы иметь простой, достаточно точный, недорогой измеритель номиналов радиодеталей. Многие не будут вкладывать деньги в то, что будет нужно лишь иногда. У других просто нет денег на покупку дорогих измерительных приборов. Простые вещи всегда востребованы.

Такую приставку можно собрать самостоятельно. Такой подход при минимальных затратах позволит проводить измерения полных (Z) и активных (R) сопротивлений, включая входные, емкостей (C) и индуктивностей (L) в широком диапазоне значений и на различных звуковых частотах.

Приставка должна мало нагружать источник частоты. Хорошо бы иметь гальваническое разделение сигналов по входу и выходу. Неплохо иметь возможность использовать любой источник питания напряжением от 4.5 до 9.0 В постоянного тока, включая батарею. Это делает приставку безопасной в использовании совместно с другими приборами.

Метод измерения

Метод измерения сравнением, который применен здесь, использует закон Ома для участка цепи:

$$i = \frac{u}{r}, \quad (1)$$

где

i – мгновенное значение тока на участке электрической цепи,

u – мгновенное значение падения напряжения на этом же участке,

r – полное сопротивление участка.

Для цепи из двух последовательно соединенных сопротивлений – известного тестового сопротивления R_T и сопротивления неизвестной величины Z_X , как на Рисунке 1, ввиду равенства токов через сопротивления можно вычислить Z_X по падению напряжений:

$$U_T = R_T \cdot i, \quad (2)$$

$$U_X = Z_X \cdot i. \quad (3)$$

Здесь

U_T – падение напряжения на R_T ,

U_X – падение напряжения на Z_X .

Учитывая, что

$$U_X = U_S - U_T, \quad (4)$$

$$U_T = U_S - U_X, \quad (5)$$

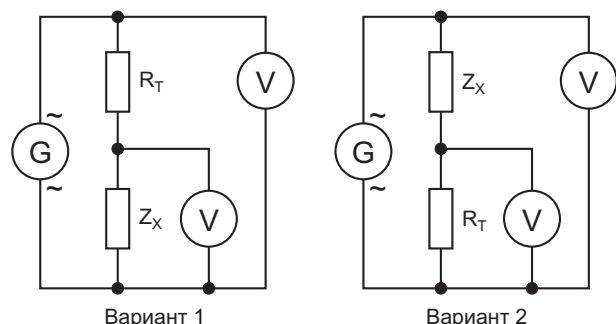


Рисунок 1. Метод измерений.

(здесь и далее U_s – напряжение питания делителя) и разделив (3) на (2), имеем формулы для вычисления искомого Z_x :

$$Z_x = R_T \left(\frac{U_x}{U_s - U_x} \right) \quad (6)$$

для варианта 1 и

$$Z_x = R_T \left(\frac{U_s}{U_T} - 1 \right) \quad (7)$$

для варианта 2.

Имея источник переменного тока, вольтметр и тестовое (образцовое) сопротивление можно, вычислить неизвестное Z_x с малой погрешностью. Если измерения производить одним вольтметром или одним АЦП, то точность метода зависит только от точности и стабильности R_T . На практике применяются оба варианта.

Вариант 1 проще в монтаже и подключает Z_x к общему проводу, что бывает желательно. Из (6) вытекает, что при $Z_x \gg R_T$ потребуются деление на очень маленькое число, что в условиях дискретных вычислений приведет к снижению точности.

Вариант 2 позволяет легче добиться высокой достоверности измерений, в том числе из-за возможности реализовать 4-проводную схему подключения Z_x . Результат дискретных вычислений может быть точнее (7).

Функциональная схема

Функциональная схема прибора для метода варианта 2 приведена на Рисунке 2.

Для защиты источника переменного напряжения от перегрузки и расширения пределов измерения на входе схемы использован усилитель мощности. На выходах схемы применены повторители напряжения с высоким входным и низким выходным сопротивлениями; их еще называют «трансформаторы сопротивлений».

Переменное напряжение синусоидальной формы от внешнего генератора G поступает на усилитель мощности $УМ$. Нагрузкой $УМ$ является делитель напряжения, состоящий из измеряемого импеданса Z_x и известного тестового активного сопротивления R_T . Нам понадобится $УМ$ со стабильным коэффици-

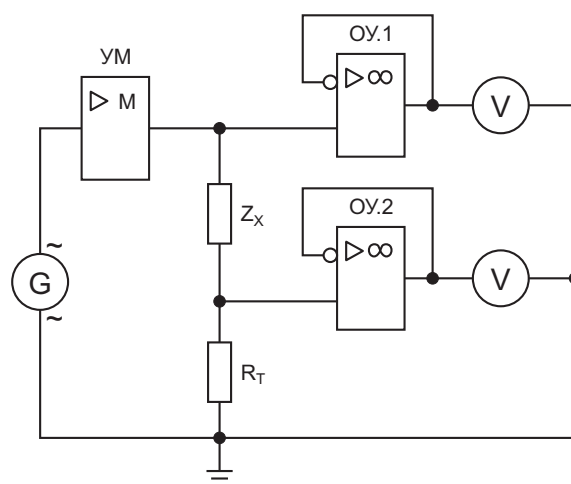


Рисунок 2. Схема функциональная.

ентом усиления и достаточной мощности для «раскачки» измерительной схемы.

Напряжение питания делителя с верхней по схеме точки Z_x поступает на неинвертирующий вход повторителя $ОУ.1$ и далее на вход вольтметра переменного тока. Измеряемое на R_T падение напряжения со средней точки делителя поступает на неинвертирующий вход повторителя $ОУ.2$ и далее на вход вольтметра переменного тока.

Усилитель мощности $УМ$ должен иметь выходное сопротивление значительно меньшее, чем R_T , и хорошую выходную мощность, чтобы при нулевом Z_x создавать на R_T достаточное для точного измерения напряжение не ниже $2/3$ от шкалы вольтметра. Повторители напряжения на операционных усилителях $ОУ.1$ и $ОУ.2$ должны иметь входное сопротивление значительно (в 1000 и более раз) большее, чем R_T , чтобы исключить влияние $ОУ$ на результаты измерения.

Таким образом, выбор $УМ$ будет определяться желаемым минимальным значением R_T , а выбор $ОУ$ зависит от максимального значения R_T . Чем меньше различие в значениях образцового и измеряемого сопротивлений, тем выше точность измерения. $УМ$ и $ОУ$ должны иметь рабочий диапазон частот не ниже, чем частоты, на которых предполагается производить измерения.

На точность результатов измерения будет влиять знание точного значения R_T на момент измерения и погрешность используемых измерительных приборов.

Предполагается применить такую функциональную схему для использования с ЗК, поэтому усилители должны иметь полосу рабочих частот не уже 20 Гц - 20 кГц. Большинство современных недорогих микросхем усилителей низкой частоты (УНЧ) и ОУ могут это обеспечить.

Характеристики

- Напряжение питания от 4.5 до 9.0 В постоянного тока;
- Потребление тока не более 0.5 А;
- Рабочая частота от 50 Гц до 20 кГц;
- Входное и выходные напряжения одинаковые – до 3 В амплитуды;
- Входные и выходные импедансы на частоте 1 кГц одинаковы и равны 600 Ом;
- Имеется изоляция по входу и выходам, гальваническое разделение;
- Достижимая точность измерений 0.1%;
- Диапазон измерений:
 - для активных и полных сопротивлений от 0.1 Ом до 50 МОм;
 - для емкости от 1.0 пФ до 1000 мкФ;
 - для индуктивности от 10 мкГ до 100 Гн;
 - по варианту 2 сопротивления могут быть измерены от 0.01 Ом, емкости – до 10000 мкФ и индуктивности – от 1 мкГ.

Диапазон разбит на 6 поддиапазонов (см. Таблицу 1).

Принципиальная схема

Идея приставки взята из статьи «IMPE-DENZIMETRO USB» инженера Альфредо Аккататиса (Alfredo Accattatis) в итальянском журнале «Nuova Elettronica» за 4 квартал 2010 года. Журнал прекратил свое существование и более недоступен в сети. Но статья есть на сайте программы VisualAnalyser [1].

Отличие от аналогов:

- Не содержит аудио процессора с USB интерфейсом;
- Может использоваться с любыми источниками низкой частоты;
- Может использовать любые измерители переменного напряжения;
- Может использовать любой виртуальный измеритель ZRLC на базе звуковой карты (ЗК) со стереовходом;
- В варианте 2 позволяет использовать 4-проводную схему измерения;
- Использует любой независимый источник питания от 4.5 до 9.0 вольт постоянного напряжения;
- Имеет изолирующие трансформаторы на входе и выходах.

Варианты 1 и 2 принципиальной схемы прибора приведены на Рисунках 3 и 4, соответственно. Варианты имеют одинаковые компоненты, их номиналы и обозначения. Различие только в местах подключения измеряемого Z_x и образцовых резисторов.

Перечень элементов

1. Микросхемы:

- DA1 – Инвертор напряжения типа ICL7660 (MAX1044, КР1168ЕП1). Формирует отрицательное напряжение для питания операционных усилителей. Собственное потребление тока меньше 0.5 мА.
- DA2 – Усилитель низкой частоты (УНЧ) типа TDA7052A. Используется в недорогих аудио колонках, проигрывателях, радиоприемниках и др. Отечественный аналог мне неизвестен. Максимальная допустимая выходная мощность 1 Вт. В этой схеме используется один канал. На нагрузке в 10 Ом можно получить неискаженное

Таблица 1. Поддиапазоны измерений R, L и C

Поддиапазон	Сопротивление	Емкость	Индуктивность
1	0.1 (0.01) Ом - 1000 Ом	100 нФ – 1000 (10000) мкФ	10 мкГн - 10 мГн
2	1 Ом - 10 кОм	10нФ - 100 мкФ	100 мкГн - 100 мГн
3	10 Ом – 100 кОм	1нФ - 10 мкФ	1 мГн - 1000 мГн
4	100 Ом - 1 МОм	100 пФ - 1 мкФ	10 мГн - 10 Гн
5	1000 Ом - 10 МОм	10 пФ - 100 нФ	100 мГн – 100 Гн
6	10 кОм - 50 МОм	1.0 пФ - 10 нФ	1.0 Гн – 1000 Гн

действующее значение переменного напряжения немного больше 3 В, что более, чем достаточно для измерений. Собственное потребление тока от источника питания при нагрузке 8 Ом около 300 мА.

- Если предполагается выходы этого прибора подключать к ЗК, амплитуда напряжения на выходе не должна быть больше 1 В. Гарантируемое производителем усиление по напряжению TDA7052A при мостовом

включении нагрузки около 60 В/В (34.5 - 36.5 дБ), а при использовании одного выхода – около 30 В/В. Амплитуды сигналов на входе и выходе схемы при использовании ЗК лучше иметь приблизительно одинаковыми. По этой причине на входе УНЧ установлен резистивный делитель 1:28.

- DA3 – Сдвоенный операционный усилитель (ОУ) типа TL082 с входами на полевых транзисторах. ОУ включены по схеме

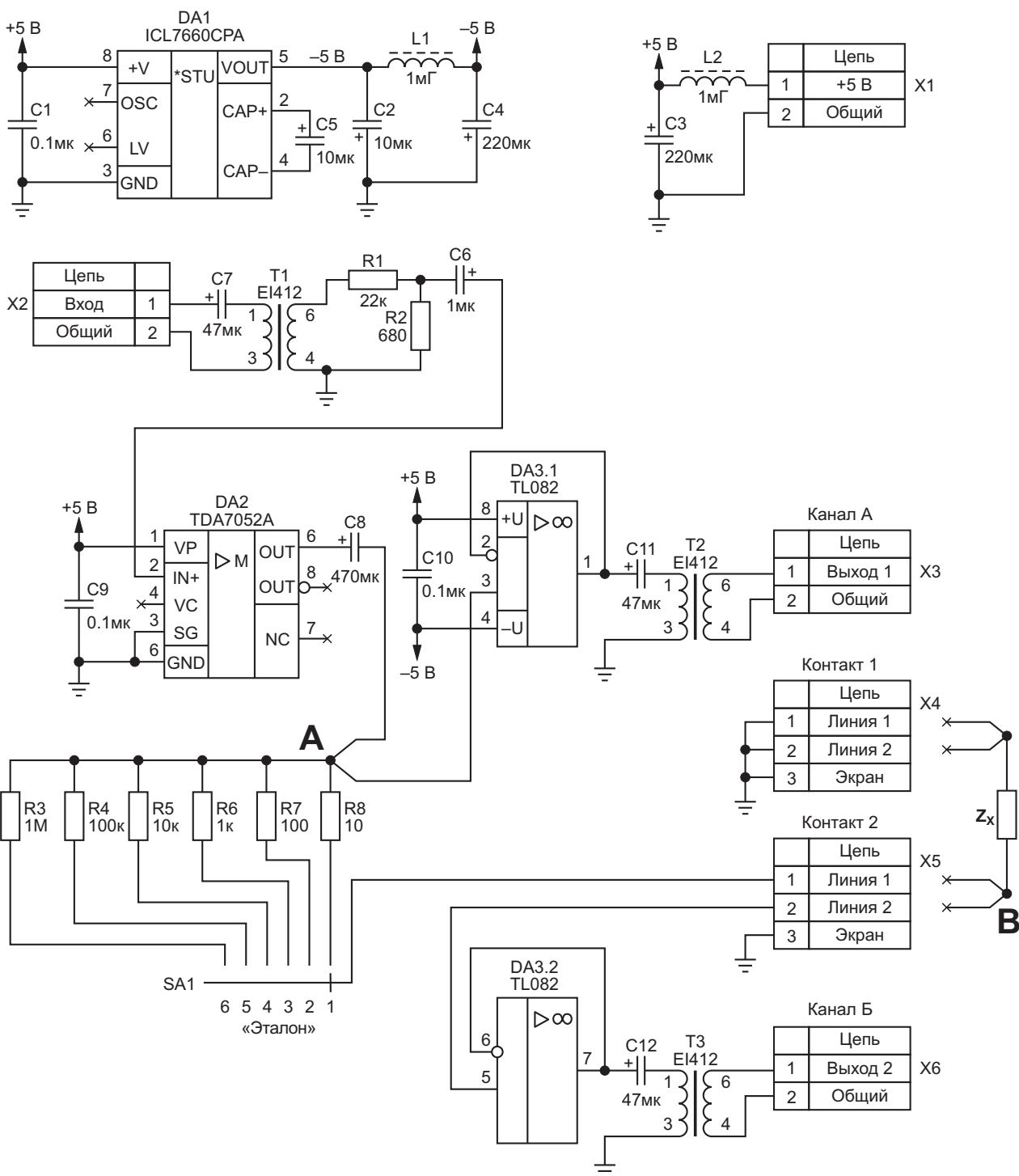


Рисунок 3. Схема принципиальная. Вариант 1.

повторителей напряжения и имеют практически бесконечно большое входное сопротивление. Потребление тока при нагрузке 600 Ом меньше 10 мА. Питание двуполярное.

- Микросхему TL082 можно заменить на другую с полевыми транзисторами на входе, например AD8058, AD8066, LM358, K1464УД1А.

2. Резисторы

- R1 и R2 – металлопленочные резисторы общего применения указанных номиналов. Они образуют делитель, уменьшающий входное напряжение в 28 раз.
- От R3 до R8 – металлопленочные резисторы указанных номиналов и точностью 1% или выше. Это образцовые резисторы для схемы измерения. Допустимая рассеиваемая

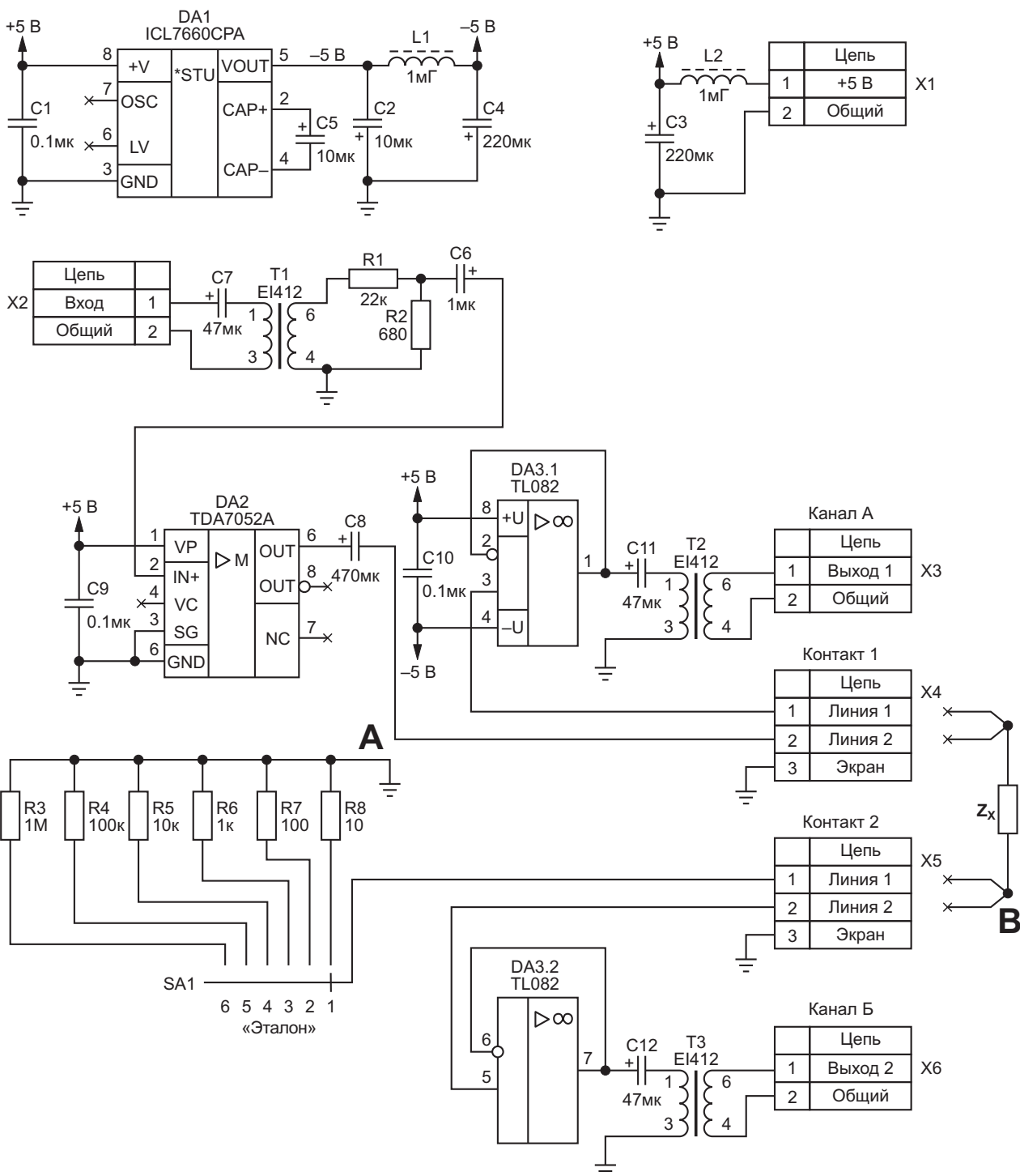


Рисунок 4. Схема принципиальная. Вариант 2.

мая мощность для R8 не менее 0.5 Вт. Для остальных резисторов в схеме – 0.125 Вт. Если хотите иметь гарантируемую точность прибора, образцовые резисторы должны иметь достаточно точные номиналы.

- Для получения большей точности нужно на готовом изделии измерить хорошим омметром значения образцовых сопротивлений вместе с подводными проводниками при разных положениях переключателя SA1. Фактически, это между точками, обозначенными в схеме как А и В. Эти значения и нужно использовать в расчете результатов измерений.

3. Конденсаторы

- C1, C9 и C10 – керамические бустерные конденсаторы для предотвращения самовозбуждения микросхем. Бустерные конденсаторы должны быть припаяны как можно ближе к выводам микросхемы и между выводом конденсатора и выводом микросхемы на монтаже не должно быть ответвлений.
- Остальные конденсаторы – желательно танталовые или электролитические с низким эквивалентным сопротивлением (ESR). C3 и C4 нужны для сглаживания НЧ пульсаций питания, появляющихся при работе мощного УНЧ. C6, C7, C8, C11 и C12 – разделительные конденсаторы, исключающие попадание постоянного напряжения на последующие элементы схемы.

4. Индуктивности

- L1 и L2 – дроссели с ферритовыми сердечниками для подавления высокочастотных пульсаций по питанию.

5. Трансформаторы

- T1, T2 и T3 – малогабаритные низкочастотные разделительные и изолирующие трансформаторы с соотношением обмоток 1:1 и импедансом 600:600 Ом. Например, типа E11412. Производитель E11412 обещает устойчивость изоляции между обмотками до 1000 В.

6. Коммутационные элементы

- SA1 – галетный переключатель на 6 положений и одно направление. Основное требование – надежные контакты с постоянным и низким переходным сопротивлением. Хорошо покажут себя отечественные галетные на керамической или карболитовой основе с посеребренными контактами.

- X1 – Разъем для подачи внешнего напряжения питания. Схема потребляет от этого источника не более 0.5 А.

- X2 и X3 и X6 – любые НЧ разъемы.

- X4 и X5 – любые низкочастотные разъемы с толстыми контактами, зажимы или клеммы. К ним непосредственно или через удлиняющие провода подключается измеряемое изделие. Каждый вывод измеряемого изделия подключается сразу на два вывода одного разъема. Этим обеспечивается трех- или четырехпроводная схема измерения. Поскольку X4 и X5 относятся к цепи измерения, контакты должны быть надежными, а соединительные проводники должны быть с низким омическим сопротивлением, и каждый провод нужно экранировать. Экраны проводов нужно соединить с клеммой «экран». Разнесение в пространстве этих разъемов, подходящих к ним дорожек и удлиняющих проводов на максимально возможное расстояние улучшает точность прибора. Если есть возможность, для подключения к измеряемому элементу используйте низкоомные зажимы Кельвина.

Работа приставки

Постоянное напряжение питания от 4.5 до 9.0 В поступает от разъема X2. Можно использовать сетевой адаптер, зарядное устройство телефона или внешнюю батарею. Почти равное по модулю отрицательное напряжение формируется инвертором на микросхеме ICL7660. Кроме микросхемы инвертор использует два конденсатора по 10 мкФ. C2 – для фильтрации напряжения и C5 – задающий конденсатор для частоты преобразования 10 кГц. Это рекомендованные в документации на инвертор номиналы.

На вход X2 подается синусоидальное напряжение низкой частоты (НЧ) амплитудой не более 3 В, которое через C7 и изолирующий трансформатор попадает на резистивный делитель (R1, R2), где уменьшается в 28 раз. Это делает УНЧ мощным повторителем входного сигнала. Повторитель нужен для адаптации к виртуальным измерителям, которые подразумевают неизменную амплитуду напряжения питания измерительного делителя (Z_x , R_T) от источника до места измерения (см. Рисунки 1 и 2).

После входного делителя напряжение НЧ через разделительный конденсатор С6 поступает на вход УНЧ, построенного на базе широко распространенной микросхемы TDA7052A с усилением 35 дБ. Устаревшая TDA7052 имеет усиление 40 дБ, ее тоже можно применить, но тогда R1 нужно увеличить до 33 кОм. Микросхема имеет два входа заземления: сигнальный и питания. В этой схеме они объединены. Объединяющий выводы 3 и 6 проводник нужно выполнить максимально коротким.

У TDA7052A есть два противофазных выхода. Здесь используется только один вывод 5, который через разделительный конденсатор С8 питает измерительный делитель. Напряжение питание снимается с входа делителя и через объединенные контакты 1 и 2 разъема Х4 поступает на неинвертирующий вход 3 повторителя DA3.1 для использования как напряжения питания делителя при измерениях.

Напряжение средней точки измерительного делителя через соединенные снаружи контакты 1 и 2 разъема Х5 приходит на вывод 5 DA3.2 для использования как падение напряжения на Z_x или на образцовом сопротивлении, в зависимости от варианта схемы.

На выходах повторителей DA3 стоят разделительные конденсаторы С11 и С12 и изолирующие трансформаторы Т2 и Т3.

В качестве образцовых сопротивлений используется набор из 6 резисторов:

- R1 = 10 Ом, эталон 1;
- R2 = 100 Ом, эталон 2;
- R3 = 1 кОм, эталон 3;
- R4 = 10 кОм, эталон 4;
- R5 = 100 кОм, эталон 5;
- R6 = 1 МОм, эталон 6.

Переключателем диапазона измерений SA1 один из указанных выше резисторов подключается как эталон.

Точность измерений в большой степени зависит от знания точного значения образцовых резисторов и аккуратности монтажа, и легко может достигать 0.1%. Для большей достоверности измерения можно проводить по очереди на двух соседних диапазонах. Расширить диапазон измерений можно, если использовать последовательное/параллельное соединение неизвестного номинала с

известным, возможно, с некоторой потерей точности.

Синусоидальный сигнал амплитудой до 3 В можно взять от любого НЧ генератора. В крайнем случае, можно взять 50 Гц от сети 220 В через подходящий трансформатор и/или через резистивный делитель. **(Осторожно! Высокое напряжение!)**

Напряжение на выходах можно измерить вольтметром переменного тока. Хороший результат дает использование осциллографа или вольтметра и фазометра. Расчет импеданса при этом нужно делать вручную.

Проблему автоматизации решает ЗК компьютера и специальная программа виртуального измерителя RLC, установленная на ПК. Известные мне программы подразумевают использование какого-то одного варианта подключения измерительного делителя. Различаются также используемые каналы ЗК. Неизменно только то, что в качестве источника частоты используется выход ЗК на пассивные динамики или наушники, а в качестве измерителя – линейный вход ЗК.

Амплитуду и разность фаз выходных напряжений можно использовать в расчетах для определения величины Z_x и других данных: преобладающий вид сопротивления (R,C,L) тангенса угла потерь, добротность, номиналы эквивалентной схемы и т. д. О том, как такие расчеты производятся, можно прочитать в учебниках или найти в интернете.

Разность между фактической и рассчитанной фазами можно использовать для определения качества проверяемого изделия.

При определенных навыках можно определять свойства пассивных элементов типа «черный ящик», когда заранее неизвестно, какой прибор исследуется. Можно измерять полное входное сопротивление, активную и реактивную составляющие для устройств и изделий, таких как осциллограф, усилитель, кабель, провод, трансформатор. Исследования можно проводить на разных частотах звукового диапазона, что добавляет возможностей этому простенькому устройству.

Дополнительная функция

Есть возможность тестировать НЧ устройства (усилители, фильтры, трансформаторы и др.). Для этого, не подключая Z_x , вход

испытуемого устройства подключить к выходу УНЧ (вывод 1 X5 для варианта 1 или вывод 2 X4 для варианта 2), а выход испытуемого устройства – к входу DA3.2 (вывод 2 X5). Не забудьте предусмотреть делители и/или нагрузку, когда это необходимо. Тестовый сигнал нужно подать на вход X2, результат будет на X6. Совершенно безопасно для приставки и для испытуемого устройства.

Использование виртуального измерителя

Правильно собранный по этой схеме прибор не требует налаживания и не сложен в использовании. Далее я буду рассказывать о применении этого прибора совместно с встроенной звуковой картой персонального компьютера или ноутбука.

Я собрал схему на макетной плате и использовал внешний адаптер для зарядки телефона как источник питания 5 В. Вы можете следовать моему примеру.

Сделайте все электрические подключения, ориентируясь на описание для используемой программы. Внимательно и правильно подключите каналы (L и R).

Входной разъем X2 подключите к выходному разъему ЗК (светло-зеленый).

В описании программы виртуального измерителя посмотрите, какой канал – левый или правый – используется как источник – они могут различаться для разных программ.

Выходные разъемы X3 и X6 соединяем с линейным входом ЗК (светло-голубой). Входные каналы тоже могут подключаться различно для разных программ.

Мой совет. Используйте устаревший ПК со встроенной или внешней ЗК, которые можно приобрести за символическую сумму. Установите программу виртуального измерителя, которая вам больше нравится.

В программе вначале требуется сделать калибровку без тестируемого изделия, затем калибровку при $Z_x = 0$. Это нужно, чтобы вычислить так называемые «смещения» или паразитные индуктивности, емкости, сопротивления для автоматического внесения поправок. После калибровки любая программа виртуального измерителя RLC сразу выдаст точный результат измерения.

ВНИМАНИЕ, ОПАСНОСТЬ!

Напряжение на Z_x выше напряжения питания может разрушить приставку! Проверяемые вами конденсаторы могут быть заряжены высоким напряжением. Обязательно разрядите их перед подключением к прибору!

Теперь присоедините исследуемый элемент к измерительным клеммам. Уберите руки подальше от клемм и не перемещайте провода! Измерение идет на переменном токе; любой проводящий предмет вблизи, ваши руки тоже, может сделать результат неточным и нестабильным. Чем ниже частота, на которой проводится измерение, тем меньше это влияние.

Прототип приставки был мною собран по варианту 1 и опробован с программой ZRLC-meter [2] из Visual Analyser. Я легко получил указанное в этой статье качество результатов измерений.

Удачи в творчестве! **PL**

Ссылки

1. [IMPEDENZIMETRO USB](#)
2. [Visual Analyser – виртуальный измерительный комплекс](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Renesas ICL7660](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)
3. [Datasheet NXP TDA7052A](#)

Ультралинейный одноканальный транзисторный усилитель

Игорь Кацай

Как известно, аудио усилители по своему предназначению условно делятся на 3 группы: очень мощные (где главное – это мощность, достаточная для озвучивания больших пространств, а качество звука, хоть и немаловажно, но вторично), средней мощности (предназначенные для небольших помещений, для домашнего использования –

здесь гораздо больший упор делается на качество звука, особенно если речь идёт о студийной технике), и так называемые «аудиофильские» (где главное – это качество звука «на слух», а всё остальное вторично).

