Журнал разработчиков электроники

WWW.RLOCMAN.RU

РАДИОЛОЦМАН

Июль-Август 2026 (145)

Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок

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!

РАДИОЛОЦМАН

Июль-Август 2026 (145)

Главный редактор: А. Николаев
Директор: С. Муратчаев

Общественная редколлегия:
М. Басков
Д. Захаров
В.Колесник
М. Шустов

Все материалы электронного издания являются объектами авторского права и используются в информационных целях.

Права на материалы принадлежат их законным правообладателям.

В случае обращений правообладателей материалы будут удалены в установленном порядке.

Подробнее: «Правовая информация»

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

© РадиоЛоман, 2011–2026.
Все права защищены.

Новости

4 В России запустили технологию передовых чипов сверхпроводниковых квантовых компьютеров
5 Многофункциональные микросхемы коммутаторов нагрузки XC8115/XC8116 потребляют «нулевой» ток
7 Ученые ТУСУРа разработали ультракомпактный СВЧ-фазовращатель для антенн нового поколения
8 Ростех разработал высокочувствительный тепловизор с дальностью распознавания до 2 км
8 Texas Instruments продвигает промышленные системы нового поколения, выпустив первый коммерчески доступный приемопередатчик CAN XL
9 Учёные создали двухдиапазонный инфракрасный сенсор нового поколения
11 Semtech расширяет семейство LoRa Plus: в производство запущены модели LR2022 и LR2012

Статьи

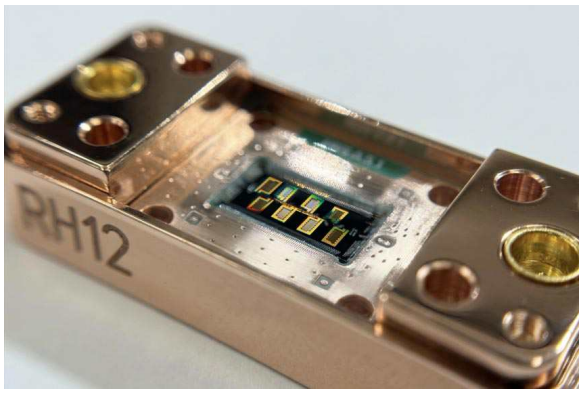
12 Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок. Нарушения в работе дросселя
19 Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок. Нарушения в работе токоизмерительного резистора
24 Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок. Проблемы, связанные с управлением транзисторами и с конденсаторами вольтодобавки
29 Граждане используют ИИ для протеста против ИИ
30 Токовое зеркало и ГСТ переменного тока
34 Регуляторы мощности на основе зеркала переменного тока
36 Основы коммуникационных технологий доступа: FDMA, TDMA, CDMA, OFDMA и SDMA
41 Логический элемент AND/NAND, OR/NOR, XOR/XNOR на микросхеме CD4070
44 Сейчас и тогда: мини-компьютеры
49 11 мифов о передаче информации по электрическим сетям
53 Активные фильтры на сдвоенном усилителе
56 Оценка передаточной функции контура регулирования с помощью диаграммы Боде
58 Контроль входного импеданса фильтра
60 Оптимизированная схема измерения параметров источника питания

Схемы

62 УНЧ АВ-150
69 Емкостный датчик положения с линеаризованным выходом
72 Преобразователь частоты тахометра в ток петли 4-20 мА
74 Датчик положения с линейным токовым выходом 4-20 мА
77 Цифровая клавиатура, подключаемая к одному входу микроконтроллера
80 Твердотельный датчик воздушного потока с линейным выходом 4-20 мА
83 Логическое управление 12-вольтовым двигателем постоянного тока с автоматическим торможением
84 Простое преобразованиечастоты в ток петли 4-20 мА
86 Зарядное устройство для литий-ионных аккумуляторов на восьми солнечных элементах
89 ШИМ-генераторы на одной микросхеме
91 Регулятор скорости 12-вольтового щеточного двигателя средней мощности
94 Простая и компактная схема обеспечивает удобное управление устройствами и системами
96 Практичное линейное зарядное устройство для Li-ion аккумуляторов с визуализацией режима зарядки
100 Преобразователь тока работает исключительно на ничтожном фантомном питании
102 Метод безглитчевой изоляции сигналов шин I^2C и SMBus
105 Автономный источник питания
108 Недорогой и удобный генератор импульсов ШИМ для ДУ на микросхеме LMC555
110 Болезненно простой источник тока 4-20 мА или 0-20 мА для заземленных нагрузок
112 Нажмите, чтобы увеличить или уменьшить сопротивление цифрового потенциометра
114 Твердотельный линейный датчик воздушного потока с фантомным питанием
117 Каскодная схема приемника света
118 Архитектура автомобильного выходного коммутатора нижнего плеча для шин с напряжением от 8 до 48 В и выше
121 Цифровая схема измерения энергии переменного тока
126 Для стабилизации амплитуды LC-генератора используются потери в резонансном контуре
129 Изолированная схема удаленного выключателя
130 Дополнительный генератор биений для коротковолнового радио
134 Однополосное радио встречается с генератором биений на LMC555

В России запустили технологию передовых чипов сверхпроводниковых квантовых компьютеров

В Квантум Парке МГТУ им. Н.Э. Баумана и ФГУП «ВНИИА» разработана технология изготовления сверхпроводниковых интегральных схем на основе тантала – одной из перспективных материальных платформ квантовых сопроцессоров. Именно она позволяет в разы улучшать качество сверхпроводниковой квантовой электронной компонентной базы (ЭКБ). Добротность российских танталовых чипов достигает десятков миллионов – уровня, доступного лишь нескольким мировым научным центрам. Результаты опубликованы в авторитетном журнале Applied Physics Reviews (APR 2026). Первые поставки квантовых сопроцессоров на танталовой платформе законтрактованы уже на осень 2026 года.



Чип с танталовыми резонаторами, изготовленный в Квантум Парке. Автор фото Илья Степанов

Масштаб текущей революции в технологиях ИИ напрямую зависит от вычислительных мощностей. Суперкомпьютеры нового поколения критически необходимы для обучения нейросетей, климатического моделирования, расшифровки геномов, поиска новых материалов. При этом классические машины подходят к физическому барьеру: потребляют мегаватты энергии, занимают целые здания, их производительность упирается в законы квантовой физики. К 2030 году миру потребуются экзафлопсные системы – на порядки быстрее существующих.

Одно из магистральных перспективных направлений – использование гибридных архитектур, когда классические суперкомпьютеры работают в связке с квантовыми, фотонными, нейронными и другими сопроцессорами. Сверхпроводниковая квантовая платформа – в числе самых перспективных, и именно с ней работают IBM, Google и другие бигтехи. Почти 25 лет отрасль развивалась на алюминии – технологичном и, казалось, незаменимом материале, благодаря которому NISQ-квантовые процессоры стали реальностью. Однако с ростом числа кубитов существующие материалы и технологии ограничивают производительность вычислителей: поверхностные дефекты и окисление усиливают декогеренцию кубитов, что приводит к потере информации. Чем сложнее схема, тем критичнее потери.

В отличие от алюминия, тантал почти не вступает в реакции с кислотами и агрессивными средами, благодаря чему чипы могут подвергаться агрессивным методам обработки – с их поверхности удаляют атомарные загрязнения и оксиды, ограничивающие качество кубитов. У тантала естественный оксид содержит гораздо меньше дефектов, чем у алюминия, а значит, квантовая информация сохраняется дольше. В мировой практике лучшие кубиты сделаны именно на основе тантала: время когерентности достигло 1.68 миллисекунды (Принстонский университет, Nature 2025), что в несколько раз превосходит показатели алюминиевых аналогов. Переход с алюминия на тантал – один из потенциальных путей создания отказоустойчивых квантовых вычислителей.

В основе танталовой технологии – научное открытие

В Квантум Парке разработали технологию изготовления квантовых чипов на основе высокочистого альфа-тантала. Главная сложность состояла в том, что тантал – «капризный» металл: его плёнки растут в двух фазах (бета и альфа), и долгое время механизм формирования нужной альфа-фазы на кремниевых подложках был не ясен.

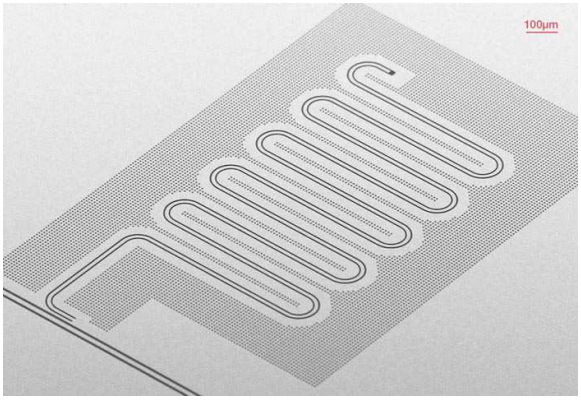
Российские учёные и инженеры выявили механизм самопроизвольного перехода тантала из метастабильной бета-фазы в требуемую для сверхпроводниковых схем альфа-фазу непосредственно на этапе роста плёнки.

«При разработке технологии мы провели более 1000 экспериментов, и эти результаты помогли нам выдвинуть гипотезу механизма фазовой селекции, объясняющую формирование альфа- и бета-тантала», – объясняет разработчик технологии, старший научный сотрудник Квантум Парка Евгений Зикий. – «Используя методы просвечивающей микроскопии с атомарным разрешением, мы проанализировали морфологию десятков серийно изготовленных пластин и отследили субнанометровые структурные особенности альфа-тантала на кремнии – их просто невозможно увидеть «обычными» приборами. В ходе кропотливой исследовательской работы разобрались в природе этих мельчайших структур и изучили зарождение плёнок при толщинах в несколько десятков атомарных слоёв».

Добротность в 10 миллионов – лучший показатель в мире

Добротность резонаторов – главный «тест-драйв» технологии сверхпроводниковых интегральных схем для квантовых приложений. Она показывает, сколько времени система может хранить квантовое состояние: чем выше добротность, тем дольше живёт кубит и тем надёжнее работают квантовые алгоритмы. У танталовых резонаторов, сделанных в Квантум Парке, добротность достигает 10 миллионов в однофотонном режиме. Это значит, что один микроволновый фотон успевает «пробежать» внутри резонатора десятки миллионов раз (порядка 10 километров), прежде чем его энергия рассеется. И всё это за доли секунды.

Достигнутый показатель – в числе лучших в мире: подобные значения сегодня доступны только коллегам из Принстонского университета и бельгийского нанотехнологического центра imec.



СЭМ-снимки чипа с резонаторами на основе тантала, изготовленного в Квантум Парке. Автор фото Евгений Зикий

«Новая для нас технология отработана на криогенных микроволновых резонаторах, и мы смогли более чем на порядок поднять добротность сверхпроводниковых интегральных схем. Начат самый сложный этап – внедрение в серийное производство. Первые поставки квантовых сопроцессоров на танталовой платформе законтрактованы уже на осень 2026 года», – подчеркнул руководитель кластера Квантум Парк Илья Родионов.

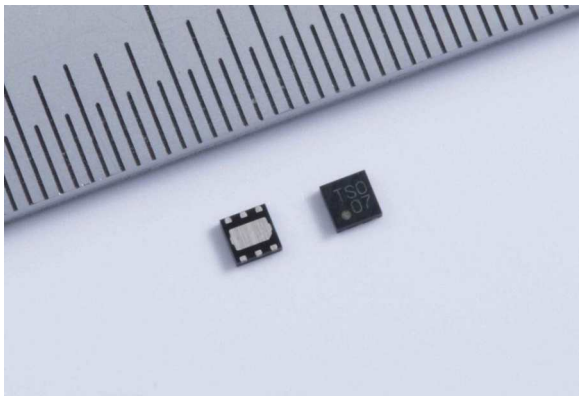
Исследования выполнены в рамках стратегического технологического проекта «Экзафлопсные гибридные вычисления (Bauman DeepTech)» программы «Приоритет-2030». Результаты опубликованы в авторитетном физическом журнале Applied Physics Reviews.

Квантум Парк – уникальный многофункциональный комплекс, специально спроектированный и построенный для решения практических задач на стыке квантовых, фотонных и флюидных технологий. Кластер является частью кампуса МГТУ им. Н.Э. Баумана, построенного в рамках федерального проекта «Создание сети современных кампусов». Данный федеральный проект реализуется в рамках нацпроекта «Молодёжь и дети».

Многофункциональные микросхемы коммутаторов нагрузки XC8115/XC8116 потребляют «нулевой» ток

Компания Torex разработала многофункциональные микросхемы коммутаторов нагрузки серии XC8115/XC8116, характеризующиеся нулевым (0 мкА) током потребления. Благодаря сверхнизкому энергопотреблению, миниатюрности, возможности работы

при температуре до 105 °C и наличию функции управления последовательностью подачи питания, эти микросхемы удобны для использования в широком спектре приложений, включая промышленное оборудование и бытовую электронику.



Главной особенностью серии XC8115/XC8116 является способность значительно снижать энергопотребление за счет поддержания рабочего тока 0 мкА как в активном режиме, так и в режиме ожидания. Благодаря этому устройства идеально подходят для областей применения, требующих минимальных потерь энергии, таких как оборудование с питанием от небольших батареек и системы сбора энергии.

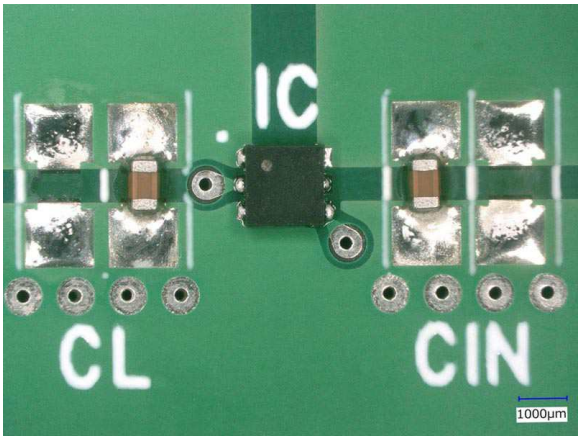
Кроме того, для работы микросхем не требуются входные или выходные конденсаторы, что обеспечивает возможность автономной работы и способствует еще большей экономии места на печатной плате. Для управления включением и выключением линий питания обычно используется несколько дискретных компонентов. Используя устройства серии XC8115/XC8116, разработчики могут легко создавать компактные схемы коммутации питания при сохранении потребляемого тока в 0 мкА.

В микросхемах серии XC8115/XC8116 реализован ряд специальных функций, таких как внешняя регулировка времени плавного пуска, быстрая разрядка выходного конденсатора (XC8115) и блокировка обратного тока в выключенном состоянии (XC8116).

Микросхема XC8115 поддерживает настраиваемые извне функции плавного пуска и разряда емкости нагрузки. что делает ее подходящей для управления последовательностью подачи питания, необходимой для ПЛИС и микроконтроллеров.

Микросхема XC8116 оснащена функцией блокировки обратного тока при разомкнутом ключе, что позволяет использовать ее в схемах резервного питания. Кроме того, устройство выпускается в версиях EN (активный высокий уровень) и ENB (активный низкий уровень), что дает возможность переключать две линии питания с помощью одного управляющего сигнала. Это позволяет создавать простые и компактные схемы мультиплексоров питания.

Как XC8115, так и XC8116 позволяют регулировать время плавного пуска с помощью внешнего конденсатора. Эта функция помогает подавлять пусковой ток и предотвращать проседание напряжения во время запуска, особенно в приложениях, использующих источники питания с высоким внутренним сопротивлением, такие как батарейки-таблетки. Оба устройства оснащены цепями защиты от короткого замыкания и перегрева, обеспечивая безопасную работу за счет защиты схемы при возникновении короткого замыкания на стороне нагрузки.



Оценочная плата для микросхем серии XC8115/XC8116.

Устройства доступны в компактном низкопрофильном корпусе DFN1515-6A (1.5 × × 1.5 × 0.38 мм), а также в легко монтируемом корпусе SOT-25. Они подходят для широкого спектра приложений – от компактных электронных устройств, требующих высокой плотности монтажа, до промышленного оборудования с повышенными требованиями к надежности монтажа.

Ученые ТУСУРа разработали ультракомпактный СВЧ-фазовращатель для антенн связи нового поколения

Коллектив лаборатории Системного проектирования и автоматического расчета систем (СПАРС) кафедры компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) университета разработала инновационный фазовращатель: ключевой компонент современных интеллектуальных антенн – фазированных антенных решеток. Результаты этого исследования, поддержанного грантом Российского научного фонда (РНФ), опубликованы в журнале Progress In Electromagnetics Research C.

Устройство, созданное учеными ТУСУРа по стандартной технологии печатных плат, позволяет мгновенно менять направление радиолуча без использования механических приводов. Технология найдет применение в базовых станциях сотовой связи, умных автомобилях и беспилотниках.

Современные технологии связи и радиолокации широко используют фазированные антенные решетки. Они состоят из множества мелких антенн, которые собирают радиоволны в один узкий и мощный луч, похожий на свет прожектора. Фазовращатель – это «мозг» такой системы. Изменяя фазу волны на каждой микроантенне, он за миллисекунды заставляет радиолуч отклоняться в нужную сторону без какого-либо механического поворота самой антенны. Это критически важно, например, для сверхскоростного интернета (5G/6G), когда базовая станция мгновенно «наводит» персональный радиолуч на смартфон движущегося человека.

Одной из проблем существующих фазовращателей были их большие габариты и сложность настройки – часто для их работы требовалось несколько линий управления. Ученым ТУСУРа удалось решить эту проблему с помощью специального «умного» ответвителя сигнала – поперечно-направленного ответвителя с трансформацией импеданса на связанных линиях с двойным экраном. Он позволил выжать максимум из стандартных полупроводниковых компонентов, обеспечив большой фазовый сдвиг при рекордно малых габаритах.

Новое устройство работает в самом востребованном диапазоне частот от 2.2 до 2.8 ГГц, который используется для скоростного мобильного интернета, Wi-Fi и Bluetooth. При этом габариты фазовращателя составляют всего десятые доли от длины волны, а СВЧ-сигнал проходит через него практически без потерь.

«Нам удалось совместить малые вносимые потери и большой управляемый фазовый сдвиг (более 180°) с использованием недорогих кремниевых варикапов. Применяется технология производства печатных плат с поверхностным монтажом всего лишь одного распределенного керамического и нескольких сосредоточенных компонентов. Многослойная структура фазовращателя, трансформируя импеданс, позволяет расширить диапазон управляемой фазы и отличается встроенной гальванической развязкой цепи управления и СВЧ-канала, не нуждаясь в дополнительных элементах; получает управляющее напряжение лишь по одной линии. Это открывает прямой путь к массовому удешевлению сложной радиоэлектроники для фазированных антенных решёток следующего поколения», – поясняет руководитель проекта, профессор кафедры КСУП Александр Сычев.

Ростех разработал высокочувствительный тепловизор с дальностью распознавания до 2 км

Изделие может применяться при проведении поисково-спасательных операций, а также в промышленности и туризме

Холдинг «Росэл» Госкорпорации Ростех разработал высокочувствительный тепловизионный монокуляр «Сыч-3К». Устройство «видит» тепловое излучение объектов в инфракрасном диапазоне на расстоянии до 2 км в любое время суток и при сложных метеоусловиях. Изделие может применяться при проведении поисково-спасательных операций, а также в промышленности и туризме.

Прибор ориентирован на широкий круг гражданских задач. Он обеспечивает надежную идентификацию объектов, позволяя отличить человека от животного или окружающих предметов. Такая точность особенно актуальна при проведении поисково-спасательных операций для поиска людей в лесу, в горах и в условиях задымления. Встроенный цифровой зум – 1, 2 и 4 крат – позволяет детально рассмотреть удаленный объект, а изображение выводится на цветной OLED-дисплей.

«Дальность в два километра – не маркетинговая цифра, а реальная дистанция, на которой оператор различает тип объекта. Важно не просто заметить тепловое пятно, а понять, кто перед тобой: человек, зверь, машина. Для гражданских задач – это критический порог», – отметил представитель холдинга «Росэл».

«Сыч-3К» также будет полезен для охраны периметров и промышленных объектов. С его помощью оператор может заметить нарушителя на дальних подступах, задолго до пересечения охраняемой зоны.

Кроме того, изделие подходит для первичного инспектирования оборудования в нефтегазовой отрасли и энергетике. Утечки, перегревы, дефекты изоляции видны на тепловизионной картинке до того, как они приведут к аварии.

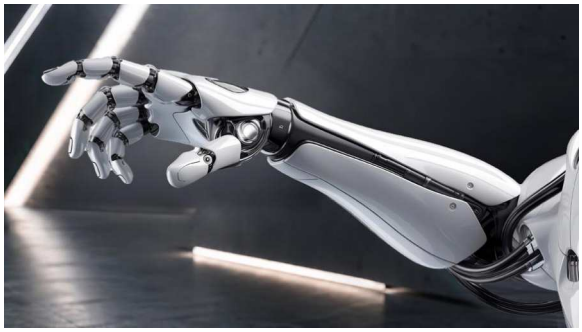
Устройство также может быть востребовано на охоте, в спелеологии и активном туризме с элементами тактической подготовки.

Корпус выдерживает умеренные ударные нагрузки и защищен от влаги. Рабочий диапазон – от –20 °С до +50 °С, а одного комплекта аккумуляторов хватает на четыре часа непрерывной работы.

Texas Instruments продвигает промышленные системы нового поколения, выпустив первый коммерчески доступный приемопередатчик CAN XL

Что нового?

Компания Texas Instruments (TI) представила первый в отрасли коммерчески доступный приемопередатчик CAN XL, разработанный для того, чтобы помочь инженерам-техноло-гам не отставать от растущих требований современных сетей к передаче данных. Приемопередатчик TCAN6062 стандарта Controller Area Network (CAN) с расширенной длиной поля данных (Extended data-field Length, XL) поддерживает полезную



нагрузку до 2048 байт на кадр и скорость передачи данных до 20 Мбит/с, обеспечивая своевременную доставку приоритетных сообщений со скоростью, необходимой для работы человекоподобных роботов, промышленных роботов и систем человеко-машинного интерфейса.

Обратная совместимость TCAN6062 с протоколами CAN FD и CAN SIC (Signal Improvement Capability – технология улучшения сигнала) обеспечивает плавный переход на CAN XL, позволяя командам постепенно развивать существующие проекты без необходимости их полной переработки. Кроме того, приемопередатчик позволяет инженерам объединять коммуникационные уровни и использовать Ethernet в смешанных сетевых архитектурах с туннелированием протокола TCP/IP, обеспечивая эффективную передачу диагностических данных, информации с датчиков, управляющего трафика и беспроводных обновлений по одной сети.

Почему это важно?

Промышленные системы генерируют и потребляют больше данных, чем когда-либо прежде, при этом приложения требуют быстрой детерминированной связи для синхронизации управления движением, обратной связи от датчиков и диагностических данных. Эти приложения предъявляют новые требования к сетям, что зачастую вынуждает инженеров идти на компромиссы на системном уровне для компенсации ограничений пропускной способности. Приемопередатчик TCAN6062 CAN XL устраняет этот разрыв, предлагая инженерам путь к сетям с более высокой пропускной способностью при сохранении проверенной надежности, которой славится протокол CAN.

Спецификация CAN XL была стандартизирована уже много лет назад, но компания Texas Instruments первой разработала и вывела на массовый рынок оборудование, позволяющее использовать этот протокол. Представив TCAN6062, TI превращает этот инновационный протокол в широко доступное, готовое к использованию решение, которое инженеры могут внедрять в свои проекты следующего поколения.

SIC приемопередатчика CAN XL TCAN6062 помогает снизить уровень звона до 80% в сложных сетях, упрощая проверку в архитектурах с большим количеством узлов. В сочетании с широкой совместимостью по входным/выходным напряжениям и защитой до ±58 В, приемопередатчик обеспечивает большую гибкость проектирования в различных промышленных приложениях.

Дополнительная информация

Являясь членами технической группы CAN in Automation (CiA), разработавшей стандарт Международной организации по стандартизации (ISO) 11898-2:2024, инженеры TI помогли сформировать спецификацию физического уровня для CAN XL, обеспечив соответствие протокола реальным требованиям промышленных приложений.

TCAN6062 представляет собой следующее поколение лучших в отрасли приемопередатчиков CAN компании TI. Охватывая стандарты CAN FD, CAN SIC, а теперь и CAN XL, TI предлагает широкий спектр решений, предоставляя инженерам возможность передавать больше данных, передавать их быстрее, на более дальние расстояния и с бóльшей надежностью.

Учёные создали двухдиапазонный инфракрасный сенсор нового поколения

Международный коллектив учёных, в который вошли ведущие российские исследователи из МИСИС, МПГУ, РКЦ и МИЭМ НИУ ВШЭ, разработали инфракрасный детектор, способный регистрировать излучение одновременно двумя разными способами: как

классический фотоприёмник и тепловой сенсор. Такой подход открывает возможности для создания высокоэффективных устройств нового поколения, которые смогут анализировать объекты с разной температурой, лучше «видеть» сквозь оптические помехи и точнее различать материалы и объекты по их тепловому следу.

Инфракрасные детекторы применяются в промышленном контроле, медицине, экологии, системах ночного видения и космической технике. Обычно такие устройства работают по одному из двух принципов: либо фотоэлектрические датчики напрямую преобразуют фотоны в электрический сигнал, либо тепловые сенсоры регистрируют изменение характеристик материалов за счет нагрева под действием излучения.

Для решения этой проблемы учёные разработали инновационный инфракрасный сенсор на основе монокристаллов теллурида свинца, который впервые объединяет в одном устройстве два механизма регистрации излучения – фотоэлектрический и тепловой, тем самым повышая эффективность обнаружения объектов.

«Мы показали, что один полупроводниковый элемент способен регистрировать инфракрасное излучение двумя различными физическими способами. При этом механизмы практически не влияют друг на друга. При воздействии средневолнового инфракрасного излучения с длиной волны 2–5 мкм устройство работает как обычный фотодиод: фотоны создают электрический сигнал благодаря генерации электронно-дырочных пар. При более длинноволновом излучении от 10.6 мкм включается другой механизм – барьерный пироэлектрический эффект», – рассказал Данил Кобцев, лаборант-исследователь лаборатории фотонных газовых сенсоров НИТУ МИСИС.

Теллурид свинца широко применяется в фотодетекторах средневолнового инфракрасного диапазона благодаря высокой чувствительности к такому излучению. При этом проявление пироэлектрического эффекта на его поверхности ранее считалось невозможным, ведь по законам классической физики это явление можно наблюдать только в материалах без центра симметрии, например, титанате бария и танталате

лития. При изменении температуры на поверхности таких кристаллов возникает электрический заряд, который можно использовать для регистрации инфракрасного излучения.

«Теллурид свинца относится к материалам с центром симметрии, не способным проявлять пироэлектрический эффект в обычных условиях. Мы ввели в него примесь индия и сформировали p-n-переход, благодаря чему внутри кристалла появилось встроенное электрическое поле. Оно нарушило локальную симметрию, сдвинув подрешётки ионов относительно друг друга. В итоге благодаря сильной температурной зависимости диэлектрической проницаемости в теллуриде свинца мы получили большой электрический сигнал, который можно использовать для регистрации излучения с энергией меньше, чем запрещённая зона. При этом материал сохранил все свои стандартные фотоэлектрические характеристики, что и позволило объединить в одном устройстве два механизма регистрации ИК-излучения», – объяснил к.ф.-м.н. Вадим Ковалюк, заведующий лабораторией фотонных газовых сенсоров НИТУ МИСИС.

Исследователи подтвердили работоспособность экспериментальных образцов в типичном для высокоточных детекторов диапазоне температур: от –233 до –83 °C. Испытания показали высокую чувствительность в фотоэлектрическом режиме, устойчивый тепловой отклик и стабильность характеристик при длительной работе. Подробности исследования опубликованы в журнале Journal of Applied Physics (Q2).

«Предложенная полупроводниковая архитектура создаёт основу для разработки универсальных, компактных и точных матрич-

ных сенсоров, которые могут использоваться в работе тепловизоров, систем наблюдения, а также для промышленной диагностики и научных исследований», – отметил д.ф.-м.н. Григорий Гольцман, главный научный сотрудник лаборатории квантовых коммуникаций Центра компетенций НТИ «Квантовые коммуникации» НИТУ МИСИС.

Semtech расширяет семейство LoRa Plus: в производство запущены модели LR2022 и LR2012

LR2022 и LR2012 расширяют семейство LoRa Plus, позволяя использовать в различных сценариях развертывания Интернета вещей, – от экономичных субгигагерцового диапазона до глобальных многодиапазонных сетей NTN – все с использованием IP-ядра LoRa четвертого поколения.

Компания Semtech Corporation объявила о расширении семейства LoRa Plus за счет выпуска приемопередатчиков LR2022 и LR2012, оба из которых уже готовы к серийному производству.

Два новых устройства расширяют линейку LoRa Plus, позволяя удовлетворить весь спектр требований приложений Интернета вещей – от систем субгигагерцового диапазона до многодиапазонного глобального отслеживания со спутниковой связью, Таким образом, портфель LoRa Plus теперь насчитывает три готовых к производству приемопередатчика.

В микросхемах LR2022 и LR2012 используется то же IP-ядро LoRa четвертого поколения, что и в LR2021. Это обеспечивает обратную совместимость с LoRaWAN, LR-FHSS и устаревшими устройствами с амплитудной манипуляцией. Устройства отличаются лучшими в своем классе радиочастотными характеристиками с высокой чувствительностью и скоростями передачи данных, расширенными до 125 Кбит/с для LoRa и 2 Мбит/с для приложений с частотной манипуляцией. Такая пропускная способность обеспечивает высокоскоростную пакетную передачу данных при низком энергопотреблении, позволяя реализовывать передачу больших файлов, включая изображения, аудио и беспроводные обновления прошивок. Устройства также поддерживают сценарии использования, требующие очень низкой задержки в фирменных беспроводных протоколах.

«Теперь, когда LR2022 и LR2012 запущены в производство, появился чип LoRa Plus, предназначенный для широкого спектра приложений Интернета вещей – от субгигагерцовых сенсорных узлов до глобальных многодиапазонных трекеров со спутниковой связью и периферийных устройств ИИ, поддерживающих несколько беспроводных протоколов, – сказал Шахар Фельдман, старший директор по маркетингу микросхем беспроводной связи в компании Semtech. – В этих устройствах используется одна и та же IP-платформа LoRa четвертого поколения и унифицированная программная платформа, опирающаяся на глобальную экосистему, включающую более 500 миллионов развернутых устройств LoRa».

Оценочный набор LR2021/LR2022 LoRa Plus.

Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок. Нарушения в работе дросселя

Abe Ibraheim, Kenneth Armijo, Piyu Dhaker

Analog Dialogue

Неправильный выбор индуктивности дросселя и превышение номинального тока насыщения могут вызвать целый ряд проблем в DC/DC преобразователях, в частности – появление слышимого звона и перегрев.

Аннотация

Эта статья открывает серию публикаций, посвященных распространенным ошибкам при проектировании импульсных источников питания и способам их устранения. В ней рассматриваются сложности, возникающие при разработке силовых каскадов импульсных DC/DC регуляторов, с особым акцентом на выборе дросселя. Стремясь получить определенные преимущества, например, снизить уровень выходных пульсаций или сэкономить место на печатной плате, разработчики зачастую выбирают дроссели, параметры которых выходят за пределы рекомендованного диапазона. Однако использование компонентов со слишком большими или слишком малыми номиналами может привести к нежелательным последствиям, включая серьезное повреждение микросхемы и снижение КПД. В данной статье также будет рассмотрено, что происходит, если не принимать надлежащих мер, гарантирующих, что ток нагрузки не будет превышать максимально допустимый ток насыщения дросселя.

Что такое импульсный источник питания

Импульсный источник питания – это высокоэффективный регулятор, который либо понижает входное напряжение (понижающий

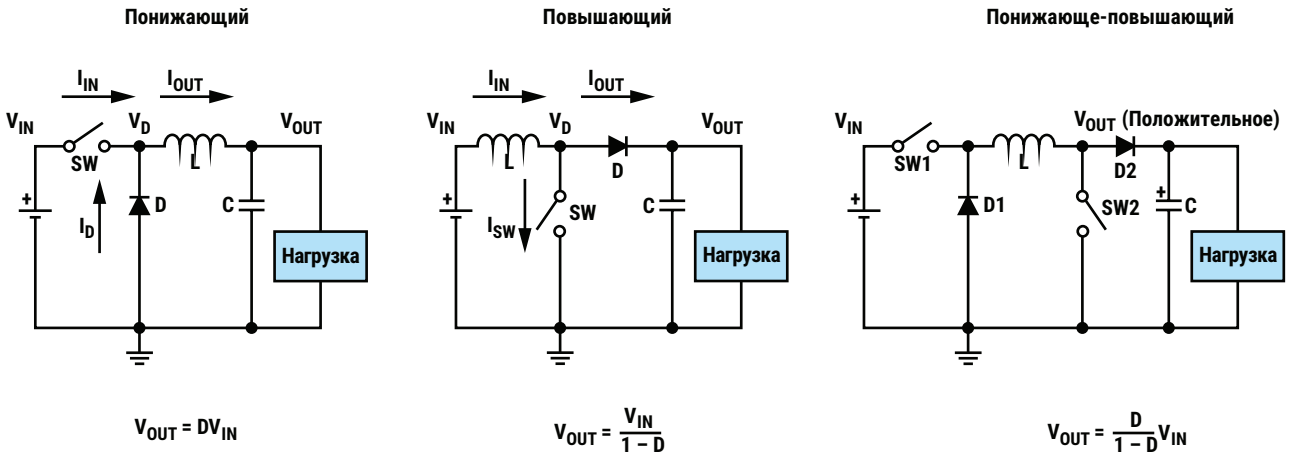


***Рисунок 1**. Распространенные топологии импульсных источников питания и формулы для расчета их выходных напряжений.*

преобразователь), либо повышает входное напряжение (повышающий преобразователь), либо может делать и то, и другое (понижающе-повышающий преобразователь). Основные топологии импульсных преобразователей показаны на Рисунке 1.

Любой импульсный источник питания работает за счет накопления энергии в дросселе и использования методов широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для получения требуемого выходного напряжения. Основным принципом работы этих преобразователей является закон вольт-секундного баланса, согласно которому в установившемся режиме средний ток дросселя за один период должен быть равен нулю. Это означает, что дроссель должен разрядить весь ток, накопленный на этапе зарядки, до начала следующего периода.

Принцип работы понижающих преобразователей

Для демонстрации типичных ошибок проектирования в этой статье используются только понижающие преобразователи. Силовой каскад понижающего преобразователя состоит из четырех компонентов: дросселя, выходного конденсатора, верхнего полевого транзистора, представленного ключом, и нижнего полевого транзистора, представленного диодом (см. Рисунок 2).

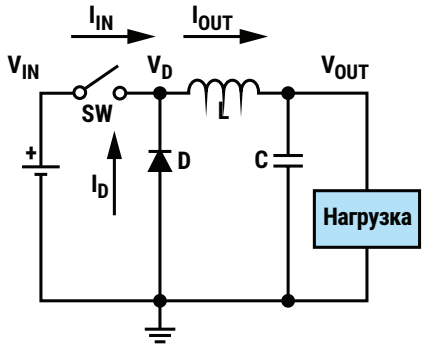


***Рисунок 2**. Упрощенная схема силового каскада понижающего преобразователя.*

Напряжение на дросселе определяется выражением:

$$V_L = L\frac{dI_L}{dt}.$$

Это напряжение представляет собой разность между напряжением на коммутационном узле и выходным напряжением. Когда верхний полевой транзистор открыт, напряжение V_L равно разности между входным и выходным напряжениями. Когда верхний полевой транзистор закрыт, эта разность составляет 0 В минус выходное напряжение, поскольку коммутационный узел оказывается соединенным с землей. Величина dI_L/dt (или ΔI_L) – это изменение тока дросселя во времени, которое обычно называют пульсациями тока дросселя. Когда верхний полевой транзистор закрыт (а нижний открыт), дроссель, по мере возрастания протекающего через него тока, накапливает энергию в виде магнитного потока. Когда верхний полевой транзистор закрыт и магнитное поле спадает, нижний полевой транзистор образует путь к земле, позволяя току по мере его уменьшения продолжать течь в нагрузку. Это можно увидеть на графике тока дросселя, показанном на Рисунке 3. Выходной конденсатор используется для сглаживания пульсаций на выходе и поддержания требуемого выходного напряжения. Выходное напряжение понижающего преобразователя выражается формулой $V_{OUT} = DV_{IN}$, где D – коэффициент заполнения, определяемый как процент времени от общего периода, в течение которого верхний полевой транзистор включен и заряжает дроссель.

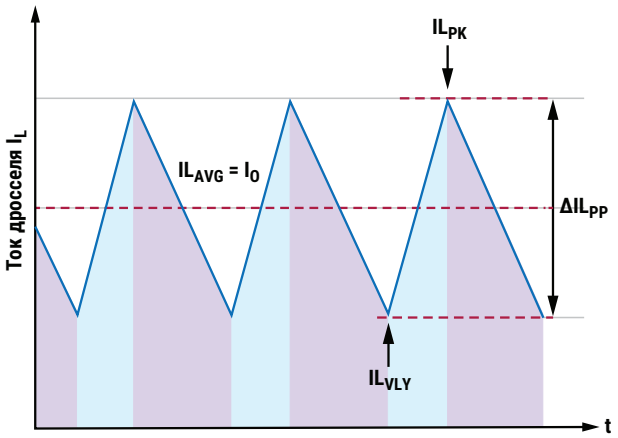


***Рисунок 3**. Форма тока дросселя. Этот ток заряжает дроссель, когда верхний полевой транзистор открыт, и разряжает, когда он закрыт. Здесь*

I_O – выходной ток,
IL_{AVG} – средний ток дросселя,
IL_{PK} – пиковый ток дросселя,
IL_{VLY} – минимальный ток дросселя,
ΔIL_{PP} – пиковый размах тока дросселя.

Рекомендуемые размеры дросселя

Чтобы при проектировании импульсного источника питания обеспечить приемлемый уровень пульсаций тока дросселя (ΔI_L), необходимо правильно выбрать параметры дросселя. Для понижающих преобразователей рекомендуется, чтобы пульсации тока дросселя составляли от 30% до 40% тока нагрузки. Этот диапазон считается оптимальным, поскольку он достаточно велик для захвата и передачи точного сигнала обратной связи в систему управления по току дросселя, но не слишком велик, чтобы источник питания перешел в режим прерывистой проводимости (discontinuous conduction mode, DCM). DCM – это состояние, при котором пульсации тока чрезмерно велики, из-за чего для поддержания желаемого уровня тока нагрузки потребовалось бы снижение тока ниже 0 А. Однако при достижении 0 А паразитные диоды полевых транзисторов перестают проводить ток, не позволяя ему опускаться ниже 0 А. Общим средством правильного выбора индуктивности дросселя может служить формула:

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{OUT} - V_{IN})}{\Delta I_L \times F_{SW} \times V_{IN}},$$

где

V_{OUT} – выходное напряжение,

V_{IN} – входное напряжение,

F_{SW} – частота переключения.

Эта формула показывает, что частота переключения и индуктивность обратно пропорциональны, а значит, при повышении частоты время заряда сокращается, что позволяет обеспечить правильную работу с дросселем меньшей индуктивности (и, как следствие, уменьшить занимаемую площадь и снизить стоимость).

Насыщение дросселя

Одной из наиболее распространенных и катастрофических ошибок при проектировании импульсных источников питания является игнорирование номинального значения тока насыщения при выборе силового дросселя. Когда ток, протекающий через дроссель, превышает номинальное значение тока насыщения, сердечник дросселя насыщается, а это означает, что создаваемое магнитное поле больше не будет увеличиваться пропорционально проходящему току. В результате нарушается закон вольт-секундного баланса, что приводит к потере линейности характеристик, как пульсаций тока дросселя, так и пульсаций выходного напряжения. Когда железный сердечник насыщается, дроссель быстро теряет индуктивность, ведя себя скорее как резистор, чем как катушка индуктивности. Поскольку эффективное последовательное сопротивление (ESR) дросселя увеличивается, а практическая индуктивность уменьшается, для обеспечения вольт-секундного баланса изменение тока вынуждено увеличиваться. Пики, наблюдаемые на осциллограмме тока при насыщении, обусловлены экспоненциальным увеличением наклона кривой тока и показаны на Рисунке 4. Эти всплески тока отражаются

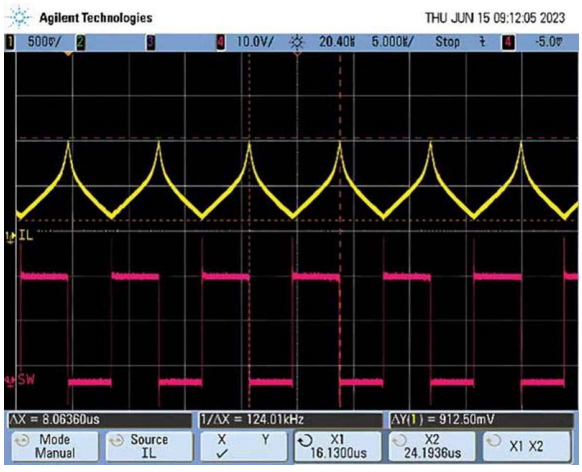


***Рисунок 4**. Осциллограмма тока насыщающегося дросселя. Она остается нормальной до тех пор, пока ток не превысит номинальный порог насыщения.*

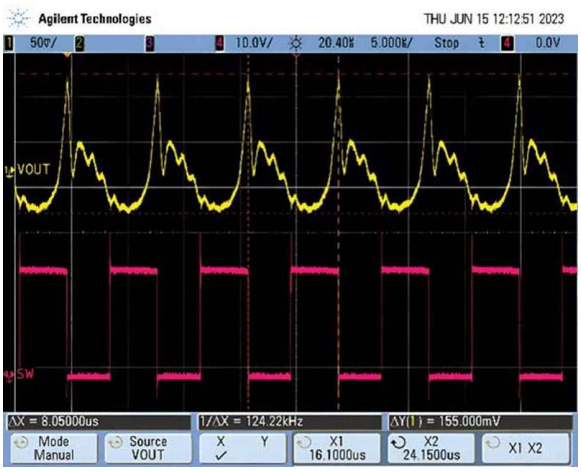


***Рисунок 5**. Пульсации на выходе при насыщении дросселя. Всплески тока передаются на выход, приводя к росту уровня помех и появлению выбросов напряжения.*

на выходном напряжении, приводя к росту уровня помех и появлению выбросов напряжения, как показано на Рисунке 5. Шум и выбросы напряжения могут потенциально повредить последующие компоненты, если амплитуда пиков слишком велика и превышает максимальное допустимое для них напряжение, а также может увеличить уровень электромагнитных излучений (ЭМИ).

Кроме того, при сильных колебаниях тока в дросселе возникают быстрые потери на гистерезис, приводящие к избыточному выделению тепла, как показано на Рисунке 6, а также к появлению слышимого шума. Это избыточное тепло может повредить другие расположенные рядом компоненты, особенно саму микросхему регулятора.

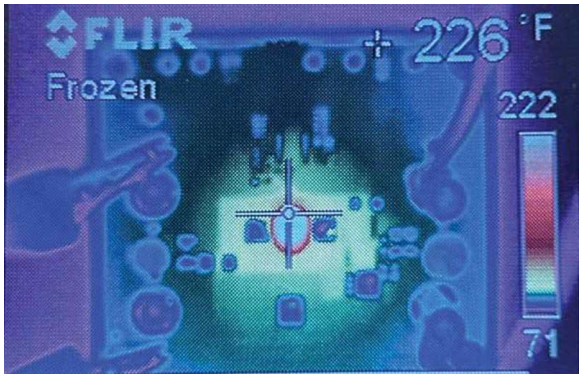


***Рисунок 6**. Перегрев насыщенного дросселя составляет 226 °F (107.78 °C).*

Чтобы избежать этой проблемы, разработчикам следует выбирать дроссели с номинальным током, как минимум вдвое превышающим ожидаемый максимальный ток. При расчете максимального тока важно учитывать как пульсации тока в катушке, так и ток нагрузки, забираемый с выхода. Кроме того, разработчики могут обратиться к техническому описанию выбранного дросселя, чтобы узнать, при каком токе индуктивность падает на 10–30% от исходного значения, – именно в этом диапазоне происходит насыщение. Выбор дросселя с подходящим номинальным током насыщения обеспечит нормальную работу системы, что подтверждается линейным характером тока, протекающего через дроссель (Рисунок 7). Пики выходного напряжения исчезнут, как показано на Рисунке 8. Наконец, система будет работать при гораздо более низкой температуре, как показано на Рисунке 9, что снизит нагрузку на устройство и увеличит срок его службы.

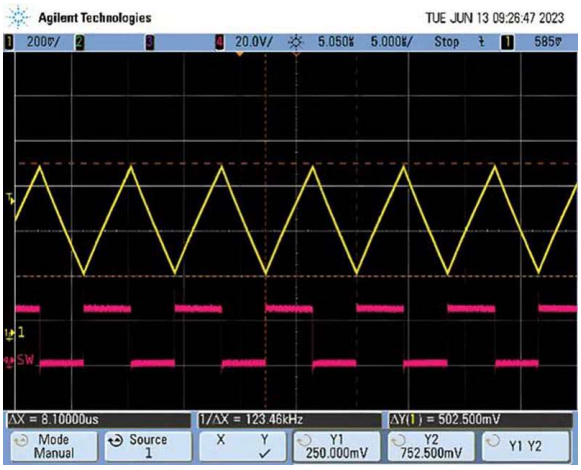


***Рисунок 7**. Номинальная форма тока дросселя.*

***Рисунок 8**. Номинальные выходные пульсации напряжения на дросселе.*

***Рисунок 9**. Номинальный перегрев дросселя составляет 99.7 °F (37.61 °C).*

Осложнения, связанные с недостаточной индуктивностью дросселя

Разработчики часто предпочитают использовать дроссели меньшей индуктивности, чтобы сэкономить место на печатной плате, поскольку дроссели с меньшей индуктивностью, как правило, имеют меньшие габариты из-за меньшего количества витков. Однако, если индуктивность слишком мала, ток пульсаций возрастает, вынуждая преобразователь перейти в режим прерывистой проводимости, что нежелательно для импульсных источников питания, так как это снижает КПД устройства и увеличивает уровень

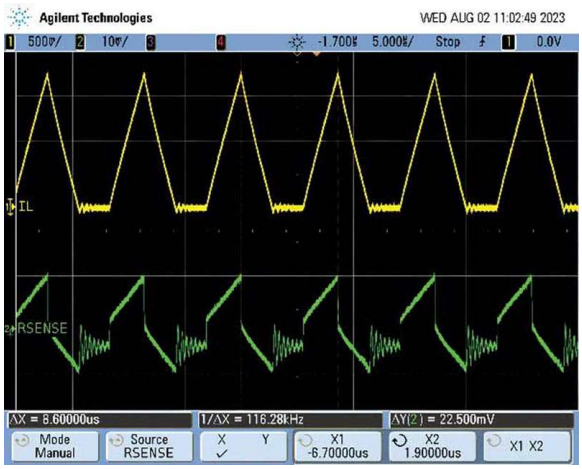


***Рисунок 10**. Осциллограмма выходного тока при недостаточной индуктивности дросселя. При отсутствии возможности измерения тока дросселя звон также можно наблюдать в коммутационном узле.*

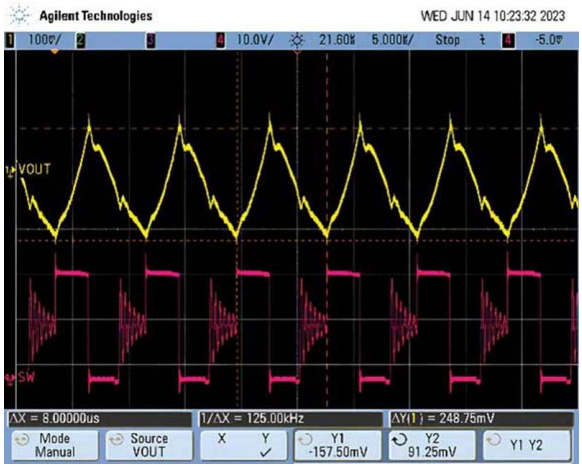


***Рисунок 11**. Форма тока дросселя при недостаточной индуктивности. Наличие звона на выходе и в коммутационном узле указывают на то, что источник питания работает в режиме DCM.*

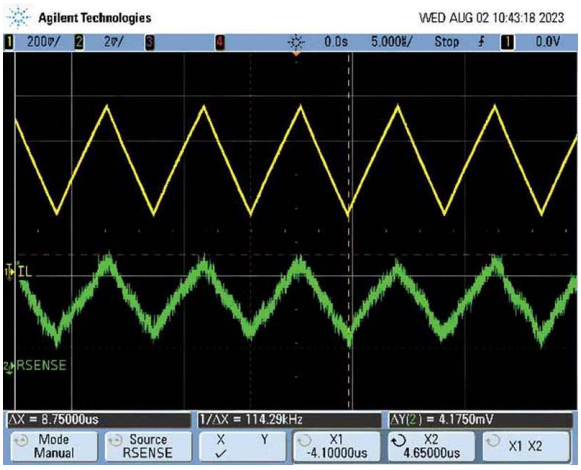


***Рисунок 12**. Форма тока дросселя с номинальным значением индуктивности.*

ЭМИ. Это ухудшение характеристик ЭМИ проявляется в виде звона в коммутационном узле, возникающего под влиянием паразитных параметров и LC-контура (образующего резонансную цепь), что видно на Рисунке 10. Этот звон будет передаваться на выход, приводя к увеличению пульсаций и появлению дополнительных пиков напряжения, как показано на Рисунке 11. Кроме того, источник питания больше не работает в режиме непрерывной проводимости (continuous conduction mode, CCM), и выведенные формулы для выходных характеристик импульсного источника питания больше не применимы.

Для устранения этой проблемы разработчикам следует тщательно подбирать дроссель, обеспечивающий уровень пульсаций тока порядка 30–40%. Это позволит уменьшить амплитуду пульсаций тока дросселя и вернуть устройство из режима DCM в CCM, как показано на Рисунке 12. Это также снизит пульсации выходного напряжения и устранит из него пики, как показано на Рисунке 8. Если расчет требуемой индуктивности дросселя и выбор подходящего компонента вызовет трудности у разработчика, для проектирования и подбора компонентов силового каскада можно воспользоваться программой LTPowerCAD [1].

Осложнения, связанные со слишком большой индуктивностью дросселя

Для электронных компонентов, подключенных к выходу импульсного источника питания, как правило, заданы определенные зна-

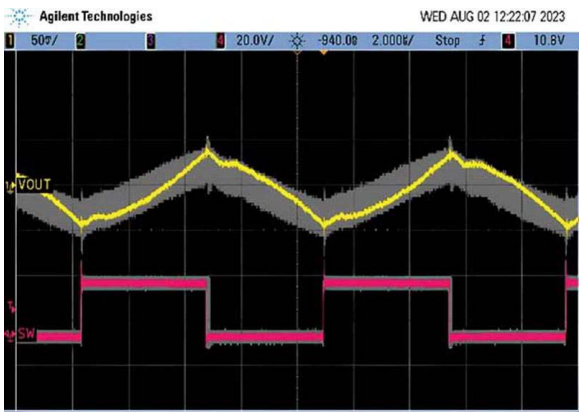


***Рисунок 13**. Дрожание выходного напряжения, вызванное неустойчивостью схемы. На осциллограмме, полученной при включенной функции послесвечения, показан выходной сигнал дросселя, имеющего чрезмерно большую индуктивность. Выделенная осциллограмма получена при использовании дросселя с номинальным значением индуктивности.*

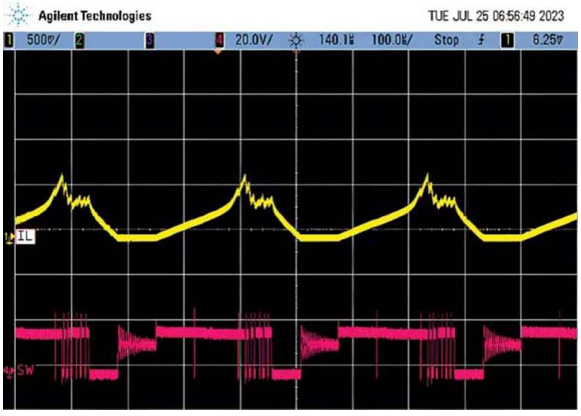


***Рисунок 14**. Осциллограмма выходного тока при насыщенном дросселе, индуктивность которого в 22 раза превышает номинальное значение. Допустимый ток не увеличивается пропорционально индуктивности.*

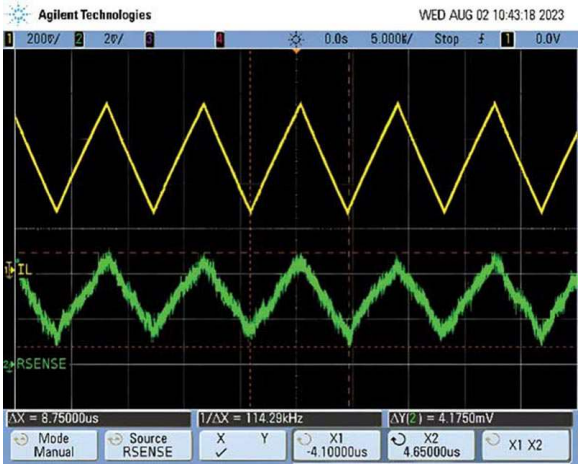


***Рисунок 15**. Номинальные сигналы на токоизмерительном резисторе.*

чения напряжений питания с соответствующими допусками. Если пульсации на шине питания слишком велики, это может существенно повлиять на работу системы. Например, если для микроконтроллера установлено напряжение питания 3.3 В ±50 мВ, то пульсации, превышающие ±50 мВ, могут привести к его отключению. Одним из способов снижения уровня пульсаций, к которому часто прибегают разработчики, является увеличение индуктивности дросселя. Однако при выборе дросселя со слишком большой индуктивностью существенно уменьшаются как пульсации тока, так и пульсации выходного напряжения. Хотя на первый взгляд это и кажется желательным, это приведет к проблемам в системе обратной связи, а также может значительно замедлить реакцию на переходные процессы. Слабые пульсации существенно затруднят обнаружение изменений последовательным токоизмерительным резистором, искажая обычную треугольную форму сигнала, передаваемого в контур обратной связи. Когда пульсации тока дросселя малы, ухудшается отношение сигнал/шум. Из-за этого петля обратной связи регистрирует шум как сигнал от дросселя, что приводит к нежелательному ухудшению устойчивости схемы, проявляющемуся в виде дрожания выходного напряжения, как показано на Рисунке 13.

Кроме того, у дросселей с большей индуктивностью, как правило, меньше номинальный ток насыщения. Это может привести к насыщению дросселя, что представляет опасность для устройства, как описано в разделе «Насыщение дросселя». Эффект насыщения дросселя с чрезмерно большой индуктивностью показан на Рисунке 14.

Для смягчения этой проблемы разработчикам следует помнить, что пульсации выходного напряжения можно контролировать выбором выходных конденсаторов. Увеличив емкость выходного конденсатора или уменьшив его ESR, можно снизить пульсации выходного напряжения, не увеличивая индуктивность дросселя. Это даст возможность удержать пульсации тока дроссе-

ля на уровне 30–40%, что позволит измерительной системе формировать правильный сигнал обратной связи. Это показано на Рисунке 15.

Заключение

Данная статья служит руководством по вопросам, связанным с выбором дросселей для понижающих преобразователей. Кроме того, она призвана предложить практические решения на случай, если разработчики столкнутся с какими-либо из описанных здесь нежелательных явлений. Поддержание пульсаций тока дросселя на уровне 30–40% от его выходного значения за счет правильного выбора индуктивности имеет решающее значение, гарантирующее, что устройство будет оставаться в режиме CCM без появления нежелательного дрожания или насыщения, что может оказаться фатальным для нагрузки или самой микросхемы регулятора. РЛ

Ссылка

1. LTpowerCAD and LTpowerPlanner

Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок. Нарушения в работе токоизмерительного резистора

Abe Ibraheim, Kenneth Armijo, Piyu Dhaker

Analog Dialogue

Выбор слишком большого или слишком малого сопротивления RSENSE, а также отказ от фильтрации могут привести к снижению КПД системы и ухудшению шумовых характеристик.

Аннотация

Это вторая статья из серии, в которой будут обсуждаться распространенные ошибки при проектировании импульсных источников питания, а также способы их устранения. В ней рассматриваются сложности, возникающие при проектировании каскадов обратной связи импульсных DC/DC регуляторов, с акцентом на токоизмерительном резисторе (R_{SENSE}). R_{SENSE} играет решающую роль в обеспечении того, чтобы цепь обратной связи (которая отвечает за поддержание выходного напряжения) получала точный сигнал от тока дросселя. Искажения сигнала могут привести к тому, что пульсации тока дросселя будут казаться больше или меньше, чем они есть на самом деле, что приведет к непредусмотренному поведению цепи обратной связи.

Введение

Для демонстрации последствий неправильного выбора токоизмерительного резистора, а также того, что происходит при удалении компонентов фильтра R_{SENSE}, в этой статье используются понижающие преобразователи. Подробное описание работы понижающих преобразователей можно найти в первой статье этой серии «Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок. Нарушения в работе дросселя» [1]. Сопротивление измерительного резистора часто выбирают неправильно, поскольку разработчики стремятся оптимизировать КПД и характеристики устройства, но неправильный выбор приводит к ухудшению характеристик. Кроме того, фильтрующие компоненты токоизмерительного резистора имеют решающее значение для предоставления точной информации архитектуре обратной связи, и их удаление может ухудшить характеристики импульсного источника питания.

