



Журнал для тех, кто интересуется электроникой

РАДИОЛОЦМАН

Март 2015 (46)



Триггер Шмитта
адаптирует свои
собственные
пороги **66**

Эволюция и продукты
компании
Analog Devices **38**

56 Использование
усилителя с АРУ как
мягкого ограничителя
уровня сигналов

КАРТЫ MICROSD
БУДУЩЕГО **28**



РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

Официальные версии только здесь: без регистрации и назойливой рекламы, с высокой скоростью скачивания.

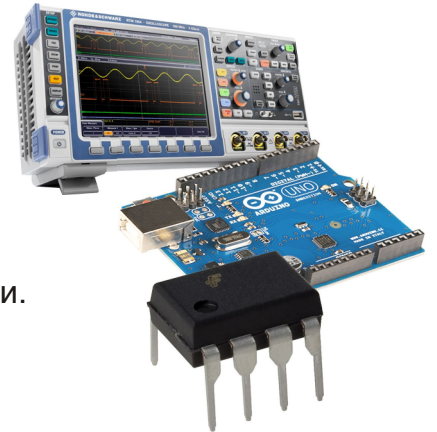


РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!
Приглашаем профессионалов.

РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники. Цены, условия поставки и доставки.



РАДИОЛОЦМАН.СОЦ.СЕТИ

Обновления в привычном формате.



vk.com/rlocman



facebook.com/rlocman



odnoklassniki.ru/rlocman



twitter.com/rlocman



google.com/+RlocmanRuPlus

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

Главный редактор:

А. Николаев

Над номером
работали:

А. Грицаенко
В. Колесник
С. Муратчаев
А. Николаев
Н. Радунцева
М. Русских

Обложка:

А. Кравчук

Директор:

С. Муратчаев

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

Новости

- 4 Каждый выход универсальной 4-канальной микросхемы управления питанием может отдать ток свыше 40 А
- 5 Micrel создала самый миниатюрный в отрасли 7-амперный коммутатор нагрузки
- 5 Imec и Panasonic представляют революционное решение для радаров миллиметрового диапазона
- 6 Intersil анонсирует самый миниатюрный в отрасли модуль сдвоенного понижающего преобразователя напряжения
- 7 Semtech объявляет о выпуске высокоинтегрированного супрессора для защиты интерфейсов USB 2.0 в портативных устройствах
- 8 Датчик цвета компании ams для мобильных устройств открывает новые возможности измерения параметров источников света
- 10 Diodes Incorporated предлагает экономичные аналоги стандартных драйверов ULN2003
- 11 Маломощный датчик барометрического давления компании Infineon демонстрирует новые уровни точности и мобильности
- 12 Diodes предлагает высоковольтный транзисторный регулятор для микроконтроллерных систем
- 13 Silicon Labs начала поставки нового 32-битного беспроводного микроконтроллера для подключения устройств Интернета вещей
- 15 Носимое устройство может удержать людей от храпа во сне, не будя их
- 16 Linear Technology анонсирует LDO стабилизатор напряжения со сверхнизким уровнем шумов
- 17 Fairchild упрощает разработку диммируемых светодиодных источников света
- 18 Плата размером в одну четверть Arduino имеет дополнительную функцию заряда аккумуляторов
- 20 STMicroelectronics представляет датчик УФ излучения для мобильных и носимых приложений
- 21 u-blox объединила Wi-Fi и Bluetooth в одном сверхкомпактном модуле
- 22 Allegro объявляет о выпуске новых микросхем датчиков тока с подавлением синфазных магнитных помех
- 23 Freescale расширяет портфель микросхем управления питанием для поддержки портативных устройств
- 24 Микросхемы синхронных выпрямителей Diodes повысят уровень интеграции и эффективность портативных зарядных устройств
- 25 Linear Technology представляет самые быстрые в отрасли компараторы с частотой переключения 280 МГц

Статьи

- 28 Взгляд на карты microSD будущего: скорость, емкость, надежность
- 32 Языки программирования встраиваемых систем
- 38 Эволюция и продукты компании Analog Devices. Вклад Ричарда Бурвена, модульные ОУ и интегральные усилители. Часть 1
- 46 Симфазное управление
- 52 Что бы сделал Тесла?
- 54 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. 18 февраля 1745 года родился изобретатель батареи Алессандро Вольта

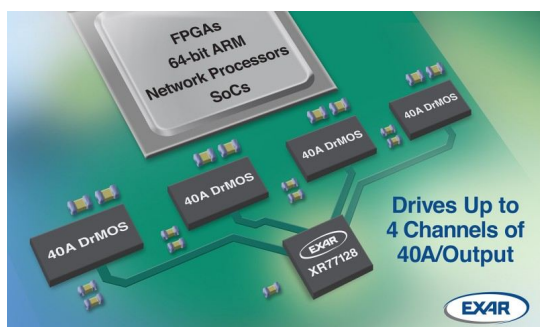
Схемы

- 56 Использование усилителя с АРУ как мягкого ограничителя уровня сигналов
- 60 Как защитить выход драйвера светодиодов от коротких замыканий на землю
- 66 Триггер Шмитта адаптирует свои собственные пороги
- 70 Управляемый напряжением точный генератор втекающего тока для проверки источников питания
- 72 Использование отражательных датчиков в условиях внешней засветки
- 76 Преобразователю NRZ в AMI требуется единственный источник питания
- 78 Инвертирующий DC/DC преобразователь положительного напряжения в отрицательное с одной катушкой индуктивности
- 82 Простой индикатор заряда батареи на двухцветном светодиоде

Каждый выход универсальной 4-канальной микросхемы управления питанием может отдать ток свыше 40 А

Программируемый контроллер XR77128 использует технологию DrMOS для питания сильноточных цифровых ядер

Exar Corporation представила универсальную микросхему контроллера питания XR77128, предназначенную для независимого управления четырьмя внешними силовыми каскадами DrMOS с током в каждом канале, превышающим 40 А. Контроллер ориентирован на питание 64-разрядных процессоров ARM, ПЛИС, ЦСП и специализированных интегральных схем. Технология DrMOS стремительно набирает популярность в телекоммуникационных и сетевых приложениях. Эти же приложения занимают значительное место и в планах компании Exar по развитию ее технологии Программируемого Питания, позволяющей при небольшом числе компонентов быстро разработать и интегрировать в систему средства телеметрического контроля и динамического управления. В зависимости от требований к току нагрузки, каждый выход можно автономно сконфигурировать для управления внешними MOSFET или силовыми каскадами DrMOS.



Посредством совместимого с SMBus интерфейса I²C и при поддержке предлагаемой Exar платформы разработки PowerArchitect датчик XR77128 быстро настраивается на питание практически любых ПЛИС, систем на кристалле или ЦСП. Через этот же интерфейс систему питания можно контролировать и динамически перестраивать ее характеристики. Благодаря наличию пяти конфигурируемых GPIO (входов/выходов общего назначения), есть возможность быстро интегрировать в систему индикацию аварийных ситуаций и статуса микросхемы, или

же управление последовательностью включения шин питания. Новая Arduino-совместимая платформа разработки позволяет программистам начинать создание кода для телеметрического и динамического контроля задолго до появления готовых аппаратных средств.

XR77128 выпускается в «зеленом» корпусе TQFN размером 7 × 7 мм, не содержащем галогенов и отвечающим требованиям директивы RoHS. В партиях из 1000 штук одна микросхема стоит \$7.75.



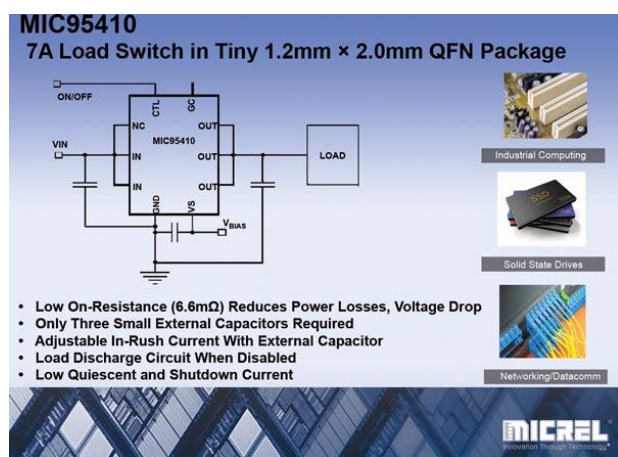
Оценочная плата XR77128EVb с Arduino-совместимыми портами GPIO, PSIO и ENABLE.

Сводка основных особенностей

- Управление MOSFET и/или силовыми каскадами DrMOS
- Входное напряжение от 4.75 В до 25 В
- Четырехканальный контроллер понижающего преобразователя
- Цифровая ШИМ с частотой от 105 кГц до 1.23 МГц
- Интерфейс I²C, совместимый с SMBus
- Поддерживается средой проектирования PowerArchitect версий 5.2 и выше
- Платформа разработки на базе Arduino

Micrel создала самый миниатюрный в отрасли 7-амперный коммутатор нагрузки

Компания Micrel представила 7-амперный коммутатор нагрузки MIC95410 в компактном корпусе размером 1.2 × 2.0 мм. Устройство, которое может использоваться в системах с распределенным питанием, позволяет управлять последовательностью подключения шин питания и скоростью нарастания напряжения на нагрузке, что часто необходимо в таких устройствах, как промышленные компьютеры, серверные платы, медицинские приборы, планшеты, ноутбуки и твердотельные диски. MIC95410 готовы к поставкам в промышленных объемах по цене \$0.45 за штуку в партиях из 1000 приборов.



«Коммутаторы нагрузки используются в широком спектре приложений для селективного отключения подсистем или секций

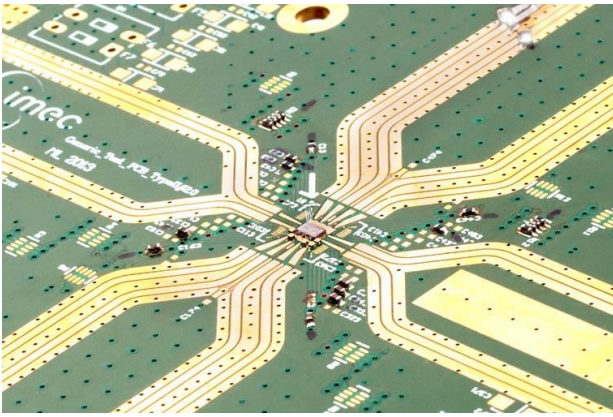
печатных плат в режимах снижения энергопотребления. Это сводит к минимуму потребление мощности оборудованием, но требует управляемых коммутаторов для мягкой реактивации его подсистем, – заявил Брайан Хедаяти (Brian Hedayati), вице-президент по маркетингу высокопроизводительных линейных и силовых решений компании Micrel. – Для решения этой проблемы Micrel объединила свою запатентованную технологию изготовления MOSFET с усовершенствованной конструкцией корпуса и теперь может предложить рынку самые миниатюрные в отрасли 7-амперные переключатели нагрузки, сберегающие до 40% площади печатной платы».

Устройство питается напряжением от 2.7 В до 9 В и может переключать шины от 0.5 В до 5.5 В. Интегрированные МОП транзисторы со сверхмалым сопротивлением открытого канала 6.6 мОм минимизируют рассеиваемую мощность и снижают падение напряжения на ключе, повышая таким образом точность напряжения, подключаемого к нагрузке, что особенно важно в низковольтных приложениях. Микросхема имеет вход управления последовательностью включения и вывод для дополнительного конденсатора, позволяющего пользователю устанавливать время нарастания выходного напряжения. Параметры MIC95410 гарантируются в диапазоне рабочих температур от –40 °С до +125 °С.

Imec и Panasonic представляют революционное решение для радаров миллиметрового диапазона

На проходившей в 2015 году Международной конференции по твердотельной электронике (ISSCC) Imec и Panasonic представили микросхему приемопередатчика для локаторов непрерывного излучения, работающих в режиме фазовой модуляции на частоте 79 ГГц. Это достижение демонстрирует возможности масштабирования КМОП процесса для создания недорогих радарных систем миллиметрового диапазона, которые могут использоваться в точных системах обнаружения присутствия и определения движения.

Технология радаров миллиметрового диапазона используется в современных системах содействия водителю (ADAS) для повышения безопасности управления в сложных дорожных условиях, таких как пыль, туман или темнота, когда где системы содействия на основе видимого изображения становятся ненадежными. Кроме того, эта технология по сравнению с ультразвуковыми датчиками обеспечивает увеличенную дистанцию обнаружения, более высокую точность и скрытность установки. Разработанное Imec устро-



Чип 79-гигагерцового приемопередатчика для фазомодулированных радаров непрерывного излучения, изготовленный по технологии КМОП 28 нм.

йство для 79-ГГц радаров основано на передовой (28 нм) технологии КМОП и является привлекательной альтернативой используемой в настоящее время технологии SiGe, открывая путь к маломощному, компактному и интегрированному решению. Большое значение также имеет возможность использования одного из важнейших преимуществ КМОП схем – низкой цены массового производства.

Разработанная Imec и Panasonic микросхема приемопередатчика содержит систему управления, подавляющую излучение, проникающее из передатчика в приемник, но не

ухудшающую высокочастотных характеристик устройства.

Основные параметры микросхемы имеют следующие значения:

- мощность потребления – 260 мВт,
- излучаемая мощность – 11 дБм,
- коэффициент усиления приемника – 35 дБ,
- коэффициент шума – менее 7 дБ,
- подавление проникновения излучаемого сигнала в приемник – 15 дБ.

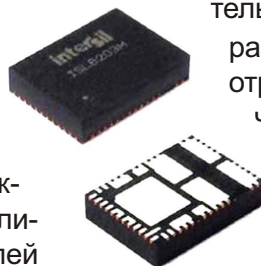
Благодаря широкой полосе модуляции достигнутое разрешение по глубине составило 7.5 см.

«Мы довольны этими превосходными результатами использования 28-нм технологии и в восторге от новых перспектив, которые они открывают для локационных систем миллиметрового диапазона, причем, не только для автомобильных радаров, но также для таких приложений, как умные жилища, беспилотные летательные аппараты, робототехника и многое другое, – заявил Вим Ван Тилло (Wim Van Thillo), директор программы перспективных разработок для Интернета вещей компании imec. – Этот чип приемопередатчика является для нас важной вехой на пути создания законченной высокоэффективной радарной системы, полностью интегрированной на одном кристалле».

Intersil анонсирует самый миниатюрный в отрасли модуль сдвоенного понижающего преобразователя напряжения

ISL8203M предоставляет компактное решение с высокой плотностью мощности для инфраструктуры промышленных приложений

Intersil Corporation анонсировала выпуск нового модуля ISL8203M – двухканального понижающего DC/DC регулятора, разработанного для упрощения конструкций источников питания ПЛИС, ASIC, микропроцессоров, ЦПОС и других локализованных к нагрузке преобразователей напряжения, используемых в коммуникационном, измерительном и промышленном оборудовании. Максимальный выходной ток каждого канала равен 3 А, однако при параллельном объединении выходов модуль позволяет создать одноканальный преобразова-



тель с током 6 А. Компактные устройства размером 9.0 × 6.5 × 1.83 мм с лучшим в отрасли КПД, достигающим 95%, обеспечат разработчиков источников питания высококачественным и простым в использовании средством конструирования маломощных низковольтных приложений.

ISL8203M является законченной системой питания в герметизированном модуле, содержащей ШИМ-контроллер, синхронные ключевые MOSFET, индуктивности и пассивные компоненты, позволяющей конструировать источники питания с вход-



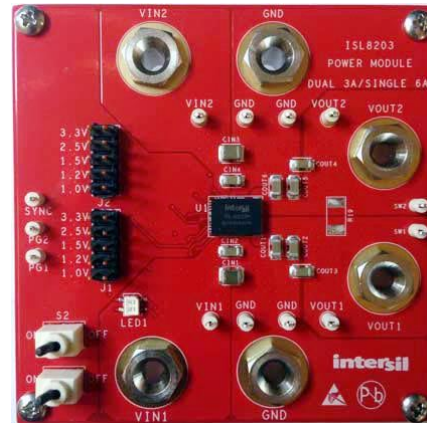
ным напряжением от 2.85 В до 6 В. Выходное напряжение модуля регулируется в диапазоне от 0.8 В до 5 В, при этом устройство может служить основой либо одного 6-амперного, либо двух 3-амперных источников питания.

Имеющий лучшее в своем классе тепловое сопротивление 15 °С/Вт, высокоэффективный модуль ISL8203M может отдавать ток 6 А при температуре 85° С без необходимости использования теплоотводов или вентиляторов. В ISL8203M реализована запатентованная Intersil усовершенствованная технология корпусирования, обеспечивающая высокую плотность мощности и лучшие в отрасли тепловые характеристики, позволяющие модулю работать при полной нагрузке во всем диапазоне температур. Дополнительная надежность силового модуля обеспечивается встроенной защитой от перегрева и перегрузки по току, а также цепью блокировки при пониженном входном напряжении.

Особенности и технические характеристики

- Два 3-амперных или один 6-амперный импульсный источник питания
- Высокий КПД, достигающий 95%

- Широкий диапазон входных напряжений: 2.85 В ... 6 В
- Выходное напряжение, регулируемое в диапазоне от 0.8 В до 5 В
- Управляемое или фиксированное время мягкого запуска
- Внешний источник синхронизации с максимальной частотой 4 МГц
- Защита от перегрузки по току



Оценочная плата ISL8203MEVAL2Z.

Доступность

Выпускаемый в корпусе QFN размером 9 6.5 мм модуль ISL8203M в партиях из 1000 приборов продается по цене \$5.97 за штуку. Оценочную плату ISL8203MEVAL2Z можно приобрести за \$67.

Semtech объявляет о выпуске высокоинтегрированного супрессора для защиты интерфейсов USB 2.0 в портативных устройствах

RClamp1255P компании Semtech защищает порты USB 2.0 мобильных устройств от статического электричества и скачков напряжения

Компания Semtech объявила о выпуске высокоэффективного супрессора (TVS диода) RClamp1255P с малой собственной емкостью. Супрессор RClamp1255P является высокоинтегрированным устройством, заменяющим несколько дискретных компонентов и обеспечивающим интерфейсу USB полную защиту линии VBUS от скачков напряжения, а линий данных и идентификации (ID) – от электростатических разрядов.