Одним из ярких представителей этой третьей группы, безусловно, является усилитель английского инженера-электронщика Джона

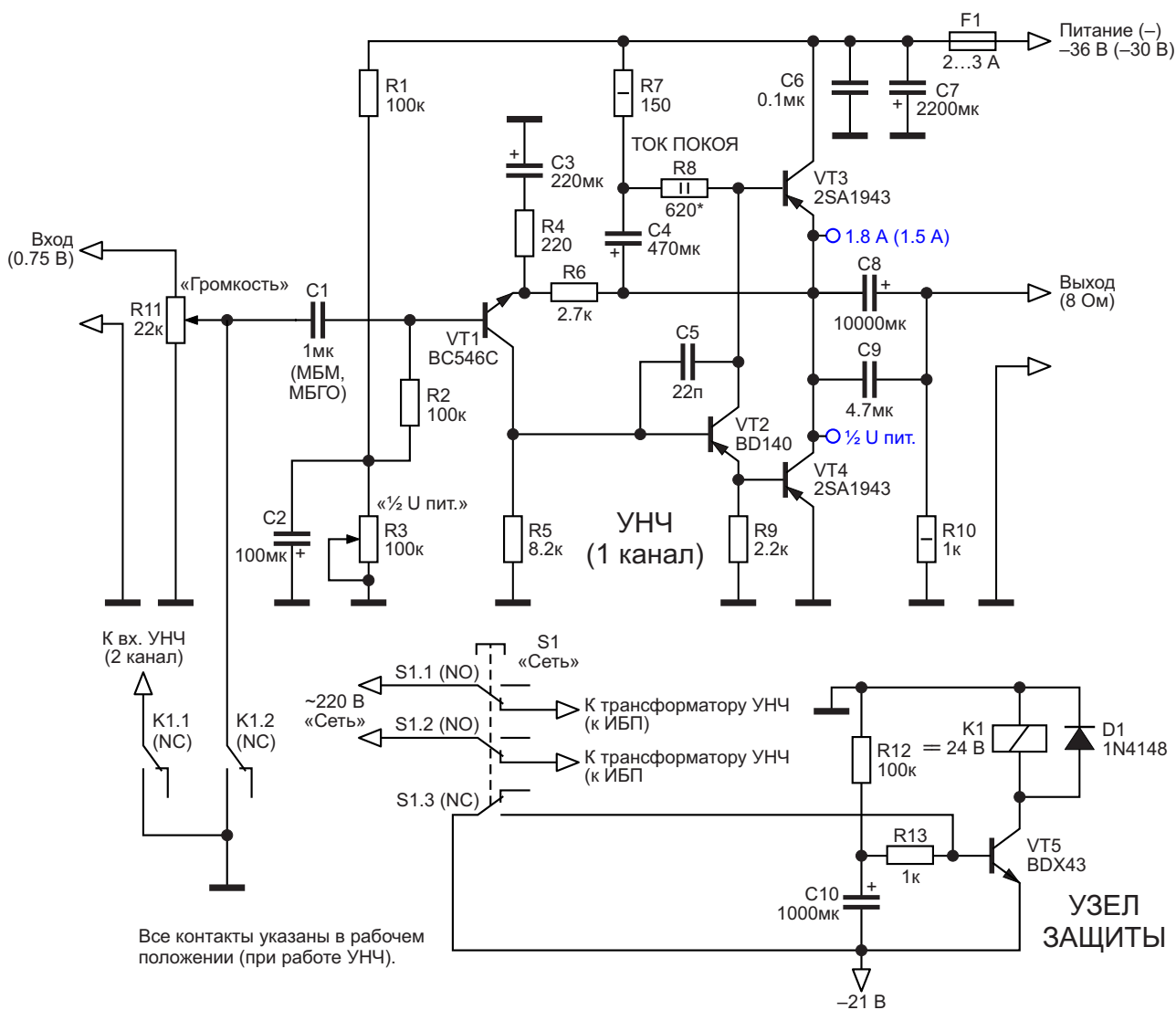


Рисунок 1. Схема усилителя.

Лоуренса Линсли-Худа (JLH), схема которого была впервые опубликована в 1969 году. Это так называемая однотактная схема с разделённой нагрузкой. При использовании качественной высокочувствительной акустики и хорошего источника звука этот транзисторный усилитель обеспечивает по-настоящему великолепное качество звучания, ничем не уступающее лампе, – такой же быстро ниспадающий спектр гармоник, практическое отсутствие гармоник высших порядков, минимальный уровень интермодуляции в системе УНЧ-акустика, очень высокая линейность (в полосе 20 Гц - 1 МГц) и низкий уровень шумов. Вряд ли найдётся человек, которому звук этого усилителя не понравится.

Впоследствии были предприняты многократные попытки (в том числе и самим Худом) улучшить схему, но все они приводили к ухудшению звука, даже если и улучшались объективные параметры УНЧ. По признаниям самого Худа, даже добавление «одного правильного транзистора в правильное место» (вольный перевод) негативно сказывается на звуке, хотя параметры и улучшаются.

Поэтому на Рисунке 1 представлена оригинальная схема JLH 1969 на современной элементной базе.

А на Рисунке 2 показан спектр гармоник усилителя при подаче на вход синусоидального сигнала частотой 5 кГц.

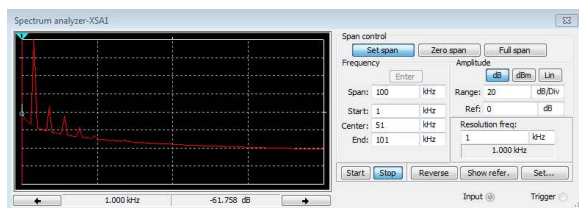


Рисунок 2. Спектр усилителя на частоте 5 кГц.

Схема предельно проста, но для получения хорошего качества необходимо использовать транзисторы с высоким коэффициентом усиления тока (β , бета):

1. Бета транзистора VT1 – не менее 600 (я ставил 650).
2. Бета транзистора VT2 – не менее 250 (нашёл даже 340).
3. Бета VT3 и VT4 – не менее 100. Причём бета VT4 должна быть больше, чем бета VT3.

И очень желательно измерять бета мощных транзисторов при токе коллектора 1.5 А.

Конструкция и детали

Мощные выходные транзисторы можно использовать только настоящие, оригинальные (в моём случае – Toshiba) с маркировкой «O». (Это классификация по коэффициенту усиления). Так как из всех имеющихся у меня настоящих транзисторов 2SC5200 с высокой бетой нашлись лишь два, я решил использовать 2SA1943 (4 из которых были с бетой от 132 до 155), изменив схему Худа на отрицательное питание. Хотя раньше и считалось, что транзисторы этой проводимости чуть «медленнее», никаких видимых и слышимых изменений не произошло.

Транзистор VT2 надо установить на маленький радиатор.

Все резисторы с неуказанной мощностью – по 0.25 Вт. (Можно по 0.5 Вт).

Для лучшего звука конденсатор C1 должен быть типа МБМ или МБГО. Он может быть номиналом 1...2 мкФ. При использовании МБГО его надо предварительно «раздеть», сломав стеклянные изоляторы, аккуратно разобрав корпус и удалив картон. Затем конденсатор на 1...2 секунды опускается в расплавленный парафин, а после остывания на него в 2 слоя надевается термоусадочная трубка. Греть «термоусадку» надо быстро и аккуратно, чтобы не перегреть сам конденсатор. Выводы изгибаются в стороны. Первый слой надевается вдоль, усаживается, выводы изгибаются вниз, а второй слой из большей трубки – поперёк. Так достигается полная герметизация.

(Обратите внимание! Старые (или б/у) конденсаторы МБМ часто имеют утечку. Такие использовать нельзя! Перед использованием обязательно надо измерять их ёмкость. Если она больше указанного значения с учётом номинального допуска, значит конденсатор неисправен).

Конденсатор C9 можно использовать К73-17, К73-16. А конденсатор C8 лучше составить из двух параллельно соединённых по 4700 мкФ.

При питании 30 В мощность усилителя составит 12.5 Вт, а при 36 В – 15 Вт (на нагрузке 8 Ом).

При питании 30 В ток покоя должен быть установлен на уровне 1.5...1.6 А, при 36 В – 1.8...1.9 А (также при нагрузке 8 Ом).

Чувствительность УНЧ – 0.75 В (действующее); уровень гармоник – 0.02% (1 кГц), 0.04% (20 кГц).

Усилитель идеально работает на нагрузку 8 Ом. Он будет хорошо работать и на 4 Ом, но при работе на 4 Ом надо вдвое увеличить ток покоя, а это приведёт к «тяжёлему» режиму работы выходных транзисторов и к большому тепловыделению.

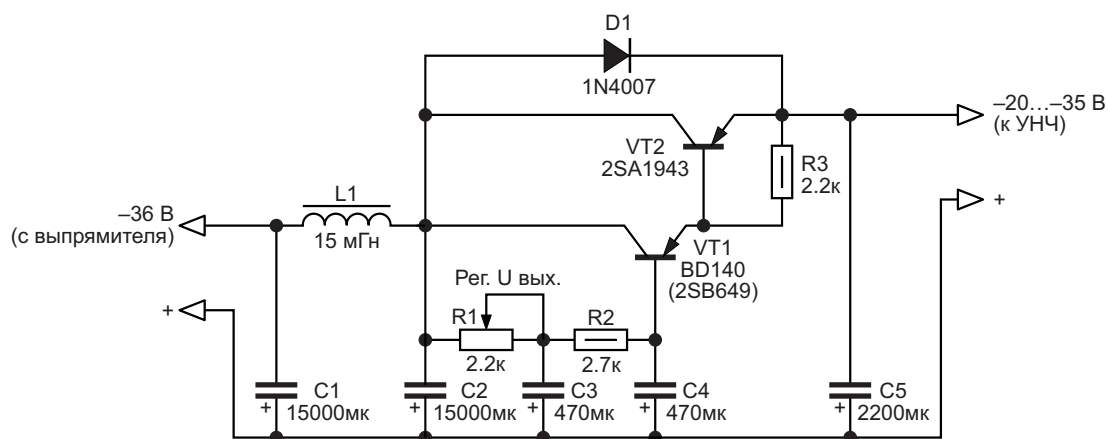
Реле К1 узла защит – малогабаритное на постоянное напряжение 24 В, с двумя группами посеребренных контактов (Ni-Ag), с сопротивлением обмотки 1.4...1.5 кОм. Оно включается после подачи питания (S1) с задержкой, а выключается при отключении питания моментально, что предотвращает любые щелчки и т.д. в акустике. Транзистор VT5 узла защит можно заменить на BDX53, KT972. Радиатор ему не нужен. Питается узел защит

(вместе с вентилятором) от отдельного блока питания 21 В, но здесь возможны любые другие варианты.

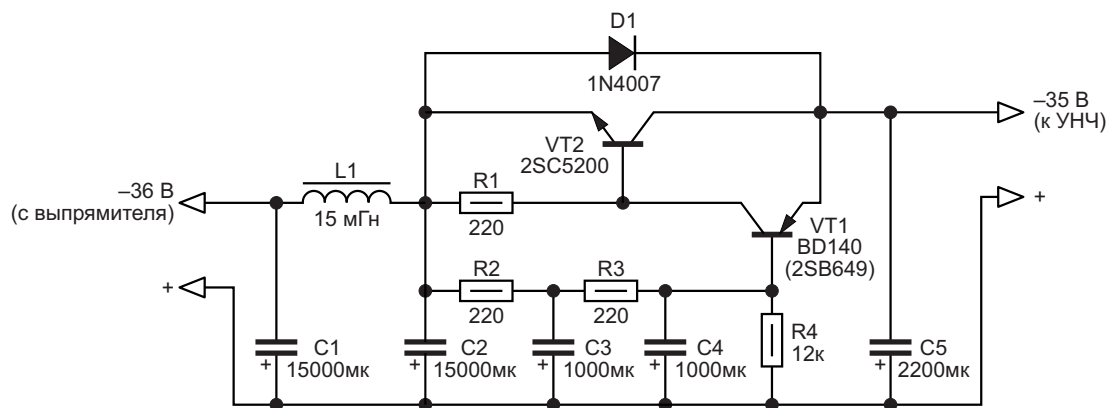
В качестве сетевой кнопки (S1) используется выключатель с тремя независимыми контактами (два нормально разомкнутых и один нормально замкнутый) – импортный аналог ПКН-41.

Настройка

R11 устанавливается в «0». Вместо R8 вплавляется потенциометр 1.5...2.5 кОм, предварительно установленный на максимальное сопротивление. Через амперметр на УНЧ подаётся питание. С помощью R3 в точке соединения выходных транзисторов устанавливается ровно половина напряжения питания. (Внимание! Из-за C2 изменения происходят с некоторой задержкой). Затем с помощью R8 устанавливается требуемый ток покоя. После прогрева радиаторов, возможно, потребуется повторить эти регулировки.



Вариант 1



Вариант 2

Рисунок 3. Фильтры питания для УНЧ.

Выключается питание, потенциометр аккуратно выпаивается, измеряется его номинал и на его место впаивается 2-ваттный резистор этого номинала (возможно, его придётся собрать из нескольких).

При использовании указанных транзисторов и соблюдении номиналов деталей я ни разу не столкнулся с генерацией при сборке этого УНЧ. Поэтому стандартную цепочку Цобеля здесь не использую. Если же у вашего усилителя появится генерация – добавьте её.

Питание и охлаждение

Для питания УНЧ класса А идеален либо импульсный стабилизатор напряжения, либо просто импульсный блок питания (ИБП). Я использовал купленный ИБП Schneider мощностью 240 Вт, прикрепив его задней стенкой к корпусу УНЧ для лучшего отвода тепла. Правда, этот ИБП был рассчитан на 24 В (регулируемое выходное напряжение от 21.5 до 27.5 В), и пришлось переделать его на 36 В (от 27.5 до 36 В). Использование ИБП раз и навсегда избавляет от НЧ фона, наводок и необходимости правильной и аккуратной разводки «земли». Если же вы предпочитаете использование трансформатора, то надо следовать простым правилам:

1. Установить после выпрямителя активный фильтр, например, один из изображённых на Рисунке 3 или подобный. (В варианте 1 фильтра возможна замена 2SA1943+BD140 на один KT825).
2. Зашунтировать диоды выпрямителя ёмкостями по 0.01...0.1 мкФ.
3. Разъём входного аудио сигнала не должен своей «массой» касаться корпуса устройства.
4. Соединение «массы» блока питания с корпусом устройства должно быть только в одном месте (после фильтра блока питания).
5. Экранировать трансформатор либо разместить его в отдельном экранированном отсеке устройства.
6. Разводить на плате «землю» звездой.

Выходные транзисторы устанавливаются на радиатор через изоляторы из тонкой слюды, смазанные термопастой с обеих сторон. При использовании пассивного охлаждения радиаторы должны быть с вертикальным



Рисунок 4. Внешний вид усилителя.



Рисунок 5. Расположение УНЧ в корпусе.

рёбрами и иметь площадь не менее 2500...3000 см² на каждый канал. При питании 30 В, нагрузке 8 Ом и токе покоя 1.5 А в своём усилителе я применил активное охлаждение (вентилятор) и радиатор с горизонтальными рёбрами площадью 2000 см², как это видно на Рисунках 4 и 5. При этом вентилятор желательно использовать качественный, тихий (на шарикоподшипниках, а не на подшипниках скольжения) и достаточно мощный. Например, я установил вентилятор на 12 В и 0.45 А, снабдив его простым устройством автоматической термозависимой плавной/дискретной регулировки оборотов двигателя. При нормальной температуре в помещении он крайне редко повышает обороты выше среднего и не создаёт шума. А температура радиаторов немного превышает 40 °С. И только в очень жаркие дни и при плохой циркуляции воздуха в помещении иногда доходит до 45...50 °С. Тогда ненадолго повышаются и обороты.

Схема УНЧ проста, и изготовление печатной платы не составляет большого труда. Я делал плату вручную, надёжно, но не очень



Рисунок 6. Фото передней панели.



Рисунок 7. Фото задней стенки.

красиво, поэтому не привожу её чертёж. Остальное зависит от вашего вкуса. Например, я кроме основного и главного RCA (тюльпан) аудио входа для CD установил ещё оптический и коаксиальный входы, Bluetooth 5.0 и слот для подключения SD-карты, хотя лично я всем этим и не пользуюсь. Фото готового устройства представлены на Рисунках 6 и 7. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Toshiba 2SA1943](#)
2. [Datasheet Toshiba 2SC5200](#)
3. [Datasheet Fairchild BC546C](#)
4. [Datasheet STMicroelectronics BD140](#)
5. [Datasheet Philips BDX43](#)

Низковольтный регулируемый S-негатрон на компараторе

Михаил Шустов, г. Томск

Изложены вопросы создания генераторов импульсов, выполненных на компараторных аналогах S-негатронов. Характер генерируемых импульсов таких устройств практически идентичен импульсам, генерируемым с использованием простейших релаксационных генераторов на классических S-негатронах. Существенное и положительное отличие компараторных аналогов S-негатронов в том, что они способны переключать свое состояние при подаче на вход управляющего напряжения от десятков милливольт и выше.

Как известно, негатроном называют электронное устройство, имеющее S- или N-образную вольтамперную характеристику (ВАХ) с участком отрицательного динамического сопротивления. Такими элементами могут быть, например, газоразрядные источники оптического излучения (например, неоновые лампы), электрические разрядники, лавинные транзисторы, динисторы или их управляемые и неуправляемые полупроводниковые аналоги [1–5]. Активные элементы классических негатронов способны переключаться и работать при напряжении от единиц до сотен вольт.

На Рисунке 1 представлено несколько типовых схем релаксационных генераторов

импульсов на основе S-негатронов. Это может быть электрический разрядник F1, Рисунок 1а, газоразрядная лампа HL1, Рисунок 1б, лавинный транзистор VT1, Рисунок 1в, или ряд других нелинейных элементов, имеющих S-образную ВАХ, Рисунок 1г. На Рисунке 1д показан вид сигналов, генерируемых подобными устройствами: экспоненциальный рост напряжения на конденсаторе и последующий пробой негатрона с разрядом конденсатора на его внутреннее сопротивление.

При включении генератора конденсатор, подключенный параллельно активному элементу, заряжается от источника питания через резистор. Когда напряжение на конден-

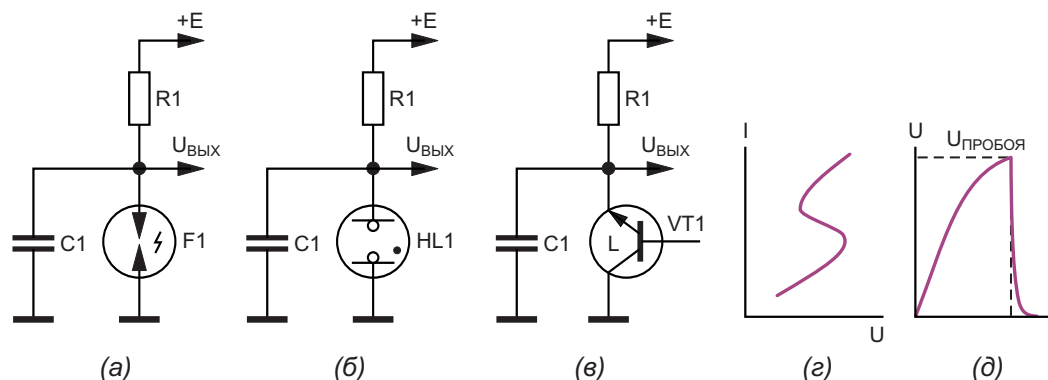


Рисунок 1. Генераторы импульсов на основе S-негатронов: а) электрических разрядников; б) газоразрядных источников оптического излучения (неоновых ламп); в) лавинных транзисторов; а также вид: г) ВАХ S-негатронов и д) зависимость выходного сигнала генераторов импульсов на основе S-негатронов от времени.

саторе достигнет напряжения пробоя активного элемента (S-негатрона), происходит разряд конденсатора на его внутреннее сопротивление, в том числе на сопротивление нагрузки, после чего процесс повторяется с частотой, определяемой постоянной цепи $R1C1$ и напряжением источника питания E .

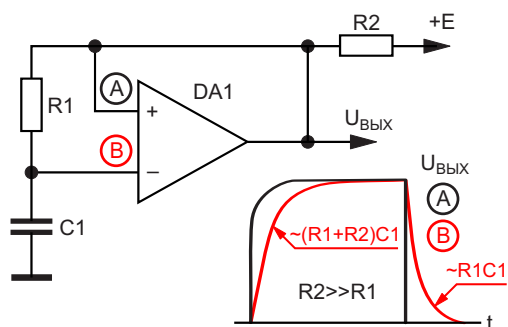


Рисунок 2. Генератор импульсов на компараторном аналоге S-негатрона и динамика электрических процессов в нем.

На Рисунке 2 показана типовая схема генератора импульсов на компараторном аналоге S-негатрона. Принцип работы генератора импульсов поясняется динамикой электрических процессов на входах и выходе компаратора. Стоит особо отметить, что питание компаратора производится от отдельного или общего источника питания. При подаче на вход устройства управляющего напряжения $+E$ через резисторы $R2$ и $R1$ происходит зарядка конденсатора $C1$, подключенного к инвертирующему входу компаратора.

Из Рисунка 2 следует, что напряжение на неинвертирующем входе компаратора в начальный момент времени нарастает быстрее, чем на инвертирующем входе. Напряжение на конденсаторе $C1$ (инвертирующем входе компаратора) экспоненциально возрастает пропорционально произведению $(R1 + R2)C1$. В момент, когда напряжения на входах компаратора сравняются, происходит его переключение. Напряжение на выходе компаратора мгновенно падает практически до нуля. Конденсатор $C1$ разряжается на резистор $R1$; напряжение на конденсаторе снижается пропорционально произведению $R1C1$. Далее процесс формирования импульсов повторяется снова и снова.

На Рисунках 3 и 4 приведены практические схемы генераторов импульсов, выполненных

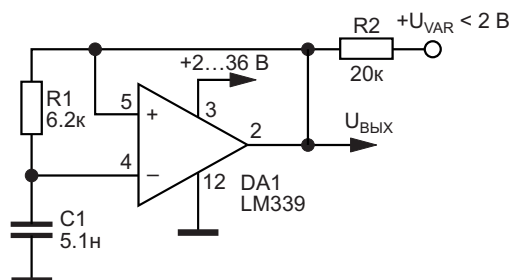


Рисунок 3. Генератор импульсов на компараторном аналоге S-негатрона с низковольтным входным сигналом.

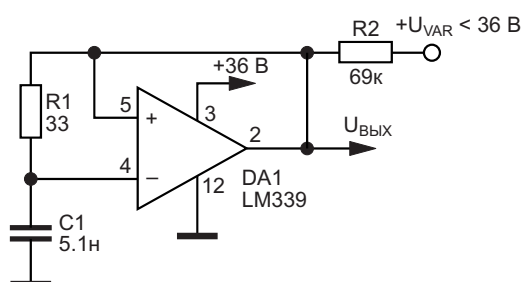


Рисунок 4. Генератор импульсов на компараторном аналоге S-негатрона с «высоковольтным» входным сигналом.

на компараторах микросхемы LM339, способной работать в диапазоне питающих напряжений от 2 до 36 В. В качестве активных элементов компараторных аналогов S-негатронов могут быть использованы компараторы с открытым коллектором или стоком, такие, например, как: LM239, LM339, LM2901, NCV2901, MC3302, TLC354MD и др.

На Рисунке 3 показан низковольтный генератор импульсов: при подаче на вход управления напряжения $+U_{VAR}$ от 20 мВ и выше – до напряжения питания 2 В амплитуда выходных сигналов $U_{ВЫХ}$ практически равна напряжению, подаваемому на управляющий вход устройства ($U_{ВЫХ} = +U_{VAR}$).

Генератор, Рисунок 4, предназначен для работы в более широком диапазоне входных напряжений, т. е. до 36 В.

При изменении напряжения на управляющем входе генератора частота генерируемых сигналов изменяется в соответствии с Рисунком 5: с ростом напряжения частота генерируемых импульсов снижается.

Как и для большинства остальных разновидностей релаксационных генераторов импульсов верхняя граница работы генера-

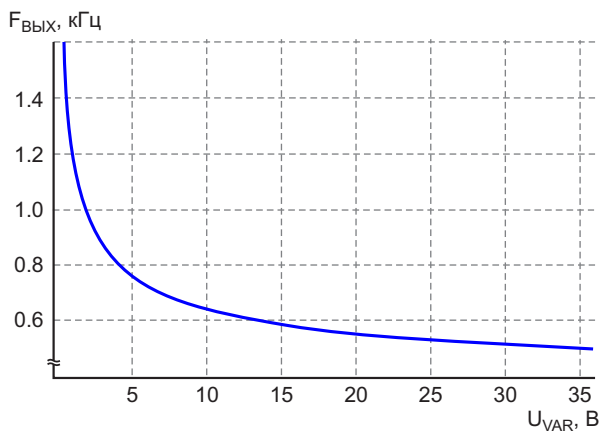


Рисунок 5. Зависимость частоты генерации генератора импульсов на компараторном аналоге S-негатрона, Рисунок 4, от величины подаваемого на вход $+U_{VAR}$ сигнала.

торов на компараторных аналогах S-негатронов ограничена областью 100...300 кГц. В частности, при использовании компаратора микросхемы LM339 верхняя граница частоты

генерации составляет 300 кГц, а для TLC354MD – 500 кГц. **РЛ**

Литература

1. Дьяконов В.П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсной технике. М.: Советское радио, 1973. 208 с.
2. Дьяконов В.П. Лавинные транзисторы и тиристоры. Теория и применение. М.: Солон-Пресс, 2008. 382 с.
3. А.с. 1506522 СССР. МКИ Н03К 3/335. Генератор импульсов / М.А. Шустов. Открытия. Изобретения. 1989. № 33.
4. Шустов М.А. Индикаторы «фазы» на современной элементной базе. Радиолучитель. 1995. № 3. С. 26–27.
5. Шустов М.А. Практическая схемотехника. 450 полезных схем. М.: Altex-A, 2001. Кн. 1. 352 с. (I изд.), 2003 (II изд.); М.: Додэка-XXI–Altex, 2007. 360 с. (II изд.).

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)

Малопотребляющий недорогой дифференциальный усилитель с улучшенным подавлением синфазного сигнала

Chau Tran, Jordyn Rombola

EDN Europe

Для многих приложений требуются специальные дифференциальные усилители, обеспечивающие высокие характеристики при низкой рассеиваемой мощности. Простым решением является использование сдвоенного неинвертирующего прецизионного усилителя с резистивной цепочкой установки усиления, но постоянный уровень синфазного сигнала на дифференциальных выходах будет зависеть от входного синфазного напряжения. На Рисунке 1 показан высококачественный сдвоенный усилитель ADA4805-2, сконфигурированный инвертирующим дифференциальным усилителем. Коэффициент усиления синфазного сигнала этой малошумящей схемы от двух неинвертирующих вхо-

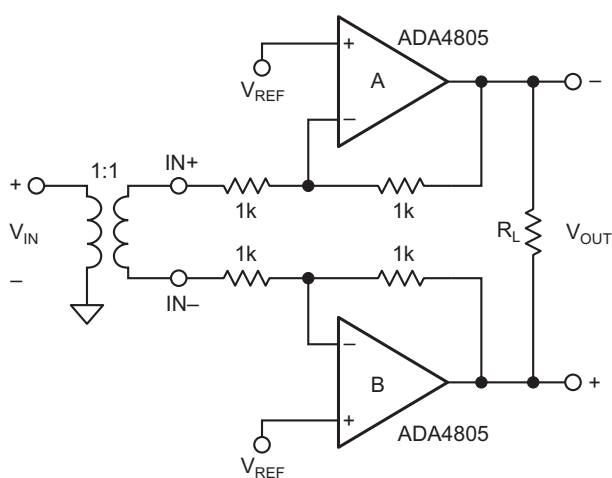


Рисунок 1. Конфигурация инвертирующего дифференциального усилителя.

дов к выходам равен +1, что обеспечивает легкое управление в синфазном режиме при работе с однополярным питанием. Низкий собственный ток потребления (500 мкА на усилитель) позволяет использовать схему в маломощных системах преобразования данных высокого разрешения.

Эта схема сочетает в себе низкие искажения и низкий ток потребления. Решение с двумя операционными усилителями снижает стоимость системы, а топология дифференциального усилителя обеспечивает более высокие характеристики.

АЦП высокого разрешения часто имеют дифференциальные входы для снижения синфазных шумов и гармонических искажений. Поэтому несимметричные входные напряжения должны быть преобразованы в дифференциальные, прежде чем их сможет использовать АЦП. Эту схему можно использовать в качестве входной схемы АЦП для преобразования несимметричного сигнала в дифференциальный, при этом синфазное напряжение может быть задано опорным напряжением АЦП.

Трансформатор преобразует несимметричный сигнал в дифференциальный. При коэффициенте усиления системы, равном -1, дифференциальный выход может управлять АЦП. Уровень выходного синфазного напряжения определяется напряжением V_{REF} на двух неинвертирующих входах.

Для удаления синфазных напряжений на входах добавьте к каждому входу последовательный конденсатор или трансформатор, как показано на Рисунке 1. Кроме того, дифференциальные входные сигналы можно подавать непосредственно на клеммы IN+ и IN-. В этом случае сопротивления резисторов установки усиления становятся для источника сигнала частью входного сопротивления.

Частотная характеристика для дифференциального сигнала (Рисунок 2) была получена путем подачи дифференциального входного напряжения на две входные клеммы (IN+ и IN-).