Что такое токоизмерительный резистор?

Ток, выходящий из дросселя, преобразуется в напряжение с помощью низкоомного токоизмерительного резистора (R_{SENSE}). Это показано на Рисунке 1.

Это напряжение служит сигналом, посылаемым логике обратной связи для регулирования выходного напряжения. Выбор правильного сопротивления этого резистора датчика имеет решающее значение для обеспечения того, чтобы логика обратной связи получала точную информацию о токе дросселя. Кроме того, это гарантирует, что сигнал, получаемый с R_{SENSE}, не выходит за пределы

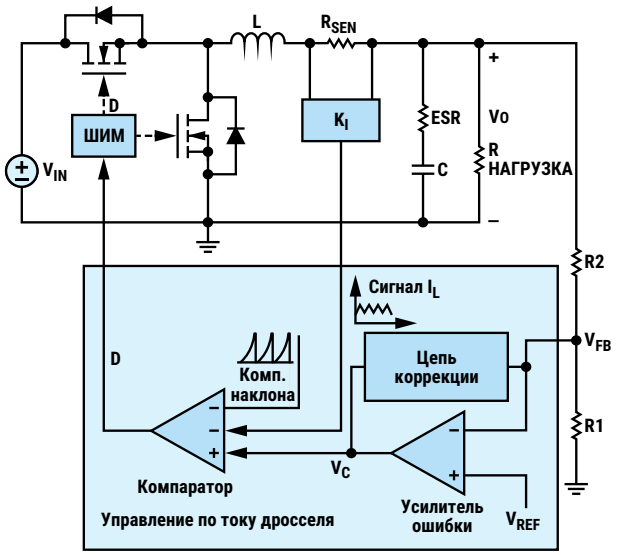


***Рисунок 1**. Упрощенная схема, демонстрирующая основные принципы работы понижающих преобразователей и их систему обратной связи. Эту схему можно найти в руководстве по применению [3].*

диапазона допустимых дифференциальных напряжений, указанного в техническом описании микросхемы преобразователя.

Осложнения, связанные со слишком низким сопротивлением токоизмерительного резистора

Стремясь повысить КПД схемы, разработчики могут уменьшить сопротивление токоизмерительного резистора. Токоизмерительный резистор включен последовательно с дросселем и выходом, чтобы устройство могло воспринимать треугольную форму тока дросселя и использовать ее в контуре обратной связи. Потери мощности в этом резисторе определяются выражением

$$P_{LOSS} = I_L^2 \times R_{SENSE}.$$

Уменьшив сопротивление токоизмерительного резистора, разработчик может немного повысить КПД. Однако это будет иметь свои последствия. Если сопротивление слишком мало, сигнал, снимаемый с токоизмерительного резистора, также будет слишком слабым. Это ухудшит отношение сигнал/шум, поскольку уровень шума становится сопоставимым с уровнем сигнала, полученного из тока дросселя. При более низком отношении сигнал/шум токоизмерительный резистор больше не может изолировать первичный сигнал, что приводит к наложению шума на выходной сигнал. Обычно это проявляется в виде дрожания выходного сигнала, показанного на Рисунке 2.

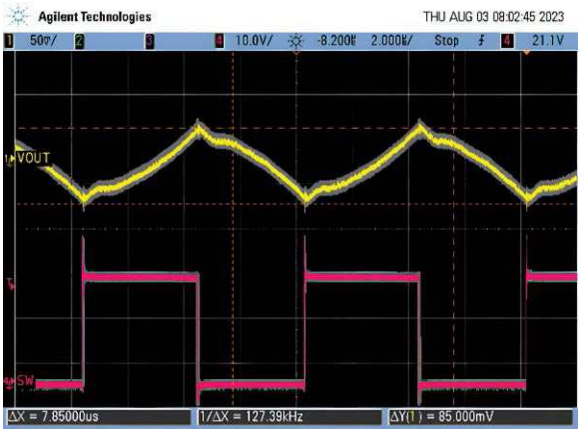


***Рисунок 2**. Дрожание, вызванное нестабильностью выходного сигнала. На осциллограмме, полученной при включенной функции послесвечения, показан выходной сигнал при недостаточном сопротивлении R_{SENSE}. Подсвеченная осциллограмма отображает сигнал при номинальном сопротивлении R_{SENSE}.*

Чтобы избежать этой проблемы, разработчикам следует выбирать правильное значение сопротивления R_{SENSE} в соответствии со следующей формулой:

$$R_{SENSE} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX}}.$$

Здесь $V_{SENSE(MAX)}$ определяется из технического описания устройства, а I_{MAX} – это максимальный ток нагрузки. Каждый импульсный источник питания рассчитан на максимальный ток (I_{MAX}), который определяется как сумма половины размаха пульсаций тока

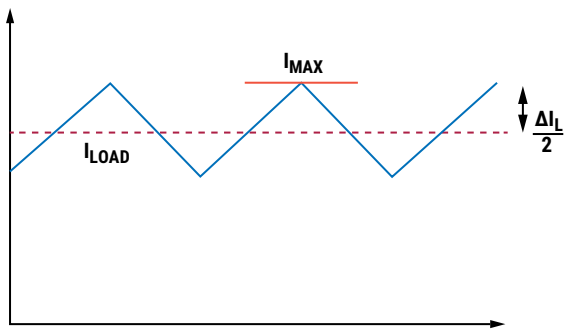


***Рисунок 3**. Форма тока в дросселе.*

дросселя и среднего тока нагрузки I_{LOAD}, что показано на Рисунке 3.

$$I_{MAX} = I_{LOAD} + \frac{\Delta I_L}{2}.$$

Выбор значения, соответствующего этой формуле, гарантирует, что величина R_{SENSE} будет достаточно большой для адекватного отслеживания пульсаций тока дросселя. Если выбор требуемого сопротивления вызывает трудности у разработчиков, они могут воспользоваться программой LTpowerCAD [2] от компании Analog Devices, которая рассчитает и предложит рекомендуемое сопротивление R_{SENSE}, обеспечивающее правильную работу схемы. Если разработчиков волнует КПД их устройства, они также могут воспользоваться вкладкой «Power Loss and Efficiency» (Потери мощности и КПД) в программе LTpowerCAD, чтобы определить источники потерь мощности, такие как потери при переключении MOSFET и потери на сопротивлении дросселя постоянному току (DCR), и устранить их, выбрав более эффективные компоненты. Кроме того, если микросхема может измерять ток по падению напряжения на DCR дросселя, можно отказаться от измерительного резистора и снимать напряжение непосредственно с дросселя. Это позволит повысить КПД, но за счет снижения надежности и ухудшения шумовых характеристик. Использование измерительного резистора является предпочтительным вариантом, однако при необходимости достижения максимального КПД можно измерять ток, используя DCR дросселя.

Осложнения, связанные со слишком большим сопротивлением токоизмерительного резистора

При проектировании импульсных источников питания разработчики, как правило, не выбирают токоизмерительный резистор с завышенным сопротивлением. Однако недостатки топологии печатной платы могут привести к тому, что сопротивление проводников будет суммироваться с сопротивлением токоизмерительного резистора, увеличивая тем самым общее сопротивление цепи измерения тока. Обычно микросхемы импульсных источников питания имеют функцию ограничения тока, которая определяется максимальным напряжением, которое может возникнуть на токоизмерительном резисторе. Когда его значение превышено, микросхема переходит в режим ограничения тока, и выходное напряжение начинает падать по мере увеличения тока нагрузки. Микросхема больше не стабилизирует выходное напряжение. Это показано на Рисунке 4.

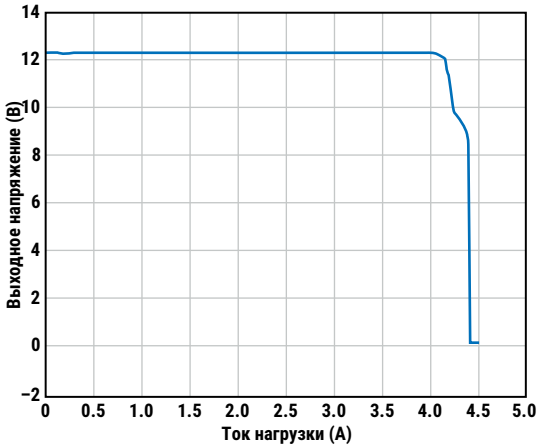


Рисунок 4. *Стабилизация по нагрузке при чрезмерно большом сопротивлении токоизмерительного резистора. Данный конкретный DC/DC преобразователь рассчитан на ток до 15 А, однако при использовании измерительного резистора завышенного номинала он перестает стабилизировать напряжение уже при токе порядка 4 А.*

Это явление часто возникает, когда длина дорожек платы, соединяющих дроссель и измерительный резистор, длиннее, чем нужно, или когда токонесущая дорожка подключена к одному из измерительных выводов микросхемы. Поскольку сопротивление выбранного измерительного резистора находится в диапазоне миллиом, он чувствителен к любому дополнительному сопротивлению. Избежать этой проблемы можно с помощью подключения Кельвина, показанного на Рисунке 5.

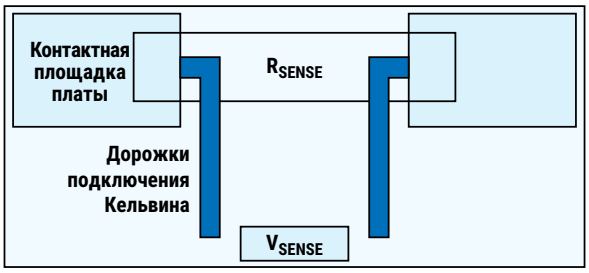


***Рисунок 5**. Это пример правильного подключения Кельвина.*

Измерительные дорожки отделены от контактных площадок печатной платы и токонесущих дорожек. Дорожки Кельвина значительно тоньше и проложены как можно ближе к измерительному резистору, чтобы избежать дополнительного паразитного сопротивления. Благодаря этому V_{SENSE} точно отображает только напряжение на измерительном резисторе. Поэтому, когда сопротивление измерительного резистора увеличивается из-за отсутствия надлежащих подключений Кельвина, длинных дорожек или просто из-за выбора неправильного номинала, ограничение тока срабатывает при меньших нагрузках, поскольку уровень $V_{SENSE(MAX)}$ достигается гораздо раньше, что приводит к ухудшению стабилизации по нагрузке.

Что такое эквивалентная последовательная индуктивность (ESL)?

Из-за низкого сопротивления токоизмерительного резистора (в диапазоне миллиом) паразитная эквивалентная последовательная индуктивность (ESL), присущая резисторам поверхностного монтажа, оказывает заметное влияние на архитектуру системы измерения. Поэтому для компенсации влияния паразитной ESL к измерительным дорожкам необходимо добавить RC-фильтр. Разработчики не видят очевидного преимущества в отказе от компонентов фильтра, но могут пойти на это, чтобы сократить размеры платы и стоимость материалов, либо просто забывают включить их в схему.

ESL складывается не только из паразитной индуктивности самого токоизмерительного резистора, но и из индуктивности, обусловленной топологией печатной платы и разводкой печатных проводников. ESL можно рассчитать по следующей формуле:

$$ESL = \frac{V_{ESL(STEP)}}{\Delta I_L} \cdot \frac{t_{ON} \times t_{OFF}}{t_{ON} + t_{OFF}}.$$

Здесь

$V_{ESL(STEP)}$ – добавленное напряжение на токоизмерительном резисторе,

T_{ON} – время, в течение которого главный ключ открыт,

T_{OFF} – время, в течение которого главный ключ закрыт,

Фильтр должен обеспечивать постоянную времени RC, равную или меньшую рассчитанной постоянной времени токоизмерительного резистора (ESL/R). При удалении этого фильтра измерительный резистор будет демонстрировать индуктивные характеристики, накладывающиеся на его резистивные характеристики. Это можно наблюдать по всплескам (скачкам напряжения) на осциллограмме сигнала на измерительном резисторе, как показано на Рисунке 6.

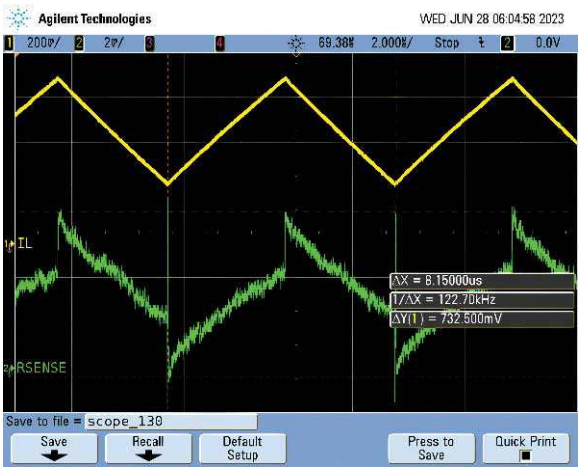


***Рисунок 6**. Это сигнал на резисторе R_{SENSE} при отсутствии фильтра компенсации.*

Кроме того, из-за повышенных пульсаций выходного напряжения устройство ошибочно считает, что достигло своего внутреннего предела по току при меньшей нагрузке, что приводит к ухудшению стабилизации по нагрузке (Рисунок 7).

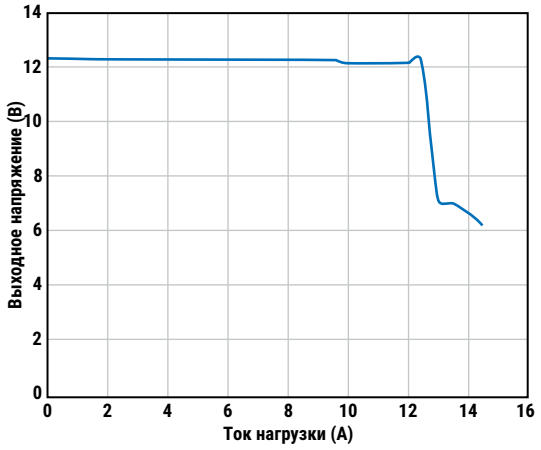


***Рисунок 7**. Стабилизация источника питания по нагрузке при отсутствии фильтра компенсации. Это конкретное устройство рассчитано на ток до 15 А, но прекращает стабилизацию при 12 А.*

Эту проблему можно решить, добавив фильтр с соответствующими параметрами. При расчете фильтра следует руководствоваться формулой, приведенной на Рисунке 8.

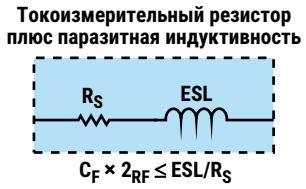


***Рисунок 8**. Параметры RC-цепи фильтра компенсации, рекомендуемые в техническом описании микросхемы LTC3855.*

После этого форма напряжения, подаваемого на измерительную схему, улучшится. При сравнении с сигналом, приходящим от измерительного резистора без фильтра, становится очевидным, что RC-фильтр сглаживает сигнал и устраняет скачок, обусловленный индуктивностью резистора (ESL). Индуктивные всплески исчезают, и сигнал, как и ожидалось, приобретает треугольную форму. Это можно увидеть на Рисунке 9.

Заключение

Данная статья служит руководством по вопросам, связанным с выбором и использованием токоизмерительных резисторов в понижающих преобразователях. Кроме того, в ней приведены практические решения на случай, если разработчики столкнутся с какими-либо из описанных в этой статье нежелательных явлений. Хотя этот аспект часто упускают из виду, правильный подбор токоизмерительного резистора имеет решающее значение для поддержания стабильного выходного напряжения при изменяющихся нагрузках. Выбор неподходящего измерительного

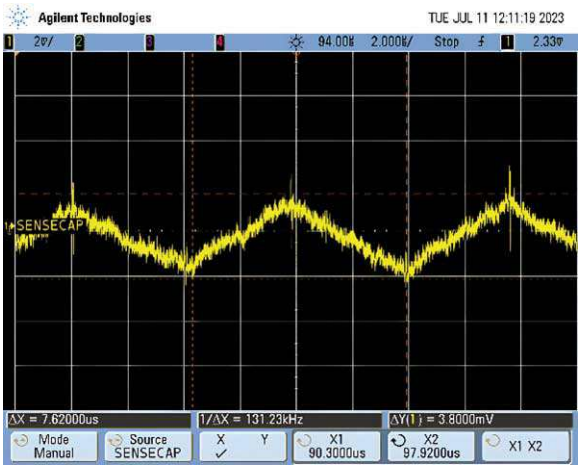


***Рисунок 9**. Это сигнал на резисторе R_{SENSE} при наличии фильтра компенсации. Сигнал измеряется на конденсаторе фильтра, поскольку это выход фильтра и именно этот сигнал поступает в систему обратной связи.*

резистора в целях экономии энергии или игнорирование паразитных параметров резистора, обусловленных топологией печатной платы, могут привести к ухудшению характеристик системы в целом. Кроме того, пренебрежение компонентами фильтрации в цепи измерительного резистора приведет к передаче неточного сигнала обратной связи в схему измерения, что еще больше ухудшит характеристики системы. РЛ

Ссылки

1. Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок. Нарушения в работе дросселя. РадиоЛоцман, 2026, 07-08, стр. 12.
2. LTpowerCAD and LTpowerPlanner
3. AN-140: Basic Concepts of Linear Regulator and Switching Mode Power Supplies

Материалы по теме

1. Datasheet Analog Devices LTC3855

Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок. Проблемы, связанные с управлением транзисторами и с конденсаторами вольтодобавки

Abe Ibraheim, Kenneth Armijo, Piyu Dhaker

Analog Dialogue

Очень большие или очень малые коэффициенты заполнения, особенно при высоких частотах переключения, могут привести к временно́му рассогласованию и, как следствие, к ухудшению характеристик системы.

Аннотация

Это третья статья из серии, в которой будут обсуждаться распространенные ошибки при проектировании импульсных источников питания, а также способы их устранения. В ней рассматриваются сложности, возникающие при проектировании силовых каскадов импульсных DC/DC регуляторов, с акцентом на силовые транзисторы и вольтодобавочный (бутстрепный) конденсатор. Для силовых транзисторов установлены минимальный и максимальный коэффициенты заполнения, нарушение которых приводит к ухудшению характеристик импульсного источника питания. Кроме того, при отсутствии вольтодобавочного конденсатора транзисторы не будут работать должным образом.

Введение

В этой статье понижающие преобразователи используются для демонстрации последствий игнорирования временных характеристик силовых транзисторов, а также того, что происходит при удалении вольтодобавочного конденсатора. Подробное описание работы понижающих преобразователей можно найти в первой статье этой серии «Анализ импульсных источников питания и питания и устранение ошибок. Нарушения в работе дросселя» [1]. Для силовых транзисторов установлены минимальные времена включенного и выключенного состояний, необходимые для обеспечения надлежащего заряда и разряда емкости затвора полевого транзистора, гарантирующего их полное включение и выключение. Если пренебречь этими требованиями (например, ради повышения скорости переключения), возникают такие проблемы, как нестабильность выходного напряжения и искажение частоты переключения. Кроме того, для обеспечения нормальной работы этих транзисторов критически важен вольтодобавочный конденсатор. Отсутствие этого конденсатора приведет к тому, что управляющего напряжения будет недостаточно для полного открывания транзисторов.

Что такое вольтодобавочный конденсатор?

Вольтодобавочный конденсатор отвечает за обеспечение надлежащей работы верхнего n-канального MOSFET. Он показан на Рисунке 1 и выделен красным цветом.

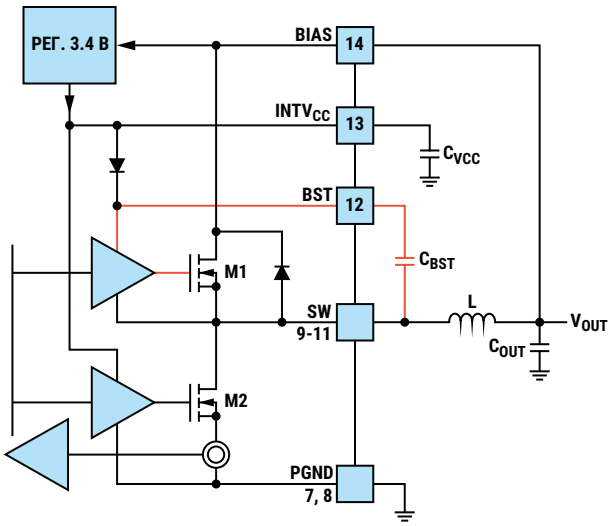


***Рисунок 1**. Блок-схема из технического описания микросхемы LT8610, демонстрирующая функцию конденсатора вольтодобавки.*

Когда верхний n-канальный MOSFET закрыт, потенциалы коммутационного узла и источника входного напряжения примерно равны. Это означает, что напряжение на истоке верхнего MOSFET превышает напряжение на его затворе (подаваемое с драйвера затвора). Без положительного напряжения между затвором и истоком, превышающего пороговое напряжение n-канального полевого транзистора, MOSFET открыться не может. Поэтому используется конденсатор вольтодобавки, благодаря которому напряжение на затворе всегда остается выше напряжения на истоке.

Пренебрежение конденсатором вольтодобавки

Отказ от использования вольтодобавочного конденсатора не дает разработчикам никаких очевидных преимуществ, однако они могут пойти на это, чтобы сократить количество и стоимость компонентов, либо просто забыть включить эти компоненты, не осознавая минусов такого решения. Между тем, вольтодобавочный конденсатор необходим для того, чтобы микросхема могла обеспечить на затворе верхнего полевого транзистора напряжение, достаточное для его полного открывания, как показано на Рисунке 2.

Если верхний полевой транзистор открывается не полностью, устройство не сможет стабилизировать выходное напряжение. Полевой транзистор будет работать в линей-

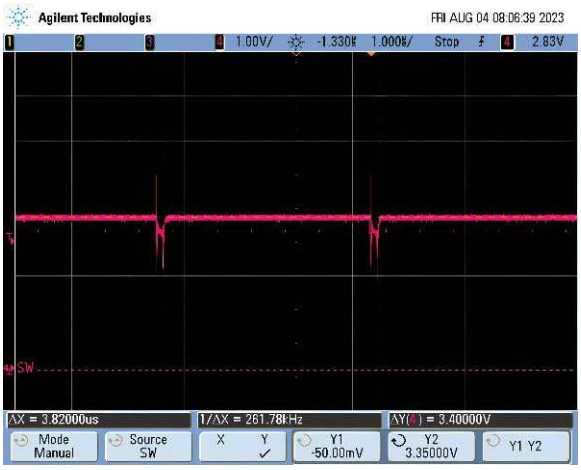


***Рисунок 2**. Коммутационный узел без вольтодобавочного конденсатора.*

ной области, рассеивая значительную мощность и нагревая микросхему.

Для решения этой проблемы разработчикам необходимо добавить вольтодобавочный конденсатор. Если разработчики не уверены, какой должна быть его емкость, им следует выбрать значение из примера в техническом описании, наиболее близкого к их приложению. Если устройству требуется вольтодобавочный конденсатор, его отсутствие приведет к выходу из строя импульсного источника питания. Добавление повышающего конденсатора позволит драйверу затвора верхнего плеча уверенно обеспечивать насыщение полевого транзистора, позволяя ему действовать как переключатель и подавать полное входное напряжение на коммутационный узел. Это можно увидеть на Рисунке 3.

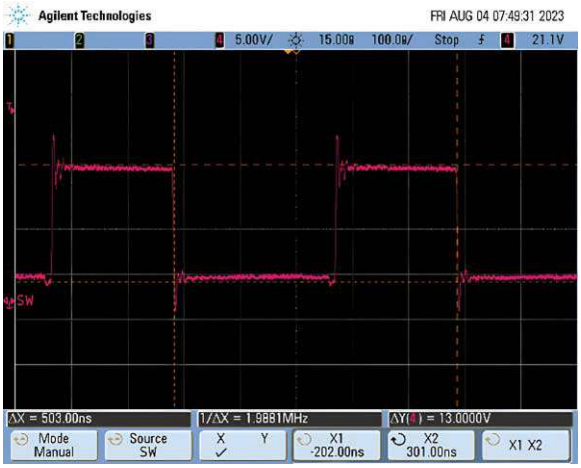


***Рисунок 3**. Коммутационный узел с вольтодобавочным конденсатором.*

Нарушение требований к минимальному времени включенного состояния

Чтобы уменьшить занимаемую на плате площадь, разработчики часто выбирают более высокие частоты переключения, даже ценой снижения КПД из-за возросших потерь при переключении. Однако когда устройство работает на высокой частоте и с большим коэффициентом понижения, коэффициент заполнения неизбежно становится меньше и может опуститься ниже минимально допустимого значения. Минимальный коэффициент заполнения определяется следующей формулой:

$D_{MIN} = t_{MIN_ON} \times F_{SW}$.

Здесь

t_{MIN-ON} – минимальное время, в течение которого дроссель заряжается от входного источника,

F_{SW} – частота переключения.

Для микросхем импульсных преобразователей установлено значение минимального времени включения, которое разработчики должны соблюдать для обеспечения правильной работы полевых транзисторов (поскольку они не могут переключаться мгновенно). Разработчики могут выбирать частоту переключения по своему усмотрению. Однако при выборе слишком высокой частоты переключения и слишком большого коэффициента понижения время включения вынужденно становится меньше минимального значения.

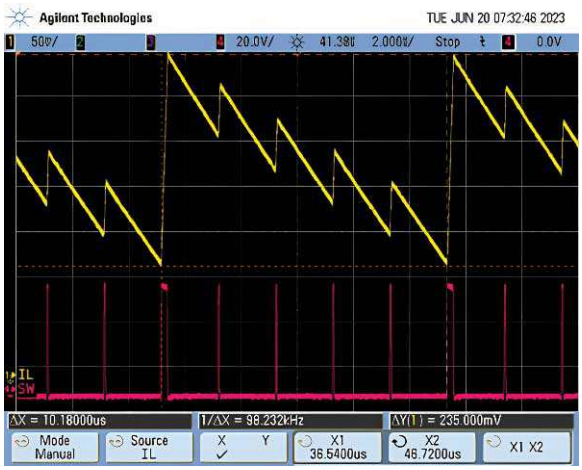


***Рисунок 4**. Осциллограмма тока при нарушении требований к минимальному времени включения.*

Когда время включения принудительно снижается ниже своего минимального значения, ток дросселя будет разряжаться быстрее, чем заряжаться за один период. С началом нового периода начальная точка оказывается ниже, чем в предыдущих циклах, что называется падением тока. В конечном итоге, как ток, так и выходное напряжение падают настолько низко, что для стабилизации выходного напряжения устройство вынуждено внутренне генерировать бóльший коэффициент заполнения (с бóльшим временем включения), как показано на Рисунке 4.

Это падение пульсаций тока дросселя также проявляется и в выходном напряжении преобразователя. Пульсации выходного напряжения становятся более зашумленными, что может повлиять на чувствительные нагрузки и увеличить излучение электромагнитных помех. Этот эффект можно увидеть на Рисунке 5.

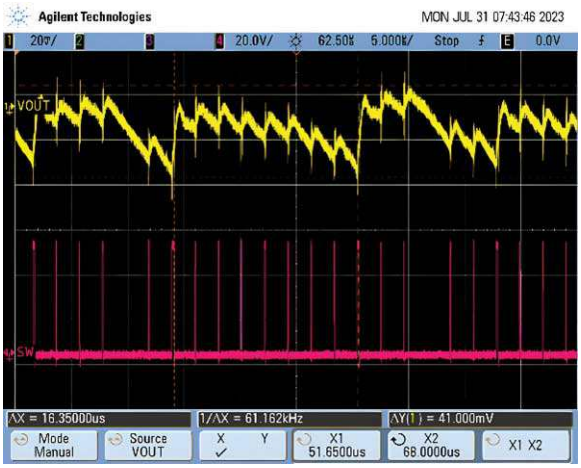


***Рисунок 5**. Осциллограмма выходного напряжения при нарушении требований к минимальному времени включения.*

Данная проблема имеет простое решение. Поскольку время включенного состояния в первую очередь зависит от частоты переключения, разработчики могут устранить проблему, снизив частоту. Но это влечет за собой необходимость использования более крупных компонентов силового каскада, в первую очередь – более крупного дросселя. Улучшенную функциональность понижающего преобразователя можно увидеть по стабильному времени включения в соседних периодах, а также по стабильным пульсаци-

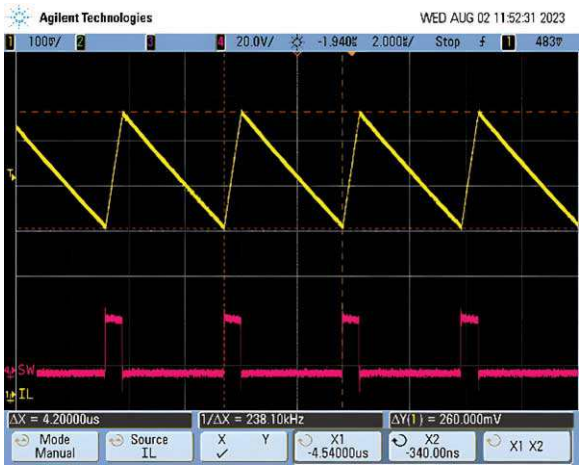


***Рисунок 6**. Стабильные пульсации тока.*

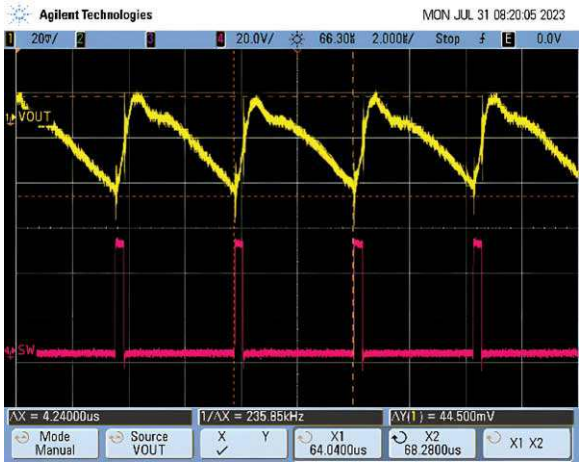


***Рисунок 7**. Стабильные пульсации выходного напряжения.*

ям тока на Рисунке 6 и стабильным пульсациям выходного напряжения на Рисунке 7.

Нарушение требований к минимальному времени закрытого состояния

В некоторых приложениях могут потребоваться небольшие коэффициенты понижения, что создает риск нарушения требований к минимальному времени выключенного состояния. Время $t_{MIN-OFF}$ является дополнением к t_{MIN-ON} и представляет собой минимальное время, в течение которого дроссель не заряжается от входного напряжения. Как и в случае с требованием к времени включения, импульсный источник питания должен быть выключен в течение заданного периода времени, чтобы обеспечить правильную работу полевых транзисторов (позволяя им

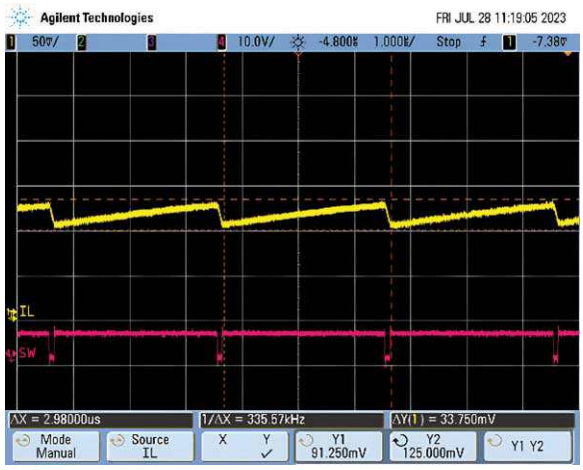


***Рисунок 8**. Осциллограмма тока при нарушении требований к минимальному времени выключения. Частота снижается до 335 кГц.*

полностью разрядиться). Условия минимального времени выключения нарушается, когда требуемый коэффициент заполнения превышает максимально допустимое значение, определяемое следующей формулой:

$$D_{MAX} = 1 - (t_{MIN-OFF} \times F_{SW}).$$

Если коэффициент заполнения превышает максимальное значение, источник питания снизит частоту, на которую он был настроен, чтобы избежать нарушения требований к минимальному времени выключения, указанному в техническом описании. Это можно увидеть на Рисунке 8. Изначально устройство было сконфигурировано на частоту 2 МГц.

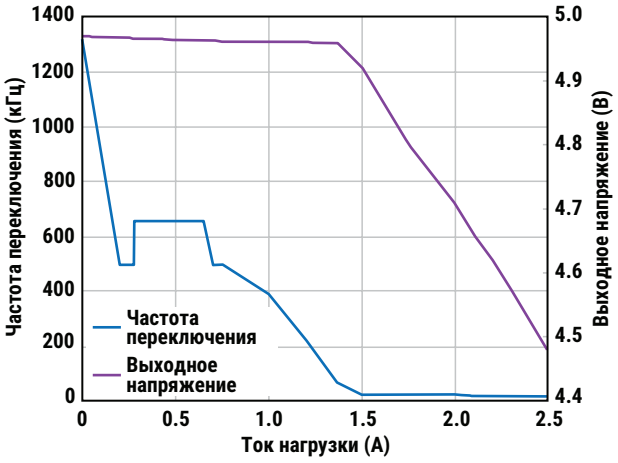


***Рисунок 9**. Стабилизация по току нагрузки и прогрессирующее снижение частоты. По мере увеличения нагрузки частота снижается, чтобы поддерживать заданный уровень выходного напряжения.*

На Рисунке 9 показано, как по мере увеличения нагрузки устройство снижает частоту для поддержания постоянного выходного напряжения. Устройство работало в режиме прерывистой проводимости (DCM) до тока нагрузки порядка 0.28 А, поэтому частота снижается примерно до 495 кГц, а затем снова повышается до 657 кГц. Устройство может поддерживать нормальную работу на частоте 657 кГц до тех пор, пока нагрузка не достигнет 0.7 А. Частота снижается для поддержания нужного выходного напряжения до тех пор, пока ток нагрузки не достигнет примерно 1.4 А. Когда это происходит, устройство не может уменьшить частоту ниже 100 кГц (минимальная указанная в документации частота обратной связи для данного устройства) при сохранении выходного напряжения, поэтому выходное напряжение начинает падать.

Решение этой проблемы не так просто, как в случае с минимальным временем включения. Поскольку входное и выходное напряжения часто заданны разработчикам, изменить коэффициент заполнения для увеличения времени выключенного состояния невозможно. Если они смогут обеспечить более высокое входное напряжение, устройство будет работать на заданной частоте, поскольку меньший коэффициент заполнения не позволит устройству нарушить требования к минимальному времени выключения. Это видно на Рисунке 10, где микросхема работает на заданной частоте 2 МГц.

В отличие от ситуации с минимальной длительностью включенного состояния, снижение частоты будет эффективно только до определенного тока нагрузки. Если разработчик не может снизить частоту переключения до значения, достаточного, чтобы не допустить нарушения требований к минимальному времени выключения, оптимальным решением будет выбор другой микросхемы, способной работать с более высокими коэффициентами заполнения и более короткими периодами включения.

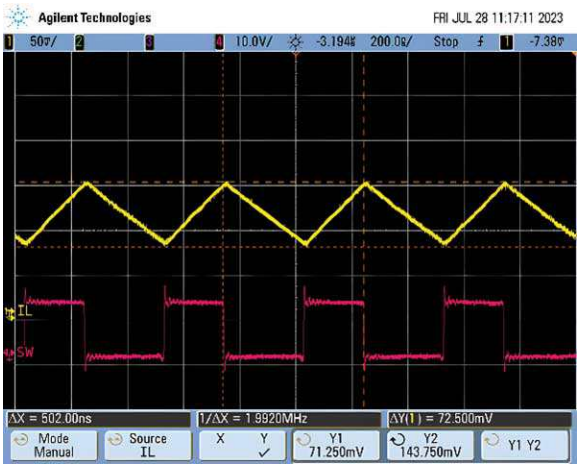


***Рисунок 10**. Осциллограмма тока при соблюдении требований к минимальному времени выключения. Установленная частота – 2 МГц.*

Заключение

В этой статье, завершающей серию публикаций, посвященных распространенным ошибкам при проектировании импульсных источников питания, рассматривались вопросы обеспечения правильного режима работы силового транзистора. Установка слишком высокого или слишком низкого коэффициента заполнения приведет к дестабилизации импульсного преобразователя, что повлечет за собой такие нежелательные последствия, как снижение частоты переключения, нестабилизированное выходное напряжение и нежелательное поведение дросселя в отношении тока. Кроме того, пренебрежение вольтодобавочным конденсатором может не только помешать нормальной работе транзистора, но и привести к фатальным последствиям для нагрузки, транзистора или самой микросхемы. РЛ

Ссылка

1. Анализ импульсных источников питания и устранение ошибок. Нарушения в работе дросселя. РадиоЛоцман, 2026, 07-08, стр. 19.

Материалы по теме

1. Datasheet Analog Devices LT8610

Граждане используют ИИ для протеста против ИИ

Jason Lomberg

Power Systems Design

В одном из знаменитых эпизодов сериала «Симпсоны» злодей Сайдшоу Боб в исполнении Келси Грэммера протестует против зла телевидения, взяв в заложники город Спрингфилд. И когда он появляется на телеэкране, чтобы произнести свой дьявольский монолог, он выдает бессмертную фразу: «Кстати, я осознаю иронию того, что выступаю по телевидению, чтобы его же и осудить, так что можете не трудиться указывать мне на это».

Именно эта мысль пришла мне в голову, когда я увидел новость о том, что жители Огайо используют генеративный искусственный интеллект для протеста против строительства дата-центров, обслуживающих этот самый искусственный интеллект. Да, они в буквальном смысле используют ИИ, чтобы протестовать против ИИ. Причем не просто какой-то ИИ, а именно тот, что помогает обучать и создавать технологии, которые они сами же и используют.

Всем нам хорошо известно о стремительном росте числа дата-центров для ИИ – в США их уже более 4,000, и их число быстро растет, – и все мы видели результаты их работы. Да, наиболее распространенным применением ИИ является генеративный мусор, и то видео с танцующим котом, которое уж точно не спасет мир.

Однако искусственный интеллект проникает во все сферы индустрии, находя применение в промышленности, обороне, медицине и множестве других областей, поэтому глупые картинки и видео уже недолго будут оставаться на переднем плане.

Если учесть стремительный рост числа дата-центров для ИИ и их колоссальное энергопотребление (около 183 ТВт·ч в 2024 году, или примерно 4% от общего объема потребления электроэнергии в стране), становится понятно, почему правозащитные организации (и простые граждане) бьют тревогу по поводу затрат энергии на нужды ИИ и его потенциально пагубного воздействия на окружающую среду.

Сайт Gizmodo отмечает, что дата-центры для систем искусственного интеллекта создают «острова тепла» в радиусе шести миль (подобные тем, что возникают в центрах городов), что может привести к проблемам со здоровьем и нанести ущерб местному сельскому хозяйству.

Все это привело к тому, что такие активистки, как риэлтор из Огайо Джессика Бейкер, начали действовать – в данном случае это означает использование ChatGPT для составления запросов на предоставление документов в рамках борьбы против строительства дата-центра, а также для расшифровки протоколов встреч с другими активистами.

Пожалуй, излишне упоминать, что именно такие дата-центры для нужд ИИ, против которых и выступает Бейкер, обеспечивают обучение и питание той самой системы искусственного интеллекта, которой она пользуется, а также множества других чат-ботов и генеративных программ.

Делай, как я говорю, а не так, как я делаю, по-видимому. РЛ

Токовое зеркало и ГСТ переменного тока

Михаил Шустов, г. Томск

Показана возможность использования транзисторов переменного тока при создании токовых зеркал, а также генераторов переменного стабильного тока. Токовые зеркала, выполненные на таких транзисторах, при питании обоих их ветвей переменным током одинаковой фазы позволяют при регулировке силы тока в ветви управления пропорционально изменять силу тока в зеркальной ветви. Приведены также схемные решения токовых зеркал с использованием трансформатора, первичная обмотка которого включена в цепь ветви управления, а вторичная подключена к входу управления зеркальной цепью, что позволяет менять коэффициент отражения. При включении трансформатора в цепь нагрузки зеркальной ветви появилась возможность изменения коэффициента передачи токового зеркала пропорционально коэффициенту трансформации, причем сила тока как в первичной, так и во вторичной обмотках трансформатора не изменяется от величины сопротивления нагрузки вплоть до короткого ее замыкания. Такое устройство представляет собой стабилизатор переменного тока с гальванической развязкой или генератор стабильного переменного тока, величину которого можно плавно регулировать в ветви управления.

Токовое зеркало или токовый отражатель представляет собой управляемый входным током генератор выходного тока, в котором соотношение этих токов или коэффициент отражения является величиной постоянной [1–3]. На практике это соотношение выполняется с известной долей приближения. Для идеального токового зеркала коэффициент отражения не зависит от напряжения или иных дестабилизирующих факторов.

Простейшее токовое зеркало содержит два идентичных транзистора, первый из которых, входящий в состав ветви управления, включен по схеме с общим эмиттером, причем его коллектор соединен с базой, а в цепь нагрузки подключен токозадающий резистор [1–3]. Второй транзистор, входящий в состав зеркальной ветви, соединен базой с базой первого транзистора, а в цепь его коллектора включено сопротивление нагрузки. Эмиттер второго транзистора соединен с общей шиной питания напрямую, либо через резистор (схема Р.Дж. Видлара) [4]. Несложно показать, что изменению тока в коллекторной цепи первого транзистора будет прямо пропорционально отвечать изменение тока в коллекторной цепи второго транзистора.

Токовые зеркала находят широкое применение в аналоговой электронике. Их используют в составе операционных усилителей, компараторов, стабилизаторов тока, различных устройств измерительной техники.

До настоящего времени в составе токовых зеркал использовали биполярные и полевые транзисторы разного типа проводимости. Ниже рассмотрим возможность использования транзисторов переменного тока [5] в схемотехнике токовых зеркал.

На Рисунке 1 приведены схемы транзисторов переменного тока, выполненных с использованием биполярных или полевых транзисторов.

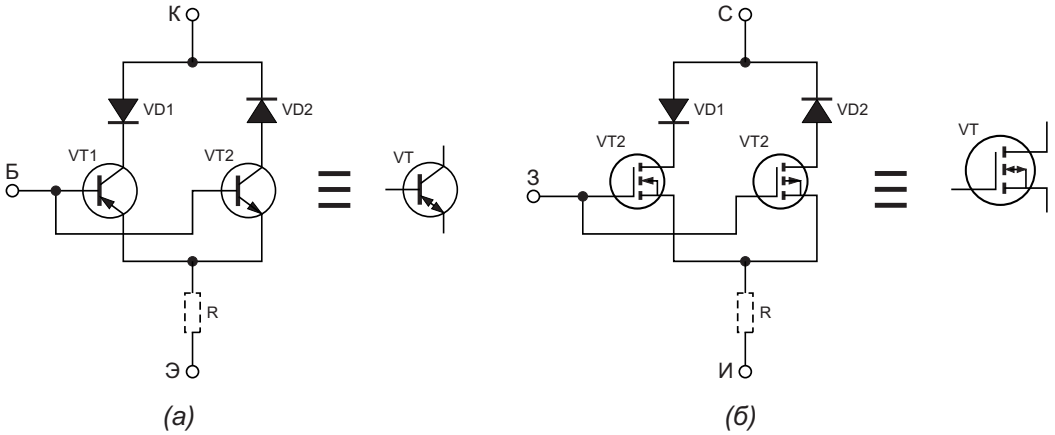


***Рисунок 1**. Транзисторы переменного тока на основе: а) биполярных и б) полевых транзисторов, а также их условные обозначения.*

Для достижения идентичности характеристик транзисторов переменного тока при положительной или отрицательной полярности питающего напряжения необходимо обеспечить идентичность свойств используемых транзисторов разной проводимости, а также обеспечить их одинаковый температурный режим. Подобные требования обычно также предъявляются к транзисторным сборкам, размещенным в общем корпусе.

Простейший вариант зеркала переменного тока показан на Рисунке 2. Для простоты описания его работы использован внешний источник переменного тока E1, подключенный к первичной обмотке трансформатора T1. Вторичные обмотки трансформатора могут иметь разное количество витков, важна лишь правильная их фазировка. Через резисторы цепи управления R и R1 протекает ток, определяемый соотношением

$$I_1 = \frac{U_1 - U_{ЭБ}}{R + R1}.$$

Точно такой же ток (с известным приближением) протекает в цепи нагрузки $R_Н$, сопротивление которого может лежать в пределах от нуля до R ($R_Н \le R$). Таким образом, данное устройство выполняет роль стабилизатора переменного тока.

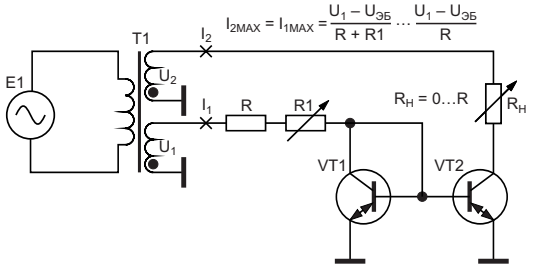


***Рисунок 2**. Зеркало переменного тока.*

На Рисунке 3 приведены модифицированные схемы зеркал переменного тока, позволяющие плавно масштабировать коэффициент отражения за счет использования эмит-

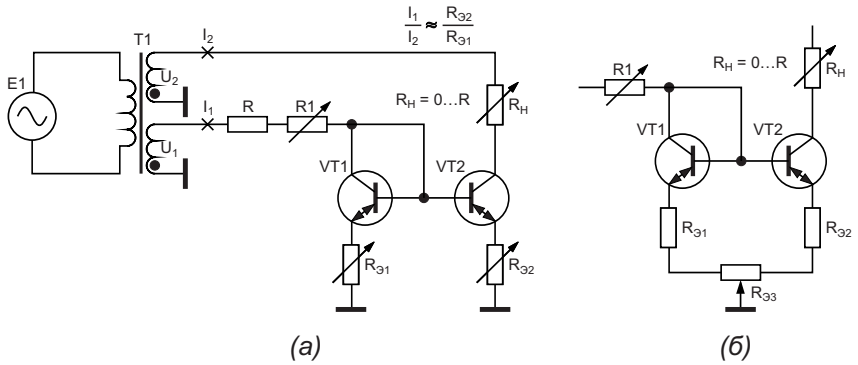


***Рисунок 3**. Токовые зеркала переменного тока с плавно масштабируемым коэффициентом отражения: а) раздельная и б) единая регулировка К.*

терных резисторов $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$. Коэффициент масштабирования (коэффициент отражения) K, Рисунок 3а, можно определить как

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{R_{Э2}}{R_{Э1}},$$

Для зеркала, Рисунок 3б, диапазон изменения коэффициента отражения K варьируется в пределах:

$$K \approx \frac{R_{Э1}}{R_{Э2}+R_{Э3}} \ldots \frac{R_{Э1}+R_{Э3}}{R_{Э2}}.$$

Рассмотрим далее классические способы деления или умножения выходного тока с коэффициентом отражения K = … 0.33, 0.5, 1, 2, 3 ..., Рисунки 4 и 5. В зависимости от количества параллельно включенных транзисторов в ветви управления или зеркальной ветви пропорционально этому количеству выходной ток I_2 понижается или возрастает.

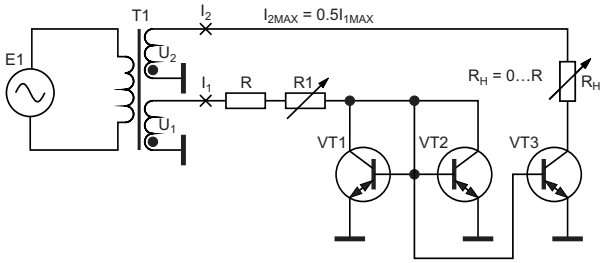


***Рисунок 4**. Зеркало переменного тока с K=0.5.*

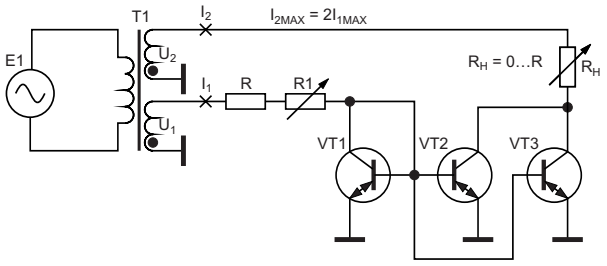


***Рисунок 5**. Зеркало переменного тока с K=2.*

Для нивелирования эффекта Эрли (зависимость коллекторного тока от напряжения питания при неизменном напряжении эмиттер-база) используют зеркало постоянного тока Дж.Р. Уилсона [6]. Пример такого зеркала переменного тока приведен на Рисунке 6.

На Рисунках 7 и 8 приведены схемы зеркал переменного тока с использованием

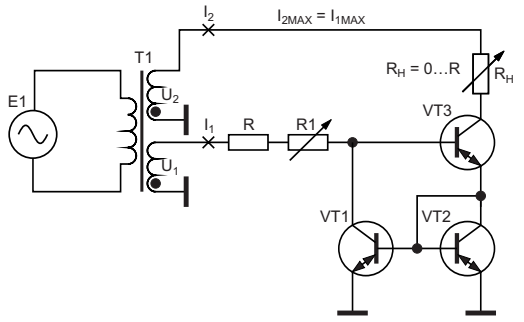


***Рисунок 6**. Токовое зеркало Уилсона, выполненное на транзисторах переменного тока.*

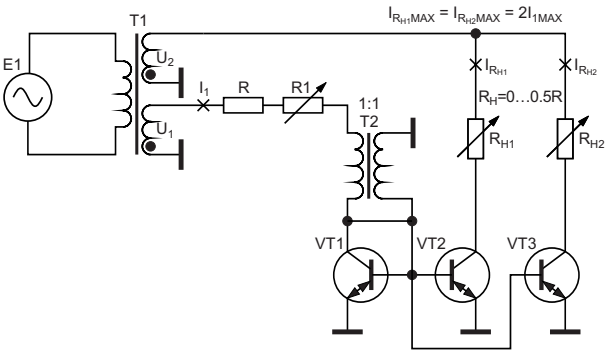


***Рисунок 7**. Использование трансформатора T2 для ступенчатого двукратного увеличения выходного тока.*

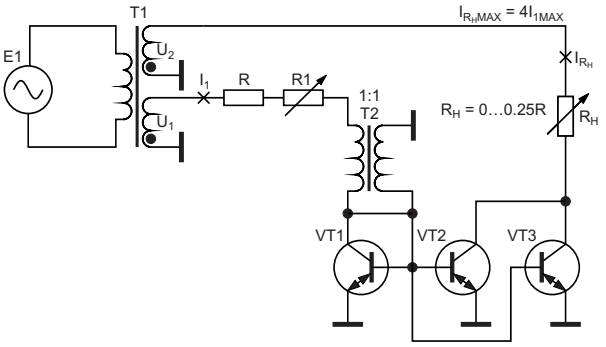


***Рисунок 8**. Использование трансформатора T2 для ступенчатого четырехкратного увеличения выходного тока.*

трансформаторов, позволяющих менять коэффициент отражения зеркал. Первичная обмотка трансформатора включена последовательно с резисторами R и R1 в цепь токозадающей ветви зеркала. Вторичная обмотка подключена параллельно к входу управления зеркальной ветвью.

Коэффициент отражения в зависимости от вариантов подключения транзисторов зеркальной цепи при коэффициенте трансформации 1:1 ступенчато изменяется, Рисунки 7 и 8.

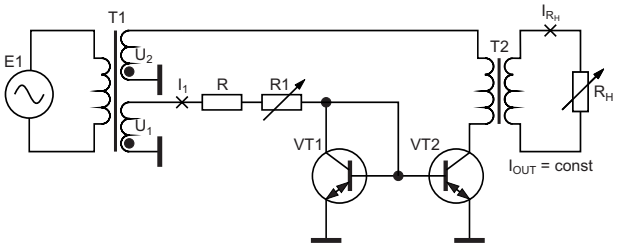


***Рисунок 9**. Стабилизатор переменного тока на основе зеркала переменного тока.*

Весьма перспективным представляется использование трансформатора в цепи нагрузки зеркальной ветви зеркала переменного тока, Рисунок 9. При изменении сопротивления нагрузки R_H вплоть до короткого замыкания ток в первичной или вторичной обмотке трансформатора T2, заданный резисторами R и R1, не меняется. Таким образом, рассматриваемое устройство, Рисунок 9, является стабилизатором переменного тока с гальванической развязкой или генератором стабильного переменного тока, величину которого можно плавно регулировать в ветви управления. Трансформатор T2 может иметь неограниченное количество вторичных обмоток с различными коэффициентами трансформации.

При моделировании рассмотренных ранее схем в пакете программ схемотехнического моделирования Multisim было показано, что зеркала переменного тока способны работать до частот порядка 1 МГц и выше. С ростом частоты и напряжения необходимо учитывать варикапные свойства полупроводниковых переходов транзисторов и диодов. При снижении амплитуды питающих напряжений ниже 2…5 В могут наблюдаться искажения синусоиды выходных токов в области перехода напряжения через ноль. РЛ

Литература

1. Шустов М.А. Основы силовой электроники. СПб.: Наука и Техника, 2017, 336 с.; 2019, 336 с.
2. Шустов М.А. Силовая электроника в электропитании и освещении. От азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024, 560 с.
3. Шустов М.А. Прецизионное токовое зеркало и УНЧ на его основе. РадиоЛоцман. 2021. № 7–8. С. 88–91.
4. Патент США № 3320439. МКИ G05F 3/30. Низковольтный источник тока для интегральных схем / Р.Дж. Видлар. Заявлен 26.05.1965. Выдан 16.05.1967.
5. Шустов М.А. Транзисторы переменного тока. РадиоЛоцман. 2020. № 4. С. 61–63.
6. Патент США № 3588672. МКИ G05F 1/56. Регулятор тока, контролируемый напряжением на полупроводниковом переходе / Дж.Р. Уилсон. Заявлен 08.02.1968. Выдан 28.06.1971.

Регуляторы мощности на основе зеркала переменного тока

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы регуляторов мощности переменного и постоянного тока любой полярности с использованием токовых зеркал переменного тока. Показано, что при питании обеих ветвей токового зеркала переменным током одинаковой частоты и при сдвиге фаз, равном нулю, в нагрузку отдается полная мощность. Со сдвигом фазы источника питания, питающего зеркальную ветвь токового зеркала, в пределах от 0 до 180° мощность в цепи нагрузки снижается от максимума до нуля. Происходит регулируемая отсечка части полупериодов синусоидального напряжения, отчасти напоминающая работу симисторного регулятора с фазовым управлением. При последующем сдвиге фазы источника питания от 180 до 360° мощность в цепи нагрузки плавно возрастает от нуля до максимума. В отличие от симисторного регулятора происходит отсечка другой части полупериодов синусоиды. Также рассмотрена работа регулятора мощности постоянного тока произвольной полярности за счет использования широтно-импульсной модуляции тока в ветви управления токового зеркала. Положительным моментом в работе регулятора мощности с использованием токовых зеркал является то, что величина тока в нагрузке не зависит от ее сопротивления и может плавно регулироваться потенциометром в ветви управления токового зеркала.

Зеркала переменного тока [1], работа которых основана на использовании транзисторов переменного тока [2], позволяют решать новые схемотехнические задачи.

На Рисунке 1 приведена схема регулятора мощности в цепи переменного тока, основой которого является зеркало переменного тока, выполненное на биполярных транзисторах переменного тока VT1 и VT2. Питание цепи управления осуществляется от источника переменного тока E1, фаза которого остается постоянной. Регулировка тока в цепи управления и, соответственно, зеркальной ветви производится потенциометром R1. Максимальная величина этого тока ограничена величиной сопротивления R, Рисунок 1.

Питание зеркальной ветви выполняется от источника переменного тока E2, частота которого совпадает с частотой источника E1. Также совпадают их исходные фазы. Напряжение от источника E2 через регулируемый фазовращатель, позволяющий регулировать сдвиг фазы от 0 до 360°, подается на сопротивление нагрузки R_H.

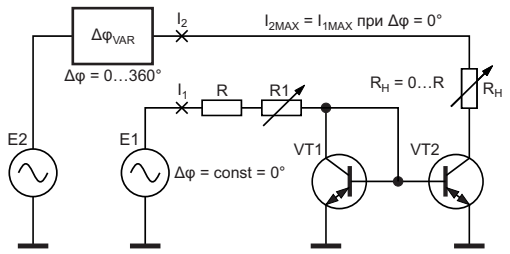


***Рисунок 1**. Регулятор мощности на основе зеркала переменного тока.*

При совпадении фаз в нагрузке выделяется максимальная мощность. В диапазоне сдвига фаз от 0 до 180° происходит плавное снижение мощности в нагрузке от максимального значения до нуля, Рисунок 2. С последующим сдвигом фазы от 180 до 360° происходит плавное наращивание мощности, выделяемой в нагрузке.