Изготавливаемый на основе высокодифференцированных технологических процессов компании Semtech, супрессор RClamp 1255P в корпусе размером всего 2.0 1.8 0.57 мм имеет на сегодня самое низкое в отрасли напряжение ограничения и обеспечивает оптимальную защиту от переходных процессов. Малые габариты, низкая емкость и высокая эффективность подавления выбросов напряжения и защиты от статического электричества, делают RClamp1255P идеальным решением для интерфейсов USB в мобильных телефонах, ноутбуках и портативной электронике.

«С развитием мобильной связи поколения 4G потребители требуют более надежных решений, позволяющих им оставаться на связи в мобильных сетях. Эффективная защита от электростатических разрядов как никогда прежде становится важной для производителей портативной электроники, – отметил Рик Хансен (Rick Hansen), директор по маркетингу компании Semtech. – RClamp 1255P расширяет растущее семейство портативных продуктов компании Semtech и предлагает полностью интегрированное в единый и простой в использовании корпус решение, защищающее порты USB 2.0 переносных устройств от статического электричества и бросков напряжения».

Основные характеристики RClamp1255P

- Защита USB VBUS от переходных процессов в соответствии со стандартами:
 - IEC 61000-4-2 (ESD) ± 30 кВ (воздух), ± 30 кВ (контакт);
 - IEC 61000-4-4 (EFT) 40 А (5/50 нс);
 - IEC 61000-4-5 (молния) 100 А (8/20 мкс)
- Защита USB VBUS от постоянного напряжения выше 12 В
- Защита от электростатических разрядов высокоскоростных линий передачи данных интерфейса USB 2.0 в соответствии с требованиями стандартов IEC 61000-4-2 (ESD) ± 15 (воздух) и ± 10 кВ (контакт)
- Защита цепей D+, D- и ID интерфейса USB от напряжений свыше ± 4 В
- Низкая емкость: менее 0.5 пФ на выводах D+, D- и ID
- Малогабаритный 6-выводной корпус с размерами 2.0 1.8 0.57 мм
- Не содержит свинца, отвечает требованиям директив RoHS и WEEE

Цены и доступность

Супрессор RClamp1255P может поставляться в промышленных объемах по цене \$0.33 за штуку в партиях из 3000 приборов.

Датчик цвета компании ams для мобильных устройств открывает новые возможности измерения параметров источников света

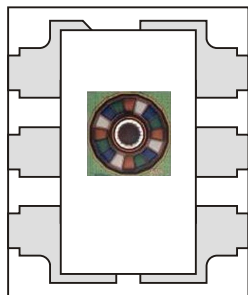
Интеллектуальный датчик TCS3490, предназначенный для точного измерения цветовой температуры и интенсивности окружающего освещения, обеспечивает управление цветом дисплеев смартфонов, планшетов, ноутбуков и цифровых фотокамер на уровне самых высоких современных требований

Компания ams представила новую микросхему TCS3490 – датчик цвета для портативных устройств, который идеально подходит для измерения параметров излучения разнообразных источников света.

Обеспечивая точные измерения интенсивности света и его цветовых составляющих, TCS3490 позволяет конструкторам таких портативных устройств, как смартфоны и планшеты реализовать более сложное и эффективное управление дисплеями.



Встроенный пятиканальный цветовой датчик обеспечивает исключительно точное измерение коррелированной цветовой температуры (ССТ) света. По мере расширения использования датчиков в изделиях мобильной электроники, производители таких мобильных устройств, как смартфоны, планшеты и ноутбуки смогут использовать результаты таких измерений для динамической адаптации цветовой палитры дисплея, давая пользователю более качественное изображение.



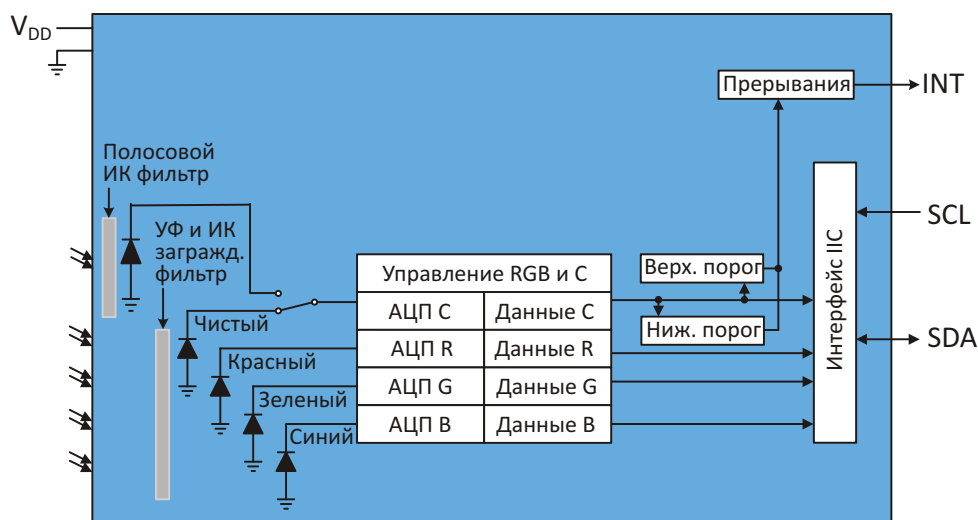
В дополнение к традиционным цветовым каналам – красному (R), зеленому (G) и синему (B), в датчик добавлен отдельный канал измерения инфракрасной составляющей, позволяющий надежно распознавать ИК-сигнатуру окружающих источников света. Это позволит отдельным камерам и смартфонам автоматически регулировать цветовую температуру вспышки, чтобы получать более качественные фотоснимки как внутри, так и вне помещений.

На измерения цветовых характеристик оказывают влияние вариации инфракрасной

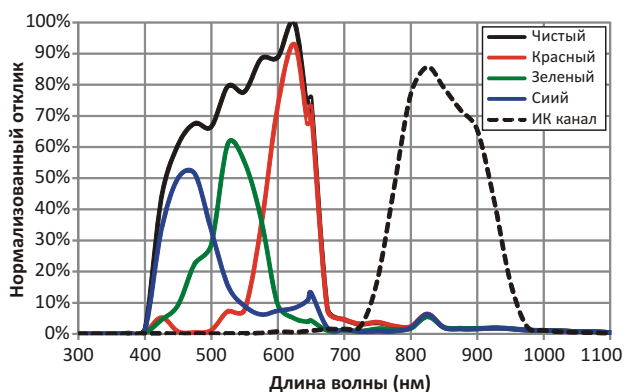
составляющей в общем световом спектре, поэтому в датчик включен еще один светодиод, чувствительной ко всей видимой области спектра и образующий канал С (от англ. «С» – clean, чистый), который предназначен для прямого измерения опорного уровня и позволяет путем вычитания удалить нежелательную остаточную ИК компоненту. Перед RGB и С фотодиодами в устройстве установлен заграждающий оптический фильтр, минимизирующий влияние спектральной ИК-составляющей излучения, что также помогает улучшить точность цветковых измерений.

Пятый канал чувствителен к ИК-излучению диапазона 700 – 1100 нм. Поскольку каждый источник света имеет свои собственные характерные признаки с известными пропорциями ультрафиолетовой, RGB и ИК составляющих, система может точно идентифицировать его в зоне нахождения пользователя путем измерения соотношений сигналов каналов ИК/С и Красный/С и их обработки по специальным алгоритмам. В смартфонах и цифровых камерах такая способность надежно измерять параметры источников света позволяет улучшать качество изображения за счет оптимизации баланса белого при использовании фотовспышек.

Измеряя коррелированную цветовую температуру и освещенность окружающих источников, устройства бытовой электроники могут автоматически регулировать цветовые тона дисплея для наилучшего восприятия изображения при различных условиях освещения, снижая отрицательные эффекты от затемняющих дисплей стекол или искажаю-



Блок-схема TCS3490.



Спектральный отклик датчика TCS3490.

щих спектр материалов. Правильно регулируя цветовые тона и оттенки дисплея, устройство может сделать изображение более ярким, более естественным или более спокойным при любых условиях меняющегося освещения.

TCS3490 содержит четыре независимых аналого-цифровых преобразователя (АЦП), по одному для каждого из RGB каналов, и четвертый общий для каналов С и ИК, обеспечивающих одновременное считывание со всех четырех каналов, благодаря чему исключаются ошибки измерения ССТ и освещенности, возникающие в условиях быстро меняющегося освещения. Фотодиоды датчиков TCS3490 имеют радиальную структуру, что позволяет иметь однородный и оптимизированный отклик, независящий от угла падения света, в особенности в пределах кольцевой апертуры. Предусмотренный в приборе

выход прерывания по сдвигу уровня дает датчику возможность предупредить процессор приложений о пересечении предустановленных порогов уровней освещения и цветовых составляющих, устраняя необходимость в постоянном опросе каналов по шине I²C. Таким образом уменьшается общее энергопотребление системы и продлевается срок службы ее аккумулятора.

Цена и доступность

Датчик TCS3490 выпускается в бессвинцовом корпусе Dual Flat размером 2.0 × 2.4 мм и поставляется в промышленных объемах по цене \$1.40 за штуку в партиях из 1000 устройств.

Демонстрационная плата TCS3490 может быть заказана онлайн на сайте [ams](http://ams.com).



Демонстрационная плата TCS3490.

Diodes Incorporated предлагает экономичные аналоги стандартных драйверов ULN2003

Diodes Incorporated представила микросхемы ULN2003V12 и ULN2003F12. 7-канальный драйвер ULN2003V12 для управления реле и индуктивными нагрузками потребляет мощности в 12 раз меньше, чем стандартные приборы ULN2003, для прямой замены которых и сделаны новые микросхемы. 4-канальная версия ULN2003F12 позволяет сэкономить место на плате в тех случаях, когда требуется меньшее число каналов, например, при управлении низковольтными шаговыми двигателями. Целевые рынки этих устройств включают бытовую технику, такую, например, как стиральные и посудомоечные машины.

Драйверы совместимы по входам с уровнями КМПОП логики при питании напряжени-



ем от 3.3 В до 5 В, что обеспечивает возможность их работы с широким диапазоном микроконтроллеров и логических устройств. В оба прибора интегрированы входные RC цепи, повышающие надежность управления при зашумленных сигналах, в также внутренние резисторы, подтягивающие входы к земле и упрощающие использование тристабильной входной логики. Использование драйверов с низким выходным сопротивлением минимизирует рассеиваемую микросхемой мощность во всем диапазоне напряжений питания до 20 В. Устройства потребляют всего 25 мкА на канал и отличаются исключительно высокой устойчивостью к электростатическому разряду (4 кВ по тестам HBM), что

позволяет использовать их в промышленных приложениях.

Важной особенностью ULN2003V12 и ULN2003F12 является наличие на каждом выходе обратных диодов, катоды которых выведены на отдельный контакт COM. Это обеспечивает возможность увеличить втекающий ток за счет параллельного объединения нескольких каналов. Например, в типичных условиях при параллельном включении всех семи каналов ULN2003V12 может управлять током 1 А. Уменьшенные размеры корпусов снижают требования к площади печатной платы. ULN2003V12 выпускается в корпусах SO-16 и TSSOP-16, а ULN2003F12 – в корпусе U-DFN3030-10.

Маломощный датчик барометрического давления компании Infineon демонстрирует новые уровни точности и мобильности

Infineon Technologies завершила разработку миниатюрных МЭМС датчиков барометрического давления с беспрецедентно высоким разрешением, эквивалентным ± 5 см воздушного столба. Приборы предназначены для использования в мобильных и носимых гаджетах, а также в устройствах Интернета вещей. Маломощная микросхема цифрового датчика барометрического давления DPS310 может стать основой разработки новых или усовершенствованных приложений в таких областях, как навигация, определение местоположения, экологический мониторинг, распознавание жестов и наблюдение за погодой.

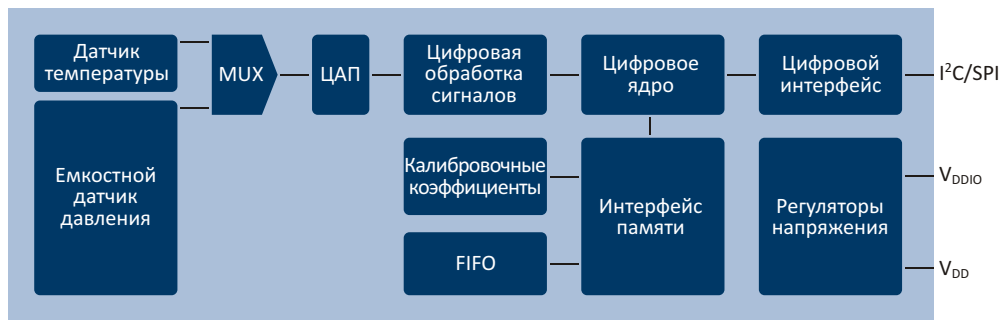


Точные и стабильные параметры DPS310 в широком температурном диапазоне важны для навигации внутри помещений и при решении таких задач, как определение номера этажа в торговых центрах или на многоярус-

ных парковках. Вне помещений это может помочь в коррекции местонахождения за счет поддержки «инерциальной навигации» в отсутствие сигнала GPS. Способность предоставлять точные данные необходима также для вычисления подъема и вертикальной скорости при слежении за двигательной активностью с помощью мобильных и носимых спортивных гаджетов, в то время как сверхвысокоточные измерения давления открывают новые возможности для распознавания жестов и регистрации быстрых изменений погоды.

В датчике DPS310 используется емкостной чувствительный элемент, отличающийся от пьезоэлектрических элементов, на которых основано большинство других цифровых датчиков давления. Это гарантирует высокую точность в широком диапазоне температур, даже если изменение температуры происходит очень быстро, что является несомненным преимуществом, поскольку внутри мобильного устройства возможны резкие колебания температуры из-за наличия многих источников тепла.

В режиме высокой точности DPS310 может измерять высоты с точностью ± 5 см, позволяя достоверно обнаруживать переходные состояния, что является самой серьезной проблемой внутренней навигации. Высокое разрешение датчика давления может



Функциональная схема датчика давления.

помочь, например, в такой ситуации, когда при подъеме человека с одного этажа здания на другой навигационное устройство надо переключить на отображение нового этажного плана. Высокая точность измерения высоты требуется также для спортивных и фитнес-приложений, которые должны проводить различие между разными типами преодолеваемых человеком «ступенек», чтобы производить соответствующие расчеты «сжигаемых калорий».

При изготовлении новых датчиков Infineon использовала усовершенствованные технологические процессы, первоначально разработанные для выпускаемых компанией полупроводниковых для датчиков устройств автоэлектроники. Подобные датчики отличаются исключительной надежностью, что позволяет интегрировать их в такие ответственные устройства, как, например, подушки безопасности. Эти технологии одновременно удовлетворяют требованиям небольших размеров устройства (габариты датчика не превышают 2.0 2.5 1.0 мм) и низкой потребляемой мощности. В режиме пониженного потребления при одном измерении в секунду устройству достаточно тока 3 мкА, а в режиме останова ток снижается до уровня менее 1 мкА. Интегрированный буфер FIFO, хранящий результаты 32 измерений, дает возможность дополнительно снизить потребление мощности за счет продления времени

спящего режима, в котором пребывает управляющий процессор между циклами считывания результатов из датчика.

DPS310 обеспечивает надежное и точное измерение давлений от 300 гПа до 1200 гПа в температурном диапазоне от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $85\text{ }^{\circ}\text{C}$. Многообразие режимов измерения и уровней разрешения позволяет оптимизировать характеристики устройства для каждого конкретного приложения. Например, для коррекции высоты, полученной от системы GPS, прибор надо сконфигурировать в режим однократных измерений, в то время как для распознавания жестов необходим режим нескольких измерений в секунду. Для точной компенсации измеренных значений давления и температуры каждый датчик подвергается индивидуальной калибровке. Доступ к результатам измерений и калибровочным коэффициентам осуществляется через цифровой интерфейс I²C/SPI.

Доступность

Инженерные образцы DPS310 появятся в мае 2015 г., а начало массового производства запланировано на 3 квартал 2015 г. Для поддержки разработчиков будут предложены также стартовые наборы и отладочные платы. DPS310 работает при напряжении питания от 1.7 В до 3.6 В. Прибор будет поставляться в миниатюрном корпусе LGA с размерами всего 2.0 2.5 1.0 мм.

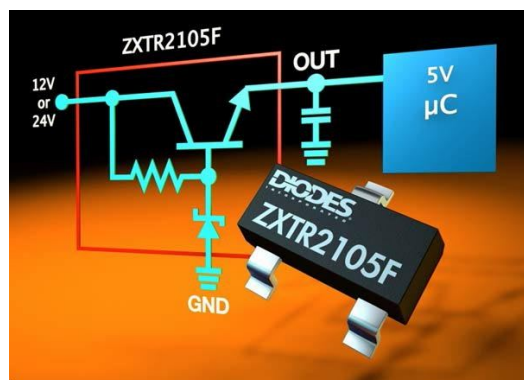
Diodes предлагает высоковольтный транзисторный регулятор для микроконтроллерных систем

Diodes Incorporated выпустила новый прибор ZXTR2105F. Этот регулятор, на кристалле которого интегрированы транзистор, стабилитрон и резистор, может поставлять в

нагрузку ток до 15 мА при напряжении 5 В, выдерживая входное напряжение до 60 В. Выпускаемый в небольшом корпусе SOT-23 транзистор ZXTR2105F позволит сократить

число компонентов в таких микроконтроллерных приложениях, как вентиляторы охлаждения ПК и серверов, а также в драйверах двигателей и датчиках в промышленном и автомобильном сегментах рынка.

ZXTR2105F разработан для замены трех дискретных компонентов и при использовании в типовой схеме с входным напряжением 12 В или 24 В может не только обеспечивать систему стабильным напряжением между 4.7 В и 5.3 В, но и сберечь место на печатной плате, а также повысить плотность мощности и надежность системы. При максимально допустимом входном напряжении 60 В устройство имеет достаточный запас прочности, позволяющий ему противостоять выбросам напряжения при переходных процессах, в то



время как отличные регулировочные характеристики гарантируют, что кратковременные провалы напряжения не смогут стать причиной защелкивания и не нарушат непрерывную работу схемы.

Silicon Labs начала поставки нового 32-битного беспроводного микроконтроллера для подключения устройств Интернета вещей

Семейство однокристальных устройств EZR32 с лучшими в отрасли энергоэффективностью и радиочастотными параметрами обеспечивает высокую степень интеграции и многопротокольную поддержку

Silicon Labs представила новое семейство 32-разрядных беспроводных микроконтроллеров (МК), предназначенных для упрощения подключения широкого спектра приложений Интернета вещей. Новые беспроводные МК EZR32 имеют лучшие в своем классе приемопередатчиков субгигагерцового диапазона энергоэффективность и технические характеристики, и могут использоваться в любых приложениях, требующих увеличенного времени работы от батареи, повышенной дальности связи, малых размеров и гибкости использования для поддержки специальных и стандартных протоколов беспроводной

связи. Основные целевые приложения семейства EZR32 включают в себя системы интеллектуального учета, беспроводные сети датчиков, средства автоматизация домов и зданий, системы безопасности, удаленного мониторинга и отслеживания грузов и багажа.