То, что сопротивления резисторов установки усиления становятся для источника сигнала частью входного сопротивления, обеспечивает лучшие шумовые характеристики по сравнению с неинвертирующей конфигурацией, но ограничивает гибкость независимой установки входного сопротивления и коэффициента усиления.

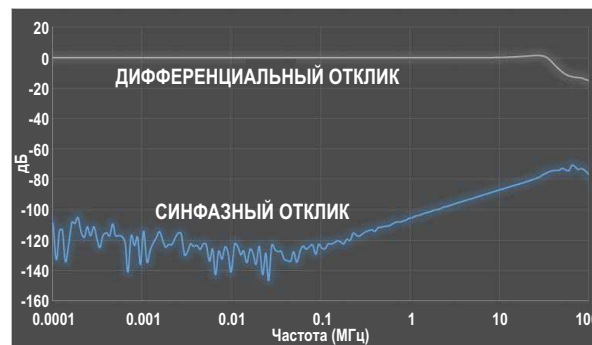


Рисунок 2. Частотные характеристики для дифференциального и синфазного сигнала.

При снятии частотной характеристики для синфазного сигнала (Рисунок 2) синфазное напряжение подается на два неинвертирующих входа V_{REF} при соединенных вместе клеммах IN+ и IN-. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4805-2](#)

Схема инвертора напряжения трансформируется в ПНЧ с быстродействием 1 МГц

Stephen Woodward

EDN

Интересно, полезно и забавно, что базовые электронные конструкции часто оказываются полезными в самых разных и удивительно непохожих друг на друга приложениях. На Рисунке 1 показан пример такой схемы. Это схема инвертора напряжения на основе зарядового насоса, первоначально опубликованная в статье «Простой, точный и эффективный инвертирующий зарядовый насос за 1 доллар» [1].

Сконфигурированный таким образом для применения в качестве инвертора напряжения, насос прост и дешев. Он потребляет от шины 5 В всего около 1 мкА на килогерц (без нагрузки).

Интересный результат получается, если емкость конденсатора зарядового насоса C2 уменьшить на несколько порядков. Это делает ток насоса I_{PUMP} прямо пропорциональным частоте генератора F_{PUMP} :

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

Отталкиваясь от этой идеи, а затем, добавив несколько простых дискретных компонентов, мы превращаем нашу оригинальную схему инвертора в основу недорогого, быстрого (1 МГц) маломощного преобразователя напряжения в частоту. На Рисунке 2 показано, как это сделать.

Входной ток, равный отношению $V_{IN}/R1$, заряжает конденсатор C3, заставляя транс-

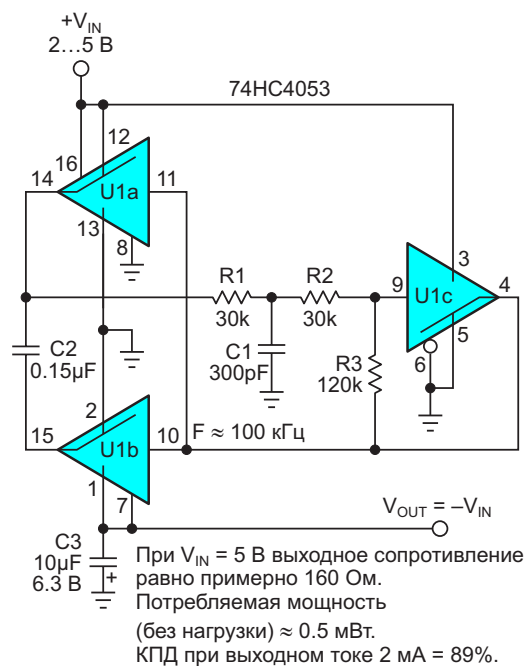


Рисунок 1. Базовая схема инвертора напряжения, оптимизированная для высокого КПД при частоте 100 кГц и выходном токе в несколько миллиампер.

кондуктивный усилитель Q1, Q2 поглощать ток, увеличивая ток конденсатора C1 генератора на триггере Шмитта. Это увеличивает частоту генератора U1c и ток, перекачиваемый элементами U1a, U1b и C2. Так происходит потому, что ток зарядового насоса имеет отрицательную полярность (помните, мы начинали со схемы инвертора напряжения); он замыкает цепь обратной связи, которая

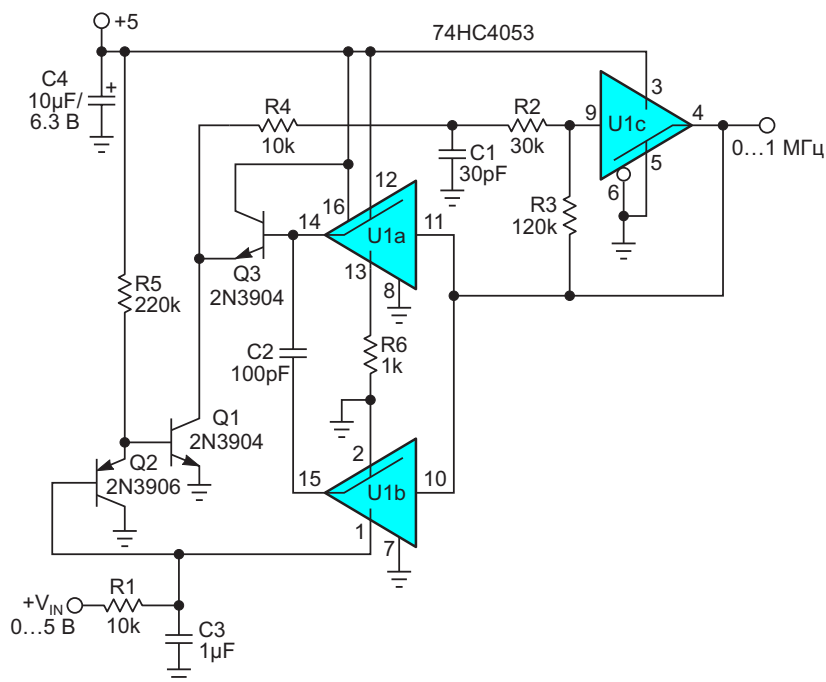


Рисунок 2. Модифицированный инвертор напряжения становится экономичным ПНЧ с выходной частотой 1 МГц.

постоянно уравнивает ток насоса, чтобы он был равен входному току:

$$I_{\text{PUMP}} = 5 \cdot C_2 \cdot F_{\text{PUMP}} = \frac{V_{\text{IN}}}{R_1},$$

$$F_{\text{PUMP}} = \frac{V_{\text{IN}}}{5 \cdot C_2 \cdot R_1} = \frac{V_{\text{IN}}}{5 \cdot 100 \text{ пФ} \cdot 10,000} = 200 \text{ кГц} \cdot V_{\text{IN}}.$$

Транзистор Q3 формирует импульс сброса пилообразного напряжения, который ини-

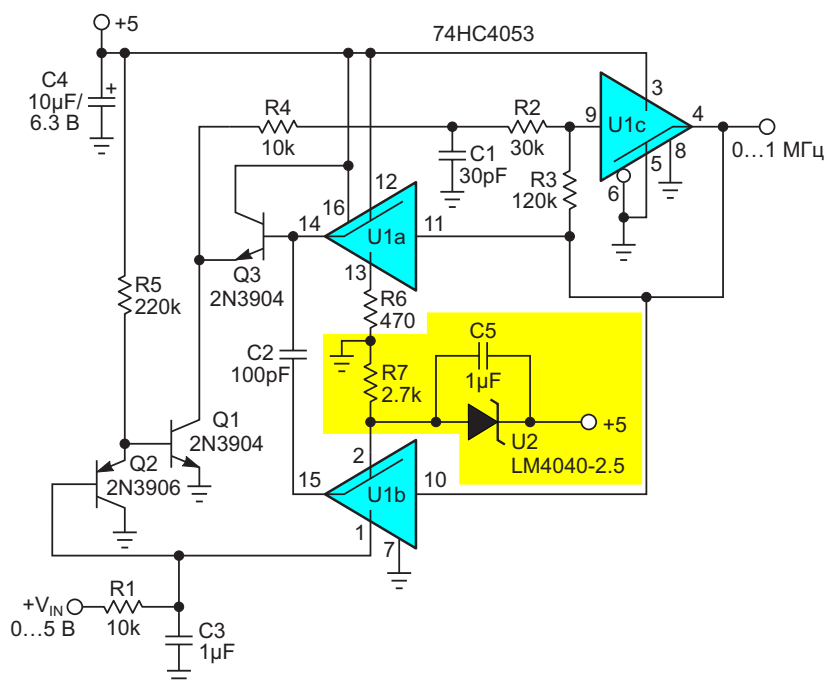


Рисунок 3. Параллельный источник опорного напряжения U2 стабилизирует заряд конденсатора C2 до точного напряжения 2.50 В, независимого от шины +5 В.

цирует начало каждого цикла работы генератора. Резистор R6 ограничивает ток разряда C2, чтобы не допустить открывания диодов подложки вывода 1 микросхемы U1, что может украсть часть тока I_{PUMP} и, таким образом, создать нелинейность. Соотношение сопротивлений R5/R3 выбрано таким, чтобы уравновесить коллекторные токи транзисторов Q2/Q1 при V_{IN} и F_{PUMP} , равных нулю, и, тем самым, минимизировать смещение нуля V_{IN} . Поэтому ошибки линейности и смещения нуля составляют менее 1% от полной шкалы.

Однако это оставляет открытой возможность неприемлемой ошибки масштабного коэффициента, если шина питания логики +5 недостаточно точна.

Что, если нам нужен точный источник опорного напряжения, не зависящий от нестабильности шины +5? На этот вопрос отвечает Рисунок 3.

Однако добавление опорного напряжения увеличивает стоимость компонентов примерно на полдоллара, а максимальный потребляемый ток – приблизительно на полмиллиампера. Эти цифры по-прежнему остаются вполне разумной ценой за точные и быстрые преобразования. Да, для ПНЧ 10-битное разрешение за миллисекунду – это довольно быстро.

Обратите внимание, что сопротивление R1 можно подобрать для реализации практически любого желаемого масштабного коэффициента полной шкалы V_{IN} . [РЛ](#)

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Простой, точный и эффективный инвертирующий зарядовый насос за 1 доллар](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)

ПНЧ с однополярным питанием, быстродействием 200 кГц и биполярными дифференциальными входами

Stephen Woodward

EDN

Немного найдется методов аналого-цифрового преобразования, которые были бы более «зрелыми», чем классическая комбинация преобразователя напряжения в частоту (ПНЧ) со счетчиком. Дискретизация с помощью ПНЧ основана на интегрировании, поэтому она естественным образом обеспе-

чивает хорошее подавление шумов, как и программируемое разрешение (если вам нужно больше битов, просто считайте дольше). К сожалению, и по той же причине, высокой скорости преобразования нет. Точные ПНЧ высокого разрешения с микросекундными временами преобразования явно сложны,

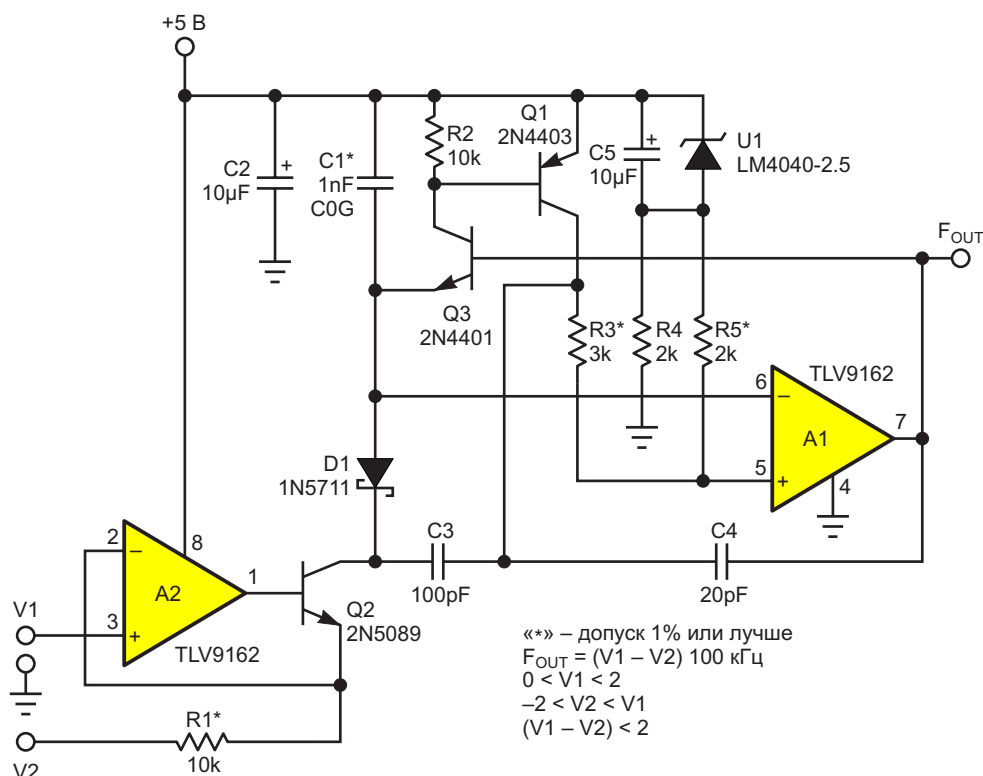


Рисунок 1. 200-килогерцовый ПНЧ с промежуточным преобразованием время-импульс, работающий от одной шины питания, с дифференциальными биполярными входами и приемлемой линейностью.

однако, по крайней мере, миллисекундные скорости определенно достижимы, как показано в этой статье.

Почти четыре десятилетия назад (в своей книге «Проекты высокопроизводительных преобразователей напряжения в частоту») знаменитый гуру аналоговых технологий Джим Уильямс описал пять фундаментальных методов преобразования напряжения в частоту. Первым в его списке, названном «наиболее очевидным», был ПНЧ с промежуточным преобразованием время-импульс. Поскольку я всегда был большим поклонником очевидного, простой ПНЧ, показанный на Рисунке 1, является вариацией на тему этой базовой схемы. Он адаптирован для работы от одной шины питания, имеет удобные и гибкие дифференциальные биполярные входы и приемлемую линейность при работе на частотах до 200 кГц. Вот как он работает.

Элементы A2, R1 и Q2 в совокупности образуют точный источник втекающего тока (коэффициент α транзистора Q2 равен примерно 0.998) с током коллектора Q2, равным

$$I_{C2} = \frac{V1 - V2}{R1} = 100 \mu\text{A} \cdot (V1 - V2).$$

Неинвертирующий вход V1 может принимать напряжения от 0 до (2 В – V2), имеет очень высокое входное сопротивление (более 1 МОм) и низкий ток смещения (10 пА). Инвертирующий вход V2 имеет более низкое сопротивление (10 кОм), но более широкий диапазон напряжений – от положительного, равного V1, до отрицательного, равного (V1 – 2 В). Если используется только один вход, второй

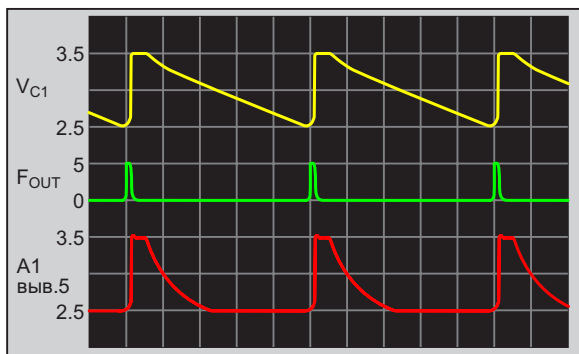


Рисунок 2. Формы напряжений в ПНЧ, где: V_{C1} – времязадающие пилообразные импульсы на конденсаторе C1, F_{OUT} – выход на счетчик и A1 выв. 5 – неинвертирующий вход компаратора.

следует просто заземлить. Напряжение смещение нуля составляет около 200 мкВ (0.01%).

Как показано на Рисунке 2 (желтая кривая), ток I_{C2} конденсатора C2 линейно снижает напряжение V_{C1} на времязадающем конденсаторе C1 емкостью 1 нФ от напряжения сброса 3.5 В до уровня запуска 2.5 В, обеспечиваемого источником опорного напряжения U1. Необходимое для этого время линейного спада определяется выражением:

$$T = \frac{C1(3.5 - 2.5)}{I_{C2}} = \frac{C1R1}{V1 - V2} = \frac{1 \text{ нФ} \cdot 10 \text{ кОм}}{V1 - V2} = \frac{10 \text{ мкс}}{V1 - V2}.$$

$$F_{OUT} = \frac{1}{T} = 100 \text{ кГц} \cdot (V1 - V2) < 200 \text{ кГц}.$$

Инвертирующий вход компаратора A1 подключен к конденсатору C1, а его неинвертирующий вход следит за опорным напряжением 2.5 В. Когда напряжение V_{C1} снижается до 2.5 В, запускается последовательность (довольно быстрых) событий.

Сначала выходное напряжение усилителя A1 достигает уровня 5 В, завершая рост, происходящий со скоростью 30 В/мкс примерно за 160 нс, причем скорость увеличивается за счет положительной обратной связи через конденсатор C4. В результате на выходе F_{OUT} формируется импульс (зеленая кривая на Рисунке 2), и включается транзистор Q3, чтобы начать линейную перезарядку конденсатора C1. Тем временем конденсатор C3 соединяет выход Q3 с диодом D1, смещая его в обратном направлении и временно отводя ток I_{C2} от конденсатора C1, что создает забавные маленькие плоские полочки, которые можно увидеть на желтых и красных кривых Рисунка 2. Подробнее об этом позже.

Ток перезарядки C1 через эмиттер транзистора Q3 направляется в базу Q1, переводя Q1 в состояние насыщения и подключая верхний вывод резистора R3 к шине +5 В, в результате чего напряжение на неинвертирующем входе усилителя A1 (вывод 5) становится равным

$$2.5 \cdot \left(\frac{R5}{R3 + R5} \right) + 2.5 = 3.5 \text{ В}$$

(красная кривая на Рисунке 2). Перезарядка конденсатора С1 продолжается до тех пор, пока напряжение на выводе 5 усилителя А1 не достигнет напряжения 3.5 В на выводе 6, после чего А1 возвращается обратно к нулевому выходному напряжению, выключая транзистор Q3 (быстро, поскольку Q3 никогда не насыщается) и завершая импульс F_{OUT} .

Между тем, выключение Q3 прерывает базовый ток транзистора Q1, позволяя ему восстановиться после насыщения (что занимает около 500 нс, состоящих в основном из времени накопления), выключиться и отпустить резистор R3. Это позволяет напряжению на выводе 5 усилителя А1 вернуться к значению опорного напряжения 2.5 В микросхемы U1, где оно ожидает окончания тайм-аута и следующего цикла ПНЧ.

Это также сбрасывает заряд, накопленный в конденсаторе С3 интегрированием тока I_{C2}

во время сброса пилы, через диод D1 в конденсатор С1. Таким образом, цепь D1-С3 нивелирует интегральную ошибку нелинейности, которая обычно свойственна ПНЧ с преобразованием время-импульс из-за потери заряда во время интервала сброса пилы. Уильямс указывает на эту проблему в своем анализе топологии с промежуточным преобразованием время-импульс: «*Серьезным недостатком такого подхода является время разряда-сброса конденсатора. Это время, «потерянное» при интегрировании, приводит к значительной ошибке линейности...*». Спасибо за предупреждение, Джим! **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip LM4040](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV9162](#)
3. [Datasheet Avago Technologies 1N5711](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)

Высокостабильный ПНЧ с кварцевой стабилизацией

Jim Williams

На температурный коэффициент усиления обычных схем преобразователей напряжение-частота (ПНЧ) влияет дрейф емкости конденсаторов подкачки заряда. Хотя для минимизации влияния этого дрейфа используются схемы компенсации, для получения значительно меньшего дрейфа усиления требуется другой подход.

В схеме на Рисунке 1 температурный коэффициент усиления снижен до 5 ppm/°C за

счет замены конденсатора кварцевым тактовым генератором.

В схемах с подкачкой заряда обратная связь основана на соотношении $Q = CV$, где Q – заряд конденсатора C , а V – напряжение на конденсаторе. В схеме с кварцевой стабилизацией основной обратной связью является соотношение $Q = IT$, где I – ток стабильного источника, а T – интервал времени, кратный периоду импульсов тактового генератора.

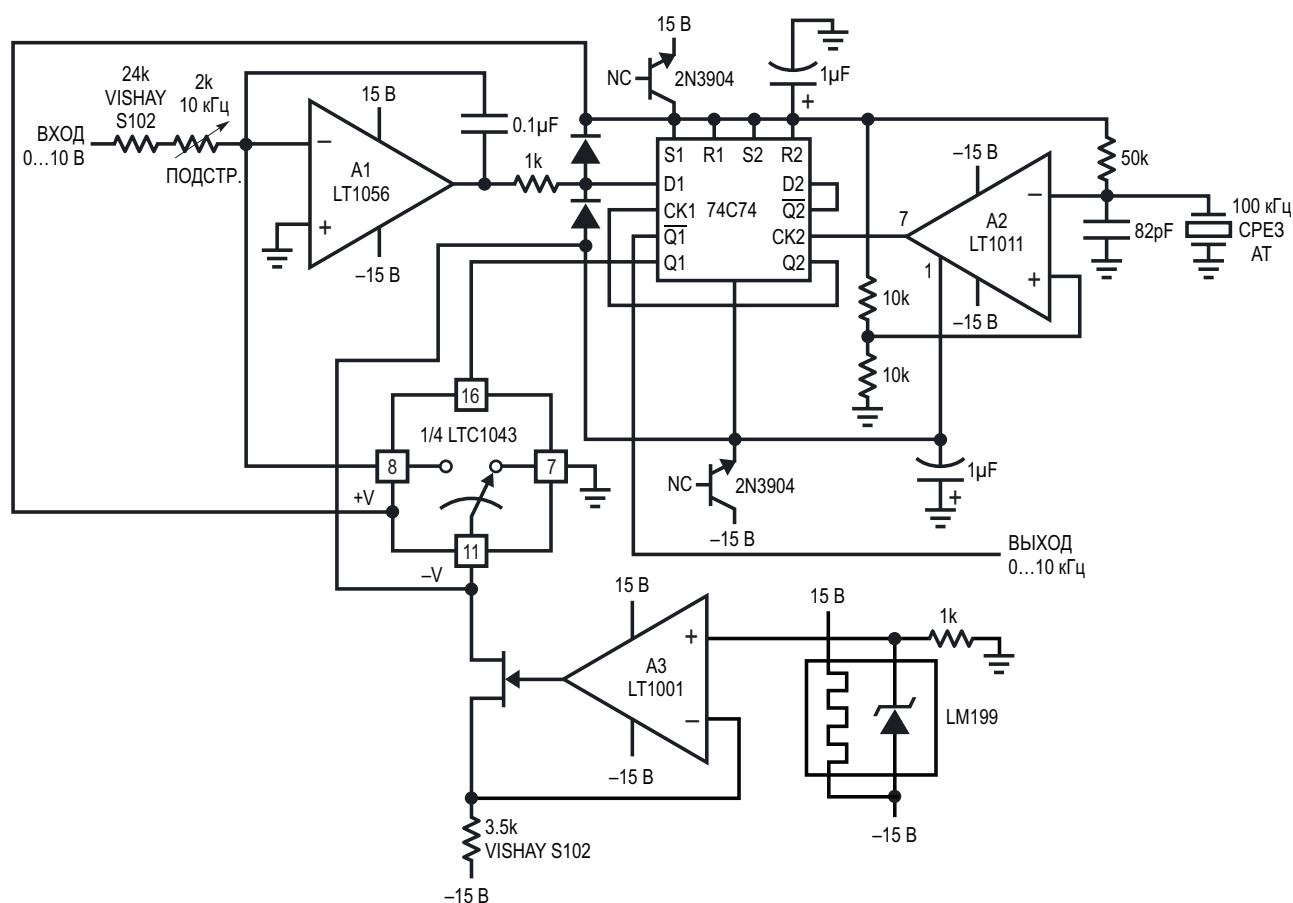


Рисунок 1. Схема ПНЧ с кварцевой стабилизацией.

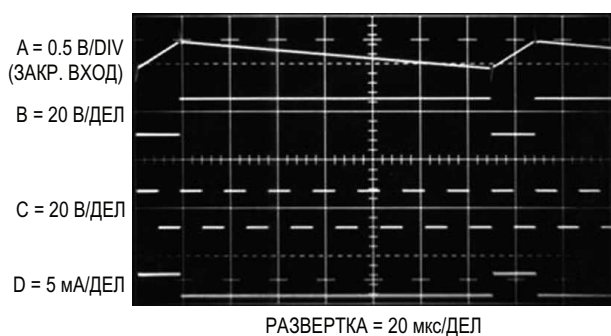


Рисунок 2. Осциллограммы сигналов в схеме ПНЧ с кварцевой стабилизацией.

На Рисунке 2 показаны формы сигналов в схеме на Рисунке 1. При интегрировании положительного входного напряжения выходное напряжение усилителя А1 изменяется в отрицательном направлении (осциллограмма А, Рисунок 2). Выход Q1 триггера (осциллограмма В) меняет состояние по первому положительному фронту тактового импульса после того, как выходное напряжение А1 пересекло логический порог входа D. Тактовые импульсы частотой 50 кГц (осциллограмма С) поступают от второй половины триггера, которая управляется релаксационным генератором с кварцевой стабилизацией на компараторе А2. Выход Q1 триггера управляет стробированием прецизионного источника втекающего тока, состоящего из операционного усилителя А3, источника опорного напряжения LM199, полевого транзистора и коммутатора LTC1043. Когда усилитель А1 интегрирует отрицательное напряжение, уровень сигнала на выходе Q1 высокий, и LTC1043 направляет выход источника тока в землю через выводы 11 и 7. Когда выходное напряжение А1 пересекает порог входа D, по первому положительному фронту тактового импульса уровень выхода Q1 триггера становится низким. Выводы 11 и 8 коммутатора LTC1043 замыкаются, и из суммирующей точки усилителя А1 начинает вытекать точный, быстро нарастающий ток (осциллограмма D).

Этот ток, масштабированный таким образом, чтобы быть больше максимального входного тока, обусловленного сигналом, заставляет выходное напряжение усилителя А1 изменяться в противоположном направлении. По первому положительному фронту тактового импульса, пришедшего после того, как выходное напряжение А1 пересечет логический порог входа D, снова происходит пере-

ключение, и весь процесс повторяется. Частота повторения зависит от входного тока, следовательно, она напрямую связана с входным напряжением. Выходной сигнал схемы может быть взят с выходов Q1 или $\overline{Q1}$ триггера. Поскольку в этой схеме конденсатор заменен кварцевым генератором, ее температурный дрейф невелик; типичное значение дрейфа составляет 5 ppm/°C. Кварцевый резонатор вносит порядка 0.5 ppm/°C, а остальной дрейф зависит от компонентов источника тока, разброса времени переключения и входного резистора.

Смещенные в обратном направлении транзисторы 2N3904 выполняют функцию стабилитронов, обеспечивая КМОП триггер напряжением питания порядка 15 В. Диоды на входе D1 триггера предотвращают его перегрузку бросками напряжения, возникающими на выходе операционного усилителя А1 во время запуска схемы.

Из-за ограничений возможности быстрого и точного переключения источника тока шкала выходных частот ПНЧ такого типа обычно ограничена относительно низкими значениями, например, от 10 до 100 кГц.

Кроме того, из-за неопределенного временного соотношения между выходным сигналом усилителя А1, переключающим триггер, и фазой тактового сигнала, может возникнуть кратковременный джиттер частоты. Обычно это не является проблемой, поскольку выходные данные схемы считываются в течение многих циклов, например, от 0.1 до 1 секунды.

Показанная здесь схема имеет линейность 0.005%, ее температурный коэффициент усиления равен 5 ppm/°C, а полная шкала частот составляет 10 кГц. Низкое входное смещение микросхемы LT1056 снижает ошибку нуля до 0.005 Гц/°C. Для подстройки этой схемы нужно подать на вход ровно 10 В и потенциометром 2 кОм установить на выходе частоту 10,000 кГц. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LM199](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1001](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1011](#)
4. [Datasheet Analog Devices LT1056](#)
5. [Datasheet Analog Devices LTC1043](#)
6. [Datasheet Fairchild MM74C74](#)
7. [Datasheet Vishay S102](#)

ШИМ-генераторы на компараторных аналогах S-негатронов

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание схемы и принципов работы генераторов широтно-импульсной модуляции с независимой регулировкой частоты и ширины выходных сигналов на основе компараторных аналогов S-негатронов.

В предыдущей публикации [1] было описано использование компараторов в качестве элементов с S-образной вольтамперной характеристикой, которые могли бы использоваться в качестве генераторов импульсов с плавным нарастанием амплитуды и резким окончанием импульса. Частотой таких генераторов можно управлять как изменением параметров RC-времязадающих элементов, так и напряжением, подаваемым на управляющий вход.

На Рисунке 1 показан пример выполнения ШИМ-генератора с использованием двух компараторов DA1.1 и DA1.2 микросхемы LM339. На первом компараторе DA1.1 выполнен гене-

ратор пилообразных импульсов. Приближенные формы генерируемого импульса к пилообразной достигается за счет использования генератора стабильного тока на основе высокоомного резистора R2. Частоту можно перестраивать при помощи блока конденсаторов переменной емкости C1 в пределах от 100 Гц до 4.3 кГц. Сигнал пилообразной формы с выхода генератора поступает на инвертирующий вход второго компаратора DA1.2. На неинвертирующий вход этого компаратора поступает регулируемое напряжение с потенциометра R3. Таким образом, на выходе устройства формируется ШИМ сигнал с коэффициентом заполнения импульсов от 0 до 100%.