Визуально на Рисунке 2 заметно, что характер регулировки уровня мощности в нагрузке напоминает работу симисторного регулятора мощности с фазовым управлением. Отличие заключается в том, что в симис-

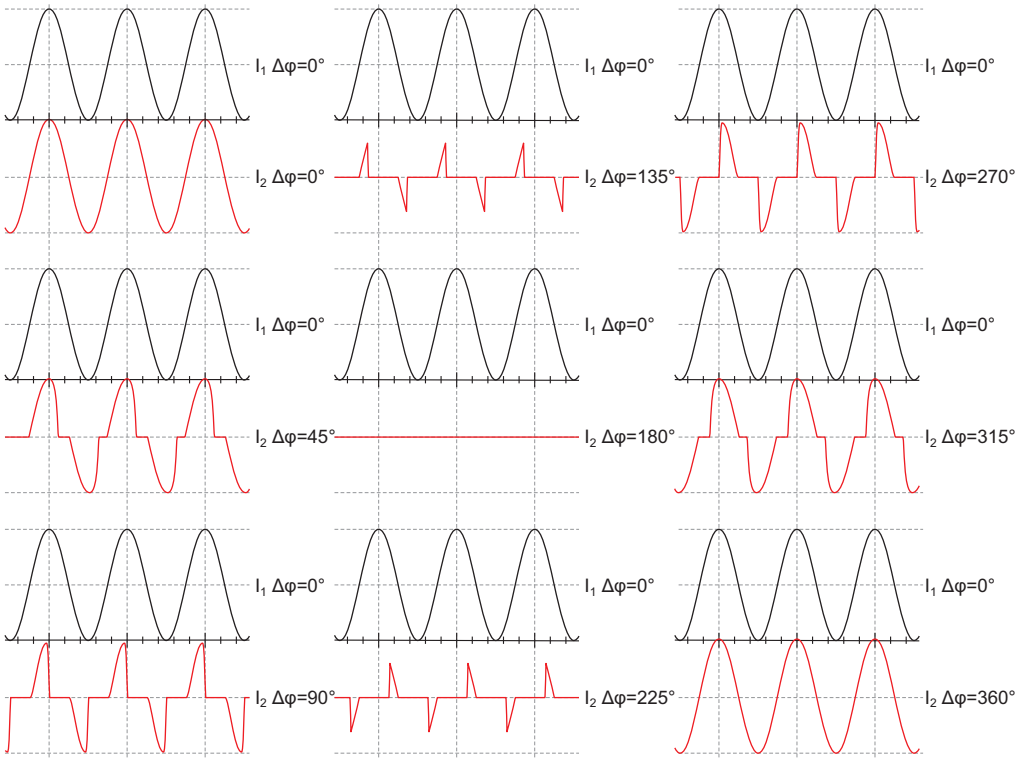


***Рисунок 2**. Динамика токов в цепи управления I_1 и на сопротивлении нагрузки I_2 при регулировке фазового сдвига источника E1.*

торном регуляторе со сдвигом фазы управления происходит регулируемая отсечка части синусоиды с одной ее стороны. В регуляторе мощности на основе зеркала переменного тока со сдвигом фазы управления происходит регулируемая отсечка части синусоиды вначале с одной стороны синусоиды, а затем с другой ее стороны, Рисунок 2.

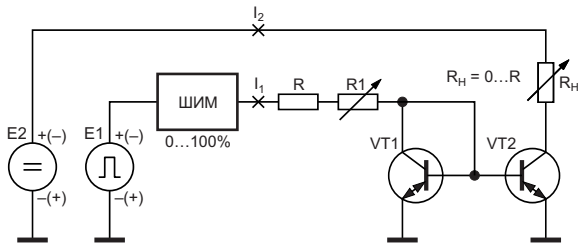


***Рисунок 3**. Регулятор мощности постоянного тока произвольной полярности с широтно-импульсным управлением.*

На основе зеркал переменного тока могут быть созданы и регуляторы мощности нового типа. Один из вариантов таких устройств приведен на Рисунке 3. Питание ветвей токового зеркала осуществляется от генератора прямоугольных импульсов E1 и источника постоянного напряжения E2. Полярность напряжений, подаваемых для питания токового зеркала, должна совпадать.

Между источником E1 и ветвью управления токового зеркала включен широтно-импульсный модулятор (ШИМ), позволяющий регулировать коэффициент заполнения импульсов в пределах от 0 до 100%.

Потенциометром R1 можно плавно регулировать величину тока в ветвях зеркала. Резистор R ограничивает максимальную силу тока в цепи нагрузки.

При регулировке ширины управляющего сигнала ширина импульсов тока в цепи управления и в цепи нагрузки соответствующим образом изменяется, что позволяет в пределах от 0 до 100% регулировать мощность, выделяемую в нагрузке.

Моделирование работы регулятора мощности, Рисунок 1, показало, что верхняя рабочая частота устройства приближается к 100 кГц. РЛ

Литература

1. Шустов М.А. Токовое зеркало и ГСТ переменного тока. РадиоЛоцман. 2026. № 07–08. С. 30.
2. Шустов М.А. Транзисторы переменного тока. РадиоЛоцман. 2020. № 4. С. 61–63.

Основы коммуникационных технологий доступа: FDMA, TDMA, CDMA, OFDMA и SDMA

Lou Frenzel

Electronic Design

Введение в технологии доступа, позволяющие нескольким пользователям совместно использовать общий канал связи

Методы доступа – это технологии мультиплексирования, которые предоставляют услуги связи нескольким пользователям в однополосной проводной или беспроводной среде. Каналы связи, будь то сегменты беспроводного спектра или кабельные соединения, стоят дорого. Чтобы получать прибыль, провайдеры услуг связи должны привлекать большое количество платных пользователей к использованию ограниченных ресурсов. Методы доступа позволяют многим пользователям совместно использовать эти ограниченные каналы, обеспечивая экономию за счет масштаба, необходимую для успешного ведения коммуникационного бизнеса. Существует пять основных методов доступа или мультиплексирования: FDMA (множественный доступ с частотным разделением каналов), TDMA (множественный доступ с разделением каналов по времени), CDMA (множественный доступ с кодовым разделением каналов), OFDMA (множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов), SDMA (множественный доступ с пространственным разделением каналов).

FDMA

FDMA – это процесс разделения одного канала или полосы на несколько отдельных полос, каждая из которых предназначена для одного пользователя (Рисунок 1). Каждая отдельная полоса или канал достаточно широки, чтобы вместить спектр сигнала передаваемых данных. Передаваемые данные модулируются на каждой поднесущей, и все они линейно смешиваются друг с другом.

Лучшим примером этого является система кабельного телевидения. Средой передачи служит один коаксиальный кабель, используемый для трансляции в дома сотен каналов видео- и аудиопрограмм. Полезная полоса пропускания коаксиального кабеля составляет примерно от 4 МГц до 1 ГГц. Эта полоса разделена на каналы шириной 6 МГц. Первоначально одна телевизионная станция или канал использовали одну полосу 6 МГц. Но с наступлением цифровых технологий сегодня несколько телеканалов могут использовать одну полосу благодаря методам сжатия и мультиплексирования, применяемым в каждом канале.

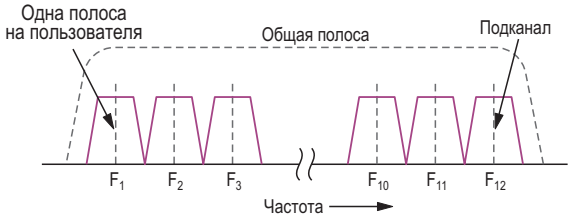


***Рисунок 1**. FDMA разделяет полосу общей среды на отдельные подканалы. Каждый подканал занимает поднесущая, модулированная передаваемой информацией.*

Этот метод также применяется в волоконно-оптических системах связи. Один волоконно-оптический кабель имеет огромную пропускную способность, которую можно разделить для реализации метода FDMA. Для передачи данных от различных источников каждому из них назначается отдельная частота света. Свет обычно характеризуют не частотой, а длиной волны (λ). Поэтому метод FDMA в волоконно-оптических системах получил название «множественный доступ с разделением по длине волны» (WDMA) или просто «мультиплексирование с разделением по длине волны» (WDM).

Одной из ранних систем FDMA является традиционная аналоговая телефонная система, в которой для передачи нескольких телефонных звонков по одной линии применялась иерархия методов частотного уплотнения. Аналоговые речевые сигналы в полосе от 300 Гц до 3400 Гц использовались для модуляции поднесущих в 12 каналах, занимающих полосу частот от 60 кГц до 108 кГц. Модуляторы/смесители формировали сигналы с одной боковой полосой (SSB) – как с верхней, так и с нижней. Затем эти поднесущие дополнительно уплотнялись на поднесущих в диапазоне от 312 кГц до 552 кГц с использованием тех же методов модуляции. На приемной стороне системы сигналы сортировались и восстанавливались с помощью фильтров и демодуляторов.

В первых аэрокосмических системах телеметрии для передачи данных от множества датчиков по одному радиоканалу использовался метод FDMA. В ранних спутниковых системах отдельные транспондеры с полосой пропускания 36 МГц, работающие в диапазоне от 4 до 6 ГГц, совместно использовались для передачи нескольких сигналов (голосовых, видео или данных) с применением технологии FDMA. Сегодня во всех этих системах используются цифровые методы TDMA.

TDMA

TDMA – это цифровая технология, разделяющая отдельный канал или полосу частот на временные интервалы (слоты). Каждый слот используется для передачи одного байта или иного цифрового фрагмента сигнала в формате последовательных данных. Этот метод хорошо работает с медленными речевыми сигналами, однако он также полезен для передачи сжатого видео и других высокоскоростных данных.

Хорошим примером служит широко распространенная система передачи T1, которая уже много лет используется в телекоммуникационной отрасли. По линиям T1 может передаваться до 24 отдельных телефонных вызовов (Рисунок 2). Каждый речевой сигнал обычно занимает полосу от 300 до 3000 Гц и оцифровывается с частотой 8 кГц, что лишь немного превышает минимальную частоту Найквиста (вдвое превышающую максимальную частоту спектра сигнала), необходимую для сохранения всей информации исходного аналогового сигнала.

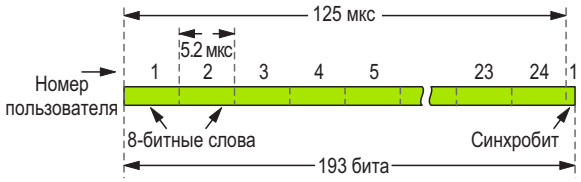


***Рисунок 2**. Этот кадр цифровой телефонии T1 иллюстрирует методы TDM и TDMA. Каждый временной слот выделяется одному пользователю. Благодаря высокой скорости передачи данных пользователь не замечает отсутствия одновременности.*

Оцифрованный речевой сигнал представлен в виде отдельных последовательных байтов, передаваемых с частотой 64 кГц; 24 таких байта чередуются, образуя один кадр данных формата T1. Кадр передается с частотой 1.536 МГц (24 × 64 кГц) и содержит в общей сложности 192 бита. Еще один бит добавляется в целях синхронизации, в результате чего общая скорость передачи данных составляет 1.544 Мбит/с. На приемной стороне отдельные байты речевого сигнала извлекаются с частотой 64 кГц и подаются на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), который восстанавливает аналоговый речевой сигнал.

Базовая система сотовой связи GSM основана на технологии TDMA. Она делит радиочастотный спектр на полосы по 200 кГц, а затем использует методы временного разделения для объединения восьми голосовых вызовов в один канал. На Рисунке 3 показан один кадр сигнала GSM TDMA. Восемь вре-

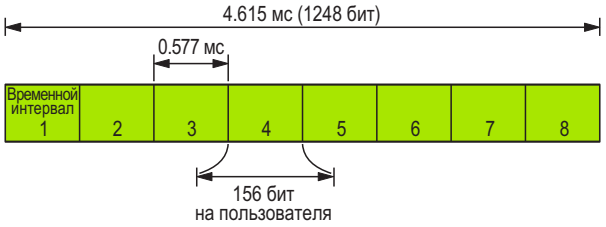


***Рисунок 3**. Этот метод цифровой сотовой связи стандарта GSM демонстрирует, как до восьми пользователей могут совместно использовать канал шириной 200 кГц в различных временных слотах в пределах кадра длиной 1248 бит.*

менных слотов могут представлять собой голосовые сигналы или данные, такие как текстовые сообщения или электронные письма. Кадр передается со скоростью 270 кбит/с с использованием гауссовой манипуляции с минимальным частотным сдвигом, которая является разновидностью частотной манипуляции (FSK).

CDMA

CDMA – это еще одна чисто цифровая технология. Она также известна как технология расширения спектра, поскольку берет оцифрованную версию аналогового сигнала и распределяет ее по более широкой полосе при более низком уровне мощности. Эта технология (Рисунок 4) называется расширением спектра методом прямой последовательности (direct sequence spread spectrum, DSSS).

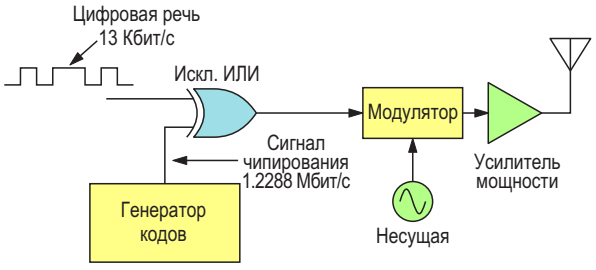


***Рисунок 4**. В основе CDMA лежит технология расширения спектра. Спектр оцифрованного и сжатого речевого сигнала в виде последовательных данных расширяется путем обработки схемой «исключающее ИЛИ» (XOR) совместно с чиповым сигналом более высокой частоты. В результате цифровой речевой сигнал распределяется по гораздо более широкой полосе частот, которую могут совместно использовать другие абоненты, использующие разные коды.*

Спектр оцифрованного и сжатого речевого сигнала в виде последовательных данных расширяется путем обработки схемой «исключающее ИЛИ» (XOR) совместно с чиповым сигналом гораздо более высокой частоты. В стандарте CDMA IS-95 чиповый сигнал со скоростью 1.2288 Мбит/с обеспечивает расширение спектра оцифрованного и сжатого речевого сигнала, передаваемого со скоростью 13 кбит/с.

Чиповый сигнал получают из генератора псевдослучайных кодов, который присваивает каждому пользователю канала уникальный код. Этот код распределяет речевой сигнал по полосе 1.25 МГц. Результирующий сигнал имеет низкий уровень мощности и больше похож на шум. Множество таких сигналов могут одновременно занимать один и тот же канал. Например, использование 64 уникальных чиппинг-кодов позволяет до 64 пользователям одновременно занимать один и тот же канал шириной 1.25 МГц. На приемной стороне корреляционная схема находит и идентифицирует код конкретного вызывающего абонента и восстанавливает его.

Технология сотовой связи третьего поколения (3G), называемая широкополосной CDMA (WCDMA), использует схожий метод со сжатым речевым сигналом и чиппинг-кодами со скоростью 3.84 Мбит/с в канале шириной 5 МГц, что позволяет нескольким пользователям совместно использовать один и тот же частотный диапазон.

OFDMA

OFDMA – это метод доступа, используемый в системах сотовой связи стандарта LTE для размещения множества пользователей в пределах заданной полосы частот. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) – это метод модуляции, при котором канал разделяется на множество узких ортогональных полос, разнесенных таким образом, чтобы они не создавали взаимных помех. Каждая полоса разделяется на сотни или даже тысячи поднесущих шириной 15 кГц.

Передаваемые данные разделяются на множество низкоскоростных потоков битов и модулируются на поднесущие. Для формирования пакетов передаваемых данных в

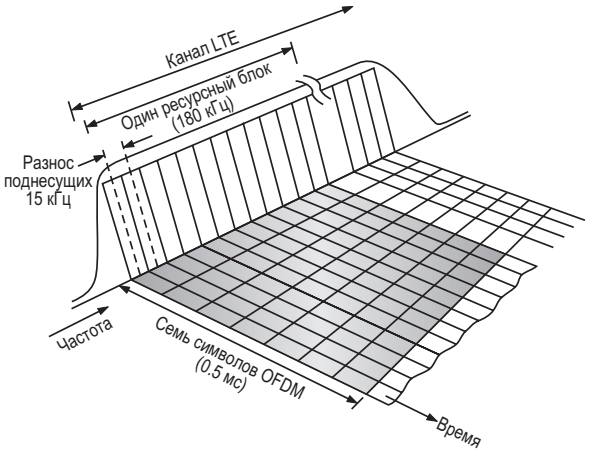


***Рисунок 5**. OFDMA выделяет каждому пользователю группу поднесущих. Эти поднесущие являются частью большого набора поднесущих, используемых для реализации технологии OFDM в сетях LTE. Данные могут представлять собой голос, видео или что-либо другое; они объединяются во временные сегменты, которые затем передаются на некоторых из выделенных поднесущих.*

потоке каждого подканала используются временные слоты (Рисунок 5). Этот метод отличается высокой спектральной эффективностью, благодаря чему обеспечивает очень высокие скорости передачи данных. Кроме того, он менее подвержен влиянию эффектов многолучевого распространения.

SDMA

SDMA использует методы физического разделения, позволяющие совместно использовать беспроводные каналы. Например, один и тот же канал может использоваться одновременно, если пользователи расположены достаточно далеко друг от друга, чтобы избежать помех. Этот метод, известный как многократное использование частот, широко используется в сотовых радиосистемах. Базовые станции располагаются на достаточном расстоянии друг от друга для минимизации помех.

В дополнение к физическому разнесению, для предотвращения помех используются направленные антенны. В большинстве базовых станций сотовой связи используются три антенны, формирующие секторы по 120°, что позволяет совместно использовать частотный ресурс (Рисунок 6а). Новые технологии, такие как интеллектуальные антенны или адаптивные антенные решетки, используют динамическое формирование луча для сжатия сигналов в узкие пучки, которые можно направить на конкретных пользователей, исключая при этом всех остальных (Рисунок 6б).

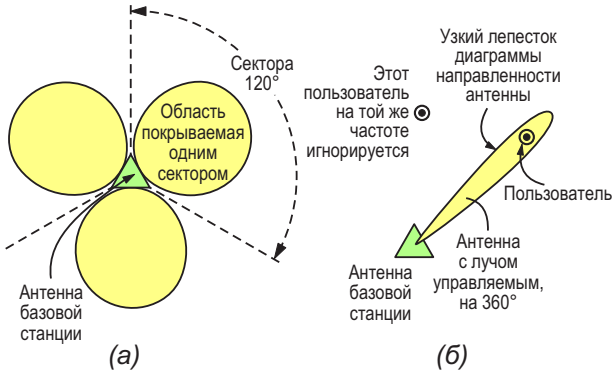


***Рисунок 6**. Технология SDMA разделяет пользователей на общих частотах, изолируя их с помощью направленных антенн. Большинство базовых станций имеют три антенные решетки для разделения зоны покрытия на изолированные сектора по 120° (а). Адаптивные решетки используют формирование луча для точного определения местоположения нужных пользователей, игнорируя при этом всех остальных на той же частоте (б).*

Одной из уникальных разновидностей SDMA является многостанционный доступ с поляризационным разделением каналов (PDMA), при котором сигналы разделяются за счет использования различной поляризации антенн. В этом случае два различных сигнала могут использовать одну и ту же частоту: один передается с вертикальной поляризацией, а другой – с горизонтальной.

Сигналы не будут мешать друг другу, даже если они передаются на одной частоте, поскольку они ортогональны, и антенны не будут реагировать на сигнал с противоположной поляризацией. Для восстановления двух ортогональных сигналов используются отдельные вертикальные и горизонтальные приемные антенны. Этот метод широко используется в спутниковых системах.

Поляризация также используется для мультиплексирования в волоконно-оптических системах. В новых системах со скоростью передачи 100 Гбит/с используется квадратурная фазовая манипуляция с двойной поляри-

зацией (DP-QPSK), позволяющая достичь высоких скоростей передачи данных по одному оптическому волокну. Высокоскоростной поток данных разделяется на два более медленных потока, один из которых использует вертикальную поляризацию света, а другой – горизонтальную. Поляризационные фильтры разделяют эти два сигнала на передающей и приемной сторонах, а затем вновь объединяют их в высокоскоростной поток.

Другие методы

Уникальным и широко используемым методом множественного доступа является множественный доступ с детектированием несущей и обнаружением коллизий (CSMA-CD). Это классический метод доступа, используемый в локальных сетях Ethernet (LAN). Он позволяет нескольким пользователям сети получать доступ к одному кабелю для передачи данных. Все сетевые узлы находятся в режиме постоянного прослушивания. Когда узлы хотят отправить данные, они сначала прослушивают линию, а затем передают данные, если на линии нет других сигналов. Например, передача будет состоять из одного пакета или кадра. Затем процесс повторяется. Если одновременно происходит две или более передач, возникает коллизия. Схема сетевого интерфейса может обнаружить коллизию, после чего узлы будут ждать случайное время, прежде чем повторить передачу.

Разновидностью этого метода является множественный доступ с контролем несущей и предотвращением коллизий (CSMA-CA). Этот метод аналогичен методу CSMA-CD. Однако для определения подходящего момента передачи данных по общему каналу здесь используется специальный алгоритм планирования. Если метод CSMA-CD чаще всего используется в проводных сетях, то в беспроводных сетях предпочтение отдается методу CSMA-CA. РЛ

Ссылки

1. Frenzel, Louis E., Principles of Electronic Communication Systems, 3rd Edition, McGraw Hill, 2008.
2. Gibson, Jerry D., Editor, The Communications Handbook, CRC Press, 1997.
3. Skylar, Bernard, Digital Communications, 2nd Edition, Prentice Hall, 2001.
4. Tomasi, Wayne, Advanced Electronic Communications Systems, 4th Edition, Prentice Hall, 1998.

Логический элемент AND/NAND, OR/NOR, XOR/XNOR на микросхеме CD4070

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание многофункционального логического элемента, одновременно выполняющего функции AND, OR, XOR или NAND, NOR, XNOR. Логический элемент содержит четыре элемента «Исключающее ИЛИ» микросхемы CD4070, диодный мост и два резистора. Он имеет два входа управления X1, X2, вход инверсии выхода F, а также три выхода Y1 (XOR/XNOR), Y2 (AND/NAND), Y3 (OR/NOR). Показан вариант подобного устройства, выполненный на основе микросхемы CD4077.

Промышленно выпускаемые логические элементы имеют узкоспециализированное назначение и предназначены для выполнения единственной для каждого конкретного элемента логической операции. Это предопределяет наличие огромного ассортимента невзаимозаменяемых логических микросхем и исключает их адаптацию под решение не предусмотренных в паспорте изделия задач.

Ниже рассмотрена возможность создания многофункционального логического элемента «6 в 1» на основе логических элементов «Исключающие ИЛИ» и «Исключающие ИЛИ-НЕ» за счет незначительной модификации входных цепей.

На Рисунке 1 приведена электрическая схема логического элемента, позволяющего при коммутации двух входов управления X1 и X2 и одного входа инверсии F синтезировать на трех выходах Y1, Y2 и Y3 логические функции AND, OR, XOR или NAND, NOR, XNOR.

Логический элемент, Рисунок 1, содержит четыре элемента «Исключающие ИЛИ» микросхемы DD1 CD4070, а также диодный мост VD1–VD4 и два резистора. В Таблице 1 приведена таблица истинности этого логическо-

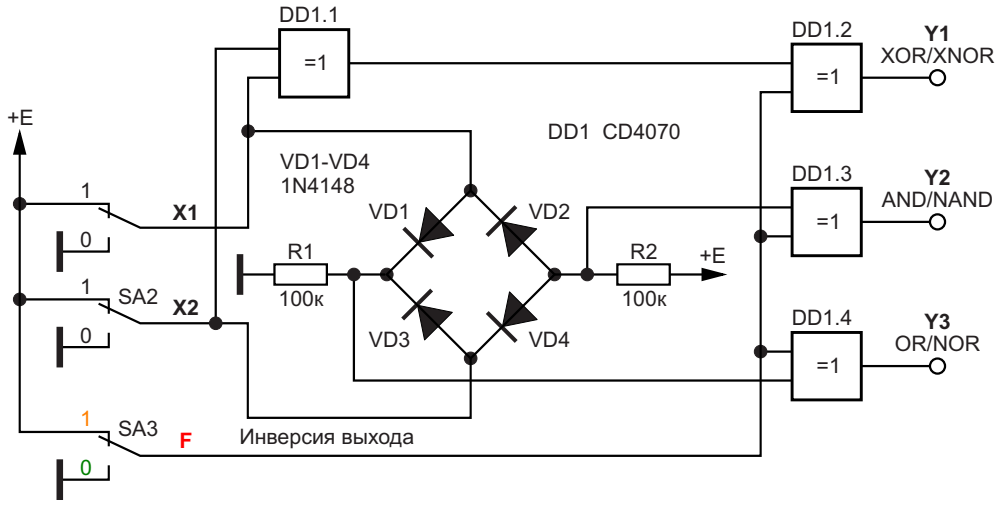


***Рисунок 1**. Электрическая схема многофункционального логического элемента на микросхеме CD4070.*

Таблица 1. *Таблица истинности многофункционального логического элемента на микросхеме CD4070*

X1	X2	F	Y1	Y2	Y3
			XOR	AND	OR
0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	1
1	1	0	0	1	1
			XNOR	NAND	NOR
0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	0
1	0	1	0	1	0
1	1	1	1	0	0

го элемента. Рассмотрим далее, как работает этот элемент при различных сочетаниях подачи логических уровней на его входы.

Предположим, что на вход инверсии выходного сигнала F подан уровень «лог. 0». Пусть на оба входа X1 и X2 поданы сигналы уровня «лог. 0». В этом случае на выходе логического элемента DD1.1 присутствует уровень «лог. 0», а на обоих входах логического элемента DD1.2 уровень «лог. 0». Соответственно, на выходе логического элемента DD1.2 будет присутствовать уровень «лог. 0».

При подаче на один из входов X1 или X2 логического элемента DD1.1 сигнала уровня «лог. 1» на выходе этого элемента установится уровень «лог. 1». Такой же уровень будет и на выходе логического элемента DD1.2.

Если на оба входа X1 и X2 логического элемента DD1.1 подать сигналы уровня «лог. 1», сигнал на выходах логических элементов DD1.1 и DD1.2 будет иметь уровень «лог. 0». Таким образом, сигнал на выходе Y1 будет соответствовать выполнению операции логической операции «Исключающее ИЛИ».

Нетрудно показать, что при подаче на вход инверсии выходного сигнала F уровня «лог. 1» сигнал на выходе Y1 будет отвечать функции «Исключающее ИЛИ-НЕ».

Рассмотрим далее принципы формирования выходных функций AND и NAND.

Как и ранее пусть на вход F, как и на входы X1 и X2, будет подан уровень «лог. 0». Тогда на входе логического элемента DD1.3 будет присутствовать уровень «лог. 0», поскольку этот вход будет соединен через диоды VD2 и VD4 с общей шиной питания. Соответственно, на выходе Y2 будет нулевой уровень логического сигнала. Если на любой из входов X1 или X2 подать уровень «лог. 1», вход логического элемента DD1.3 будет соединен с общей шиной через один из диодов VD2 или VD4; состояние уровня логического сигнала на выходе Y2 элемента DD1.3 не изменится.

Если на оба входа X1 и X2 одновременно будут поданы сигналы уровня «лог. 1», на вход логического элемента DD1.3 поступит уровень «лог. 1», и, соответственно, сигнал на выходе Y2 сменит свой уровень на логическую единицу. Такой алгоритм работы логического элемента отвечает выполнению логической операции AND. При подаче на вход F уровня «лог. 1» произойдет инверсия выходных сигналов, соответствующая выполнению операции NAND.

Рассмотрим далее работу логического элемента для выполнения операции OR/NOR. При нулевом уровне логических сигналов на всех входах устройства на входах логического элемента DD1.4 присутствует уровень «лог. 0». Соответственно, на выходе этого элемента Y3 также присутствует уровень «лог. 0».

Стоит подать на любой из входов X1 или X2 или на оба входа одновременно сигнала уровня «лог. 1», сигнал на выходе Y3 логического элемента DD1.4 благодаря диодам VD1 и VD3 примет уровень «лог. 1» (выполнение операции OR). Для выполнения операции NOR на вход инверсии выхода F необходимо подать сигнал уровня «лог. 1».

Таким образом, предложенный логический элемент как в КМОП- так и в ТТЛ-вариантах (SN7486) способен заменить огромный арсенал двухвходовых логических элементов. Возможные варианты цоколевок единичного и сдвоенного многофункционального логического элемента показаны на Рисунке 2.

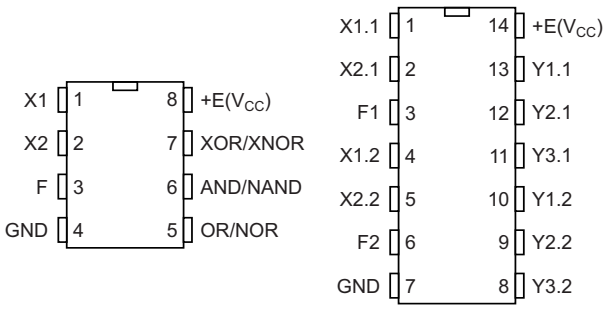


Рисунок 2*. Варианты цоколевок единичного и сдвоенного многофункционального логического элемента на микросхеме CD4070.*

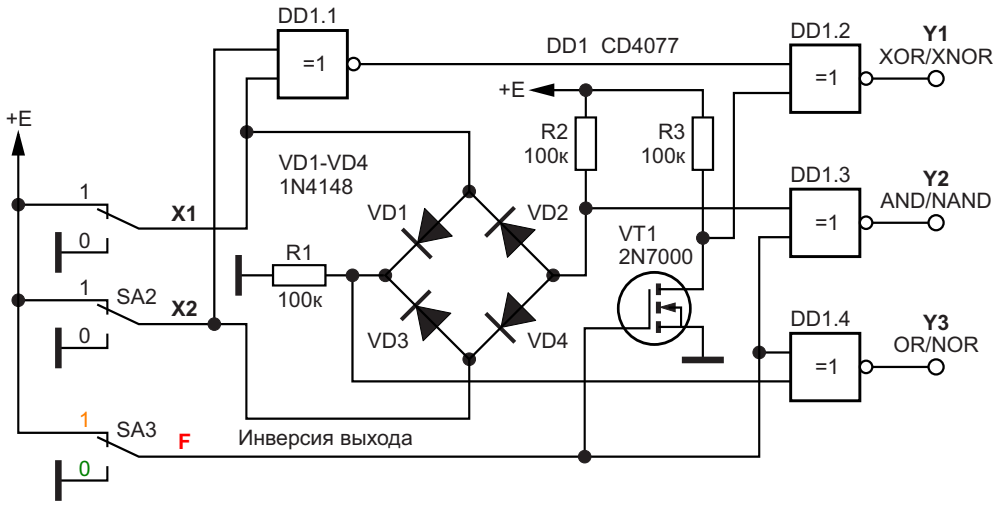


***Рисунок 3**. Электрическая схема многофункционального логического элемента на микросхеме CD4077.*

***Таблица 2**. Таблица истинности многофункционального логического элемента на микросхеме CD4077*

X1	X2	F	Y1	Y2	Y3
			XOR	**AND**	**OR**
0	0	1	0	0	0
0	1	1	1	0	1
1	0	1	1	0	1
1	1	1	0	1	1
			XNOR	**NAND**	**NOR**
0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	1	0
1	1	0	1	0	0

Многофункциональный логический элемент может быть также выполнен на основе логических элементов «Исключающее ИЛИ-НЕ» микросхемы DD1 CD4077, Рисунок 3. Для этого в электрическую схему нового логического элемента необходимо добавить полевой транзистор VT1 и резистор R3. В Таблице 2 приведена Таблица истинности многофункционального логического элемента, выполненного на микросхеме CD4077.

Использование многофункционального логического элемента позволяет использовать его при создании цифровых устройств различной сложности. Нет необходимости использования обширного и разнотипного набора стандартных логических микросхем. Поскольку цоколевка и панелька этого элемента неизменна, существенно облегчается проектирование устройств, обеспечивается взаимозаменяемость микросхем при ремонте и налаживании электронных конструкций. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments CD4070B
2. Datasheet Texas Instruments CD4077B
3. Datasheet Microchip 2N7000

Сейчас и тогда: мини-компьютеры

William G. Wong

Electronic Design

В течение некоторого времени мини-компьютеры были доминирующей силой в вычислительной технике. Но каково их место сейчас?

Electronic Design 9
VOL. 18 NO.
FOR ENGINEERS AND ENGINEERING MANAGERS
APRIL 26, 1970

Minicomputers: The new success story of the industry. Low cost, small size, rugged construction and adaptability are the reasons behind the sudden burst of new applications. Automatic test lines, laboratory data logging, hospital care and scientific computations are just a few. For details, see this report starting on page C6.

Статья «Мини-компьютер: машина с безграничным будущим», вынесенная на обложку журнала «Electronic Design» за апрель 1970 года, была посвящена мини-компьютерам. Они существовали уже более десяти лет и продолжали играть важную роль еще много лет, пока не появился IBM PC. Это было время, когда мэйнфреймы по-прежнему перемалывали данные, но мини-компьютеры позволяли разместить вычислительные мощности на рабочем столе или, по крайней мере, рядом с ним.

Мини-компьютеры были широко распространены в офисных, коммерческих и промышленных помещениях, обеспечивая доступ к компьютерам для широких масс. Кроме того, они обеспечивали локальное управление вычислительным оборудованием. Системы с разделением времени и несколькими терминалами, для которых ранее требовался мэйнфрейм, теперь могли обслуживаться мини-компьютерами.

Что такое мини-компьютеры?

Мини-компьютеры были компьютерами среднего класса общего назначения эпохи мэйнфреймов, занимавших большие помещения и требовавших специального охлаждения. Мини-компьютеры были достаточно

***Рисунок 1**. Hewlett-Packard 2116 – это большой мини-компьютер с функцией разделения времени, показанный здесь вместе с принтером, ленточными накопителями, дисковыми накопителями и терминалом.*

малы, чтобы поместиться на рабочем столе или в углу офиса.

Обычно они подключались к печатающим терминалам, таким как почтенный телетайп, или к дисплейным терминалам, часто называемым ЭЛТ из-за их основного дисплея на основе электронно-лучевой трубки (ЭЛТ), например, Hewlett-Packard (HP) 2116 (Рисунок 1). В качестве устройств хранения данных использовались ленточные накопители и жесткие диски.

Ранние мини-компьютеры, как правило, имели множество индикаторов и переключателей, обеспечивающих прямой доступ к памяти. Загрузчики первого этапа часто запускались несколькими щелчками переключателей.

Технологиями микросхем того времени были устройства малой, средней и большой степени интеграции (SSI, MSI и LSI), построенные на основе транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ). Однако использовались и другие транзисторные технологии, такие как эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ). Обычно система состояла из нескольких печатных плат.

Форматы данных различались в зависимости от производителя. Например, 12-разрядный PDP-8 поддерживал 36-разрядные числа с плавающей запятой. Память также была ограничена размером слова, поэтому многие системы основывались на 16-разрядных регистрах. Для обеспечения доступа к большему объему физической памяти часто использовалось переключение банков памяти. Поддержка виртуальной памяти редко встречалась в системах низкого уровня.

Каждая компания выпускала мини-компьютеры разных размеров и разной архитектуры. Digital Equipment Corporation (DEC) была одной из таких компаний, а 12-разрядный PDP-8 (Рисунок 2) – одной из ее наиболее популярных моделей. DEC также предлагала крупномасштабные системы, включая 32-разрядную серию VAX. Впоследствии DEC была приобретена компанией Compaq, а затем – Hewlett-Packard.

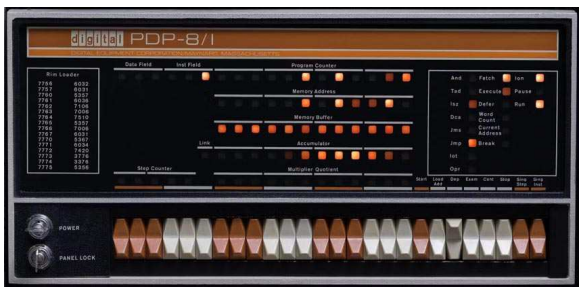


***Рисунок 2**. PDP-8 компании Digital Equipment Corporation (DEC), впервые выпущенный в 1965 году, представлял собой 12-разрядный миникомпьютер.*

Линейка 16-разрядных мини-компьютеров Data General Nova нашла применение в научных и промышленных сферах (Рисунок 3). Базовая система размещалась в стойке 3U, а содержимое регистров отображалось на передней панели с переключателями, предназначенными для ввода данных, как правило, при начальной загрузке. Загрузчик второго этапа часто запускался с перфоленты или магнитной ленты а, затем, в свою очередь, запускал приложения напрямую или через операционную систему.

***Рисунок 3**. 16-разрядные мини-компьютеры серии Nova компании Data General. Они пользовались популярностью в научных лабораториях и инженерных подразделениях.*

Как и в случае со многими мини-компьютерами, в конечном итоге была создана однокристальная реализация под названием microNOVA. Этому примеру последовали и другие производители. DEC LSI-11 поддерживал 16-разрядный код PDP-11. Пользователи часто не обращали внимания на эти однокристальные мини-компьютеры, отдавая предпочтение новым микропроцессорным архитектурам.

Существовали десятки производителей мини-компьютеров, но со временем их число сократилось. В конечном итоге большинство из них исчезли или были поглощены другими компаниями. Некоторые производители, такие как IBM и Unisys, существуют до сих

пор, хотя их линейки мини-компьютеров уже ушли в прошлое. Компания Unisys была образована в результате слияния Sperry и Burroughs. Как и IBM, эти компании выпускали линейки продуктов, включавшие мэйнфреймы, мини-компьютеры и, в конечном итоге, персональные компьютеры (ПК).

Среди других известных производителей мини-компьютеров были Control Data, Wang Laboratories, Prime Computer, Pyramid Technology, Bendix, Harris Computer System, Honeywell, Interdata, Raytheon и Tandem Computers.

Память на магнитных сердечниках использовалась в системах до 1970-х годов. По мере появления на рынке и снижения стоимости полупроводниковой памяти большинство платформ перешло на нее.

Для чего использовались мини-компьютеры?

Мини-компьютеры взяли на себя многие функции, первоначально выполняемые мэйнфреймами, – от бухгалтерского учета до разделения времени. Мини-компьютеры также интегрировались в научные и промышленные системы. В то время как к большинству систем был подключен один или несколько компьютерных терминалов, у встроенных решений их иногда не было, что делало индикаторы и переключатели очень полезными, когда что-то шло не так.

Многопроцессорные системы, как правило, оставались прерогативой мэйнфреймов, поскольку мини-компьютеры обычно разрабатывались с целью минимизации цены. Многие линейки мини-компьютеров расширялись, поэтому наличие более чем одного процессора не было редкостью. Например, в системе разделения времени HP 2000, обеспечивающей поддержку языка BASIC, использовалась пара мини-компьютеров HP 2100 – один для связи, а другой для запуска пользовательских приложений.

В большинстве мини-компьютерных систем программное обеспечение входило в комплект поставки или было доступно исключительно у поставщика. То же самое относится и к компиляторам. Выделялись BASIC, FORTRAN и COBOL, хотя были доступны и другие языки, такие как PL/I и языки, разработанные конкретными производителями.

Это же можно сказать и многих периферийных устройствах, таких как принтеры и терминалы. Аппаратное и программное обеспечение часто были объединены, как, например, в системах обработки текстов компании Wang Laboratories.

Что пришло на смену мини-компьютерам?

По мере развития технологий появились микросхемы сверхвысокой степени интеграции (very large scale integration, VLSI), позволившие разместить функциональность мини-компьютера на одном чипе. Наши новейшие микросхемы превосходят даже самые мощные мини-компьютеры по вычислительной мощности, объему памяти и другим параметрам.

Первые мини-компьютеры были созданы на основе микро-компьютеров и однокристальных (обычно) микропроцессоров, причем одним из первых таких микропроцессоров был Intel 8008. Следующим и наиболее популярным шагом стал Intel 8080, появившийся на таких платформах, как IMSAI 8080 (Рисунок 4).

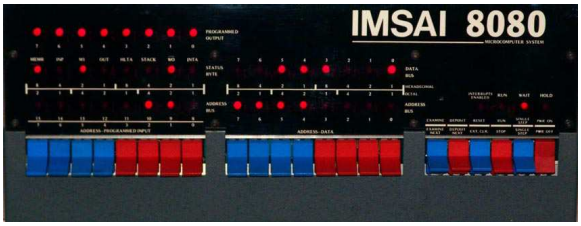


***Рисунок 4**. IMSAI 8080 представлял собой клон компьютера MITS Altair 8800, построенного на базе 8-разрядного микроконтроллера Intel.*

Этот класс любительских микро-компьютеров, а впоследствии и коммерческих продуктов, основывался на де-факто стандартах, таких как шина S-100 (впоследствии определенная как IEEE 696-1983), и операционных системах, таких как CP/M от Digital Research, что в конечном итоге привело к появлению MS-DOS для IBM PC.

В то время как микро-компьютеры, такие как IMSAI 8080, сделали функциональность мини-компьютеров доступной по более низкой цене, IBM Personal Computer (PC) превратил эти платформы из дорогостоящего обще-

го ресурса в систему персонального компьютера (Рисунок 5). В основе этих платформ лежали 16-разрядные процессоры Intel 8088 и 8086, а также операционная система PC Disk Operating System (PCDOS или просто DOS) и ее аналог от Microsoft – MS-DOS.

***Рисунок 5**. В IBM PC XT к двум дисководам для гибких дисков добавился жесткий диск.*

Графика на ПК была полезной, но примитивной по сравнению с современными платформами. Улучшенная графика, а также более быстрое и совершенное железо позволили Microsoft Windows занять доминирующее положение в сфере настольных компьютеров и офисных приложений.

Решающую роль сыграли клонирование BIOS (Basic Input/Output System, базовой системы ввода-вывода) IBM PC, первоначально разработанной Гэри Килдаллом (Gary Kildall) для систем CP/M, и возможность использования плат расширения, фактически ставших стандартом ISA (Industry Standard Architecture). Клоны IBM PC расширили рынок, и у поставщиков аппаратуры и программного обеспечения появилась целевая платформа.

Неудивительно, что в области встраиваемых систем в коммерческих и промышленных приложениях мини-компьютеры были вытеснены более компактными решениями на базе микроконтроллеров и микропроцессоров. Сегодня у нас есть такие платформы, как Raspberry Pi, и такие системы, как Iona Pi Max компании Sfera Labs, основанные на вычислительном модуле Raspberry Pi, – и это только один из примеров таких систем (Рисунок 6).

***Рисунок 6**. Программируемые логические контроллеры (ПЛК) Iona Pi Max компании Sfera Labs основаны на компьютерном модуле Raspberry Pi.*

Серия Raspberry Pi демонстрирует огромный прогресс в вычислительной мощности и уменьшении размеров и энергопотребления по сравнению с мини-компьютерами. Iona Pi Max имеет собственное внутреннее расширение и может работать под управлением стандартных операционных систем, таких как Linux. Разработчики имеют доступ к множеству программных инструментов, включая несколько языков программирования и промежуточных фреймворков, а также к потрясающим возможностям коммуникаций с использованием таких стандартов, как проводной Ethernet и беспроводная связь.

Мы сосредоточились на цифровых аспектах вопроса, поскольку мини-компьютеры редко использовались для сбора аналоговых данных, за исключением научных и промышленных приложений. Однако в настоящее время аналоговые и смешанные сигналы широко распространены, особенно в промышленных приложениях, а также в устройствах Интернета вещей (IoT) и в среде периферийных вычислений.

В наши дни люди уже не задумываются о том, что в их ладони находится складной смартфон с терабайтами энергонезависимой памяти, несколькими камерами, встроенным GPS, поддержкой NFC и ИИ ускорителем.

***Рисунок 7**. Echo Show компании Amazon на базе Alexa демонстрирует масштабные изменения, произошедшие с момента появления мини-компьютеров до современной облачной периферии, оснащенной искусственным интеллектом и управляемой голосом.*

Устройства, такие как Amazon Echo Show (Рисунок 7), обеспечивают голосовое взаимодействие с помощью Alexa. Это лишь одна из множества систем, обладающих подобными возможностями.

Многие появились на свет уже после революции мини-компьютеров, хотя я начинал с электронных ламп и мэйнфреймов. За прошедшие десятилетия технологии стремительно развивались, но удивительно, как много осталось неизменным с точки зрения назначения и функциональности. Основные изменения коснулись цены, производительности и энергопотребления.

Что изменилось радикально – конечно, это коммуникация, а революция в области искусственного интеллекта на основе нейронных сетей только начинается. Хотя большинство согласится с тем, что технологические изменения принесли пользу большинству людей, не стоит упускать из виду и другие аспекты, которые изменились с течением времени; аспекты, которые мы здесь не рассматриваем.

Интернет упростил обмен данными. Однако он также открыл возможности для попрошайничания, заимствования и краж, что было невозможно в эпоху мини-компьютеров. Попытка получить письмо с помощью мини-компьютера с текстовым процессором меркнет по сравнению с необходимостью противостоять распределенной DDoS-атаке на ваш телефон или решать проблему кражи учетных данных вашего компьютера.

Как отмечалось в статье «Мини-компьютер: машина с безграничным будущим», «В будущем мини-компьютер может быть установлен на каждой кухне и в каждом автомобиле». Мини-компьютеры так и не нашли применения в этих областях, но теперь в этих местах размещаются крошечные компьютеры, часто со многими ядрами и чипами вместо одного большого миникомпьютера. РЛ

11 мифов о передаче информации по электрическим сетям

Zeev Collin

Electronic Design

Передача информации по электрическим сетям (power line communication, PLC) существует уже несколько десятилетий. Это одна из основополагающих технологий для интеллектуальных энергосистем и промышленных сетей. Однако, несмотря на широкое внедрение, многие по-прежнему понимают ее неправильно.

По мере расширения энергетической инфраструктуры, призванной удовлетворить потребности в зарядке электромобилей, работе центров обработки данных для искусственного интеллекта и других областях, по-прежнему сохраняются многие устаревшие представления о PLC. Однако зачастую они основаны на устаревших реализациях или неправильном понимании возможностей современных технологий PLC.

В этой статье рассматриваются распространенные мифы о PLC, разъясняется техническая реальность и объясняется, почему PLC по-прежнему остается надежным, масштабируемым и экономически эффективным коммуникационным уровнем для инфраструктурных сетей.

1. PLC – это устаревшая технология.

PLC продолжает развиваться в соответствии с современными стандартами, улучшенными схемами модуляции, повышенным уровнем безопасности и возможностями гибридных сетей. Она остается ключевым компонентом интеллектуальных энергосетей нового поколения и промышленных систем Интернета вещей.

Помимо обеспечения связи, PLC играет все более важную роль в сборе данных. Обеспечивая надежную связь с распределенными датчиками и устройствами, сети PLC служат основой для сбора высококачественных операционных данных. Затем эти данные используются платформами искусственного интеллекта и аналитики для таких приложений, как упреждающее техническое обслуживание, оптимизация электросетей, обнаружение аномалий и управление энергопотреблением.

2. Линии электропередачи слишком зашумлены для обеспечения надежной связи.

Линии электропередачи по своей природе являются источником помех, однако современные системы PLC специально разработаны для таких условий. Такие методы, как мультиплексирование с ортогональным частот-

ным разделением каналов, прямое исправление ошибок и адаптивное тональное отображение, позволяют системам PLC поддерживать надежную связь даже в условиях сильных помех.

3. ПЛК может нарушить работу системы электроснабжения или влиять на нее.

Сигналы PLC – это маломощные высокочастотные сигналы, наложенные на линию электропередачи. Их мощность ничтожно мала по сравнению с мощностью сети электропередачи, и они не только рассчитаны на совместное существование с линией электропередачи без взаимных помех, но и тщательно регламентируются в соответствии со стандартами ЭМС. Как правило, сигналы PLC также фильтруются и подключаются таким образом, чтобы не влиять на работу оборудования. При правильном проектировании системы PLC не влияют на качество электроэнергии или стабильность электроснабжения.

4. PLC работает медленно и подходит только для низких скоростей передачи данных.

Сама по себе технология PLC не является медленной. Она оптимизирована для различных требований приложений – от высоконадежных сетей управления до высокоскоростных каналов передачи данных. В зависимости от используемой технологии, ее характеристики варьируются в широких пределах:

- **Узкополосная PLC**: От кбит/с до сотен кбит/с; оптимизировано для надежности и дальности действия
- **Среднеполосная PLC**: Мбит/с
- **Широкополосная PLC**: От сотен Мбит/с до примерно 1 Гбит/с; оптимизировано для пропускной способности

В частности, узкополосная PLC (NB-PLC) часто ошибочно считается слишком медленной для тех задач, для которых она предназначена. На самом деле современные технологии NB-PLC (такие как G3-PLC и IEEE 1901.2) способны обеспечивать скорость передачи данных в сотни кбит/с, что вполне достаточно для современных систем учета, обновления прошивок и управления энергосистемой в реальном времени. В инфраструктурных сетях надежность и детерминированность имеют большее значение, чем пиковая пропускная способность.

5. Беспроводная связь всегда лучше, чем PLC.

Беспроводные технологии обладают преимуществом в плане мобильности. Однако в системах, уже подключенных к электрической сети, проводная связь обеспечивает значительные преимущества в надежности и безопасности. Беспроводные технологии сталкиваются с ограничениями, в том числе:

- Пробелы в покрытии (подвалы, подземные помещения, плотная инфраструктура)
- Перегрузка спектра и помехи
- Зависимость от внешней инфраструктуры

PLC также обеспечивает детерминированное покрытие, благодаря чему можно получить доступ к любому устройству, подключенному к линии электропередачи. И беспроводная связь, и технология PLC имеют то преимущество, что не требуют прокладки новых проводов. Во многих случаях PLC и беспроводная связь являются скорее взаимодополняющими, чем конкурирующими технологиями.

6. Модемы, предназначенные для беспроводной связи, так же хорошо работают в линиях электропередачи.

Линии электропередачи представляют собой уникальный и сложный канал связи, принципиально отличающийся от радиочастотного:

- Периодическая помеха, синхронизированная с периодом переменного тока
- Частотно-селективное затухание и изменение импеданса
- Импульсные помехи (от переключений, двигателей, реле и т. д.)
- Сильные и быстрые изменения состояния канала

Беспроводные модемы не соответствуют этим характеристикам. В хорошо спроектированных системах PLC используются специализированные физические уровни, адаптированные для работы в линиях электропередачи. Именно поэтому PLC требует специальных методов связи, а не простой адаптации беспроводных систем.

7. PLC предназначена исключительно для интеллектуальных счетчиков.

Хотя PLC широко используются в современной инфраструктуре учета, они применяются в самых разных областях, выходящих за рамки измерений, включая:

- Уличное освещение
- Промышленную автоматизацию
- Инфраструктуру для зарядки электромобилей
- Транспорт (поезда, грузовики, освещение аэродромов)
- Системы возобновляемой энергии

Иногда считается, что NB-PLC подходит только для простых или низкоуровневых приложений. На практике же эта технология поддерживает такие расширенные возможности, как сетевые протоколы IPv6 (6LoWPAN), ячеистая маршрутизация и высокий уровень безопасности, что позволяет внедрять ее в крупномасштабные критически важные инфраструктурные системы. NB-PLC – это универсальная технология связи, подходящая для крупномасштабных инфраструктурных сетей.

8. PLC небезопасна.

Современные стандарты PLC включают в себя надежные, проверенные в отрасли механизмы безопасности, такие как:

- AES шифрование (128/256 бит)
- Аутентификация и безопасное управление ключами
- Контролируемый доступ к сети и настройка устройств

Кроме того, преимуществом PLC является проводная среда передачи данных, обеспечивающая неотъемлемые преимущества в плане безопасности по сравнению с беспроводными системами:

- Отсутствие радиочастотного излучения, снижающее возможность удаленного перехвата
- Для подключения к сети требуется физический доступ
- Сниженный риск помех, подмены сигнала или радиочастотных атак

Эти характеристики делают PLC особенно подходящей для критически важной инфраструктуры, где надежность и безопасность имеют ключевое значение. При использовании для связи в транспортных средствах по проводным шинам PLC обеспечивает надежный детерминированный обмен данными без радиочастотных помех или внешнего воздействия. Кроме того, она позволяет осуществлять управление и мониторинг по существующим силовым кабелям в крупномасштабных системах освещения, гарантируя высокую надежность, низкую задержку и надежную защиту от внешних помех или несанкционированного доступа.

9. Технология PLC сложна во внедрении.

PLC упрощает развертывание за счет использования существующей инфраструктуры электрических сетей. Нет необходимости рыть траншеи или прокладывать новые кабели, а также можно обойтись без обследования объектов беспроводной связи или планирования спектра.

Кроме того, внедрение PLC может осуществляться с минимальным количеством дополнительного оборудования, что в конечном итоге приводит к более быстрому развертыванию и снижению общей стоимости.

10. PLC не масштабируется.

Сети с PLC предназначены для крупномасштабного развертывания, поддерживая до миллионов узлов, а также ячеистые и иерархические топологии. Кроме того, их можно интегрировать в системы управления сетями коммунального уровня.

11. PLC не имеет перспектив.

PLC становится ключевым компонентом долгосрочной архитектуры современных сетей. Современные стандарты PLC (например, G3-PLC, IEEE 1901.2) – это:

- Поддержка IPv6 (6LoWPAN)
- Обеспечение функциональной совместимости и длительного жизненного цикла
- Постоянное развитие (например, гибридные ПЛК+РЧ, режимы с более высокими характеристиками)

Сети PLC уже поддерживают интеграцию распределенных энергоресурсов, зарядку электромобилей и сетевую аналитику, управляемую искусственным интеллектом, что

делает их весьма актуальными для будущей инфраструктуры.

Заключение

Благодаря своей надежности в суровых условиях эксплуатации, масштабируемости до миллионов устройств и способности сокращать затраты за счет повторного использования существующей инфраструктуры, PLC обладает потенциалом для модернизации энергосистем и обеспечения их соответствия требованиям электрификации транспортных средств, возобновляемой энергетики и центров обработки данных. В сфере зарядки электромобилей и других крупномасштабных энергетических систем технология PLC уже служит скрытым уровнем интеллекта, обеспечивая надежную связь через существующую инфраструктуру.

PLC не конкурирует с беспроводными технологиями, а дополняет их. Для коммунальных и промышленных предприятий вопрос уже не в том, жизнеспособна ли технология PLC, а в том, как наилучшим образом интегрировать ее в более широкую стратегию обеспечения связи. 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

Активные фильтры на сдвоенном усилителе

John Dunn

EDN

Частотная характеристика фильтра Баттерворта не должна иметь выбросов. SPICE утверждает обратное.

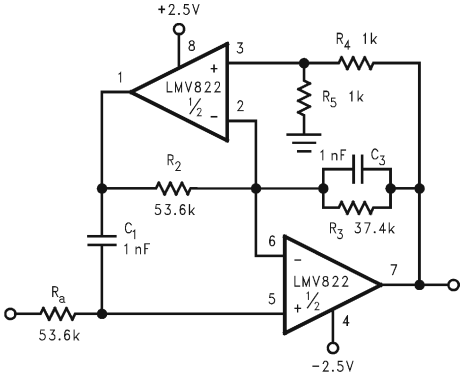
Я наткнулся в Интернете на техническое описание нескольких операционных усилителей, где обнаружил две схемы, которые меня заинтересовали. Сделав скриншоты обеих схем, я получил следующий коллаж (Рисунок 1).

Быстрый поиск в Google по запросу «характеристика фильтра Баттерворта» выдал следующие два абзаца.

Фильтр Баттерворта – это тип фильтра для обработки сигналов, предназначенный для получения максимально плоской частотной характеристики в полосе пропускания. Его также называют фильтром с максимально плоской амплитудно-частотной характеристикой.

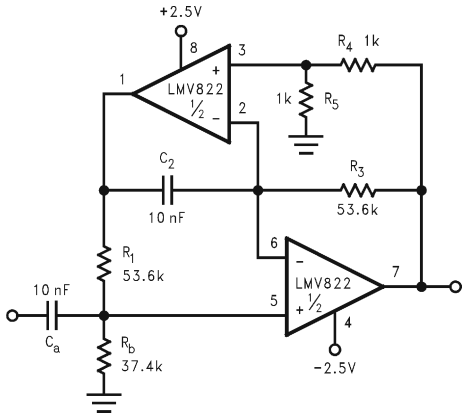
По мере роста выброса (плохо) спад становится более резким (хорошо). Характеристика Чебышева представляет собой оптимальный компромисс между этими двумя параметрами. Когда выброс установлен на 0%, фильтр называется максимально плоским или фильтром Баттерворта (в честь С. Баттерворта, британского инженера, описавшего эту характеристику в 1930 году).

8.2.4 Активные фильтры на сдвоенных усилителях



Активный фильтр нижних частот с частотой среза 3 кГц и характеристикой Баттерворта с коэффициентом усиления в полосе пропускания, равным двум.

Рисунок 44. Активный фильтр нижних частот на сдвоенном усилителе



Активный фильтр верхних частот с частотой среза 300 Гц и характеристикой Баттерворта с коэффициентом усиления в полосе пропускания, равным двум.