Объединение в беспроводных микроконтроллерах EZR32 процессорного ядра EFM32 с приемопередатчиками субгигагерцового диапазона EZRadio/EZRadioPRO дает разработчикам значительные преимущества по сравнению с обычными системами, состоящими из пары отдельных микросхем МК и радиочастотного устройства. Бесшовная интеграция «МК + ВЧ» освобождает разработчиков от решения задачи организации сложных внутрисплатных взаимосвязей между микроконтроллером и радиопередающей частью, облегчая процесс проектирования, упрощая конструкцию платы и снижая восприимчивость к помехам. Разработчики могут начинать создание своих беспроводных устройств, уверенные в том, что получили прошедшее все испытания, хорошо зарекомендовавшее себя однокристальное реше-



ние, уменьшающее количество компонентов и размеры платы.

Среди сверхэкономичных радиочастотных устройств субгигагерцового диапазона семейство EZR32 не имеет себе равных в отрасли. Беспроводные МК обеспечивают большую площадь радиочастотного покрытия в широком диапазоне частот для любых географических регионов. Их передатчики имеют выходную мощность до 20 дБм, а приемники отличаются лучшими в отрасли характеристиками чувствительности, избирательности и подавления внеполосных сигналов. Низкая мощность, потребляемая приемопередатчиками EZRadio и EZRadioPRO, как в режиме ожидания, так и в активных режимах, в сочетании с режимами ультранизкого энергопотребления и быстрого пробуждения микроконтроллерных ядер EFM32, обеспечивают идеальное решение для беспроводных устройств с батарейным питанием, не снижающее уровня их общих радиочастотных характеристик. Многопротокольные устройства EZR32 поддерживают беспроводные приложения на основе стандартов IEEE 802.15.4/4g, Wireless M-Bus, Wi-SUN, а также широкий спектр специальных протоколов радиосвязи.

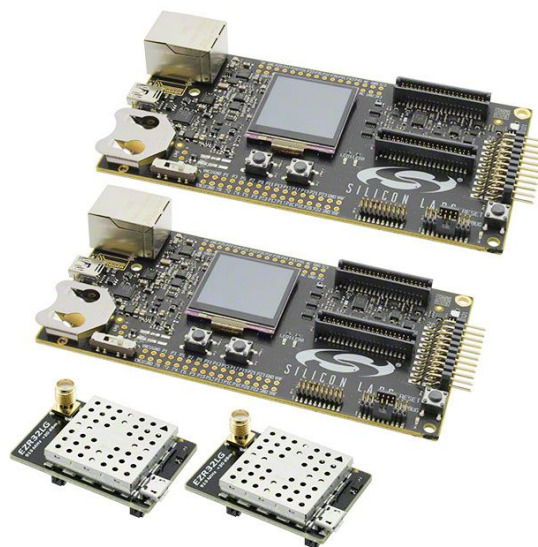
Семейство EZR32 предоставляет разработчикам максимальную гибкость и масштабируемость, позволяя с минимальными доработками, или вовсе без них, использовать готовые решения в последующих проектах. Семейство включает две совместимые по выводам линейки продуктов: устройства EZR32LG на ядре ARM Cortex-M3 и основанные на ядре ARM Cortex-M4 устройства EZR32WG, поддерживающие операции с плавающей запятой и цифровую обработку сигналов. Объем флэш-памяти может варьироваться в диапазоне от 64 до 256 КБ. Обе линейки продуктов имеют по 32 КБ оперативной памяти и богатый набор периферийных устройств, включая таймеры и счетчики, коммуникационные интерфейсы, АЦП и ЦАП, интерфейс маломощного датчика (LESENSE), USB и 128-битный ускоритель AES для обеспечения дополнительной безопасности и защиты данных.

Устройства EZR32LG и EZR32WG предоставляют возможность выбора между приемопередатчиками EZRadio и EZRadioPRO, чтобы обеспечить совокупность радиочастотных параметров, в наибольшей степени отвечающих требованиями конкретного при-

ложения. Версии EZRadio адресованы создателям самых простых «кнопочных» приложений, определяющим критерием для которых является цена. К таковым относятся, например, пульты дистанционного управления, брелки для открывания гаражных дверей и другие устройства, использующие сетевые конфигурации точка-точка. Версии EZRadio PRO предназначены для приложений, требующих наилучших характеристик радиочастотного тракта и поддерживающих сверхдальнюю узкополосную связь со сложными форматами пакетов и сетевых протоколов. Мощная архитектура приемопередатчика EZRadioPRO поддерживает самые передовые технологии обработки пакетов и функции модема, включая автоматическую коррекцию частоты, обнаружение преамбул и автоматическую регулировку усиления, а также скачкообразную перестройку частоты.

Средства поддержки разработчиков

Расширенная среда разработки Simplicity Studio теперь поддерживает проектирование устройств на беспроводных МК, предоставляя разработчику комплексную и простую в использовании платформу для создания беспроводных приложений на основе семейства EZR32. Simplicity Studio поддерживает новый программный стек Connect компании Silicon Labs, полностью протестированный для сетевых решений с топологиями точка-точка и звезда. Silicon Labs Connect позволяет разработчикам не отвлекаться на детали низкоуровневых субгигагерцовых протоколов и конфигураций, и полностью сосредоточиться на



Стартовые наборы SLWSTK62xxA.

разработке приложений. Silicon Labs предлагает также ряд недорогих оценочных наборов Wireless Starter Kit, содержащих все аппаратные и программные средства, необходимые для разработки субгигагерцовых беспроводных устройств. В комплект аппаратных средств включены встроенный отладчик, улучшенный монитор потребления энергии и интегрированный трассировщик пакетов. Simplicity Studio, включая всю документацию и примеры приложений, можно бесплатно скачать на сайте Silicon Labs.

Цены и доступность

Образцы и промышленные партии беспроводных микроконтроллеров EZR32LG и EZR32WG доступны в компактных 64-контактных корпусах QFN размером 9 × 9 мм. Цены на EZR32LG начинаются от \$2.71 за штуку, а на EZR32WG – от \$2.98 при объеме заказа 10,000 микросхем. Стартовые наборы SLWSTK62xxA, поддерживающие различные МК и радио конфигурации, можно купить за \$299.00.

Носимое устройство может удержать людей от храпа во сне, не будя их

Nordic Semiconductor сообщила, что китайская стартап-компания VVFly Electronics, специализирующаяся на создании интеллектуальных носимых устройств для здоровья, использовала ее систему на кристалле nRF51822 для Bluetooth Smart соединения со смартфонами, чтобы создать, как утверждает VVFly, первое в мире носимое в ухе устройство для обнаружения и предотвращения храпа.



Снабженный заушной Интеллектуальный Ограничитель Храпа надевается на ухо, подобно слуховому аппарату, и, по словам разработчиков, обнаруживает начало храпа

путем анализа сложной комбинации звука и вибрации костей.

При обнаружении храпа устройство начинает мягко вибрировать и тихо «разговаривать» со спящим пользователем, призывая его прекратить храп. Если храп продолжается, интенсивность вибрации и громкость звука постепенно увеличиваются до тех пор, пока пользователь не перестанет храпеть, подсознательно реагируя на голосовые команды.

VVFly заявляет, что данный метод позволяет удержать людей от храпа, фактически не будя их и не нарушая качества сна. Считается также, что эффективность устройства возрастает со временем, по мере того, как пользователь ближе знакомится с особенностями использования прибора.



Интеллектуальный Ограничитель Храпа рассчитан на совместную работу с бесплатным приложением, разработанным партнером VVfly, которое может выполняться на любых смартфонах или планшетах, поддерживаю-

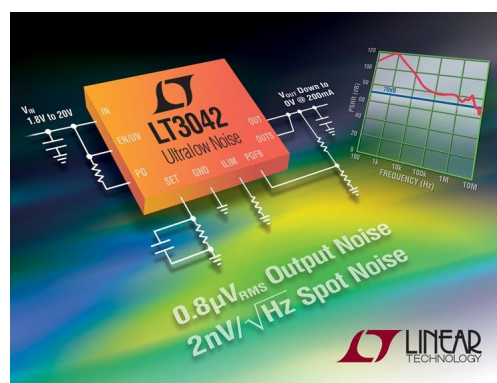
щих Bluetooth Smart Ready. Непрерывно записывая параметры сна, приложение фактически работает как монитор качества сна, чтобы впоследствии продемонстрировать эффект от использования этого устройства.

Linear Technology анонсирует LDO стабилизатор напряжения со сверхнизким уровнем шумов

Linear Technology анонсировала начало выпуска микросхемы качественно нового линейного стабилизатора напряжения LT3042 со сверхнизкими шумами, сверхвысоким коэффициентом подавления пульсаций питания (PSRR) и малым падением напряжения на регулирующем элементе. Уникальная конструкция обеспечивает сверхнизкий уровень дифференциальных шумов, составляющий всего 2 нВ/ Гц на частоте 10 кГц, и интегральный выходной шум 0.8 мкВ с.к.з. в широкой полосе частот от 10 Гц до 100 кГц. Подавление пульсаций питания превышает 90 дБ в низкочастотной области до 10 кГц и 75 дБ на высоких частотах до 3 МГц. В микросхеме используется запатентованная Linear Technology архитектура LDO стабилизаторов, включающая прецизионный источник опорного тока с последующим буферным каскадом с единичным усилением, позволяющая достичь практически постоянной полосы пропускания и независимости шумов и PSRR от выходного напряжения. Кроме того, такая архитектура допускает параллельное включение нескольких микросхем LT3042, что дополнительно уменьшает шумы, увеличивает выходной ток и обеспечивает равномерное перераспределение тепла по печатной плате.

LT3042 может отдавать в нагрузку ток до 200 мА при входном напряжении от 1.8 до 20 В и собственном падении напряжения не более 350 мВ. Диапазон выходных напряжений стабилизатора составляет 0 ... 15 В при отклонении не более $\pm 2\%$ во всем диапазоне напряжений, токов и температур. Широкие диапазоны входных и выходных напряжений нового устройства, большая полоса пропускания, высокий PSRR и сверхнизкие шумы идеально соответствуют требованиям, предъявляемым к системам питания таких чувствительных к шумам приложений, как схемы ФАПЧ, ГУНЫ, смесители, малошумящие усилители, высокочувствительные изме-

рительные приборы, высокоскоростные и высокочастотные прецизионные преобразователи данных, средства медицинской визуализации и диагностики, прецизионные источники питания, а также дополнительные выходные стабилизаторы импульсных преобразователей.



Для оптимизации стабильности и переходных характеристик LT3042 нуждается лишь в небольшом и недорогом керамическом конденсаторе емкостью 4.7 мкФ. Точное ограничение выходного тока с погрешностью $\pm 10\%$ во всем диапазоне рабочих температур осуществляется одним внешним резистором. Дополнительное снижение уровня шумов и опция мягкого старта, предотвращающая выброс напряжения при включении, реализуются подключением конденсатора к выводу SET. Кроме того, стабилизатор содержит схемы защиты от переплюсовки входного напряжения и обратного тока, внутреннюю цепь прогрессирующего ограничения тока и устройство защиты от перегрева с температурным гистерезисом. Из прочих особенностей микросхемы следует выделить возможность ее быстрого запуска, что полезно, когда к выводу SET подключен конденсатор большой емкости, и наличие флага «Питание в норме» с программируемым порогом, указывающего на установление режима стабилизации выходного напряжения.

LT3042 выпускается компактных 10-выводных корпусах DFN (3 × 3 мм) и MSOP со сниженным тепловым сопротивлением. Версии микросхемы с суффиксами E и I имеют допустимую температуру кристалла от -40 °C до +125 °C. Версия с суффиксом H работает при температуре от -40 °C до +150 °C, а версия MP с повышенной надежностью – от -55 °C до +150 °C. Устройства в варианте исполнения E уже можно приобрести по цене от \$2.25 за штуку при заказе 1,000 микросхем.

Основные технические характеристики LT3042:

- Сверхнизкий интегральный выходной шум: 0.8 мкВ с.к.з. (от 10 Гц до 100 кГц)
- Ультранизкий дифференциальный шум: 2 нВ/ Гц на частоте 10 кГц
- Сверхвысокий коэффициент подавления пульсаций питания: более 90 дБ на частотах до 10 кГц и более 75 дБ до 3 МГц
- Выходной ток: 200 мА
- Широкий диапазон входных напряжений: 1.8 ... 20 В
- Опция снижения шумов и улучшения PSRR установкой одного дополнительного конденсатора
- Точность установки тока по выводу SET: 100 мкА с начальной погрешностью ±1%
- Программирование выходного напряжения одним резистором
- Широкая полоса пропускания: 1 МГц
- Программируемый уровень ограничения тока
- Малое падение напряжения: 350 мВ
- Диапазон выходных напряжений: 0 В ... 15 В
- Флаг «Питание в норме» с программируемым порогом
- Возможность быстрого пуска
- Точные пороги включения и блокировки при пониженном напряжении
- Допускается параллельное включение для снижения шумов и увеличения выходного тока
- Внутреннее прогрессирующее ограничение тока
- Минимальная емкость выходного керамического конденсатора: 4.7 мкФ
- Защита от переплюсовки и обратного тока
- 10-выводные корпуса MSOP и DFN (3 × 3 мм).

Fairchild упрощает разработку диммируемых светодиодных источников света

Уникальная технология активного управления яркостью свечения позволяет разработчикам использовать одно устройство для широкого диапазона мощностей нагрузки

Fairchild анонсировала однокаскадный драйвер FL7734 для фазового управления недорогими и надежными светодиодными осветительными устройствами мощностью от 5 Вт до 30 Вт. FL7734 позволяет разработчикам быстро создавать диммируемые конструкции с высокими светотехническими характеристиками, полностью удовлетворяющие требованиям по величине коэффициента мощности и уровню гармонических искажений.

В микросхеме FL7734 Fairchild реализована уникальную технологию активного управления яркостью свечения, намного снижающую видимое мерцание света и гарантирующую совместимость более чем с 90% совре-

LED Driver Simplifies Design Across Wide Range of Dimmers

- Eliminates visible flicker
- Meets NEMA SSL 7A-2013 & ENERGY STAR® standards
- Programmable dimming curve
- Integrated Full Power Factor Correction (PFC)



менных диммеров широкого диапазона изготовителей, включая диммеры с отсечкой фазы по переднему фронту синусоиды, по заднему фронту, а также цифровые диммеры. Устройство полностью отвечает требованиям стандартов NEMA SSL 7A-2013 и ENERGY STAR, обеспечивая программируемую характеристику регулирования и гибкое управление входным током.

FL7734 представляет собой обратноходовой (или повышающе-понижающий) контроллер ШИМ-модулятора, в котором используется усовершенствованная технология регулирования по первичной стороне, минимизирующая количество внешних компонентов, необходимых для создания законченного устройства.

Так же, как и анонсированная ранее микросхема FL7733A, FL7734 может использоваться в многочисленных типах источников

света, включая лампы GU10, свечеобразные лампы, «классические» лампы с круглой колбой A19 и PAR30/38 и многое другое. Оба прибора осуществляют высокоточную стабилизацию тока с погрешностью менее 1% во всем рабочем диапазоне входных сетевых напряжений.

Для выполнения требований норм безопасности и обеспечения долговременной надежности устройство FL7734 снабжено многочисленными встроенными защитными функциями, включая двойную защиту от перенапряжения (по выводам VS и VDD), защиту от замыкания выходного диода и от обрыва/замыкания вывода токоизмерительного резистора. Микросхема защищена также от обрывов, замыкания и перегрева светодиодов.

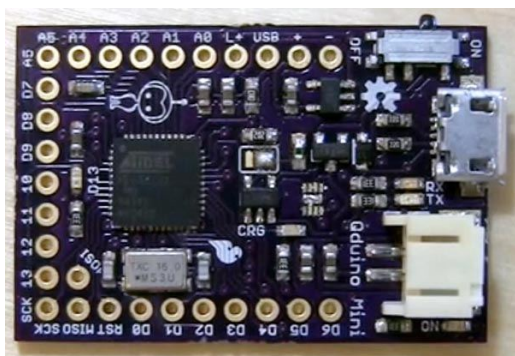
Микросхема FL7734 выпускается в 16-выводном корпусе SOP.

Плата размером в одну четверть Arduino имеет дополнительную функцию заряда аккумуляторов

Lee Goldberg

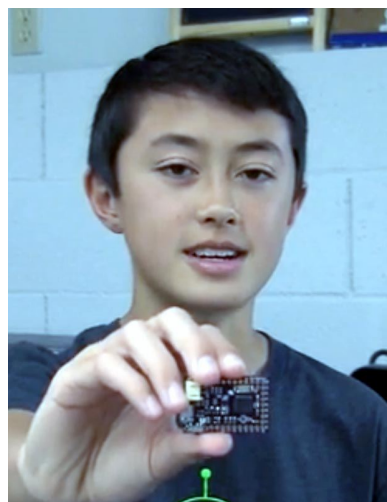
EDN

Встраиваемая процессорная плата Qduino Mini, дебютировавшая недавно на Kickstarter, сделает для поклонников Arduino разработку компактных проектов с батарейным питанием простой, как никогда. Несмотря на миниатюрные размеры 25 × 38 мм, плата обладает всей мощностью своих полноразмерных аналогов и, кроме того, содержит законченное зарядное устройство с указателем уровня заряда.



Даже если бы я не знал Куина Этнайра (Quin Etnyre), изобретателя и тезку Qduino,

меня все равно взволновала бы эта выставленная на Kickstarter изящная плата, чьи миниатюрные размеры и встроенная поддержка зарядки LiPo аккумуляторов заполняют важную нишу в экосистеме Arduino. Но чтобы раскрыть все карты, признаюсь: часть моего энтузиазма подпитывается тем, что следить за карьерой Куина я начал вскоре после того, как в 2012 году в возрасте 12 лет он создал



сайт Qtechknow.com для продвижения своих изобретений.

Но я отвлекся. Давайте вернемся к Qduino.



Куин со своим отцом на выставке Maker Faire 2014 во время демонстрации некоторых из созданных ими «домашних животных», управляемых Arduino.