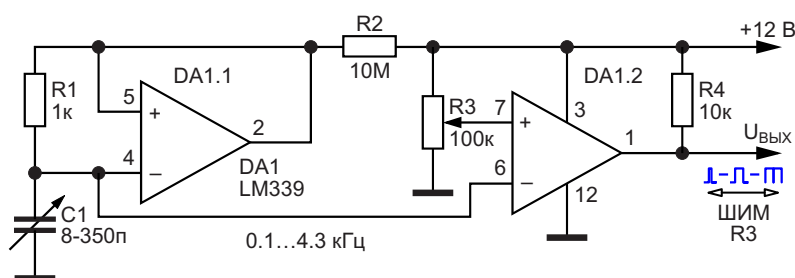


Рисунок 1. ШИМ-генератор с использованием компараторного аналога S-негатрона и перестройкой частоты при помощи конденсатора переменной емкости.

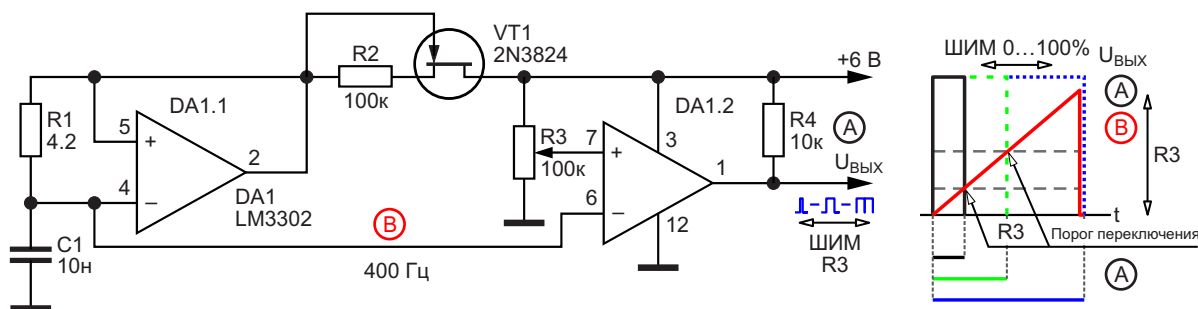


Рисунок 2. ШИМ-генератор на компараторном аналоге *S*-негатрона с использованием генератора стабильного тока на транзисторе 2N3824.

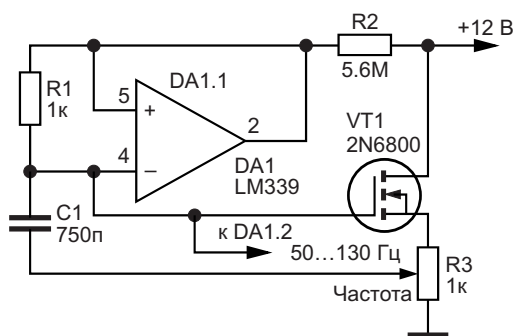


Рисунок 3. Вариант регулирования частоты генератора на компараторном аналоге *S*-негатрона.

На Рисунке 2 показан вариант выполнения задающего генератора с использованием компараторов микросхемы LM3302, отличающийся тем, что в качестве генератора стабильного тока использован транзистор VT1 2N3824. Работает он по ранее описанному принципу. На Рисунке 2 показана диаграмма формирования выходного сигнала

при изменении напряжения на движке потенциометра R3 (изменении порога переключения компаратора DA1.2). Устройство работает на фиксированной частоте 400 Гц, хотя при желании частоту генерации можно менять изменениями параметров времязадающей цепочки R1C1, а также изменением эквивалентной емкости частотозадающего конденсатора C1 путем регулировки глубины обратной связи потенциометром R3, Рисунок 3. [РЛ](#)

Литература

1. Шустов М.А. Низковольтный регулируемый *S*-негатрон на компараторе. РадиоЛоцман, 2024, 07-08, стр. [69](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM3302](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor 2N3824](#)
4. [Datasheet Infineon 2N6800](#)

Контроль дифференциальной пары на наличие неисправных состояний

Budge Ing

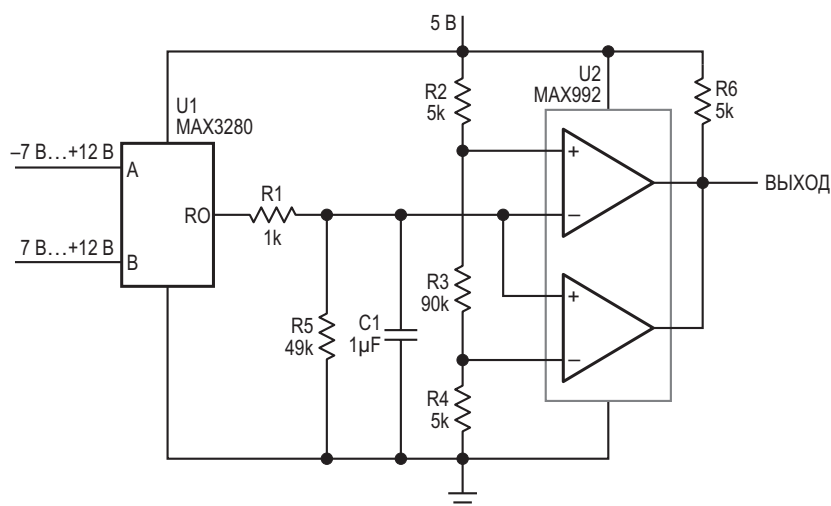
EDN

Иногда важно знать, имеется ли полезный сигнал на дифференциальной сигнальной шине. Предлагаемая схема обнаруживает дифференциальную передачу данных и сообщает о потере сигнала микроконтроллеру или другому устройству управления.

Схема на Рисунке 1 обнаруживает непрерывный дифференциальный сигнал от -7 В до $+12$ В с минимальной разницей амплитуд 200 мВ. Схема диагностирует оборванные входы, закороченные входы и входы, зависшие на высоком или низком уровне (константная неисправность). Выход схемы имеет низкий уровень при возникновении любого из этих условий и высокий уровень при наличии дифференциальной последовательности

импульсов. Требуется только один источник питания 5 В.

Микросхема $U1$ (MAX3280) – приемник интерфейса RS-485 – принимает дифференциальные сигналы минимального уровня 200 мВ, поступающие на входы A и B , где напряжение может составлять от -7 В до $+12$ В. В отсутствие входных сигналов уровень выхода RO приемника будет высоким, поскольку $U1$ является отказобезопасным устройством, обеспечивающим высокий уровень выходного сигнала при оборванных или закороченных входах. Уровень выхода RO также может быть высоким или низким, когда один из входов зависает в высоком, а другой – в низком состоянии. Элементы $R1$ и $C1$ обра-



A, B	ВЫХОД
ОБРЫВ	НИЗКИЙ
КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ	
КОНСТАНТНАЯ НЕИСПРАВНОСТЬ	
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ СИГНАЛ	ВЫСОКИЙ

Рисунок 1. Схема определяет наличие непрерывного дифференциального сигнала.

зуют фильтр нижних частот, выделяющий постоянную составляющую из выходного сигнала приемника U1, когда на выходе RO присутствует последовательность импульсов.

Микросхема U2 (MAX992) – сдвоенный компаратор с открытым стоком – включена как оконный компаратор, где значения пороговых напряжений 0.25 В и 4.75 В задаются резисто-

рами R2-R4. Только когда отфильтрованное напряжение последовательности импульсов окажется между двумя порогами, уровень конечного сигнала ВЫХОД будет высоким. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices MAX3280E](#)
2. [Datasheet Maxim MAX992](#)

Недорогой малопотребляющий усилитель с дифференциальным входом и несимметричным выходом

Chau Tran, Jordyn Rombola

Analog Dialogue



Во многих приложениях требуются малопотребляющие дифференциальные усилители с высокими характеристиками для преобразования слабых дифференциальных сигналов в пригодный для дальнейшего использования выходной сигнал, привязанный к земле. Входные напряжения на двух входах обычно имеют большую синфазную составляющую. Дифференциальный усилитель подавляет синфазное напряжение, а оставшееся напряжение усиливается и представляется на выходе усилителя в виде несимметричного сигнала. Подавляемое напряжение может быть как переменным, так и постоянным, и это синфазное напряжение обычно больше, чем дифференциальное входное напряжение. Эффективность подавления снижается по мере увеличения частоты синфазного напряжения. Усилители внутри общего корпуса имеют лучшее согласование, одинаковую паразитную емкость и не требуют внешних соединений. Поэтому высококачественный сдвоенный усилитель с широкой полосой пропускания работает на повышенных частотах лучше, чем дискретные усилители.

Простым решением является использование сдвоенных прецизионных усилителей с резистивной цепочкой установки усиления, как показано на Рисунке 1. Эта схема демонстрирует простой способ преобразования дифференциального входного сигнала в несимметричный выходной сигнал с регулируемым усилением. Усиление G системы определяется формулой (1):

$$V_{OUT} = -G \times (V_{IN1} - V_{IN2}), \quad (1)$$

где

$$G = RF/1 \text{ кОм},$$

$(V_{IN1} - V_{IN2})$ – дифференциальное входное напряжение.

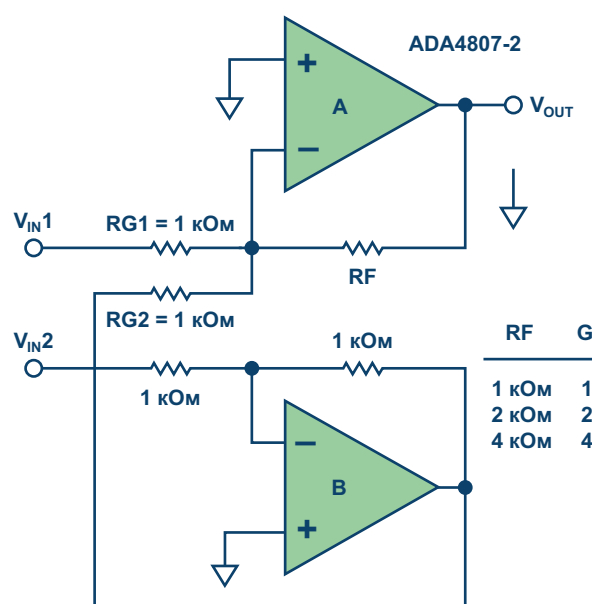


Рисунок 1. Усилитель с дифференциальным входом и несимметричным выходом.

Как правило, этот метод обеспечивает более стабильные результаты при наличии электромагнитных и радиочастотных помех, поэтому его рекомендуется использовать в тех случаях, когда шум является проблемой. Это особенно актуально при измерении входных сигналов термопар, тензодатчиков и мостовых датчиков давления, поскольку они выдают очень слабые сигналы в зашумленной среде.

Эта схема может обеспечить улучшение характеристик по сравнению с несимметричными входами, не только измеряя разность напряжений между положительным и отрицательным выводами датчика, но также подавляя синфазный сигнал с некоторым системным коэффициентом усиления. Кроме того, земля датчика и аналоговая земля схемы могут быть разными. Выходное напряжение, привязанное к земле, важно во многих приложениях. Точность системы зависит от допуска номиналов резисторов установки усиления.

Схема может преобразовывать дифференциальный входной сигнал в несимметричный выходной сигнал с регулируемым усилением. Коэффициент усиления системы может задаваться соотношением сопротивлений резисторов R_F и R_{G1} , в предположении, что $R_{G2} = R_{G1}$ и коэффициент усиления усилителя V равен -1 .

Например, ADA4807-2 – сдвоенный 180-мегагерцовый усилитель, – в этом приложении может быть включен как инвертирующий усилитель, и эта схема обеспечивает более низкий уровень шумов. Благодаря низкому

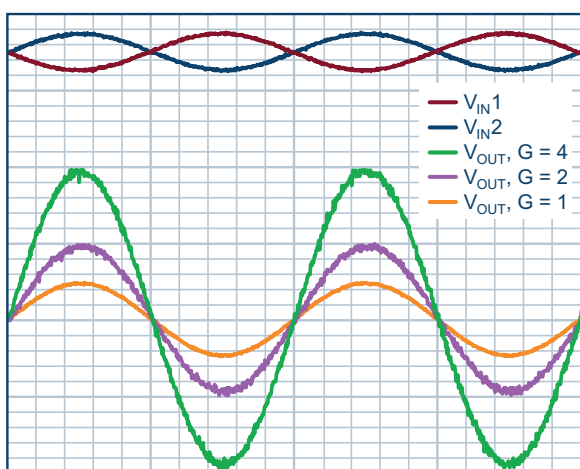


Рисунок 2. Характеристики простого усилителя-преобразователя дифференциального сигнала в несимметричный.

собственному току потребления (1000 мкА на усилитель) схема идеально подходит для систем преобразования данных с низким потреблением и высоким разрешением.

Входное синфазное напряжение может выходить за пределы питающих напряжений. Микросхема имеет rail-to-rail выход, что делает ее полезной при наличии большого синфазного сигнала или в приложениях с большим выходным напряжением. Например, плата сбора данных имеет АЦП, который принимает несимметричный входной сигнал от 0 до 5 В. Однако источником сигнала является дифференциальное напряжение, вырабатываемое мостовым датчиком, где в ответ на давление в присутствии синфазной помехи напряжение на одном выводе изменяется в положительную сторону, а на другом – в отрицательную.

Осциллограммы на Рисунке 2 были получены путем подачи на вход дифференциального напряжения и изменения усиления схемы. Коэффициент усиления системы задается резистором R_F . Как можно видеть, на рисунке показаны осциллограммы для коэффициентов усиления системы 1, 2 и 4 при дифференциальном входном напряжении 1 В пик-пик и частоте 1 кГц.

Схема полезна для измерения небольшой разности двух больших напряжений. Например, рассмотрим решение с умеренной точностью 1% для работы с типичной мостовой схемой Уитстона, возбуждаемой напряжением 3 В относительно земли в системе с питанием от 3-вольтовой батареи. Использование резисторов с допуском 1% или лучше позволит обеспечить необходимый уровень точности, и схема будет подавлять любой синфазный сигнал и усиливать ослабленный сигнал моста в соответствии с установленным коэффициентом усиления. При работе на АЦП потребуется какая-то схема сдвига уровня, чтобы получить выходной сигнал в диапазоне от 0 В до 5 В.

Эта схема обеспечивает сочетание превосходных искажений с низким током потребления. Решение со сдвоенным операционным усилителем снижает стоимость системы, а использование дифференциального усилителя улучшает характеристики системы. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4807-2](#)

Экономичный драйвер светодиода с датчиком освещенности и спящим режимом

Chau Tran

EDN Europe

Эта схема, состоящая всего из нескольких компонентов, питается от двух батареек типа АА и имеет режим экономии энергии.

Представьте себе умный выключатель, который не только автоматически включается с наступлением темноты, но и регулирует уровень освещенности, чтобы компенсировать окружающий уровень темноты. Например, если бы такой выключатель использовался в фарах автомобиля, то фары автоматически включались бы в сумерках и постепенно становились ярче по мере того, как темнеет вокруг автомобиля. Эту функцию выполняет схема, показанная на Рисунке 1; она автоматически регулирует яркость светодиода в зависимости от условий внешней освещенности, определяемых фоторезистором (LDR).

В схеме используется маломощный, малошумящий операционный усилитель ADA4807 с обратной связью по напряжению, фоторезистор, светодиод (LED) и несколько пассив-

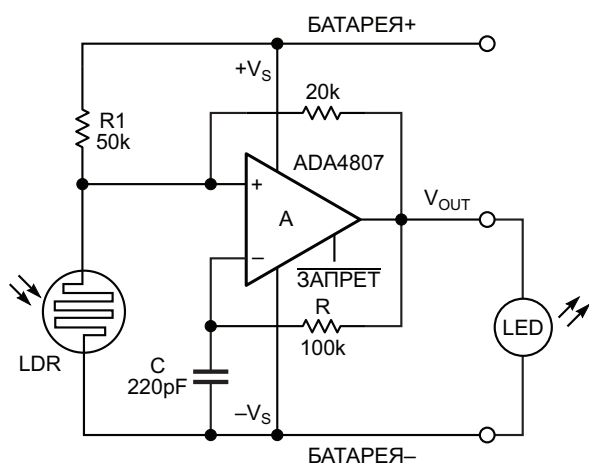


Рисунок 1. Схема автоматической регулировки яркости светодиода.

ных компонентов. Фоторезистор является основным датчиком схемы, в то время как операционный усилитель, включенный генератором прямоугольных импульсов, одновременно служит драйвером светодиодов, поскольку типовое значение его протекающего или протекающего выходного тока в линейном режиме составляет достаточные для схемы ± 40 мА. Светодиод включается, если его прямое смещение превышает 2 В. Сопротивление фоторезистора изменяется в зависимости от интенсивности падающего света. Сопротивление фоторезистора, составляющее несколько мегаом в темноте, уменьшается до нескольких сотен ом при ярком свете (Рисунок 2). Это позволяет схеме отличать прямой солнечный свет от полной темноты, а также различать все промежуточные уровни освещенности.

Усилитель включен как генератор, колебаться который заставляют петли положительной и отрицательной обратной связи. Когда напряжение на конденсаторе достигает каждого порога, источник зарядного тока

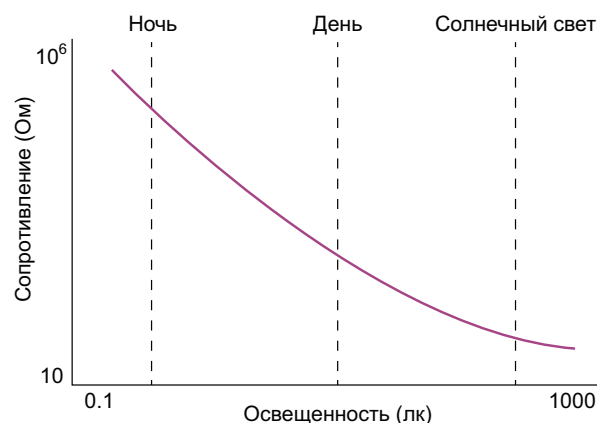


Рисунок 2. Характеристика фоторезистора.

переключается с отрицательной шины питания на положительную, и наоборот.

Между инвертирующим входом и выходом усилителя включена RC-цепочка, благодаря которой напряжение на инвертирующем входе усилителя асимптотически приближается к выходному напряжению с постоянной времени RC. Эта постоянная времени RC определяет частоту колебаний:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \ln 3 \cdot R \cdot C}$$

Коэффициент заполнения сигнала можно регулировать, изменяя отношение сопротивления резистора R1 к сопротивлению фоторезистора LDR. Если эти два сопротивления равны, выходной сигнал симметричен (коэффициент заполнения равен 50%). Однако сопротивление фоторезистора чувствительно к свету; следовательно, изменения окружающего освещения будут изменять значение его сопротивления, что напрямую влияет на коэффициент заполнения. Частота прямоугольных импульсов выше той, которую может воспринимать человеческий глаз, поэтому вы не увидите, как светодиод мигает при включении и выключении. Яркость светодиода наблюдается только как функция количества окружающего света и зависит коэффициента заполнения прямоугольных колебаний.

Размах выходного сигнала драйвера при типовом значении постоянного выходного тока 50 мА примерно на 40 мВ не достигает напряжений положительной и отрицательной шин питания.

Для экономии энергии, когда схема не используется, ее можно перевести в «режим сна», установив низкий уровень сигнала на входе ЗАПРЕТ, который отключит операционный усилитель в течение нескольких сотен наносекунд. После отключения схемы оставшийся рабочий ток системы в основном поступает от резисторного делителя R1-LDR, поэтому ток потребления снижается с 1 мА до 2 мкА. Выход микросхемы переходит в высокоимпедансное состояние, однако для его повторного включения требуется менее половины микросекунды.

В активном состоянии мощность, потребляемая операционным усилителем, составляет 3 мВт. В спящем режиме типовой ток потребления резко снижается до 2 мкА, а

потребляемая мощность – до 6 мкВт. Таким образом, экономия энергии достигает 500:1. Вывод отключения позволяет легко переключаться между двумя режимами. Благодаря чрезвычайно быстрому включению и выключению, время ожидания при переключении между двумя режимами практически отсутствует.

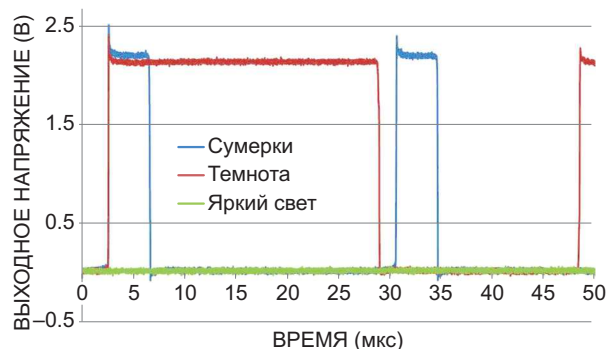


Рисунок 3. Формы выходных сигналов при различных уровнях освещенности.

На Рисунке 3 показаны выходные сигналы схемы для трех различных условий освещения. Когда окружающего света много, выходной сигнал имеет постоянный низкий уровень, показанный зеленой кривой, помеченной как «Яркий свет», и, конечно же, светодиод не горит. Когда начинает темнеть, как показано синей кривой с обозначением «Сумерки», коэффициент заполнения составляет примерно 15%, и светодиод светится тускло. Когда вокруг очень темно, чему соответствует красная кривая, обозначенная как «Темнота», светодиод находится во включенном состоянии дольше, чем в выключенном, и светится очень ярко.

Схему такого типа можно применять во многих приложениях освещения. Благодаря низкому энергопотреблению, rail-to-rail входам и выходу и полезному режиму отключения, эта схема может питаться всего от двух батареек AA, что позволяет использовать ее в очень чувствительных к потребляемой мощности приложениях. Для более мощных приложений освещения можно добавить силовой транзистор, способный управлять более тяжелой нагрузкой, состоящей из массива светодиодов. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4807-1](#)

Измерение коэффициента передачи тока оптоизолятора

Chee Hua How

EDN

Производители оптронов характеризуют свои устройства по коэффициенту передачи тока (current-transfer ratio, CTR), и в техническом описании оптопары всегда указываются диапазоны значений CTR. К сожалению, диапазон CTR может быть слишком широк для некоторых приложений, что требует входного отбора устройств, когда требуется более жесткий допуск.

Оптопары часто используются в цепях обратной связи импульсных источников питания. CTR определяет усиление по постоянному току частотной характеристики источника питания с разомкнутым контуром обратной связи, что влияет на запас контура по фазе. Оптопара влияет на множество рабочих параметров, поэтому разброс CTR между устройствами может привести к тому, что по резуль-

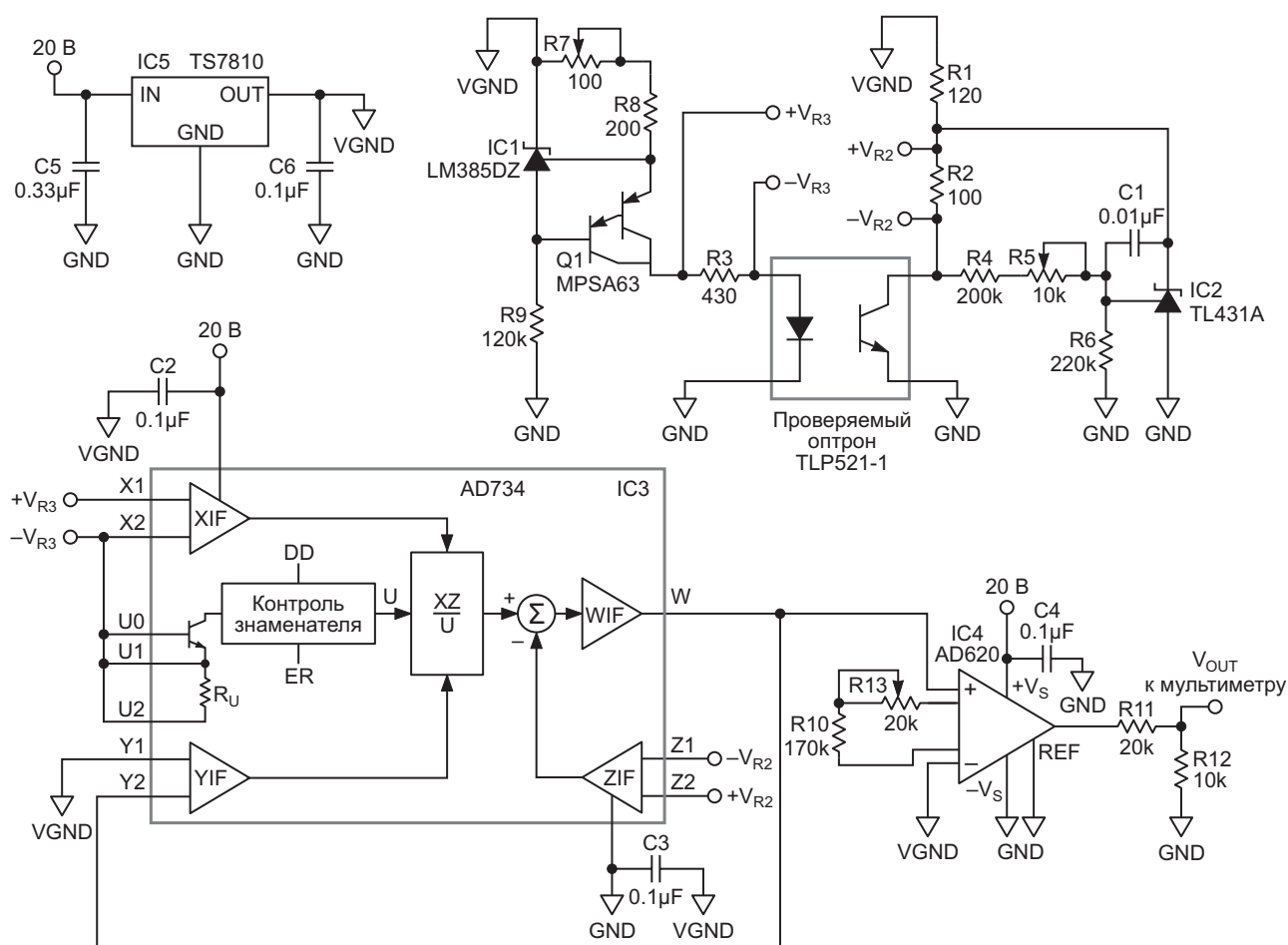


Рисунок 1. Эта схема позволяет напрямую считывать CTR тестируемого устройства с помощью мультиметра, подключенного к выходу V_{OUT} .

татам производственных испытаний потребуется отбраковка источника питания. В этом случае для устранения неполадок необходимо измерить CTR.

С помощью схемы, показанной на Рисунке 1, можно измерять CTR на выходе V_{OUT} с помощью мультиметра. Помимо использования в качестве источника питания для схем тестируемого устройства, 10-вольтовый выход стабилизатора IC5 также обеспечивает виртуальную землю для микросхемы IC3, что позволяет последней работать от одного однополярного источника.

В компании TDK мы используем эту схему для тестирования оптопары TLP521-1(GR). Мы измеряем CTR устройства при фиксированных значениях прямого тока I_F и напряжения коллектор-эмиттер V_{CE} . Микросхема IC1 и окружающие ее цепи образуют источник стабильного тока ($I_F = 5$ мА), обеспечивающий управление светодиодом тестируемого устройства. Микросхема IC2 и окружающие ее цепи образуют параллельный регулятор, который поддерживает фиксированное напряжение V_{CE} тестируемого устройства, равное 5 В. CTR определяется как отношение I_C/I_F .

Для расчета I_C (тока коллектора оптоизолятора) и I_F измеряются напряжения V_{R2} и V_{R3} на резисторах R2 и R3, соответственно:

$$I_C = \frac{V_{R2}}{R2}$$

и

$$I_F = \frac{V_{R3}}{R3}.$$

Остальные схемы предназначены в основном для формирования сигнала.

Аналоговый множитель IC3 работает как делитель, на выходе которого получается сигнал W с передаточной функцией:

$$W = 10 \times \frac{V_{R2}}{V_{R3}} + VGND = 2.326 \times \frac{I_C}{I_F} + 10.$$

Выходное напряжение микросхемы IC3 питает усилитель IC4, удаляет смещение

10 В и усиливает сигнал с коэффициентом усиления:

$$G = \frac{49.4 \text{ кОм}}{R10 + R13} + 1 = 1.29.$$

Резисторный делитель R12 и R11 снижает выходное напряжение IC4 в 3 раза. Таким образом,

$$V_{OUT} = 2.326 \times \frac{I_C}{I_F} \times 1.29 \times \frac{1}{3} = \frac{I_C}{I_F}.$$

Напряжение V_{OUT} представляет CTR оптопары.

Подстроечные резисторы R5, R7 и R13 позволят откалибровать начальную ошибку микросхем IC1, IC2 и IC3. Регулировкой значения R7 уменьшают начальную ошибку опорного тока, формируемого микросхемой IC1. Для этого измеряют напряжение на резисторе R3 и вращают R7 до тех пор, пока напряжение на R3 не станет равно 2.15 В. Потенциометр R5 позволяет корректировать ошибку микросхемы IC2. Измеряя напряжение V_{CE} тестируемого устройства, резистор R5 вращают до тех пор, пока V_{CE} не станет равно 5 В.

При использовании схемы мы обнаружили, что основной вклад в ошибку выходного напряжения V_{OUT} вносит коэффициент усиления микросхемы IC3. Измеряя напряжения V_{R3} (следовательно, I_F), V_{R2} (следовательно, I_C) и V_{OUT} одновременно, мы можем подстроить R13 так, чтобы выходное напряжение V_{OUT} отражало фактическое соотношение I_C/I_F .