Рисунок 45. Активный фильтр верхних частот на сдвоенном усилителе

***Рисунок 1**. Две опубликованные схемы фильтров, которые привлекли внимание автора.*

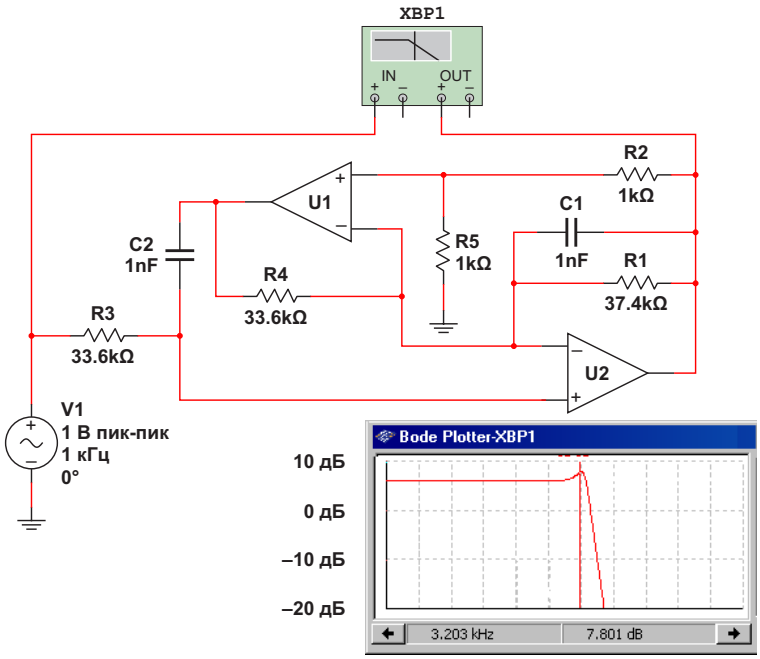


***Рисунок 2**. Это SPICE-моделирование схемы фильтра нижних частот, по-видимому, демонстрирует наличие выбросов.*

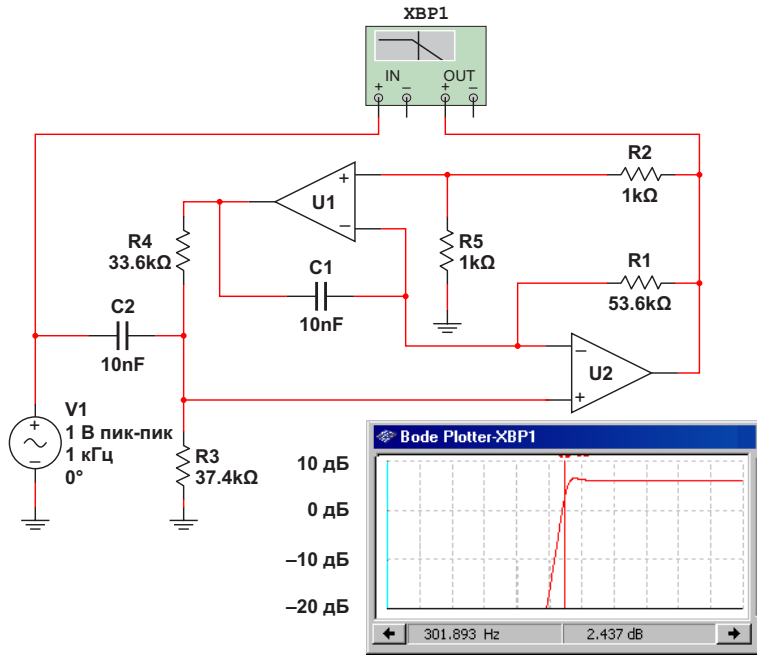


***Рисунок 3**. Это SPICE-моделирование схемы фильтра верхних частот также демонстрирует наличие выбросов.*

В этом не было ничего нового, но я просто хотел убедиться для себя, что частотная характеристика фильтра Баттерворта не должна иметь выбросов.

Моделирование этих двух фильтров в SPICE привело к неожиданному результату (Рисунки 2 и 3).

В обоих случаях моделирования наблюдается пик в частотной характеристике, чего у фильтра Баттерворта быть не должно. Затем я модифицировал схемы, как показано на Рисунках 4 и 5, и снова включил результаты моделирования в рисунки.

Одно изменение в каждом фильтре, выделенное на схемах, по-видимому, устранило проблему пиков. Можно усомниться в том, действительно ли модифицированные коэффициенты фильтра соотве-

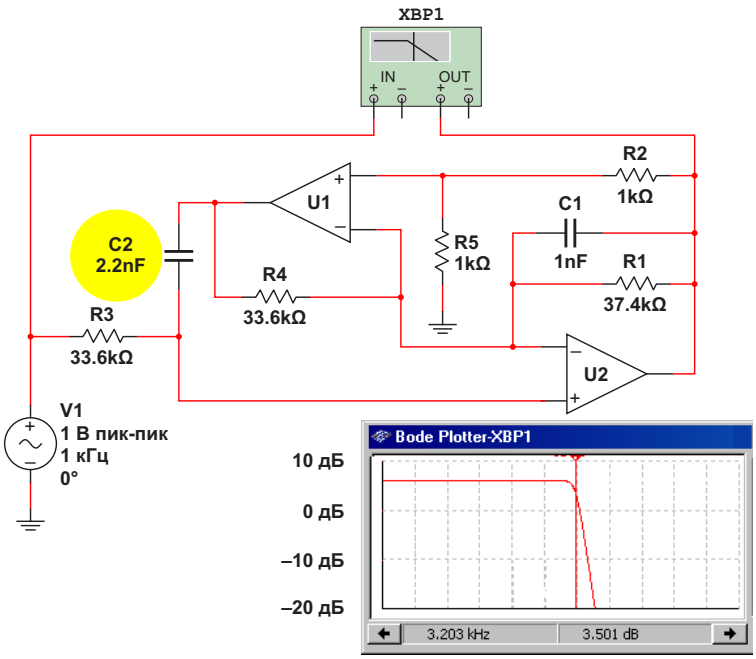


***Рисунок 4**. Это SPICE-моделирование схемы фильтра нижних частот показывает отсутствие выбросов.*

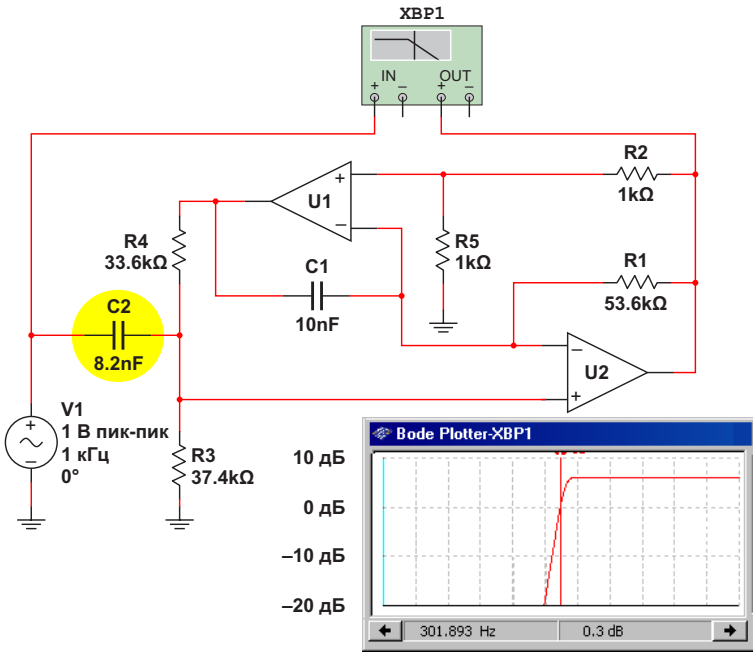


***Рисунок 5**. Это SPICE-моделирование схемы фильтра верхних частот также показывает отсутствие выбросов.*

тствуют фильтру Баттерворта, но с практической точки зрения эти два изменения кажутся вполне достаточными.

Таким образом, следует помнить, что если вам действительно необходима частотная характеристика фильтра Баттерворта, Чебышева, Бесселя, эллиптического фильтра или…, не стоит слепо следовать любому примеру, который вы найдете в печати, независимо от того, кто его написал. Проверяйте свой проект независимо от рекомендаций поставщика.

Приблизительное значение может оказаться недостаточно точным для ваших целей. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments LMV822

Оценка передаточной функции контура регулирования с помощью диаграммы Боде

Frederik Dostal

Аннотация

В этой статье объясняется, почему диаграммы Боде используются для оценки передаточной функции контура регулирования источника питания. Хотя существуют тесты переходных процессов в нагрузке во временно́й области, их результаты не показывают другой важной информации, которую отображает диаграмма Боде. Читатели узнают об этих различиях и о том, почему полезно рассчитывать, моделировать и исследовать диаграммы Боде.

Введение

Предполагается, что источники питания должны выдавать стабилизированное выходное напряжение. Для оценки работы схемы источника питания можно измерить выходное напряжение при различных токах нагрузки и различных входных напряжениях, а также определить, находится ли выходное напряжение в пределах заданного допустимого диапазона. Такая элементарная проверка источника питания важна, но она показывает лишь часть истины. Если ток нагрузки или напряжение питания изменяются во время работы, необходимо по возможности поддерживать напряжение на прежнем уровне. На Рисунке 1 показана блок-схема источника питания (LT8642S) с переходными процессами в нагрузке и изменениями входного напряжения.

Для оценки динамических характеристик источника питания можно проверить выходное напряжение при различных переходных процессах в нагрузке и изменениях входного напряжения. Как правило, кривые выходного напряжения имеют вид, показанный на Рисунке 2. Ток нагрузки на выходе источника питания изменяется от 1 А до 7 А за 500 нс. Изменение тока нагрузки показано красным цветом. Кривая выходного напряжения показана синим цветом. Как видно, выходное напряжение падает на 33.2 мВ при положительном скачке нагрузки в нулевой момент времени. Затем контур управления источника питания восстанавливает стабилизацию

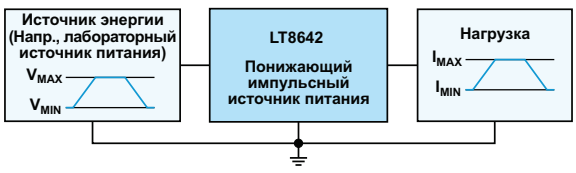


***Рисунок 1**. Источник питания с переходными процессами в нагрузке и изменениями (скачками) входного напряжения.*

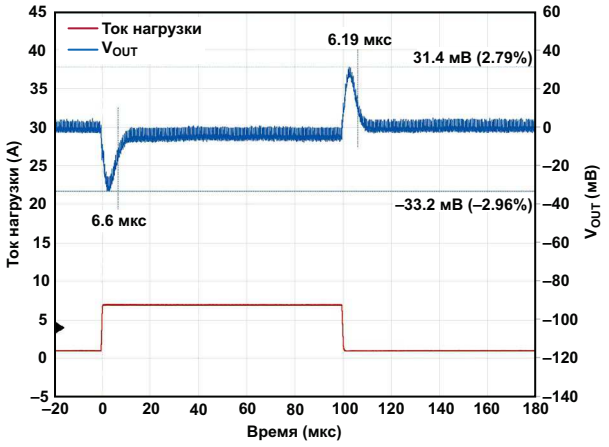


***Рисунок 2**. Тест на переходный процесс в нагрузке типичного источника питания, выполненный с помощью LTpowerAnalyzer [1].*

выходного напряжения примерно через 10 мкс. Через 100 мкс происходит обратный скачок нагрузки от 7 А к 1 А, как показано на Рисунке 2. Выходное напряжение демонстрирует кратковременный выброс до значения, превышающего номинальное выходное напряжение примерно на 31.4 мВ.

Подобная оценка контура управления источником питания полезна и дает много информации о поведении системы управления. Однако этих измерений переходных процессов в нагрузке часто оказывается недостаточно. Например, невозможно получить однозначное представление о том, определяется ли поведение кривой выходного напряжения в основном величиной выходной емкости или же быстродействием контура управления. Недостаточную скорость контура управления можно частично компенсировать дополнительными выходными конденсаторами.

Кроме того, тест на переходный процесс в нагрузке не дает четкой информации об устойчивости контура управления. Характер кривой на Рисунке 2 может объясняться тем, что контур управления находится на границе устойчивости, и переходит в нестабильное состояние при малейшем изменении параметров, например, из-за разброса номиналов компонентов, температурных воздействий и незначительных изменений условий эксплуатации. В этом случае выходное напряжение перестанет поддерживаться на фиксированном значении и начнет колебаться с большой амплитудой.

Однако такой же характер кривой может быть получен при измерении источника питания с высоким запасом устойчивости. В данном случае небольшие изменения в схеме, описанные в предыдущем случае, не приведут к колебаниям.

На Рисунке 3 показана измеренная диаграмма Боде источника питания, изображенного на Рисунке 1. Здесь вы можете оценить быстродействие контура управления с момента пересечения кривой усиления (красная кривая) с линией 0 дБ. Чем выше эта частота пересечения, тем выше скорость реакции контура управления. Обычно частоту пересечения с уровнем 0 дБ выбирают в диапазоне от одной десятой до одной пятой

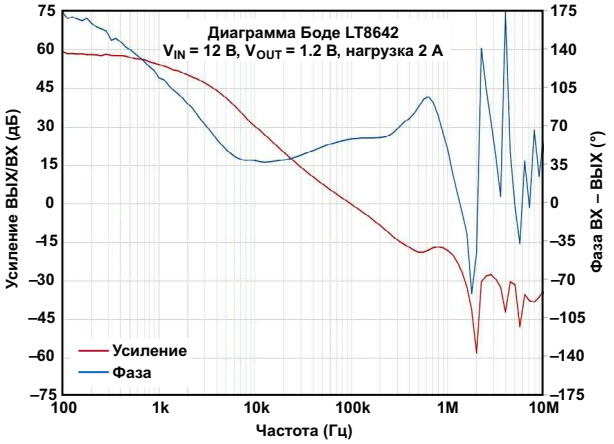


***Рисунок 3**. Представление диаграммы Боде для детального изучения поведения контура управления источника питания.*

частоты переключения. На Рисунке 3 частота пересечения составляет примерно 100 кГц. Помимо этой частоты, на быстродействие контура управления также влияет коэффициент усиления по постоянному току (усиление на низких частотах). Чем выше это усиление, тем быстрее работает контур управления.

Кроме того, диаграмма Боде дает информацию о запасе устойчивости источника питания. На частоте пересечения с уровнем 0 дБ по синей кривой можно определить фазовый сдвиг, также известный как запас по фазе. В приведенном выше примере этот запас составляет около 59°. Системы с запасом по фазе более 45° считаются устойчивыми.

Заключение

Диаграммы Боде предоставляют важную информацию о поведении контура управления. Они позволяют оценить быстродействие контура управления и сравнить его с другими источниками питания. Также они показывают устойчивость источника питания и величину доступного запаса. Ничто из этих ценных сведений нельзя получить непосредственно при простом тестировании переходных процессов в нагрузке. РЛ

Ссылка

1. LTpowerAnalyzer

Материалы по теме

1. Datasheet Analog Devices LT8642S

Контроль входного импеданса фильтра

John Dunn

EDN

С помощью метода, описанного в этом руководстве, можно добиться более строгого контроля изменений импеданса в полосе подавления.

Входные импедансы фильтров нижних и верхних частот в соответствующих полосах подавления обычно не регулируются и могут значительно варьироваться. Однако иногда нам хотелось бы иметь более точный контроль над ними.

Например, типичные входные импедансы и частотные характеристики низкочастотных и высокочастотных Т-образных фильтров имеют вид, представленный на Рисунках 1 и 2.

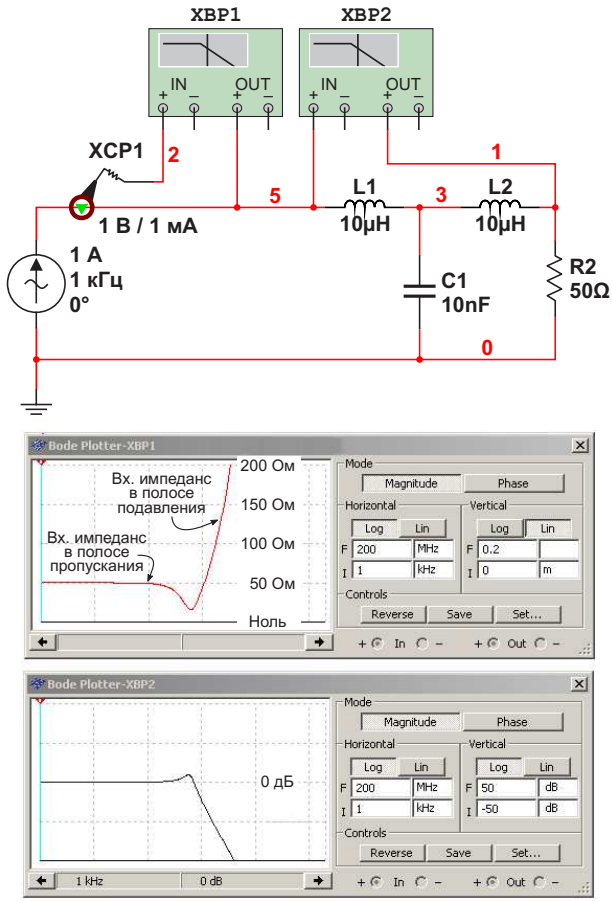


***Рисунок 1**. Типичный Т-образный фильтр нижних частот демонстрирует неидеальные результаты.*

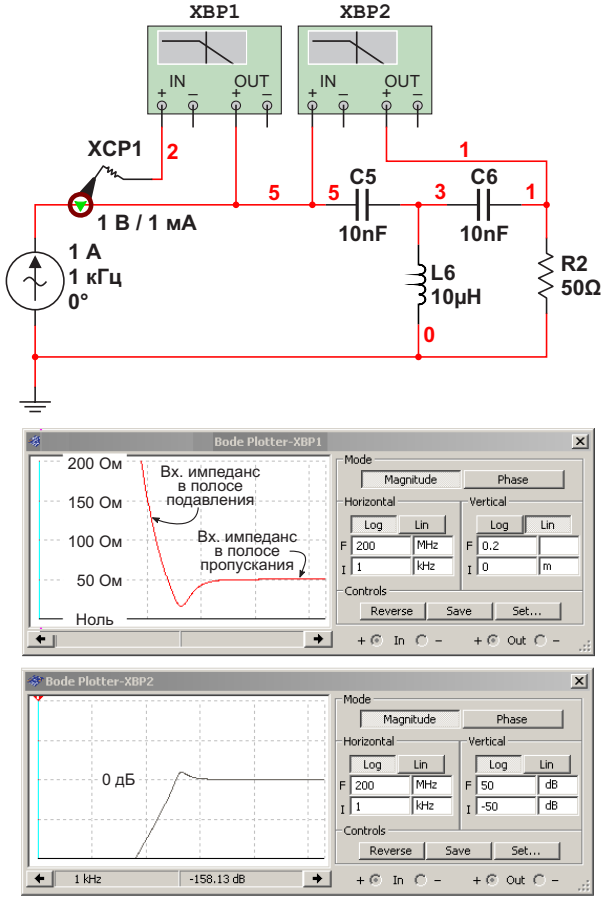


***Рисунок 2**. Типичный Т-образный фильтр верхних частот также демонстрирует неидеальные результаты.*

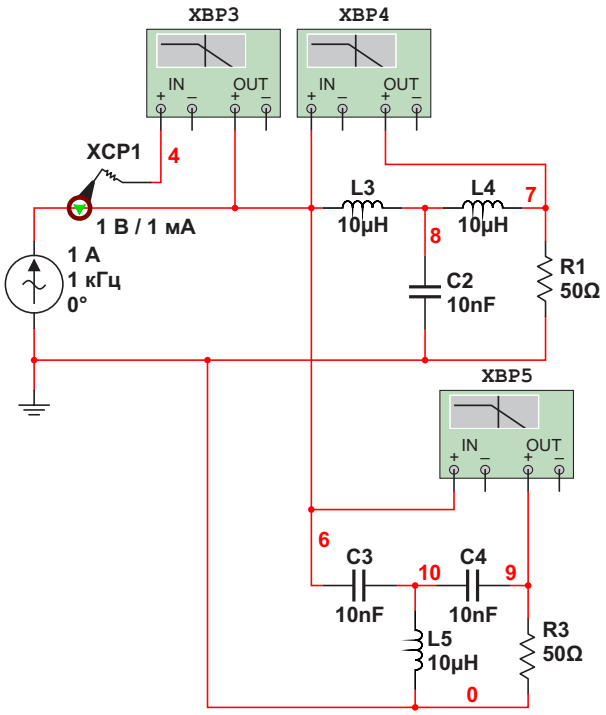


***Рисунок 3**. Пара Т-образных фильтров обеспечивает, по крайней мере, частичное решение проблемы.*

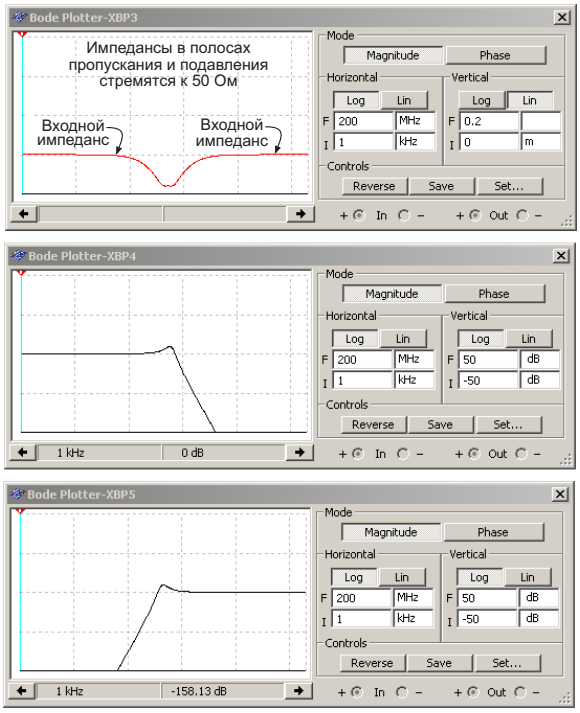


***Рисунок 4**. Фильтрация с контролируемым импедансом может повысить устойчивость.*

Входной импеданс Т-образных фильтров в полосе пропускания стремится к значению сопротивления нагрузки, но в полосе подавления входной импеданс неограниченно возрастает. Этот, по сути, неконтролируемый и возрастающий импеданс может создавать проблемы с устойчивостью для некоторых типов управляющих устройств, подающих входные сигналы на такие фильтры.

Существует, по крайней мере, частичное решение этой проблемы с импедансом, представленное на Рисунке 3.

При использовании фильтров как нижних, так и верхних частот, каждый из которых питает свою нагрузку, входной импеданс становится контролируемым как в полосе пропускания, так и в полосе подавления того фильтра, который, по вашему мнению, должен использоваться для прохождения сигнала. Входное сопротивление и частотные характеристики будут иметь вид, показанный на Рисунке 4.

Провал импеданса на частоте сопряжения не исчезает, но входной импеданс как выше, так и ниже этой частоты сопряжения стремится к значениям сопротивления нагрузки, выбранным здесь равным 50 Ом, что может способствовать повышению устойчивости усилителя. РЛ

НАЧИНАЮЩИМ

Оптимизированная схема измерения параметров источника питания

Frederik Dostal, Analog Devices

Analog Dialogue

Прежде чем разработчик схемы включит конкретный источник питания, он или она захотят тщательно его протестировать. Техническое описание микросхемы импульсного стабилизатора напряжения содержит ценную информацию о том, как весь источник питания может вести себя в реальных условиях, а также о том, как определяется его поведение в ходе лабораторных испытаний схемы. Моделирование схемы, например, с помощью LTspice, полезно и может помочь в ее оптимизации. Однако моделирование не может заменить тестирование оборудования, поскольку паразитные эффекты либо трудно оценить, либо трудно смоделировать.

Поэтому источники питания тщательно тестируются в лаборатории. Для этой цели используются самостоятельно разработанные прототипы или, в большинстве случаев, существующие оценочные платы изготовителей соответствующих микросхем источников питания.

При подключении измерительной схемы следует учитывать несколько моментов. На Рисунке 1 показана принципиальная схема тестовой установки. Проверяемое устройство должно быть с входной стороны подключено к источнику питания, а со стороны выхода – к нагрузке. Это звучит тривиально, но есть некоторые важные детали, на которые необходимо обращать внимание.

Минимизация индуктивности линий

На Рисунке 1 показана схема установки для оценки работы преобразователя энергии. Мы хотим проверять поведение силовой цепи, а не влияние соединительных линий между тестируемой платой и лабораторным источником питания или нагрузкой на выходе. Поэтому для уменьшения влияния этих соединительных линий следует принять две важные меры. Во-первых, эти линии должны быть как можно короче. Индуктивности у коротких линий меньше, чем у длинных. Во-вторых, дополнительно снижает паразитную индуктивность минимизация площади пути тока. Очевидный способ добиться этого – скрутить провода. В результате площадь пути тока зависит только от длины линии и толщины оболочки многожильного провода. На Рисунке 2 показано подключение тестируемого преобразователя напряжения витыми проводами для уменьшения паразитных индуктивностей линии.

***Рисунок 1**. Подключения источника питания для проведения тестов.*

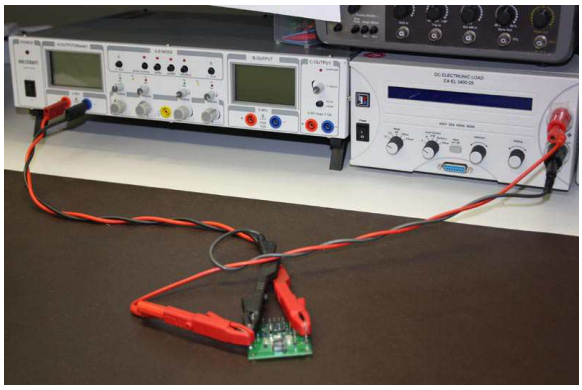


***Рисунок 2**. Практичная рабочая схема с короткими скрученными проводами.*

В источниках питания на основе импульсных стабилизаторов переменный ток присутствует как на входе, так и на выходе. В зависимости от топологии схемы, импульсный ток может возникать на входной стороне, например, в понижающих преобразователях (контроллерах понижающих преобразователей). Это значит, что при оценке поведения схемы при запуске и проверке реакции на переходные процессы в нагрузке необходимо принимать во внимание, что по проводам тестовой установки течет переменный ток.

Добавление на вход локального накопителя энергии

При проверке скорости реакции источника питания на переходные процессы в нагрузке необходимо обеспечить достаточное количество энергии на входе тестируемой схемы. Входной источник энергии не должен быть ограничивающим фактором. Для этого рекомендуется установить на входе схемы конденсатор большей емкости. Он показан зеленым цветом на Рисунке 1. Это гарантирует корректность испытаний на переходные процессы в нагрузке.

Однако необходимо обеспечить, чтобы последующее тестирование источника питания осуществлялось в строго определенных условиях. Необходимо хорошо понимать влияние входного устройства накопления энергии, чтобы правильно подобрать емкость входного конденсатора для источника питания.

Следует также учитывать еще один аспект, касающийся конденсатора на Рисунке 1. Если для проверки результирующего поведения схемы на ее вход необходимо подавать скачки напряжения, конденсатор значительно замедлит переходные процессы, наблюдаемые в тестируемой схеме. Это значит, что для таких тестов конденсатор следует удалить.

В заключение следует отметить, что при решении, казалось бы, простых задач, связанных с проектированием источника напряжения, – таких, например, как подключение схемы к лабораторному стенду, – необходимо учитывать немало факторов. Силовые провода, идущие к тестируемой схеме, а также отходящие от нее, следует рассматривать как цепи переменного тока, и, следовательно, для уменьшения паразитной индуктивности эти провода должны быть короткими и скрученными. От разработчика схемы это не потребует больших усилий, а результаты тестирования будут близко соответствовать реальным характеристикам устройства. Если влияние тестовой установки будет сведено к минимуму, ценность остальных результатов будет больше. Если следовать всем советам из этой статьи, оценка может быть проведена без проблем. РЛ

УНЧ АВ-150

Игорь Кацай

Простой надёжный усилитель начального уровня с параллельной токовой ОС в выходном каскаде

Многие радиолюбители замечали, что в некоторых случаях последовательная обратная связь (ОС) по напряжению несколько улучшает звучание усилителей низкой частоты (УНЧ) по сравнению с имеющей более широкое распространение параллельной общей ОС. И, несмотря на явную субъективность этого эффекта, до настоящего времени имеется достаточное количество приверженцев этой идеи. Кроме того, уменьшение номиналов резисторов обратной связи (при сохранении заданного коэффициента усиления) также положительно сказывается на звуке, хотя практически не меняет характеристики усилителя. А споры о плюсах и минусах входных дифференциальных каскадов до сих пор не утихают. С одной стороны, безусловно, дифкаскад даёт стабильность и устойчивость, снижая уровень искажений и улучшая параметры УНЧ. А с другой – обогащает спектр полезного сигнала гармониками высших порядков, хотя и невысокого уровня. И некоторые непримиримые аудиофилы искренне полагают, что входная часть хорошего усилителя обязана состоять из одиночного транзистора, а активных элементов в схеме должно быть как можно меньше. Я не разделяю данной точки зрения, однако соглашусь, что именно активные элементы и вносят в звук нелинейные искажения. Борьба с ними – дело схемотехники. Многие поклонники простоты и «натурального» звука недолюбливают операционные усилители, а ещё большее количество радиолюбителей, и я в том числе – интегральные усилители мощности. Исходя из всего вышесказанного, предлагается довольно простая схема усилителя, изображённая на Рисунке 1, которая имеет общую ОС по напряжению с последовательным введением на входе (в эмиттер входного транзистора).

Усилитель рассчитан на нагрузку 4 Ом, а его максимальная выходная мощность достигает 150 Вт и ограничена лишь типом применяемых выходных транзисторов. Но и на мощности 100 Вт в домашних условиях вряд ли кто-то станет слушать музыку, зато широкий динамический диапазон позволяет не доводить усилитель до ограничения при возникновении резких всплесков (атак) в музыкальном сигнале на средней громкости и избежать неприятных призвуков. Кроме того, на акустике 8 Ом, звук которой мне нравится гораздо больше за счёт увеличенного демпинг-фактора, мощность соответственно уменьшится вдвое. Но при желании её можно быстро нарастить, добавив в выходной кас-

Таблица 1. *Краткие характеристики УНЧ АВ-150*

Номинальная мощность	100 Вт
Максимальная мощность	150 Вт
Чувствительность	0.9 В (эфф.)
Усиление	27 дБ
Уровень шума	–90 дБ
Гармонические искажения	0.030%

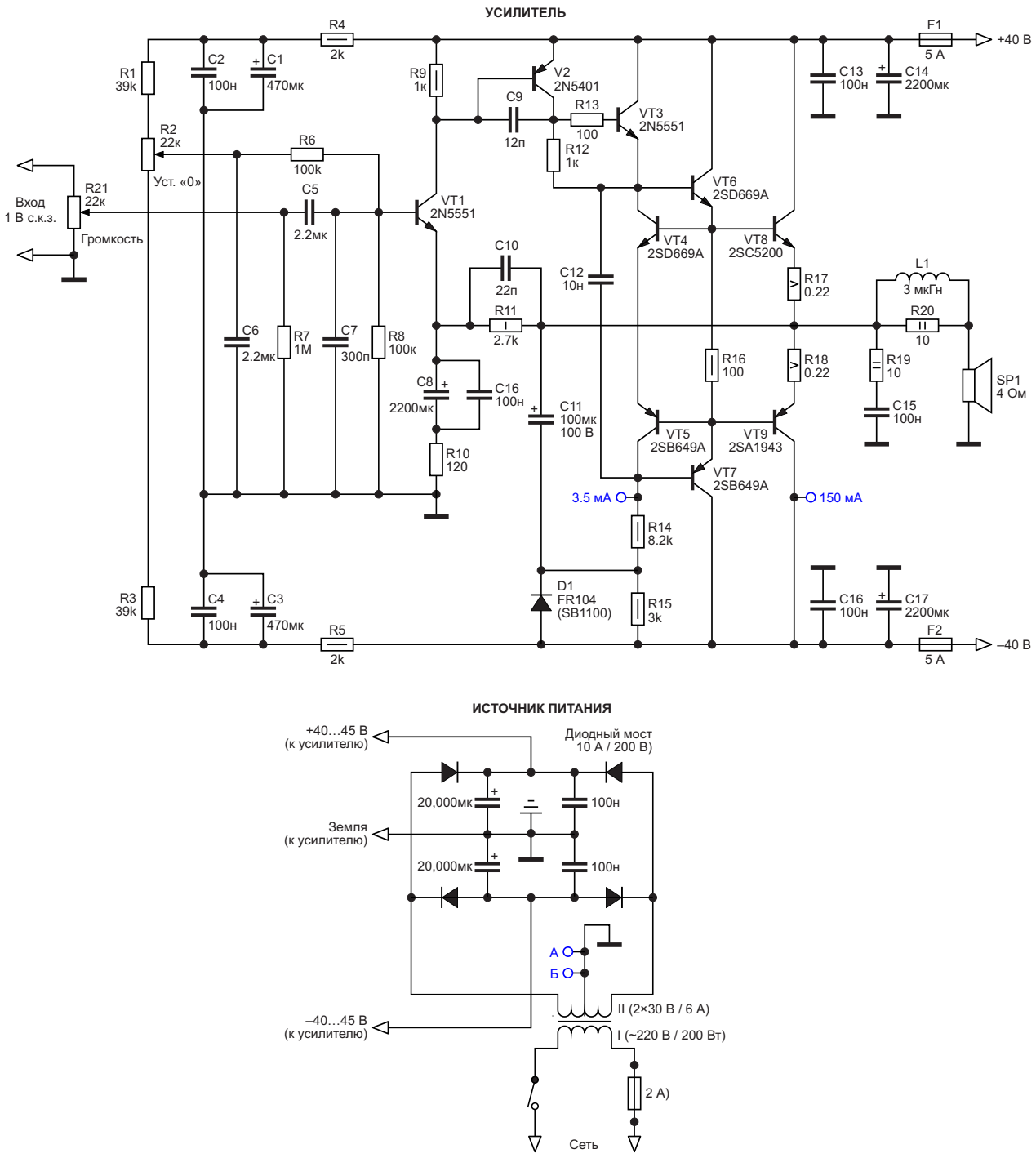


***Рисунок 1**. Схема УНЧ АВ-150.*

кад (ВК) ещё одну пару мощных транзисторов со своими эмиттерными резисторами и увеличив питание. Выходное сопротивление УНЧ около 0.02 Ом во всём диапазоне звуковых частот. Он хорошо «отрабатывает» меандр (имеет высокое быстродействие) и линеен по уровню 0 дБ до 70 кГц (без входного фильтра). Краткие характеристики усилителя представлены в Таблице 1.

Как видно из таблицы, никаких выдающихся параметров этот УНЧ не имеет, но, тем не менее, он очень неплохо звучит. По-видимому, это достигается за счёт перераспределения гармоник в спектре сигнала: уровень низших гармоник здесь больше, а уровень высших – заметно меньше. И в целом при мощности, не превышающей номинальную, спектр искажений явно ниспа-

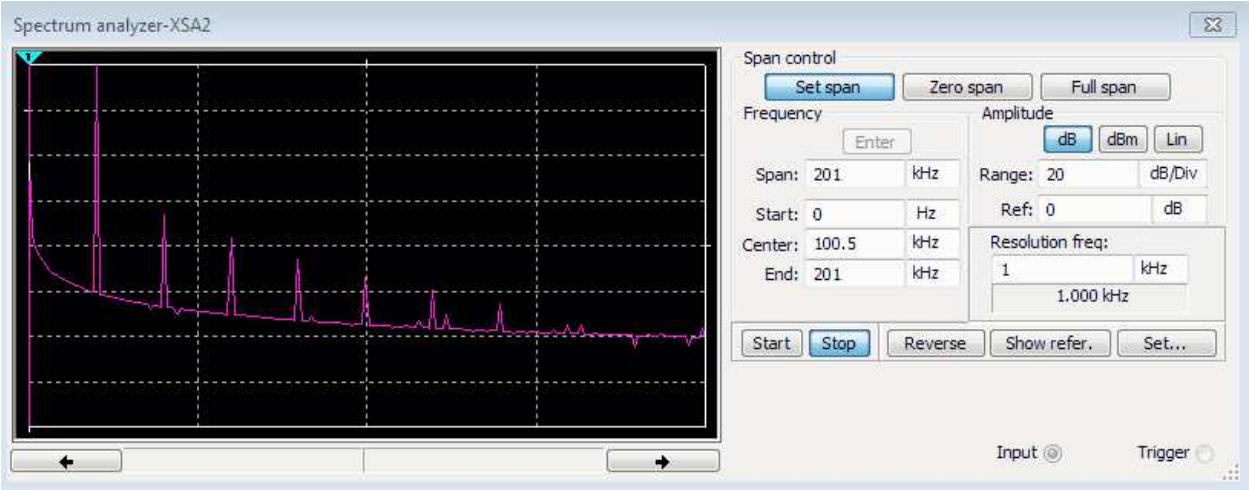


***Рисунок 2**. Спектр (20 кГц, 100 Вт).*

дающий. На Рисунке 2 представлен расчётный спектр на частоте 20 кГц при номинальной мощности.

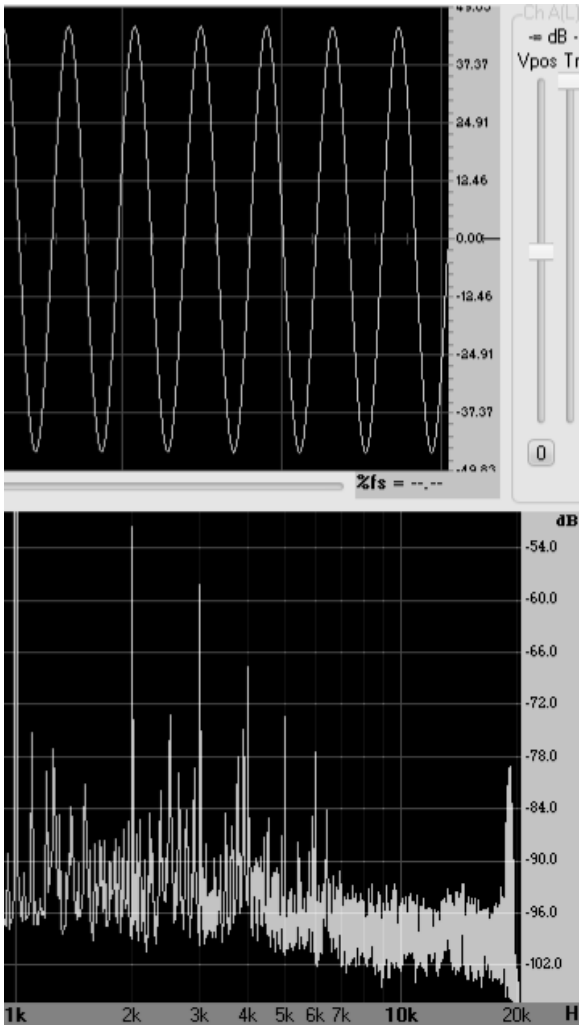


***Рисунок 3**. Спектр (1 кГц, 145 Вт).*

А на Рисунке 3 показан спектр реального усилителя на частоте 1 кГц на максимальной мощности (у порога ограничения), сделанный с помощью VA-анализатора и звуковой карты. В обоих случаях видимыми остаются только первые 7 гармоник. Остальные тонут в уровне шума. К тому же преобладают «тёплые» чётные гармоники, хотя их «красота» на самом деле спорна. Бесспорно другое: звуковая карта и программное обеспечение не являются полноценным промышленным спектроанализатором, и полученные данные лишь приблизительны, но некоторая тенденция всё же прослеживается.

Описание схемы

Усилитель изготовлен из самых недорогих и популярных деталей и состоит всего из трёх транзисторов (VT1–VT3) и надёжного выходного каскада (VT4–VT9), который довольно трудно спалить. Эмиттер входного транзистора VT1 питается током через резисторы обратной связи. Каскад усиления напряжения (КУН) выполнен на VT2 и VT3. Причём напряжение в этом УНЧ усиливает только VT2, включённый по схеме с общим эмиттером. А транзистор VT3 служит для согласования высокого выходного сопротивления VT2 с входом выходного каскада. Конденсатор C9 номиналом 12 пФ служит для коррекции эффекта Миллера и предотвращает самовозбуждение КУН. При необходимости его можно несколько увеличить, но не более чем вдвое, иначе быстродействие усилителя начнёт сни-

жаться. Номинал 12 пФ выбран для надёжности, хотя у меня генерации не было даже с ёмкостью 6.2 пФ. Номинал резистора R12 при необходимости можно уменьшить. Конденсатор C12 обеспечивает устойчивость ВК на высоких частотах (ВЧ). Его номинал может быть в пределах 6.8…12 нФ.

Конденсатор C10 в цепи ОС номиналом 22 пФ служит для компенсации фазового сдвига на ВЧ, предотвращая самовозбуждение усилителя и устраняя выбросы на краях меандра. При необходимости его тоже можно смело увеличить, несмотря на кажущуюся большой величину его текущего номинала. На самом деле в данном случае 22 пФ – это не так уж много. Ведь в цепи ОС установлен резистивный делитель с номиналами всего 2.7 кОм и 120 Ом, а в пересчёте на сопротивление 22.5 кОм и 1 кОм (обычные номиналы в подобных цепях) это составит всего 2.5 пФ. Но если никакой генерации не возникает, при желании можно этот номинал и уменьшить.

Ёмкость C16 помогает «тяжёлому» конденсатору C8 справиться с работой на ВЧ, делая звучание более лёгким и прозрачным. Номинал конденсатора C8 тоже выбран непривычно большим. Это расширяет границу частотного диапазона усилителя в области низких частот. Но если при ограничении сигнала 20 Гц «полочки» синусоиды (отрезанная часть) всё же будут не горизонтальными, а наклонёнными (под нагрузкой, естественно), то можно ещё немного увеличить эту ёмкость. (Кстати, похожая картина возникает и при недостаточной величине входной ёмкости C5, хотя виноваты в этом совершенно другие процессы). Конденсатор C7 – входной фильтр, ограничивающий частотный диапазон входного сигнала сверху. R19 и C15 – стандартная цепочка Цобеля.

Выходной каскад усилителя – почти обычная схема Дарлингтона, классическая и устойчивая. За исключением транзисторов VT4 и VT5, на которых выполнен узел автоматического смещения. Включённые подобным образом, они, по сути, представляют собой управляемые диоды, работа которых зависит от напряжения на базах выходных транзисторов VT8 и VT9. Эту изящную и до гениальности простую идею впервые реализовал профессор, доктор медицинских наук Иван Тимофеевич Акулиничев в восьмидесятые годы прошлого века. Это стабилизирует токовый режим, демпфирует коммутационные процессы, ограничивает ток выходных транзисторов, придаёт каскаду дополнительную устойчивость и снижает искажения. Происходит слежение за напряжением непосредственно на базах выходных транзисторов, поэтому, с одной стороны, можно считать это местной параллельной ОС по напряжению. Однако резисторы R17 и R18 выполняют не только роль ограничения тока и улучшения температурной стабильности (эмиттерной стабилизации), осуществляя обычную роль местной (внутрикаскадной) последовательной ОС по току, но и (вкупе с транзисторами VT4 и VT5) создают узел местной параллельной ОС по току. Ведь при превышении выходного тока растёт напряжение на эмиттерных резисторах R17 и R18 (и, соответственно, между базами VT8 и VT9), что приоткрывает транзисторы VT4 и VT5, которые в свою очередь начинают шунтировать ток КУН, запирая выходные транзисторы. А если в этой схеме ещё и заменить VT5 на германиевый транзистор, это позволит усилителю нормально работать даже при трёхкратном снижении тока покоя.

Расчётный ток КУН около 3.5 мА. Следовательно, в нижнем плече питания должен бы был стоять резистор номиналом 11.2 кОм. (И поначалу стоял вместо R14 и R15). Но использование источника тока вместо одиночного резистора позволяет улучшить и параметры, и звук УНЧ. Однако я решил не прибегать к построению источника стабильного тока на транзисторах и воспользовался простым «аудиофильским» решением – разделил этот резистор на две части и реализовал на элементах C11, R14 и R15 узел вольтодобавки (bootstrap) для нагрузки КУН. Но из-за увеличения выходного сопротивления такого узла (по сравнению с простым резистором) в режиме ограничения сигнала на ВЧ (при клиппинге на эквиваленте нагрузки 4 Ом) на «полочке» нижней полуволны синусоиды стала временами появляться рябь. Введённый в схему диод D1 эту рябь успешно погасил. Вместо указанного на схеме FR104 применять FR107 не следует – у него немного ниже быстродействие. Если же рябь у вас всё равно останется, значит нужно использовать в качестве D1 диод с барьером Шоттки (на

напряжение не менее 100 В !), например, SR015, SR0515, можно пробовать SB1100, SR1100 и им подобные. Или установить советский германиевый Д2Ж. Хотя, с другой стороны, довести этот усилитель до клиппинга на ВЧ при прослушивании музыки на нагрузке (акустике) 4 Ом весьма проблематично: всё-таки 150 ватт – это предел мощности для используемых выходных транзисторов. При желании всё же использовать (вместо bootstrap) источник стабильного тока на транзисторах для нагрузки КУН можно воспользоваться схемой, приведённой на Рисунке 4.

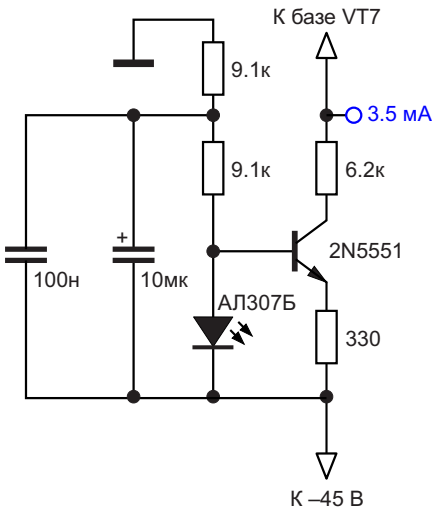


***Рисунок 4**. Схема источника тока.*

Здесь в качестве источника опорного напряжения я использую светодиод, так как его переход меньше «шумит». Он должен быть красный, пяти- или трёхмиллиметровый. И лучше обычный, так как сверхяркие китайские не очень надёжны. Резистор номиналом 330 Ом задаёт ток около 3.5 мА. А резистор 6.2 кОм (2.2…10 кОм) здесь выступает в роли диода D1. Для установки необходимо удалить из схемы УНЧ элементы C11, R14, R15, D1 и подключить на их место источник тока на транзисторе.

Конструкция и детали

Схема не критична к выбору компонентов, и следует руководствоваться обычными в таких случаях рекомендациями. Не обязательно, но желательно по возможности подобрать транзисторы выходного каскада попарно по коэффициенту усиления. Будет лучше. А маломощные (5401/5551) – просто выбрать с наиболее высоким коэффициентом усиления из имеющихся в наличии. Хотя лично я ничего не отбирал – ставил, что под руку попало. Однако есть несколько нюансов. Выходные транзисторы 5200/1943 обязательно должны иметь на корпусе маркировку «O», означающую группу с высоким коэффициентом усиления. Их можно заменить аналогами с невысокой входной ёмкостью. Драйверы 649/669 могут быть и без литеры «A», но на корпусе должна быть маркировка группы с высоким усилением – буквы «C» или «D». Желательно. Допускается замена на аналоги. Транзисторы шунта (VT4, VT5) могут быть любыми (в том числе маломощными). Я использовал именно такие (649/669) только из-за лёгкости их крепления к радиатору.

Все резисторы с неуказанной мощностью – по 0.25 Вт. Регулятор громкости R21 может быть номиналом 10…22 кОм. Потенциометр установки «нуля» на выходе усилителя (R2) должен быть многооборотным и качественным. Перед впаиванием желательно установить его примерно в среднее положение.

Катушка L1 наматывается одножильным лакированным медным проводом диаметром 0.8 мм прямо на резисторе R20 в два слоя и должна содержать 26…30 витков. Её лучше разместить ближе к выходному разъёму.

Каждый канал усилителя должен иметь свои предохранители.

Напряжение конденсаторов в схеме (где оно указано) – это минимальное значение. Желательно использовать конденсаторы с немного большим допустимым напряжением. А все конденсаторы с неуказанным напряжением должны быть рассчитаны минимум на 50 В (лучше 63 В). И обратите внимание на их качество. Желательно использовать ёмкости с малыми значениями паразитной индуктивности и сопротивления (ESL и ESR), особенно C8, C16, C5 и C11. Это влияет на звук.

Указанные в схеме номиналы сетевого трансформатора и выпрямителя (мощность, ток, ёмкости) рассчитаны на один канал. Трансформатор должен отдавать под нагрузкой указанный ток (5…6 ампер на канал) лишь с

незначительной просадкой напряжения. Вторичная обмотка имеет средний вывод и выдаёт 2 × 30…32 В переменного напряжения. Общий провод соединяется с корпусом усилителя только в одном месте – рядом с точкой соединения конденсаторов фильтра питания. Можно сделать это напрямую (как на схеме), а можно – через резистор 10 Ом.

Усилитель предельно простой, к тому же все 6 транзисторов выходного каскада установлены на радиатор, поэтому печатную плату я не делал – собрал на макетной плате.

Термостабилизация

Транзисторы VT4–VT9 устанавливаются на общий радиатор через теплопроводящие изолирующие прокладки, смазанные термопастой с обеих сторон. При этом необходимо разместить транзисторы шунта (VT4 и VT5) как можно ближе к корпусам выходных транзисторов (VT8 и VT9), а драйверы (VT6 и VT7) – наоборот, подальше. Ток покоя настраивать не надо. При подаче питания он установится на уровне 120…130 мА, а при прогреве достигнет 150…160 мА и больше расти не станет, так как рост температуры транзисторов шунта приводит к уменьшению тока выходных транзисторов. Усилитель очень стабилен, и даже если его «пытать» и раскалить радиатор до болевого шока, он не пойдёт вразнос и после уменьшения входного сигнала, продолжая работать, остынет до приемлемых значений.

На величину тока покоя влияют несколько факторов: номинал эмиттерных резисторов, величина тока источника тока и тип применяемых транзисторов. При уменьшении номиналов R17 и R18 ток покоя возрастёт, а при увеличении номиналов – снизится. Делать это нежелательно, но при необходимости можно использовать сопротивления от 0.11 до 0.47 Ом. Рост тока источника тока (3.5 мА) приводит к росту тока покоя ВК. При необходимости можно изменить ток источника тока в пределах 3…4 мА (можно и 2.5…4.5 мА, но не более того, так как и это уже нежелательно). Причём для уменьшения тока источника тока лучше увеличить номинал верхнего резистора (R14), а для увеличения тока – уменьшить номинал нижнего резистора (R15), но не более чем вдвое (менее 1.5 кОм делать его не надо). Также ток покоя ВК зависит от типа и коэффициента усиления выходных и предвыходных транзисторов. А ещё больше – от транзисторов шунта. Причём коэффициент усиления VT4 и VT5 играет гораздо меньшую роль, чем площадь их кристаллов: чем она меньше, тем больше ток покоя ВК.

Настройка

Перед первой подачей питания следует подключить последовательно с первичной обмоткой сетевого трансформатора обычную лампу накаливания мощностью 60 Вт, например, вместо сетевого предохранителя (~220 В). Регулятор громкости ставим в минимальное положение. После этого подаётся питание, и с помощью резистора R2 устанавливается ноль на выходе усилителя. Обратите внимание! Из-за конденсатора C6 изменения происходят не сразу, а с небольшой задержкой. Затем измеряется ток покоя выходного каскада и ток источника тока. Делать это удобней, замеряя падение напряжения на соответствующих резисторах. Например, на резисторе 0.22 Ом падает 0.031 В, значит ток покоя равен 0.031 В/0.22 Ом = 0.140 А (140 мА). Или – на резисторе 8.2 кОм падает 30 В, значит ток источника тока равен 30 В/8200 Ом = = 0.0036 А (3.6 мА). Затем работа УНЧ проверяется обычным образом с помощью генератора и осциллографа. Всё это делается без подключения нагрузки. Если всё нормально, подключается нагрузка и проверяется уже с ней. Естественно, лампочка позволит проверить работу с нагрузкой только на маленькой мощности. И только после этого можно проделать всё то же самое, но уже без лампы. После чего необходимо ещё раз убедиться в верности установки нуля и проверить токи. Само собой, без лампы токи будут чуть-чуть больше.

Безошибочно собранная из исправных деталей схема начинает работать сразу. Если ток источника тока (или вольтодобавки, или одиночного резистора) находится в пределах 3…4 мА, а ток покоя ВК в пределах 100…170 мА, значит всё в порядке. Но, как правило, токи устанавливаются и поддерживаются очень близкие к величинам, указанным в схеме.

Хотелось бы отметить мягкость, глубину и насыщенность низких частот этого УНЧ. Но это, конечно, сугубо субъективная оценка.

Данный усилитель достаточно надёжен, но хорошая акустика стоит несравненно дороже, а от нештатных ситуаций никто не застрахован. Поэтому во избежание неприятностей настоятельно рекомендую дополнить этот УНЧ устройством защиты громкоговорителей – любым, например, описанным в [1]. А если его пока нет, то можно хотя бы подключить акустику через разделительный конденсатор большой ёмкости. Кстати, добавочный разделительный конденсатор можно и не использовать. Для защиты акустики от постоянного напряжения на выходе УНЧ достаточно просто удалить перемычку А-Б в источнике питания усилителя (отключить средний вывод вторичной обмотки трансформатора от общего провода). Больше ничего делать не надо. Усилитель будет работать, как и прежде, без изменений, но акустика будет защищена. Единственный минус этого способа – у каждого канала усилителя при таком включении должна быть своя отдельная вторичная обмотка трансформатора и свой отдельный выпрямитель с конденсаторным фильтром. Но это дело вкуса.

Чтобы не крутить потенциометр R2, есть и другой способ установки (и автоматического поддержания) нуля на выходе усилителя: можно использовать так называемый интегратор, схема которого изображена на Рисунке 5.

Его неинвертирующий вход (+) подключается к выходу УНЧ (к точке соединения R17 и R18), а выход – к левому (по схеме) выводу R6 вместо среднего вывода R2. При этом элементы R1, R2, R3 и C6 из схемы надо удалить. После установки интегратора постоянное напряжение на выходе УНЧ не будет превышать напряжения смещения нуля на выходе ОУ (это тоже паспортные данные каждой конкретной микросхемы и, как правило, величина смещения составляет от нескольких милливольт и меньше). Оба плёночных конденсатора в схеме интегратора должны быть качественными, как и резисторы. А в непосредственной близости от ОУ надо будет установить две пары шунтирующих конденсаторов (электролитический на 10…50 мкФ плюс

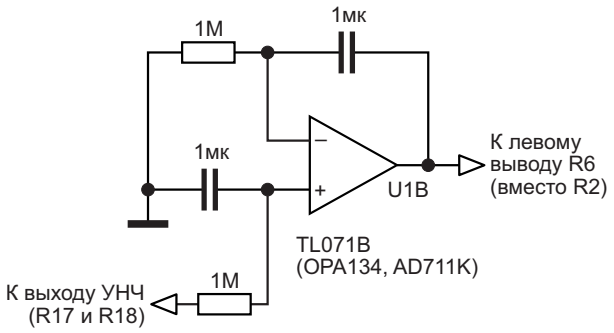


***Рисунок 5**. Интегратор.*

плёночный или керамический на 100 нФ, соединённые параллельно) и подключить каждую из этих пар к выводам питания микросхемы и общему проводу. Это необходимо для хорошей фильтрации помех по питанию во время работы УНЧ. А само питание для ОУ можно будет снять с левых (по схеме) выводов резисторов R4 и R5, предварительно установив параллельно конденсаторам C1 и C3 стабилитроны (катодами вверх) с напряжением стабилизации 10…12 В. Но при подаче питания интегратору потребуется некоторое время (незначительное, но всё же) для стабилизации режима. Поэтому от необходимости установки устройства защиты акустики это не избавляет.

Схема АВ-150 имеет перспективу для доработки и усовершенствований и может быть интересна широкому кругу начинающих радиолюбителей. РЛ

Ссылка

1. Игорь Кацай. Универсальный блок защиты акустических систем

Материалы по теме

1. Datasheet ON Semiconductor 2N5401
2. Datasheet ON Semiconductor 2N5551
3. Datasheet Toshiba 2SA1943
4. Datasheet UTC 2SB649A
5. Datasheet Toshiba 2SC5200
6. Datasheet UTC 2SD669A
7. Datasheet Won-Top Electronics FR104
8. Datasheet onsemi SB1100
9. Datasheet Analog Devices AD711
10. Datasheet Texas Instruments OPA134
11. Datasheet Texas Instruments TL071B

Емкостный датчик положения с линеаризованным выходом

Stephen Woodward

EDN

В следующей схеме, лишь немногим более сложной, также используется отношение емкостей датчика и эталонного конденсатора для измерения микрометров... на этот раз линейного.

Несколько недель назад в рубрике «Конструкторские идеи» была опубликована моя простая схема аналогового интерфейса для емкостных датчиков положения [1]. На Рисунке 1 показана эта исходная схема, дополненная раздельными комплементарными выходами OUT и $\overline{OUT}$.

На Рисунке 2 показан примитивный метод получения сигнала о положении датчика: пассивное усреднение импульсной последовательности T_{SENSE} с помощью RC-цепи.