По словам Куина, к идее создания полнофункциональной платы вчетверо меньшего размера его привели некоторые собственные проекты, чьи размеры не позволяли поместить большой объем электроники и делали неудобной частую смену батарей. (Некоторые из этих проектов вы видите на фотографии выше). В результате появилась совместимая с Arduino Leonardo плата с процессором ATmega32U4 (8 МГц, 32 КБ флеш, 2.5 КБ ОЗУ, 1 КБ EEPROM), зарядным устройством для LiPo аккумуляторов и схемой измерения уровня заряда (MCP73832/ MAX17048), а также с разъемом для подключения внешнего LiPo элемента (не входящего в комплект из-за ограничений на пересылку почтой). Теперь вы можете за 1-2 часа (в зависимости от размера) зарядить аккумулятор своего проекта на Arduino с помощью любого стандартного порта micro-USB.

Сейчас Куин и Ко разрабатывают программные коды, которые войдут библиотеку ПО для платы и позволят Qduino считывать данные об уровнях заряда аккумулятора и отправлять их через интерфейс USB. Плату также можно будет сконфигурировать только на подачу сигнала предупреждения, чтобы немного подпитать аккумулятор, когда уровень его заряда упадет ниже предустановленного порога. Это лишь часть большой библиотеки кодов и документации, содержащей проектные файлы, включая печатные платы в формате EAGLE, схемы и технические руководства, которые можно будет ска-

чать бесплатно после поставки первых плат Qduino спонсорам проекта.

Если у вас возникли сомнения насчет покупки компьютерной платы, разработанной 14-летним мальчишкой, то могу сообщить вам, что Куин выпустил на рынок более успешные электронные продукты, чем изделия большинства предпринимателей, возраст которых вдвое или втрое превышает возраст Куина. И хотя истинным вдохновителем этого не такого уж скромного предприятия является Куин, некоторые подсказки он получает от мамы и папы. Это очень хорошие люди и прекрасные родители, с энтузиазмом поддерживавшие предприятие Куина с самых первых дней, когда он разработал несколько аксессуаров, позволявших осваивать Arduino проще и быстрее. Туда входило несколько плат, с помощью которых некоторые компоненты (датчики, излучатели звука, светодиоды и т.п.) можно было подключать непосредственно к разъемам ввода/вывода Arduino без использования пайки или проводочных перемычек. Он сделал также плату поддержки датчиков, позволяющую подключить одновременно до четырех сенсоров.

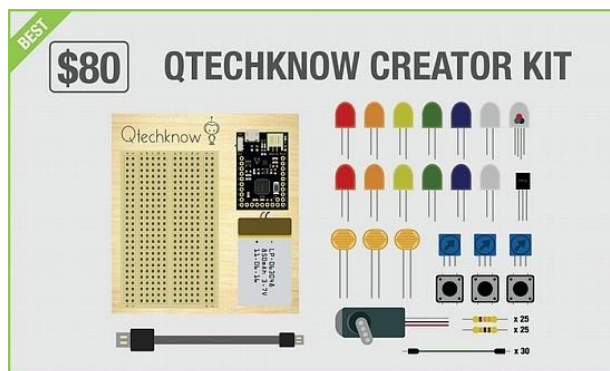
Будучи мальчиком-вундеркиндом и предпринимателем одновременно, Куин обрабатывает отчеты и запросы клиентов с такой же легкостью, как ветераны Кремниевой долины. Однако в глубине души он все еще восторженный подросток, что легко понять, увидев снисходительную усмешку на его лице, когда он рассказывает, как разработал один из самых популярных своих продуктов – датчик, превращающий Arduino в цифровой детектор пукания (я это не выдумываю).



Представленная на сайте Qtechknow плата расширения ArduSensor позволяет подключить до четырех датчиков, включая датчик метана (пукания).

Еще одна небольшая, но очень важная деталь: производство и выполнение заказов взяла на себя компания Sparkfun, открывшая многим непрофессионалам путь к высокотехнологичной продукции, заслужившая безупречную репутацию и, к тому же, являющаяся одним из моих любимых магазинов игрушек. Вы можете купить Qduino на Kickstarter за \$25, получив скидку при покупке нескольких плат. LiPo аккумуляторы надо приобретать отдельно, поскольку из-за строгих требований к упаковке и транспортировке их включение в состав комплекта становится слишком накладным.

Что касается аккумулятора, то единственным исключением является Qtechknow Creator Kit – небольшая система прототипирования, включающая Qduino, LiPo аккумулятор с кабелем, плату для безопасного макетирования и богатый ассортимент полезных компонентов. Приобрести ее за \$80 можно



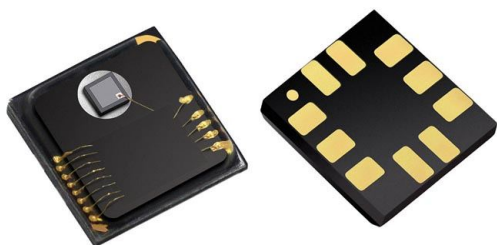
В Creator Kit содержатся Qduino, плата для безопасного макетирования и большое количество светодиодов, переключателей и других компонентов, позволяющих немедленно начать работу над собственным проектом.

также на Kickstarter. Отправка участникам Kickstarter, как ожидается, начнется в середине года, причем сначала получают устройство те, кто пришли на Kickstarter первыми.

STMicroelectronics представляет датчик УФ излучения для мобильных и носимых приложений

Уникальное устройство обеспечивает прямое измерение индекса УФ излучения

STMicroelectronics (ST) расширила свой портфель датчиков параметров окружающей среды, представив новый прибор UVIS25 – первый в мире датчик с прямым цифровым считыванием УФ-индекса – международной единицы интенсивности ультрафиолетового (УФ) излучения, главным образом, солнечного, в данном месте и в данное время.



Пребывание под УФ-излучением может оказывать на людей различные негативные воздействия – от временных солнечных ожогов до существенно более серьезных угроз здоровью. УФ-индекс был введен, одобрен и стандартизован в середине 1990-х годов Всемирной организацией здравоохранения и

Всемирной метеорологической организацией, чтобы выработать соответствующие рекомендации по мерам предосторожности, позволяющие людям избежать вредных последствий УФ-облучения.

Сверхкомпактный цифровой датчик UVIS25 предназначен для рынков любых средств измерения УФ-излучения, включая носимые устройства, смартфоны, планшеты и оборудование метеостанций. Основанное на запатентованной STMicroelectronics технологии, новое устройство чувствительно к УФ излучению в диапазоне длин волн от 200 до 400 нм, захватывающему интервалы UV-A (315...400 нм) и UV-B (280...315 нм), в наибольшей степени влияющие на здоровье человека. UVIS25 не просто измеряет уровень, а вычисляет УФ-индекс в цифровой форме, избавляя клиентов от необходимости создания внешних алгоритмов обработки и калибровки на производственных линиях.

«Сегодня, с истощением озонового слоя, повышенные уровни УФ-излучения все чаще достигают поверхности земли. Этот новый

датчик УФ излучения стал еще одной демонстрацией способности ST создавать новые продукты и приложения, помогающие сохранять здоровье людям», – сказал Франческо Италия (Francesco Italia), Генеральный директор подразделения датчиков и аналоговых приборов компании STMicroelectronics.

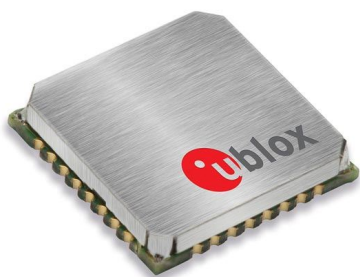
Главными особенностями UVIS25 являются наличие прямого цифрового выхода с диапазоном значений 0...15 при разрешающей способности 1/16, интерфейсы SPI и I²C, диа-

пазон напряжений питания 1.7 ... 3.6 В, а также способность обновлять данные об УФ-индексе с периодичностью до 1 секунды. Устройство поставляется в прозрачном пресованном корпусе LGA-10L размером 2.5 x 2.5 x 0.76 мм.

В настоящее время доступны единичные образцы UVIS25, а начало массового производства запланировано на конец 2 кв. 2015 г. В партиях из 1000 приборов каждый датчик стоит \$1.70.

u-blox объединила Wi-Fi и Bluetooth в одном сверхкомпактном модуле

Компания u-blox объявила о готовности к началу серийного производства устройств серии ELLA-W1 – компактных мультистандартных радиомодулей для автомобильных приложений. Модули обеспечивают предсказуемые, надежные результаты и простую реализацию беспроводных подключений внутри автомобиля. К возможным областям использования новых приборов относятся автомобильные точки доступа, камеры заднего вида и дополнительные средства отображения графических интерфейсов пользователя.



Ультракомпактные модули приемопередатчиков малого радиуса действия серии ELLA-W1 с встроенным хост-контроллером

позволяют осуществлять одновременный и независимый обмен данными в форматах стандартов Wi-Fi 802.11a/b/g/n, Bluetooth V3.0 + HS и Bluetooth V2.1 + EDR. В каждом модуле содержатся интегрированные средства поддержки MAC-уровня, радиопроцессор и радиочастотный тракт, подключенные к хосту посредством интерфейса SDIO 2.0. Версии с двумя диапазонами Wi-Fi (2.4 ГГц и 5 ГГц) минимизируют проблемы помех, связанных с перенасыщенностью диапазона 2.4 ГГц. Модули работают одновременно в режимах клиента и точки доступа, причем в последнем режиме возможно соединение с 8 клиентами Wi-Fi.

Предназначенные для поверхностного монтажа модули ELLA-W1 имеют площадь 14.8 x 14.8 мм и высоту 2.5 мм. Устройства с лучшими в своем классе радиочастотными параметрами работоспособны в диапазоне температур от –40 °С до +85 °С и сертифицированы для использования в автомобилестроении в соответствии с VW 80000/ISO 16750-4, а также по нормам стандартов Европы, США и Канады.

В настоящее время доступны инженерные образцы модулей и отладочные наборы.

Мультистандартные радиомодули с Wi-Fi и Bluetooth.

Модуль	Wi-Fi 2.4 ГГц	Wi-Fi 5 ГГц	Wi-Fi IEEE 802.11	Спецификация Bluetooth	Контакты для подключения антенны
ELLA-W131			b/g/n	v3.0 + HS	1
ELLA-W133			b/g/n	v3.0 + HS	2
ELLA-W161			a/b/g/n	v3.0 + HS	1
ELLA-W163			a/b/g/n	v3.0 + HS	2

Allegro объявляет о выпуске новых микросхем датчиков тока с подавлением синфазных магнитных помех

Микросхемы датчиков тока с гальванической развязкой для автомобильной промышленности

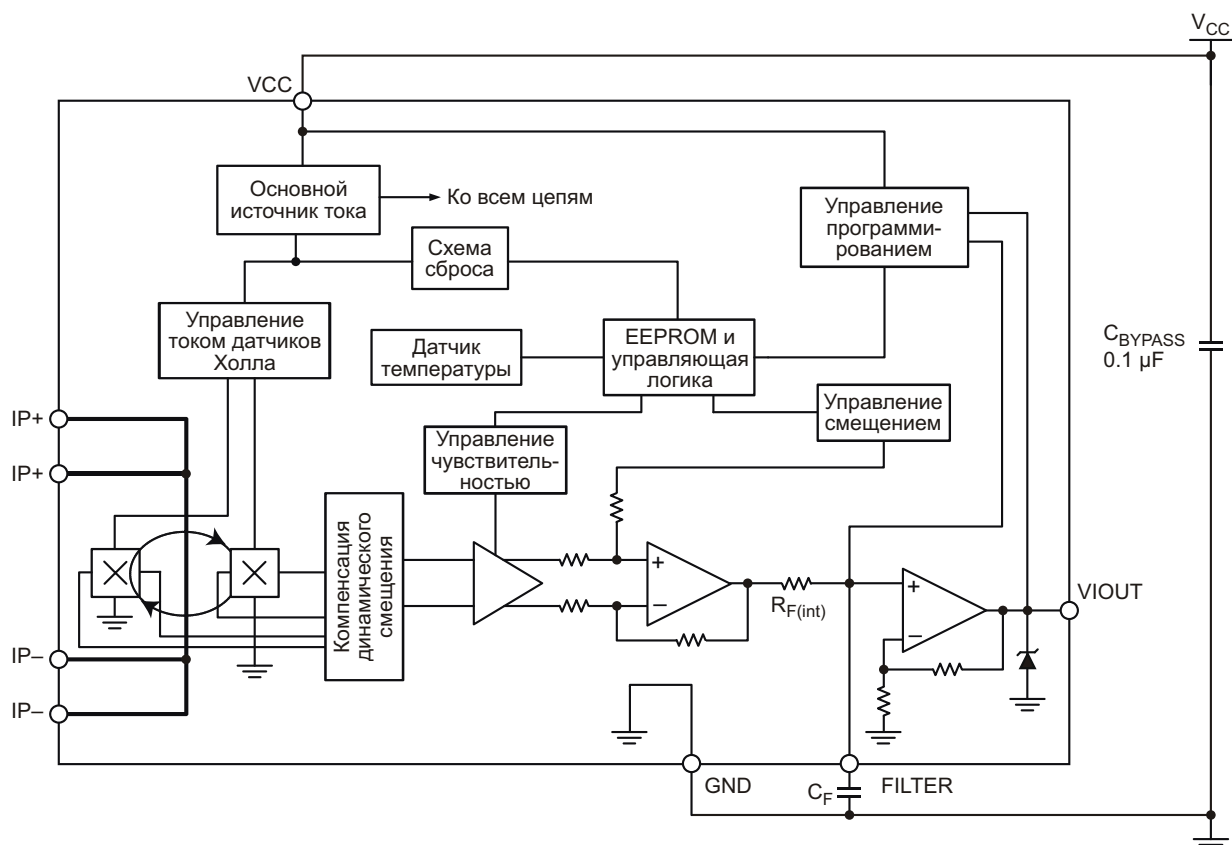
Allegro Microsystems объявила о выпуске двух новых микросхем датчиков тока, которые позволят создавать экономичные и точные решения для измерения переменного и постоянного токов в промышленных, автомобильных, коммерческих и коммуникационных системах. Компактные высокоточные микросхемы ACS724 и ACS725 с напряжениями питания 5 В и 3.3 В, соответственно, идеально подходят для приложений, с ограниченным свободным пространством, и за счет сокращения площади печатной платы позволят снизить общие затраты.

Типичные области применения микросхем включают системы управления электродвигателями в автомобильных приводах тормозов, топливных насосах и насосах коробки передач, а также зарядные устройства для гибридных электромобилей. Устройства могут использоваться также для управления нагрузками, в импульсных источниках питания и в системах защиты от перегрузок про-



мышленных, компьютерных и потребительских приложений, работающих от сети переменного тока.

Новые микросхемы состоят из прецизионной схемы линейного датчика Холла с малым смещением и медного проводника, расположенного вблизи поверхности кристалла. Протекающий через этот проводник ток создает магнитное поле, которое воспринимается встроенным датчиком Холла и преобразуется в пропорциональное напряжение. Для устранения влияния синфазных магнитных полей и повышения точности измерений в



Функциональная схема датчика.

условиях магнитных помех ток считывается дифференциальной парой чувствительных элементов микросхемы. Собственная погрешность устройства оптимизирована за счет размещения датчика Холла в непосредственной близости от источника магнитного поля. Точная пропорциональность напряжения обеспечивается путем импульсной стабилизации BiCMOS микросхемы датчика Холла, специально программируемой для повышения точности после ее корпусирования. Зависимость выходного напряжения устройства от тока имеет положительный наклон, если нарастающий ток протекает через внутренний медный проводник от выводов 1 и 2 в направлении выводов 3 и 4. Типовое сопротивление этого внутреннего проводника равно 1.2 мОм, что обеспечивает малые потери мощности. Выводы внутреннего проводника электрически изолированы от

остальных его выводов (контактов с 5 по 8). Это позволяет включать датчики ACS724 и ACS725 в токонесущий провод без использования высоковольтных дифференциальных усилителей или каких-либо иных дорогостоящих средств изоляции.

Оба устройства выпускаются в небольшом низкопрофильном корпусе SOIC-8 для поверхностного монтажа. Выводы микросхемы имеют 100% покрытие матовым оловом, благодаря чему полностью совместимы с бессвинцовыми технологиями сборки. Во внутренних элементах прибора свинец также не используется, за исключением шариковых выводов кристалла, изготавливаемых из высокотемпературного материала на основе свинца, и в настоящее время исключенных из списка предписаний директивы RoHS. Микросхемы полностью калибруются перед отгрузкой с предприятия-изготовителя.

Freescalе расширяет портфель микросхем управления питанием для поддержки портативных устройств

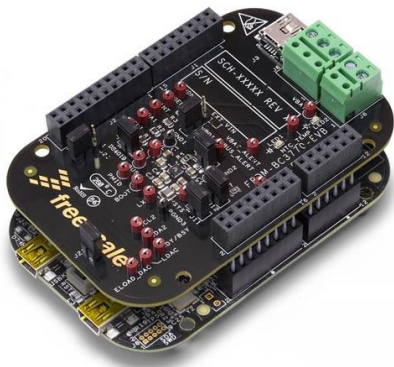
При малых размерах эта новая двухамперная микросхема зарядного устройства с интеллектуальным управлением направлением передачи энергии обеспечивает полностью программируемый, быстрый перезаряд батареи

Freescalе Semiconductor представила новую аналоговую микросхему управления зарядом с двумя каналами прохождения зарядного тока, предназначенную для носимых гаджетов и устройств Интернета вещей. Полностью программируемая микросхема BC3770 для заряда одноэлементных Li-Ion и Li-Polymer аккумуляторов отличается малыми размерами и способностью обеспечивать быстрый заряд для портативных встраиваемых

систем, основанных, в частности, на популярных процессорах приложений i.MX компании Freescalе и микроконтроллерах Kinetis.

Новая микросхема BC3770 адресована сегменту рынка устройств, требующих быстрой зарядки аккумуляторов и длительного времени автономной и бесперебойной работы портативного оборудования. Ее встроенные функции помогут разработчикам и изготовителям избежать перезаряда и перегрева батарей. Цепи управления зарядом и повышающего преобразователя работают на частоте 1.5 МГц, давая возможность выбирать внешние пассивные элементы с минимальными габаритами и, тем самым, повысить КПД, сэкономить площадь на печатной плате и уменьшить стоимость конечного продукта. Кроме того, параметры заряда и режимы работы BC3770 полностью программируются через интерфейс I²C, работающий на частотах до 400 кГц, что позволяет легко оптимизировать конструкторские решения.