Микросхема IC5 – это 10-вольтовый регулятор TS7810, выходное напряжение которого обозначено как VGND (virtual ground, виртуальная земля). Это напряжение служит источником, питающим микросхемы IC1, IC2 и тестируемое устройство. Оно также формирует потенциал виртуальной земли для микросхемы IC3 (AD734), что позволяет устройству работать от однополярного источника питания.

Тестовая схема позволяет нам оценивать CTR оптрона TLP521-1, но без внесения изменений ее также можно использовать для проверки многих типов оптопар с CTR в пределах от 1 до примерно 3.8. Факторы, которые могут

ограничивать способность схемы измерять диапазон СТР, включают в себя «rail-to-rail» возможности микросхемы IC3 и мощность, рассеиваемую стабилизатором IC2. Если необходимо адаптировать тестовую схему из-за того, что рабочие параметры оптрона выводят ее из линейной области, можно по мере необходимости изменить сопротивления резисторов R1, R2, R3, R7 и R8. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD620](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD734](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM385](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TL431A](#)
5. [Datasheet Toshiba TLP521-1](#)
6. [Datasheet Taiwan Semiconductor TS7810](#)
7. [Datasheet ON Semiconductor MPSA63](#)

Синтез точных сопротивлений цифровых потенциометров, которых нет в каталоге

Stephen Woodward

EDN

Простейшая и повсеместно распространенная схема представляет собой последовательное соединение ручного потенциометра в реостатном включении и постоянного резистора, показанное на Рисунке 1.

Наличие потенциометров и резисторов, охватывающих диапазон от ом до мегаом, делает выбор оптимальных сопротивлений компонентов на Рисунке 1 очевидным и простым. Но если в приложении требуется использовать цифровой потенциометр (ЦП), ситуация становится более – кхм – интересной.

По сравнению с ручными потенциометрами ЦП доступны только в относительно узком диапазоне сопротивлений. Серьезными их



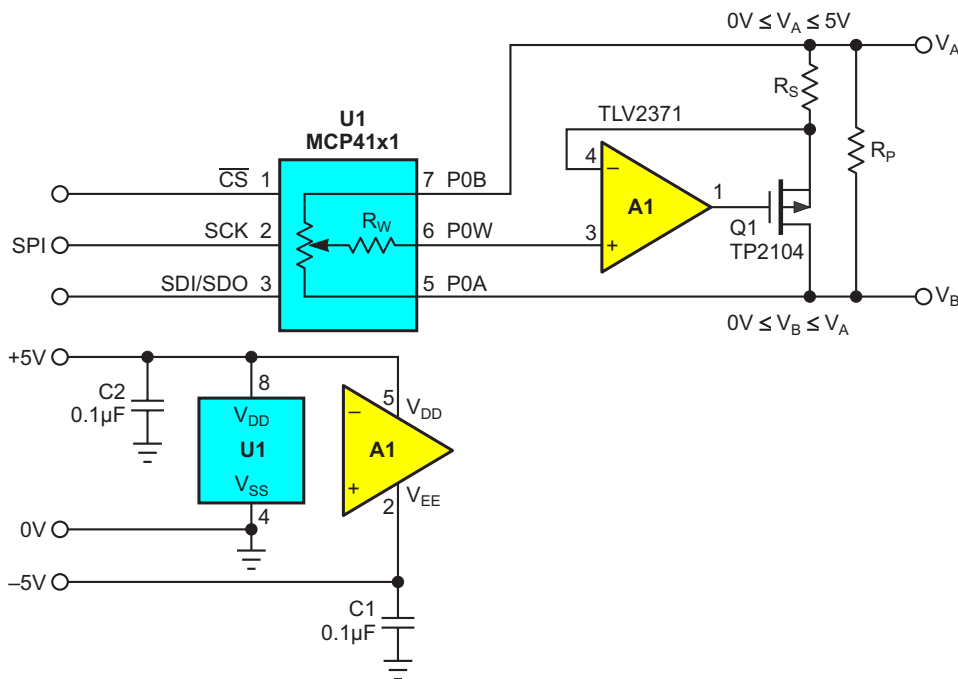
$$R_{\text{MAX}} = R_S + R_R$$

$$R_{\text{MIN}} = R_S$$

$$I_{\text{AB}} = \frac{V_A - V_B}{R}$$

Рисунок 1. Классическое переменное сопротивление с последовательным соединением ручного потенциометра в реостатном включении и постоянного резистора.

недостатками также являются большое сопротивление движка и более широкий разброс номиналов. Эти ограничения делают их



$$R_{\text{MAX}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{AB}}} + \frac{1}{R_{\text{P}}}}$$

$$R_{\text{MIN}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{AB}}} + \frac{1}{R_{\text{P}}} + \frac{1}{R_{\text{S}}}}$$

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{AB}}} + \frac{1}{R_{\text{P}}} + \frac{N}{256} \cdot \frac{1}{R_{\text{S}}}}$$

$$I_{\text{AB}} = \frac{V_A - V_B}{R}$$

Рисунок 2. Искусственный ЦП позволяет избежать проблем с помощью шунтирующего полевого транзистора, точных постоянных резисторов и операционного усилителя.

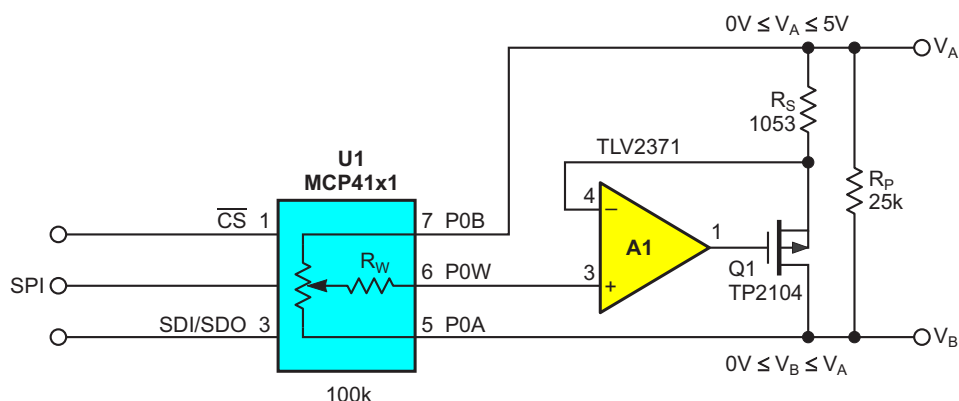


Рисунок 3. Пример конструкции искусственного реостата, где $R_{MAX} = 20 \text{ кОм}$ и $R_{MIN} = 1 \text{ кОм}$.

сомнительным выбором для реализации точных реостатов, если полагаться исключительно на классическую пассивную топологию, показанную на Рисунке 1. На Рисунке 2 представлена активная и более дружественная к ЦП альтернатива.

Вот как это работает.

Несмотря на то, что мы хотим реализовать переменное сопротивление, ЦП U1 работает в режиме потенциометра. Поэтому большой допуск его сопротивления ($\pm 20\%$ для серии MCP41xx) не оказывает существенного влияния. Доминирует точность R_S и R_P . Аналогично, сопротивление движка ЦП теперь представляет чисто академический интерес благодаря входному току и входному сопротивлению A1, измеряемым пикоамперами и тераомами. Усилитель A1 и транзистор Q1 включены как программируемый источник

тока. Его выходной ток, пропорциональный разности напряжений $V_A - V_B$, обеспечивает точное программируемое сопротивление. Это соотношение делает ток I_{AB} линейно пропорциональным N (N – десятичный эквивалент кода в регистре положения движка).

Расчетные формулы для соответствующих сопротивлений при заданных значениях R_{AB} , R_{MAX} и R_{MIN} следующие:

$$R_{AB} > R_{MAX},$$

$$R_P = \frac{1}{\frac{1}{R_{MAX}} - \frac{1}{R_{AB}}},$$

$$R_S = \frac{1}{\frac{1}{R_{MIN}} - \frac{1}{R_{AB}} - \frac{1}{R_P}}.$$

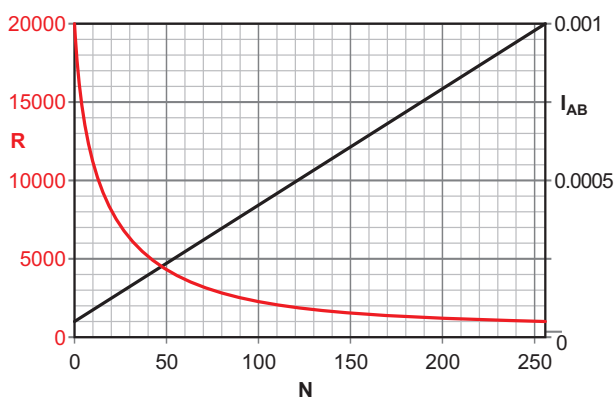


Рисунок 4. Характеристики схемы на Рисунке 3 с показанными номиналами компонентов обеспечивают линейную зависимость между N и I_{AB} , позволяя сохранить ограниченное 8-битное разрешение ЦП.

На Рисунке 3 показан типичный пример конструкции для $R_{MAX} = 20 \text{ кОм}$ и $R_{MIN} = 1 \text{ кОм}$.

На Рисунке 4 представлены графики величины переменного сопротивления R и тока на один вольт напряжения ($V_A - V_B$) как функции N.

Обратите внимание на точную линейную зависимость между N и током I_{AB} , которая хорошо обеспечивает сохранение ограниченного 8-битного разрешения ЦП.

Возникает вопрос: Что делать, если требуемое значение R_{MAX} больше сопротивления R_{AB} имеющихся ЦП? Рисунок 5 предлагает практичное (хотя, надо признать, несколько перегруженное) решение, которое позволяет легко реализовать точное значение R_{MAX} ,

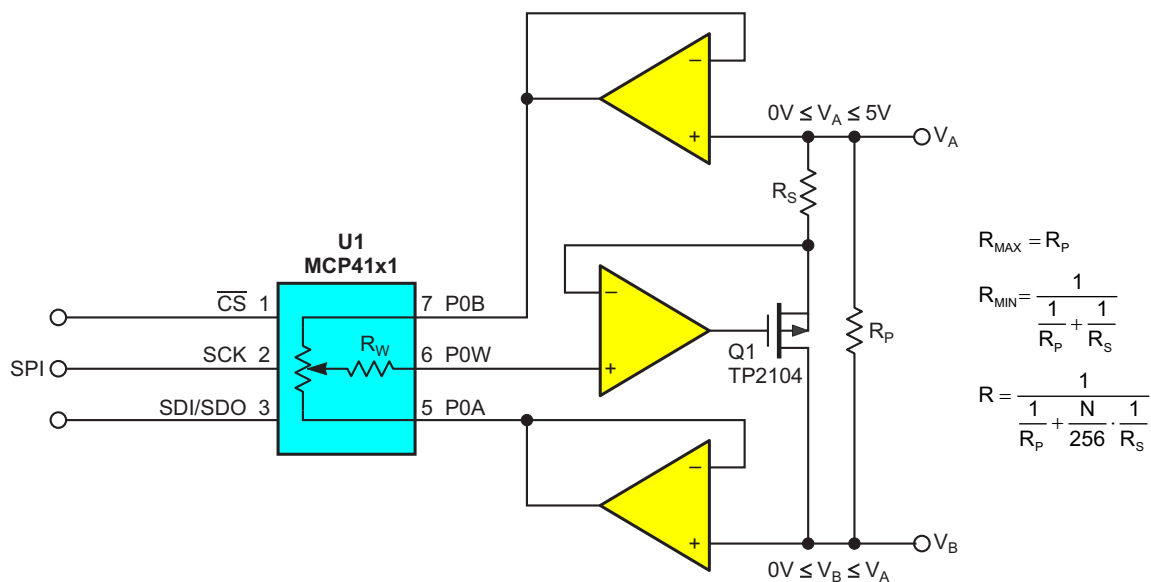


Рисунок 5. Два буферных усилителя исключают R_{AB} из формулы для R_{MAX} , позволяя получить значения R_{MAX} , выходящие далеко за пределы мегаом.

выходящее далеко за пределы диапазона мегаом.

Другой (более сложный) вопрос: что будет, если полярность $V_A - V_B$ должна меняться? Для схемы на Рисунке 1 такой проблемы не существует, но для темы данной статьи это существенная проблема.

Я еще вернусь к вам с ответом на этот вопрос! [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP4141](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV2371](#)
3. [Datasheet Microchip TP2104](#)

Устройство плавающей зарядки свинцово-кислотных аккумуляторов с температурной компенсацией

Dave Conrad

EDN

Примечание редактора EDN:

Зарядка аккумуляторов в плавающем режиме или в режиме поддержки используется уже давно, особенно в системах резервного питания и аварийного освещения, в телекоммуникационном оборудовании, источниках бесперебойного питания и других устройствах с критическими требованиями к электропитанию. Плавающий способ зарядки заключается в постоянной подаче напряжения, на 0.2-0.6 В превышающего напряжение батареи в состоянии покоя, чтобы батарея была готова обеспечить полный заряд при возникновении аварийной ситуации.

Автор добавляет надежности этой функции, принимая во внимание температурную компенсацию.

Во многих схемах технического обслуживания или плавающей зарядки свинцово-кислотных аккумуляторов не предусмотрена компенсация напряжения холостого хода в

зависимости от температуры. Это может привести к потере воды и выделению водорода, что может стать причиной взрывов или пожаров.

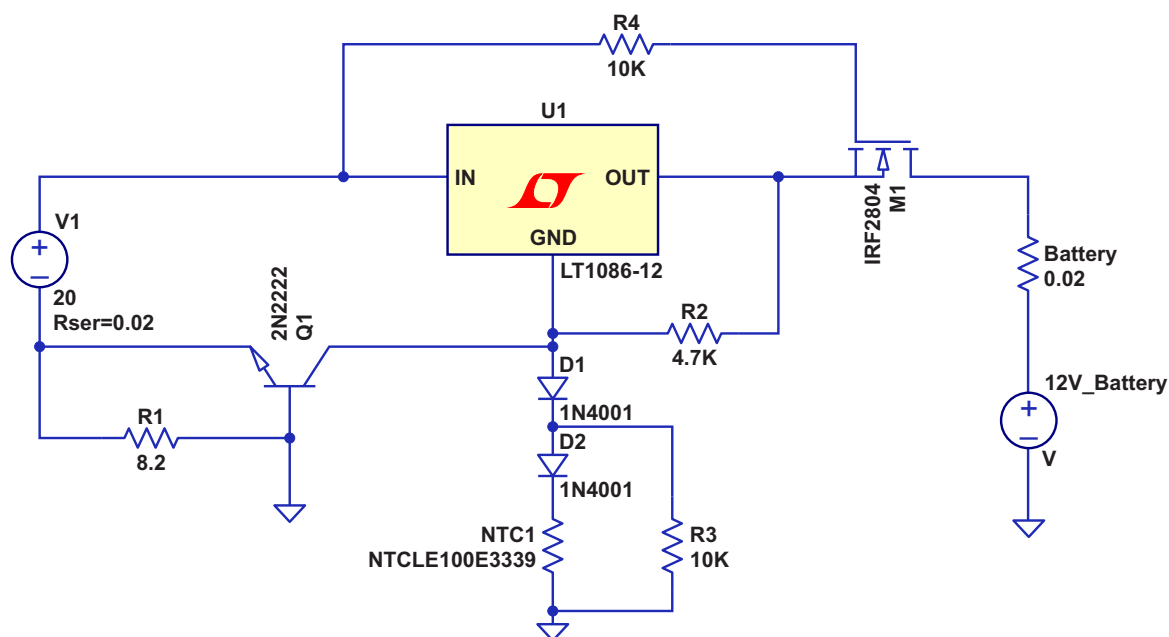


Рисунок 1. Схема обеспечивает постоянный ток заряда и температурную компенсацию напряжения холостого хода при небольшом количестве общедоступных компонентов.

В эту схему (Рисунок 1) включены две важные функции, необходимые для устройства плавающей зарядки:

1. Постоянный зарядный ток до достижения напряжения холостого хода.
2. Температурная компенсация напряжения холостого хода.

Зарядный ток можно регулировать, изменяя сопротивление резистора R1. Предельное значение тока в амперах находится по этой формуле:

$$I_{\text{ЛIM}} = \frac{0.65}{R1}$$

Напряжение база-эмиттер транзистора Q1 имеет температурный коэффициент -2.2 мВ на градус, что приводит к уменьшению предельного значения с ростом температуры. Для показанных на схеме номиналов компонентов это изменение составляет -8 мА в диапазоне температур от 10 до 50 °С.

Напряжение холостого хода определяется напряжением на выводе GND микросхемы U1, которое устанавливается соотношением сопротивлений резистора R2, термистора NTC1 и диодов D1, D2. R3 регулирует диапазон температурной компенсации для более точного соответствия изменению напряжения холостого хода батареи в зависимости от температуры, чтобы не допустить выделения газов или потери воды в батарее.

Вместо транзистора M1 можно использовать реле, управляемое входным напряжением V1. M1 может иметь небольшой ток утечки в десятки мкА, способный разрядить батарею в случае очень длительного отключения питания.

В данной конструкции не предусмотрена защита от неправильной полярности подключения батареи. Я оставляю эту деталь на усмотрение вашего приложения.

Как видно из Рисунка 2, напряжение батареи будет плавать при токе где-то между изломом и 0 А. Это и есть ток, необходимый для поддержания напряжения холостого хода при определенной температуре батареи. Кривые показывают работу при температуре от 50 до 10 °С с интервалом в 10 °С.

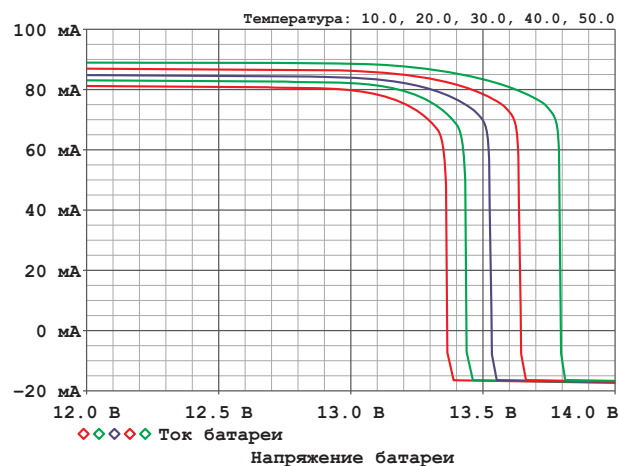


Рисунок 2. Работа батареи при температуре от 50 до 10 °С.

В качестве M1 должен использоваться n-канальный MOSFET с низкими значениями порогового напряжения и сопротивления открытого канала.

Посетите веб-сайт PowerStream [1], чтобы получить более подробную информацию о плавающей зарядке свинцово-кислотных батарей при различных температурах. [РЛ](#)

Ссылка

1. [Lead acid battery charging basics and chargers](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1086](#)
2. [Datasheet International Rectifier IRF2804](#)
3. [Datasheet Vishay NTCLE100E3](#)

Визуальное предупреждение о перегрузке

Nick Cornford

EDN

Несмотря на название, в этой статье описывается не устройство, которое подскажет вам, когда надевать солнцезащитные очки, а полезное дополнение к (аналоговому) аудиокомплекту. Встроенное, например, в микшер, оно покажет, когда выходной сигнал любого каскада приближается к ограничению, возможно, из-за чрезмерного усиления низких или высоких частот. Встроенное в универсальный корпус как отдельное устройство,

оно будет удобно при разработке схем. Оно может не показать, где именно возникла проблема, но покажет, что какому-то каскаду грозит перегрузка. Схема устройства показана на Рисунке 1.

Выходы контролируемых схем (их может быть сколько угодно) подключаются к паре входных диодов. Самые положительные и отрицательные пики входных сигналов, меньшие, чем падение напряжения на диоде,

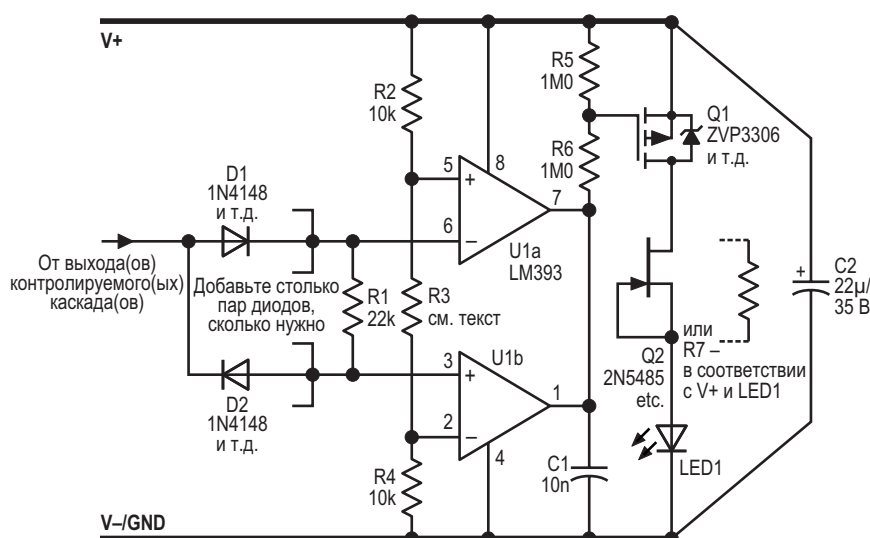


Рисунок 1. Диоды объединяют контролируемые сигналы, а компараторы проверяют, близок ли какой-либо из них к выбранному вами порогу – отрицательному или положительному. Если это так, светодиод мигает.

появляются на резисторе R1. Входные сигналы не подвергаются заметной нагрузке, и они не оказывают друг на друга существенного влияния.

Компараторы A1 и A2 сравнивают эти пиковые напряжения с опорными значениями, определяемыми резисторами R2/3/4, и при превышении соответствующих порогов напряжение на их объединенных выходах становится низким. Это быстро разряжает конденсатор C1, открывая транзистор Q1 и, соответственно, включая светодиод LED1. Через резисторы R5 и R6 C1 медленно заряжается вновь, удерживая Q1 включенным во время этого процесса. N-канальный полевой транзистор с p-n переходом Q2 используется в качестве диода-стабилизатора тока, ограничивающего ток светодиода до уровня своего тока насыщения стока, который для показанного на схеме 2N5485 составляет примерно 7-8 мА и практически не зависит от напряжений на шинах питания в диапазоне от значений, меньших 9 В, до больших 30 В. Убедитесь, что транзистор может выдерживать пиковое напряжение питания, хотя значения, указываемые в техническом описании, обычно консервативны. При встраивании в оборудование с фиксированным питанием вместо него можно использовать подходящий резистор, но для автономной версии, где питание может меняться, лучше всего использовать полевой транзистор.

При показанных на схеме номиналах компонентов будут обнаруживаться пики длительностью больше примерно 10 мкс, соответствующие полупериоду частоты 20 кГц, которые будут зажигать светодиод на время 20-50 мс, зависящее от напряжения питания. Если это напряжение достаточно велико, чтобы вызывать пробой защитных диодов затвор-исток MOSFET Q1, время вспышки несколько сократится, поскольку резистор R5 фактически будет частично закорочен, но благодаря высоким сопротивлениям резисторов никаких повреждений не произойдет. Для увеличения длительности вспышки увеличьте соотношение сопротивлений резисторов R5/R6; увеличение емкости C1 приведет к сокращению времени отклика. При уровнях постоянного напряжения выше или ниже соответствующих порогов светодиод будет гореть непрерывно.

Требуются только шины питания V+ и V-, земля между ними не нужна, поэтому схему можно свободно использовать как с однополярным, так и с отдельным питанием общим напряжением до 30 В. Параллельно источнику питания рекомендуется подключить конденсатор C2 непосредственно возле светодиода, хотя импульсы тока последнего невелики. Дополнительный блокировочный конденсатор по питанию U1 не нужен.

Чтобы обеспечить работу схемы при различных напряжениях питания, размахах входного напряжения и запасах по перегрузке, достаточно лишь изменять сопротивление резистора R3, которое можно найти с помощью следующей формулы:

$$R3 = \frac{R2 + R4}{\left(\frac{V_{SS}}{V_{CLIP} \times 10^{\frac{h}{20}} - 2V_F} \right) - 1},$$

где

R2 = R4 = 10 кОм,

V_{SS} – общее напряжение питания между шинами,

V_{CLIP} – пиковое напряжение контролируемых каскадов при ограничении,

h – выбранный запас в дБ,

V_F – типичное прямое напряжение p-n диода, скажем, 600 мВ.

Несколько примеров. При напряжении шин питания ±15 В, максимальном размахе входного сигнала ±14 В, выбранном запасе 3 дБ и R2 = R4 = 10 кОм сопротивление R3 получается равным 32,736 Ом или 33 кОм. Однополярное питание 12 В, входной сигнал ±4.5 В и запас 2 дБ дают для R3 19,663 Ом или 20 кОм. (Для автономной версии я использовал подстроечный потенциометр 50 кОм плюс резистор 10 кОм, чтобы учесть все возможные варианты).

Обратите внимание, что напряжение на резисторе R2 должно быть больше 2 В, иначе LM393 будет работать неправильно. Несмотря на то, что компаратор может воспринимать напряжение с уровнем земли или ниже, хотя для нас здесь это не имеет значения, напряжение по крайней мере на одном

из его входов должно быть более чем на 2 В ниже напряжения положительной шины.

Хотя на схеме это и не показано, во входных линиях должны использоваться экранированные провода (экраны, естественно, заземлены), желательно с сопротивлением в несколько сотен Ом на входных концах, чтобы изолировать контролируемые каскады от емкости проводов.

Как бы ни была проста эта схема, я обнаружил, что она помогает предупреждать о несоответствиях коэффициентов усиления ступеней многокаскадных аудио усилителей. При использовании она, как правило, будет просто мигать на музыкальных пиках; если

нет, то, вероятно, вы не используете весь динамический диапазон или все отношение сигнал/шум. Если она мигает большую часть времени, это может быть связано с Малером, Вагнером или дэт-металом, но если свечение светодиодов постоянно, проверьте, не сгорел ли где-нибудь операционный усилитель! Конечно, возможно, вы и так слышали эти эффекты. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
2. [Datasheet Vishay 2N5485](#)
3. [Datasheet Diodes ZVP3306A](#)

Простая прецизионная схема преобразования несимметричного сигнала в дифференциальный

Chau Tran, Jordyn Rombola

Существует множество приложений, в которых АЦП должен обрабатывать слабый дифференциальный входной сигнал в присутствии большого синфазного сигнала. Традиционные инструментальные усилители (ИУ) обычно не используются в таких приложениях из-за их несимметричных выходов и ограниченного диапазона синфазных сигналов. Чтобы воспользоваться преимуществами их высоких характеристик и низкой стоимости, можно разработать простую схему, которая будет преобразовывать их несимметричный выходной сигнал в дифференциальный, а также расширять диапазон синфазных входных сигналов, чтобы они подходили для этих

приложений. Существует множество недорогих ИУ с полосой пропускания, точностью по постоянному току и низким энергопотреблением, которые могут удовлетворить всем системным требованиям. Еще одним преимуществом использования инструментальных усилителей является то, что пользователям не нужно создавать собственные дифференциальные усилители, для которых требуется множество дорогостоящих дискретных компонентов. В этой статье представлен простой способ создания и оптимизации характеристик недорогого ИУ. Кроме того, по стоимости и характеристикам это решение не уступает монолитным инструментальным усилителям.

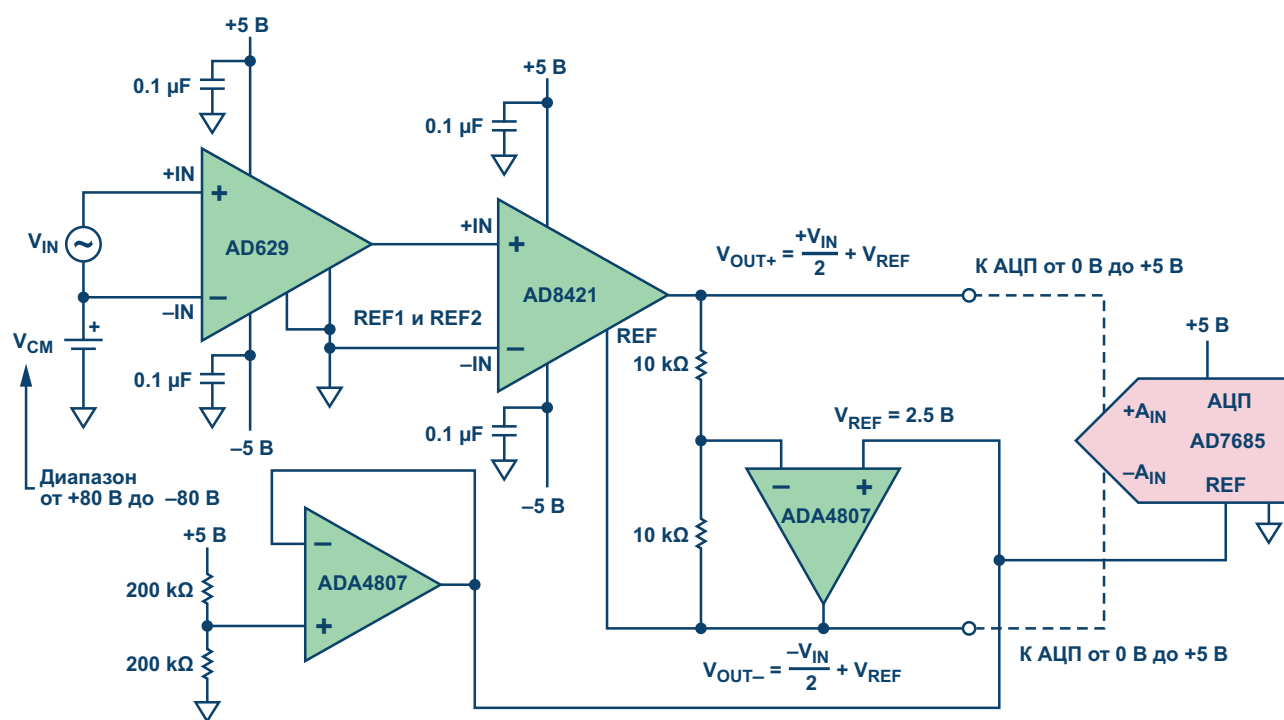


Рисунок 1. Усилитель с несимметричным входом и дифференциальным выходом.