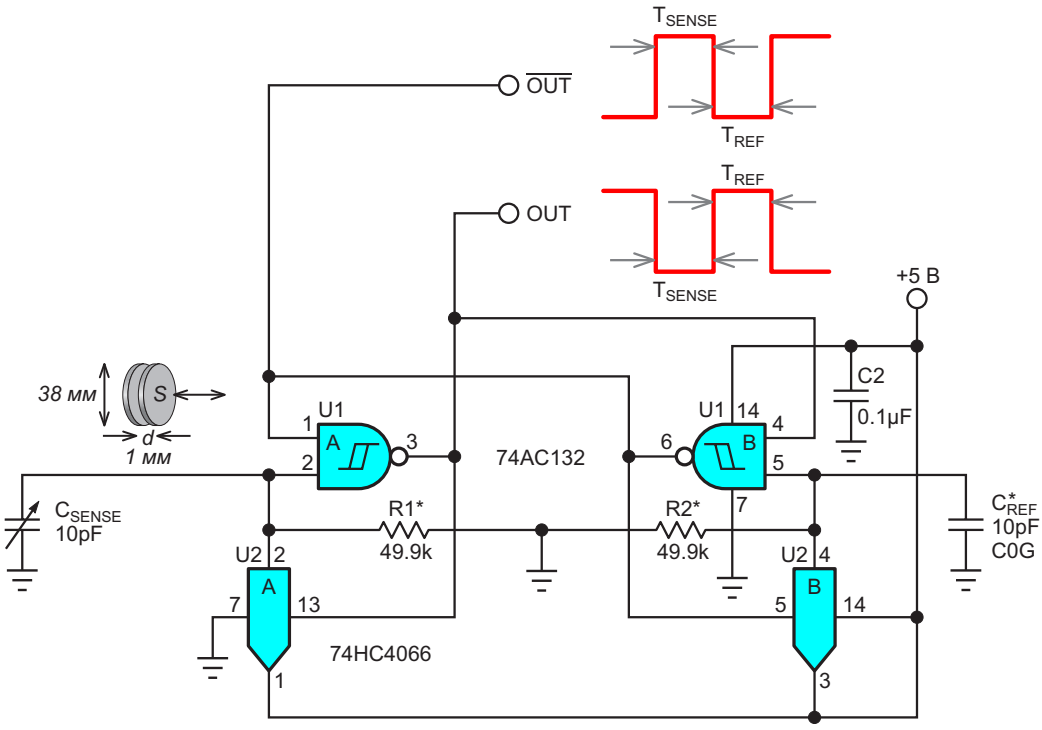


***Рисунок 1**. Перекрестно соединенные триггеры Шмитта U1a и U1b образуют RC-мультивибратор с частотой порядка 1 МГц. Длительность импульса T_{SENSE} обратно пропорциональна смещению датчика.*

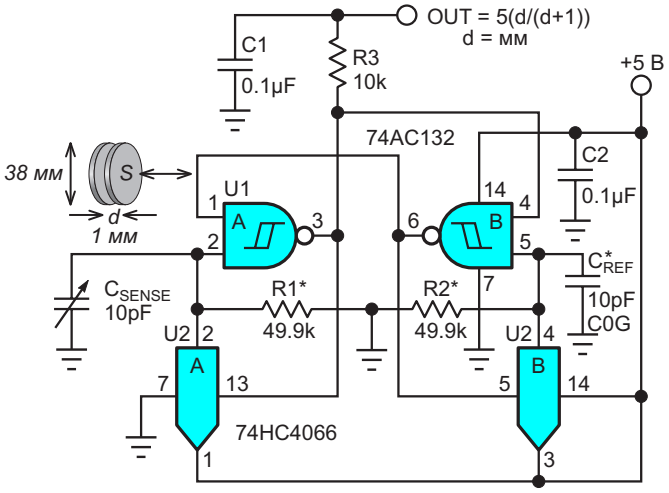


***Рисунок 2**. Пассивное усреднение RC-цепочкой выходной последовательности импульсов T_{SENSE} формирует аналоговый сигнал, соответствующий положению.*

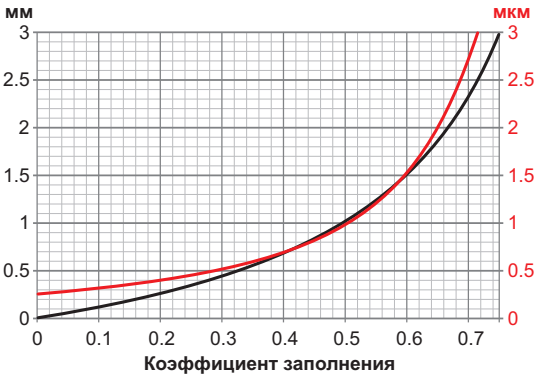


***Рисунок 3**. На этом графике показаны характеристики датчика при подключении выхода OUT к 12-разрядному АЦП с опорным напряжением +5 В. Черная кривая (левая ось) соответствует расстоянию между пластинами (d) в миллиметрах. Красная кривая (правая ось) соответствует разрешению младшего бита АЦП в микрометрах.*

Получаемый на выходе аналоговый сигнал, как видно из Рисунка 3, отличается хорошим диапазоном и разрешением, но является нелинейным.

И тогда я задумался о линеаризации и преимуществах, которые она могла бы дать, а также о том, насколько это будет сложно. Оказалось, что не так уж и сложно.

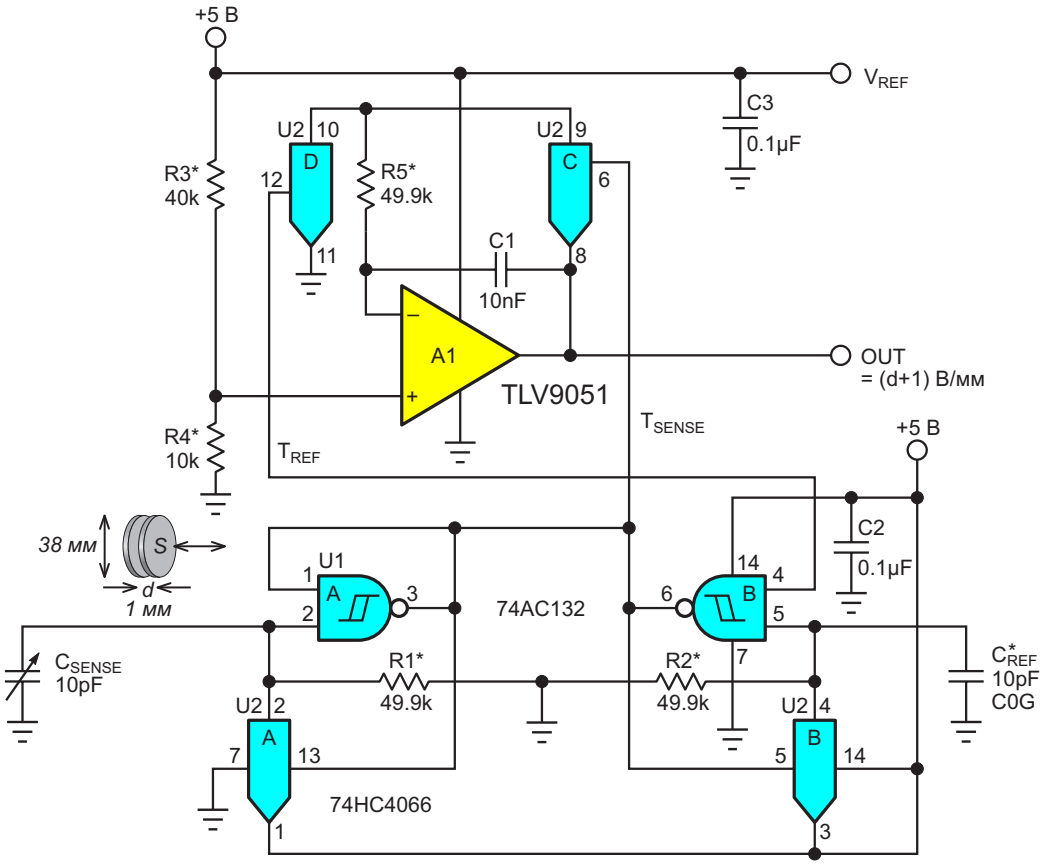


***Рисунок 4**. Усредняющий интегратор A1 линеаризует отклик датчика перемещения. Резистор R5 показан как прецизионный, хотя это сделано лишь по привычке. Его сопротивление, как и сопротивления открытых коммутаторов U2, фактически компенсируется.*

На Рисунке 4 показан получившийся интерфейс с добавленной схемой линеаризации. Достаточно было всего лишь одного операционного усилителя, трех резисторов и двух некритичных конденсаторов. Вот как это работает.

В каждом цикле измерения емкости импульс T_{REF} длительностью 500 нс заставляет переключатель U2d передавать на суммирующий узел интегратора A1 квант заряда

$$Q_{REF} = \frac{T_{REF}}{R5}.$$

В то же время импульс T_{SENSE}, пропорциональный емкости датчика, вычитает заряд

$$Q_{SENSE} = T_{SENSE} \cdot \frac{V_{OUT} - 1}{R5}.$$

A1 принудительно поддерживает баланс зарядов $Q_{SENSE} = Q_{REF}$, поэтому

$$T_{SENSE} \cdot \frac{V_{OUT} - 1}{R5} = \frac{T_{REF}}{R5},$$

и

$$V_{OUT} - 1 = \frac{T_{REF}}{T_{SENSE}} = \frac{C_{REF}}{C_{SENSE}} = d.$$

Обратите внимание, что R5 волшебным (?) образом исчезает из математического выражения.

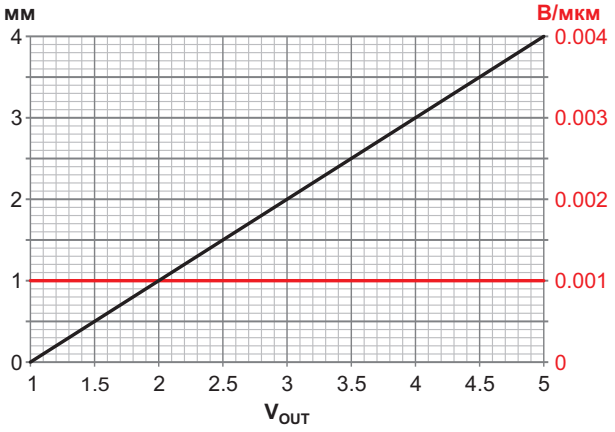


***Рисунок 5**. На этом графике, отражающем результаты работы усовершенствованной схемы, черная кривая соответствует показаниям датчика d в миллиметрах, а красная – постоянному разрешению 1 мВ на микрон.*

На Рисунке 5 показан результат, прямой, как стрела, летящая в невесомости. РЛ

Ссылка

1. Stephen Woodward. Емкостной датчик положения с разрешением почти 0.1%

Материалы по теме

1. Datasheet ON Semiconductor MC74AC132
2. Datasheet Texas Instruments SN74HC4066
3. Datasheet Texas Instruments TLV9051

Преобразователь частоты тахометра в ток петли 4-20 мА

Jayapal Ramalingam

EDN

Преобразование частотных сигналов в сигналы токовой петли обеспечивает экономически выгодное решение для промышленных приложений.

В системах управления производственными процессами часто используется несколько двигателей. Их частота вращения контролируется тахометрами с помощью магнитных датчиков, расположенных на зубчатых колесах, установленных на валах двигателей. Тахометры генерируют импульсы, частота которых пропорциональна частоте вращения. Локальное измерение скорости обычно осуществляется с помощью счетчиков/таймеров с отображением результатов на светодиодных или ЖК-дисплеях.

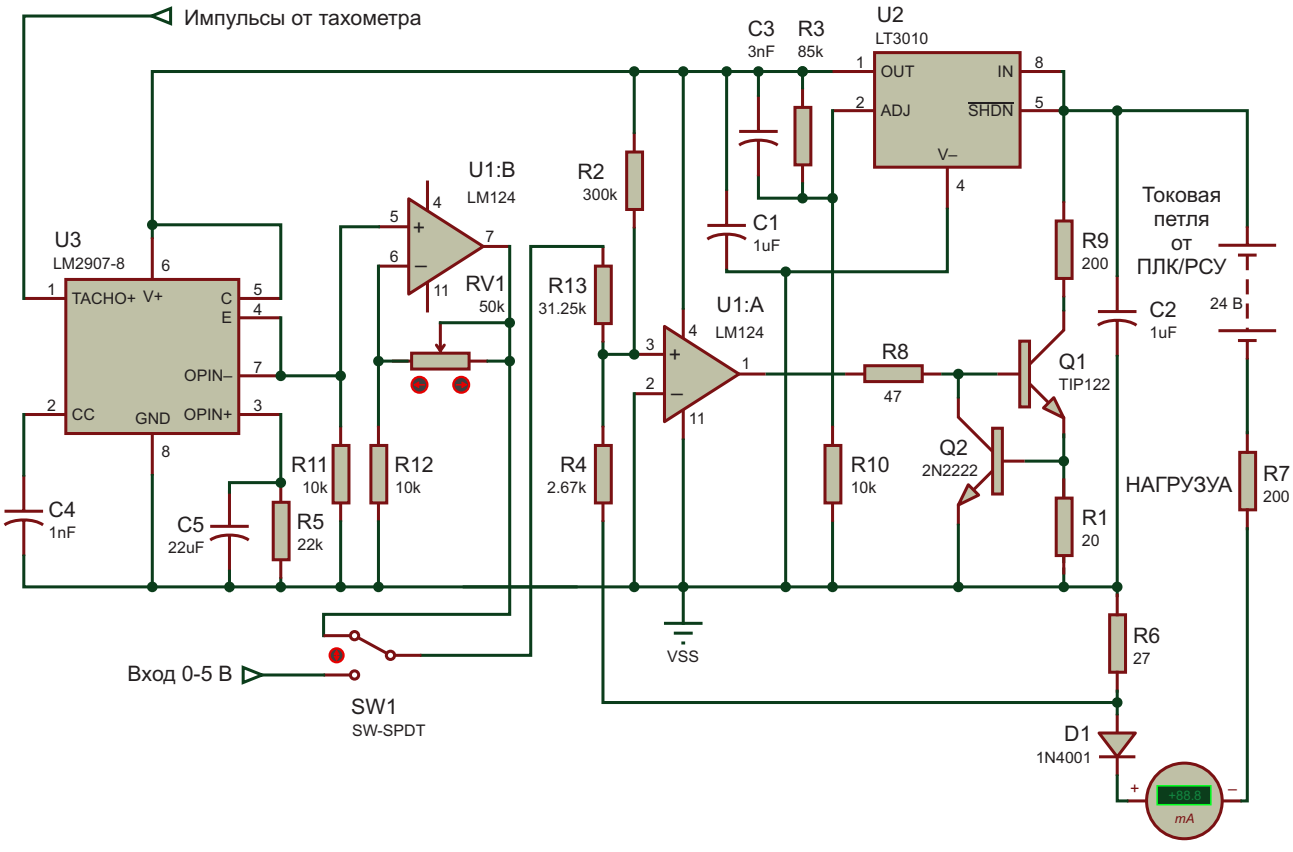


Рисунок 1. В одном положении переключателя SW1 эта схема преобразует частотные сигналы 0–5 кГц в ток петли 4–20 мА. В другом положении схема преобразует напряжение 0–5 В в ток петли 4–20 мА.

Для регистрации этих скоростей в программируемых логических контроллерах (ПЛК) и более сложных распределенных системах управления (РСУ), расположенных в пультовом помещении, применяются специальные модули, содержащие дорогостоящие счетчики/таймеры. Для передачи этих импульсных сигналов в пультовое помещение необходимы экранированные кабели, поскольку они могут создавать помехи в соседних кабелях, передающих обычные аналоговые сигналы. Такой подход является дорогостоящим. Более экономичным альтернативным решением было бы преобразование каждого частотного сигнала в ток петли 4-20 мА и передача его в пультовое помещение по менее дорогим кабелям, например, тем, которые используются для передачи аналоговых сигналов. Схема на Рисунке 1 делает именно это.

Рассматриваемая здесь схема преобразования частоты в напряжение основана на стандартной для отрасли микросхеме LM2907. Эта микросхема широко используется в автомобильной промышленности, поэтому она легкодоступна и дешева. Для установления основной зависимости между частотой и напряжением требуются всего три компонента. Для преобразования частоты в напряжение используется схема зарядового насоса.

- Выходное напряжение микросхемы равно V_{CC}×F×R×C. (На Рисунке 1 R = R5, C = C4). F – частота импульсов.
- Регулятор U2 включен так, чтобы его выходное напряжение, подаваемое на схему, составляло 12 В.
- При напряжении питания V_{CC}, равном 12 В, и подстановке номиналов компонентов, указанных в схеме, выходная крутизна преобразования частоты составит 0.264 В/кГц.

Точные номиналы элементов R5 и C4 не требуются; достаточно приблизительных значений. Сигнал усиливается каскадом U1B таким образом, чтобы при настройке потенциометра RV1 получить соотношение между напряжением и частотой, равное 1 В/кГц. Конденсатор C5 сглаживает пульсации; увеличение его емкости повышает эффективность фильтрации, но одновременно увеличивает время отклика. Часть схемы, окружающая микросхему U3, преобразует частоту от 0 до 5 кГц в напряжение от 0 до 5 В.

Оставшаяся часть схемы преобразует сигнал 0-5 В в ток петли 4-20 мА. Резистор R2 задает «нулевой» ток 4 мА. Если резистор с требуемым номиналом отсутствует, R2 можно заменить потенциометром. Резистор R13 устанавливает диапазон изменения тока. Опять же, при отсутствии нужного номинала его можно заменить потенциометром.

Сумма токов, проходящих через резисторы R2 и R13, должна быть равна току, проходящему через R4, поскольку эти токи приходят на неинвертирующий вход операционного усилителя U1A, инвертирующий вход которого заземлен. Подробное описание преобразователя тока петли с определяющими формулами можно найти в моей более ранней статье «Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА» [1].

Дополнительным преимуществом этой схемы является возможность преобразования напряжения 0-5 В в ток петли 4-20 мА путем подключения переключателем SW1 альтернативного входа 0-5 В. Выходные сигналы 0-5 В вырабатывают многие промышленные датчики и передатчики для представления контролируемых ими параметров. Эта схема может быть использована для удобного подключения таких датчиков и передатчиков к ПЛК и РСУ. Линейность и точность в основном определяются характеристиками микросхемы LM2907. Моделирование этой схемы показывает точность лучше ±5%. РЛ

Ссылка

1. Jayapal Ramalingam. Преобразователь тока источника 0-20 мА в ток петли 4-20 мА

Материалы по теме

1. Datasheet STMicroelectronics LM124
2. Datasheet Texas Instruments LM2907-N
3. Datasheet Analog Devices LT3010
4. Datasheet CDIL 2N2222
5. Datasheet ON Semiconductor TIP122

Датчик положения с линейным токовым выходом 4-20 мА

Stephen Woodward

EDN

Линеаризованный выходной сигнал – полезное усовершенствование конструкции емкостного датчика. Но что делать, если схема расположена на значительном расстоянии от управляющей электроники?

Недавно в разделе «Конструкторские идеи» была представлена схема [1], включающая простой аналоговый интерфейс для базовых емкостных датчиков положения. На Рисунке 1 показана ее минималистская топология из шести компонентов с комплементарными выходами OUT и $\overline{OUT}$.

Удвоение количества компонентов до 12 преобразует Рисунок 1 в Рисунок 2 и обеспечивает выходной сигнал, линейный по напряжению. Тогда при подключении емкости пластины датчика диаметром 38 мм расстояние d между пластинами будет определяться как $d = (V_{OUT} - 1)$, составляя от 0 до 4 миллимет-

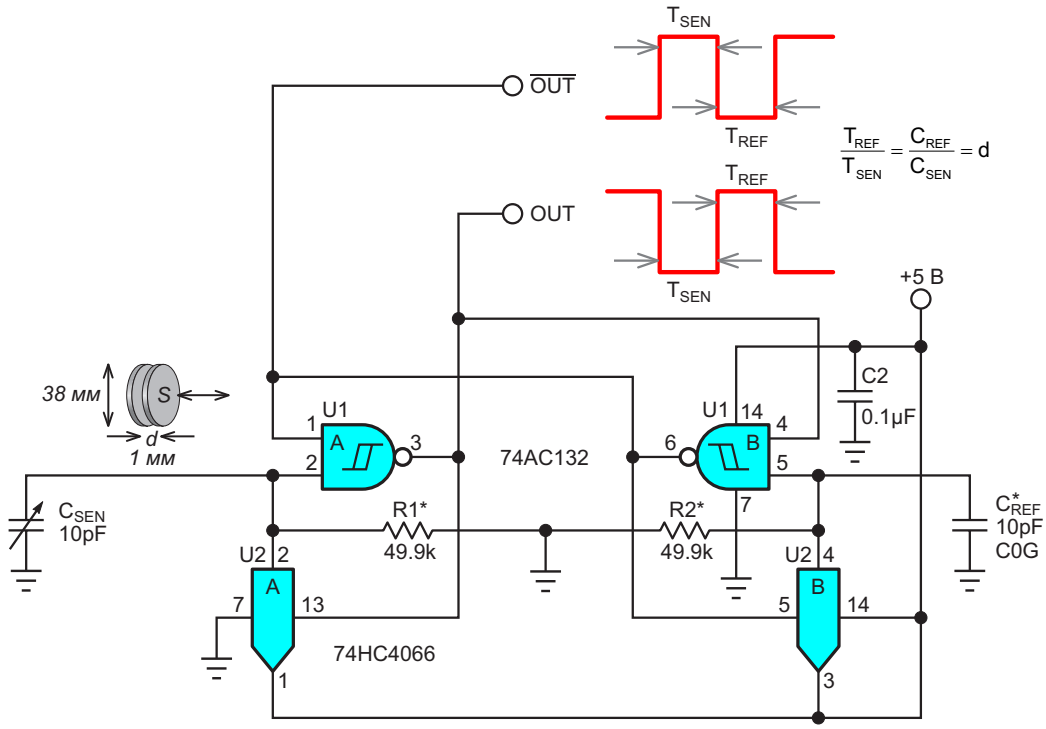
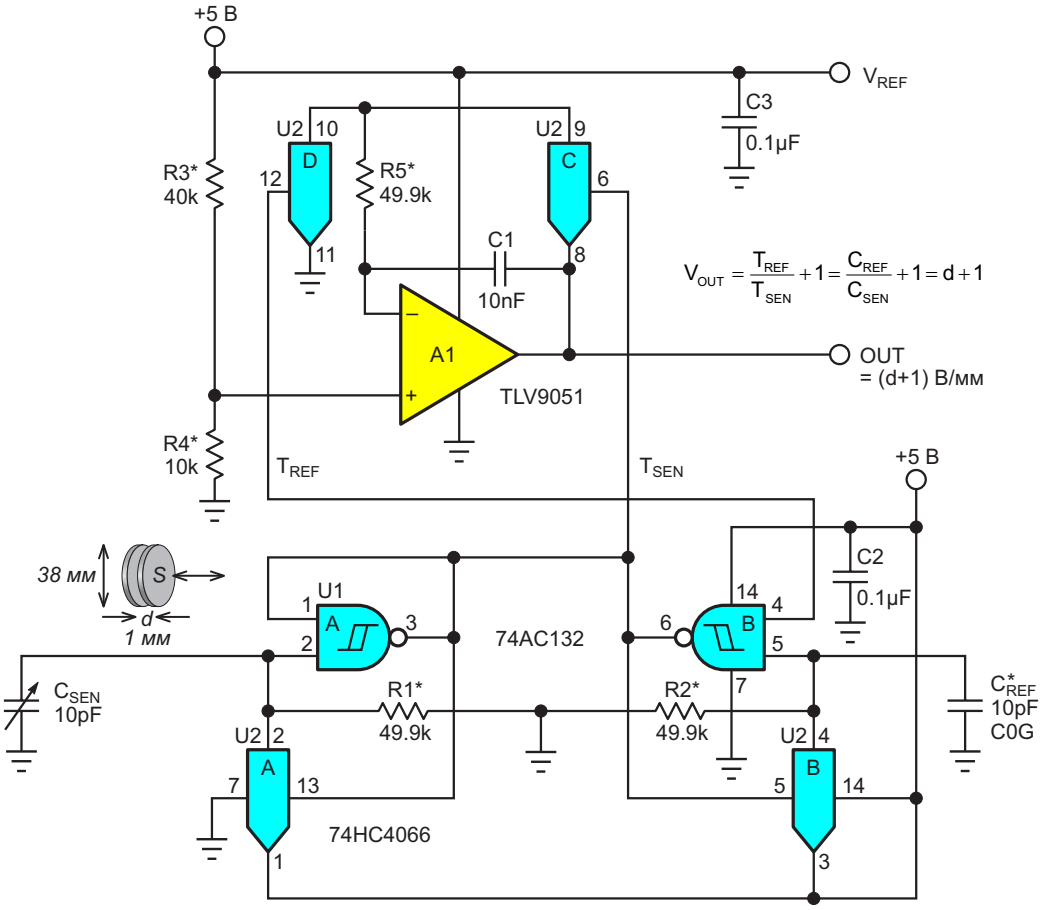


***Рисунок 1**. Перекрестно соединенные триггеры Шмитта U1a и U1b образуют RC-мультивибратор с частотой порядка 1 МГц. Длительность импульса TSEN обратно пропорциональна смещению датчика.*



$$V_{OUT} = \frac{T_{REF}}{T_{SEN}} + 1 = \frac{C_{REF}}{C_{SEN}} + 1 = d + 1$$

***Рисунок 2**. Усредняющий интегратор A1 неявно вычисляет выходное напряжение, необходимое для линейного уравновешивания заряда, перенесенного на конденсатор C1 во время интервала T_{REF}, путем его разряда в течение интервала T_{SEN}.*

ров при изменении V_{OUT} от 1 до 5 В. Пиковые пульсации выходного напряжения V_{OUT} составляют всего полмилливольта. Модификация схемы для линеаризации выходного напряжения описана в статье [2].

Итак, давайте примем как данность, что реализация линеаризованного выхода стала полезным усовершенствованием исходной конструкции. Но предположим, что емкостной датчик расположен на значительном расстоянии от управляющей электроники. Аналоговые схемы с выходами по напряжению, как известно, уязвимы к шумам и таким помехам, как разность потенциалов, возникающая из-за образования земляных петель. Что же тогда делать? На Рисунке 3 показан простой и вполне правдоподобный способ решения проблемы. Это, если позволите так выразиться, классика, Выход по току, линейный во всем диапазоне от 4 до 20 мА, устойчив к помехам и длине кабеля.

Вот как это работает. Интегратор A1 на Рисунке 3 формирует линейное выходное напряжение в диапазоне от 1 до 5 В, во многом подобно тому, как это делает A1 на Рисунке 2. Разница заключается в том, что это напряжение 1–5 В инвертируется, привязывается к уровню +15 В и выделяется на токоизмерительном резисторе R5 сопротивлением 249 Ом. Таким образом, оно обеспечивает точное отображение величины тока 4-20 мА истока p-канального полевого транзистора Q1. Параллельный источник опорного напряжения Z1 обеспечивает как опорное напряжение 1.00 В для интегратора, так и пониженное напряжение питания 5 В для микросхем U1 и U2. Блокировочные элементы C4 и R9 защищают микросхемы от мгновенного выхода из строя в случае короткого замыкания пластины конденсатора датчика на землю.

Несколько замечаний. Неиспользуемые входы микросхемы U1 следует подключить к

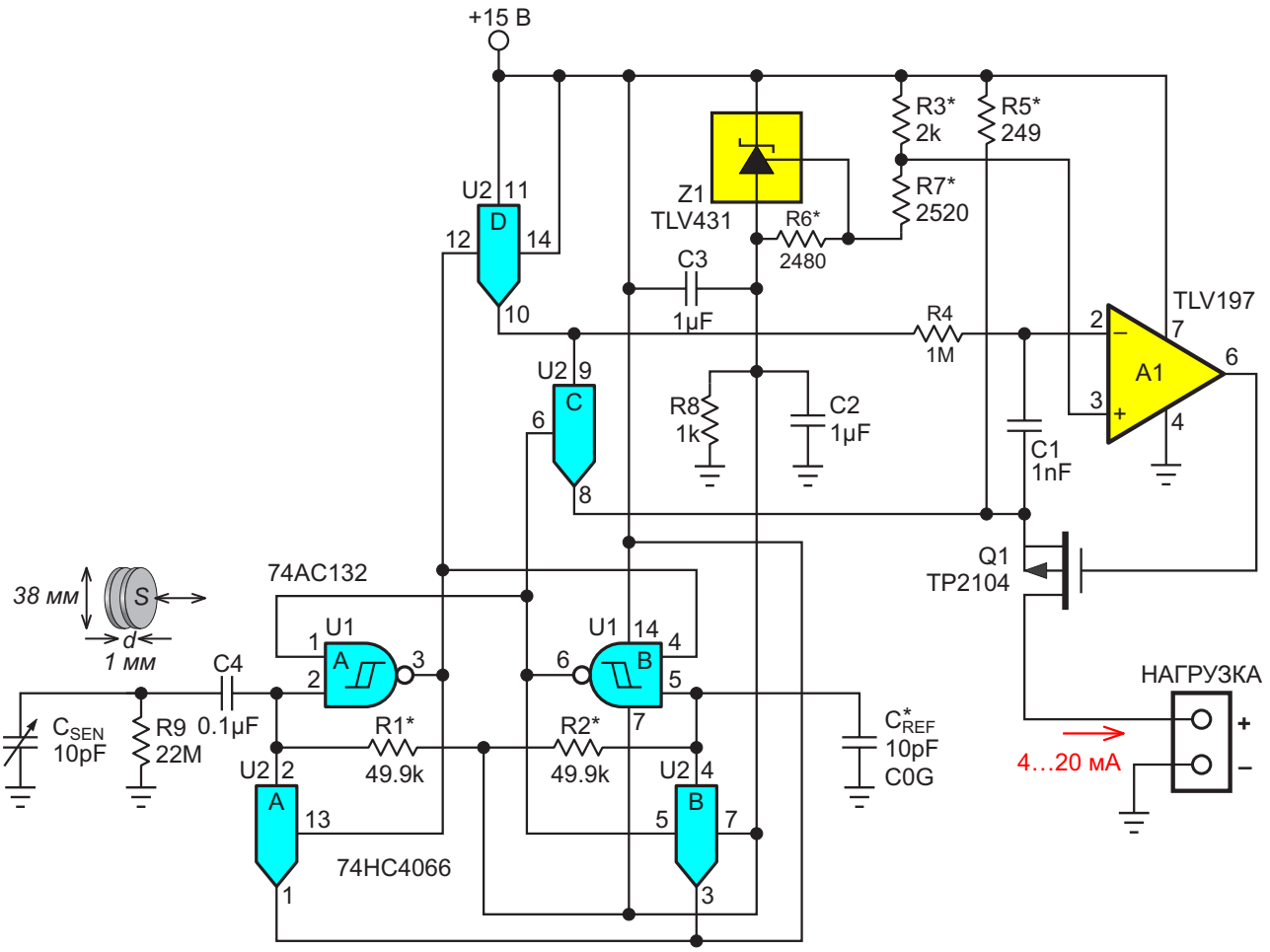


***Рисунок 3**. Подключение параллельного источника опорного напряжения Z1 TLV431 к шине 15 вольт – это кратчайший путь реализации выхода по току, устойчивого к помехам и длине кабеля.*

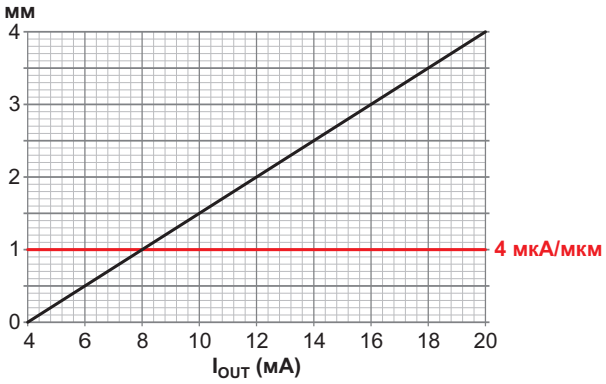


***Рисунок 4**. На этом графике черный цвет соответствует показаниям датчика d в мм, а красный – безукоризненно постоянному разрешению 4 микроампера на микрометр.*

шине +15 В. Конденсаторы C1, C2, C3 и C4 должны быть рассчитаны на полное напряжение питания; величина последнего не критична, но не должна превышать 20 В. В противном случае при отключении нагрузки на затворе транзистора Q1 может возникнуть опасное перенапряжение. Если напряжение питания, как показано на рисунке, равно 15 В, то запас по напряжению и, следовательно, устойчивость к помехам по земле превышают 9 В. Пульсации тока I_{OUT} составляют примерно 0.01% пик-пик. На Рисунке 4 показан хороший линейный отклик. РЛ

Ссылки

1. Stephen Woodward. Емкостной датчик положения с разрешением почти 0.1%
2. Stephen Woodward. Емкостный датчик положения с линеаризованным выходом. РадиоЛоцман, 2026, 07-08, стр. 69.

Материалы по теме

1. Datasheet ON Semiconductor MC74AC132
2. Datasheet Texas Instruments SN74HC4066
3. Datasheet Texas Instruments TLV197-Q1
4. Datasheet Diodes TLV431
5. Datasheet Texas Instruments TLV9051

Цифровая клавиатура, подключаемая к одному входу микроконтроллера

David Johnson-Davies

Это 12-кнопочная цифровая клавиатура для использования в различных проектах на микроконтроллерах (Рисунок 1). Ее преимущество заключается в том, что для подключения требуется всего один аналоговый вход.

Она размешена на небольшой печатной плате размером 130 × 40 мм, и я также собрал демонстрационную схему, чтобы показать, как ее использовать.

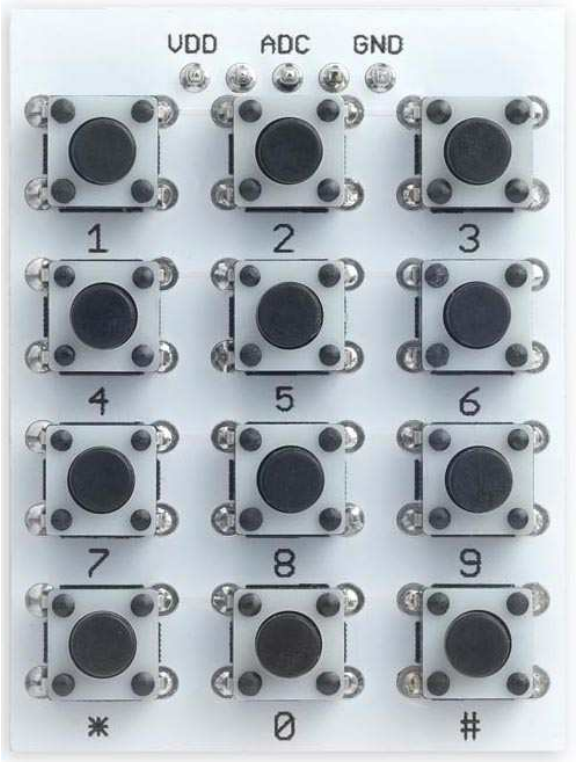


***Рисунок 1**. 12-кнопочная цифровая клавиатура, подключаемая к одному аналоговому входу.*

Введение

В проектах на микроконтроллерах часто требуется цифровая клавиатура, и типичный подход заключается в расположении кнопок в виде матрицы строк и столбцов; таким образом, для клавиатуры 3 × 4 может потребоваться сканирование семи выводов ввода-вывода.

Эта клавиатура работает по-другому: каждая кнопка вырабатывает различное аналоговое напряжение, и для ее подключения требуется всего один аналоговый вход. Я писал об этой идее некоторое время назад в предыдущих статьях, и я использовал клавиатуры, основанные на этом подходе, в нескольких проектах, но никогда не публиковал печатную плату, которая позволила бы вам создать автономную клавиатуру. Однако недавно мне захотелось создать прототип проекта на макетной плате с использованием клавиатуры, и я пожалел, что у меня нет версии на печатной плате. Итак, вот она.

Схема

Схема клавиатуры показана на Рисунке 2.

Клавиши представляют собой широко распространенные тактовые кнопки размером 6 × 6 мм. В клавиатуре используется цепочка из шести резисторов поверхностного

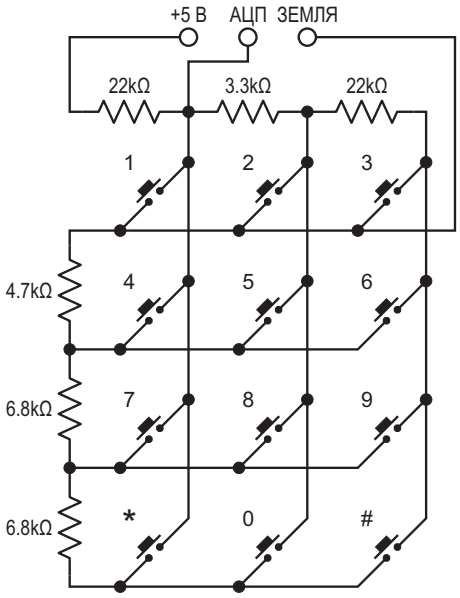


***Рисунок 2**. Схема цифровой клавиатуры, подключаемой к одному входу микроконтроллера, в которой используется цепочка из шести резисторов.*

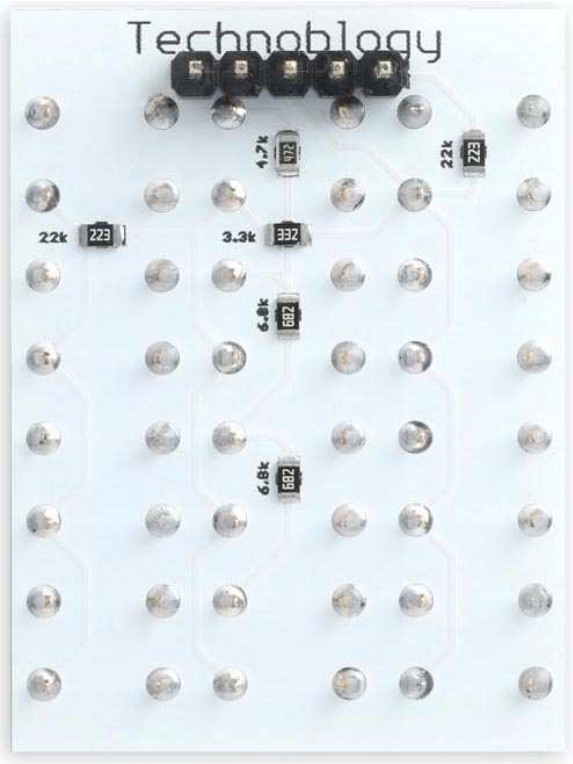


***Рисунок 3**. Обратная сторона печатной платы цифровой клавиатуры, на которой видны шесть резисторов поверхностного монтажа типоразмера 0805.*

монтажа 0805 ряда E6, образующих делитель напряжения, поэтому каждое нажатие кнопки вырабатывает различное напряжение. Кроме того, она спроектирована так, чтобы не потреблять ток, если клавиша не нажата. Сопротивления резисторов рассчитаны таким образом, чтобы обеспечить наилучшие различия напряжений в доступном диапазоне от GND до VDD.

Кнопки «*» и «#» генерируют значения 10 и 11 соответственно; они полезны для таких функций, как Enter (ввод) и Delete (удаление). Резисторы для поверхностного монтажа установлены на обратной стороне платы (Рисунок 3), а три внешние линии выведены на пятиконтактный разъем в верхней части платы (используются только три контакта).

Программа

Вот функция ReadKeypad(), которая опрашивает клавиатуру:

```
const int Keypad = PIN_PC0;
const int SmallestGap = 40;
int Values[] =  {1023,680,640,590,547,507,464,411,351,273,180,133, 0,-100};
int Buttons[] = {  -1, 11,  9,  6,  3,  0, 10,  8,  7,  5,  4,  2, 1};

int ReadKeypad () {
  int val, lastval=0, count = 0;
  do {
    val = analogRead(Keypad);
    if (abs(val-lastval)<2) count++;
    else { lastval = val; count = 0; }
  } while (count < 3);
  int i = 0;
  val = val - SmallestGap/2;
  while (val < Values[i]) { i++; }
  return Buttons[i - 1];
}
```

Константа **Keypad** определяет аналоговый вход, к которому подключена клавиатура. В программе используются два массива: **Values[]** хранит в порядке убывания аналоговые значения, создаваемые каждой кнопкой, а **Buttons[]** хранит соответствующую кнопку для каждого напряжения. Подпрограмма **ReadKeypad ()** считывает аналоговый вход, а затем сравнивает значение с каждым значением в **Values[]**, пока оно не станет больше, после чего возвращает соответствующую кнопку из **Buttons[]**. Если ни одна клавиша не нажата, она возвращает –1.

Демонстрационная схема

Для демонстрации работы клавиатуры я собрал простую схему, отображающую нажатую клавишу на семисегментном светодиодном дисплее (Рисунок 4).

Демонстрационную схему я собрал на макетной плате, используя предварительно нарезанные цветные перемычки для упрощения соединений. Я использовал микросхему AVR32EB14 в корпусе TSSOP-14, установленную на переходной плате, и 0.56-дюймовый одноразрядный семисегментный дисплей. Дисплей управляется напрямую от восьми выводов ввода/вывода PA0–PA1, PC2–PC3 и PD4–PD7 с токоограничивающим резистором 220 Ом от общего катода к земле. Порт PC0 используется для аналогового ввода с клавиатуры.РЛ

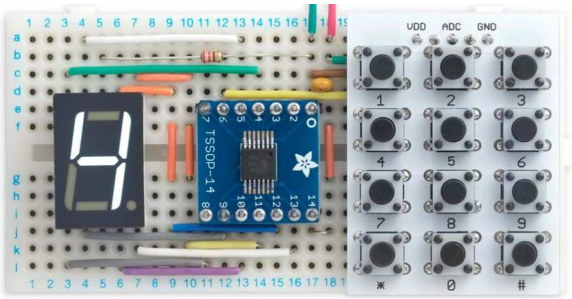


***Рисунок 4**. Демонстрационная схема цифровой клавиатуры на базе микроконтроллера AVR32EB14 отображает нажатую клавишу на семисегментном светодиодном дисплее.*

Материалы по теме

1. Datasheet Microchip AVR32EB14
2. Datasheet TE Connectivity FSM4JH
3. Datasheet Toyo LED E10561-J-WH-0-WF

Загрузки

1. Файлы Eagle
2. Файлы Gerber
3. Демонстрационная программа

Твердотельный датчик воздушного потока с линейным выходом 4-20 мА

Stephen Woodward

EDN

Транзисторная самонагревающаяся пара Дарлингтона представляет собой простой, чувствительный и надежный датчик воздушного потока. Но сначала необходимо устранить досадную нелинейность.

Если взять самонагревающийся транзистор в корпусе TO-92 и заставить его поддерживать постоянную разность температур выше температуры окружающей среды, то потребляемая мощность, необходимая для поддержания заданного значения, будет определяться его тепловым сопротивлением Z_T относительно воздуха, которое определяется формулой:

$$Z_T = Z_J + \frac{1}{C_S + K\sqrt{S_A}},$$

где

Z_J – тепловое сопротивление переход-корпус (44 °C/Вт),

C_S – теплопроводность корпус-окружающая среда в неподвижном воздухе (6.4 мВт/°C),

K – константа термодиффузии закона Кинга (0.75 мВт/°C/√fpm),

S_A – скорость потока воздуха в футах в минуту (feet per minute, fpm).

Член S_A предполагает, что данная схема может быть удобна для измерения расхода воздуха, поскольку она делает Z_T, а, следовательно, и мощность P_W, потребляемую при заданной разности, функцией скорости потока воздуха. На Рисунке 1 показана результирующая зависимость мощности от S_A при разности Δt = 31 °C. Однако обратите внимание на досадную нелинейность.

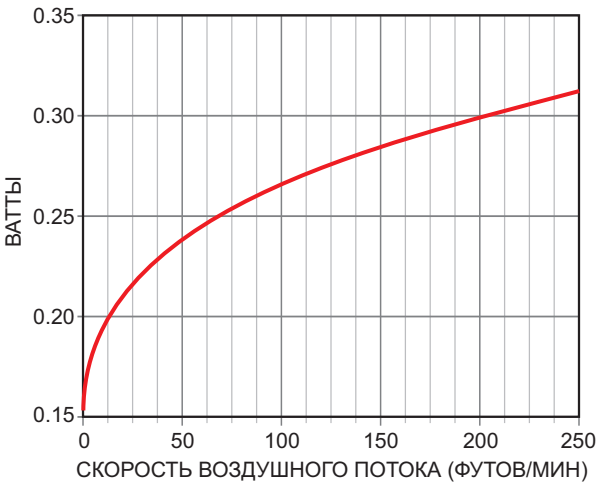


***Рисунок 1**. На этом графике показана зависимость рассеиваемой мощности от скорости воздушного потока для транзистора в корпусе TO-92, поддерживаемого при температуре, постоянно превышающей температуру окружающей среды на 31 °C ($P_W = 31/Z_T$).*

На Рисунке 2 показана практичная схема термостата, предназначенного для достижения и поддержания этой разности Δt и выдаче

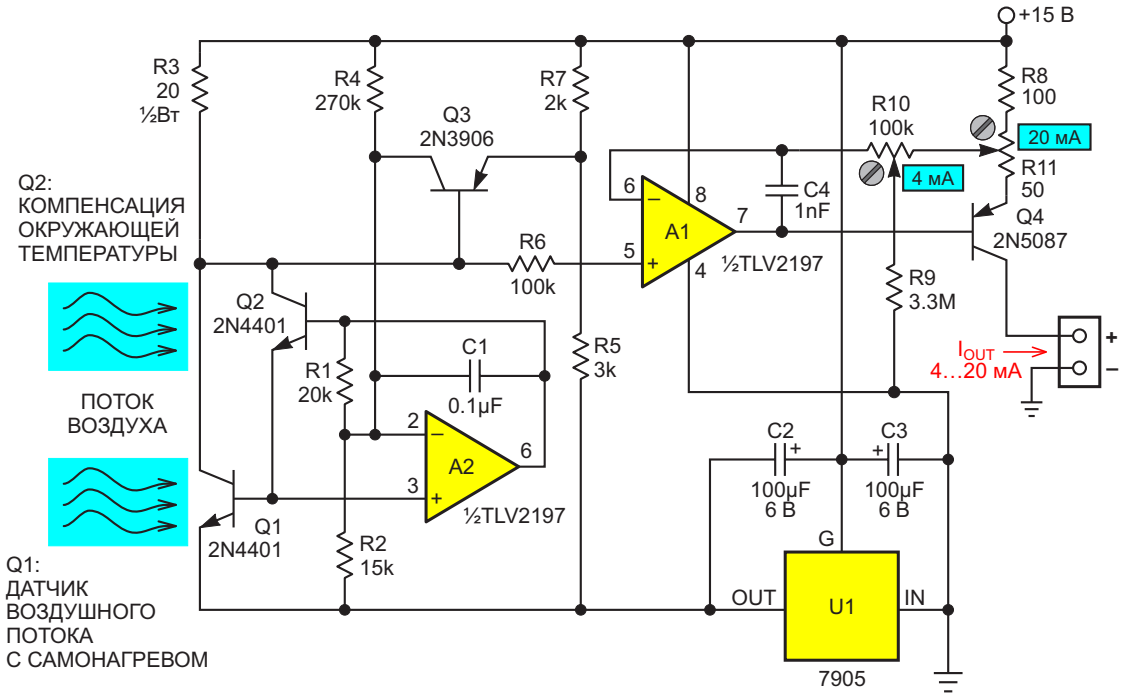


***Рисунок 2**. Эта схема линеаризованного анемометра Дарлингтона поддерживает токовый выход 4-20 мА. Регулировка резистора R10 позволяет калибровать ток 4 мА (ноль футов в минуту), а резистора R11 – ток 20 мА (250 футов в минуту).*

сигнала, предсказуемо связанного с P_W. В ней используется транзисторная пара Дарлингтона (Q1 и Q2) для компенсации температуры окружающей среды и преобразования результирующей нелинейной кривой P_W в линеаризованное показание расхода воздуха. Ее выходной токовый сигнал совместим с длинными кабелями, которые часто используются в приложениях измерения воздушного потока.

Вот как это работает.

Q1 выполняет роль самоподогревающегося датчика, характеристика модели которого показана на Рисунке 1, а Q2 обеспечивает компенсацию температуры окружающей среды. Операционный усилитель A2 замыкает петлю обратной связи, которая вынуждает разность напряжений база-эмиттер между Q1 и Q2 (и, следовательно, разность температур между Q1 и окружающей средой) оставаться на постоянном уровне 31 °C. Это достигается (благодаря большому усилению по току пары Дарлингтона) путем пропускания в транзистор Q1 через резистор R3 такого тока (I), при котором мощность (P_W), рассеиваемая в Q1, соответствует кривой зависимости количества выделяемого тепла от воздушного потока, приведенной на Рисунке 1. Результирующее напряжение (I·R3) является основой для измерения скорости воздушного потока.

Пока все хорошо. Но как происходит компенсация нелинейности схемы на Рисунке 1? К счастью, зависимость мощности P_W, рассеиваемой транзистором Q1, от тока коллектора I также нелинейна. Фактически, $P_W = 5\ В \cdot I - I^2R3$. Ключевым моментом здесь является квадратичный член I^2. Он создает прекрасную линеаризующую кривую, показанную на Рисунке 3.

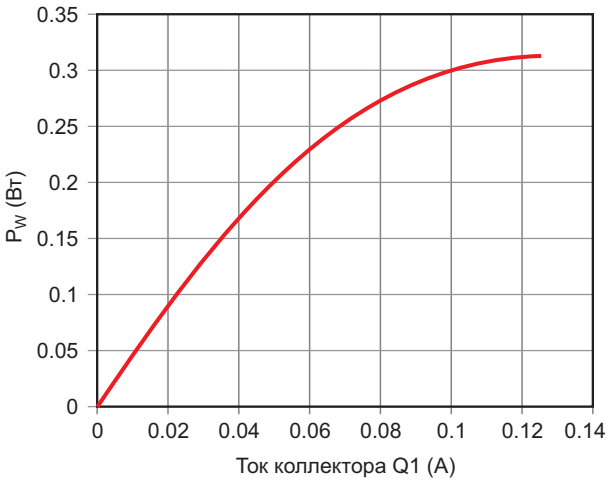


***Рисунок 3**. На этом графике показана зависимость рассеиваемой транзистором Q1 мощности от тока коллектора.*

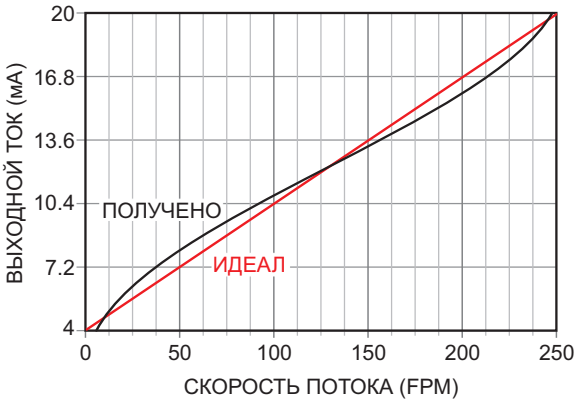


***Рисунок 4**. Данные на этом графике отражают зависимость выходного сигнала анемометра от скорости воздушного потока: $S_A = 15.6(I_{OUT} – 4\,мА) \pm 10\,fpm$.*

Кривизна второго порядка на Рисунке 3 компенсирует изгиб на Рисунке 1. Хотя совпадение не является идеальным, после преобразования сигнала операционным усилителем A1 в ток 4-20 мА на выходе получается откалиброванное значение скорости воздушного потока, отличающееся от идеального менее чем на ±5% в диапазоне от 0 до 250 футов в минуту, как показано на Рисунке 4. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments LM7905
2. Datasheet Texas Instruments TLV2197
3. Datasheet ON Semiconductor 2N4401
4. Datasheet Central Semiconductor 2N5087

Логическое управление 12-вольтовым двигателем постоянного тока с автоматическим торможением

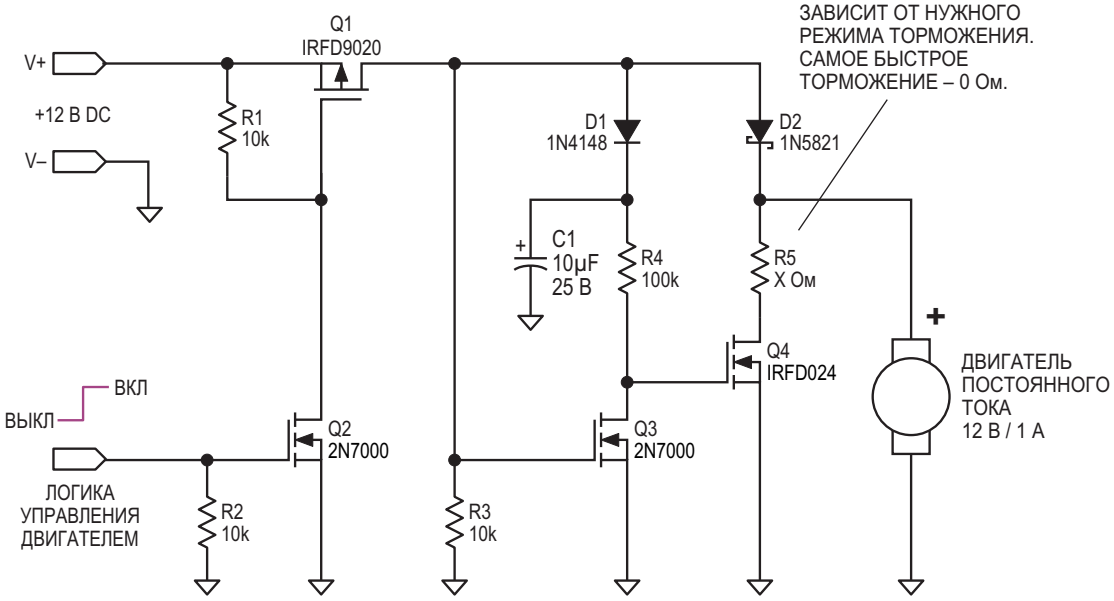
David A. Johnson

Иногда возникает необходимость управлять двигателем постоянного тока с помощью простого логического сигнала с уровнем +5 В. Схема, приведенная ниже, позволяет выполнять эту функцию, а также включает схему автоматического торможения двигателя.

Когда уровень входного логического сигнала изменяется с 0 В до +5 В, n-канальный MOSFET Q2 включается, что, в свою очередь, включает p-канальный MOSFET Q1. Ток поступает в двигатель через диод Шоттки D2. Когда управляющий сигнал возвращается к 0 В, транзистор Q1 выключается. Это активирует схему торможения на транзисторе Q4, который закорачивает двигатель. В некоторых системах управления двигателем часто требуется резкая остановка. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Microchip 2N7000
2. Datasheet Vishay IRFD024
3. Datasheet Vishay IRFD9020
4. Datasheet ON Semiconductor 1N5821



Простое преобразование частоты в ток петли 4-20 мА

Stephen Woodward

EDN

Легендарная микросхема LM2917 преобразует частоту в ток с помощью (очень) небольшого количества внешних компонентов

Почти ровно 50 лет назад – если быть точным, в июне 1976 года – National Semiconductor представила серию микросхем LM29x7, предлагающую обманчиво простые монолитные решения часто встречающейся проблемы обработки сигналов: гибкое и точное преобразование частоты в аналоговый сигнал. Я говорю «обманчиво простые», потому что на самом деле эти микросхемы представляют собой очень функциональные

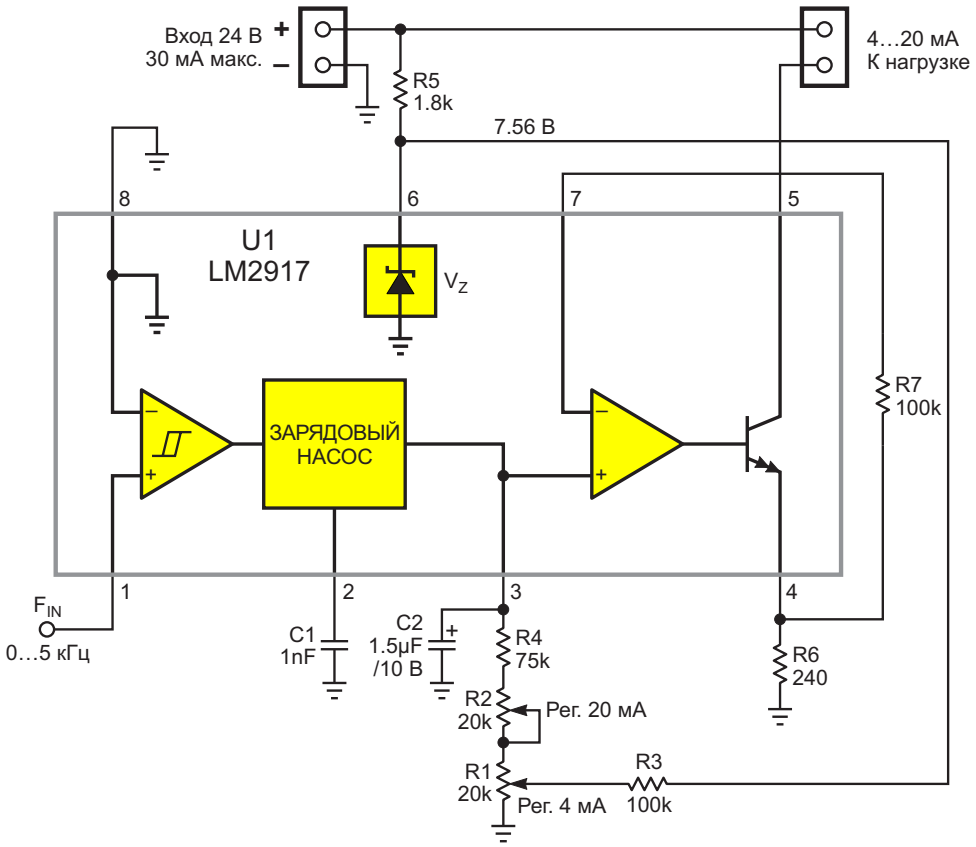


***Рисунок 1**. Микросхема 2917 с внутренним источником опорного напряжения преобразует входную частоту 0-5 кГц в выходной ток 4-20 мА. Возможна однопроходная калибровка обоих краев выходного диапазона. Первый шаг: 0 Гц на входе, регулировка R1 для получения выходного тока 4 мА. Второй шаг: 5 кГц на входе, регулировка R2 для получения выходного тока 20 мА. Третий шаг: третьего шага нет. На этом все.*

интерфейсы с универсальными входами, внутренними активными стабилитронами (в случае LM2917) и конфигурируемым выходом, включающим управляемый операционным усилителем транзистор Дарлингтона с неподключенными выводами.