FRDM-BC3770EVB: демонстрационная плата с отладочным комплектом Freedom на основе KL25Z.

Новое зарядное устройство от компании Freescale, используя одно входное напряжение до 20 В, обеспечивает заряд аккумулятора током до 2.0 А, одновременно снабжая питанием устройство в целом. Для облегчения интеграции микросхемы Freescale предлагает отладочный комплект BC3770 Freescale Freedom, состоящий из платы, управляемой микроконтроллером Kinetis KL25Z, и примеров программной реализации интерфейса зарядного устройства и графического интерфейса пользователя.

Дополнительные функции BC3770:

- Два пути прохождения зарядного тока позволяют совместить во времени питание системы и зарядку аккумулятора

- 25-контактный корпус WLCSP на базе подложки кристалла размером 2.27 мм 2.17 мм
- Повышающий преобразователь с током 900 мА для возможности организации USB OTG
- Заряд одноэлементных Li-ion и Li-polymer батарей
- Высокоэффективный синхронный импульсный стабилизатор напряжения
- Частота переключения 1.5 МГц
- Программируемый интерфейс для контроля различных режимов заряда

Поддержка разработчиков

Чтобы помочь клиентам ускорить разработку своих изделий, Freescale предлагает уже настроенные, гибкие и полностью оптимизированные оценочные средства. Демонстрационная плата, совместимая с отладочным комплектом Freescale Freedom (FRDM-BC3770EVB), продается по рекомендованной цене \$149.

Наличие и цены

Микросхемы зарядного устройства BC3770 уже выпускаются в промышленных объемах и могут быть приобретены как у Freescale, так и у ее авторизованных дистрибьюторов по всему миру. Рекомендованная цена одной микросхемы в партиях из 10,000 штук составляет \$1.04.

Микросхемы синхронных выпрямителей Diodes повысят уровень интеграции и эффективность портативных зарядных устройств

Diodes Incorporated представила микросхемы синхронных выпрямителей APR3415 и APR34330, позволяющие повысить уровень интеграции и эффективность портативных зарядных устройств. В новых приборах внутренний MOSFET объединен со схемой драйвера, чтобы создавать эффективные по затратам выпрямители со сниженным рассеянием мощности, используя меньшее количество внешних компонентов. Устройства ориентированы на рынки сотовых и беспроводных телефонов, ADSL модемов, MP3 плееров и аналогичных портативных потребительских продуктов, а также бытовых приборов.

APR3415 и APR34330 выполняют функции коммутаторов синхронных выпрямителей для приложений с выходным напряжением 5 В, работающих в режиме непрерывной проводимости.

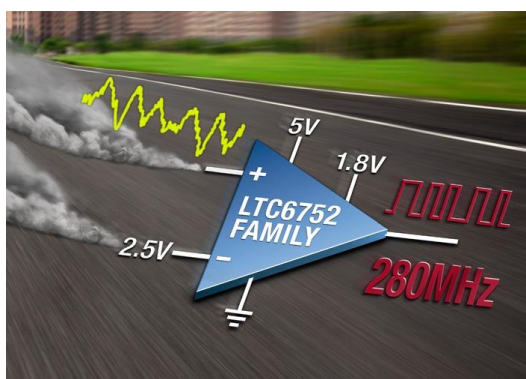


мости. Синхронное выпрямление может снизить рассеяние мощности на вторичной стороне, в то время как благодаря способности устройств измерять напряжение сток-исток собственного MOSFET можно формировать оптимальный сигнал управления при меньшем числе компонентов. Внутренний N-канальный MOSFET был оптимизирован для уменьшения заряда затвора и сопротивления открытого канала, увеличения скорости переключения и снижения времени обратного восстановления, что обеспечило этим устройствам малое время отклика на изменение выходного напряжения и позволило улучшить переходные характеристики системы управления первичной стороны.

APR3415 предназначена для конструкций с выходными токами до 2 А и поставляется в стандартном корпусе SO-8. Если выходной ток не превысит 1.5 А, целесообразнее использовать микросхему APR34330, которая выпускается в корпусе SO-8EP с открытым теплоотводящим основанием. Оба прибора снабжены цепями защиты от перенапряжения и блокировки при пониженном входном напряжении, что нетипично для устройств конкурентов. Это не только повышает безопасность и надежность систем, но также расширяет сферу использования микросхем такими приложениями, как например, дежурные и вспомогательные источники питания.

Linear Technology представляет самые быстрые в отрасли компараторы с частотой переключения 280 МГц

Linear Technology представляет семейство самых быстрых из доступных на сегодняшнем рынке компараторов с КМОП выходом с частотой переключения 280 МГц и временами нарастания и спада 1.2 нс. Разработанные для работы с логическими уровнями от 3.3 В до 1.8 В, компараторы LTC6752 имеют задержку распространения 2.9 нс при дисперсии всего в 1.8 нс. При входном синусоидальном напряжении с частотой 100 МГц и полным размахом 100 мВ, джиттер выходного сигнала равен лишь 4.5 пс, а снижение амплитуды выходного импульса при токе нагрузки до 8 мА не превышает 200 мВ. Все эти скоростные характеристики компаратора хорошо подходят для широкого спектра приложений с жесткими требованиями к временным параметрам, где требуются быстрый отклик и совместимость выхода с уровнями КМОП.



Семейство LTC6752 состоит из пяти микросхем, различающихся уникальными комбинациями функций и корпусов. В частности, есть варианты приборов с отдельным питанием входных и выходных секций, с режимом пониженного потребления при отключении, с защелкой выходного сигнала, регулируемым гистерезисом и с комплементарными выходами. Защелка обеспечивает возможность быстрой фиксации состояния выхода компаратора. Функция управления гистерезисом, уровень которого, по умолчанию установленный равным 5 мВ, может быть увеличен до 40 мВ, дает возможность обеспечить чистоту переключения при зашумленных входных сигналах. При желании гистерезис можно полностью отключить. Раздельные выводы питания входной и выходной секций избавляют от необходимости использовать трансформаторы логических уровней. Режим отключения позволяет снизить потребление мощности, гарантируя при этом возможность быстрого возвращения в активный режим. Кроме того, комплементарные КМОП выходы упрощают логические интерфейсы и позволяют отказаться от использования логических инверторов.

Входные напряжения LTC6752 могут выходить за границы обеих шин питания, что особенно полезно в схемах с однополярным питанием. Все микросхемы семейства

совместимы с логическими уровнями 3.3 В и 2.5 В. У микросхем LTC6752-2, LTC6752-3 и LTC6752-4 разделены выводы питания входной и выходной секций, чем обеспечивается развязка уровней входного и выходного напряжений и возможность прямого подключения логических устройств с напряжением питания 1.8 В.

Семейство LTC6752 предлагается в корпусах TSOT23, SC70, MSOP8 и в 12-выводном QFN размером 3 × 3 мм. Микросхемы поставляются в версиях для двух температурных диапазонов: от –40 °С до 85 °С и от –40 °С до 125 °С. Все микросхемы семейства LTC6752 выпускаются серийно и продаются по ценам, начинающимся от \$1.62 за штуку при объеме партии 1000 приборов.

Технические характеристики LTC6752


- Частота переключения 280 МГц
- Время задержки распространения не более 2.9 нс
- Входные напряжения могут выходить за уровни шин питания
- КМОП совместимые выходы с нагрузочной способностью до ±22 мА
- Ток потребления не более 4.5 мА
- Опциональные функции семейства LTC6752:
 - Раздельное питание входной и выходной секций: 2.45 ... 5.25 В и 1.71 ... 3.5 В, соответственно
 - Напряжение питания от 2.45 В до 3.5 В (при общем источнике питания)
 - Вывод отключения для снижения потребляемой мощности
 - Выходная защелка и регулируемый гистерезис
 - Комплементарные выходы
- Корпуса TSOT-23, MSOP, SC70 и QFN 3 × 3 мм
- Диапазон рабочих температур от –40 °С до 125 °С

Прибор	Настраиваемый гистерезис	Раздельное питание входной и выходной секций	Отключение	Комплементарные выходы	Защелка	Совместимость выхода с логическими уровнями КМОП			Корпус
						3.3 В	2.5 В	1.8 В	
LTC6752									TSOT-23-5
LTC6752-1									SC70-6
LTC6752-2									MSOP-8
LTC6752-3									3 × 3 QFN12
LTC6752-4									SC70-6

SEMICON® Russia2015

SEMICON Russia – ведущий форум микроэлектроники в России.

SEMICON Russia – это главная демонстрационная площадка технологий, оборудования и материалов глобальной индустрии полупроводников и микроэлектроники. Она открывает перед своими участниками мир безграничных возможностей. Узнайте своих заказчиков, найдите партнеров и поставьте перед собой высокие бизнес-цели на форуме, которому нет равных в России.



без
границ

КЛЮЧЕВЫЕ РАЗДЕЛЫ ВЫСТАВКИ

Акцентированное внимание на растущие рынки (микроэлектронные системы, твердотельное освещение и связанные с ними технологии)

Альянс промышленности, науки и государства как путь развития конкурентоспособной микроэлектроники в России

Сессии ТехАРЕНЫ (бесплатное посещение)

- Интеллектуальным Системам
- Полупроводниковой Оптоэлектронике
- Презентации участников

КОНФЕРЕНЦИЯ ПО РЫНКУ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

Темы Конференции будут сфокусированы на текущей деятельности и развитии российской микроэлектроники и смежных отраслей. Ведущие российские и зарубежные компании представят свои проекты, продукты, технологии и последние достижения. Конференция – уникальная платформа, предоставляющая возможность встретиться с поставщиками, партнерами и клиентами из российской и международной микроэлектронной отрасли.

Вторник, 16 июня 2015

Отметьте в своем календаре даты проведения SEMICON Russia 2015!

17–18 июня

2015

Экспоцентр
Москва, Россия

www.semiconrussia.org



semi™

Взгляд на карты microSD будущего: скорость, емкость, надежность



Debbie Sniderman

Avnet

Недавно были изготовлены карты microSD с самой большой емкостью и наивысшей скоростью со времени их появления. Новые карты 128 ГБ показали, что за последнее десятилетие произошел более чем тысячекратный рост плотности хранения информации, а наиболее быстрые из этих карт microSD теперь могут конкурировать с другими высокоскоростными атрибутами для беспроводных сетей.



Ассоциация SD была образована разработчиками приложений и изготовителями карт microSD и компонентов для них. Организация устанавливает технологические стандарты и определяет направления развития отрасли microSD. Президент Ассоциации SD Брайан Кумэгай (Brian Kumagai) рассказал о некоторых последних тенденциях в технологии, которые позволят microSD и в будущем сохранять жизнеспособность, оставаясь востребованным хранилищем данных для многих продуктов на рынке.

Рынки диктуют необходимость стандартизации

Карты памяти microSD используются преимущественно в смартфонах и других мобильных устройствах с ограниченными размерами. Когда карты microSD впервые появились на сцене, они быстро стали самым популярным форматом для мобильных устройств, и, по утверждению Кумэгая, именно размер

способствовал их успеху. Рынок microSD стремительно развивается по мере того, как все большее число смартфонов начинает выпускаться со слотами для карт microSD. Даже притом, что новейшие телефоны, выпущенные гигантом отрасли Apple, в настоящее время не используют карты памяти microSD, это делают Samsung и многие другие компании.

Со временем производители смартфонов сократили объемы встроенной памяти, с которой смартфоны поступали в продажу, снизив таким образом стоимость их производства. Потребителям это компенсировали добавлением дополнительного накопителя, в качестве которого часто используется карта microSD емкостью 8 ГБ. Фактически, основная часть продаваемых карт microSD используется в смартфонах, однако продолжают расти продажи и карт большей емкости (16 и 32 ГБ). Расширяется использование карт microSD и в других устройствах, для которых габариты имеют определяющее значение, таких, например, как цифровые фото- и видеокамеры, ночные IP камеры видеонаблюдения, видеоняни, автомобильные камеры и планшетные компьютеры. Размеры гаджетов становятся все меньше, поэтому microSD до сих пор остаются самыми предпочтительными устройствами для хранения данных благодаря постоянному росту их емкости, скорости и надежности.

Объем: для технологии флеш-памяти это главное

Фундаментальной технологической основой изготовления всех карт SD и любых типов твердотельных накопителей сегодня является память NAND флеш. В современных чипах памяти NAND флеш абсолютно всех производителей используются ячейки с плавающим затвором. Происходившее на протяжении многих лет уменьшение ширины горизонтальных линий, получаемых в процессе литографии, используемой при производстве памяти NAND, позволяло постоянно увеличивать плотность хранения данных. По мере развития отрасли производства запоминающих устройств, проектные нормы флеш-памяти сократились с первоначальных 110 нм до сегодняшних 19 нм, что позволило сделать чипы NAND меньше, а емкость карт microSD больше. При одноуровневом расположении ячеек таких размеров каждая из них хранит заряд всего в несколько электронов. В ближайшем будущем ожидается появление чипов NAND с проектными нормами 16 нм, и с этого момента, по утверждению Кумэгай, отрасль начнет сталкиваться с ограничениями возможностей дальнейшего масштабирования литографических процессов.

Как ожидается, в течение следующего года поставщики NAND развернут производство, основанное на технологии следующего поколения с вертикальной структурой, которая обеспечит качественный скачок в плотности упаковки. Концепция 3D предполагает значительное уменьшение размеров отдельных ячеек и переход от планарного размещения элементов к многоярусному. «Эта технология намного сложнее в производстве. Чем тоньше слои, тем сложнее считывать все различные уровни, что потребует обязательной коррекции ошибок» – сказал Кумэгай.

Разработками технологий 3D сейчас занимаются все основные поставщики памяти NAND. «По внешнему виду и интерфейсу карты microSD ничем отличаться не будут, но 3D процесс изготовления NAND может способствовать повышению надежности и оказывать другие воздействия на отрасль, если окажется дешевле существующей технологии», – сказал Кумэгай.

Один из следствий влияния высоконадежных процессов на отрасль будет создание новых областей использования карт microSD.

SD. Они найдут применение в высококлассном автомобильном и промышленном оборудовании, таком, например, как считыватели и сканеры штрих кодов, которым необходимы большие объемы хранимых данных.

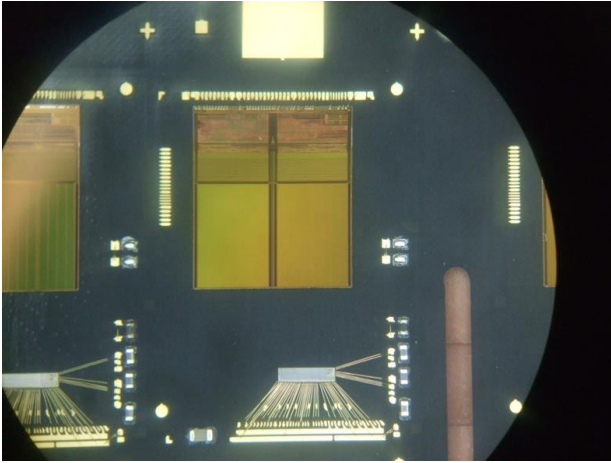
Стратегии увеличения скорости

Наряду с наращиванием емкости NAND-технологий, производители памяти работают над увеличением быстродействия карт microSD в сочетании с созданием новых аппаратных и программных стратегий. Важная роль здесь принадлежит интерфейсу. Новый высокоскоростной интерфейс (UHS-II – ultra-high-speed) получил второй ряд выводов, уходящих во внешний мир, а новая файловая система поддерживает микро карты XSDHC или SDXC намного большего объема – от 32 ГБ до 2 ТБ. У новейших ультравысокоскоростных карт второго поколения, в которых используется этот интерфейс, значительно увеличены скорости записи и чтения – 312 Мбит/с против 104 Мбит/с у карт предыдущего поколения.



Карта microSD с интерфейсом UHS-II компании Toshiba.

Еще одной областью, определяющей скорость карт, являются контроллеры. Эти компоненты управляют как памятью NAND, так и обменом с внешним миром. В контроллерах карт microSD самого высокоскоростного класса обе эти функции выполняются с использованием стратегий многоканальности и чередования адресов.



Рентгенограмма прямоугольной карты microSDHC/SDXC емкостью 32 ГБ компании Kingston, сделанная в процессе поверхностного монтажа на общей плате до разделения и обрезки. Два знака «+» вверху отмечают углы карты; справа видны элементы другой карты. Большой золотистый прямоугольник, разделенный на четыре области – это NAND флеш, а небольшой серебристый прямоугольник ниже – контроллер. Проводники из золотой проволоки уходят во внутренние слои. (Фото Kingston Technology).

Новые возможности

Основными поставщиками в мире microSD являются Delkin Devices, Greenliant, Intel, Kingston Technology, Micron, OCZ Technology, Panasonic, PNY Technologies, Samsung и Toshiba. Теперь индустрия microSD начала интегрировать много дополнительных функций непосредственно в саму карту. Несколько лет назад появились карты microSD с поддержкой SDIO стека Wi-Fi. Последней тенденцией стала комбинация функций безопасности с возможностями беспроводного подключения, предоставляющая средства передачи защищенных данных. С помощью технологии Smart microSD потребители скоро смогут делать безопасные покупки по беспроводной сети, не нуждаясь ни в SIM-карте, ни в мобильном провайдере. Это позволит таким финансовым компаниям, как эмитенты кредитных карт, работать независимо с изготовителями карт microSD, чтобы пользователи могли совершать транзакции с большей гибкостью и в рамках более дешевых банковских пакетов. **РЛ**

настоящее немецкое качество

Testboy
GmbH, Germany

контрольно-
измерительное
оборудование

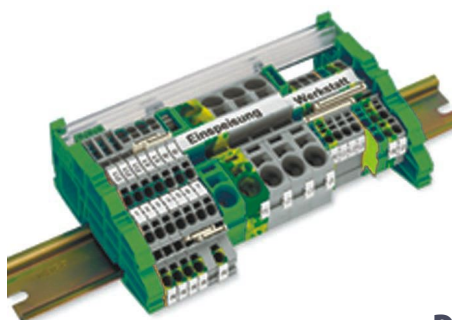


»»» **JOKARI**[®]
original

инструмент для
разделки кабеля
и снятия изоляции



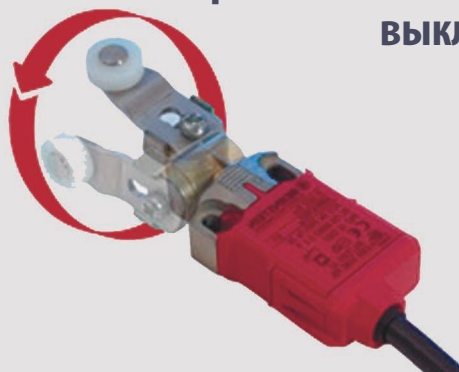
WAGO[®]
INNOVATIVE CONNECTIONS



клеммы
на DIN рейку
и для печатных плат

BERNSTEIN
safe solutions

промышленные корпуса
выключатели
датчики



ДЕЦИМА

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ

WWW.DECIMA.RU

МОСКВА, ЗЕЛЕНОГРАД, +7(495) 988-4858



Языки программирования встраиваемых систем

Colin Walls

EE Times

Специализированные языки были разработаны для удовлетворения специфических требований разработчиков встраиваемых систем, но ни один язык не нашел всеобщего признания

Все это началось в прошлом году, когда я получил письмо от Клайва (Макса) Максфилда. Он проводил семинар в Design West, и поинтересовался, хочу ли я принять в нем участие. Семинар назывался «10 языков за 45 минут». Суть заключалась в том, что выступят десять участников, каждому из которых будет отведено четыре минуты для рассказа о конкретном языке, имеющем отношение к разработчикам встраиваемых систем. Оставшиеся пять минут рассчитаны на выступление Макса и заключительную речь. Он попросил меня рассказать о C++, и я был счастлив принять его приглашение.