На Рисунке 1 подробно описана конструкция предлагаемой прецизионной системы, позволяющей измерять дифференциальные сигналы при наличии высокого синфазного напряжения. Схема включает в себя входной буфер, драйвер АЦП и источник опорного напряжения. Буфер управляет выводом опорного напряжения инструментального усилителя и преобразует несимметричный выходной сигнал в дифференциальный. Диапазон его входных синфазных напряжений очень высок. Он может выдерживать синфазные напряжения до ± 270 В (при напряжении питания ± 15 В); это почти в 20 раз выше и ниже напряжений шин питания, что имеет решающее значение для приложений управления двигателями. Кроме того, его входы защищены от синфазных или дифференциальных импульсов напряжения до ± 500 В.

Для этого приложения используются источники питания ± 5 В, поэтому диапазон синфазных входных напряжений может составлять ± 80 В.

Дифференциальное выходное напряжение определяется следующей формулой:

$$V_{\text{OUT_DIFF}} = V_{\text{OUT+}} - V_{\text{OUT-}} = G \times V_{\text{IN}},$$

где G – коэффициент усиления инструментального усилителя. Выходное синфазное напряжение определяется выражением:

$$V_{\text{OUT_CM}} = \frac{V_{\text{OUT+}} + V_{\text{OUT-}}}{2} = V_{\text{REF}}.$$

Преимущество этой схемы заключается в том, что точность дифференциального сигнала по постоянному току зависит от дифференциального усилителя AD629 и инструментального усилителя AD8421, а не от операционного усилителя или внешних резисторов 10 кОм. Кроме того, в этой схеме реализовано преимущество точного управления выходным напряжением ИУ относительно опорного напряжения. Хотя характеристики по постоянному току и согласование резисторов операционного усилителя влияют на точность выходного синфазного сигнала, эти ошибки, скорее всего, будут устранены следующим устройством в сигнальной цепи и, следовательно, не окажут большого влияния на общую точность системы.

Для достижения наилучших характеристик по переменному току рекомендуется использовать операционный усилитель с высокой полосой пропускания и скоростью нарастания. В этой схеме в качестве операционного усилителя выбрана микросхема ADA4807.

Чтобы избежать паразитной емкости, которая может сделать ADA4807 неустойчивой, дорожки печатной платы от резисторов до инвертирующего входа следует сделать как можно более короткими. Если использование более длинных дорожек неизбежно, нужно использовать резисторы с меньшим сопротивлением.

Высококачественные АЦП обычно работают от одного источника питания 5 В и имеют собственный источник опорного напряжения. Это напряжение используется в качестве синфазного напряжения для дифференциального выхода, что устраняет необходимость в отдельном источнике опорного напряжения. Таким образом, выходной сигнал является логометрическим по отношению к АЦП, а значит, любое изменение опорного напряжения V_{REF} АЦП не влияет на характеристики системы.

Способность этого дифференциального усилителя подавлять синфазное напряжение определяется точностью лазерной подгонки соотношения сопротивлений внутренних резисторов микросхемы дифференциального усилителя AD629. Поэтому он превосходит ИУ, построенные на дискретных усилителях.

Коэффициент подавления синфазных напряжений дискретных усилителей с внешними резисторами с допуском 0.1% ограничен значением 54 дБ. Благодаря интегрированным прецизионным резисторам с лазерной подгонкой инструментальные усилители позволяют достичь подавления синфазных напряжений системы 80 дБ или лучше. Кроме того, эти резисторы изготавливаются из одного тонкопленочного материала с низким дрейфом параметров, поэтому температурная стабильность их коэффициентов согласования превосходна.

АЦП может работать от одного источника питания 5 В с низкоимпедансным источником 2.5 В на выводе опорного напряжения. Это смещает выходной сигнал на середину напряжения питания и повышает синфазное напряжение на входах АЦП.

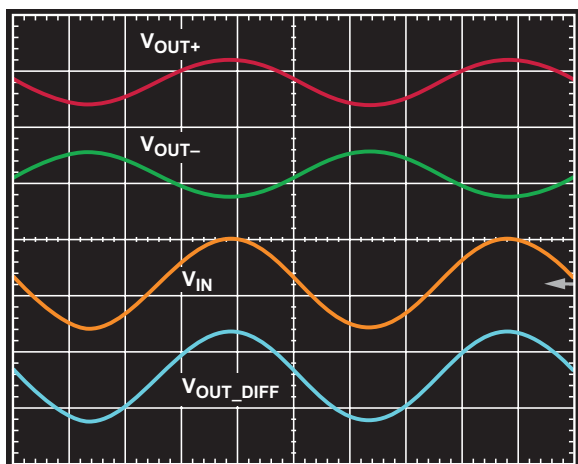


Рисунок 2. Характеристики схемы. Вверху – два комплементарных выхода, посередине – входное напряжение с большой синфазной составляющей, внизу – дифференциальный выход.

Осциллограммы выходных сигналов представлены на Рисунке 2. Коэффициент усиления обоих инструментальных усилителей равен 1. Входной сигнал представляет собой синусоиду частотой 10 кГц и размахом 1 В пик-пик, наложенную на большое синфазное напряжение. V_{OUT+} и V_{OUT-} – это синусоидаль-

ные и косинусоидальные сигналы с размахом ± 0.5 В пик-пик. V_{OUT_DIFF} – это дифференциальное выходное напряжение 1 В пик-пик, которое просто равно V_{IN} с удаленной синфазной составляющей.

Усиление входного ИУ можно увеличить, добавив резистор RG:

$$G = 1 + \frac{9.9 \text{ кОм}}{RG}$$

Эта схема также может использоваться в приложениях с ограничениями по потребляемой мощности. При общем собственном токе потребления 5 мА и двуполярном источнике питания 5 В она потребляет около 50 мВт, что на 50% меньше, чем другие решения с первичными драйверами АЦП (например, усилители дифференциальных драйверов AD8138 и AD8131) или с дискретными усилителями. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD629](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD7685](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD8421](#)
4. [Datasheet Analog Devices ADA4807-2](#)

8-битная ШИМ + 8-битный ЦП = 16-битный гибридный ЦАП

Stephen Woodward

EDN

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) является великолепной основой для цифро-аналогового преобразования. Это заслуга таких характеристик, как простота и (теоретически) идеальная дифференциальная и интегральная линейность. К сожалению,

необходимость фильтрации пульсаций ШИМ делает ее медленной, особенно если требуется высокое разрешение (более 8 бит).

На Рисунке 1 предложен обходной путь для устранения заторможенности ШИМ путем использования ее только для получения стар-

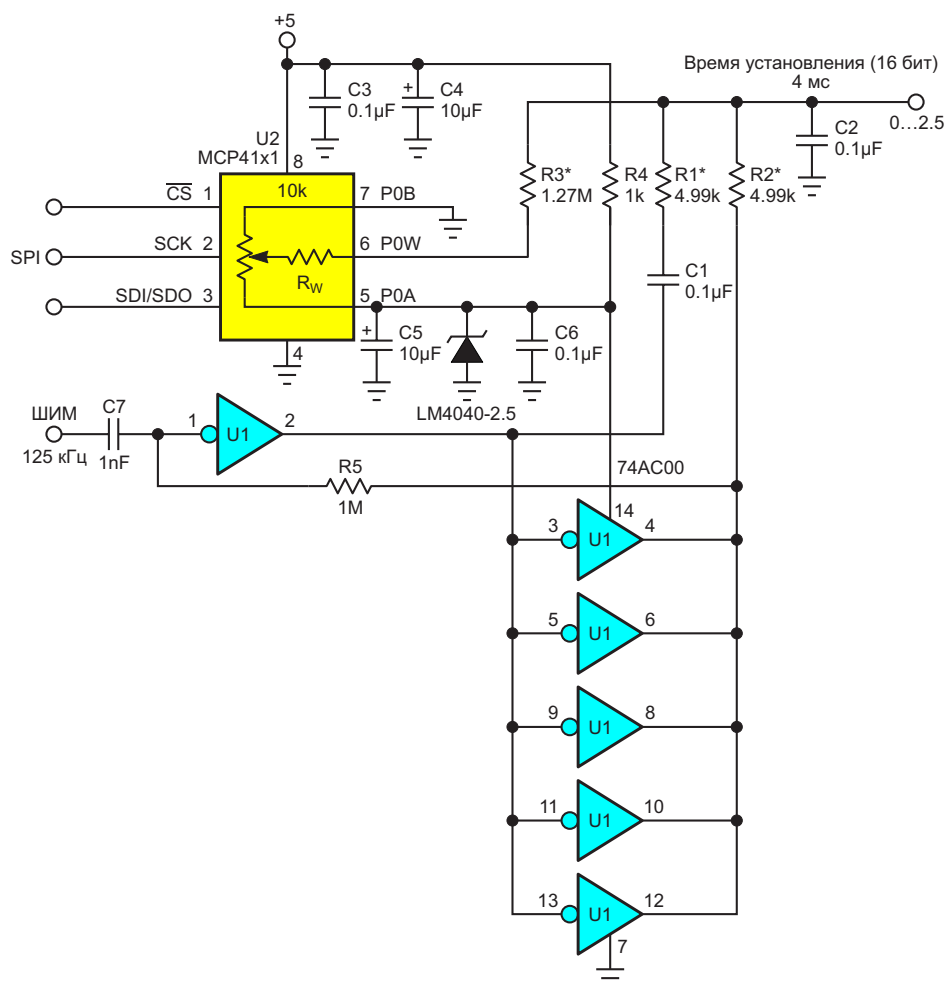


Рисунок 1. Старший байт ШИМ объединяется с младшим байтом ЦП, чтобы обеспечить 16-битные точности разрешения, монотонности и линейности.

ших 8 бит ЦАП высокого разрешения (16 бит), тогда как младшие 8 бит обеспечивает другая технология (цифровой потенциометр, ЦП). Затем два выходных сигнала пассивно суммируются в простом резистивном делителе напряжения с отношением сопротивлений 256:1. Результатом является скорость установления, выросшая в 256 раз (по сравнению с использованием ШИМ для полного 16-битного счета), в сочетании с 16-битными значениями разрешения, монотонности, линейности (как интегральной, так и дифференциальной) и стабильностью нуля на уровне микровольт. Схема питается всего несколькими миллиамперами от одной шины 5 В, имея при этом довольно хороший источник опорного напряжения. И она дешева.

Входной сигнал ШИМ логического уровня от 3 до 5 В с разрешением 8 бит инвертируется и сдвигается по уровню с помощью цепочки R5C7 и быстродействующего инвертора U1 семейства AC, преобразуясь в точные прямоугольные импульсы размахом от 0 до 2.50 В благодаря источнику опорного напряжения LM4040 и внутренним свойствам КМОП-логики при использовании ее в качестве точных аналоговых ключей. Сигнал еще раз инвертируется и буферизуется другими пятью элементами U1, превращаясь на низкоимпедансном выходе (порядка 5 Ом) в высококачественные выходные импульсы ШИМ с коэффициентом заполнения от 0 до 100%. Превосходная симметрия переходов (времена распространения при переходе от низкого уровня к высокому и от высокого к низкому отличаются менее чем на 100 пс) способствует повышению точности и линейности, в то время как положительная обратная связь через резистор R5 обеспечивает

фиксацию статических состояний 0% (0 В) и 100% (2.5 В) коэффициента заполнения.

Активная низкочастотная аналоговая фильтрация пульсаций и вычитание выполняются цепью R1C1 + R2C2, как описано в статье «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» (1). Показанная на схеме постоянная времени RC 4.99 кОм × 0.1 мкФ = 499 мкс соответствует 16-битному (96 дБ) ослаблению пульсаций, если принять, что период ШИМ 256/32 МГц = 8 мкс. Разумеется, для разных тактовых частот ШИМ потребуется пропорциональное изменение емкостей.

Между тем, управляемый по SPI ЦП U2 формирует импульсы младшего байта с 8-битным разрешением и размахом от 0 до 2.5 В, который суммируется с выходным сигналом ШИМ микросхемы U1 с соотношением 256:1, задаваемым делителем напряжения R2R3. Соотношение сопротивлений R2:R3 должно быть точным и стабильным, лучше, чем 0.5%. Сопротивление резистора R3 настолько больше меняющегося сопротивления потенциометра (2.5 кОм максимум), что его вклад в нелинейность составляет менее ±½ единицы младшего разряда.

При этом влияние сопротивления движка настолько мало, что представляет чисто академический интерес. [РЛ](#)

Ссылка

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

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP4141](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74AC00](#)
3. [Datasheet Microchip LM4040](#)

Широтно-импульсный модулятор с универсальными рабочими параметрами

Ken Yang

Electronic Design

К многочисленным приложениям широтно-импульсной модуляции (ШИМ) относятся регулирование напряжения, управление уровнем мощности и управление скоростью вращения вентилятора. Схема ШИМ для таких систем может быть реализована на трех операционных усилителях из четырех, содержащихся в корпусе одной микросхемы (Рисунок 1).

Поскольку в качестве модулятора используются операционные усилители, он подходит для широкого спектра приложений. Например, маломощные операционные усилители можно использовать в маломощной системе, а высокочастотные операционные усилители можно использовать для высокочастотной ШИМ. Схема на Рисунке 1 также формирует последовательность треугольных импульсов.

Схема состоит из генератора треугольных импульсов (U1a и U1b) и компаратора (U1c). Усилитель U1a сконфигурирован как интегратор (или деинтегратор), а U1b – как компаратор с гистерезисом. При включении питания выходное напряжение компаратора предполагается равным нулю.

На неинвертирующий вход U1a подано напряжение смещения $V_{CC}/2$. Виртуальное соединение между инвертирующим и неинвертирующим входами обеспечивает протекание через резистор R постоянного тока, равного

$$I = \frac{V_{CC}}{2R},$$

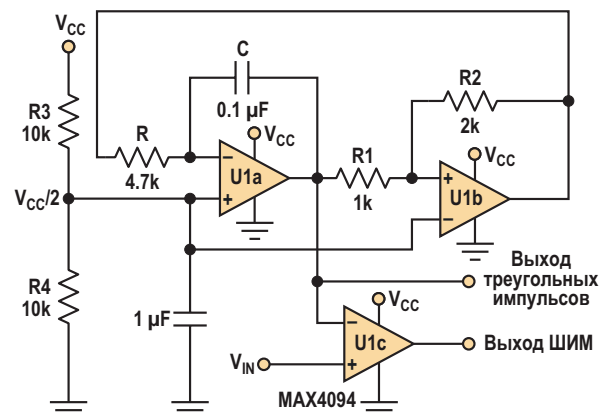


Рисунок 1. Эта схема из трех операционных усилителей вырабатывает треугольные и широтно-модулированные импульсы.

который заряжает конденсатор C. Таким образом, выходное напряжение интегратора U1A линейно увеличивается со временем. Когда оно достигает уровня $0.75 V_{CC}$, компаратор U1b переключается, и на его выходе устанавливается максимальное напряжение (V_{CC}). С этого момента выходное напряжение интегратора начинает линейно уменьшаться. Когда оно достигает $0.25 V_{CC}$, выходное напряжение компаратора вновь становится нулевым, и цикл повторяется. Таким образом, выходной сигнал интегратора представляет собой треугольные импульсы, изменяющиеся между уровнями $0.25 V_{CC}$ и $0.75 V_{CC}$.

Компаратор U1c сравнивает треугольные импульсы с постоянным уровнем V_{IN} . На выходе компаратора получаются прямоугольные импульсы с коэффициентом заполнения,

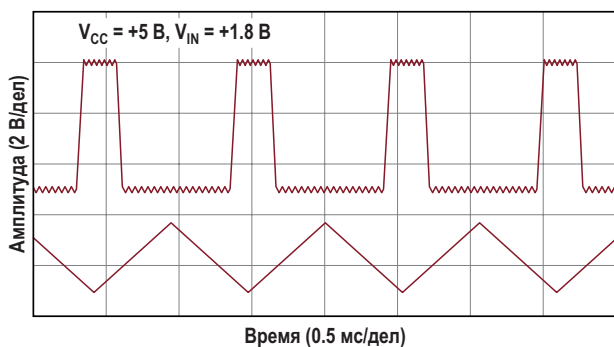


Рисунок 2. Осциллограммы широтно-модулированных и треугольных импульсов схемы.

изменяющимся от 0 до 100% при изменении V_{IN} от 0.25 до 0.75 V_{CC} (Рисунок 2). Частота определяется номиналами компонентов R , C , $R1$ и $R2$:

$$f = \frac{R2}{4RCR1},$$

где $R2 > R1$.

Отношение сопротивлений резисторов $R2$ и $R1$ влияет на рабочую частоту и амплитуду треугольных импульсов. Если максимальное напряжение треугольных импульсов обозна-

чить как V_{TH} , а минимальное – V_{TL} , их амплитуда будет равна

$$V_{TH} = V_{CC} \frac{R1 + R2}{2 \cdot R2}$$

и

$$V_{TL} = V_{CC} \frac{R2 - R1}{2 \cdot R2},$$

где $R2 > R1$. Откуда

$$V_{TH} - V_{TL} = V_{CC} \frac{R1}{R2} \quad (R2 > R1).$$

Средний уровень треугольных импульсов смещен на напряжение $V_{CC}/2$, определяемое резисторами $R3$ и $R4$. В показанной конфигурации схемы модулятор работает от одного источника питания. Для маломощных приложений используйте микромощные ОУ и резисторы с более высокими сопротивлениями (R и $R1$ - $R4$), а для высокочастотных приложений – быстродействующие ОУ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4094](#)

ПНЧ с питанием от одного элемента

Jim Williams

Высокая скорость и точность – не единственные области, где требуются специальные схемы ПНЧ. На Рисунке 1 показана схема, которая работает от одного 1.5-вольтового элемента и потребляет ток всего 125 мкА. В схеме используется двоянный микромощный компаратор LT1017 в конфигурации сервоуправляемого зарядового насоса. Входное напряжение подается на компаратор C1, который, благодаря компенсирующим конденсаторам 10 мкФ и 1 мкФ, работает как операционный усилитель. RC-цепочка 110 кОм/0.02 мкФ, на которую нагружен выход C1, определяет

линейный характер нарастания выходного напряжения (Рисунок 2, осциллограмма А).

Во время нарастания напряжения высокий уровень выходного сигнала C2 удерживает транзистор Q1 в выключенном состоянии, а транзистор Q2 – во включенном. Потенциал на переходах база-эмиттер транзисторов Q3-Q4 источника опорного напряжения равен нулю (осциллограмма В). Конденсатор 0.01 мкФ не получает заряда. Когда уровень пилообразного напряжения достигает потенциала неинвертирующего входа компаратора C2, происходит переключение схемы.

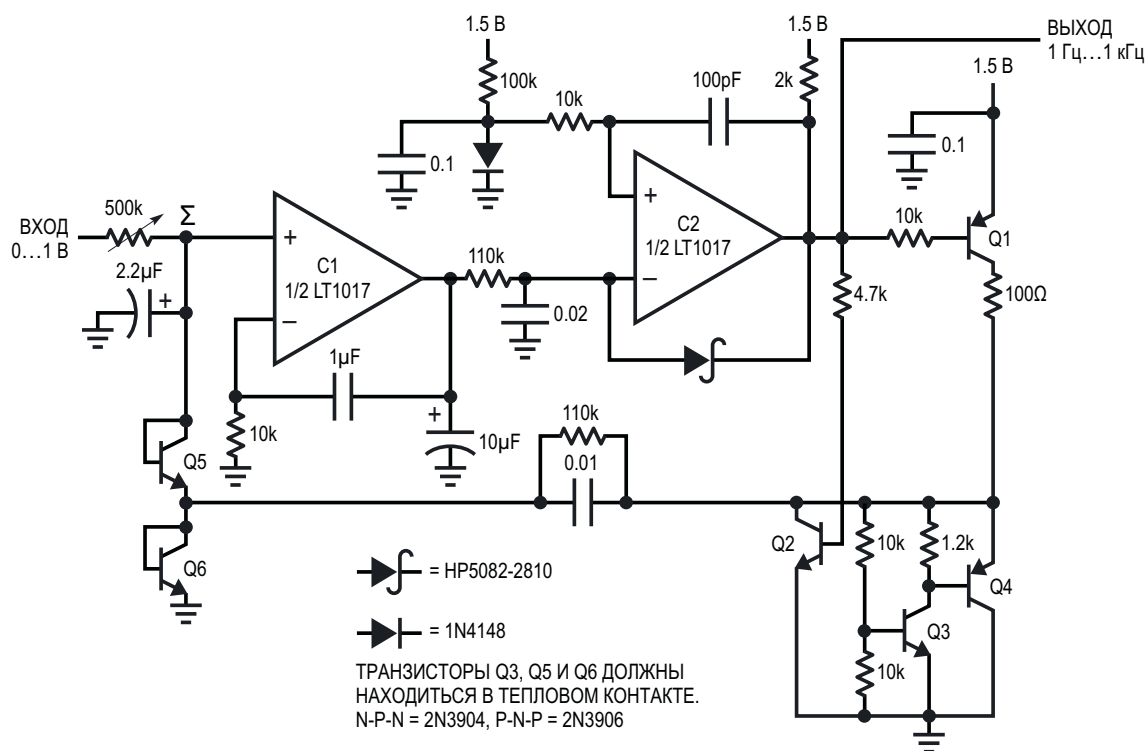


Рисунок 1. ПНЧ с питанием от одного элемента 1.5 В.

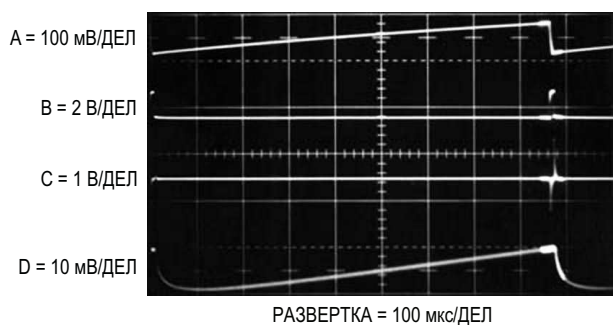


Рисунок 2. Осциллограммы схемы ПНЧ с питанием от одного элемента.

Выход С2 переключается в низкий уровень, и конденсатор 0.02 мкФ разряжается. Положительная обратная связь по переменному току (осциллограмма С) «подвешивает» С2 на время, достаточное для сброса пилы примерно на 80 мВ. Одновременно с этим транзистор Q1 включается, а Q2 выключается. Источник опорного напряжения Q3-Q4 включается (осциллограмма В) и через транзистор Q6 заряжает конденсатор 0.01 мкФ.

Когда положительная обратная связь компаратора С2 разрывается, его выходное напряжение снова становится высоким, выключая Q1 и открывая Q2. Теперь конденсатор 0.01 мкФ разряжается, заставляя ток течь из конденсатора 2.2 мкФ, подключенного

к суммирующей точке компаратора С1 (осциллограмма D), через транзисторы Q5 и Q2. С1 управляет частотой этого генератора, устанавливая такое значение, которое необходимо для поддержания напряжения суммирующей точки С1 вблизи нуля. Поскольку ток на входе компаратора С1 является линейной функцией входного напряжения, зависимость частоты генератора от этого напряжения также линейна. Комбинация конденсатора 1 мкФ и резистора 10 кОм в цепи компаратора С1 обеспечивает стабильность контура обратной связи. Резистор 110 кОм и параллельный ему конденсатор 0.01 мкФ влияют на характеристику разряда, улучшая общую линейность схемы.

Температурный коэффициент напряжения 1.2 В опорного источника на транзисторах Q3-Q4 в значительной степени компенсируется температурными коэффициентами напряжений р-п переходов транзисторов Q5 и Q6, что обеспечивает дрейф усиления схемы в 250 ppm/°C. Разряд батареи вносит менее 1% погрешности за 1000 часов работы. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1017](#)
2. [Datasheet Avago Technologies 5082-2810](#)

В прецизионном программируемом источнике тока используются две микросхемы

Stefano Salvatori, Pietro Oliva

EDN

В этой статье микросхема прецизионного источника тока объединяется с микросхемами прецизионного дифференциального усилителя для создания программируемого источника втекающего или вытекающего тока.

Программируемый резистором источник втекающего/вытекающего тока на Рисунке 1 иллюстрирует базовую топологию, основанную на использовании точно согласованных соотношений сопротивлений резисторов, расположенных на одном кристалле, вместо решений, основанных на абсолютных допусках.

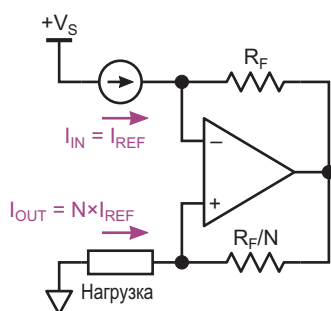


Рисунок 1. Ток I_{REF} может быть увеличен или уменьшен до нагрузки в зависимости от значения N .

Источник тока I_{IN} создает опорное напряжение на резисторе R_F , подключенном к инвертирующему входу операционного усилителя. Такой же потенциал присутствует на резисторе R_F/N , поэтому выходной ток будет равен $N \times I_{IN}$.

Несмотря на небольшой диапазон допустимых напряжений, обусловленный отсутствием прямых подключений к входам ОУ, в качестве однокристалльного делителя тока могут использоваться микросхемы LT1991/5/6. На Рисунке 2 показан пример схемы с микросхемой REF200 в качестве источника входного опорного тока. Из-за высокого сопротивления внутреннего резистора обратной связи, подключенного к инвертирующему входу операционного усилителя (450 кОм), необходимо

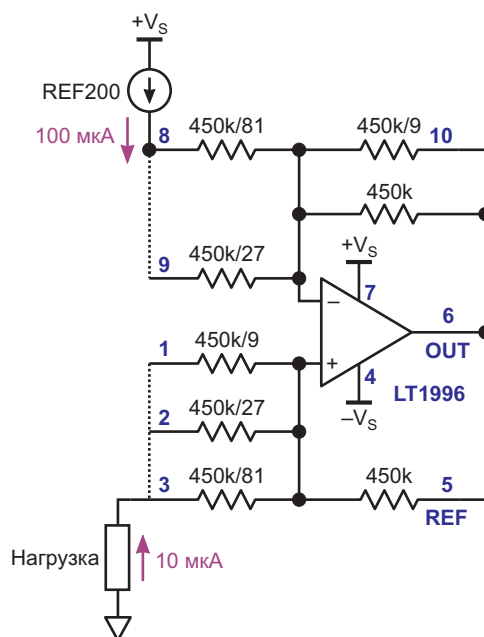


Рисунок 2. LT1996 используется в качестве программируемого источника втекающего/вытекающего тока; в данном случае опорный ток делится на 10.

параллельно ему подключить резистор 450/9 кОм, чтобы избежать насыщения выхода операционного усилителя, вызванного входящим током I_{IN} . Таким образом, сопротивление резистора отрицательной обратной связи станет равно 450/10 кОм, или 45 кОм.

При сопротивлении резистора положительной обратной связи 450 кОм значение N для Рисунка 2 равно 0,1, что дает выходной вытекающий ток 10 мкА. Используя остальные доступные внутренние резисторы, можно получить другие значения выходного тока. Если необходим источник вытекающего тока, поменяйте включение микросхемы REF200 на противоположное и подключите ее к $-V_S$.

Пунктирные линии на Рисунках 2 и 3 показывают, как можно соединить параллельно неиспользуемые внутренние резисторы, чтобы уменьшить падение напряжения в цепях опорного тока и нагрузки.

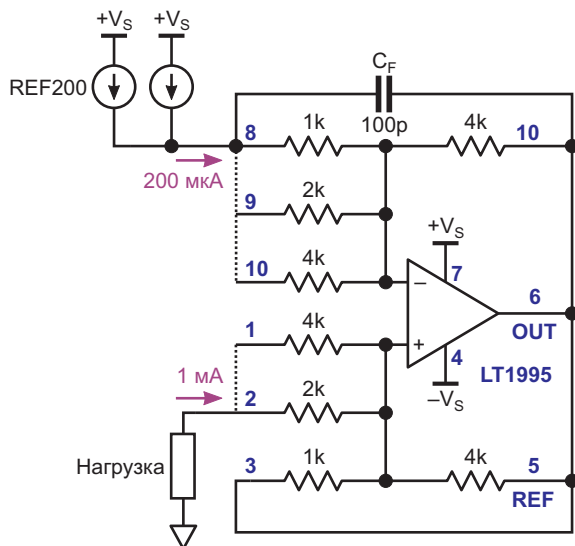


Рисунок 3. В микросхему LT1995 вытекает ток, в пять раз превышающий ток опорного источника.

На Рисунке 3 показано аналогичное решение на основе микросхемы LT1995, используемое для увеличения выходного тока; в данном случае путем суммирования токов двух секций REF200 и умножения в пять раз.