Хотя изначально микросхемы LM29x7 предназначались для автомобильных приложений, их гибкость делает их весьма полезными и в других областях, включая промышленные приложения, такие как контроль турбинных расходомеров и тахометрия небольших двигателей. На Рисунке 1 показано простое преобразование входной частоты в универсальный формат токовой петли 4-20 мА, демонстрирующее, насколько минималистичной может быть такая схема, – она позволяет обойтись всего девятью пассивными компонентами – при использовании микросхемы LM2917.

Вот как это работает.

Входные импульсы преобразуются внутренним компаратором с триггером Шмитта и схемой зарядового насоса в импульсы постоянного тока (180 мкА), поступающие на вывод 3. Каждый цикл импульсов переносит квант заряда $Q_P = V_Z \cdot C1$, в результате чего средний ток на выводе 3, зависящий от входной частоты F_{IN}, равен $I_3 = F_{IN} \cdot Q_P = F_{IN} \cdot V_Z \cdot C1$. Для указанных на схеме номиналов это дает I_3 = 7.56 мкА/кГц, то есть ток изменяется от 0 до 38 мкА при изменении F_{IN} в диапазоне от 0 до 5 кГц. Для обеспечения стабильности калибровки конденсатор C1 должен иметь низкий температурный коэффициент, например, C0G.

Цепочка резисторов R1...R4, подключенная к выводу 3, преобразует этот ток от 0 до 38 мкА в напряжение от 0 до 4 В, которое добавляется к смещению 1 В, создаваемому резистором R3. Результирующее напряжение от 1 до 5 В с помощью токоизмерительного резистора R6 преобразуется внутренним выходным операционным усилителем и транзистором Дарлингтона в конечный выходной ток от 4 до 20 мА. Резистор R7 обеспечивает некоторую компенсацию тока смещения, что полезно, поскольку алчные входы операционного усилителя могут потреблять до 500 нА. Если это не исправить, это может создать на выводе 3 ошибку смещения напряжения в 50 мВ. Между тем конденсатор C2 обеспечивает фильтрацию для подавления пульсаций.

Однако все это не объясняет, почему резисторы R1 и R2 переменные. А вот почему. Хотя заявленные характеристики линейности и температурный коэффициент U1 хороши, их начальные допуски оставляют желать лучшего: около ±10%. Смотрите «Gain constant (коэффициент усиления) K» в Таблице 7.5 на странице 6 технического описания. Поэтому окончательная калибровка после сборки практически неизбежна; именно для этого предусмотрена регулировка с помощью резисторов R1 (4 мА для нуля) и R2 (20 мА для полной шкалы 5 кГц). Однако, если выполнять регулировку в правильной последовательности (сначала R1, затем R2), эти настройки не будут влиять друг на друга, и калибровку можно будет выполнить за один проход. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments LM2917-N

Зарядное устройство для литий-ионных аккумуляторов на восьми солнечных элементах

David A. Johnson

Версия 1

Для полной зарядки одноэлементного литий-ионного аккумулятора требуется источник тока с напряжением 4.2 В. При заданной площади поверхности солнечная панель, состоящая из отдельных элементов, соединенных последовательно для получения необходимого напряжения, будет более эффективной, чем панель с бóльшим количеством элементов. Если разделить 4.2 на восемь, получится 0.525 В.

Это означает, что если использовать солнечную панель, состоящую из 8 ячеек, каждая ячейка должна была бы вырабатывать 0.525 В, чтобы обеспечить зарядку литий-ионного аккумулятора. Как видно из кривой на Рисунке 1, типичная солнечная ячейка действительно вырабатывает такое напряжение и может использоваться для

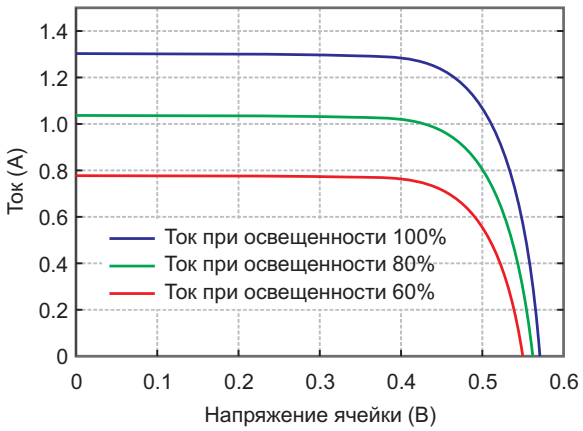


Рисунок 1. Вольтамперные кривые типичной солнечной ячейки.

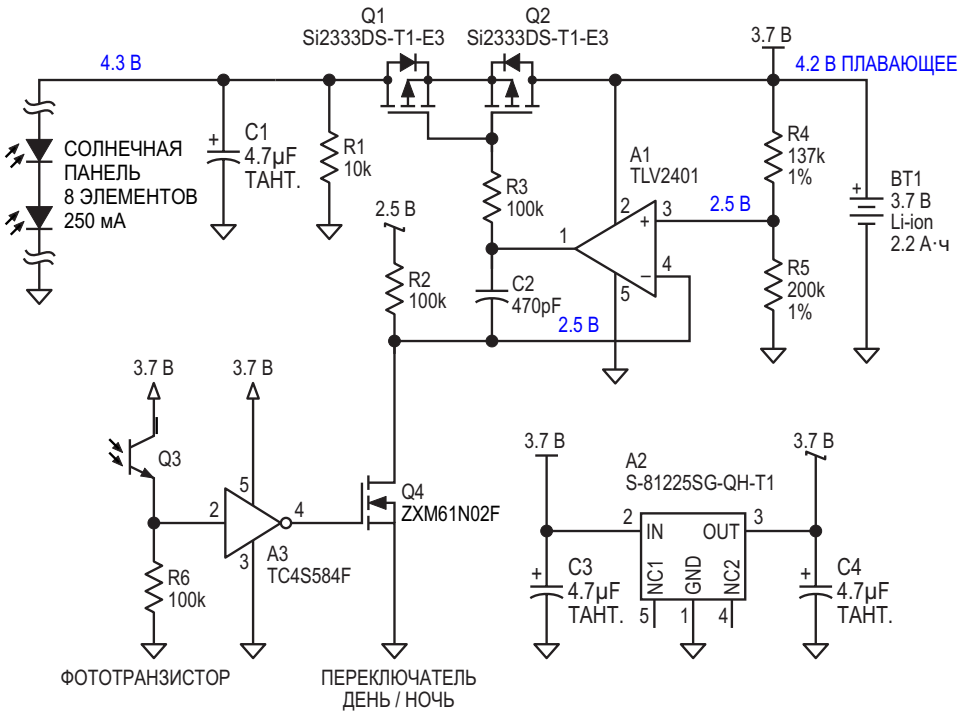


Рисунок 2. Принципиальная схема зарядного устройства. Версия 1.

зарядки аккумулятора, но только при условии, что падение напряжения в цепи зарядки очень мало и обеспечивает поддержание напряжения 4.2 В.

Следует отметить, что при полной стандартной интенсивности солнечного излучения при необходимом напряжении 0.525 В доступно лишь около 70% пикового тока. Однако, когда напряжение литий-ионного аккумулятора достигает целевого значения 4.2 В, зарядный ток естественным образом уменьшается, так что это снижение тока может не привести к значительному снижению общей эффективности.

Идеальная схема зарядного устройства должна ограничивать напряжение зарядки аккумулятора до 4.2 В, но при этом иметь очень низкое падение напряжения в цепи подачи тока. Кроме того, в ночное время, когда солнечная панель не вырабатывает никакого тока, схема должна блокировать прохождение обратного тока от аккумулятора к солнечной панели. Эти два требования часто противоречат друг другу. Но схема на Рисунке 2 удовлетворяет обоим требованиям. Фотодиод используется для определения уровня внешней освещенности и отключает цепь зарядки ночью. Два p-канальных полевых транзистора образуют последовательный проходной элемент, регулирующий напряжение и блокирующий ток утечки в выключенном состоянии. При использовании показанных на схеме компонентов падение напряжения составляет всего 0.02 В при токе 250 мА. Мною использовалась солнечная панель из 8 элементов, рассчитанная на ток 250 мА (Рисунок 3). Возможно также использование солнечных панелей большего размера. Две показанных на Рисунке 4 панели 2 В/400 мА могут быть соединены последовательно. Такие панели должны быть способны собирать достаточно энергии для полной зарядки одноэлементного аккумулятора емкостью 2.5 А·ч (Рисунок 5) за один солнечный день. Также доступны более крупные аккумуляторы емкостью 5 А·ч (Рисунок 6).

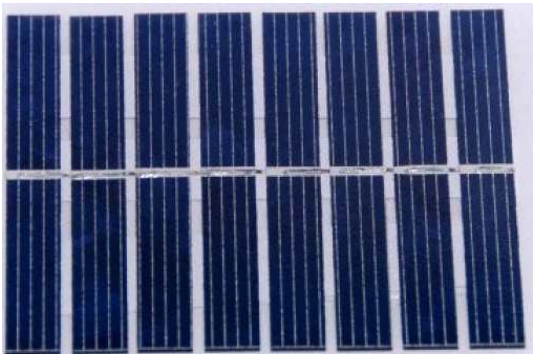


Рисунок 3. Солнечная панель 250 мА, 8 элементов.

Рисунок 4. Солнечная панель 400 мА, 2 В.

Рисунок 5. Литий-ионный аккумулятор емкостью 2.2 А·ч.

Рисунок 6. Литий-ионный аккумулятор емкостью 4.9 А·ч.

Версия 2

Джим Уилбер ознакомился с моей схемой зарядного устройства и прислал мне несколько предложений по ее изменению. Для того чтобы в темноте разрывать цепь тока от солнечной батареи к аккумулятору, он предложил использовать микросхему идеального диода LTC4412. Он также отметил,

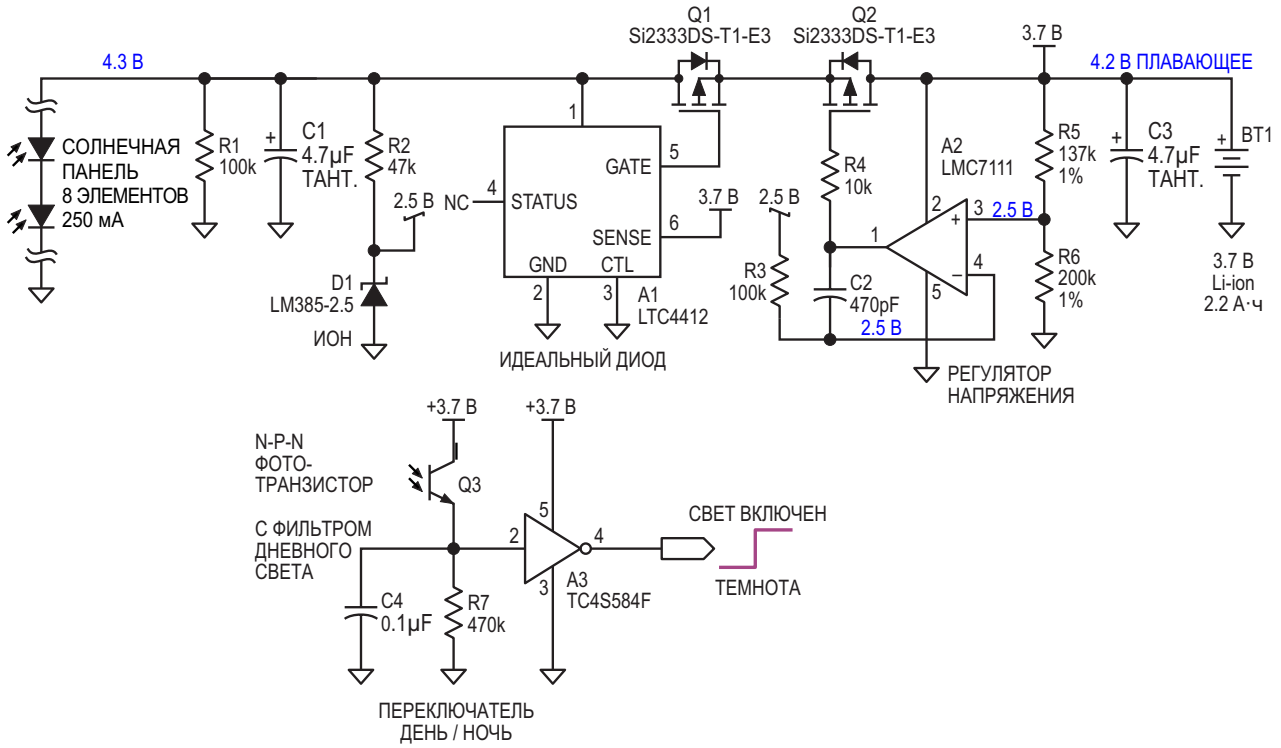


Рисунок 7. Принципиальная схема зарядного устройства. Версия 2.

что выбранный мной стабилизатор 2.5 В от Seiko больше не выпускается, и предложил использовать параллельный источник опорного напряжения. Думаю, его предложения были очень разумными.

В моей схеме первый MOSFET Q1 в условиях слабой освещенности не выключался до тех пор, пока солнечная панель не переставала вырабатывать ток, что позволяло некоторому току утечки протекать от аккумулятора к солнечной панели. Я внес эти изменения в схему, показанную на Рисунке 7. Я также добавил датчик дня/ночи, который можно использовать для включения света в ночное время. Фототранзистор должен воспринимать фиолетовый и ультрафиолетовый свет и содержать фильтр дневного света.

Контроллер идеального диода LTC4412 сравнивает напряжения солнечной батареи и аккумулятора. Когда напряжение на солнечных элементах на 20 мВ превышает напряжение на аккумуляторе, выход микросхемы включает p-канальное устройство Q1. В темноте, когда солнечная батарея перестает вырабатывать ток, напряжение солнечной панели будет меньше, чем напряжение аккумулятора. В этом случае контроллер идеального диода A1 закроет транзистор Q1, блокируя путь тока от аккумулятора к солнечной панели. Аналогичным образом, в темноте опорное напряжение 2.5 В упадет до более низкого уровня, что приведет к уменьшению тока от солнечной панели и отключению схемы стабилизатора напряжения. В результате транзистор Q2 полностью закроется. Когда оба транзистора выключены, ток не поступает в солнечную панель и не выходит из нее. Как и в предыдущей схеме, операционный усилитель A2 ограничивает напряжение зарядки литий-ионного аккумулятора до 4.2 В. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet ON Semiconductor LM385
2. Datasheet Texas Instruments LMC7111
3. Datasheet Linear Technology LTC4412ES6
4. Datasheet Seiko Instruments S-81225SG
5. Datasheet Toshiba TC4S584F
6. Datasheet Texas Instruments TLV2401
7. Datasheet Vishay Si2333DS

ШИМ-генераторы на одной микросхеме

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы генераторов прямоугольных импульсов, выполненных на одной КМОП- или ТТЛ-микросхеме NAND или XOR, ширину выходных сигналов которых можно регулировать в пределах от 1 до 99%.

Известно несколько вариантов схемотехнических решений, обеспечивающих генерацию сигналов прямоугольной или иной формы и, затем, плавную регулировку ширины выходных импульсов прямоугольной формы [1–4]. Как правило, большинство схем такого назначения содержит, как минимум, два корпуса микросхем.

Рассмотрим далее нескольких устройств – широтно-импульсно модулируемых (ШИМ) генераторов, позволяющих плавно регулировать коэффициент заполнения импульсов выходных сигналов, выполненных с использованием всего одного корпуса микросхемы. Эти устройства содержат генератор прямоугольных импульсов, а также регулятор ширины выходных сигналов.

Генератор прямоугольных импульсов, Рисунок 1, работающий на частоте 1 кГц, выполнен на NAND логических элементах DD1.1 и DD1.2 микросхемы DD1 CD4011. Благодаря диодно-резистивным цепочкам R1, R2 и VD1, VD2 коэффициент заполнения импульсов выходных сигналов генератора близок к 99%.

Сигнал с выхода генератора поступает на вход регулятора ширины выходных сигналов. Регулятор выполнен на логическом элементе DD1.3. На один из входов этого элемента поступает сигнал с выхода логического элемента DD1.1, а на второй – сигнал с выхода логического элемента DD1.2 через резистивно-емкостной элемент задержки R3–R5, C2, дополненный диодами VD3 и VD4. Наличие этих диодов позволяет планомерно задавать и регулировать времена заряда и разряда конденсатора C2.

При одновременном появлении на входах DD1.3 сигналов уровня «лог. 1», когда напряжение на конденсаторе C2 превысит уровень

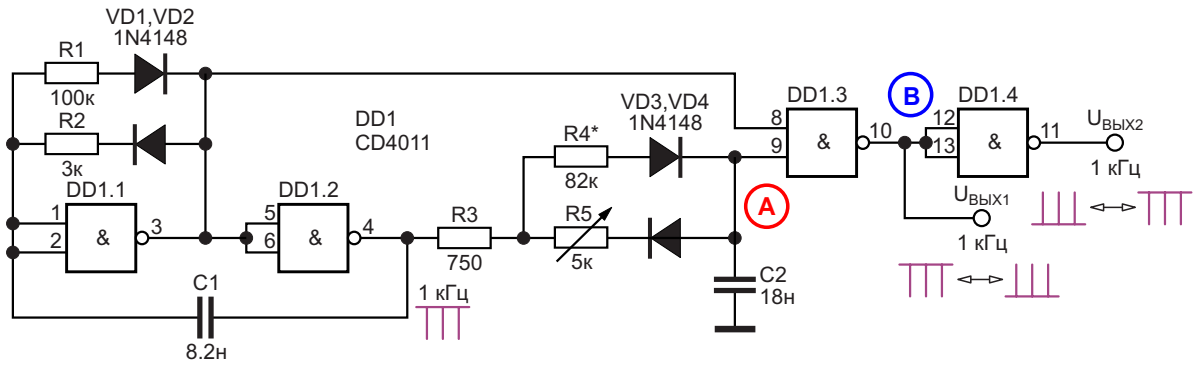


***Рисунок 1**. Электрическая схема ШИМ-генератора на микросхеме CD4011.*

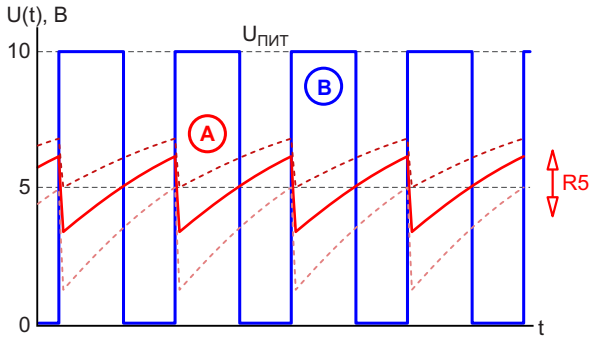


***Рисунок 2**. Электрические процессы в разных точках устройства.*

$0.5E_{ПИТ}$, на выходе DD1.3 появляется сигнал уровня «лог. 0», Рисунок 2. Регулировкой потенциометра R5 можно плавно управлять шириной импульсов, снимаемых с выхода логического элемента DD1.3 в пределах от 1 до 99%. При регулировке этого потенциометра происходит смещение максимального и минимального уровней заряда на конденсаторе C2 и, соответственно, смещение по оси времени момента переключения логического элемента DD1.3 (см. Рисунок 2, смещение красной линии вверх или вниз по вертикали).

Логический элемент DD1.4 не обязателен, он предназначен для инвертирования уровня выходных сигналов, снимаемых с выхода логического элемента DD1.3.

Величину сопротивления резистора R4 желательно подбирать при налаживании устройства, поскольку для разных модификаций микросхем пороги переключения могут отличаться от паспортных значений.

Устройство способно работать в диапазоне напряжений источника питания от 5 до 15 В, следует лишь учитывать, что частота генерации при этом может изменяться на несколько процентов. Если желательна работа устройства на иной частоте, необходимо пропорционально увеличить или уменьшить емкости конденсаторов C1 и C2.

Устройство может быть выполнено и с использованием ТТЛ-микросхемы (SN7400) при напряжении питания 5 В. Для этого потребуется коррекция номиналов резистивных элементов, в частности, резистора R4.

На Рисунке 3 приведена схема ШИМ-генератора, собранного с использованием XOR микросхемы DD1 CD4070. Принципиальных отличий схема не имеет, за исключением наличия дополнительной RC-цепочки R6C3, подключенной к одному из входов логического элемента DD1.3. Эта цепочка устраняет узкие паразитные импульсы при переходных процессах. Следующее отличие: вторые входы логических элементов DD1.1, DD1.2 и DD1.4 подключены к источнику питания.

Для ТТЛ-варианта устройства на микросхеме SN7486 потребуется подбор номинала резистора R4, ориентировочно 200 кОм, и емкости конденсатора C3. РЛ

Литература

1. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Основы построения. СПб.: Наука и Техника, 2018. 320 с.
2. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Практика применения. СПб.: Наука и Техника, 2018. 432 с.
3. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.
4. Shustov M.A., Shustov A.M. Digital Electronics. The Basics, New Ideas & Applications. Susteren: Elektor International Media B.V., 2026. 317 p.

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments CD4011
2. Datasheet Texas Instruments CD4070
3. Datasheet Texas Instruments SN7400
4. Datasheet Texas Instruments SN7486

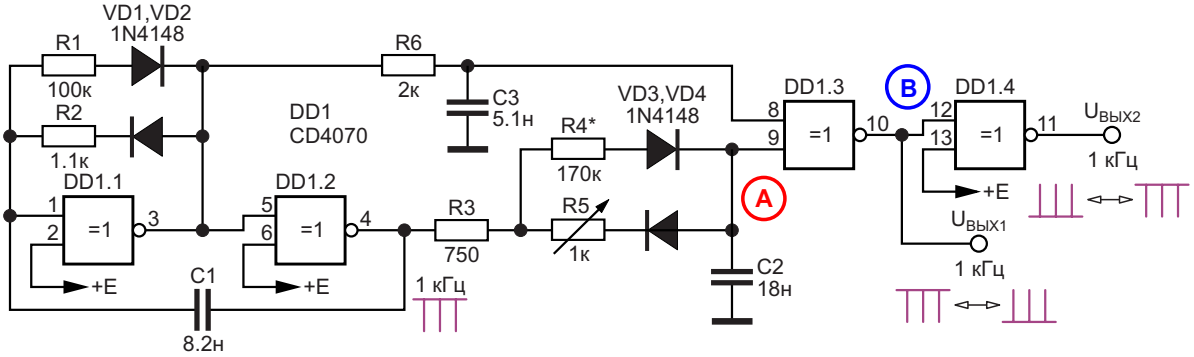


***Рисунок 3**. Электрическая схема ШИМ-генератора на микросхеме CD4070.*

Регулятор скорости 12-вольтового щеточного двигателя средней мощности

David A. Johnson

Во многих приложениях необходимо поддерживать постоянную частоту вращения двигателя, даже если ее пытаются изменить вариации напряжения питания или механической нагрузки. В других случаях необходимо ограничивать средний ток, протекающий через двигатель, чтобы начальный пусковой ток при запуске двигателя не был слишком большим. Кроме того, иногда необходимо обеспечивать блокировку двигателя в режиме торможения без вреда для двигателя или схемы управления. Эти две функции часто можно объединить в одной схеме управления.

Существует множество способов контроля скорости вращения двигателя постоянного тока. В некоторых случаях датчик вращения устанавливается непосредственно на вал двигателя. Этот метод часто позволяет получить очень точное измерение скорости, поскольку за один оборот вала датчик может выдавать несколько импульсов. Для этой цели существует бесчисленное множество оптических и магнитных датчиков. По возможности я предпочитаю обходиться без внешних датчиков и для измерения скорости вращения использовать сигналы, создаваемые самим двигателем, Двигатели с трехфазным щеточным коллектором (три щеточных кольца) обычно выдают очень чистый сигнал противо-ЭДС.

Это напряжение, которое вырабатывал бы двигатель, если бы он вращался с определенной скоростью без какого-либо внешнего управления. Зная зависимость противо-ЭДС от скорости вращения вала, можно разработать схему для поддержания любой постоянной скорости двигателя путем контроля напряжения противо-ЭДС. Но лишь в немногих двигателях используется трехфазный щеточно-коллекторный узел. Большинство коллекторных двигателей постоянного тока, с которыми вы столкнетесь, будут однофазными. Часто эти двигатели генерируют чистые импульсы тока каждый раз, когда щеточный коммутатор изменяет полярность постоянного тока, подаваемого на обмотки двигателя. Используя небольшое сопротивление, включенное последовательно со схемой управления двигателем, можно извлекать эти импульсы для измерения скорости вращения.

Для многих недорогих двигателей, часто используемых в игрушках и некоторых бытовых приборах, ни метод обратной ЭДС, ни метод измерения импульсного тока щеток не подойдут. Сигналы слишком зашумлены, чтобы их можно было использовать на практике. С такими двигателями будет работать только внешний датчик положения вала. Чтобы определить наилучший метод контроля скорости, вам придется провести несколько экспериментов с конкретным двигателем, которым вы хотите управлять.

Схема на Рисунке 1 управляет скоростью однофазного щеточного двигателя средней мощности, работающего от источника постоянного тока 12 В. Для контроля частоты вращения в ней используется метод измерения импульсного тока щеток. Схема содержит ограничитель среднего тока двигателя. Я также предусмотрел средства включения и выключения двигателя простым логическим сигналом TTL.

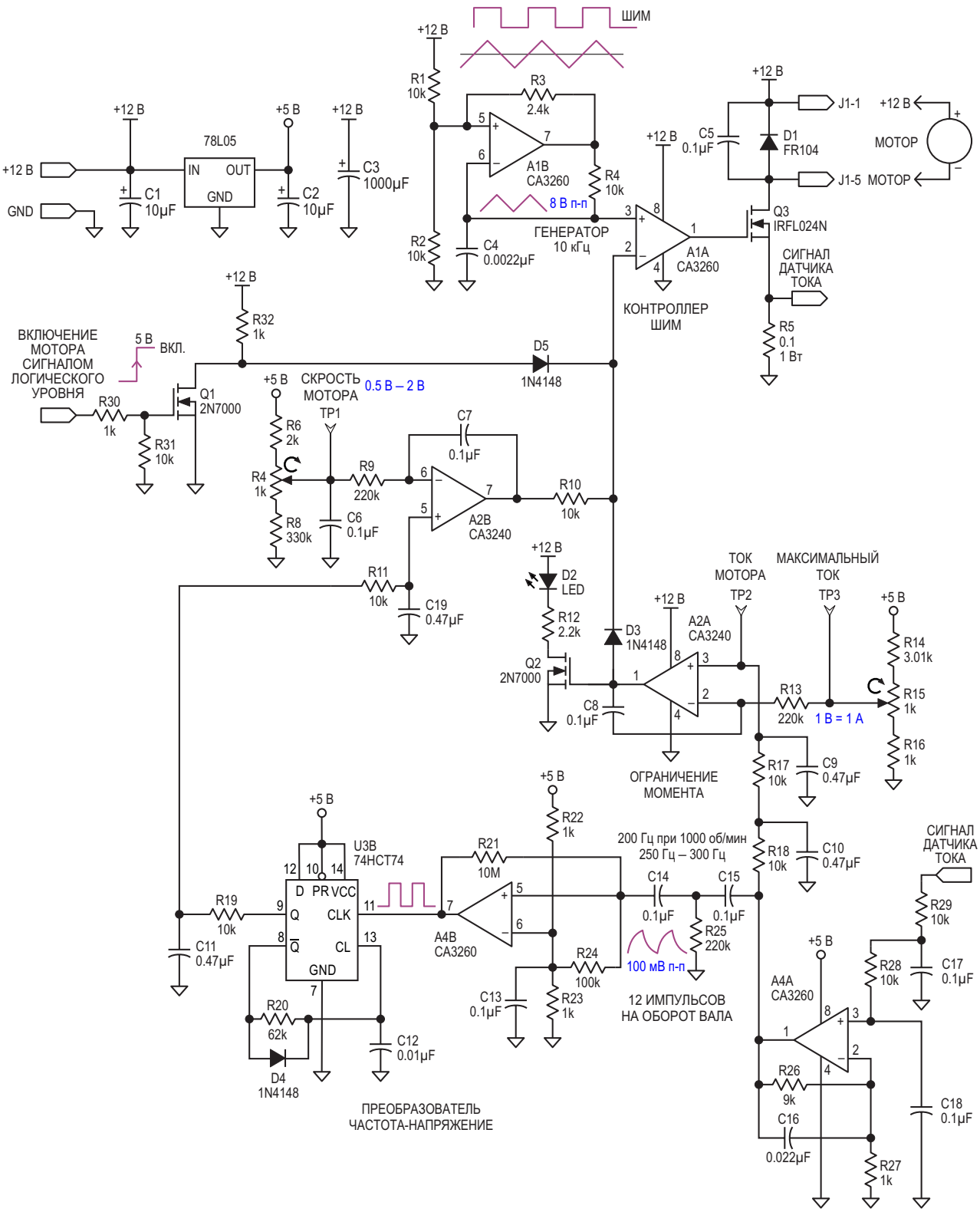


***Рисунок 1**. Принципиальная схема регулятора скорости 12-вольтового щеточного двигателя.*

В схеме используются довольно старые микросхемы операционных усилителей, которые у меня валялись без дела. Можно также использовать другие операционные усилители и компараторы напряжения. Для управления частотой вращения двигателя и максимальным средним током в схеме используется широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Контроль тока удобен, когда нужно ограничить крутящий момент двигате-

ля, поскольку ток и крутящий момент связаны напрямую.

Для определения скорости вращения в схеме используются импульсы тока от щеток двигателя. В выбранном мной двигателе на один оборот вала приходилось ровно 12 импульсов. Типичный средний ток двигателя составлял порядка 1.2 А при частоте вращения около 1000 об/мин. При 1000 оборотах в минуту частота импульсов составляет 200 Гц.

Синхронизация контроллера ШИМ обеспечивается генератором пилообразного напряжения, работающим на частоте 10 кГц. Операционный усилитель сравнивает пилообразное напряжение с управляющим напряжением либо от схемы ограничения тока, либо от схемы регулирования скорости. В режиме ограничения тока часть схемы, отвечающая за стабилизацию скорости, отключается. Многополюсный фильтр нижних частот удаляет импульсы тока от щеток двигателя, возникающие на токоизмерительном резисторе сопротивлением 0.1 Ом. Микросхема А4 усиливают импульсы в 10 раз. Затем этот сигнал подается на схему ждущего мультивибратора, собранную на одной половине сдвоенной микросхемы D-триггера. После этого выходные импульсы ждущего мультивибратора фильтруются для получения напряжения, пропорционального частоте импульсов. Далее операционный усилитель сравнивает сигнал скорости с регулируемым опорным напряжением. Выходной сигнал усилителя ошибки скорости затем подключается к схеме ШИМ для поддержания постоянной частоты вращения двигателя.

Вторая схема контролирует средний постоянный ток, используя постоянное напряжение на токоизмерительном резисторе 0.1 Ом. В ней также имеется регулируемое опорное напряжение, позволяющее контролировать предельный ток (крутящий момент). Диод изолирует две управляющие схемы от схемы ШИМ. Второй диод подает +5 В на вход контроллера ШИМ при низком уровне входного логического сигнала управления включением/ выключением Это устанавливает низкий уровень на выходе ШИМ, поддерживая двигатель в выключенном состоянии. Для обеспечения стабильным опорным напряжением +5 В цепей управления скоростью и крутящим моментом используется стабилизатор напряжения 5 В. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Intersil CA3240
2. Datasheet Intersil CA3260
3. Datasheet Texas Instruments LM78L05
4. Datasheet Texas Instruments SN74HCT74
5. Datasheet Microchip 2N7000
6. Datasheet Won-Top Electronics FR104
7. Datasheet Infineon IRFL024N

Простая и компактная схема обеспечивает удобное управление устройствами и системами

Michael Potash

EDN

Этот простой в сборке источник ШИМ-сигнала является удобным инструментом тестирования для любителей, техников, инженеров и других разработчиков устройств на базе ДУ.

Я работаю в университете, где занимаюсь проектированием и разработкой всевозможных схем и систем для студентов, преподавателей, исследователей и других специалистов. Эти схемы включают в себя множество проектов, для работы которых используется стандартный сигнал дистанционного управления (ДУ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Этот сигнал обычно представляет собой последовательность TTL-импульсов с частотой 50 Гц и длительностью от 1 мс до 2 мс. Хотя эти параметры можно запрограммировать в большинстве генераторов сигналов, наличие небольшого специализированного устройства под рукой может оказаться очень удобной альтернативой. На Рисунке 1 показано, что у меня получилось.

Элементы C1, U1 и C2 образуют стабилизатор напряжения с низким падением напряжения 5 В. Вообще можно использовать любую микросхему 5-вольтового стабилизатора, если падение напряжения на ней не превышает одного вольта. Как правило, приводы ДУ работают от 6 В, хотя некоторые могут работать и от 8 В. Для удобства экспериментов номинальное входное напряжение, обозначенное здесь как 6 В, транслируется на выход сервопривода, как показано на рисунке.

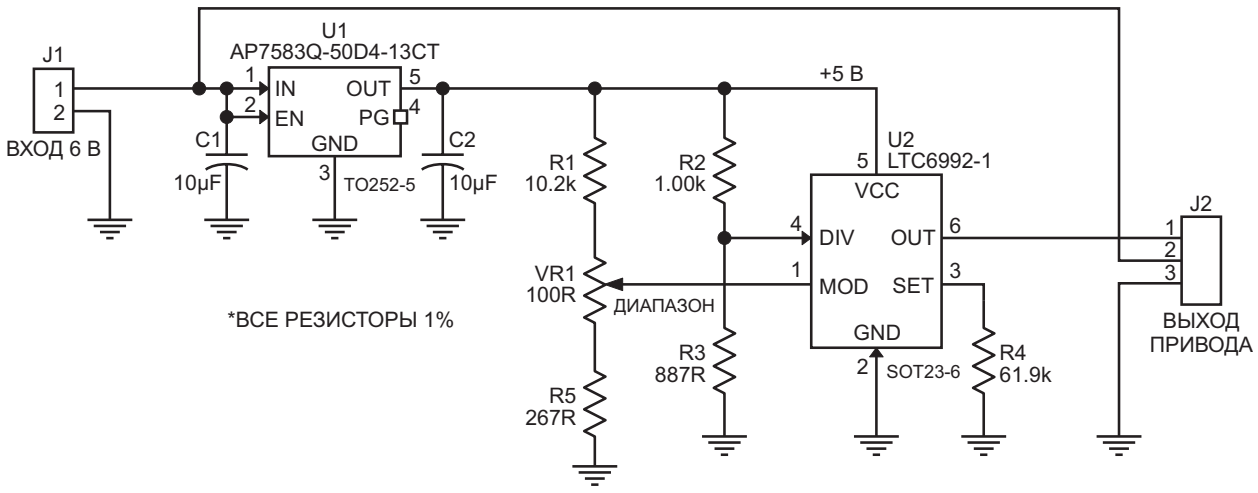


***Рисунок 1**. Стандартный ШИМ-сигнал ДУ, используемый для управления разнообразными устройствами, обычно получают с помощью передатчиков и приемников. Эта схема привода ДУ реализует удобное альтернативное решение, упрощающее достижение различных целей тестирования.*

Источник ШИМ-сигнала основан на простой и удобной микросхеме LTC6992-1. Главное – выбрать правильные номиналы резисторов, которые показаны на Рисунке 1. Вместо того чтобы изготавливать печатную плату, я спаял схему на макетной плате, используя компоненты для сквозного монтажа и платы адаптеров для обеих микросхем. Если сделать это на печатной плате с использованием компонентов поверхностного монтажа, вся схема заняла бы всего около 6.5 см^2.

Лично у меня в лаборатории нет приемопередатчика ДУ. Даже если бы он был, мне понадобился бы кто-то, кто манипулировал бы элементами управления, пока я измерял бы интересующие меня параметры в разрабатываемой системе. С помощью этой удобной альтернативной схемы я могу проводить все свои тесты без участия человека, не говоря уже о том, что без оборудования ДУ. Она неоднократно доказывала свою полезность. РЛ

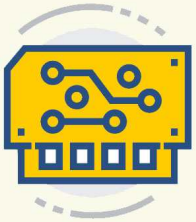
Материалы по теме

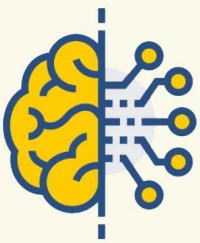
1. Datasheet Diodes AP7583
2. Datasheet Analog Devices LTC6992

ElectroFind.ru

ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ

Радиодетали


Приборы, платы


Работа

Услуги

Практичное линейное зарядное устройство для Li-ion аккумуляторов с визуализацией режима зарядки

Richard O. Ocaya

EDN

Зарядные устройства для одиночных литий-ионных (Li-ion) элементов широко используются, однако многие практические конструкции основаны на высокоинтегрированных микросхемах, скрывающих внутренний принцип их работы. Тип зарядного устройства для Li-ion аккумуляторов, описанный в данной статье, как ни удивительно, не так легко найти при общем обзоре доступных ресурсов в Интернете и на YouTube.

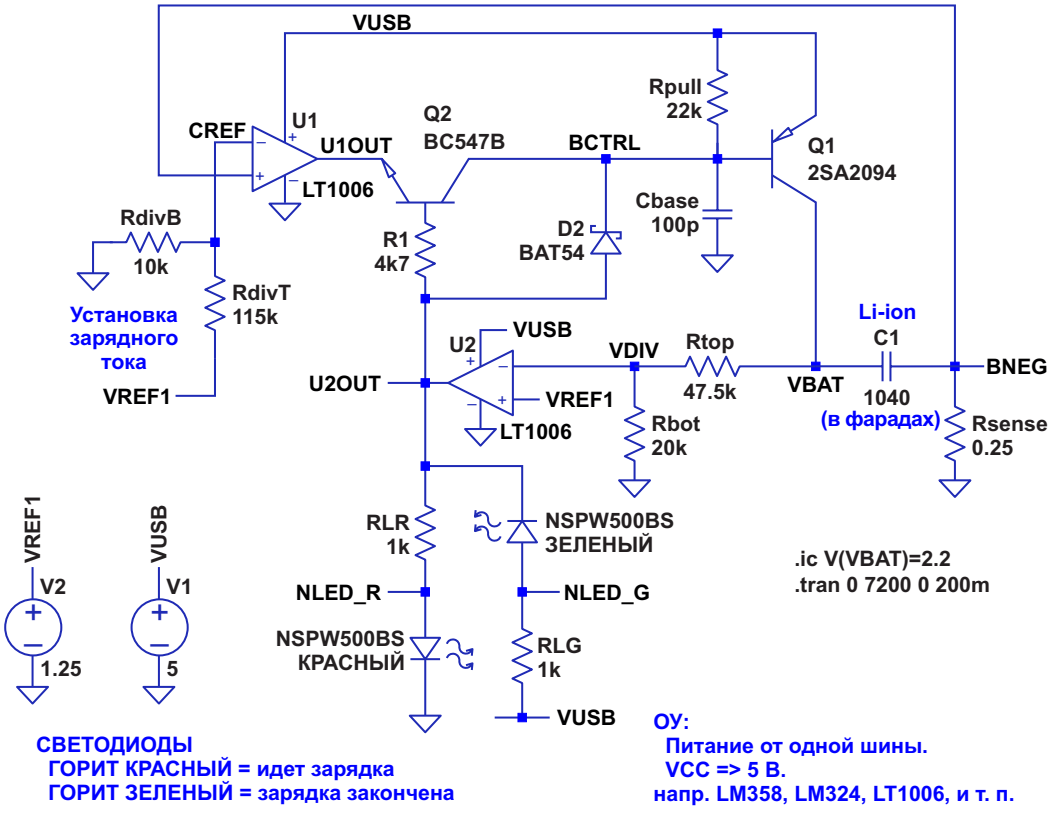


***Рисунок 1**. Схема линейного зарядного устройства для Li ion аккумуляторов с двумя контурами регулирования. На схеме показаны ключевые узлы, обозначения которых используются и отображаются в моделировании LTSpice. На практике диод 1N4007 в качестве D2 также показал себя хорошо.*

Предложенная схема практична, применима на практике и прочно основана на устоявшейся теории электрических цепей, а также может предложить дополнительный взгляд на сложившуюся практику конструирования, особенно для разработчиков, которые ценят аналитическую прозрачность и рассуждения, основанные на первоосновах. Она работает от источника питания 5 В, обычно используемого в зарядных устройствах для смартфонов 5 В/1 А, обеспечивает постоянный ток 400 мА (constant current, CC), а затем переходит к режиму постоянного напряжения 4.217 В (constant voltage, CV). Схема была собрана с использованием половины счетверенного операционного усилителя LM324 и протестирована.

Схема, показанная на Рисунке 1, работает надежно и хорошо подходит для настольных зарядных устройств, встраиваемых устройств и учебных лабораторий. В этой конструкции особое внимание уделяется простоте, доступности компонентов и безопасному режиму зарядки, при этом она остается удобной для анализа и модификации.

В зарядном устройстве используются два независимых контура регулирования, управляющих проходным p-n-p транзистором. Внутренний контур стабилизирует зарядный ток, а внешний – напряжение аккумулятора. Выходной сигнал контура стабилизации напряжения также служит удобным индикатором состояния зарядки.

Работа контура стабилизации тока

Опорное напряжение 1.25 В делится с помощью резисторов 115 кОм и 10 кОм для получения опорного напряжения 0.10 В. Секция микросхемы LM324 сравнивает опорное напряжение 1.25 В с падением напряжения на резисторе 0.25 Ом, включенном последовательно с возвратным проводом аккумулятора. Операционный усилитель управляет n-p-n транзистором, который отводит базовый ток от p-n-p транзистора до тех пор, пока напряжение на резисторе не сравняется с опорным напряжением.

Результирующий зарядный ток составляет 0.4 А. Эта стабилизация тока не зависит от напряжения аккумулятора, что обеспечивает безопасную зарядку даже сильно разряженных элементов.

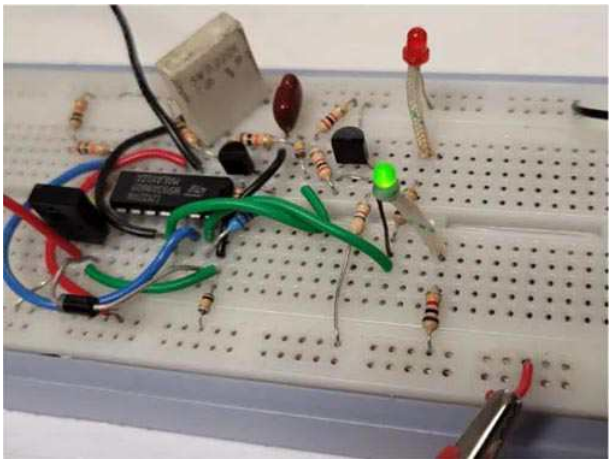
Работа контура стабилизации напряжения

Вторая секция микросхемы LM324 контролирует напряжение батареи с помощью делителя, состоящего из резисторов 47.5 кОм и 20 кОм. Когда выходное напряжение делителя достигает 1.25 В, что соответствует 4.217 В на клеммах аккумулятора, операционный усилитель уменьшает напряжение на проходном транзисторе, переводя зарядное устройство в режим CV.

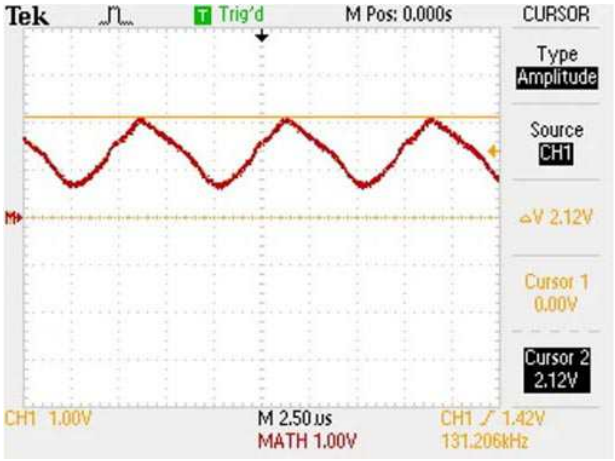
Контур стабилизации напряжения намеренно скорректирован таким образом, чтобы он был медленнее контура стабилизации тока и обеспечивал плавный переход без колебаний или выбросов. Если коммерческий источник опорного напряжения 1.25 В, например, TLV431, окажется недоступен, как было в моем случае, достаточно хорошо работает делитель напряжения 2 кОм/2 кОм, подключенный к общему источнику опорного напряжения 2.5 В типа LM431. Однако, поскольку он является неотъемлемой частью обоих контуров регулирования, следует проявлять особую осторожность для стабилизации контуров и предотвращения их возбуждения.

Устойчивость контура стабилизации

Переход от режима CC к CV может происходить с колебаниями, как показывает на Рисунке 2 скриншот экрана цифрового осциллографа, которым измерялось напряжение в узле U2OUT. Это проявляется в том, что оба светодиода светятся тускло и демонстрируют быстрые колебания. Существует два возможных решения проблемы. Первый способ – демпфирование контура стабилизации напряжения путем подключения небольшой емкости от 33 пФ до 500 пФ параллельно резистору Rtop. Второй способ – демпфирование контура стабилизации тока путем добавления RC-цепочки с небольшой постоянной времени между эмиттером к коллектором транзистора Q2, управляющего проходным транзистором. Проверить запас по фазе можно либо смоделировав схему в LTSpice и инжектировав в суммирующую точку небольшой переменный ток, либо путем свипирования параметров модели и наблюдения за переходными процессами.



(а)



(б)

***Рисунок 2**. Построение схемы и измерения. Вставка (а) – крупный план макета схемы со светодиодами индикации состояния. Фотография сделана при напряжении элемента 4.09 В, которое является порогом перехода CC-CV (см. текст). (б) – показаны колебания в узле U2OUT, который управляет светодиодами и формирует сигнал управления для предварительного драйвера проходного транзистора. Изображение получено с помощью цифрового осциллографа Tektronix TDS2024C.*

Индикация состояния заряда

Выходной сигнал усилителя, регулирующего напряжение, одновременно служит индикатором состояния зарядки с логическим уровнем. Когда напряжение аккумулятора ниже порога стабилизации, выходное напряжение включает красный светодиод, указывающий на активную зарядку. По мере приближения заряда аккумулятора к полному значению ток снижается, выходное напряжение изменяется и зажигает зеленый светодиод. Такой подход исключает необходимость в дополнительном компараторе, обеспечивая при этом четкую визуальную обратную связь в реальном времени.

Тепловые и практические аспекты

При глубоком разряде элемента аккумуляторной ячейки примерно до 2.2 В проходной p-n-p транзистор должен рассеивать примерно 1.1 Вт при токе 400 мА. Распространенные транзисторы с низким напряжением насыщения, такие как 2SB772, будут комфортно работать без радиатора. В созданном прототипе для отвода тепла оказалось достаточно небольшой медной площадки на печатной плате. Хотя в макете был установлен резистор датчика тока с номинальной мощностью 5 Вт, он рассеивает всего 40 мВт, что обеспечивает достаточный запас даже компоненту с номинальной мощностью 0.25 Вт. Все активные компоненты используются в пределах своей область безопасной работы при питании от стабилизированного источника 5 В.

Экспериментальная проверка

Зарядное устройство было собрано на макетной плате и протестировано с одним Li-ion элементом типоразмера 18650. Запуск в режиме CC произошел мгновенно, после чего при напряжении примерно 4.22 В последовал плавный переход в режим CV. Зарядный ток, как и ожидалось, снижался естественным образом.

Допущения, принятые для LTspice

Для моделирования в LTspice Li-ion элемент представлен как идеальный конденсатор емкостью C, включенный последовательно с небольшим эквивалентным сопротивлением R_S = 80 мОм и заряжаемый от источника постоянного тока I = 0.4 А. Напряжение на его клеммах равно

$$V(t) = V_{CELL}(t) + I \cdot R_S,$$

где напряжение V_{CELL} на «емкостном ядре» подчиняется условию

$$\frac{dV_{CELL}}{dt} = \frac{1}{C}.$$

При конечных интервалах напряжения ΔV и времени Δt можно сделать приближение

$$C = I\frac{\Delta t}{\Delta V},$$

предполагая, что ток достаточно постоянен. В действительности ток постепенно падает, придавая переходному процессу напряжения ячейки нелинейный характер. При повышении напряжения ячейки с 2.2 В до 4.217 В эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) вносит небольшой, по сути мгновенный скачок 0.4 × 0.08 = 0.032 В (32 мВ), после чего наклон определяется отношением I/C. Таким образом, если наблюдаемый в режиме CC интервал Δt, необходимый для повышения напряжения ΔV ≈ (4.217 – 2.2) = 2.017 В составляет порядка 5250 с (примерно 1.46 ч), то

$$C \approx \frac{0.4 \times 5250}{2.017} \approx 1040\ \Phi.$$

Это приближение первого порядка, учитывающее емкость конденсатора плюс ESR, с оговоркой, что у реальных Li-ion элементов напряжение зависит от состояния заряда и температуры, что делает C величиной, зависящей от состояния, а не фиксированной константой.

На Рисунке 3 показаны результаты моделирования в LTSpice для узлов и ветвей, обозначенных на Рисунке 1. На Рисунке 3 предполагается, что аккумулятор находится в состоянии глубокого разряда, чему соответствует уровень напряжения 2.2 В.

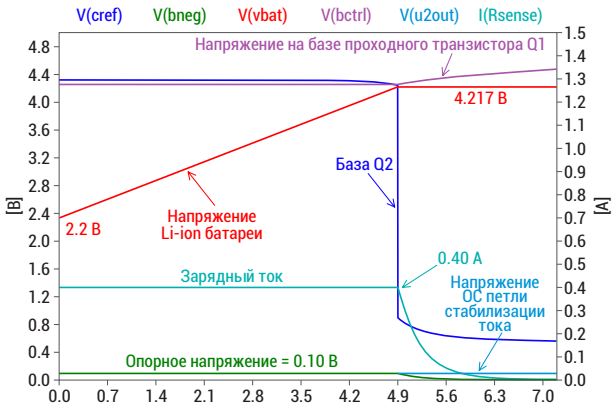


***Рисунок 3**. Моделирование ключевых узлов и токов схемы в LTspice. Измерения в реальной схеме точно соответствуют этим графикам.*

***Рисунок 4**. На фотографии показан ток, потребляемый схемой от лабораторного источника питания 5 В, а на снимке мультиметра – напряжение Li-ion аккумулятора 4.21 В после завершения зарядки.*

Моделирование показало, что переход от режима CC к режиму CV произошел примерно через 1 час 21 минуту после начала зарядки. После этого зарядный ток начал постепенно снижаться и упал до нуля. Ток в схеме снизился до 19 мА без подключения аккумулятора и после завершения зарядки. Из Рисунка 4 видно, что напряжение, измеренное на Li-ion аккумуляторе, составило 4.21 В, при этом горел только зеленый светодиод, и ни один из светодиодов не мигал.

Соответствие профилю зарядки Li-ion аккумуляторов

Эта конструкция демонстрирует, что с помощью доступных аналоговых компонентов можно обеспечить полное соответствие профилю зарядки Li-ion аккумуляторов. Она подходит для реального применения, оставаясь при этом доступной для анализа и модификации. Эта схема является практичной альтернативой для инженеров, которым требуются простота, прозрачность и предсказуемость в приложениях зарядки Li-ion аккумуляторов небольшой мощности. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments LM324
2. Datasheet Analog Devices LT1006
3. Datasheet Texas Instruments LM431
4. Datasheet Diodes TLV431
5. Datasheet Inchange Semiconductor 2SB772
6. Datasheet Diodes BAT54
7. Datasheet Nichia NSPW500BS

Преобразователь тока работает исключительно на ничтожном фантомном питании

Stephen Woodward

EDN

Преобразует сигнал 4-20 мА в 0-20 мА и подает его на заземленную нагрузку без использования дополнительного источника питания.

Недавно редакция EDN любезно опубликовала мой проект микромощного преобразователя тока 4-20 мА в 0-20 мА [1]. Вскоре после этого, в лучших традициях совместной кухни Конструкторских идей, наш постоянный участник Джаяпал Рамалингам внес (неординарное!) предложение. Он отметил, что конструкция могла бы быть более полезной, если бы вместо необходимости в (пусть и очень слабом) локальном источнике питания

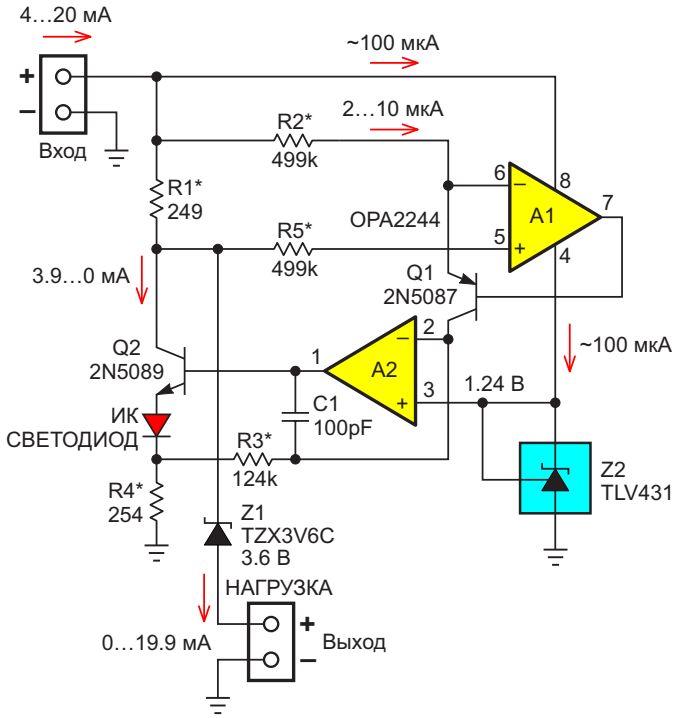


***Рисунок 1**. В этой схеме входной ток 4-20 мА преобразуется в выходной ток 0-20 мА, при этом питание (фантомное) осуществляется исключительно за счет входного тока. Ошибка, связанная с кражей питания, сведена к минимуму за счет повторного использования тех же 100 мкА, которые питают операционные усилители, для смещения прецизионного источника опорного напряжения Z2. Резисторы, отмеченные звездочкой, имеют точность 0.5% или лучше.*

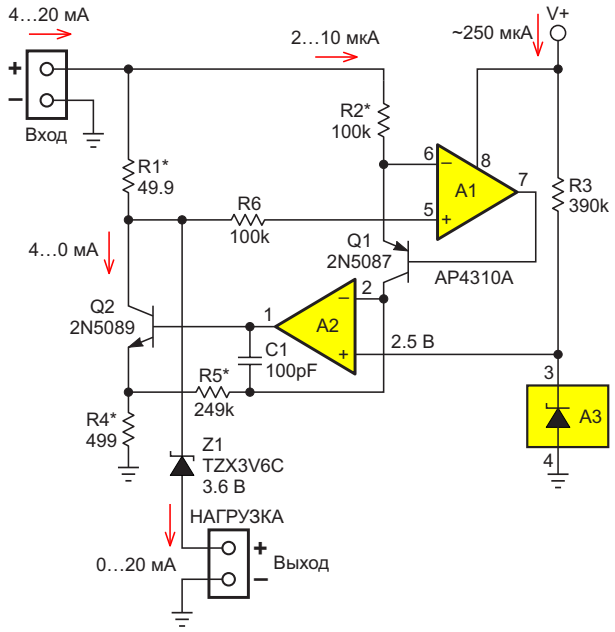


***Рисунок 2**. Схема микромощного преобразователя тока из [1].*

ее переработали таким образом, чтобы она вообще не нуждалась в локальном питании. Это было хорошее замечание.

Самое сложное, конечно, заключалось в том, что это означало, что преобразователь должен был работать исключительно за счет энергии, «украденной» (более или менее незаметно, отсюда и «фантомная») из того же сигнала 4-20 мА, который он и должен был преобразовывать. Хитро. И непросто. Я долго размышлял над интригующим предложением Джаяпала, пока (в конце концов) из моего запутанного ментального тумана не вырисовалось возможное решение. На Рисунке 1 показан продукт моих туманных фантазий: преобразователь с «фантомным питанием».

Вот как это работает. Сравнение схемы на Рисунке 1 со схемой более ранней конструкции на Рисунке 2 [1] показывает множество очевидных сходств, но критическое различие (помимо отсутствия источника питания в данном случае) заключается в способе смещения прецизионного параллельного источника опорного напряжения. В предыдущей схеме, поскольку она работала от постоянного локального напряжения питания, достаточно было простого резистора. Но здесь, если предположить, что допустимый диапазон напряжения питания петли составляет 34 В, то 80 мкА, необходимые для TLV431 при 6 В, могут превратиться в 900 мкА при 40 В, что приведет к чудовищной (и, вероятно, недопустимой) погрешности преобразования порядка 5%. Ужас!