Семинар прошел очень хорошо. Несмотря на то, что мы начали в 8:30 утра, в зале собралось довольно много людей, настроенных весьма доброжелательно. После краткого введения Макса выступили докладчики. Для организации честной игры Макс специально завел таймер. Благодаря быстрому темпу семинар получился очень динамичным, и я считаю, что аудитории это понравилось. Мне уж точно понравилось.

После семинара у меня возникла идея – почему бы не написать статью, чтобы поделиться представленными на этом семинаре концепциями с более широкой аудиторией. И вот она вышла, хотя должен заметить, что я ограничился лишь пятью языками программирования. Остальные пять были языками описания аппаратуры (HDL), которые, может быть, рассмотрим в следующий раз.

Языки программирования встраиваемых систем

Во многих отношениях программирование встраиваемых систем не слишком отличается от написания кода для настольного компьютера, но есть некоторые ключевые различия.

1. Во встраиваемых системах ресурсы (память и мощность процессора) ограничены. А настольные системы, как обычно предполагается, не имеют никаких ограничений.
2. Встраиваемые системы, как правило, работают в режиме реального времени.
3. Количество операционных систем для настольных компьютеров невелико. Для встраиваемых систем существует множество вариантов, в том числе работа «на голом железе» (то есть вообще без операционной системы).
4. Аппаратная часть всех персональных компьютеров в первом приближении одинакова. Но каждая встраиваемая система уникальна, поэтому здесь более распространено программирование, приближенное к аппаратному.

На заре становления встраиваемых систем из-за фактора №1 и, в некоторой степени, №2 и №4 большинство систем программировалось на ассемблере. Такой подход и сейчас остается в качестве одного из вариантов, но теперь ассемблер используется толь-

ко тогда, когда обойтись без него действительно невозможно.

Потребности разработчиков встраиваемых систем достаточно специфичны, поэтому можно было бы ожидать, что специализированные языки были разработаны для удовлетворения их уникальных требований. Есть примеры языков, которые изначально создавались для встраиваемых приложений (например, PL/M, Forth, Ada), но они не нашли всеобщего признания.

Язык Си

Язык Си был разработан в 1970-х Деннисом Ритчи (Dennis Ritchie) в AT&T Bell Labs. Си основывался на более ранней попытке создать высокоуровневый язык под названием В, обладавший преимуществами ассемблера. Он, в свою очередь, начал разрабатываться в Кембридже (Англия) и первоначально носил название BCPL. Оригинальный справочник «Язык программирования Си» (The C Programming Language), написанный Брайаном У. Керниганом (Brian W. Kernighan) и Деннисом М. Ритчи, был опубликован в 1978 году. Для полной стандартизации (в соответствии с ANSI) потребовалось еще 10 лет, и с тех пор вышло много версий.

Хотя Си никогда не разрабатывался или не предназначался для использования во встраиваемых системах, для них он остается наиболее широко используемым языком программирования благодаря компиляторам, доступным практически для любого представленного на рынке микропроцессора, микроконтроллера и процессорного ядра.

Несмотря на то, что Си является структурированным языком, он предлагает большую гибкость, позволяя писать легко читаемый код, хотя этот же код можно написать в сложной для восприятия форме.

Ниже приведен пример хорошо скомпонованного кода.

```
int x, y, z;

for (x = 0; x < 4; x++)
{
    z = strlen(bullets[x]);
    for (y = 0; y < z; y++)
    {
        blab(bullets[x][y]);
    }
}
```

Следующий стиль написания немного компактнее, но при этом код все еще полностью работоспособен.

```
for (int x = 0; x < 4; x++) {
    for (int y = 0; y <
        strlen(bullets[x]); y++) {
        blab(bullets[x][y]);
    }
}
```

Нижеприведенный пример тоже вполне правильный, но одновременно это и хороший образец совершенно нечитаемого кода.

```
for(int x=0;x<4;x++) for(int
y=0;y<strlen(bullets[x];y++)
blab(bullets[x][y]);
```

Несмотря на определенные сложности, синтаксис языка Си, как мы увидим в дальнейшем, стал основой ряда других языков. Помимо необходимости заботиться о визуальном макете кода, язык Си имеет другие «гибкости», которые могут вызвать проблемы:

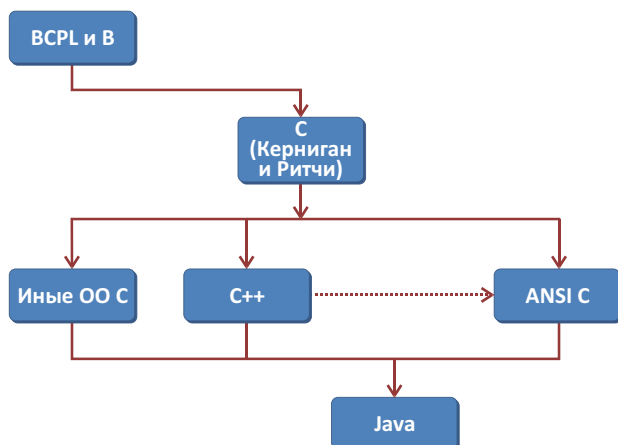
- Указатели являются мощным инструментом, но легко могут привести к путанице.
- Это язык со слабой типизацией, из-за чего повышается риск случайных преобразований, что может привести к неочевидным ошибкам.
- Динамические объекты памяти достаточно примитивны и не очень хорошо подходят для систем реального времени.

Многие пользователи Си ценят мощь языка и попытались смягчить его слабые стороны. Чтобы избежать подводных камней, в ряде подходов были введены определенные ограничения на использование конструкций языка Си. Наверное, самый известный пример – MISRA C – стандарт, зародившийся в автомобильной промышленности, но теперь завоевывающий признание и в других областях.

Язык C++

Хотя идея объектно-ориентированного программирования (ООП) не нова (по крайней мере, один такой язык существовал в середине 1960-х годов), модным ООП стало лишь в 1980-х. В результате появился целый ряд языков, некоторые из которых были основаны на Си. Видимо, теперь самое время

посмотреть на «родословную» языков программирования, показанную ниже.



«Генеалогическое дерево» языков программирования.

Некоторое количество C-подобных объектно-ориентированных языков выжило, но единственным языком, который действительно утвердился и теперь популярен в области разработки встраиваемых систем, является C++. Он был создан Бьерном Страуструпом (Bjarne Stroustrup) в Bell Labs.

Одним из ключевых факторов успеха C++ была его первоначальная реализация. Вместо того, чтобы писать обычный компилятор, Страуструп написал препроцессор – «Cfront», который переводил C++ в стандартный Си. Это означало, что новый язык был готов для использования практически в любом месте, где был доступен компилятор Си. В настоящее время очень распространены специальные компиляторы C++, но мощный стимул его развитию дало именно создание препроцессора.

Цель ООП – поддерживать разработку крупных программных проектов. Такая задача все чаще встает перед разработчиками встраиваемых систем. Использование подхода ООП может позволить каждому программисту сосредоточиться на его или ее собственной области знаний без необходимости понимания каждого аспекта всего приложения.

C++ можно использовать двумя способами. Его можно просто рассматривать как язык Си, «улучшенный» за счет ряда объектов и конструкций, или же он может использоваться как истинный объектно-ориентированный язык. Последний подход может быть очень

полезен для встраиваемых приложений, поскольку он позволяет инкапсулировать специальные коды, например, коды доступа к устройству.

Ключевой особенностью языка C++ является понятие класса. Класс в C++ представляет собой нечто подобное структуре в языке Си, но с некоторыми отличиями:

- Класс может содержать как код, так и данные.
- Код и данные могут быть скрыты от пользователей класса.
- В класс могут быть включены специальные функции, чтобы позволить операторам определить эту функцию с экземплярами класса.
- Класс, по существу, представляет собой новый тип данных; экземпляры класса называются «объектами».
- Синтаксис определения объекта проще, чем экземпляров структуры, достаточно просто сослаться на имя класса.

Ниже приведен простой пример определения класса в C++.

```
class woport
{
    int shadow;
    int* address;
public:
    woport(long);
    ~woport();
    void operator|=(int);
    void operator&=(int);
}
```

Вот пример кода, использующего класс:

```
main()
{
    woport out(0x10000);

    out |= 0x30;
    out &= ~7;
}
```

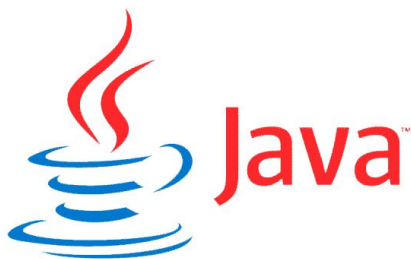
Обратите внимание на то, как объект (или, если хотите, переменная) out объявлена вполне обычным способом, и естественно используется со знакомыми операторами. Автору этой функции main() не нужен доступ к исходному коду функций в классе woport.

Конечно, C++ имеет свои недостатки. Без определенной осмотрительности язык может

оказывать большую нагрузку на ресурсы, чем можно было бы ожидать. Современные средства помогают избежать этой проблемы и способствуют разработке оптимального кода. Исторически сложилось так, что многие инструментальные средства для встраиваемых систем не в полной мере учитывают потребности разработчиков в использовании ресурсов. В результате его репутация была запятнана множеством неудачных опытов использования языка. Это, вероятно, объясняет, почему, несмотря на популярность, миграция от Си к C++ происходила медленнее, чем ожидалось.

Java

Язык Java был разработан Джеймсом Гослингом (James Gosling) в Sun Microsystems (теперь часть корпорации Oracle) и выпущен в 1995 году. Оригинальная концепция Гослинга заключалась в создании надежного языка,



Официальная эмблема языка Java.

который мог бы быть использован для написания портируемых приложений для встраиваемых систем. На протяжении многих лет язык Java успешно применялся в качестве средства запуска программ (апплетов) в брау-

```
BitSet mask = new BitSet();
mask.set(cpuId);
AffinitySet as = AffinitySet.generate(mask);
AffinitySet.set(as, thread);
```

Java работает только на 32- и 64-разрядных устройствах. Исполнительной системе требуется немало ресурсов центрального процессора. Впрочем, благодаря тому, что 32-разрядные микроконтроллеры становятся очень дешевыми, область применения Java расширяется.

Изначально язык Java не предназначался для приложений реального времени. Тем не менее, в последние годы были разработаны

зере. Это позволяло разработчикам выполнять размещаемые на веб-страницах сложные приложения, которые будут работать в любом браузере на любой платформе.

Позже использование языка Java стало больше соответствовать его первоначальной концепции как инструмента включения развернутых приложений во встраиваемые устройства. Такая практика является обычной в операционной системе Android.

Обычно написанная на Java программа запускается с помощью интерпретатора. Компилятор Java преобразует исходный код в байт-код, являющийся очень компактным представлением логики. Интерпретатор – виртуальная машина Java – считывает и выполняет байт-код. В качестве альтернативы сегодня для запуска Java-программ также доступны обычная компиляция или динамическая компиляция.

Java является объектно-ориентированным языком с синтаксисом на основе Си, позаимствовавшем функциональность и ряд конструкций из некоторых других языков (например, C++), которые добавляют языку Си возможности объектно-ориентированного программирования. В отличие от C++, Java является настоящим объектно-ориентированным языком, а не процедурным с возможностями объектно-ориентированного программирования.

В Java нет указателей, что снижает вероятность возникновения ошибок программирования. Неотъемлемой частью языка является многопоточность, а благодаря сложному механизму «сбора мусора» очень хорошо работает динамическое распределение памяти.

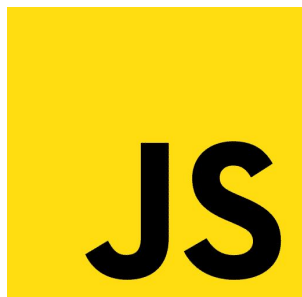
Вот пример кода на Java:

спецификации для систем реального времени и повышенной безопасности.

Java очень широко преподается в школах и колледжах, поскольку обеспечивает хорошую основу для дальнейшей практики программирования. Это привело к появлению огромного сообщества программистов, доступности многочисленных библиотек, а также к большому выбору инструментов разработки.

JavaScript

JavaScript был разработан в Netscape в 1995 году. Его название сбивает с толку, поскольку этот язык не имеет никакой реальной связи с Java. Выбор такого названия был только маркетинговым ходом.



Неофициальный логотип JavaScript.

Язык имеет Си-подобный синтаксис, но в то же время он имеет ряд особенностей, которые отличают его от других производных от Си языков. Типизация в нем динамическая: значение имеет тип, а переменная нет. Это объектно-ориентированный язык; объекты являются ассоциативными массивами (и наоборот). Вместо классов в JavaScript имеются прототипы. Доступно множество библиотек, многие из которых предназначены для работы с браузером и реализации интерфейса пользователя.

Программирование на JavaScript может быть очень продуктивным – многое доступно даже с ограниченными знаниями языка. Это делает язык привлекательным для непрограммистов, а также объясняет изобилие плохо написанного кода на JavaScript.

JavaScript был первоначально задуман как средство, наделяющее веб-страницы возможностями программирования, и в такой роли он сейчас используется почти повсеместно. Любая сделанная в современном стиле веб-страница использует JavaScript. Он был назван «Ассемблер для Web». (Повидимому, кем-то, кто не был знаком с программированием на ассемблере). Кроме того, JavaScript является сердцем HTML 5, который получает все большее распространение.

Исходный код включен в определение веб-страницы и выполняется с помощью встроенного в браузер высокооптимизированного динамического компилятора. На

JavaScript были реализованы удивительно сложные веб-приложения. В контексте встраиваемых систем JavaScript представляет особый интерес для разработки кросс-платформенных приложений и создания пользовательских интерфейсов.

Ниже показан пример кода на JavaScript, который был встроен в HTML-файл.

```
<script>
function fact(x)
{
    if (x == 0)
        return 1;
    return x * fact(x - 1);
}

alert(fact(4));

</script>
```

Python

Еще один язык, который впервые появился в начале 1990-х годов – Python – был создан Гвидо ван Россумом (Guido van Rossum). Он замышлялся как скриптовый язык, однако его мощности достаточно для разработки намного более сложных приложений.



Логотип языка Python.

Python заимствует некоторые синтаксические элементы Си, но он меньше похож на Си, чем все языки, о которых говорилось выше. В частности, пробел имеет значение для структуры программы, что делает код более читаемым.

Ниже приведен пример кода на Python.

```
def remove_dupes(mylist):
    mylist.sort()
    last = mylist[-1]
    for i in range(len(mylist)-2, -1, -1):
        if last == mylist[i]:
            del mylist[i]
        else:
            last = mylist[i]
```

Python – это объектно-ориентированный язык, но он также поддерживает стили процедурного и функционального программирования. Типизация жесткая, но динамическая, с поддержкой списков, словарей и т.д. Python является интерпретируемым языком – исходный код компилируется в байт-код (как на Java), и выполняется на виртуальной машине.

Философия Python заключается в следующем:

- Красивое лучше, чем некрасивое.
- Явное лучше, чем неявное.
- Простое лучше, чем сложное.
- Сложное лучше, чем очень сложное.
- Читаемость имеет значение.

Python широко используется во встраиваемых приложениях и имеет гораздо больше возможных областей применения, где его уникальный стиль будет полезен. Написанные на Python программы легко портируются, поэтому язык может использоваться где угодно. Не так давно разработчики дешевого

одноплатного компьютера Raspberry Pi выбрали Python в качестве основного языка программирования.

Выводы и благодарности

Когда речь заходит о языках программирования для встраиваемых систем, первыми приходят на ум Си (наряду с C++), а также, в некоторой степени, ассемблер. Тем не менее, есть и другие варианты, где особые требования к написанию программы диктуют необходимость специфических решений. Интересно, что синтаксис языка Си, хотя зачастую и подвергается критике, все же является основой для многих других языков, появившихся позднее.

Я с благодарностью принимаю неоценимую помощь, которую получил в процессе подготовки и написания этой статьи от Клайва Максфилда и других докладчиков и авторов Design West: Дуэйна Бенсона (Duane Benson), Дэвида Бебермана (David Beberman) и Марка Гуадженти (Mark Guagenti). **РЛ**

Эволюция и продукты компании Analog Devices.

Вклад Ричарда Бурвена, модульные ОУ и интегральные усилители



Часть 1

Юрий Петропавловский

К своему полувековому юбилею, отмечаемому в 2015 году, компания Analog Devices (ADI, г. Норвуд, штат Массачусетс, США) существенно расширила сферу деятельности за счет приобретения в сентябре 2014 года одного из ведущих разработчиков и производителей высокочастотных микросхем и компонентов – корпорации Hittite Microwave (цена сделки примерно \$2 млрд.). Радиолюбителям ADI известна как производитель высококачественных аналоговых микросхем, высокопроизводительных АЦП и ЦАП и аудио/видео микросхем. Инженерам и специалистам в самых различных областях электроники компания также известна, как разработчик и производитель высокопроизводительных цифровых сигнальных процессоров и микроконтроллеров, телекоммуникационных микросхем и продуктов для ВЧ/СВЧ приложений.