Отсутствие внутреннего конденсатора частотной коррекции в микросхеме LT1995 может быть причиной неустойчивости. Как было проверено экспериментально, схема на Рисунке 3 будет возбуждаться на частоте несколько мегагерц, если не установить пока-

Таблица 1. Подключения выводов микросхемы LT1995 для соотношения токов I_{OUT}/I_{IN} от 2 до 7

I_{OUT}/I_{IN}	P1 выв. 1	P2 выв. 2	P4 выв. 3	REF выв. 5	C_F
2	—	OUT	Нагрузка	—	33 пФ
3	—	OUT	Нагрузка	OUT	100 пФ
4	—	Нагрузка	OUT	—	33 пФ
5	—	Нагрузка	OUT	OUT	100 пФ
6	Нагрузка	OUT	OUT	—	100 пФ
7	Нагрузка	OUT	OUT	OUT	1 нФ

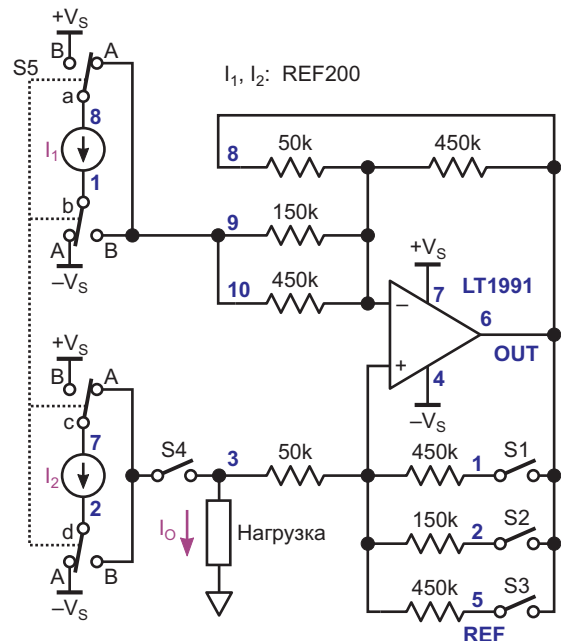


Рисунок 4. Микросхема LT1991 может использоваться для получения вытекающего/вытекающего тока от 10 до 90 мкА с шагом 10 мкА.

Таблица 2. Положения переключателей для различных уровней тока

I_{OUT} (мкА)	S1	S2	S3	S4	S5	
					Вытекающий	Втекающий
10	ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	А	В
20	ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	А	В
30	ВЫКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	А	В
40	ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	А	В
50	ВКЛ	ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	А	В
60	ВКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	В	А
70	ВЫКЛ	ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	В	А
80	ВКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	ВКЛ	В	А
90	ВКЛ	ВЫКЛ	ВЫКЛ	ВКЛ	В	А

занный на схеме конденсатор емкостью 33-100 пФ.

В Таблице 1 приведены варианты подключения выводов микросхемы LT1995 для получения соотношений токов I_{OUT}/I_{IN} от 2 до 7.

На Рисунке 4 показан программируемый источник тока на основе микросхемы LT1991, в котором сопротивления внутренних резисторов имеют соотношение 1:3:9.

Схема может выдавать выходной ток от 10 до 90 мкА с шагом 10 мкА. Для токов до 50 мкА принцип остается тем же, что и раньше. При токе выше 50 мкА используется второй источник опорного тока микросхемы REF200 для добавления к нагрузке тока

100 мкА нужной полярности, чтобы получить желаемый выходной ток. В Таблице 2 показаны положения переключателей для различных уровней тока. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1991](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1995](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1996](#)
4. [Datasheet Texas Instruments REF200](#)

Декоративная подсветка на основе «гибкого неона»

Александр Корнев

Источники света уже давно перестали применяться исключительно ради одной их основной функции – освещения. В последние годы широко популярным стало применение разноцветных источников света в декоративной подсветке или RGB подсветке. С ее помощью можно совершенствовать домашний декор, создавать оригинальный дизайн магазинов, витрин, рекламных щитов и вывесок, подсвечивать элементы ландшафта, архитектурные сооружения, дорожки, создавать декор интерьера в жилых помещениях, декор в автомобилях и т.д. Например, в архитектурной декоративной подсветке зданий, улиц, ландшафта парков правильно сформированные световые акценты способны придать объектам уникальный и в чем-то даже, можно сказать, мистический вид. Поэтому архитектурная декоративная подсветка зданий, построек, основных достопримечательностей, фонтанов и других объектов является неотъемлемой частью вечерней улицы любого города. Некоторые примеры декоративной подсветки показаны на Рисунке 1. Декоративная подсветка имеет свои плюсы, а именно:

- При освещении культурно-развлекательных и торговых центров – способствует привлечению посетителей в такие заведения.
- Подсветка муниципальных, административных и жилых домов делает их яркими и особенными, что дарит жителям города хорошее настроение.
- Наружное освещение таких объектов как, например, рекламных щитов и различных вывесок, выделит их из множества других, что привлекает к ним внимание.
- Декоративная подсветка витрин в магазинах существенно улучшает внешний вид



Рисунок 1. Некоторые примеры применения декоративной подсветки.

товара и делает его привлекательным в глазах покупателей.

- Создание особого освещения в интерьере квартиры или бара, или других общественных мест позволяет существенно разнообразить дизайн и придать уютную и теплую атмосферу.
- Подсветка ландшафтов садов или парков необходима для создания комфортных условий прогулок в вечернее время и для придания этой площади атмосферы уюта.
- RGB подсветка различных водоемов, аквариумов и бассейнов также привлекает к ним внимание посетителей.

Один из вариантов схемы достаточно мощного RGB светильника для декоративной подсветки изображен на Рисунке 2. В основе схемы используются гибкие герметичные светодиодные ленты, так называемый гибкий неон, ARL-NEON-2615-SIDE 230V [1] 4-х цветов: красного, зеленого, синего и холодного

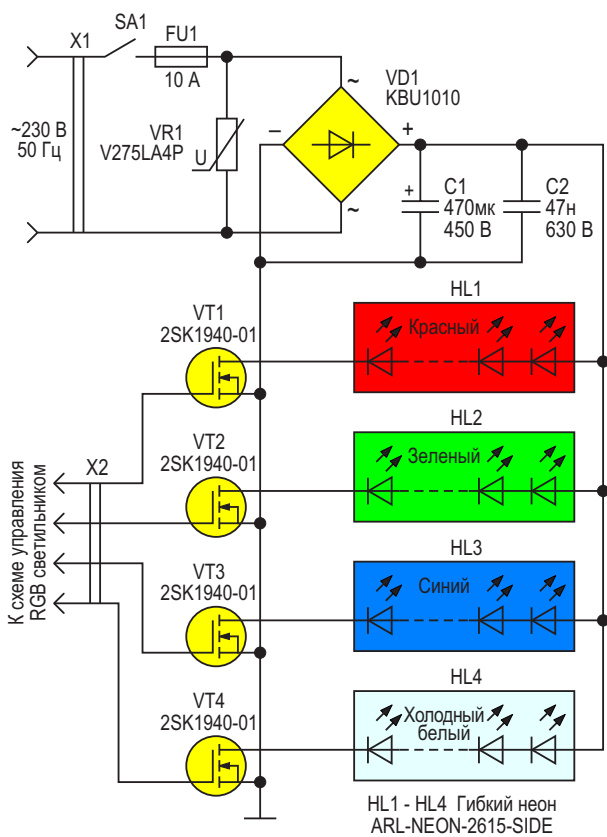


Рисунок 2. Схема мощного RGB светильника.

белого. Данная светодиодная лента – гибкий неон состоит из светодиодов SMD 2835, заключенных в гибкие трубки из прозрачного силикона (ПВХ), что обеспечивает высокую яркость и насыщенность цвета, сохраняя при этом эффект мягкого и равномерного свечения (Рисунок 3). Плотность светодиодов в одном метре ленты составляет 108 штук. Типовой ток потребления одного метра ленты – 0.03 А (8 Вт/м). Ленты выпускаются бухтами 50-метровой длины с минимальным шагом отрезки 1 метр, что позволяет создавать 4-цветные RGB светильники от 32 ватт (метровые отрезки ленты) и вплоть до 1600 ватт (50-метровые ленты).

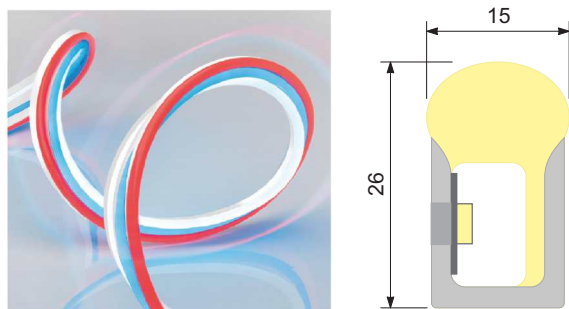


Рисунок 3. Гибкий неон.

Для подсветки небольших объектов можно использовать маломощный RGB светильник, схема которого изображена на Рисунке 4. В схеме используются светодиоды повышенной яркости SMD 3014 для поверхностного монтажа (HL1 – HL13). Для стабилизации тока светодиодов 30 мА используются диодные источники тока AA1 – AA4. Подключение светодиодных линеек к схеме управления RGB светильником осуществляется посредством транзисторных ключей VT1. Количество светодиодов в линейке определяется напряжением питания, суммарным падением напряжения на светодиодах и падением напряжения на источнике тока. Например, при напряжении питания 24 В количество светодиодов в линейке удваивается.

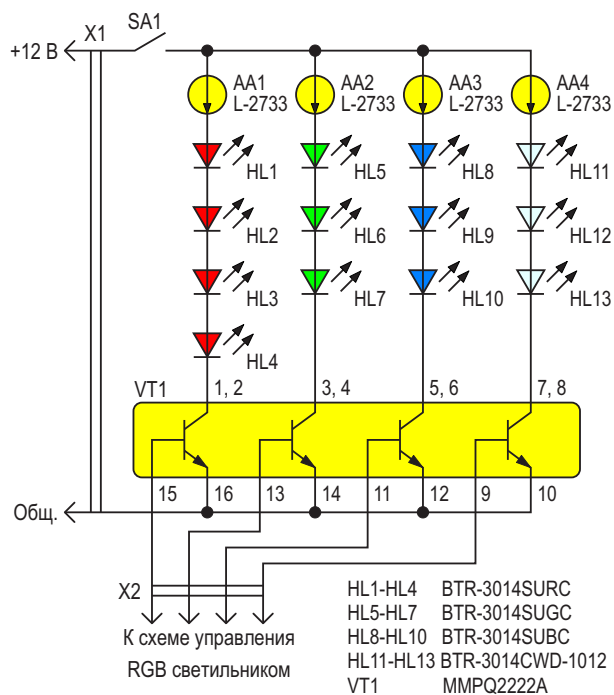


Рисунок 4. Схема маломощного RGB светильника.

На Рисунке 5 изображена схема управления RGB светильником. Для управления светом используются два режима работы схемы: режим одноцветной подсветки и режим многоцветной подсветки. Режим работы определяется положением переключателя SA2. В верхнем по схеме положении переключателя выполняется режим одноцветной подсветки объекта, а в нижнем положении – многоцветной. Для переключения режимов используется электронный переключатель ADG774

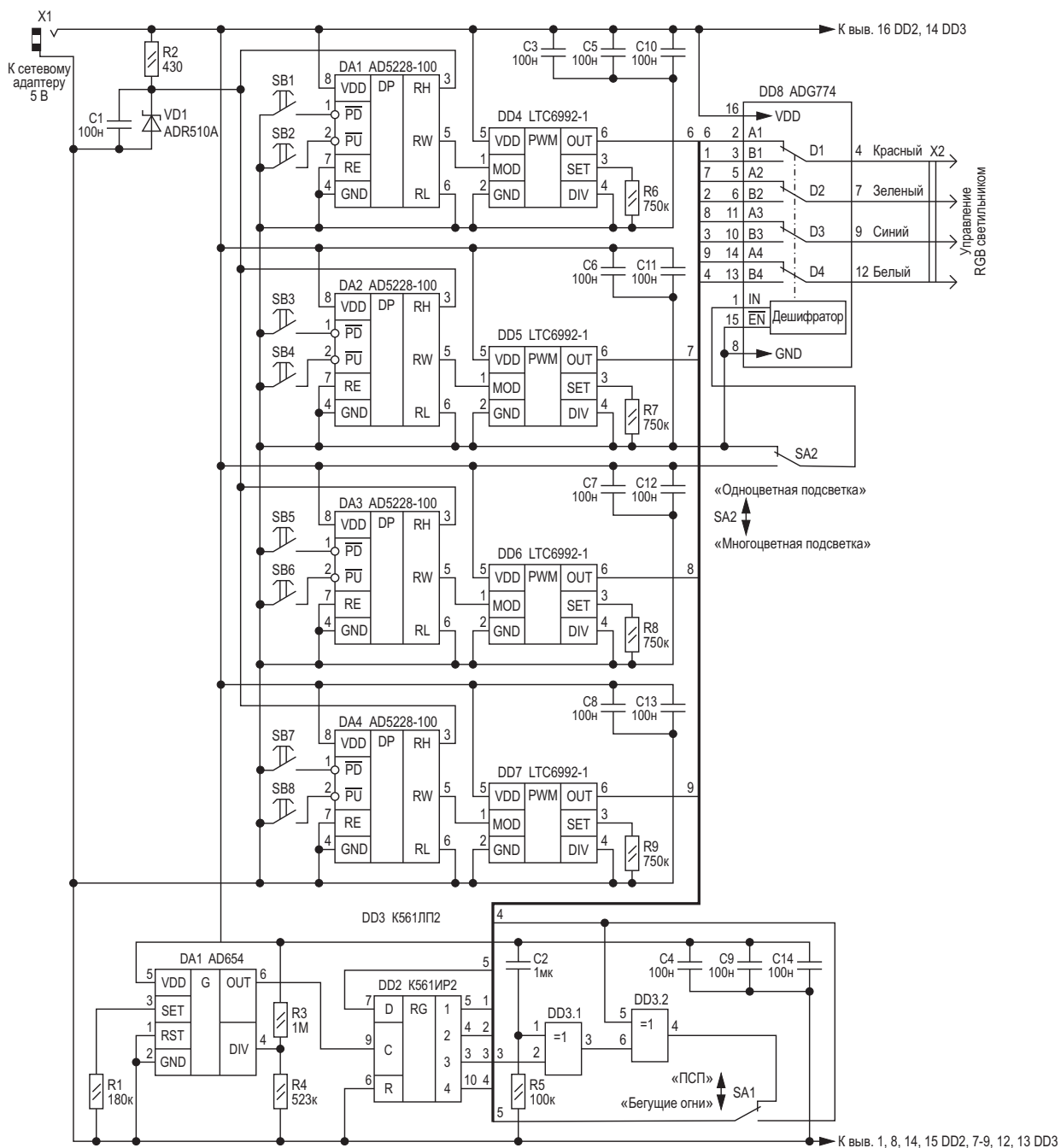


Рисунок 5. Схема управления RGB светильником.

(DD8). В режиме одноцветной подсветки цвет выбирается путем управления интенсивностью освещения в каждом канале RGB светильника. Раздельное изменение интенсивности освещения в светодиодных линейках светильника позволяет получить достаточно большое количество различных оттенков цвета. Этот процесс управления освещенностью еще называют диммированием.

Диммирование производится путем изменения скважности импульсной последова-

тельности (широтно-импульсная модуляция – ШИМ), поступающей на входы управления RGB светильников. В схеме для изменения скважности применяются микросхемы ШИМ генераторов LTC6992-1 (DD4 – DD7). Скважность импульсов на выходах генераторов можно регулировать от 0 до 100% при изменении напряжения на управляющем входе MOD (вывод 1) от 0 до 1 В. Изменение управляющего напряжения производится дискретно 32-разрядными цифровыми резисторами

AD5228-100 (DA2 – DA4). Опорное напряжение 1 В для управления ШИМ генераторами формирует ИОН ADR510A (VD1). Частота ШИМ генератора составляет 67 кГц и определяется номиналом резистора, подключенного к контакту 3 (SET) микросхемы. Частота ШИМ генератора может быть иной, которую можно рассчитать по формуле, приведенной в техническом описании этой микросхемы.

В режиме многоцветной подсветки, в свою очередь, используются два режима работы – режим поочередного включения цветов, так называемый режим «бегущие огни», и режим изменения цвета по закону случайных чисел, а точнее, псевдослучайных чисел (ПСП – псевдослучайная последовательность). В верхнем положении переключателя SA1 осуществляется режим изменения цвета по закону ПСП. В генераторе ПСП применяется 4-разрядный последовательный регистр сдвига K561IP2 (DD2). Если в регистр сдвига ввести обратные связи, каждая из которых формируется логической схемой сложения по модулю два (или «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ»), то с помощью такого устройства можно построить генератор псевдослучайной последовательности (псевдослучайных чисел). Применение 4-разрядного регистра сдвига в генераторе ПСП позволяет получить 15 случайным образом сгенерированных чисел, то есть, кроме основных четырех цветов подсветки можно получить еще 11 оттенков цвета.

В генераторах ПСП запрещено появление нулевой комбинации. Чтобы исключить это состояние регистра, при включении питания дифференцирующей цепочкой C2, R6 формируется короткий импульс с уровнем логической единицы, который по фронту тактового импульса записывается в первый разряд регистра. Более подробную информацию о работе генераторов ПСП можно найти в [2]. В нижнем положении переключателя SA1 регистр сдвига DD2 превращается в кольцевой регистр, при этом, соответственно, светодиодные линейки подключаются поочередно. Время подключения светодиодных линеек, как в первом, так и во втором режимах многоцветной подсветки, определяется частотой генератора LTC6991 (DD1) и зависит от номиналов резисторов R1, R3, R4. При указанных на схеме номиналах этих резисторов период следования (время переключения) чуть боль-

ше двух минут. Период следования можно изменить или сделать регулируемым. Формула расчета частоты генератора приведена в техническом описании этой микросхемы.

Питание схемы управления RGB светильником осуществляется от стандартного сетевого адаптера при питании светильника от сети 230 В. При питании светильника, например, от автомобильного аккумулятора, применяется обычный понижающий линейный стабилизатор 78L05. При использовании иных питающих напряжений светильника можно воспользоваться источником питания с широким диапазоном входных напряжений. Схема такого источника изображена на Рисунке 6.

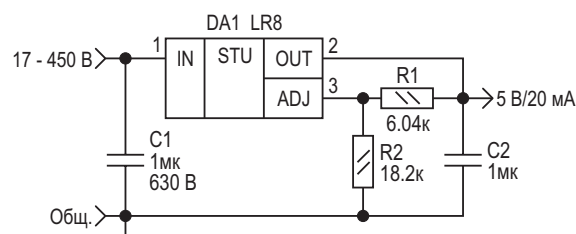


Рисунок 6. Источник питания с широким диапазоном входного напряжения.

Процесс переключения режимов работы светильника можно автоматизировать и, соответственно, исключить из схемы управления RGB светильником переключатели SA1 и SA2 (см. Рисунок 5). Схема для обеспечения автоматического переключения режимов работы светильника изображена на Рисунке 7. Режимы работы переключаются поочередно. Вначале первые 32 минуты осуществляется режим одноцветной подсветки. Затем следующие 32 минуты осуществляется режим подсветки по закону ПСП. Потом также в течение 32 минут осуществляется режим подсветки с поочередным включением светодиодных линеек. И так по кругу.

Время работы светильника в каждом из режимов, а именно 32 минуты, определяют одновибраторы DD2 – DD4 (ICM7242). Это время зависит от номиналов резистора и конденсатора, которые подключены к выводу 7 одновибратора. Формула для расчета длительности выходного импульса одновибратора приведена в техническом описании этой микросхемы. Эпюры напряжений в контроль-

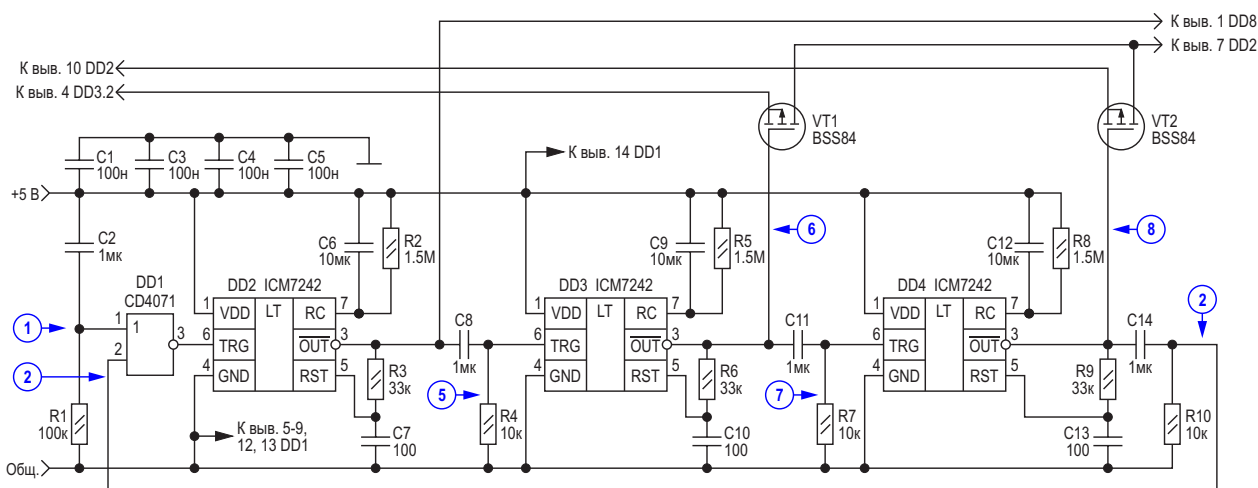


Рисунок 7. Автоматический переключатель режимов работы светильника.

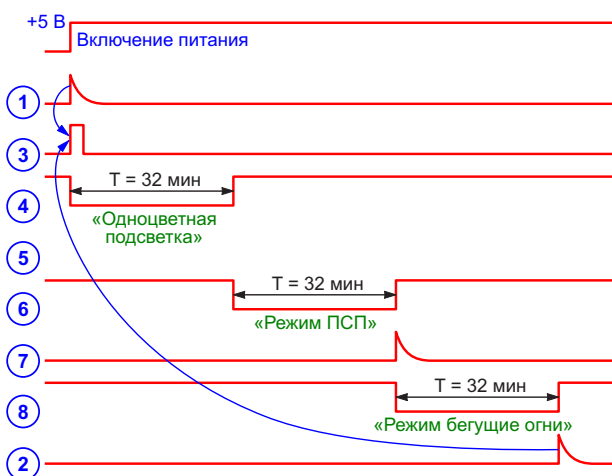


Рисунок 8. Эпюры напряжения в контрольных точках схемы автоматического переключателя режимов работы светильника.

ных точках схемы автоматического переключателя режимов работы светильника, поясняющие принцип ее работы, изображены на Рисунке 8.

О деталях. Оксидный конденсатор C1 (Рисунок 2) – алюминиевый ЕСАР-НЕ 470 мкФ/450 В (105 °С) 35×40 мм производства фирмы SAMWHA, конденсатор C2 (Рисунок 2) – пле-

ночный MER473K2JB производства фирмы Hitano. Все остальные конденсаторы во всех приведенных схемах керамические. Резисторы R1, R2 (Рисунок 6) и R3, R4 (Рисунок 5) с допуском не более 1%. Все остальные резисторы обычные, с допуском ±5%. **ПЛ**

Ссылки

1. [Инструкция по установке «Гибкого неона»](#)
2. [Исследование генератора псевдослучайных чисел](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Sunrise Holdings ARL-NEON-2615-SIDE](#)
2. [Datasheet SEMITEC CRD-L-2733](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD5228](#)
4. [Datasheet Analog Devices AD654](#)
5. [Datasheet Analog Devices ADG774](#)
6. [Datasheet Analog Devices ADR510](#)
7. [Datasheet Texas Instruments CD4071B](#)
8. [Datasheet Intersil ICM7242](#)
9. [Datasheet Analog Devices LTC6992-1](#)
10. [Datasheet Microchip LR8](#)
11. [Datasheet Diodes BSS84](#)
12. [Datasheet ISC 2SK1940-01](#)
13. [Datasheet Littelfuse V275LA4P](#)

Бесконтактный электрический звонок

Michael A. Shustov

EDN

Работа бесконтактного электрического звонка основана на изменении электрического сопротивления термочувствительного элемента (термосопротивления) при приближении пальца к кнопке звонка или при контакте с ней. Для исключения возможности подачи непрерывных звонков в устройстве использовано градиентное реле, включающее звонок только при условии непродолжительного изменения (повышения) температуры термочувствительного элемента.

Работа бесконтактного электрического звонка основана на использовании градиентного реле [1–3] с термочувствительным датчиком. При приближении пальца к термочувствительному датчику (терморезистору) температура его повышается, следовательно, изменяется его сопротивление. Срабатывает градиентное реле, включая звонок. Чувствительность устройства такова, что незначительное местное изменение температуры датчика приводит к срабатыванию звонка. После того, как палец будет убран, сопротивление терморезистора вернется к исходному состоянию, звонок отключится.

Использование подобного устройства особенно актуально во время эпидемий, поскольку передача вирусов и микробов без контакта с загрязненной кнопкой звонка менее вероятна.

Бесконтактный электрический звонок, Рисунок 1, выполнен с использованием компаратора DA1.1 микросхемы LM339. Работает он следующим образом. Сопротивления резистивного делителя R1 и R_{SENS} желательно выбрать 1:1. В исходном состоянии при включении устройства в точке соединения резисторов R1 и R_{SENS} напряжение на входах компаратора DA1.1 одинаково и примерно

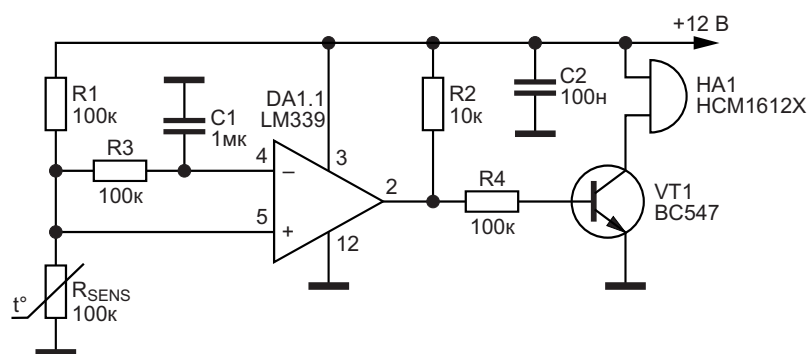


Рисунок 1. Электрическая схема бесконтактного дверного звонка.

равно половине напряжения питания. Следовательно, на выходе компаратора напряжение равно нулю. Элементом, обеспечивающим бесконтактное изменение состояния резистивного делителя входной цепи устройства, является терморезистор R_{SENS} .

Если поднести палец к термочувствительному элементу – резистору R_{SENS} , его сопротивление изменится. Можно просто дыхнуть на этот резистор. Это вызовет разбаланс напряжения на входах компаратора. Напряжение на правом выводе резистора R3 благодаря наличию конденсатора C1 останется неизменным некоторое время. В то же время напряжение на левом выводе резистора R3 изменится, что обеспечит переключение компаратора.

На выходе компаратора появляется напряжение высокого логического уровня. Это напряжение поступает на базу выходного транзистора VT1 BC547 или его аналога, транзистор открывается и подключает звонок (электромагнитный генератор звука со встроенной генераторной схемой HCM1612X) к источнику питания. Если отодвинуть палец от резистора R_{SENS} , сопротивление терморезистора вернётся к исходному состоянию, устрой-

ство вернётся в исходное состояние, звонок отключится.

В качестве резистора R_{SENS} могут быть использованы резисторы как с положительным, так и отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Устройство будет работать как в том, так и в другом случае. Для обеспечения правильной работы устройства, возможно, придется поменять местами входы компаратора DA1.1 (выводы 4 и 5). [РЛ](#)

Литература

1. Шустов М.А. Градиентное реле. Радиолюбитель. 2000. № 10. С. 28–29.
2. Shustov M.A., Shustov A.M. "Gradient Detector a new device for the monitoring and control of the signal deviations". Elektor Electronica Fast Forward Start-Up Guide 2016–2017. 2017. pp. 44–47.
3. Shustov M.A., Shustov A.M. "Electronic Circuits for All". London, Elektor International Media BV, 2017, 397 p.; "Elektronika za sve: Priručnik praktične elektronike". Niš: Agencija EHO, 2017; 2018, 392 St. (Serbia).

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet JL World HCM1612X](#)

Имитатор батареи с плавающим выходом и переменным потенциалом

Jim Williams

При разработке мониторов напряжения батареи [1] используются имитаторы с переменным потенциалом плавающего выхода. Эта возможность позволяет проверять точность монитора в широком диапазоне напряжений батареи. Плавающий имитатор заменяет элемент питания в батарее, позволяя напрямую получить любое требуемое напряжение.

Схема на Рисунке 1 представляет собой просто питающийся от батареи повторитель (A1) с выходным усилителем тока (A2).

Источник опорного напряжения LT1021 и потенциометрический делитель высокого разрешения позволяют осуществлять точную настройку выходного напряжения с точностью до 1 мВ. Композитный усилитель разгружает делитель и управляет конденсатором емкостью 680 мкФ, имитирующим батарею. Диоды исключают обратное смещение выходного конденсатора при включении питания, а комбинация 1 мкФ - 150 кОм обеспечивает устойчивость контура обратной связи.