Однако повторное использование тока повышает точность функции преобразования до $I_{OUT} = 1.249(I_{IN} – 4\ мА)$, что соответствует изменению выходного тока от 0 до 19.9 мА при изменении входного тока I_{IN} от 4 до 20 мА. Незначительная погрешность в 0.5% от полной шкалы – это плата за фантомное питание. В конце концов, активные устройства, по определению, должны получать питание. И хотя точность в 0.5% не назовешь фантасмагорической, возможно, этого будет достаточно.

К другим причудливым фантомным артефактам относится ИК-светодиод, включенный последовательно с эмиттером транзистора Q2. Он предназначен не для излучения света, который мы все равно не смогли бы увидеть, а для использования его минимального прямого напряжения 1 В, чтобы компенсировать смещение выходного напряжения усилителя A2, на которое накладывается напряжение 1.24 В опорного источника Z2. Аналогичным образом, ограничениями операционного усилителя продиктовано увеличение сопротивления R1 до 249 Ом и минимального измеряемого на нем напряжения до 1 В. Это позволяет гарантировать, что синфазное напряжение усилителя OPA2244 всегда будет оставаться не менее чем на 900 мВ ниже напряжения положительной шины.

В заключение, спасибо, Джаяпал Рамалингам! РЛ

Ссылка

1. Stephen Woodward. Преобразователь тока 4-20 мА в 0-20 мА потребляет всего несколько микроампер

Материалы по теме

1. Datasheet Diodes AP4310A
2. Datasheet Texas Instruments OPA2244
3. Datasheet Diodes TLV431
4. Datasheet Vishay TZX
5. Datasheet Central Semiconductor 2N5087
6. Datasheet ON Semiconductor 2N5089

Метод безглитчевой изоляции сигналов шин I²C и SMBus

Mark Thoren

EDN

I²C – популярный последовательный протокол для контроллеров питания, АЦП и ЦАП, EEPROM и других устройств. В некоторых приложениях сбора данных и управления питанием необходимо изолировать ведущее устройство от одного или нескольких ведомых устройств из-за помех, проблем с заземлением или соображений безопасности. Кроме того, хотя к шине могут подключаться 128 периферийных устройств, в какой-то момент разница земляных потенциалов и чрезмерная емкость шины начинают снижать запас по уровню помех и временным параметрам.

В этой статье показано, как обеспечить быструю и бесперебойную оптическую изоляцию сигналов шин I²C или SMBus с помощью метода, отвечающего требованиям спецификации шины I²C, расширенной для частоты 400 кГц. Шина I²C состоит из двунаправленных линий тактирования и данных (SCL и SDA), подтянутых к шине питания с помощью резисторов или источников тока. Устройства подключаются к шине через выводы с открытым коллектором. Один из способов изоляции сигналов I²C – это модификация схемы на Рисунке 1, где показана только линия SDA; работа линии SCL идентична.

Схема на Рисунке 1 работает следующим образом. Устройство, которое выставило низкий уровень на неизолированную линию SDA, включает светодиод оптопары, что приводит к установке низкого уровня на изолированной линии SDA и выключению светодиода

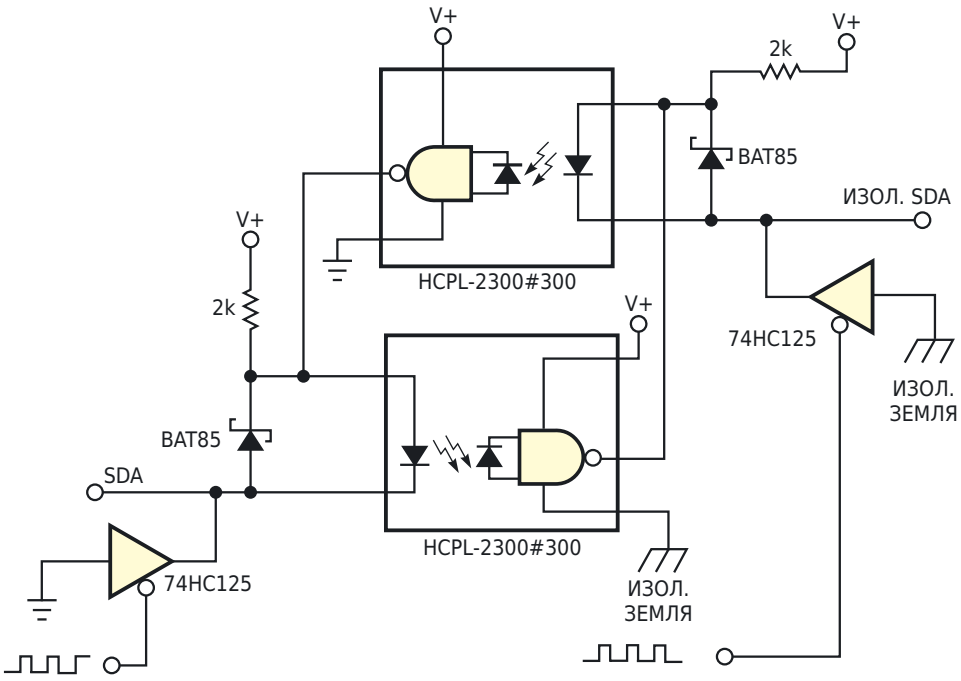


***Рисунок 1**. Данная схема представляет собой простой изолятор шины I²C.*

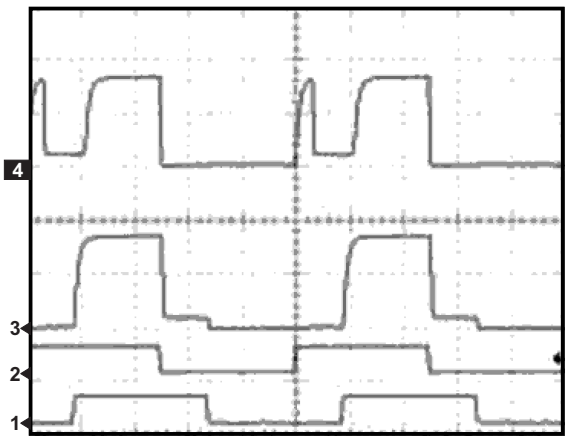


***Рисунок 2**. Простой изолятор шины I^2C в некоторых случаях создает значительные выбросы напряжения.*

оптопары изолированной стороны, и наоборот. Однако если низкий уровень устанавливают устройства по обе стороны изолирующего барьера линии SDA, оптопары находятся в неопределенном состоянии, при котором оба светодиода частично включены. Когда неизолированное устройство отпускает свою линию SDA, напряжение на линии повышается до тех пор, пока светодиод на изолированной стороне не сможет включиться полностью. Только после этого уровень неизолированной линии SDA снова станет низким. Такая ситуация возникает в разные моменты времени во время обмена данными по I^2C, в том числе при тактовой синхронизации (по линии SCL), арбитраже нескольких ведущих устройств и арбитраже прерываний SMBus (по линии SDA). На Рисунке 2 показаны подробности работы схемы, изображенной на Рисунке 1. Неинвертирующие буферы с тремя состояниями 74HC125 имитируют выходы с открытым стоком двух устройств I^2C. Низкий логический уровень на линии разрешения принудительно устанавливает на выходе низкий уровень, а высокий уровень переводит выход в состояние высокого импеданса. На осциллограммах 1 и 2 показаны сигналы на входах разрешения буферов SDA и изолированной линии SDA. На осциллограммах 3 и 4 показаны, соответственно, их выходные сигналы.

Схемы подобного типа публиковались в различных вариантах, зачастую с использованием медленных оптронов, для питания светодиодов которых требовался ток от 5 до 10 мА. Такие схемы могут работать в определенном круге приложений, однако они медленны и все равно создают кратковременные выбросы напряжения, а попытки преодолеть проблемы со скоростью и управлением с помощью быстродействующих компонентов делают эти схемы практически непригодными для использования. В схеме на Рисунке 1 используются быстрые оптопары HCPL-2300, для включения светодиодов которых требуется всего 500 мкА. Если обе линии SDA удерживаются в низком состоянии, а затем одновременно отпускаются, оптопары начинают конфликтовать друг с другом, образуя генератор (Рисунок 3). Характер генерации зависит от сопротивления подтягивающего резистора, напряжения питания и емкости линий передачи данных. (Если убрать один из 9-пикофарадных щупов осциллографа, генерация прекращается, а замена его конденсатором 10 пФ снова запускает ее).

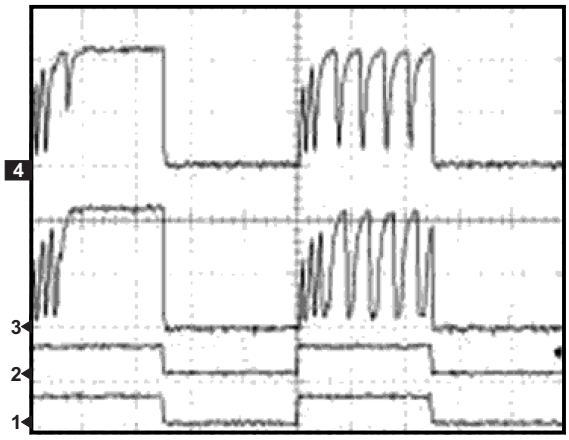


***Рисунок 3**. Использование быстродействующих компонентов в схеме на Рисунке 1 приводит к непредсказуемому поведению.*

Схема на Рисунке 4, решает эти проблемы, устанавливая три логических уровня: «высокий» (подтянутый к 5 В), «подтянутый к земле» и «подтягиваемый к земле». Когда с обеих сторон устройства находятся в состоянии покоя, и уровень линии высокий, обе оптопары выключены. Когда одна из сторон опускает свою линию ниже 0.4 В (безопасное допущение как для выходов с открытым коллектором, так и с открытым стоком), компаратор включает свой светодиод. Линия другой стороны притягивается к уровню примерно 0.6 В, что по-прежнему интерпретируется как низкий логический уровень, но не приводит к

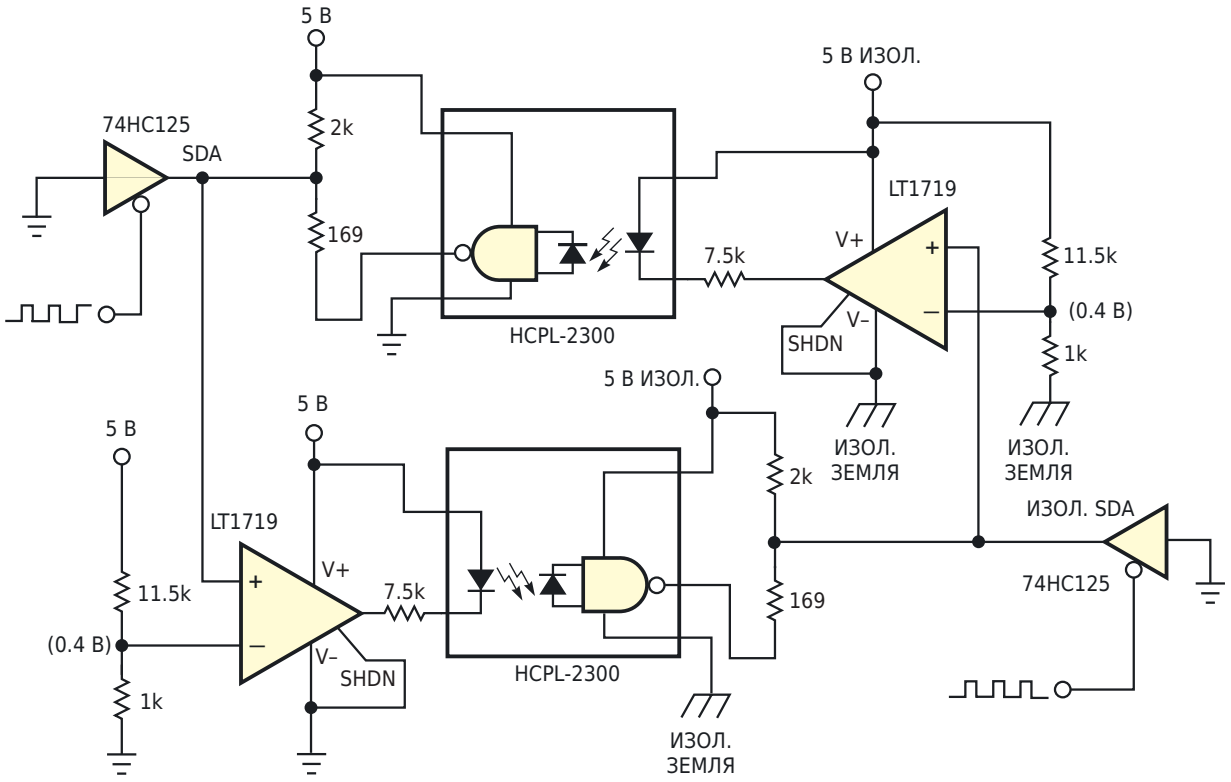


***Рисунок 4**. Усовершенствованный изолятор шины I²C работает быстро и не создает выбросов.*

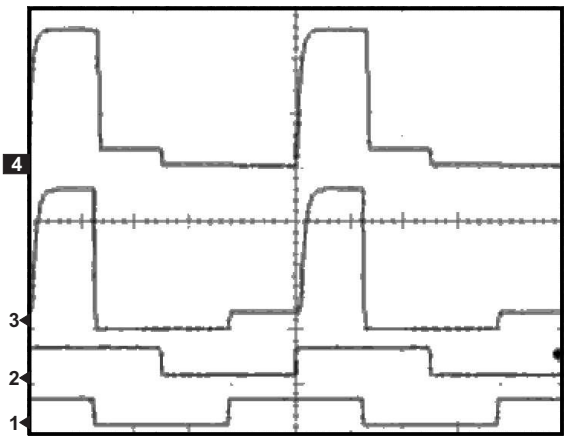


***Рисунок 5**. На этой осциллограмме показана работа усовершенствованного изолятора шины I²C.*

включению светодиода на этой стороне. Когда обе стороны опускают уровни своих линий вниз, оба светодиода включены. В этом состоянии, если одна сторона отпускает свою линию, ее напряжение плавно поднимается с низкого выходного уровня устройства I²C примерно до 0.6 В.

На Рисунке 5 показаны детали работы схемы, изображенной на Рисунке 4. Комбинация компаратора LT1719 и оптоизолятора HCPL-2300 соответствует требованиям к тактированию шины I²C, работающей на частоте до 400 кГц. Общая задержка распространения составляет примерно 100 нс, а логические пороги можно настроить в соответствии с другими требованиями. Хотя эту схему можно использовать как для линий SDA, так и для SCL для обеспечения полной тактовой синхронизации, дополнительная схема не требуется, если ведущее устройство никогда не пытается обмениваться данными быстрее, чем самое медленное ведомое устройство. Если тактовая синхронизация не нужна, можно использовать один оптоизолятор для SCL. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Broadcom HCPL-2300
2. Datasheet Analog Devices LT1719
3. Datasheet Texas Instruments SN74HC125
4. Datasheet NXP BAT85

Автономный источник питания

Gavin Watkins

EDN

Одно из моих увлечений – сборка радиоприемников, особенно тех, что публиковались в старых британских журналах по электронике, таких как Practical Wireless, Everyday Electronics, Radio Constructor и The Maplin Magazine. Большинство этих радиоприемников рассчитаны на работу от одноразовой 9-вольтовой батарейки типоразмера PP3.

Напряжение питания 9 В вместо 3 В, которое используется во многих бытовых радиоприемниках, позволяет транзисторам в этих зачастую простых схемах работать с более высоким коэффициентом усиления. Батарейки PP3, как минимум, дороги для схем, потребляющих десятки миллиампер, и, как я подозреваю, их сложно утилизировать. Требовалось более экологичное решение.

Раньше я использовал отдельные литий-ионные (Li-ion) элементы напряжением 3.6 В

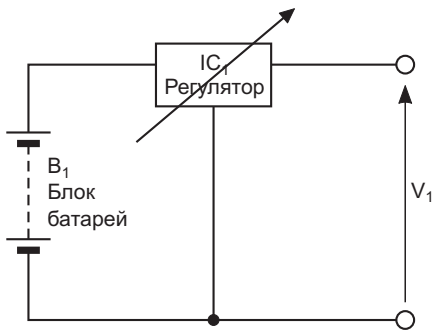


***Рисунок 1**. Li-ion аккумуляторный блок, состоящий из 3 или более Li-ion элементов, и регулируемый линейный стабилизатор для получения необходимых 9 В.*

из выброшенных электронных сигарет [1] с дешевыми комбинированными модулями зарядного устройства и DC/DC преобразователя, которые можно было найти на eBay. Они представляют собой удобное и аккуратное решение, если разместить их в небольшой пластиковой коробке, но, к сожалению, создают много электромагнитных помех, которые попадают в диапазон коротких волн (от 3 до 30 МГц), в котором работают многие из создаваемых мной радиоприемников. Мне нужно было другое решение, не создающее помех и экологически безопасное.

Решение

Одно из решений – отказаться от DC/DC преобразователя и соединить три или более Li-ion элемента в батарейный блок (B_1) с регулируемым линейным стабилизатором (IC_1) для получения необходимого напряжения 9 В (V_1), как показано на Рисунке 1. Параметры Li-ion элементов, как и всех электронных компонентов, имеют разброс. Двумя наиболее важными параметрами являются емкость элемента и напряжение холостого хода. Различия в этих параметрах между последовательно соединенными элементами приводят к неравномерной зарядке и, в конечном итоге, к перегрузке некоторых элементов, ведущей к их деградации [2]. Для выравнивания этих различий литий-ионные аккумуляторные батареи часто содержат систему управления батареей (BMS), обеспечивающую равномерную зарядку элементов.

По счастливой случайности, в местной группе «Ничего не покупай» в Оттаве, Канада, где я живу, кто-то отдавал 18-вольтовый Li-ion аккумулятор Mastercraft с зарядным устройством, показанный на Рисунке 2. Человек, предлагавший его, потерял дрель, поэтому мне это обошлось практически бесплатно. При вскрытии аккумуляторного блока в нем действительно обнаружилась система управления батареей. Это казалось идеальным решением.

***Рисунок 2**. 18-вольтовый Li-ion аккумулятор Mastercraft и зарядное устройство, приобретенные на месте.*

Схема

Следующим шагом стало изготовление линейного стабилизатора напряжения, понижающего 18 В до 9 В. Само по себе это решением не назовешь особенно экологичным, поскольку его КПД составляет всего 50%, и любое падение напряжения батареи будет рассеиваться в виде тепла. Однако если предположить, что в качестве источника энергии используются возобновляемые источники, это окажется более экологичным решением по сравнению с использованием одноразовых батареек.

В одной из коробок со старыми проектами я нашел устройство для зарядки постоянным током никель-кадмиевых (NiCd) аккумуляторов. Оно было сделано на основе линейного регулятора напряжения LM317 в черном пластиковом корпусе, продававшемся в Maplin Electronics как «блок питания». Никель-кадмиевый аккумулятор не использовался более 20 лет, поэтому этот проект стал бы его перепрофилированием. Схема переделанного блока питания показана на Рисунке 3.

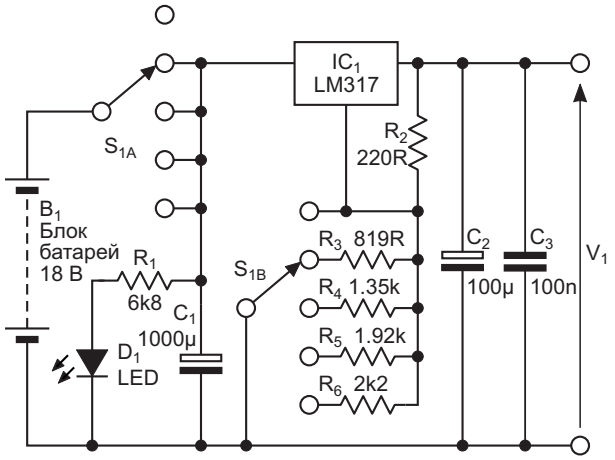


***Рисунок 3**. Схема источника питания с четырьмя выбираемыми выходными напряжениями 6, 9, 12 и 13.8 В.*

Переключатель S_1 на Рисунке 3 выполняет функции как выключателя питания, так и выбора выходного напряжения. В зависимости от текущих потребностей можно выбрать одно из четырех различных выходных напряжений: 6 В, 9 В, 12 В и 13.8 В, подбирая соотношение сопротивлений R_2 и R_3–R_6 в соответствии с техническим описанием LM317. Сопротивление резистора R_2 обычно составляет 220 Ом, и на нем падает напряжение 1.23 В; остальное выходное напряжение падает на резисторах R_3-R_6. Для получения точных значений используются комбинации параллельных резисторов, показанные в Таблице 1.

***Таблица 1.** Различные номиналы параллельно соединенных резисторов R_3-R_6 и их результирующие сопротивления*

Резистор	Сопротивления (Ом)	Результирующее значение (Ом)
R_3	910, 18 кОм, 15 кОм	819 Ом
R_4	1.5 кОм, 22 кОм, 33 кОм	1.35 кОм
R_5	2.2 кОм, 15 кОм	1.92 кОм
R_6	2.2 кОм	2.2 кОм

Фотография готового источника питания с подсоединенным Li-ion аккумулятором показана на Рисунке 4.

***Рисунок 4**. Фотография готового блока питания, четыре выходных напряжения которого можно выбирать с помощью ручки.*

Результаты

На два входных провода были установлены обжимные ножевые контакты, которые хорошо соединились с клеммами Li-ion аккумулятора. Возможно, когда-нибудь я напечатаю на 3D-принтере полноценный разъем для аккумулятора. При значениях сопротивлений резисторов, показанных на Рисунке 3, фактические выходные напряжения составляют: 5.96 В, 9.03 В, 12.15 В и 13.8 В. Хотя из-за использования резисторов из стандартного ряда номиналов эти фактические значения отличаются от расчетных, это не имеет большого значения, поскольку выходное напряжение одноразовых батареек меняется за времени их работы, и, конечно же, происходит падение напряжения на кабелях. Однако выходное напряжение этого источника питания будет оставаться постоянным в течение этого времени, даже если выходное напряжение Li-ion аккумулятора упадет из-за его разряда.

Портативное питание

Хотя источник питания предназначался для радиопроектов, у него есть и другие применения, а DC/DC преобразователь слишком шумный, например, в чувствительных измерительных приборах или каких-нибудь аудиофильских предусилителях [3].РЛ

Ссылки

1. Reusing e-cigarette batteries in a e-bike
2. BU-808: How to Prolong Lithium-based Batteries
3. Battery powered Hi-Fi preamp

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments LM317

Недорогой и удобный генератор импульсов ШИМ для ДУ на микросхеме LMC555

Stephen Woodward

EDN

Эта схема позволяет генерировать тестовые ШИМ-сигналы дистанционного управления с помощью (очень) универсальной (и недорогой) микросхемы.

В одной из недавних статей [1] было показано применение интересной микросхемы (LTC6992) для генерации тестового сигнала ШИМ для систем дистанционного управления (ДУ). Не будучи знакомым ни с этой областью применения, ни с самой микросхемой, и несмотря на то, что я уже (очень) старый пес, я решил попробовать освоить пару новых трюков. Итак, я отправился в зазеркалье технического описания LTC6992. Вот, что я там нашел.

Во-первых, LTC6992 – это очень мощное и, следовательно, довольно сложное устройство. Его техническое описание, естественно, столь же сложно и, честно говоря, более чем запутанно. Что, конечно же, может быть связано с фактором старого пса! Но продолжим…

Во-вторых, это не дешево: около 6 долларов при покупке штуками, плюс требуется внешний прецизионный стабилизатор, который добавляет еще доллар.

Но, что еще хуже, так уж получилось, что в приложениях ШИМ для ДУ используются довольно низкие значения коэффициента заполнения ШИМ – всего от 5% до 10%. Если к этому добавить, что указанная в техническом описании LTC6992 (на странице 4) типовая погрешность коэффициента заполнения равна ±3%, то становится ясно, что LTC6992 вряд ли будет очень удачным (или точным) выбором для такого приложения.

Поэтому я решил поработать над схемой, которая была бы более привычной (и удобной?), не требовала бы (слишком большого количества) дополнительных внешних компонентов, (главное) была бы более точной и, надеюсь, немного более дешевой. Результат моих усилий показан на Рисунке 1.

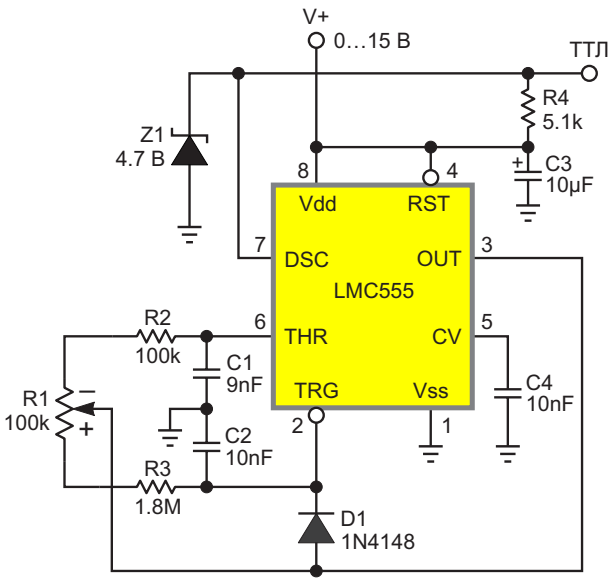


***Рисунок 1**. В качестве ШИМ-генератора с переменным коэффициентом заполнения (от 1 мс до 2 мс – от 5% до 10%) и постоянной частотой (50 Гц – 20 мс) в этой схеме используется микросхема LMC555. Синхронизация является логометрической и, следовательно, не зависит от напряжения V+, поэтому внешний стабилизатор напряжения не требуется.*

Как это работает, (в общих чертах) показано на временных диаграммах на Рисунке 2.

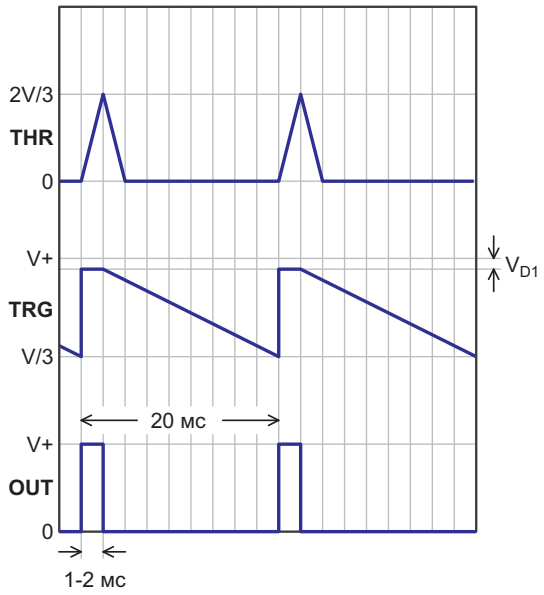


***Рисунок 2**. Цикл колебаний ШИМ состоит из импульса длительностью 1-2 мс, регулируемой резистором R1, и паузы длительностью 18-19 мс. Для компенсации падения напряжения V_{D1} на диоде D1 должно выполняться соотношение C2 > C1.*

Коэффициент заполнения ШИМ равен

$$\frac{R1+R2}{R1+R2+R3} = 5\%\ldots10\%.$$

Частота генерации равна

$$\frac{1}{\ln 3 \cdot C1(R1+R2+R3)} = 50\ \text{Гц},$$

независимо от регулировки R1.

Диод D1 заряжает конденсатор C2 в течение интервала включения ШИМ. Стабилитрон Z1 ограничивает амплитуду выходного сигнала до уровней, безопасных для ТТЛ. А, учитывая, что микросхему LMC555 можно купить примерно за доллар, я бы сказал, что цель по желаемой цене также была достигнута. РЛ

Ссылки

1. Michael Potash. Простая и компактная схема обеспечивает удобное управление устройствами и системами, 2026, 07-08, стр. 94.

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments LMC555
2. Datasheet Analog Devices LTC6992

Болезненно простой источник тока 4-20 мА или 0-20 мА для заземленных нагрузок

Stephen Woodward

EDN

Минималистичная схема преобразует входную частоту в точный источник вытекающего тока, который также поддерживает заземленные входы.

Недавно мне представилась возможность поделиться схемой преобразователя частоты в ток [1] с использованием универсальной (хотя и несколько устаревшей) серии LM29x7. Беззастенчиво воспользовавшись гибкостью этих устаревших устройств, в этой минималистичной схеме я обошелся всего девятью скромными пассивными компонентами. На Рисунке 1 показана его (почти болезненная) простота.

Однако в комментариях к публикации отмечалось (спасибо, Jayapal Ramalingam! [2]), что его выходной источник втекающего тока может быть несовместим с некоторыми про-

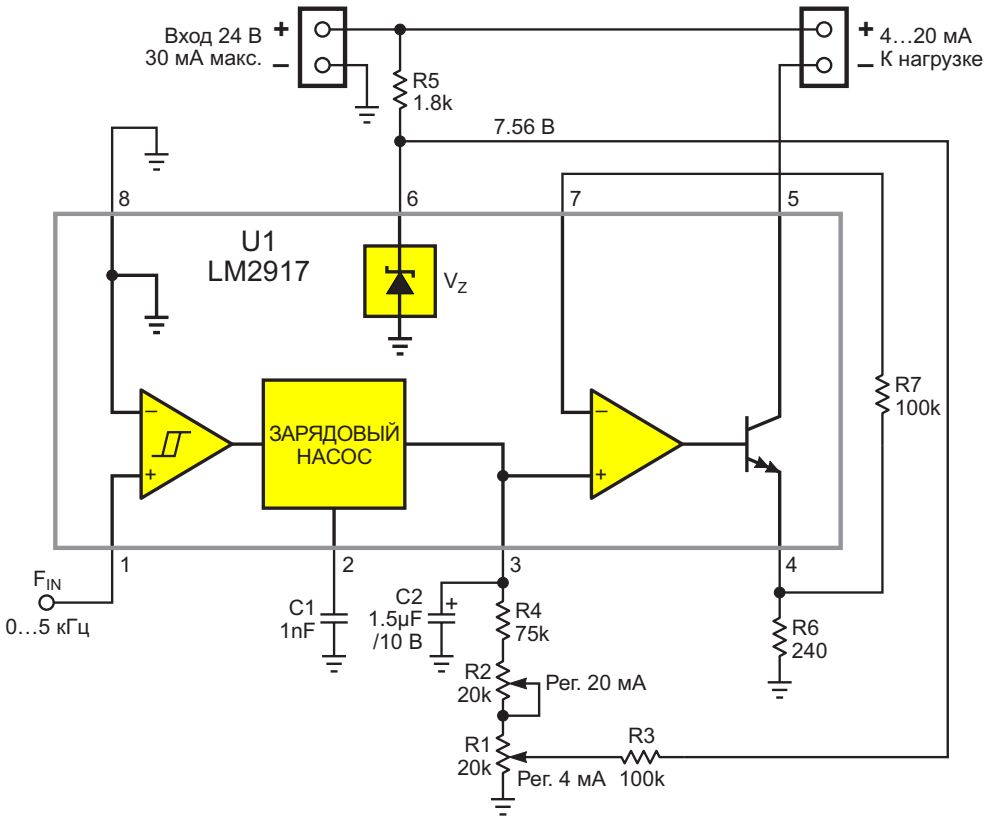


***Рисунок 1**. В этой схеме преобразователя частоты в вытекающий ток 4-20 мА микросхема LM2917 не нуждается в дополнительных активных компонентах.*

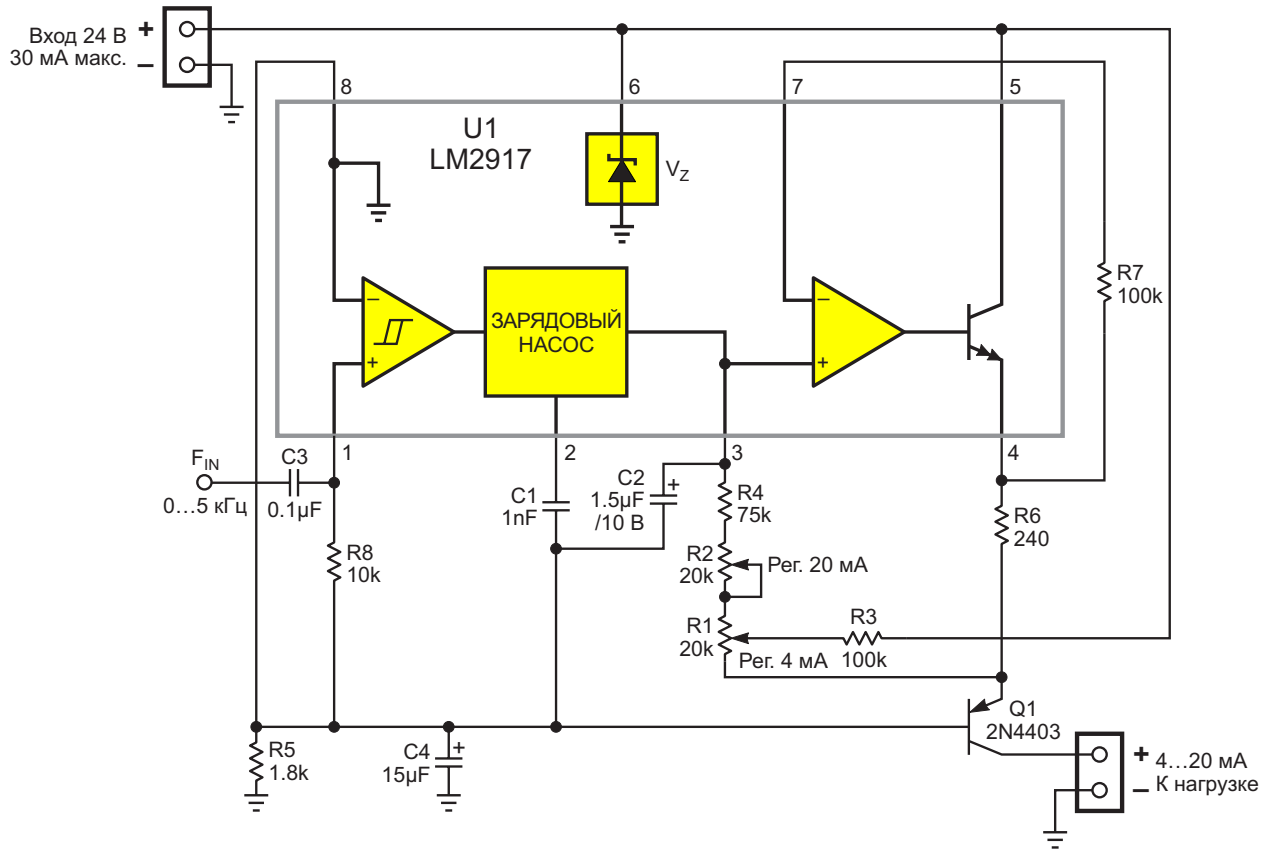


***Рисунок 2**. Четыре недорогих дополнительных внешних компонента (при общем количестве 13) превращают схему на Рисунке 1 в гибкий источник вытекающего тока, полезный в случае заземленной нагрузки.*

мышленными системами управления и мониторинга. Поэтому на Рисунке 2 представлен более удобный источник тока.

Трансформация преобразователя на Рисунке 1 из источника втекающего тока в источник вытекающего тока начинается с подключения вывода 6 к шине +24 В. Это позволяет внутренней «земле» на выводе 8 параллельного источника опорного напряжения Z1 плавать на уровне 16.4 В вместо нуля. Резистор R5 обеспечивает необходимый ток смещения (так же, как на Рисунке 1), а конденсатор C4 обеспечивает некоторую защиту от помех. Добавление каскода [3] Q1 завершает трансформацию.

Хотя заявленные в документации характеристики линейности и температурного коэффициента микросхемы U1 хороши, их начальный разброс достаточно велик. Поэтому после сборки неизбежна некоторая окончательная калибровка, требующая возможности подстройки R1 (нулевая точка 4 мА) и R2 (20 мА при полной шкале 5 кГц). Если выполнять регулировки в правильном порядке (сначала R1, затем R2), они не будут влиять друг на друга, и калибровку можно завершить за один проход.

Дополнительную гибкость обеспечивает тот факт, что, если базовый ток 4 мА вашему приложению не требуется, резистор R3 можно просто исключить. Затем для получения верхнего значения 20 мА выполните обычную регулировку R2. Это обеспечит диапазон 0-20 мА без каких-либо дополнительных модификаций. РЛ

Ссылки

1. Stephen Woodward. Простое преобразование частоты в ток петли 4-20 мА. РадиоЛоцман, 2026, 07-08, стр. 84.
2. Jayapal Ramalingam
3. Каскодный усилитель

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments LM2917
2. Datasheet ON Semiconductor 2N4403

Нажмите, чтобы увеличить или уменьшить сопротивление цифрового потенциометра

Jayapal Ramalingam

EDN

Кнопки на передней панели позволяют удобно регулировать сопротивление внутреннего потенциометра, установленного на печатной плате.

Цифровые потенциометры в сочетании с микроконтроллерами широко используются в аналоговых цепях. С помощью цифрового потенциометра процессор может программно регулировать коэффициент усиления усилителя, частоту генератора, временные задержки и т. д. Однако существует также множество приложений без микроконтроллеров; в некоторых случаях в них используются обычные потенциометры, установленные на передних панелях системы, для ручного управления сопротивлением.

Но представьте, как было бы удобно, если бы на передней панели были предусмотрены пары кнопок для увеличения или уменьшения сопротивления каждого потенциометра, размещенного на печатной плате внутри устройства. Такой подход может, например, быть полезным в аудиосистемах, высокочастотных устройствах, а также в автомобильных и других приложениях. Именно это делает схема, показанная на Рисунке 1.

В этой простой схеме для регулировки выбранного в качестве примера цифрового

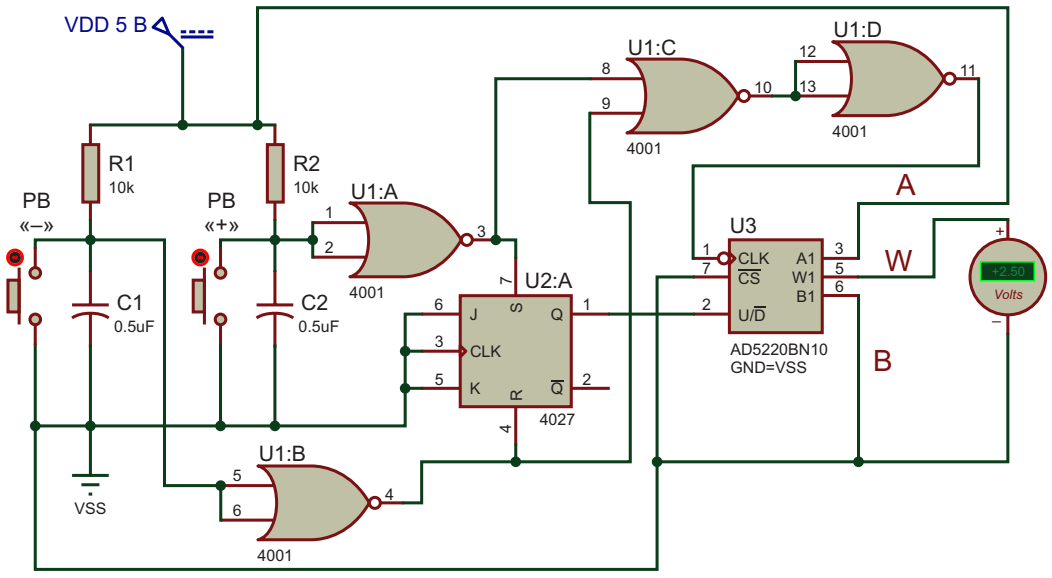


***Рисунок 1**. Каждое нажатие кнопки «+» увеличивает сопротивление на один шаг. Аналогично, каждое нажатие кнопки «–» уменьшает сопротивление на один шаг. Выводы питания и земли микросхем на этой схеме не показаны.*

потенциометра AD5220BN10 (128 положений движка, 10 кОм), обозначенного как U3, используются всего две микросхемы. Более сложная реализация может включать несколько вариантов схемы, каждый из которых основан на потенциометре со своим сопротивлением и управляется отдельно с помощью уникальных наборов сигналов, подаваемых на выводы CS, CLK и U/D.

Выводы A и B микросхемы U3 – это концы резистора, а W – это «движок». Как работает схема? При кратковременном нажатии кнопки «+» (увеличение) формируется импульс, который устанавливает триггер U2A. Его выход Q подключен к выводу U/D (вверх/ вниз) цифрового потенциометра. Таким образом, U3 устанавливается в положение «вверх», и движок перемещается на одно положение.

При каждом последующем нажатии кнопки «+» движок перемещается на одну ступень вверх. Аналогично, при кратковременном нажатии кнопки «–» (уменьшение) триггер U2A сбрасывается, в результате чего U3 меняет направление и регулирует сопротивление в направлении «вниз». Дополнительные нажатия кнопки «–» продолжают снижать положение движка, каждый раз на одну ступень.

А как проверить работу схемы? Подключите вывод A1 микросхемы U3 к источнику питания 5 В, а B1 – к земле. Теперь подключите цифровой вольтметр к движку W1. Если схема работает правильно, при нажатии кнопки «+» напряжение должно увеличиваться, а при нажатии кнопки «–» – уменьшаться. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Analog Devices AD5220
2. Datasheet Texas Instruments CD4001B
3. Datasheet Texas Instruments CD4027B

Твердотельный линейный датчик воздушного потока с фантомным питанием

Stephen Woodward

EDN

Пара Дарлингтона с самоподогревом линейно измеряет скорость воздушного потока, используя всего два провода как для питания, так и для вывода сигнала.

Предположим, мы берем обычный транзистор в корпусе TO-92 и нагреваем его, поддерживая постоянным превышение его температуры над температурой окружающей среды. Мощность, необходимая для поддержания этой разницы, будет определяться его тепловым сопротивлением Z_T относительно окружающего воздуха. Это позволяет предположить, что он может оказаться полезным для измерения скорости воздушного потока. Возможно, даже более полезно то, что для его работы требуется лишь простое двухпроводное подключение как для (фантомного) питания, так и для передачи сигнала на вспомогательную электронику.

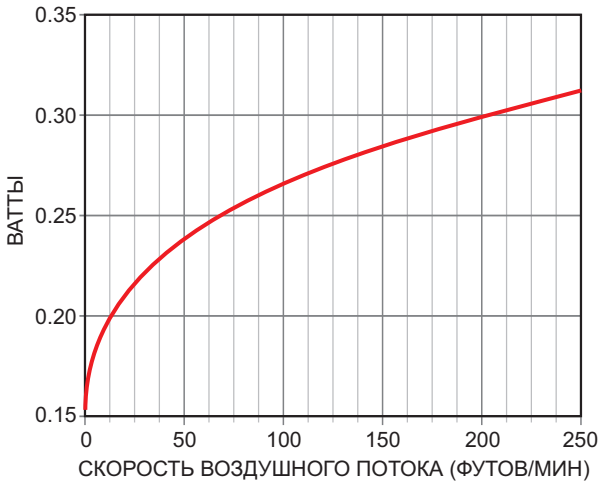


***Рисунок 1**. На этом графике показана зависимость мощности, рассеиваемой транзистором в корпусе TO-92, от скорости воздушного потока, когда температура корпуса постоянно поддерживается на уровне, превышающем окружающую температуру на 31 °C. $P_W = 31/Z_T$.*

Более подробную информацию по этой теме можно найти по ссылкам в разделе Связанный контент. На Рисунке 1 показана зависимость мощности от скорости воздушного потока. К сожалению, она сильно искривлена.

На Рисунке 2 показана практичная схема термостата, предназначенного для достижения и поддержания этой разности Δt и выдачи сигнала, предсказуемо связанного с P_W. В ней используется транзисторная пара Дарлингтона (Q1 и Q2) для компенсации температуры окружающей среды и преобразования результирующей нелинейной кривой P_W в линеаризованное показание расхода воздуха. Ее выходной токовый сигнал с фантомным питанием совместим с длинными кабелями, которые часто используются в приложениях измерения воздушного потока.

Транзистор Q1 выполняет роль самоподогревающегося датчика, а Q2 обеспечивает компенсацию температуры окружающей среды. Операционный усилитель A2 замыкает петлю обратной связи, которая вынуждает разность напряжений база-эмиттер между Q1 и Q2 (и, соответственно, разность температур между Q1 и окружающей средой) оставаться на постоянном уровне 31 °C. Это достигается (благодаря большому усилению по току пары Дарлингтона) путем пропускания в транзис-

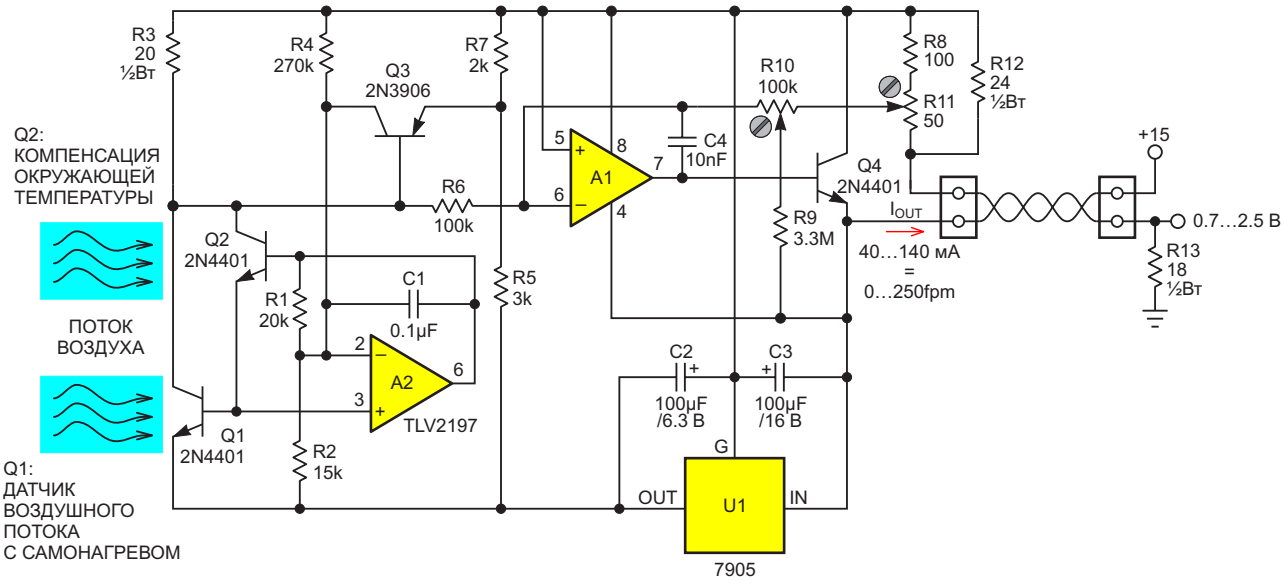


***Рисунок 2**. В этой схеме реализован анемометр на паре Дарлингтона с фантомным питанием и токовым выходом 40-140 мА. Отрегулируйте R10 для калибровки 40 мА (ноль FPM), а R11 – для калибровки 140 мА (250 FPM). Регулировки влияют друг на друга, поэтому может потребоваться несколько итераций. Извините за это.*

тор Q1 через резистор R3 такого тока (I), при котором мощность (P_W), рассеиваемая в Q1, соответствует кривой зависимости количества выделяемого тепла от воздушного потока, приведенной на Рисунке 1.

Пока все хорошо. Но как происходит компенсация нелинейности схемы на Рисунке 1? К счастью, зависимость мощности P_W, рассеиваемой транзистором Q1, от тока коллектора I также нелинейна. Фактически, $P_W = 5\ В \cdot I - I^2R3$. Ключевым моментом здесь является квадратичный член I^2. Он создает прекрасную линеаризующую кривую, показанную на Рисунке 3.

Кривизна второго порядка на Рисунке 3 сглаживает (в основном) изгиб на Рисунке 1 и обеспечивает линейное изменение тока от 33 до 125 мА в диапазоне скоростей потока от 0 до 250 футов в минуту (FPM). Хотя совпадение не является идеальным, после преобразования сигнала операционным усилителем A1 и выходным транзистором Q4 в ток 40-140 мА на выходе получается откалиброванное значение скорости воздушного потока, отличающееся от идеального менее чем на ±5% в диапазоне от 0 до 250 футов в минуту, как показано на Рисунке 4.

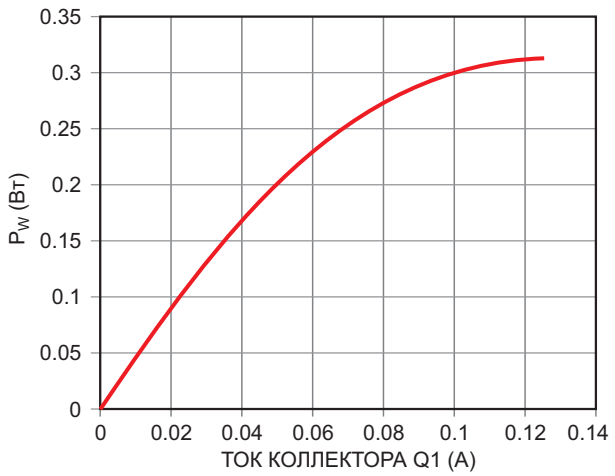


***Рисунок 3**. На этом графике показана зависимость мощности, рассеиваемой транзистором Q1, от тока коллектора.*

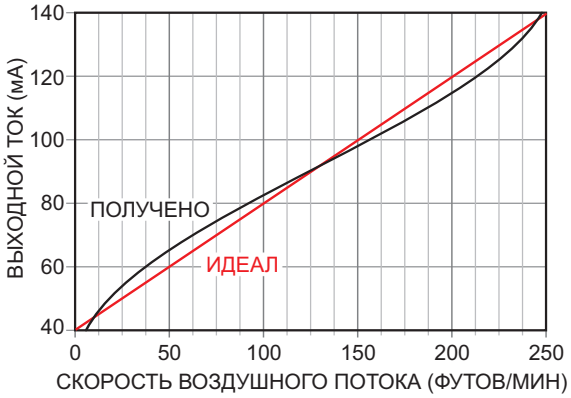


***Рисунок 4**. Зависимость выходного тока анемометра от скорости воздушного потока. $FPM = 2.5(I_{OUT} – 40\ мА)$.*

Следует отметить, что бóльшая часть (порядка 90%) выходного тока фактически потребляется инвертированным регулятором U1, поскольку он поддерживает постоянное напряжение 5 В на (прожорливых) термочувствительных транзисторах. Все, что остается для A2 и Q4, – это пропускать несколько миллиампер компенсирующего тока для установления и поддержания калибровки, которые едва нагревают Q4. Однако U1 может рассеивать около трех четвертей ватта, поэтому следует выбрать вариант в корпусе TO-220 или аналогичном. РЛ

Связанный контент

1. Stephen Woodward. Датчик воздушного потока на основе пары Дарлингтона с самоподогревом
2. Stephen Woodward. Линеаризованный портативный анемометр с термостатированной парой Дарлингтона
3. Stephen Woodward. Нелинейности измерителя скорости воздушного потока и ПНЧ компенсируют друг друга
4. Stephen Woodward. Улучшение теплового датчика воздушного потока с помощью всего двух резисторов
5. Stephen Woodward. Отличное устройство для калибровки миниатюрных высокочувствительных анемометров

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments TLV2197
2. Datasheet Texas Instruments LM7905
3. Datasheet ON Semiconductor 2N4401

Каскодная схема приемника света

David A. Johnson

Ниже представлено подробное объяснение принципа работы модифицированной каскодной схемы светового приемника. Каскодная технология в сочетании с индуктивной нагрузкой обеспечивает очень высокую крутизну преобразования тока в напряжение, а также очень высокую скорость.

Верхний n-p-n транзистор образует эмиттерный повторитель – источник постоянного напряжения. Нижний n-p-n транзистор образует источник постоянного втекающего тока.

В месте соединения двух цепей схема стремится поддерживать постоянные значения напряжения и тока.

Изменения тока, поступающего в узел, проявляются как изменения тока через импеданс нагрузки коллектора верхнего транзистора.

Ток от фотодиода добавляется к току узла. Поскольку нижней цепью ток узла поддерживается постоянным, любой дополнительный ток, подаваемый в узел, приведет к уменьшению тока через импеданс нагрузки верхнего транзистора.

Если

I_D – ток фотодиода,

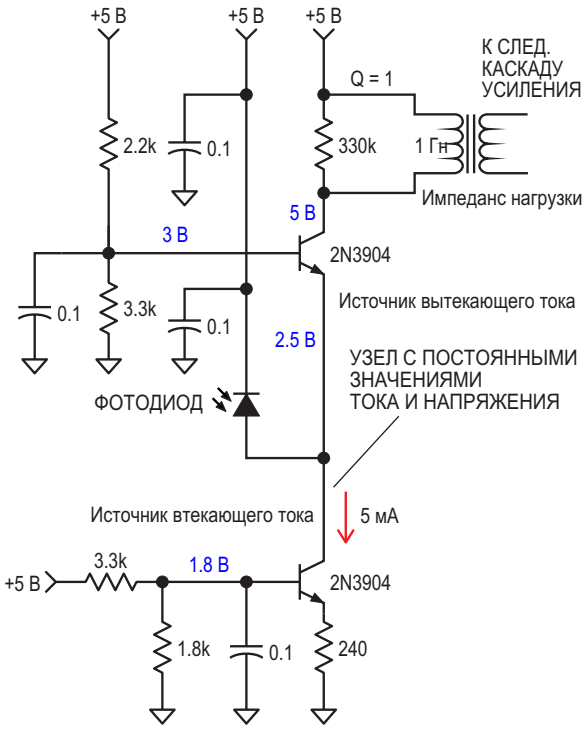
I_A – ток нагрузки верхнего n-p-n транзистора,

I_B – ток нижнего n-p-n транзистора,

то $I_B = I_A + I_D$ или $I_A = I_B – I_D$.

Схема не обеспечивает усиления по току или напряжению, она изолирует нагрузку от PIN-фотодиода. Ток, протекающий через PIN-фотодиод, транслируется в импеданс нагрузки.

Поскольку напряжение на узле поддерживается постоянным, напряжение на фотодиоде также фиксировано. Поэтому влияние



емкости диода на быстродействие сведено к минимуму.

При индуктивной нагрузке падение напряжения на импедансе будет происходить только при изменении тока. Ток, генерируемый фотодиодом под воздействием внешней засветки, не создаст напряжения на индуктивной нагрузке. Однако ток фотодиода не должен быть настолько высоким, чтобы превышать втекающий ток нижнего n-p-n транзистора.

Резистор, включенный параллельно обмотке, используется для ограничения добротности цепи Q. Для широкой полосы пропускания добротность должна быть равна единице или меньше. РЛ

Архитектура автомобильного выходного коммутатора нижнего плеча для шин с напряжением от 8 до 48 В и выше

Vishwas Vaidya

EDN

Новая архитектура коммутатора обеспечивает увеличенный запас хода на одной зарядке наряду с надежными стратегиями защиты и диагностики.

Для автомобильных блоков управления интеллектуальные выходные коммутаторы, управляющие катушками контакторов, лампами, соленоидами, нагревательными элементами и тому подобным, образуют незаменимый интерфейс «последней мили» с внешним миром. Существующим решениям, предлагаемым мировыми компаниями-производителями автомобильных полупроводников, присущи следующие недостатки:

- В настоящее время на рынке нет готовых микросхем силовых коммутаторов с напряжением выше 24 вольт, тогда как в будущих автомобильных архитектурах для снижения веса медной проводки планируется использовать шины с напряжением 48 В или выше.
- Для каждого контактора требуется как минимум два вывода интерфейса центрального процессора (ЦП): один для вывода команд, другой – для ввода состояния.
- Защита от короткого замыкания на шину питания основана на ограничении тока с последующим тепловым отключением, при этом максимально допустимая температура перехода часто достигается раньше, чем происходит фактическое срабатывание защиты.
- Встроенный силовой элемент часто имеет ограниченные возможности по защите от перенапряжений и индуктивных бросков, что требует использования внешних компонентов защиты.

Схема на Рисунке 1 иллюстрирует решение, устраняющее все эти проблемы.

Выбор компонентов, номиналов резисторов и т. д. может потребовать корректировки с учетом ожидаемого в приложении диапазона нагрузок, а также характеристик напряжения и тока процессора и других логических элементов.

Сердцем схемы является защелка на транзисторах Q1 и Q3. Транзистор Q2 выполняет функцию ограничителя постоянного тока, предотвращающего кратковременный тепловой пробой, который в противном случае вывел бы из строя транзистор Q1 при коротком замыкании на шину питания. В автомобильной промышленности сервисный инженер или производственный техник могут слу-

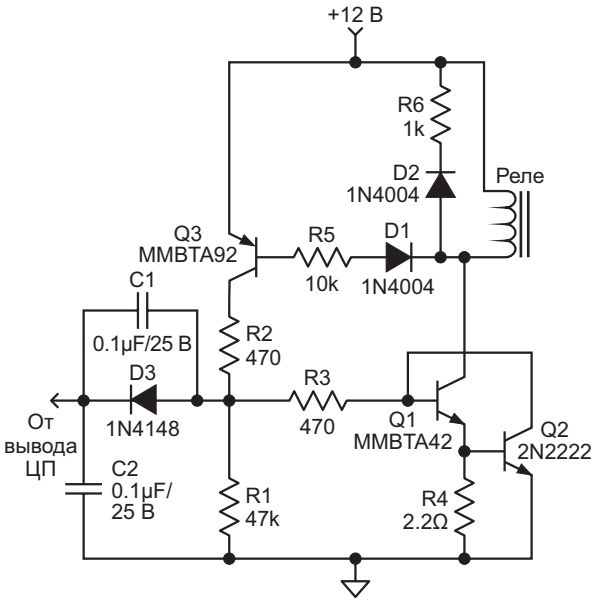


***Рисунок 1**. Эта схема в первую очередь призвана продемонстрировать новую архитектуру коммутатора, позволяющую увеличить запас хода на одной зарядке, а также обеспечивающую надежную защиту и диагностику. Кроме того, для каждого коммутатора используется только один вывод ЦП, а не два, как в устаревших архитектурах. Типичная катушка нагрузки представляет собой обмотку контактора 48 В/122 мА, который используется в электрических и гибридных автомобилях с 48-вольтовой шиной.*

чайно закоротить выходной узел (коллектор транзистора Q1) на шину питания. Автомобильные стандарты предписывают, чтобы для предотвращения этого и других подобных сценариев силовой контактор имел встроенную защиту от короткого замыкания.