В действительности номенклатура продуктов ADI значительно шире, общее число типов микросхем и других продуктов исчисляется многими тысячами, в том числе, в таких категориях продуктов, как МЭМС и датчики, интерфейсы, компоненты для оптоэлектроники и микросхемы управления питанием. Поэтому достаточно подробно рассмотреть особенности всей номенклатуры продуктов компании даже в нескольких статьях не представляется возможным. В предлагаемой статье рассмотрим эволюцию и дос-

тижения компании в области разработки и производства аналоговых модульных и интегральных (монокристаллических) усилителей различных классов.

Особая черта продукции ADI, в том числе аналоговых усилителей – принадлежность к «высшей лиге» среди профильных компаний. Ее продукты, как правило, или самые лучшие в своих секторах рынка, или близки к ним по качественным характеристикам. Однако и цена премиальных продуктов далеко не всегда рассчитана на массовых потребителей.

Одним из основателей ADI является Рэй Стата (Raymond S. Stata, Рисунок 1) – выпуск-

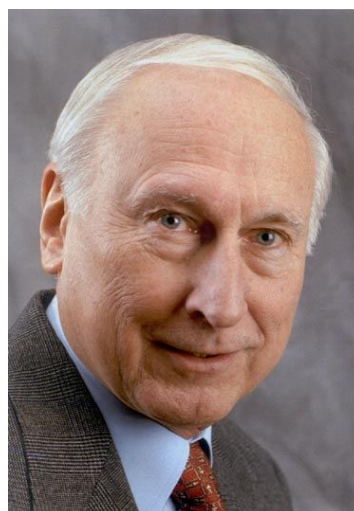


Рисунок 1. Сооснователь компании Analog Devices Рэй Стата (Raymond S. Stata).

кник Массачусетского технологического института (MIT) и обладатель степеней бакалавра и магистра наук в области электротехники. В 1962 году Рэй Стата совместно с выпускниками MIT Мэтью Лорбером (Matthew Lorber) и Биллом Линько (William Linko) основал компанию Solid State Instruments (SSI) с целью разработки электронных систем управления гироскопами. Партнеры работали без заработной платы и каких-либо инвестиций со стороны, однако основной проблемой стало отсутствие четкой стратегии развития и взаимопонимания – каждый из партнеров предлагал что-то свое, а реального «босса» не было. Тем не менее, SSI удалось разработать удачный продукт – прецизионные таблицы для расчета и тестирования гироскопов, заинтересовавший корпорацию Kollmorgen. В результате SSI была приобретена этой компанией и вошла в состав одного из ее подразделений. С компаньонами заключили контракты на 2 года и выплатили по \$50,000 наличными каждому [1].

В январе 1965 года Рэй Стата и Мэтью Лорбер основали уже собственную компанию – Analog Devices, нацеленную на разработку и производство набирающих популярность операционных усилителей. Еще одним из сооснователей ADI называют Дика Бурвена (Richard S. Burwen, нередко переводят как Барвен, или Бервен), выступавшего в роли независимого консультанта в период становления компании в 1960-1970-е годы. Обладатель степеней бакалавра естественных наук и магистра гуманитарных наук Гарвардского университета, Дик Бурвен известен, как креативный разработчик схемотехнических решений лаборатории Bell Labs и множества других компаний, позиционировавшийся как независимый консультант по разработке радиотехнических схем. Для компании ADI Дик Бурвен разработал множество аналоговых и аналого-цифровых микросхем, имевших большой коммерческий успех на протяжении многих лет.

Дика Бурвена называют «главной фигурой» в мире электроники на протяжении более 60 лет. Это мнение разделяет известный авторитет в области Hi-End и «человек музыки» Марк Левинсон, в успешной деятельности которого на поприще разработки Hi-End аппаратуры важную роль сыграл Дик Бурвен. Сам Левинсон считает Бурвена уникальной личностью, убежденным аудиофилом и «Эдисоном» нашего времени. Бурвен



Рисунок 2. Предварительный усилитель Mark Levinson LNP-2.

был первым учителем Левинсона в области электроники и помогал ему в создании компаний MLAS (Mark Levinson Audio Systems) и Cello. Например, такие известные разработки, как предварительные усилители Mark Levinson LNP-2 (Рисунок 2) и Cello Audio Palette (Рисунок 3), являются разработками Дика Бурвена [2, 3].



Рисунок 3. Предварительный усилитель Cello Audio Palette.

Радиолобительством Дик увлекся еще в детстве под влиянием его отца Генри Бурвена, работавшего в магазине радиотоваров. В восьмилетнем возрасте Дик уже собирал детекторные приемники и УНЧ на одной, двух и трех лампах, в 14 лет он получил лицензию первого класса по радиотелеграфии и построил свою любительскую радиостанцию с позывным W1NMG. Во время Второй мировой войны радиолобителям было запрещено работать в эфире, взамен парень увлекся конструированием звуковой техники, а также получил практический опыт в учебной школе ВМФ. На Рисунке 4 Дик Бурвен рядом со своей первой Hi-Fi системой (фото 1945 года). Во время учебы в Гарварде между семестрами Дик работал в Bell Laboratories, а после окончания в 1950 году Гарвардского колледжа и Высшей школы искусств и наук он поступил на свою первую работу в Spencer-Kennedy Laboratories (базировалась в MIT), где построил систему распределения ВЧ сигналов для кабельной сети ТВ [4].



Рисунок 4. Дик Бурвен с первой Hi-Fi стереосистемой. Фото 1945 года.

В дальнейшем Дик Бурвен занимался конструированием радиоаппаратуры в различных компаниях, но в 1961 году он оставил последнее место работы в Honeywell, чтобы стать независимым консультантом и разработчиком. В течение последующих 42 лет Бурвен сотрудничал с более чем шестьюдесятью различными компаниями, получил 14 патентов и опубликовал более 30 технических статей. Вызывает уважение широта интересов и областей, в которых успешно реализованы его проекты, среди которых оборудование для авионики и космических аппаратов, морских судов, автомобильной промышленности, медицинская техника, измерительные приборы, микросхемы и функциональные модули. К наиболее известным реализованным проектам относятся также магнитометр, успешно применявшийся для измерений магнитного поля Луны, система шумопонижения для магнитофонов Eliminator с динамическим диапазоном 110 дБ и оборудование для второй в США системы кабельного телевидения. Дик



Рисунок 5. Ламповый усилитель, сконструированный Диком Бурвеном. Фото 1946 года.

Бурвен состоит членом ряда профессиональных сообществ, в том числе, общества звукоинженеров AES, института инженеров по электротехнике и электронике IEEE, американского акустического общества ASA, общества геофизиков-разведчиков SEG.

Для читателей журнала могут представлять интерес работы и достижения Дика Бурвена в области звуковой техники и акустики. В его первой Hi-Fi системе (см. Рисунок 4) использовался акустический лабиринт на основе 15-дюймового НЧ динамика фирмы Jensen и двух твиттеров диаметром 5 дюймов. 3-ваттный усилитель был выполнен на пентодах 6L6G и обеспечивал регулировку тембра по НЧ и ВЧ. В проигрывателе пластинок на 78 об/мин использовался 25-фунтовый стальной диск (11.4 кг) и головка звукоснимателя фирмы Audax с алмазной иглой. (Используемые до этого сапфировые иглы допускали только 25 проигрываний). Аналогичный усилитель на пальчиковых лампах Дик сконструировал в 1946 году (Рисунок 5), а в 1950 году сделал автоматический проигрыватель (Рисунок 6).



Рисунок 6. Проигрыватель-автомат Дика Бурвена. Фото 1950 года.

Примером удачной разработки Бурвена является ламповый УНЧ UF-101 (Рисунок 7) со сверхнизкими искажениями, выпускавшийся фирмой Krohn-Hite Instrument более 20 лет (с 1954 года). (Компания Krohn-Hite специализируется на выпуске компонентов для измерительной аппаратуры и испытательного оборудования). Усилитель предназначался для лабораторных измерительных стенов и звуковых приложений класса Hi-End Mono. При выходной мощности 50 Вт аппарат обеспечивал усиление сигналов любой формы в диапазоне 0.03 Гц-70 кГц (по уровню ± 3 дБ) и 0.5 Гц-30 кГц при неравно-



Рисунок 7. Ламповый усилитель UF-101A фирмы Krohn-Hite.

мерности ± 0.5 дБ. Выходные усилители мощности UF-101 выполнялись на четырех популярных у аудиофилов лучевых тетрадах 6550 фирмы TUNG-SOL (Рисунок 8). При выходной мощности 50 Вт гармонические искажения не превышали 0.005% (1 кГц), а типовое значение при выходной мощности 35 Вт составляло 0.0015%. Уровень выходного шума изменялся от 1 мкВ при закороченном входе до 8 мкВ при $R_{ВХ} = 100$ кОм. Выходное сопротивление коммутировалось для подключения нагрузок сопротивлением 2, 4, 8, 16 и 225 Ом. В усилителе применялись лампы 12BZ7 (1 шт.), 6U8 (2), 6550 (4) и два кенотрона 5R4GY [5].



Рисунок 8. Лучевой тетрод 6550 фирмы TUNG-SOL.

Дик Бурвен внес значительный вклад в разработку схемотехники операционных усилителей Analog Devices и топологии множества микросхем. Первым продуктом компании был модульный операционный усилитель общего назначения Model 101 (Рисунок 9). В том же 1965 году были выпущены широкополосный ОУ общего назначения Model 102, ОУ



Рисунок 9. Первый модульный ОУ ADI Model 101.

с малым током смещения Model 103 и усилители с интегрированным источником опорного напряжения Model 201/202. До конца 1960-х годов компания выпустила множество типов модульных усилителей, а также первые АЦП (ADC-F, ADC-U, ADC-12QM) и ЦАП (MDA-L, DAC-12QZ). Технология изготовления модульных микросхем была весьма трудоемкой, на миниатюрные печатные платы вручную устанавливались дискретные транзисторы, конденсаторы и резисторы, затем плата монтировалась в пластиковый корпус (Рисунок 10) и заливалась компаундом. Тем не менее, спрос на такие модульные микросхемы был значительный – в первый же год объем продаж компании с численностью персонала в 46 человек превысил полмиллиона долларов.

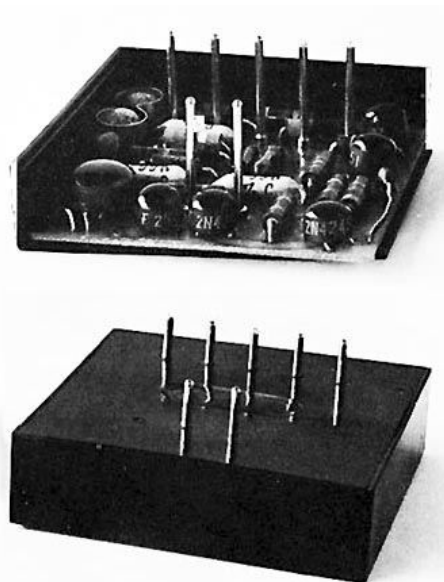


Рисунок 10. Внутреннее устройство модульных микросхем ADI. Иллюстрация из журнала Analog Dialog.

В 1967 году ADI начала издавать научно-технический журнал «Analog Dialog», на страницах которого и в настоящее время публикуются материалы и статьи по применению аналоговых и цифровых микросхем ADI, расчетам различных схмотехнических приложений, обзоры новинок полупроводниковой продукции и тенденций в области электроники и технологий производства полупроводниковых приборов [6].

1970-е годы

В 1968 году Мэтью Лорбер ушел из фирмы. Причиной послужило его желание продать компанию, однако Рэй Стата продолжил начатое дело и в 1971 году занял пост президента компании, а сама ADI акционировалась и стала публичной. К этому времени ряд ведущих электронных компаний развернул производство полупроводниковых интегральных микросхем, себестоимость которых была на порядок ниже, чем у модульных микросхем Analog Devices, однако они не могли конкурировать с ними по качественным параметрам. Рэй Стата был убежден в перспективности именно интегральных микросхем и предложил вложить средства компании в полупроводниковое производство. Однако он не нашел понимания ни со стороны сотрудников, ни со стороны совета директоров ADI, так как продажи дорогих модульных продуктов успешно росли и никто не хотел вкладывать значительные средства в рискованное предприятие.

«Ничего не делать» Рэй Стата посчитал большим риском и вложил собственные средства в финансирование группы инженеров из компании Nova Devices, разрабатывавшей аналоговые полупроводниковые микросхемы. В результате ADI приобрела Nova Devices (г. Уилмингтон, штат Массачусетс), впоследствии ставшей полупроводниковым подразделением Analog Devices Semiconductor. Как оказалась, Рэй «угадал» тренд и уже в 1977 году половина всех продаж ADI приходилась на интегральные микросхемы.

Свои первые интегральные микросхемы AD101, AD201, AD301, AD503, AD506 компания выпустила в 1971 году. Первый интегральный ОУ AD101 на 17 биполярных транзисторах выпускался в корпусах TO-99 (металл) и Mini-DIP (пластик). Единственный внешний конденсатор этого ОУ обеспечивал гибкое применение микросхемы без вхождения в режим защелкивания. Прибор имел полную защиту от КЗ по выходу, широкий диапазон напряжений питания (до ± 22 В), малые

токи смещения (30 нА) и сдвига (1.5 нА). При производстве ОУ AD503/AD506 с полевыми транзисторами на входах впервые была использована лазерная подгонка параметров тонкопленочных резисторов на кристаллах микросхем.

Первые монолитные инструментальные усилители (ИУ) AD520 на 37 биполярных транзисторах были выпущены в 1972 году. Микросхемы обеспечивали фиксированные коэффициенты усиления 1, 10, 100 и 1000 в полосе частот от 25 кГц ($K_U = 1000$) до 200 кГц ($K_U = 1$).

В 1973 году Рэй Стата, будучи президентом компании, стал и ее генеральным директором. В том же году был выпущен первый быстродействующий интегральный ОУ Analog Devices – AD518, его полоса пропускания на большом сигнале составляла 10 МГц при скорости нарастания выходного напряжения 50 В/мкс.

1974 год был отмечен выпуском ОУ с малым дрейфом AD540M – первого прибора с перекрестно включенными полевыми транзисторами на входах (Cross-quad matched input transistors). Результатом стало получение сверхмалого тока смещения (не более 25 пА), малого напряжения сдвига (не более 20 мВ) и его малой зависимости от температуры (не более 25 мкВ/°С).

Передовая технология лазерной подгонки номиналов резисторов прецизионных мик-

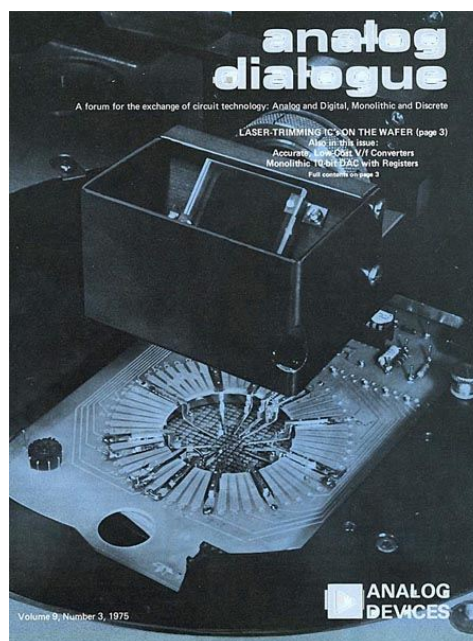


Рисунок 11. Рабочий стол установки лазерной подгонки микросхем на полупроводниковых подложках.

росхем непосредственно на полупроводниковых пластинах была внедрена в производстве в 1975 году. На Рисунке 11 показана обложка журнала «Analog Dialog» с фотографией рабочего стола установки лазерной подгонки параметров компонентов на полупроводниковых пластинах. Процедура подгонки номиналов резисторов проводилась еще до разрезки полупроводниковых пластин на отдельные кристаллы, что позволило существенно снизить трудоемкость изготовления и цену прецизионных микросхем компании без ущерба качественным параметрам. В том же году было начато производство второго поколения инструментальных усилителей. ИУ первого поколения на 58 биполярных транзисторах AD521 обеспечивал фиксированные коэффициенты усиления 1, 10, 100, 1000 в значительно большем диапазоне частот (до 2 МГц при $K_U = 1$).

Одним из примеров удачной разработки доступных прецизионных продуктов стал ОУ с полевыми транзисторами на входах AD542 (1978 г.), продававшийся по цене \$3.5. Микросхема в корпусе TO-99 за счет лазерной подгонки компонентов обеспечивала ток смещения не более 25 пА, напряжение сдвига не более 1 мВ и температурный коэффициент 10 мкВ/°С. Микросхема выпускалась на протяжении более 20 лет. На смену ей пришла микросхема AD547 практически с одинаковыми параметрами, но еще меньшим значением напряжения сдвига (0.25 мВ).

Компания последовательно наращивала производство, и в 1977 году была открыта первая фабрика по производству полупроводниковых пластин за пределами США в городе Лимерик (Limerick, Ирландия). Продукция ADI уверенно завоевывает зарубежные рынки, на которых к концу 1970-х годов продается уже 42% продукции. В 1979 году выручка компании превысила \$100 миллионов, а на работу был принят Джерри Фишман (Jerry Fishman), с именем которого связывают последующие успехи компании на протяжении более 20 лет. В том же году на работу в компании поступили и талантливые инженеры Поль Брока (A. Paul Brokaw) и Барри Гилберт (Burry Gilbert), разработавшие десятки аналоговых и аналого-цифровых микросхем Analog Devices и других компаний.

1980-е годы

К концу 1982 года в ассортименте компании было уже более двухсот наименований продуктов, а число клиентов, среди которых

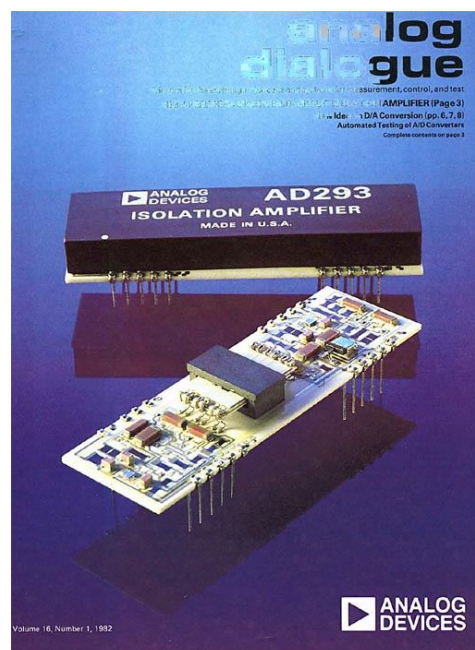


Рисунок 12. Внешний вид изолирующего усилителя AD293.