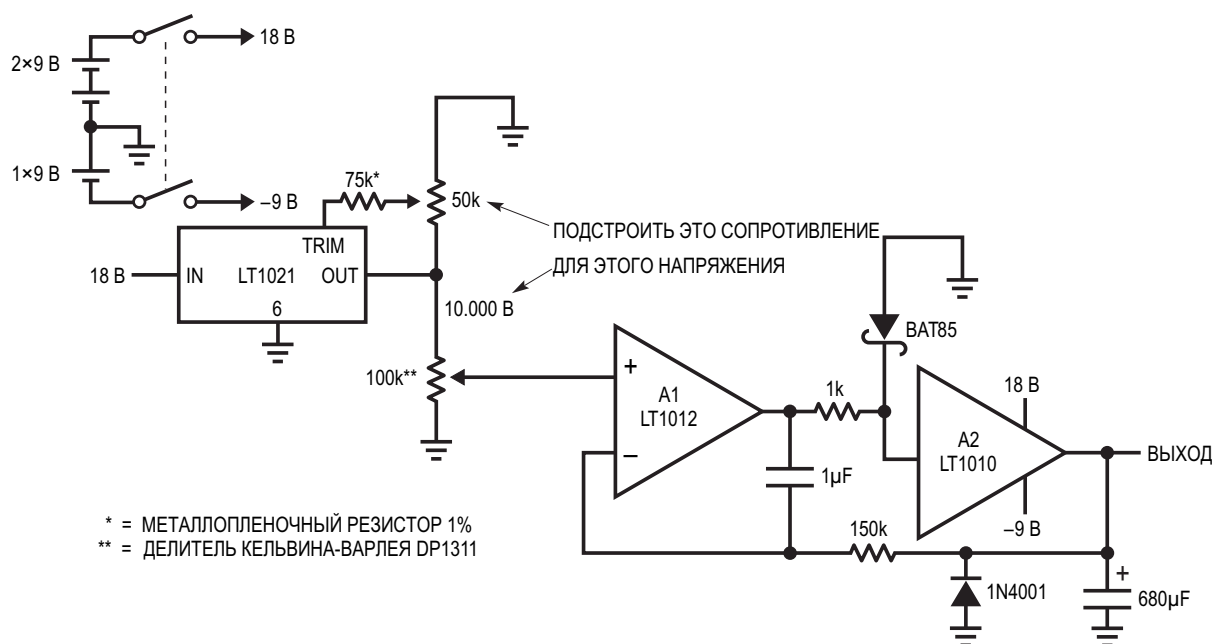


Рисунок 1. Имитатор батареи имеет плавающий выход, напряжение на котором устанавливается с точностью 1 мВ. Усилитель A1 разгружает делитель Кельвина-Варлея, а A2 буферизует емкостную нагрузку.

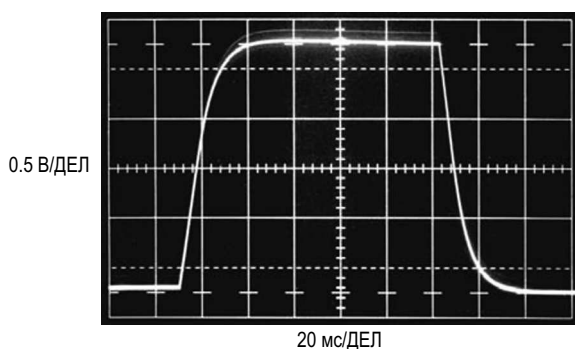


Рисунок 2. Цепь коррекции 150 кОм-1 мкФ обеспечивает чистый отклик, несмотря на выходной конденсатор емкостью 680 мкФ.

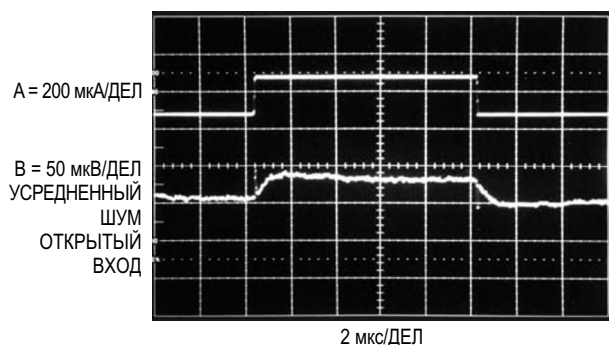


Рисунок 3. Отклик имитатора батареи (осциллограмма В) на импульс тока монитора на выходе (осциллограмма А). Замкнутый контур управления и конденсатор емкостью 680 мкФ ограничивают выброс выходного напряжения имитатора в пределах 30 мкВ. Для наблюдения отклика требуются усреднение шума и чувствительность 50 мкВ/деление.

На Рисунке 2 показана реакция контура регулирования на входной скачок. Несмотря на огромную емкостную нагрузку усилителя А2, перерегулирования или нежелательной динамики не наблюдается. Монитор батареи определяет напряжение батареи, подавая в нее ток и измеряя результирующее напряжение на зажимах (снова см. [1]). На Рисунке 3 показана реакция имитатора батареи (осциллограмма В) на импульс тока монитора на выходе (осциллограмма А). Замкнутый контур управления и конденсатор емкостью 680 мкФ ограничивают выброс выходного напряжения имитатора в пределах 30 мкВ. Эта ошибка настолько мала, что для ее наблюдения потребовались методы усреднения шумов и предусилитель осциллографа с высоким коэффициентом усиления. [РЛ](#)

Ссылка

1. Williams, Jim, and Thoren, Mark, "Developments in battery stack voltage measurement," Application Note 112, Linear Technology Corporation, March 2007.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1010](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1012](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1021](#)
4. [Datasheet NXP BAT85](#)
5. [Datasheet TEGAM DP1311](#)

Линейный приемник обеспечивает самотестирование

Richman JL

EDN

Системы, в которых используются линейные приемники для дифференциальных входных сигналов, требуют адекватной возможности самотестирования. Используя LM339 (счетверенный компаратор), можно обеспечить такую возможность, создав схему, показанную на Рисунке 1. Резисторы R_1 и R_5 подтягивают входные линии к шине питания, а R_2 подтягивают ВХОДНОЙ СИГНАЛ «1» к земле всякий раз, когда дифференциальный драйвер и драйверы самотестирования выключены. В этом состоянии R_2 обеспечивает наличие дифференциального входного напряжения, которое приемник воспринимает как «0». Инвертирующие входы двух драйверов само-

тестирования привязаны к пороговому напряжению, определяемому соотношением сопротивлений резисторов R_3 и R_4 ; обычно этот порог составляет 1.5 В.

Поскольку выходной каскад LM339 представляет собой транзистор с открытым коллектором, всякий раз, когда напряжение на неинвертирующем входе компаратора становится больше, чем на инвертирующем, выход компаратора отключается. Поэтому программная установка «1» на входы компараторов ТЕСТ ПРИЕМНИКА «1» и ТЕСТ ПРИЕМНИКА «0» позволяет дифференциальному драйверу управлять входными линиями приемника во время нормальной работы. Установ-

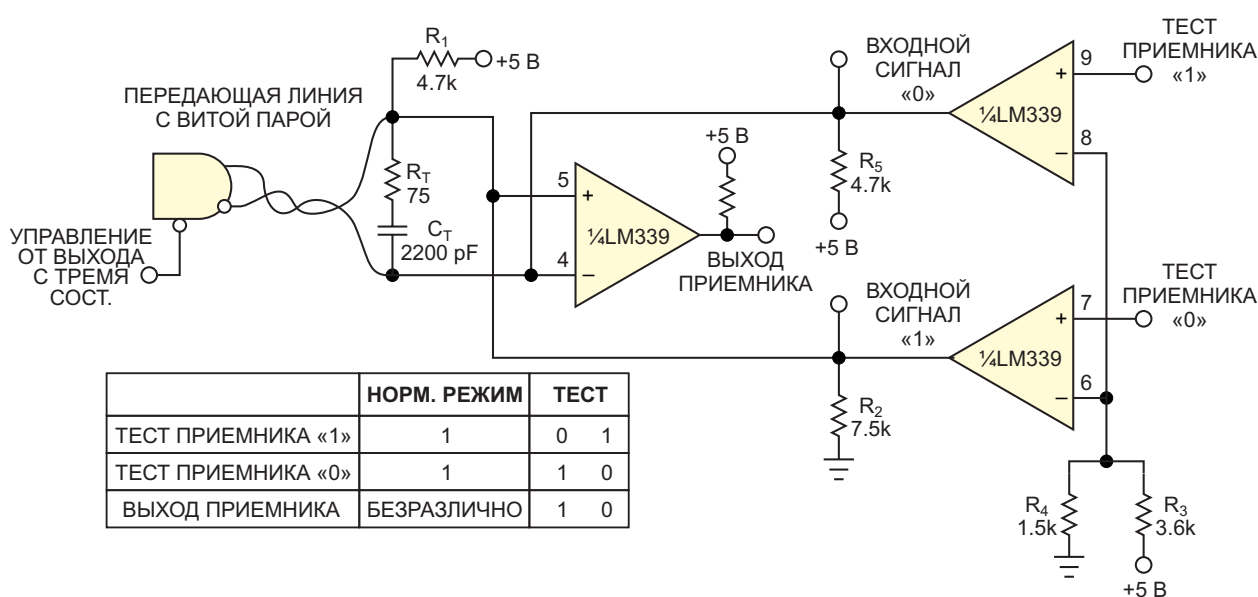


Рисунок 1. Выбрав нужное устройство, можно сделать дифференциальный линейный приемник с возможностью программируемого самотестирования.

ка «1» на вход ТЕСТ ПРИЕМНИКА «1» и «0» на вход ТЕСТ ПРИЕМНИКА «0», когда дифференциальный драйвер выключен, приводит к переходу в состояние дифференциального «0» на входах приемника. В этом случае, если приемник исправен, на его выходе должен быть «0». Аналогично, установка «0» на вход ТЕСТ ПРИЕМНИКА «1» и «1» на вход ТЕСТ ПРИЕМНИКА «0» приводит к появле-

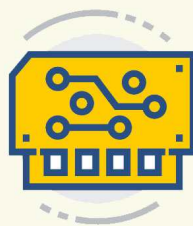
нию «1» на выходе приемника, опять же, если приемник исправен, а дифференциальный драйвер выключен. Эти состояния сведены в таблицу истинности и могут быть легко запрограммированы с помощью компьютера или ручных переключателей. **РЛ**

Материалы по теме

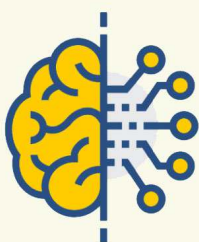
1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)



Радиодетали



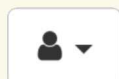
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

жать этих издержек, можно использовать схему защиты, управляемую микроконтроллером (Рисунок 1).

При использовании традиционных методов шунт защищают быстродействующим предохранителем или автоматическим выключателем, отключающим петлю, который затем снова включается через заданный промежуток времени. Схема на Рисунке 1 обеспечивает защиту, которая срабатывает намного быстрее, чем предохранитель. Микросхема IC₁, самое медленное устройство в схеме, выключается менее чем за 500 мкс. Она обеспечивает более точный порог срабатывания, чем предохранитель, и, конечно же, не требует замены предохранителя. Вместо того, чтобы заставлять вас выключать и включать питание для восстановления петли, управление схемой защиты обеспечивает микроконтроллер. Микроконтроллер также регистрирует событие, тем самым предоставляя запись о том, что система активировала схему защиты.

Схема защиты практически не влияет на аналоговый входной интерфейс. Входной ток буфера IC₂ не превышает 30 пА. Сопротивление замкнутого ключа оптоизолятора IC₁ менее 2 Ом. Схема не требует дополнительных изолированных каналов данных или портов ввода-вывода микроконтроллера и предотвращает повреждения при монтаже или ремонте системы. Она также отключает петлю после включения питания и при отсутствии питания.

Алгоритм защиты реализуется с помощью компаратора отказа питания и схемы сторожевого таймера микросхемы IC₃, имеющих отдельные выходы, а также D-триггера IC₆.

При включении питания триггер находится в состоянии сброса, а токовая петля разомкнута из-за высокого уровня выходного сигнала RESET супервизора IC₃, поступающего на вход логического элемента IC₄ «ИЛИ-НЕ». После первого перехода от низкого уровня к высокому на линии SCK (такты сг-

нал) нарастающий фронт сигнала \overline{WDO} микросхемы IC₃ (выход сторожевого таймера) устанавливает триггер в «лог. 1» и подает ток в твердотельное реле IC₁, тем самым подключая вход к петле.

В случае, если ток петли превышает 27 мА, высокий уровень на выводе \overline{PFO} микросхемы IC₃ (выход компаратора сбоя питания) сбрасывает триггер и выключает оптоизолятор IC₁. Через логический элемент IC₅ микроконтроллер подает единицы на вход MISO, что означает перегрузку по току.

Чтобы снова включить петлю, микроконтроллер должен остановить линию SCK не

менее чем на 2.4 секунды. Первый же следующий за этим переход линии SCK от низкого уровня к высокому снова подключает токовую петлю. **Рл**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC1G02](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC1G32](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC1G74](#)
4. [Datasheet Analog Devices MAX6706](#)
5. [Datasheet Analog Devices MAX9910](#)
6. [Datasheet Broadcom ASSR-1410](#)

Драйверы светодиодов минимизируют рассеиваемую мощность

Fons Janssen

EDN

В одном из вариантов управления светодиодами высокой яркости используется стандартный понижающий преобразователь (Рисунок 1). На измерительном резисторе R_S падает напряжение обратной связи V_{FB} , которое устанавливает требуемый ток светодиода I_{LED} в соответствии с формулой

$$R_S = \frac{V_{FB}}{I_{LED}}.$$

К сожалению, для большинства понижающих преобразователей требуется относительно высокое напряжение обратной связи порядка 1 В, из-за чего на измерительном резисторе рассеивается большая мощность

$$P_{SENSE} = V_{FB} \cdot I_{LED}.$$

Уменьшение сопротивления токоизмерительного резистора и добавление операционного усилителя для повышения измеряемого напряжения снижает потери мощности (Рисунок 2). В некоторых случаях операционный усилитель можно исключить, используя для повышения напряжения считывания стабильное опорное напряжение, выход которого имеется в некоторых микросхемах преобразователей (Рисунок 3). Импульсному преобразователю MAX1951 требуется напряжение обратной связи 800 мВ, а напряжение V_{REF} на его опорном выводе составляет 2 В.

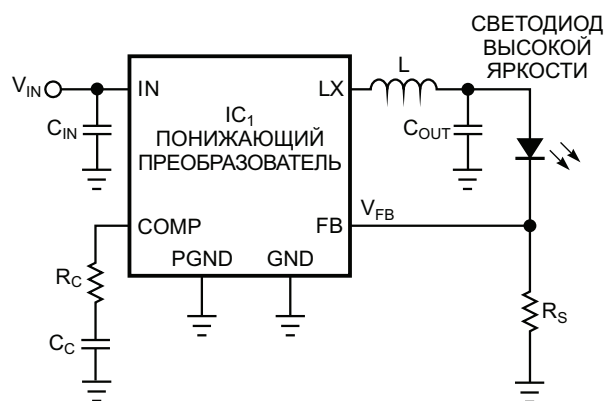


Рисунок 1. Обычный понижающий преобразователь IC_1 обеспечивает питание постоянным током светодиода высокой яркости.

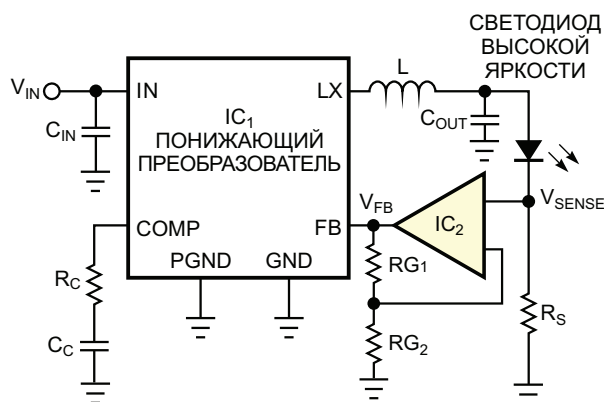


Рисунок 2. Операционный усилитель IC_2 увеличивает сигнал ошибки тока светодиода и снижает мощность, рассеиваемую токоизмерительным резистором.

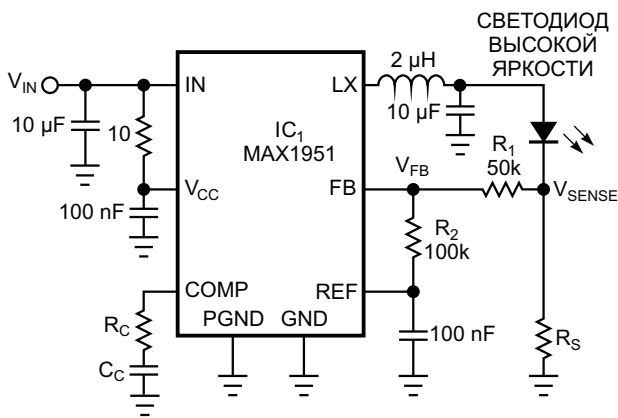


Рисунок 3. Коррекция сигнала обратной связи повышает КПД этого драйвера светодиода высокой яркости на основе понижающего преобразователя.

Подключение 50-килоомного резистора R_1 между R_S и V_{FB} и резистора R_2 сопротивлением 100 кОм между опорным выводом и выводом обратной связи смещает рабочую точку с 200 мВ на резисторе R_S до 800 мВ на выводе обратной связи:

$$V_{FB} = V_{REF} \frac{50k}{50k+100k} + V_{SENSE} \frac{100k}{50k+100k} = 0.667 \text{ В} + 0.667 V_{SENSE}$$

Таким образом, для $V_{SENSE} = 0.2 \text{ В}$ $V = 0.8 \text{ В}$. С помощью двух недорогих резисторов мощность, рассеиваемая токоизмерительным резистором, уменьшается в четыре раза.

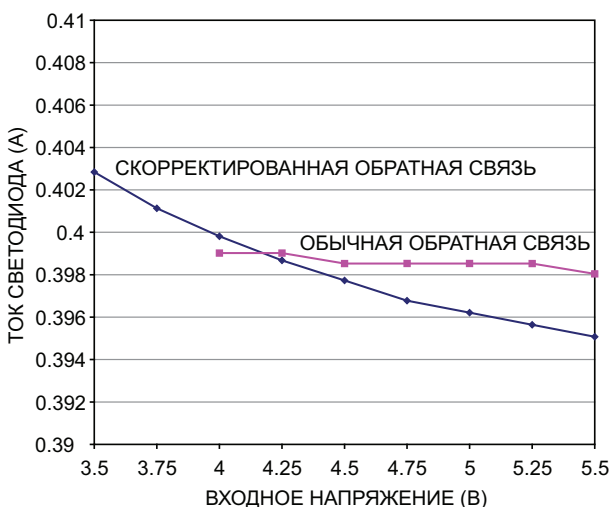


Рисунок 4. На этом графике показана зависимость тока светодиода от входного напряжения при половинной нагрузке схемы на Рисунке 3.

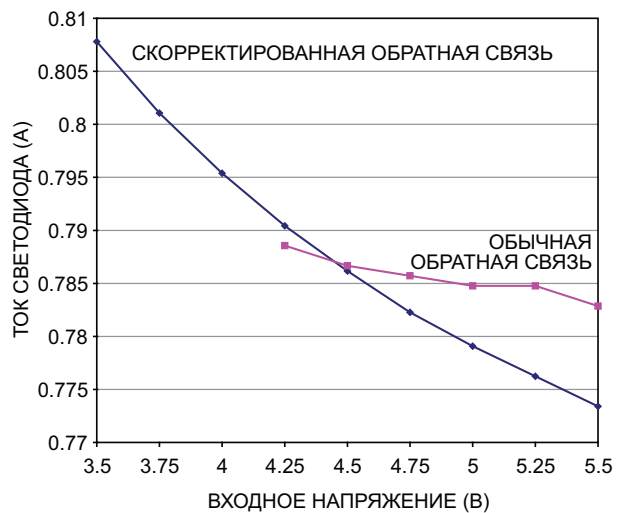


Рисунок 5. На этом графике показана зависимость тока светодиода от входного напряжения при полной нагрузке схемы на Рисунке 3.

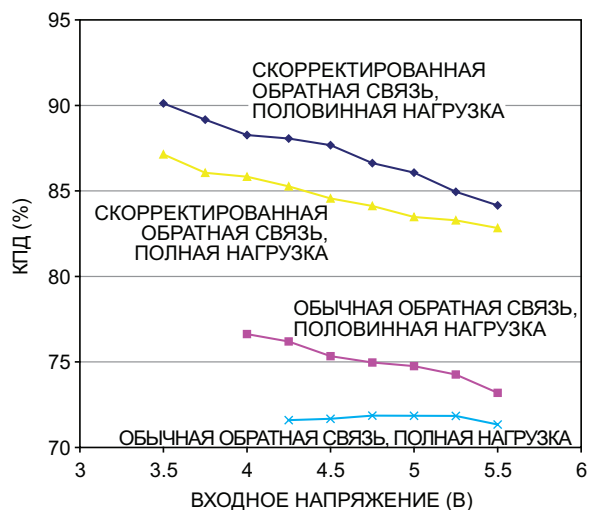


Рисунок 6. Сравнение схемы с обычной обратной связью (Рисунок 1) и схемы со скорректированной обратной связью (Рисунок 3) показывает значительное повышение общего КПД при половинной и полной нагрузках.

Измерения в схемах на Рисунок 1 и 3 при использовании светодиода Luxeon K2 показывают, как коррекция обратной связи влияет на мощность, отдаваемую драйвером светодиода. Два графика иллюстрируют зависимости токов и напряжений светодиодов от входного напряжения для половинной нагрузки 400 мА (Рисунок 4) и полной нагрузки 800 мА (Рисунок 5). Как и следовало ожидать, при половинной нагрузке стабилизация тока ухудшается. Изменение тока светодиода составляет в среднем около 5 мА в диапазоне входных напряжений от 4 до 5.5 В и 1 мА

для схемы с обычной обратной связью. Однако диапазон входных напряжений увеличивается более чем на 0.5 В. Стабилизация также ухудшается при полной нагрузке, и изменение тока увеличивается примерно до 22 мА по сравнению с 6 мА для схемы с обычной обратной связью (Рисунок 6). Опять же, схема со скорректированной обратной связью на Рисунке 3 увеличивает диапазон входных напряжений.

Повышение КПД η можно определить следующим образом:

$$\eta = \frac{V_{LED} \cdot I_{LED}}{V_{IN} \cdot I_{IN}}$$

КПД схемы определяется значением КПД преобразования мощности понижающего преобразователя и мощностью, рассеиваемой на измерительном резисторе. Как показано на Рисунке 5, скорректированная обратная связь на Рисунке 3 увеличивает КПД более чем на 10% как при половинной, так и при полной нагрузке. Полагая, что напряжение считывания не изменяется, с уменьшением выходного тока нагрузки КПД повышается, поскольку токоизмерительный резистор рассеивает меньшую мощность. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices MAX1951](#)

Однопроводная шина питает датчик уровня воды

Dale Litwhiler

EDN

Эту простую схему датчика, показанную на Рисунке 1, можно использовать для дистанционного контроля уровня жидкости в емкости, например в бассейне. Генератор датчика на таймере LMC555 обеспечивает частоту выходного сигнала, которая зависит от уровня воды. Этот сигнал поступает на счетчик импульсов DS2423. Управляющий компьютер или микроконтроллер считывает выходные данные счетчика импульсов через однопроводную шину [1]. Схема потребляет ток около 150 мкА, что позволяет ей получать энергию из шины через диод Шоттки D1. Поскольку схема измеряет уровень воды, которая является частью электрической схемы, необходимо использовать сигнал, связанный по пере-

менному току, чтобы избежать поляризации воды и образования покрытия на электродах. Один из подходов заключается в том, чтобы сделать воду ветвью схемы, последовательно соединенной с некоторой емкостью. В этой схеме датчика вода находится в ветви, содержащей времязадающую емкость КМОП таймера 555, сконфигурированного как автоколебательный генератор с коэффициентом заполнения 50%. Датчик является для схемы емкостью, значение которой изменяется в зависимости от уровня воды.

На Рисунке 2 показан один из методов изготовления датчика. Эпоксидной смолой приклейте с обратной стороны печатной платы последовательную цепочку из N керамичес-

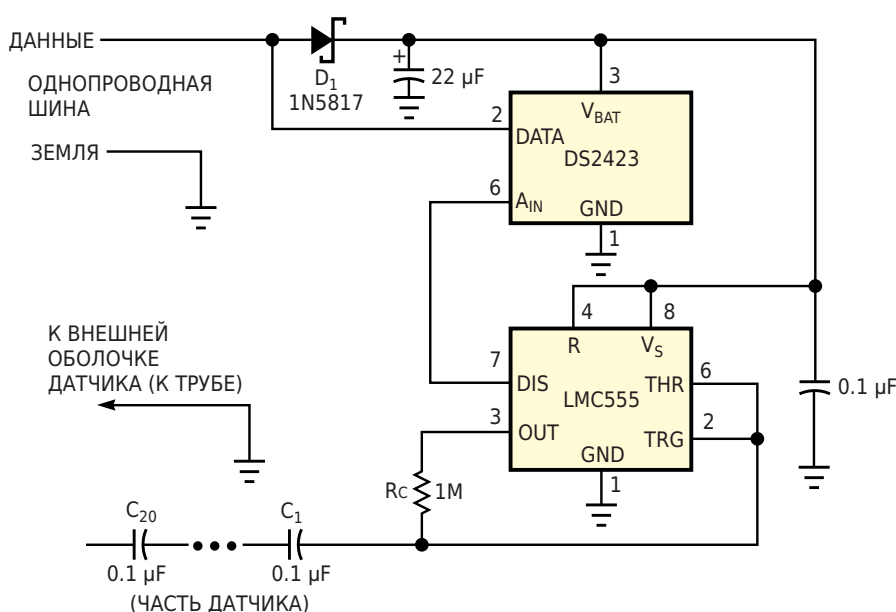


Рисунок 1. Основой датчика уровня воды являются простой таймер 555 и счетчик.

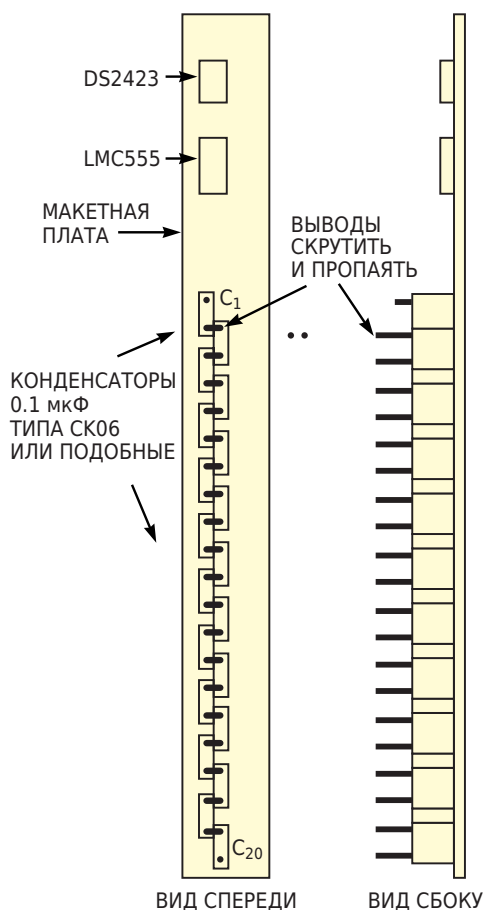


Рисунок 2. Индикацию уровня воды обеспечивает цепочка последовательно соединенных конденсаторов.

ких конденсаторов с радиальными выводами одинаковой емкости C . Скрутите выводы соседних конденсаторов, спаяйте их вместе и обрежьте, чтобы они служили электродами для контакта с водой. Внешняя оболочка датчика, сделанная из куска медной трубы диаметром 19 мм, образует другой электрод. Если поместить эту сборку вертикально в сосуд, то емкость между клеммами датчика (верхний по схеме вывод C_1 и внешняя оболочка) будет увеличиваться по мере того, как вода будет подниматься и покрывать все большую часть конденсаторов. Вода эффективно замыкает конденсаторы на внешний электрод. Поскольку конденсаторы соединены последовательно, общая емкость C_{TOTAL} изменяется в соответствии с формулой

$$C_{\text{TOTAL}} = \frac{C}{N - n},$$

где n – количество конденсаторов, оба вывода которых покрыты водой. Подставив это

выражение в формулу для частоты генерации f_{OSC} таймера 555, получаем

$$f_{\text{OSC}} = \frac{N - n}{1.4R_C \cdot C}.$$

Обратите внимание, что частота изменяется линейно с уровнем воды.

В данном приложении используются 20 конденсаторов типа СК06 емкостью 0.1 мкФ. Расстояние между выводами конденсаторов составляет 5 мм. Такие размеры обеспечивают диапазон измерений 10 см с разрешением 0.5 см. В этой конструкции сопротивление времязадающего резистора R_C выбрано равным 1 МОм, поскольку для минимизации ошибки синхронизации сопротивление времязадающего резистора должно быть намного больше импеданса воды. (Измерения нескольких проб воды из муниципальных и личных скважин показали значения импеданса около 5 кОм на частоте от 5 Гц до 1 кГц при расстоянии между электродами 13 мм). Еще одной причиной выбора времязадающего резистора генератора сопротивлением 1 МОм является то, что максимальная входная частота счетчика DS2423 составляет приблизительно 2 кГц. Кроме того, необходимо минимизировать потребление энергии от шины. Наконец, необходимо обеспечить максимальную изоляцию воды от шины в случае ее катастрофического повреждения.

При таких значениях емкости и сопротивления выходная частота датчика изменяется в диапазоне примерно от 7 до 142 Гц с шагом около 7 Гц. На практике показания счетчика можно считывать с интервалом от нескольких секунд до нескольких минут, чтобы получить эффект усреднения. Этот датчик использовался в течение двух летних месяцев в домашнем плавательном бассейне. Пользователи не заметили никаких изменений в работе из-за коррозии или покрытия электродов. **ПЛ**

Ссылка

1. Awtrey, Dan, "[Transmitting data and power over a one-wire bus](#)," Sensors, February 1997.

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim DS2423](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
3. [Datasheet Fairchild 1N5817](#)



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!