Когда ЦП хочет включить нагрузку, он подает импульс команды, передний фронт которого через цепь запуска C1-R1 включает защелку, образованную элементами Q1 и Q3. Эта команда устанавливает на выходе защелки активный низкий уровень, тем самым включая катушку контактора в нагрузке. Теперь вывод ЦП может быть перенастроен как диагностический вход состояния, поскольку с этого момента защелка Q1-Q3 сама поддерживает себя в состоянии «включено», не требуя от ЦП дополнительного базового тока. Вывод ЦП, теперь выступающий в качестве диагностического входа, считывает высокий логический уровень, указывающей на то, что выход защелки исправен и питает нагрузку как положено.

В случае случайного короткого замыкания на шину питания – другими словами, когда катушка реле в нагрузке замыкается сама на себя, – p-n-p транзистор Q3 выключается из-за того, что его база и эмиттер фактически замыкаются (Рисунок 2). Это «сбрасывает» защелку, выключая транзистор Q1, что также защищает его от перегрузки по току.

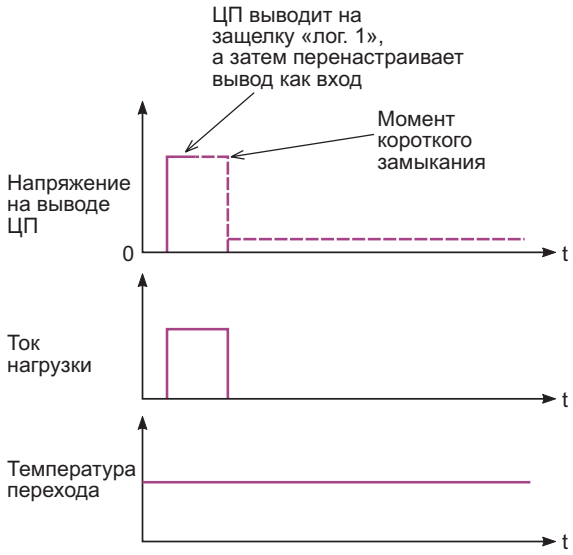


***Рисунок 2**. На этом графике, демонстрирующем работу схемы защиты от короткого замыкания, показан механизм практически мгновенного выключения выходного ключа, который сбрасывает соответствующую защелку.*

Транзистор Q2 ограничивает кратковременный скачок тока транзистора Q1 в момент короткого замыкания до значения порядка 318 мА (700 мВ/2.2 Ом). Такое резкое ограничение тока предотвращает выход Q1 из строя из-за теплового пробоя до того, как выключение транзистора Q3 безопасно переведет его в закрытое состояние. На диагностическом выводе ЦП теперь устанавливается низкий логический уровень, указывающий на то, что защелка выключена из-за короткого замыкания на выходе. Конденсатор C2 обеспечивает защиту от электростатических разрядов, а также фильтрацию помех, которые могут случайно привести к срабатыванию защелки.

Когда центральному процессору необходимо подать команду на выключение защелки, находящейся во включенном состоянии, он выставляет низкий логический уровень на свой выходной интерфейсный вывод. Это

низкое напряжение выключает защелку через диод D1. Диод D6 и резистор R1 подавляют обратный индуктивный выброс. Для обеспечения надежного выключения защелки диод D1 можно заменить подходящим диодом Шоттки.

В отличие от традиционных решений для интеллектуальных переключателей, эта схема не зависит от защиты на основе теплового порога, поэтому температура перехода остается абсолютно стабильной. Во время короткого замыкания возникает мгновенный ограниченный выброс тока. Такая архитектура освобождает программу от необходимости постоянно контролировать и выключать интеллектуальный коммутатор для защиты от короткого замыкания (для обеспечения безопасного выключения даже до срабатывания теплового отключения), как это может потребоваться в случае традиционной архитектуры коммутаторов. Вместо этого задача мгновенной защиты от короткого замыкания возлагается на аппаратный выключатель, оставляя программе функцию отслеживания и обнаружения событий короткого замыкания по мере возможности, без необходимости соблюдения каких-либо сроков активации защиты в режиме реального времени.

В качестве альтернативы, устройство может быть реализовано в виде интегральной схемы, по крайней мере, какая-то его часть. Например, силовой ключ может быть вынесен из микросхемы и подключен к ней извне, если его невозможно поместить в корпус микросхемы, в который может быть интегрирована остальная слаботочная часть управляющей, защитной и диагностической логики. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet CDIL 2N2222
2. Datasheet Nexperia MMBTA42
3. Datasheet Nexperia MMBTA92
4. Datasheet Vishay 1N4004

Цифровая схема измерения энергии переменного тока

Hesam Moshiri

Предупреждение: В некоторых частях этой схемы присутствует опасное сетевое напряжение. Если вы новичок, обратитесь за советом к опытным пользователям.

Работа с переменным напряжением сети 110 В/220 В и измерение параметров нагрузки переменного тока считаются сложной задачей для разработчиков электронных устройств как при проектировании схем, так и при расчетах. Ситуация усложняется при работе с индуктивными нагрузками, поскольку они вызывают фазовый сдвиг между напряжением и током и изменяют синусоидальную форму сигнала переменного тока (в отличие от резистивных нагрузок). Коэффициент мощности резистивных нагрузок теоретически равен 1.

В этой статье я представляю схему, которая может измерять среднеквадратичное напряжение переменного тока, среднеквадратичный ток, активную мощность, коэффициент мощности и энергопотребление (кВт·ч) нагрузок. Я использовал недорогой микроконтроллер STM32 и добавил четыре кнопки для первоначальной калибровки. Устройство может независимо измерять параметры и отображать результаты на ярком 1.3-дюймовом OLED-дисплее. Погрешность измерений составляет около 0.5 % или меньше.

Для проектирования схемы и печатной платы я использовал Altium Designer 23. Калибровку схемы я выполнял с помощью настольного мультиметра Siglent SDM3045X. Это быстрый и простой процесс.

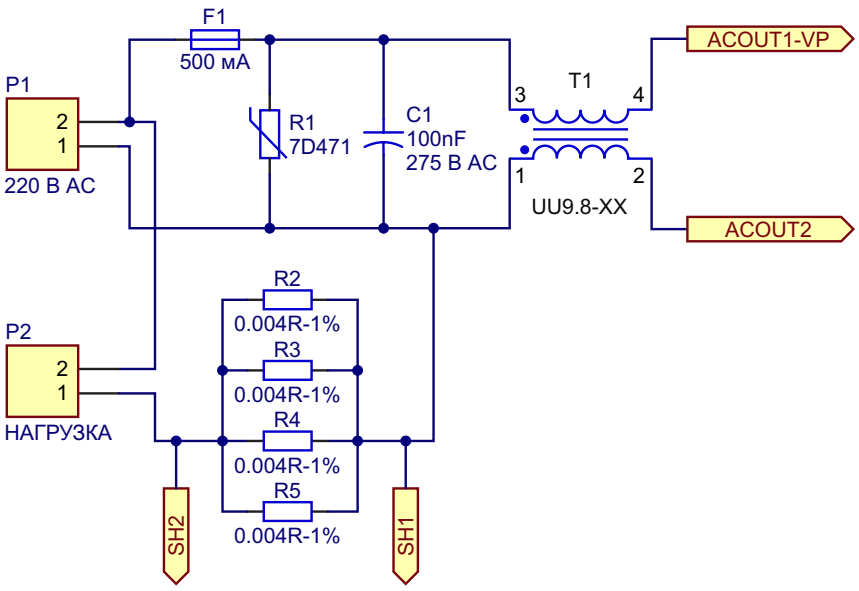


***Рисунок 1**. Принципиальная схема входа сети переменного тока, клемм нагрузки, токоизмерительного резистора и защиты входа.*

Это классное устройство для повседневной электроники, так что давайте начнем!

Анализ схемы

На Рисунке 1 показана принципиальная схема входа сети переменного тока и токоизмерительного резистора. Перечень компонентов схемы приведен в Таблице 1. P1 и P2 – входные/выходные клеммы для подключения сети и нагрузки.

F1 – это предохранитель на 500 мА, а R1 – варистор 7D471 для защиты устройства от высоковольтных скачков напряжения. Синфазный дроссель T1 индуктивностью 10 мГн и конденсатор C1 класса X2 емкостью 100 нФ предназначены для снижения уровня помех. Токоизмерительный резистор схемы должен иметь сопротивление 1 миллиом, однако его номинальная мощность также имеет значение. Поэтому можно использовать 3-ваттные резисторы R2-R5 по 4 мОм, соединенные параллельно, чтобы увеличить номинальную мощность токоизмерительного резистора до 12 Вт. В моем случае были использованы два резистора по 2 мОм, соединенных параллельно.

Секция источника питания схемы с изолированным и неизолированным выходами

Таблица 1. *Перечень компонентов схемы*

Обозначение	Описание	Корпус	Тип
C1	100 нФ ±10% X2 275 В	P=15 мм	В отв.
C2	470 нФ ±5% 630 В полипропиленовый	P=20 мм	В отв.
C3	22 мкФ-16 В X5R ±10% керамический	1206	SMD
C4	470 мкФ-25 В алюминиевый	D10 × L10.2 мм	SMD
C5, C6	470 мкФ-6.3 В алюминиевый	D6.3 × L7.7 мм	SMD
C7	22 мкФ-6.3 В X5R керамический	0805	SMD
C8, C12, C13, C14, C15, C16, C17, C18	100 нФ-50 В X7R ±10% керамический	0805	SMD
C9, C19	1 мкФ-25 В X7R ±10% керамический	0805	SMD
C10, C11	33 нФ-50 В X7R ±10% керамический	0805	SMD
D1, D3	1N4007	DO-41	В отв.
D2	1N4739A	DO-41	В отв.
F1	Быстродействующий 0.5 А 250 В 8.5 × 8 мм		
IC1	HLW8032	SOP-8	SMD
IC2	STM32G030F6P6	TSSOP-20	SMD
ISP	HB-PH3-25414PB2GOP	P=2.54 мм	В отв.
L1	500 мА 220 мкГн ±20%		
LCD	1 × 4P XH P=2.5 мм кабель-плата	P=2.5 мм	В отв.
OP1	PC817B	SMD-4P	SMD
OSC	16 МГц 12 пФ ±10 ppm	SMD3225-4P	SMD
P1, P2	KF45C-9.5-2P	P=9.5 мм	В отв.
R1	RM07D471KC1IE100	P=5.08 мм	В отв.
R2, R3, R4, R5	3 Вт 4 мОм ±25 ppm/°C ±1%	2512	SMD
R6	470 кОм 1 Вт ±350 ppm/°C ±5%		В отв.
R7	100 Ом 1 Вт ±350 ppm/°C ±5%		В отв.
R8	100 Ом 0.5 Вт	1206	SMD
R9, R10, R12, R17	1 кОм 1% 125 мВт	0805	SMD
R11	2.2 кОм 1% 125 мВт	0805	SMD
R13, R14, R15, R16	470 кОм 1% 125 мВт	0805	SMD
R18, R19, R20, R21, R22, R23, R24	4.7 кОм 1% 125 мВт	0805	SMD
REG1	78L05	SOT-89	SMD
REG2	SPX3819M5-L-3-3/TR	SOT-23-5	SMD
SW1, SW2, SW3, SW4	TS-1007S-AR02516		SMD
T1	UU9.8-10 мГн		В отв.
T2, T3	2N7002	SOT-23(TO-236)	SMD
U1	HLK-PM01		В отв.

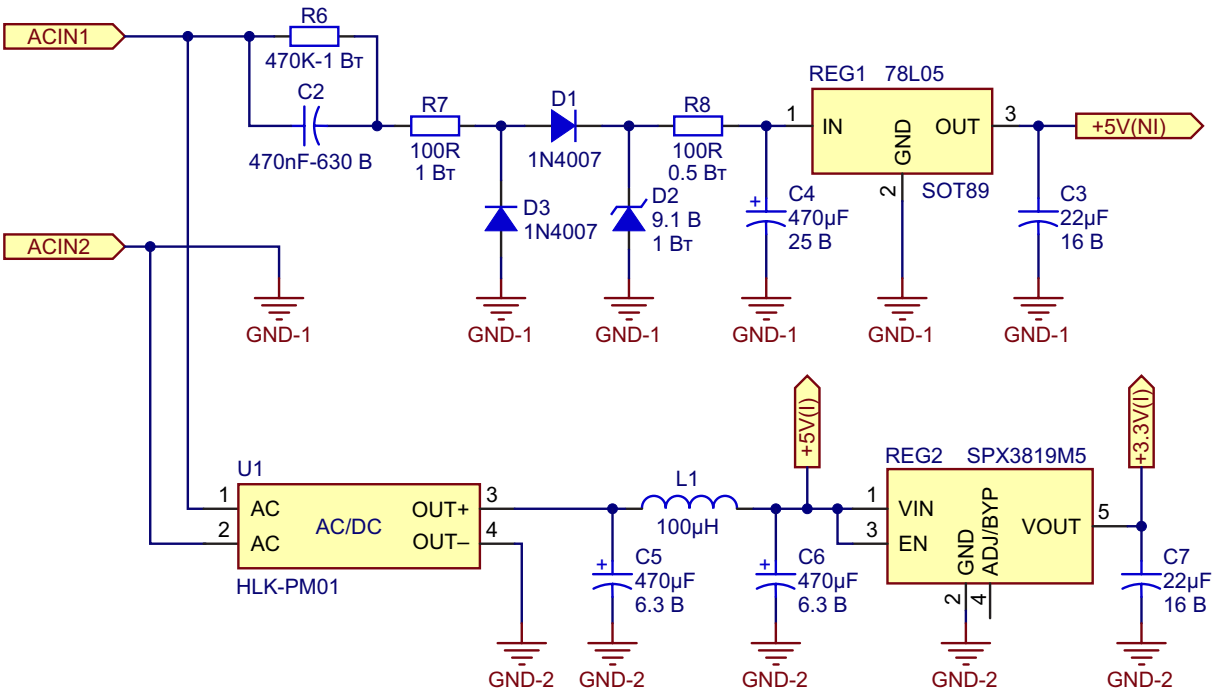


***Рисунок 2**. Секция источника питания схемы.*

показана на Рисунке 2. Питание измерительной части должно быть неизолированным и подключаться к одной из клемм сети переменного тока.

C2 – конденсатор 470 нФ-630 В для понижения переменного напряжения. Резистор R6 разряжает конденсатор при выключении питания. Диоды D1 и D3 типа 1N4007 служат для выпрямления переменного напряжения, а D2 понижает напряжение до уровня, необходимого для регулятора 78L05. U1 – модуль AC/DC преобразователя HLK-PM01, преобразующий 220 В переменного тока в постоянное напряжение 5 В. Элементы C5, L1 и C6 образуют П-образную цепь для снижения уровня помех. REG2 – регулятор SPX3819M5 для стабилизации напряжения питания 3.3 В. Конденсатор C7 обеспечивает устойчивость регулятора.

На Рисунке 3 показана измерительная часть, состоящая из микросхемы HLW8032, оптопары PC817 и нескольких пассивных компонентов.

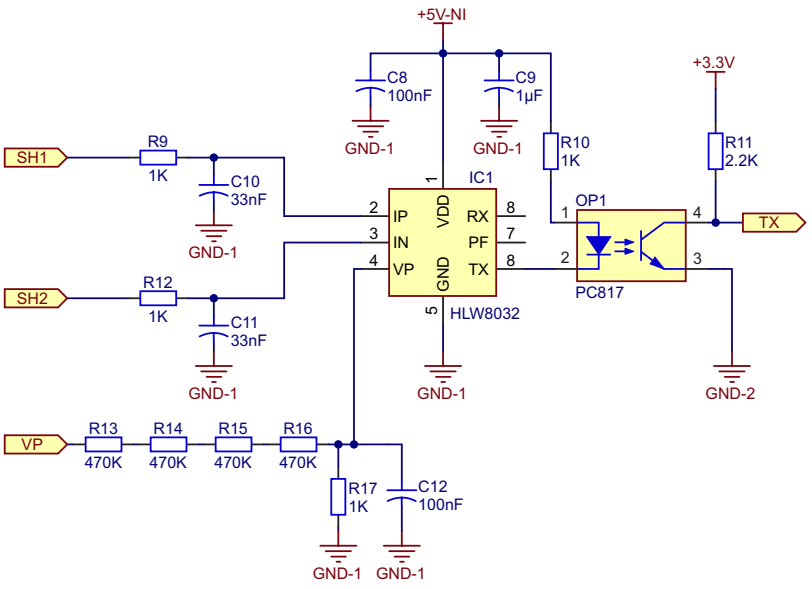


***Рисунок 3**. Измерительная секция схемы.*

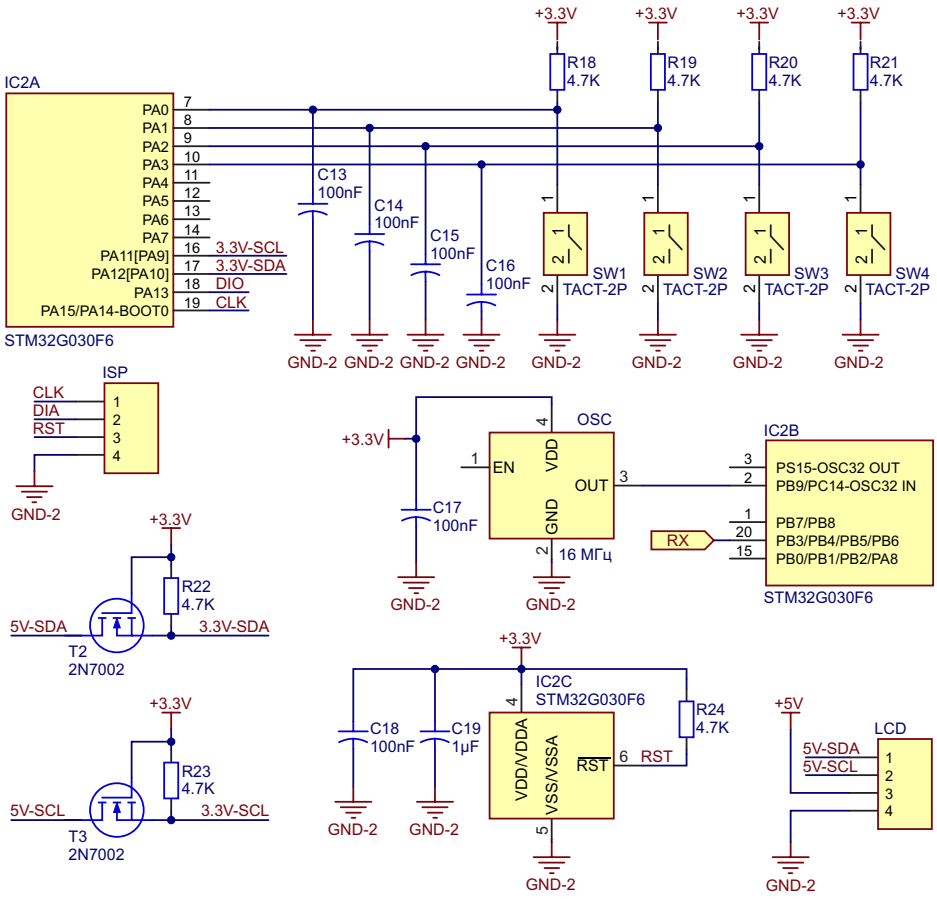


***Рисунок 4**. Микроконтроллерная секция схемы.*

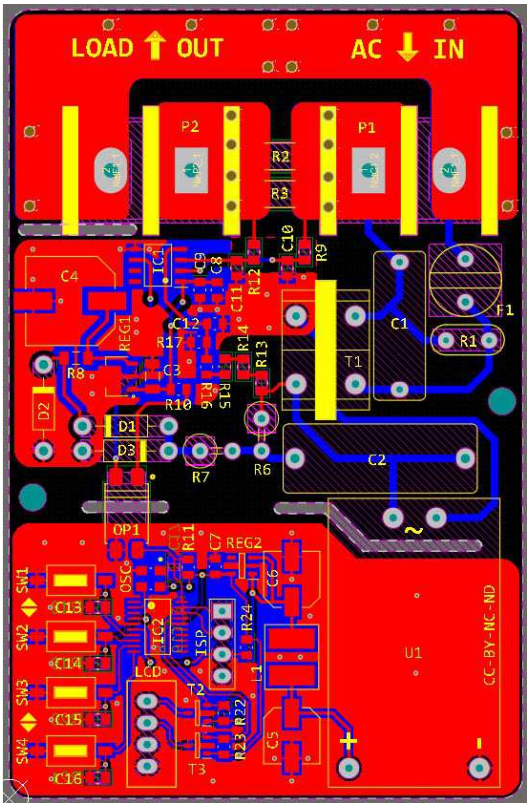


***Рисунок 5**. Разводка печатной платы схемы счетчика электроэнергии переменного тока.*

Развязывающие конденсаторы C8 и C9 снижают уровень помех на шине питания микросхемы IC1.Резистор R10 ограничивает входной ток оптопары, а R11 служит коллекторной нагрузкой выхода оптопары. Резисторы R13-R17 уменьшают напряжение, подаваемое на вход микросхемы IC1, а конденсатор C12 снижает высокочастотный шум.

На Рисунке 4 показана микроконтроллерная секция схемы, которая в основном состоит из микроконтроллера STM32G030F6. R18-R21 – подтягивающие резисторы, а C13-C16 – конденсаторы для подавления дребезга контактов кнопок SW1-SW4. OCS – это кварцевый генератор 16 МГц, обеспечивающий тактирование микроконтроллера. Элементы T2, T3, R22 и R23 используются для преобразования логических уровней между микроконтроллером и модулем OLED-дисплея.

Разводка печатной платы

На Рисунке 5 показана разводка печатной платы. Это двусторонняя печатная плата с комбинацией компонентов для монтажа на поверхность и в отверстия. Схема подключе-

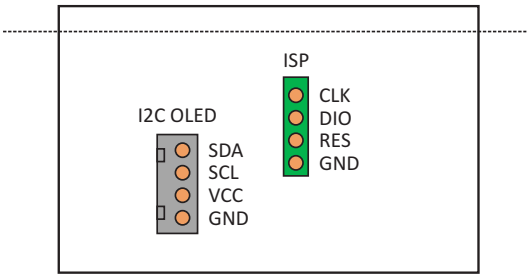


***Рисунок 6**. Подключение схемы счетчика электроэнергии переменного тока.*

ния счетчика показана на Рисунке 6. Собранная плата показана на Рисунке 7. Вы можете загрузить файлы Gerber по ссылке в разделе «Загрузки».

Калибровка и программа

Для калибровки платы вам потребуется точный мультиметр с измерением истинного среднеквадратичного значения (True RMS). Вы можете скачать скомпилированный HEX-файл в разделе «Загрузки».РЛ

Загрузки

1. Файлы Gerber
2. HEX-файл

***Рисунок 7**. Печатная плата счетчика электроэнергии переменного тока в сборе.*

Материалы по теме

1. Datasheet Nexperia 1N4739A
2. Datasheet Microchip 2N7002
3. Datasheet ECS ECS-3225SMVQ
4. Datasheet Texas Instruments LM78L05
5. Datasheet Hi-Link HLK-PM01
6. Datasheet Hiliwei Tech HLW8032
7. Datasheet First Silicon PC817
8. Datasheet Dersonic RM07D471KC1IE100
9. Datasheet MaxLinear SPX3819
10. Datasheet ST Microelectronics STM32G030F6
11. Datasheet Meisongbei UU9.8-10

Для стабилизации амплитуды LC-генератора используются потери в резонансном контуре

Luca Bruno

EDN

Предлагаемая конструкция позволяет обойтись без традиционных дополнительных цепей АРУ, связи по переменному току и схем последующего усиления.

В этой статье представлен простой генератор на операционном усилителе, на низкоимпедансном выходе которого формируется биполярный синусоидальный сигнал размахом около 20 В с частотами выше 100 кГц. Схема была разработана для непосредственного управления усилителем AD633 в цифровой системе передачи с амплитудной манипуляцией.

Многие генераторы синусоидальных сигналов, описанные в литературе, обеспечивают однополярный выходной сигнал и требуют дополнительных схем для автоматической регулировки усиления (АРУ), связи по переменному току и последующего усиления для достижения желаемой амплитуды. Предложенная схема устраняет эти требования, напрямую генерируя биполярную синусоиду большой амплитуды.

Схема (Рисунок 1) состоит из LC-контура, включенного в петлю обратной связи с операционным усилителем, сконфигурированным как инвертирующий усилитель, коэффициент усиления которого определяется соотношением сопротивлений R3/R2. На резонансной частоте

$$F_{OSC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_S}},$$

где C_S = C1 || C2, LC-цепь вносит фазовый сдвиг в 180°, а инвертирующий усилитель обеспечивает дополнительный сдвиг на 180°, в результате чего общий фазовый сдвиг контура составляет 360°, что соответствует условию баланса фаз Баркхаузена [1].

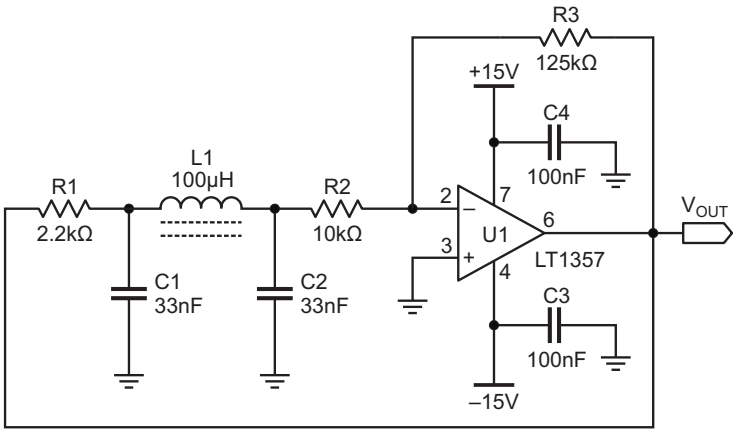


***Рисунок 1**. Для формирования стабильного синусоидального сигнала размахом 20 В с низким уровнем искажений в этом простом LC-генераторе без цепи АРУ используются операционный усилитель и собственные потери резонансного контура.*

Данную топологию можно рассматривать как упрощенный генератор Колпитца, в котором операционный усилитель одновременно поддерживает колебания и компенсирует потери в резонансной цепи. Ключевым практическим преимуществом является то, что амплитуда колебаний определяется коэффициентом усиления в замкнутой цепи обратной связи операционного усилителя главным образом через резистор обратной связи R3, что позволяет легко регулировать амплитуду без дополнительных схем.

Прототип был реализован с использованием микросхемы LT1357 – быстродействующего операционного усилителя с высокой скоростью нарастания выходного напряжения и большим произведением коэффициента усиления на ширину полосы пропускания. В целом для схемы требуется широкополосный операционный усилитель с достаточной скоростью нарастания и большим произведением усиления на полосу пропускания, особенно при увеличении частоты колебаний.

Сопротивление R1 не критично, поскольку резистор в основном служит для изоляции выхода операционного усилителя от LC-контура, предотвращая ухудшение запаса по фазе из-за реактивной нагрузки. При резонансе, если считать катушку индуктивности идеальной, резистор R1 фактически включен последовательно с R2 и образует делитель напряжения. Поэтому его сопротивление должно быть небольшим по сравнению с R2, чтобы ограничить затухание в LC-цепи, но не настолько малым, чтобы чрезмерно нагружать операционный усилитель, что требует практического компромисса при проектировании.

При включении схемы коэффициент усиления контура обратной связи больше единицы, что позволяет колебаниям возникать из шума. По мере увеличения амплитуды ток в LC-контуре также увеличивается, увеличивая потери из-за сопротивления обмотки и рассеивания энергии в ферритовом сердечнике. Эти потери приводят к дополнительному затуханию в резонансной цепи, постепенно снижая коэффициент усиления контура до тех пор, пока он не достигнет единицы.

В установившемся режиме энергия, отдаваемая операционным усилителем, точно компенсирует потери в колебательном контуре, и амплитуда колебаний стабилизируется.

***Рисунок 2**. Сигнал, генерируемый схемой, очень близок к идеальной синусоиде.*

Операционный усилитель остается в линейном режиме, и форма результирующего сигнала очень близка к идеальной синусоиде, что подтверждается осциллограммой на Рисунке 2.

Частота колебаний практически не меняется при изменении амплитуды, что свидетельствует о незначительном влиянии нелинейности сердечника на индуктивность. Схема была собрана и протестирована экспериментально (Рисунок 3).

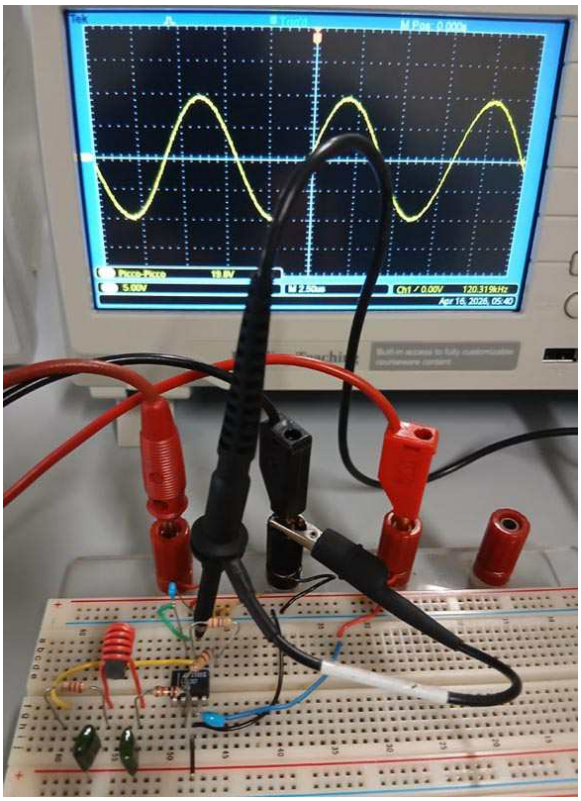


***Рисунок 3**. Для более точной проверки работоспособности схема была собрана на макетной плате, а не просто смоделирована.*

Измеренная частота составляет примерно 120 кГц при расчетном значении около 124 кГц. Разница в основном обусловлена отклонениями номиналов компонентов, особенно керамических конденсаторов и катушки индуктивности.

Сопротивление резистора R3 зависит от характеристик и добротности катушки индуктивности. В прототипе катушка индуктивности была намотана вручную на ферритовый тороидальный сердечник, чтобы получить индуктивность порядка 100 мкГн. При воспроизведении схемы может потребоваться эмпирическая корректировка сопротивления R3 в зависимости от используемой катушки.

Эта схема представляет собой простое и эффективное решение для генерации средне- и высокочастотных синусоидальных сигналов с низким уровнем искажений, Она позволяет легко регулировать амплитуду с помощью коэффициента усиления операционного усилителя, не требует специальной схемы стабилизации амплитуды и напрямую выдает биполярный сигнал на низкоимпедансном выходе. РЛ

Ссылка

1. Barkhausen stability criterion

Материалы по теме

1. Datasheet Analog Devices AD633
2. Datasheet Analog Devices LT1357

Изолированная схема удаленного выключателя

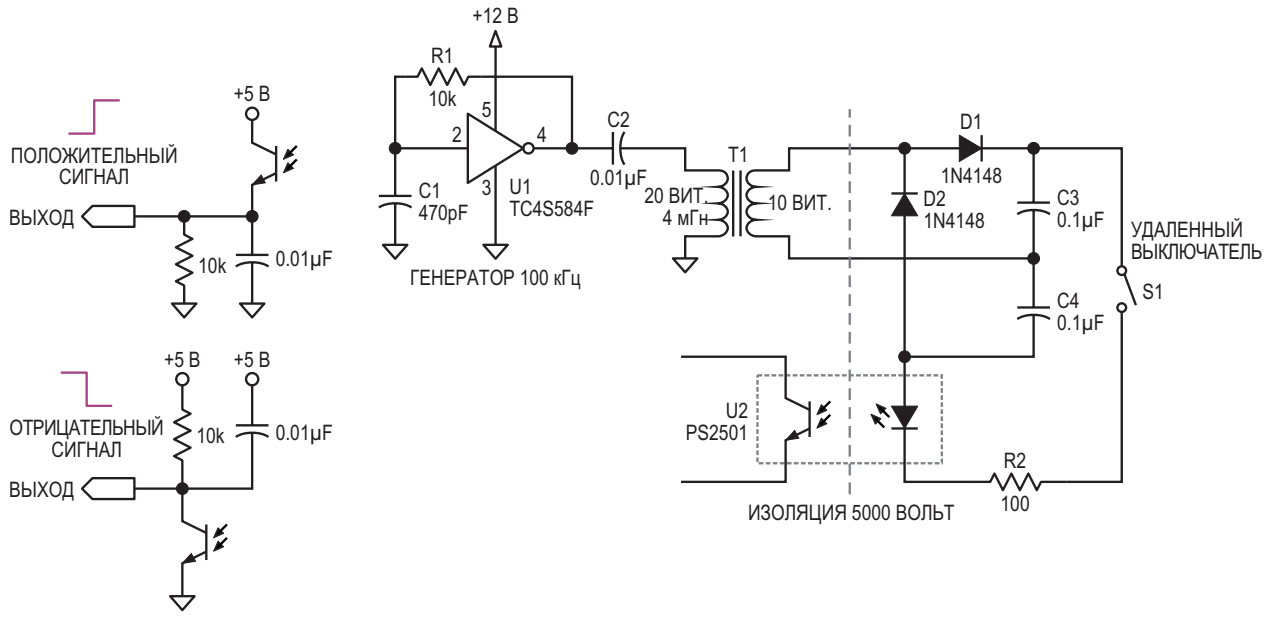
David A. Johnson

Существует множество приложений, где необходимо контролировать состояние удаленного выключателя. Герконовые реле, тумблеры и контакты охранной сигнализации – это лишь несколько примеров. Прямая прокладка кабеля от выключателя к компьютерной системе, расположенной на расстоянии сотен метров, часто приводит к сбоям в работе и проблемам с помехами. Если требуется такой управляющий выключатель, настоятельно рекомендуется использовать полностью изолированную схему. Такую изоляцию обеспечивает приведенная ниже схема. При правильном подключении она обеспечит изоляцию 5000 вольт и может быть установлена на расстоянии 300 метров.

В схеме используется самодельный трансформатор с ферритовым тороидальным сердечником. Первичная обмотка содержит примерно 20 витков обмоточного провода, а вторичная – 10 витков. Первичной обмоткой трансформатора управляет простой генератор на триггере Шмитта сигналом частотой 100 кГц. Напряжение на вторичной обмотке трансформатора выпрямляется для получения постоянного напряжения. Это напряжение подается на удаленный выключатель и используется для управления светодиодной стороной оптоизолятора. Сторона фототранзистора оптоизолятора может использоваться в режиме как втекающего, так и вытекающего тока с логическими уровнями напряжения. Показаны схемы обоих типов. РЛ

Материалы по теме

1. Datasheet Toshiba TC4S584F,LF
2. Datasheet CEL PS2501



Дополнительный генератор биений для коротковолнового радио

Gavin Watkins

EDN

В дорогих коротковолновых радиоприемниках используются генераторы биений, так почему бы не добавить такой же и в недорогую модель?

Использование коротковолнового (КВ) радиовещания, возможно, сокращается, но в диапазоне от 1.6 до 30 МГц по-прежнему можно слушать много интересных сигналов, таких как любительская радиосвязь [1], пиратские радиостанции [2], авиационные метеорологические сводки [3] и дальняя связь с самолетами [4]. К сожалению, в большинстве из них применяется однополосная модуляция (SSB), а не амплитудная модуляция (AM), используемая вещательными компаниями, которую невозможно принимать на дешевых бытовых КВ-радиоприемниках.

AM-сигнал состоит из радиочастотной (РЧ) несущей (обозначена красным), которая частично модулируется информацией – речью или музыкой (обозначена зеленым), как показано на Рисунке 1а. Сигнал, показанный на Рисунке 1а во временно́й области, можно представить в частотной области, как на Рисунке 1б, где несущая окружена двумя меньшими боковыми полосами, содержащими информацию. Демодулировать этот сигнал может диодный детектор. Во временно́й области этот процесс можно рассматривать как выпрямление с использованием фильтра

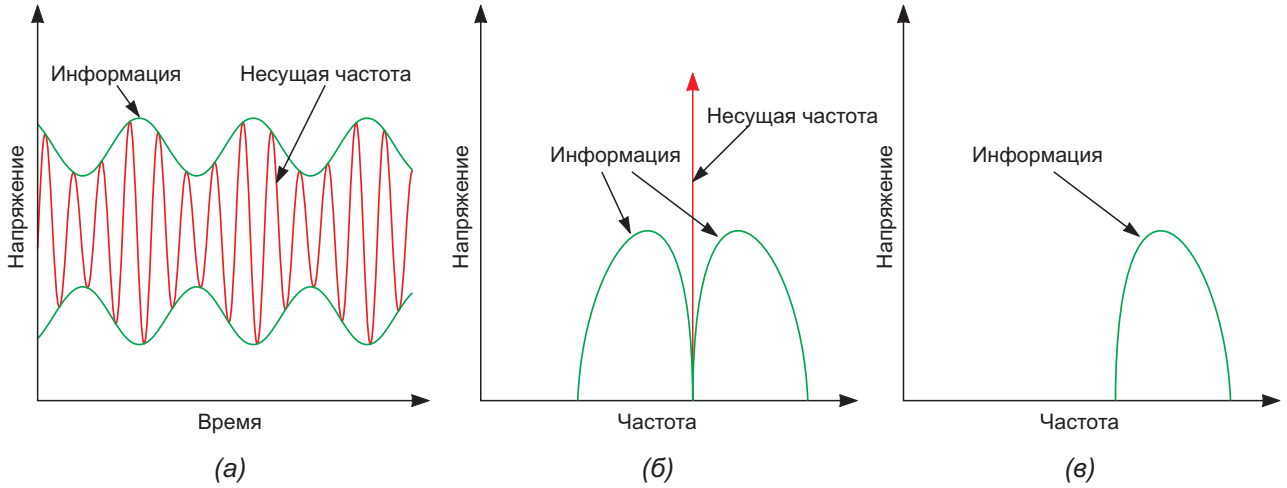


***Рисунок 1**. На этой последовательности изображений показана AM во временно́й (а) и частотной (б) областях, а также SSB в частотной области (в).*

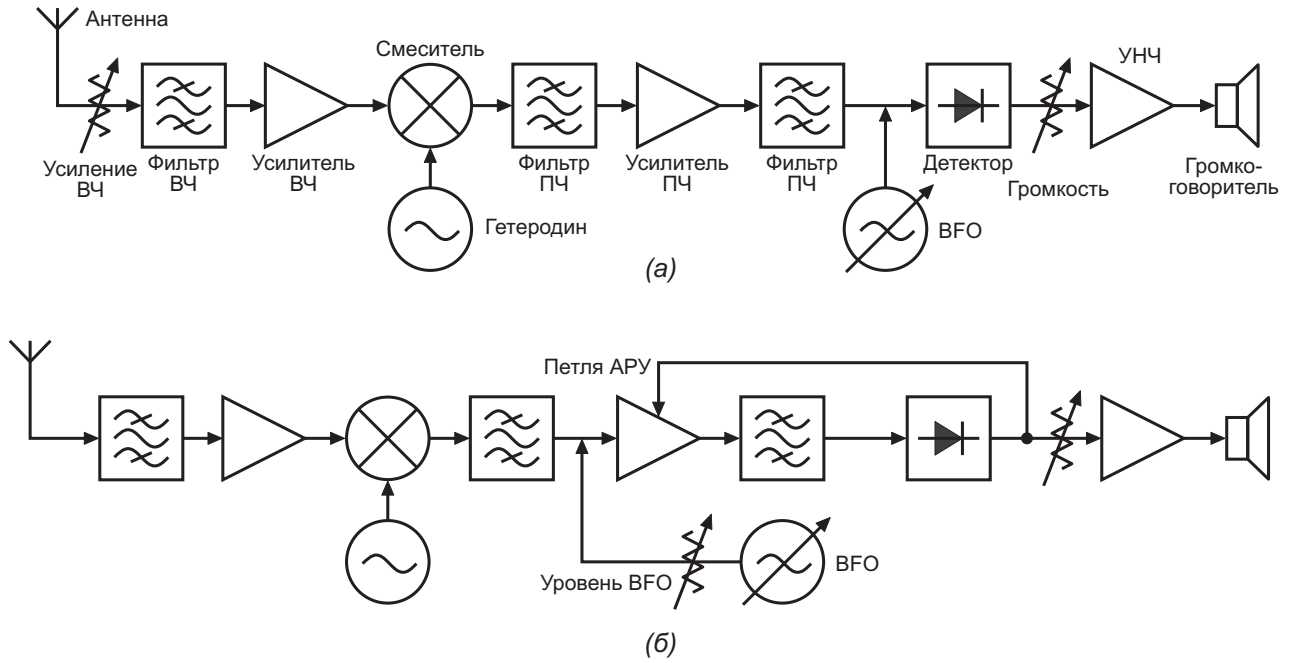


***Рисунок 2**. На этих блок-схемах показаны коротковолновые радиоприемники с BFO (а) и с низкоуровневой подачей BFO (б).*

нижних частот. В частотной области нелинейное действие диода смешивает несущую с боковыми полосами, тем самым преобразуя ее обратно в аудиосигнал.

В SSB эта несущая отсутствует, и имеется только одна боковая полоса, как показано на Рисунке 1в. Для демодуляции SSB необходимо добавить внешний сигнал несущей, затем результирующий сигнал можно демодулировать с помощью диодного детектора, как в случае с АМ. Эту дополнительную несущую иногда называют генератором несущей (Carrier Insertion Oscillator, CIO) или генератором биений (Beat Frequency Oscillator, BFO). Дорогие коротковолновые радиоприемники оснащены BFO, так почему бы не попробовать добавить его в дешевый?

Демодуляция SSB

Во многих КВ-радиоприемниках для SSB, описанных в любительских журналах, на вход диодного детектора подается сигнал гетеродина высокой амплитуды наряду с сигналом промежуточной частоты (ПЧ), как показано на Рисунке 2а. Высокая амплитуда BFO, как правило, перегружает любую петлю автоматической регулировки усиления (АРУ). Поэтому в приемниках такого типа петля АРУ отключается, а динамический диапазон радиоприемника регулируется вручную с помощью регулировки усиления ВЧ и/или ПЧ.

Добавление BFO к существующему радиоприемнику способом, показанным на Рисунке 2а, потребует существенной модификации радиоприемника для отключения контура АРУ и интеграции ручной регулировки усиления ВЧ, если она уже не предусмотрена. Второй недостаток этого метода заключается в том, что, поскольку сигнал ПЧ имеет большую амплитуду на входе детектора, он может просачиваться в BFO и модулировать его, тем самым искажая сигнал до такой степени, что он становится неразборчивым.

В радиоприемнике Eddystone EB35 конца 1960-х годов [5] проблема утечки была решена за счет подачи низкоамплитудного сигнала BFO на вход цепи усиления ПЧ. Однако при этом отключалась АРУ, и усиление ВЧ приходилось регулировать вручную.

Здесь предлагается метод подачи сигнала BFO с низкой амплитудой на вход усилителя ПЧ и регулирования его уровня таким образом, чтобы он максимально соответствовал уровню принимаемого сигнала при работе существующей петли АРУ, как показано на Рисунке 2б. BFO может быть встроен во внеш-

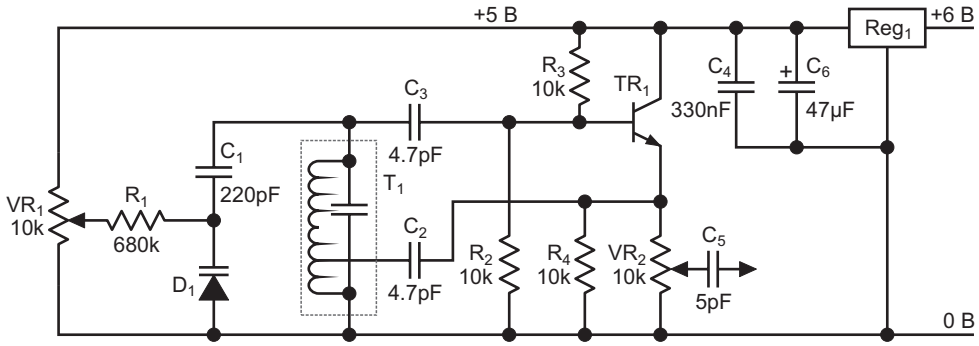


***Рисунок 3**. В этой схеме BFO VR_1 регулирует высоту тона, а VR_2 – уровень.*

ний корпус с минимальными изменениями, поэтому его легко добавить в ценный винтажный радиоприемник, а затем удалить из него.

Внешний BFO

Схема BFO показана на Рисунке 3. Генератор выполнен по схеме Хартли, в которой обратная связь обеспечивается отводом трансформатора T_1. Обычно отвод делается от 25% обмотки. T_1 – это переделанный трансформатор ПЧ от старого транзисторного радиоприемника. В большинстве недорогих радиоприемников, подобных показанным на Рисунке 2, используется промежуточная частота в диапазоне от 455 до 470 кГц.

TR_1 – это транзистор BC548, который, хотя и не отличается хорошими высокочастотными характеристиками, обладает достаточным усилением на частоте 455 кГц. Трансформатор ПЧ содержит конденсатор для установки рабочей частоты. Для эффективной работы в качестве BFO необходимо изменять частоту в небольшом диапазоне нескольких кГц. Это достигается с помощью варактора D_1, который в данном случае представляет собой половину одноамперного мостового выпрямителя [6] и управляется потенциометром VR_1.

Регулировка уровня выполняется потенциометром VR_2. Уровень несущей дополнительно снижается за счет выбора низкой емкости 5 пФ конденсатора C_5. Емкости конденсаторов C_2 и C_3 не являются особо критичными, но, как показывает опыт, их оптимальные значения следующие:

$$C_2 = \frac{2400}{f_R},$$

где f_R — рабочая частота в МГц, а $C_2 = C_3$ – в пФ. Это соотношение основано на оптимальных значениях емкостей конденсаторов для генератора Колпитца [7]. BFO рассчитан на питание от 5 В, поэтому в схему включен стабилизатор напряжения (Reg_1). Можно было бы использовать 78L05, но в данном случае радиоприемник Realistic Patrolman SW60 работал от источника питания 6 В, поэтому вместо него был использован стабилизатор LP2950 с низким падением напряжения.

На Рисунке 4 показана фотография BFO, собранного в небольшой пластиковой коробке и приклеенного к задней панели SW60. В коробке просверлено дополнительное отверстие для настройки сердечника трансформатора T_1. Хотя SW60 сделан на n-p-n транзисторах, в качестве земли используется положительная шина питания, поэтому экран

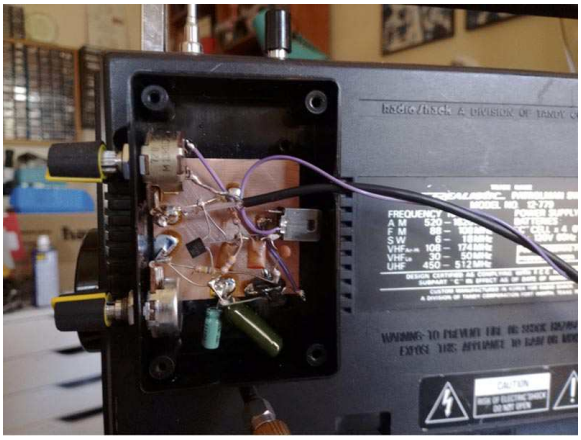


***Рисунок 4**. На этой фотографии, где BFO подключен к SW60, верхний регулятор отвечает за уровень BFO и его включение/ выключение, нижний – за высоту тона BFO, а трансформатор T_1 – это металлический корпус справа.*

коаксиального кабеля подключен к входу Reg_1, а фиолетовый провод – к земле. Был создан еще один вариант для использования с приемником общественного радио времен Второй мировой войны, в котором кабели проходили через неиспользуемое гнездо для наушников, что не требовало никаких модификаций корпуса.

Работа со схемой

При первом включении радиоприемник следует настроить между станциями, чтобы был слышен только фоновый белый шум. Регулятор уровня BFO следует установить на максимальное значение. Это может привести к изменению характера шума. Скорее всего, BFO будет работать за пределами полосы пропускания ПЧ, и его потребуется настроить.

Установите регулятор высоты тона примерно в среднее положение и с помощью подстроечного приспособления отрегулируйте сердечник трансформатора T_1. По мере настройки BFO в полосе ПЧ общий тон шума будет сначала уменьшаться, а затем увеличиваться на другом конце. Как правило, настройку следует выполнять так, чтобы тон был максимально низким. Теперь уровень шума должен повышаться при вращении регулятора высоты тона в обе стороны. На этом этапе регулятор уровня можно повернуть назад, так как он, вероятно, влияет на петлю АРУ. Оптимальной точкой регулировки уровня является положение, когда фоновый шум достигает максимальной громкости.

Если во второй половине дня и вечером настроить радио на частоту где-то в диапазоне от 7 до 7.3 МГц, можно поймать станции в 40-метровом любительском диапазоне. Если сигнал искажен, попробуйте увеличить уровень BFO, и качество должно улучшиться. Регулировка высоты тона, конечно же, повлияет на высоту тона принимаемого сигнала. При правильной настройке этих двух регуляторов качество принимаемого сигнала будет очень хорошим. РЛ

Ссылки

1. Amateur Radio bands
2. Shortwave Pirate Radio Stations
3. VOLMET frequencies
4. Aeronautical HF Radio
5. Eddystone EC10 Receiver
6. Rectifier diodes as varicaps (varactors)
7. NE602 Application note

Материалы по теме

1. Datasheet Fairchild BC548
2. Datasheet Texas Instruments LP2950

Однополосное радио встречается с генератором биений на LMC555

Stephen Woodward

EDN

Этот простой генератор биений позволяет воспроизводить сигналы с манипуляцией незатухающих колебаний и однополосной модуляцией с подавленной несущей.

В недавней статье автора EDN Гэвина Уоткинса был представлен простой дополнительный генератор биений (BFO) [1] для недорогих и винтажных коротковолновых радиоприемников. Он позволяет принимать высокоэффективные форматы амплитудной модуляции, такие как CW (манипуляция незатухающих колебаний) и SSB SC (однополосная модуляция с подавленной несущей), на простых недорогих радиоприемниках, которые иначе не смогли бы этого сделать. Это очень остроумное и экономичное решение.

Предлагаемая здесь конструкция (Рисунок 1) выполняет аналогичную задачу, но занимает меньше места и требует примерно вдвое меньше компонентов. Кроме того, необходимые для нее детали проще достать.

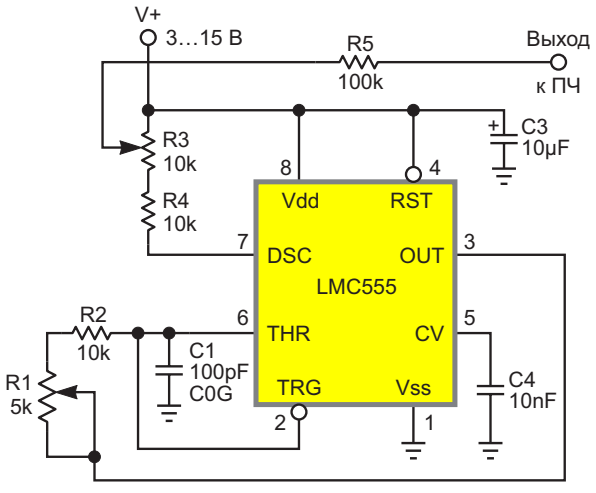


***Рисунок 1**. Этот генератор биений промежуточной частоты 455 кГц настраивается потенциометром R1. Амплитуда подаваемого сигнала ПЧ регулируется потенциометром R3. Он исправно работает в широком диапазоне напряжений питания и поэтому не нуждается в стабилизаторе.*

Вот как это работает.

Как однополосная модуляция с подавленной несущей (SSB SC), так и (несколько вводящее в заблуждение название) манипуляция незатухающих колебаний (CW) имеют общий недостаток – отсутствие стабильной опорной несущей. Удаление несущей и избыточной боковой полосы является преимуществом, поскольку повышает эффективность передачи как по пропускной способности, так и по использованию мощности передатчика. Однако это усложняет работу приемника, поскольку для получения слышимого и разборчивого сигнала ему приходится генерировать недостающую опорную частоту.

Некоторые простые, в основном старые, приемники этого не умеют. Что делать в таком случае? Можно просто добавить BFO. Дополнительный BFO подает низкоуровневый сигнал в цепь ПЧ приемника, который:

1. Регулируется вручную для обеспечения правильной амплитуды, при которой существующая система автоматической регулировки усиления (АРУ) может нормально реагировать на поступающий радиочастотный сигнал и подстраиваться под него.
2. Настраивается для точного согласования и суммирования с ПЧ, так, чтобы при смешивании с сигналом ПЧ в конечном детекторе приемника он мог воспроизвести подавленную несущую и модулирующий аудиосигнал.

Частота колебаний F_O определяется следующим выражением:

$$F_O = \frac{1}{\ln(2)(R3 + R4)(C1 + C_S) + T_D},$$

где

C_S – паразитная емкость (~15 пФ),

T_D – внутренняя задержка в таймере 555 (~212 нс, см. [2]).

При показанных на схеме номиналах компонентов генератор можно настроить на частоту 455 кГц ±20%.

Для обеспечения максимальной изоляции и минимизации связи между цепью ПЧ и частотой колебаний BFO выходной сигнал генератора снимается с вывода 7, а не 3. Это важно для качества звука.

Амплитуда выходного сигнала регулируется потенциометром R3 в диапазоне от 0 до (V+)/2. РЛ

Ссылка

1. Gavin Watkins. Дополнительный генератор биений для коротковолнового радио. РадиоЛоцман, 2026, 07-08, стр. 130.
2. Stephen Woodward. Улучшение линейности регулировки частоты генератора на таймере 555

Материалы по теме

1. Datasheet Texas Instruments LMC555

ПРАВОВАЯ ИНФОРМАЦИЯ

1. Статус электронного издания

Настоящее электронное издание, PDF журнал «РадиоЛоцман» носит информационный и образовательный характер. Материалы предназначены для ознакомления и не являются юридической, финансовой, медицинской или иной профессиональной консультацией.

2. Авторские права

Все материалы, размещённые в настоящем электронном издании, включая тексты, изображения, иллюстрации, графику, дизайн и иные объекты, являются объектами авторского права и охраняются в соответствии с частью IV Гражданского кодекса Российской Федерации.

Исключительные права на материалы принадлежат редакции электронного издания либо соответствующим правообладателям, если иное прямо не указано.

Любое использование материалов (воспроизведение, распространение, переработка, публичный показ, доведение до всеобщего сведения и иные способы использования) допускается только с письменного разрешения правообладателя либо в случаях, прямо предусмотренных законодательством Российской Федерации, с обязательным указанием источника и автора.

3. Использование сторонних материалов

Отдельные материалы в электронном издании могут использоваться:

- на основании разрешений правообладателей;
- на условиях открытых лицензий;
- в объёме, допустимом законодательством Российской Федерации, в информационных, образовательных и обзорных целях.

4. Материалы, созданные с использованием ИИ

Часть изображений и графических материалов, размещённых в электронном издании, может быть создана с использованием генеративных технологий (искусственного интеллекта).

Такие материалы используются в иллюстративных целях. Редакция принимает разумные меры для предотвращения нарушения прав третьих лиц.

5. Реклама

В электронном издании может размещаться реклама.

Рекламные материалы публикуются в соответствии с законодательством Российской Федерации. Редакция не несёт ответственности за содержание рекламных материалов и возможные последствия их использования.

6. Товарные знаки и патенты

Все товарные знаки, фирменные наименования, логотипы, наименования продуктов и технологий, упомянутые в электронном издании, являются собственностью их законных владельцев.

Их упоминание носит исключительно информационный характер и не означает одобрения, аффилированности либо партнёрства.

7. Ограничение ответственности

Редакция не несёт ответственности за возможные прямые или косвенные убытки, возникшие в результате использования информации, размещённой в электронном издании.

8. Уведомление для правообладателей

Если вы являетесь правообладателем и считаете, что размещение материалов в настоящем электронном издании нарушает ваши права, пожалуйста, направьте уведомление на адрес электронной почты:

rlocman@rlocman.ru

В уведомлении необходимо указать:

- объект права;
- наименование издания и номер выпуска (при наличии);
- описание спорного материала;
- подтверждение прав.

Материалы будут рассмотрены и при необходимости удалены в разумные сроки.