были такие крупные, как Hewlett-Packard и DEC, превысило 15000. Годовая выручка достигла \$156 миллионов. Инновационными продуктами ADI в категории усилителей в этом году стали изолирующие усилители AD293 и AD294, описание которых было опубликовано в первом номере журнала «Analog Dialog» за 1982 год (Рисунок 12). Из многих областей применения изолирующих усилителей можно отметить устройства непрерывного медицинского контроля. В этих устройствах малые сигналы скрыты в существенно больших, а утечка по постоянному току может иметь фатальные последствия для пациентов. Для их предупреждения необходимо изолировать опасное высоковольтное оборудование от чувствительных датчиков, соединенных с телом пациента. Применение изолирующих усилителей решает и проблему помех, наводящихся на длинные соединительные линии от датчиков к регистрирующим приборам, так как устраняются общие земляные контуры. Изолирующими элементами микросхем служат трансформаторы с ферритовыми сердечниками, через обмотки которых передаются полезные модулированные ВЧ сигналы от первичных к вторичным секциям микросхем и импульсные сигналы частотой 200 кГц от вторичных секций, предназначенные для питания первичных секций микросхем. Гарантированное напряжение изоляции вход/выход микросхем ± 2500 В,

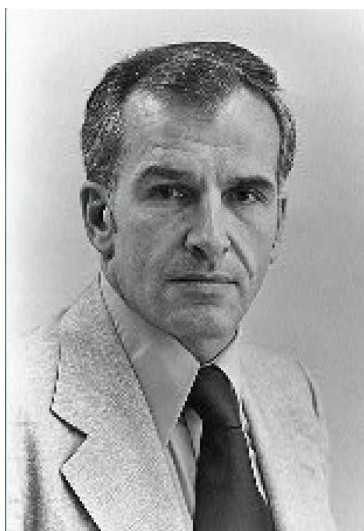


Рисунок 13. Ведущий специалист Analog Devices Поль Брока (A. Paul Brokaw).

для «медицинского» исполнения AD294A – ± 8000 В, коэффициенты усиления от 1 до 1000 в полосе от постоянного тока до 2.5 кГц.

В 1983 году группа Поля Брока (Рисунок 13) разработала многофункциональную микросхему AD630 с конфигурируемой коммутационной архитектурой на основе двух ОУ и компаратора. Высокая точность и стабильность параметров обеспечивались за счет лазерной подгонки тонкопленочных резисторов. Микросхему можно использовать в таких задачах обработки сигналов, как балансная модуляция и демодуляция, синхронное, фазовое, квадратурное и фазочувствительное детектирование, синхронное усиление и умножение прямоугольных колебаний. Встроенные резисторы позволяют устанавливать значения коэффициентов усиления +1, +2, +3 и +4 с точностью ± 0.05 %. Структура микросхемы, до сих пор включен-

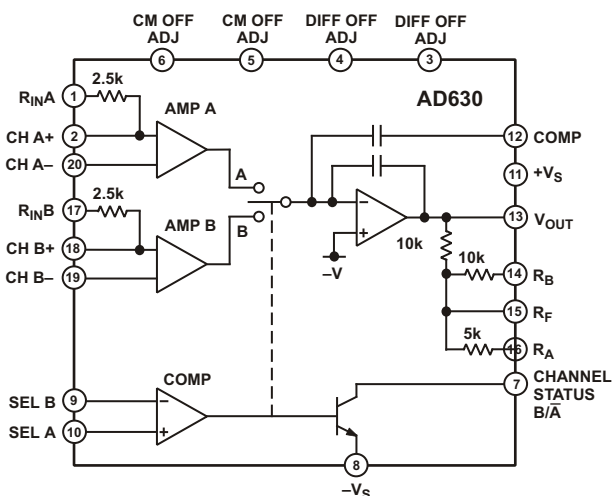


Рисунок 14. Структура микросхемы AD630.

ной в каталог продуктов ADI, приведена на Рисунке 14.

В середине 1980-х годов ежегодный рост прибылей компании неожиданно сменился спадом. Изначально продукты ADI были ориентированы на рынки измерительных приборов, военной электроники, промышленного управления и медицинской техники, где требовались высокопроизводительные и надежные продукты в сравнительно небольших объемах, но и достаточно дорогие. Начиная с 1985 года поставки на рынок военной электроники стали сокращаться (период «разрядки» напряженности между США и СССР), на многие рынки вторглись японские компании, «сильный» доллар затруднял экспорт. Все эти факторы вынуждали компанию менять стратегию развития.

Наглядным примером сложившейся ситуации стал несостоявшийся заказ Sony на 16-разрядный ЦАП для проигрывателей компакт-дисков. Японцы хотели получать высококачественный преобразователь в больших количествах по цене порядка \$5. В то время корпоративные клиенты ADI из промышленности, военных и космических ведомств предъявляли высокие требования к характеристикам микросхем, покупали их в сравнительно небольших количествах, а низкая цена продуктов не была приоритетом. Компания продавала аналогичные микросхемы ЦАП по \$50, поэтому и отказалась от японского заказа. В результате Sony обратилась к конкурентам и получила желаемое в миллионных количествах.

В первые 20 лет своей деятельности компания имела децентрализованную структуру, каждое разрабатывающее подразделение имело свои собственные производственные мощности, направленные на конкретные технологии. Для перехода на массовый выпуск продукции была необходима централизация производства со значительным увеличением производительности. Основная трудность перехода состояла в преодолении неприятия новой структуры производства ведущими разработчиками. Причина неприятия коротко выражалась так: если я (разработчик) не контролирую свое собственное производство, то вы (руководство компании) не можете делать меня ответственным за прибыль. Поскольку речь шла о творческих личностях, принудительно решать эту проблему волевым путем не следовало. В то время было распространено мнение, что компания может быть или инновационной, или производственной с выпуском продуктов малой стоимости. Пот-

ребовались годы работы, чтобы преодолеть этот миф и воплотить девиз Рэя Стата «Creating the new Analog» («Создание новой ADI»). К 1995 году компания не перестала быть инновационной, но производство стало массовым, а годовая выручка достигла \$941 млн.

В 1980-е годы компания разработала немало различных микросхем в категории усилителей. Коротко остановимся на некоторых инновационных продуктах, отмеченных на исторической «оси времени» компании.

- AD585 (1984 г.) – быстродействующий прецизионный усилитель выборки-хранения (УВХ) с внутренними конденсатором и резисторами хранения. Структура микросхемы в корпусе DIP приведена на Рисунке 15. Входной ОУ микросхемы с

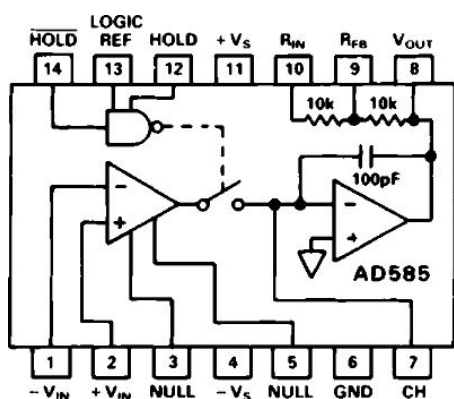


Рисунок 15. Структура микросхемы AD585.

малым выходным сопротивлением нагружен на КМОП ключ, управляемый логическим элементом И-НЕ, «запомненное» на внутреннем конденсаторе напряжение поступает на вход инвертирующего ОУ с высоким входным сопротивлением. Время, необходимое для полной зарядки запоминающего конденсатора ($\pm 0.01\%$ от максимального напряжения) не превышает 3 мкс, а падение на нем сохраненного напряжения при разряде составляет 3 мВ/мс. Микросхема может применяться в системах сбора и распределения данных, в аналоговых схемах задержки и хранения, в измерителях пикового значения напряжения и амплитуды сигналов.

Окончание в следующем номере

- AD526 (1987 г.) – усилитель несимметричных сигналов с программно-управляемым коэффициентом усиления. Усилитель обеспечивает усиление 1, 2, 4, 8 и 16 с высокой точностью (0.01% при $K_U = 1, 2, 4$). Выбор K_U осуществляется подачей 3-разрядного параллельного кода на управляющие выводы. Ширина полосы пропускания в режиме малого сигнала составляет 350 кГц (при $K_U = 16$).
- SSM2134 (1988 г.) – маломощный ОУ, разработанный компанией Precision Monolithics (PMI), предназначенный для звуковых приложений высокого класса, например, в качестве корректора RIAA для проигрывателей виниловых дисков и в микрофонных усилителях. Основные параметры микросхемы по спецификациям PMI и ADI: уровень шума 3.5 нВ Гц, полоса пропускания на малом сигнале 10 МГц, скорость нарастания выходного напряжения 13 В/мкс.
- AD9617 (1989 г.) – прецизионный широкополосный ОУ с малыми искажениями. Полоса пропускания усилителя на малом сигнале 190 МГц ($K_U = +3$), на большом сигнале – 150 МГц ($U_{Вых} = 4$ В пик.). Устойчивость обеспечивается при K_U от ± 1 до ± 40 . Основные области применения микросхемы: преобразователи ток/напряжения с токовых выходов ЦАП, усилители ПЧ и видеоусилители телекоммуникационных устройств, предусилители сигналов ПЗС матриц и фотодиодов. **РЛ**

Литература

1. <http://www.ethicsandentrepreneurship.org/20100208/interview-with-ray-stata/>
2. <http://www.salon.com/arch/2005/07/076-078.htm>
3. <http://www.liveinternet.ru/users/artelectronics/tags/%EC%E0%F0%EA+%EB%E5%E2%E8%ED%F1%EE%ED/>
4. <http://www.burwenaudio.com/Biography.html>
5. http://www.burwenaudio.com/Krohn-Hite_UF-101.pdf
6. <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives.html>

Симфазное управление



Акулов Е. И., г. Ставрополь

От редакции РадиоЛоцман

В предлагаемой статье автор рассматривает два варианта фазного регулирования мощности:

- с включением регулирующего элемента (тиристора) в заданной схемой управления момент полупериода сетевого напряжения и его непринудительное отключение при переходе напряжения через ноль;
- с включением регулирующего элемента (транзистора) в заданной схемой управления момент полупериода сетевого напряжения и его принудительное отключение в тот же полупериод.

По мнению автора, при симметричном (относительно перехода сетевого напряжения через ноль) расположении моментов включения/выключения достигается эффект исключения генерации квазиреактивной мощности, характерной для первого варианта. Указанный метод автор называет симметричным фазным, или сокращённо «симфазным».

Одной из задач, решаемых в промышленности, является создание технологических печей, в том числе и вакуумных, поддерживающих в рабочей зоне определённую температуру с заданной точностью. Для этих целей широко применяются электропечи, содержащие резистивные нагреватели в комплекте с регуляторами мощности различного типа. Начиная с 70-х годов 20 века в связи с промышленным освоением тиристоров они становятся основными элементами регуляторов мощности.

Основным достоинством этих полупроводниковых приборов является их высокая надёжность при оптимальном соотношении цена/качество. Из существующих методов регулирования мощности с помощью тиристоров наиболее распространёнными являются следующие:

• Метод фазового регулирования:

Метод регулирования мощности, при котором включение тиристоров производится

с некоторой задержкой после перехода сетевого напряжения через ноль в каждом полупериоде. Регулирование мощности происходит за счет изменения соотношения времени включения/выключения.

• Пакетный метод:

Регулирование мощности при этом методе производится изменением соотношения полных периодов: включения/выключения. Другие используемые названия этого метода – числовой, волновой или метод пропуска периодов [1].

Достоинства и недостатки указанных методов регулирования мощности приведены в статье [1]. Одним из существенных недостатков фазового регулирования является генерация реактивной мощности при активной нагрузке.

Рассмотрим механизм появления реактивной мощности при активной нагрузке в случае фазового регулирования. Эквивалентная схема устройства управления мощнос-

тью нагрузки методом фазового регулирования представлена на Рисунке 1.

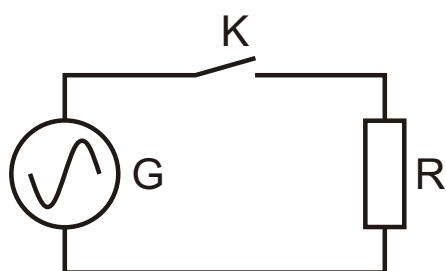


Рисунок 1. Эквивалентная схема регулятора мощности.

На схеме обозначены:

- G – генератор переменного напряжения,
- R – активная нагрузка,
- K – коммутатор (выключатель).

В результате работы регулятора к нагрузке будет приложено напряжение, выделенное цветом на Рисунке 2.

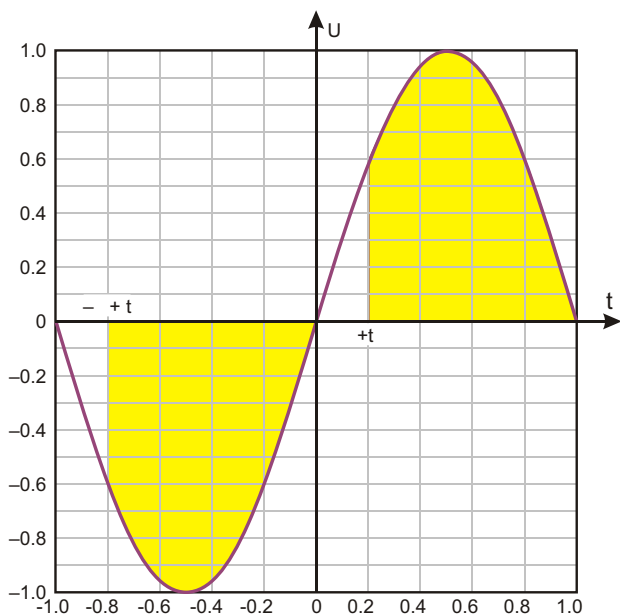


Рисунок 2. Диаграмма напряжения на нагрузке при фазном регулировании.

Для расчёта мощностных параметров нагрузки и сети произведём анализ цепи разложением функции напряжения нагрузки в ряд Фурье [2]. Для этого примем следующее.

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-t}^t 0 dx + \frac{1}{\pi} \int_t^{t+\pi} \sin x \cos x dx + \frac{1}{\pi} \int_{t+\pi}^{t+2\pi} 0 dx + \frac{1}{\pi} \int_{t+2\pi}^{t+3\pi} \sin x \cos x dx$$

Напряжение генератора G описывается в интервале $(-t) \dots (t)$ функцией (1):

$$U_G = \sin t = \sin x \tag{1}$$

Напряжение на нагрузке R описывается в интервале $(-t) \dots (t)$ функциями (2):

$$U = 0 \tag{2}$$

$$U = \sin t = \sin x \text{ в интервале от } (-t) \text{ до } (-t)$$

$$U = 0 \text{ в интервале от } (-t) \text{ до } (0)$$

$$U = 0 \text{ в интервале от } 0 \text{ до } (t)$$

$$U = \sin t = \sin x \text{ в интервале от } (t) \text{ до } (t)$$

где t – задержка по фазе включения коммутатора (величина, изменяемая от 0 до π).

Сопротивление нагрузки $R = 1$. Сопротивление генератора, соединительных проводников и коммутатора K во включенном режиме равно 0. Сопротивление коммутатора K во выключенном режиме равно бесконечности.

Коэффициенты Фурье рассчитываем по следующим формулам. Постоянная составляющая:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx \tag{3}$$

Действующее значение косинусоидальной составляющей:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx \tag{4}$$

Действующее значение синусоидальной составляющей:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx \tag{5}$$

В нашем случае $a_0 = 0$, т. к. постоянная составляющая явно отсутствует.

Коэффициент a_1 первой гармоники вычисляем по формуле (4).

Интегрирование проводим по четырём участкам в соответствии с разбиением интервала $(-t) \dots (t)$:

Решением интеграла является уравнение (6):

$$a_1 = \frac{1}{2}(\sin t)^2 \quad (6)$$

На Рисунке 3 приведена диаграмма изменения косинусоидальной составляющей первой гармоники напряжения на нагрузке.

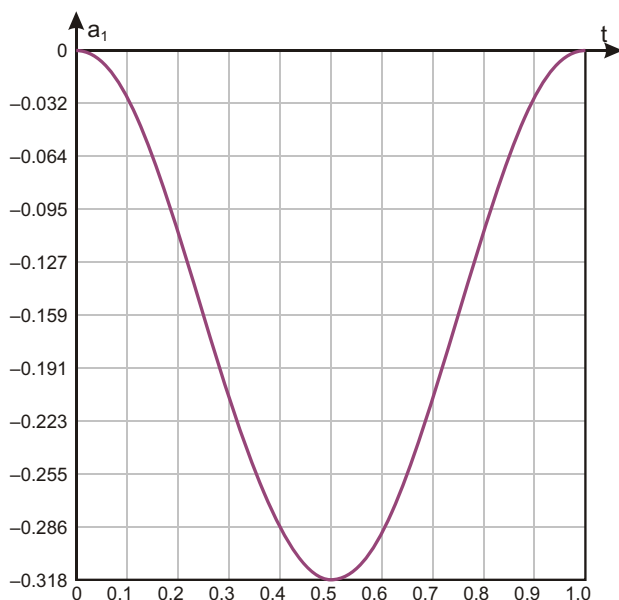


Рисунок 3. Косинусоидальная составляющая первой гармоники.

Действующее значение косинусоидальной составляющей первой гармоники напряжения на нагрузке увеличивается от 0 до 31.8% действующего напряжения генератора при изменении t от 0 до $\pi/2$ радиан, и увеличивается от 31.8 до 0% при изменении t от $\pi/2$ до радиан.

Учитывая, что сопротивление нагрузки чисто активное, косинусная составляющая первой гармоники тока полностью равна косинусной составляющей первой гармоники напряжения (сопротивление нагрузки $R = 1$). Поскольку рассмотренный ток нагрузки является составной частью выходного тока генератора, по отношению к напряжению генератора он сдвинут на 90° (косинусная составляющая) и представляет квазиреактивный ток. Отрицательное значение напряжения свидетельствует об индуктивном характере этого тока.

Коэффициент b_1 первой гармоники вычисляем по формуле (5).

Решением интеграла является уравнение (7):

$$b_1 = \frac{1}{2}(t - \sin t \cos t) \quad (7)$$

На Рисунке 4 приведена диаграмма изменения синусоидальной составляющей первой гармоники напряжения на нагрузке.

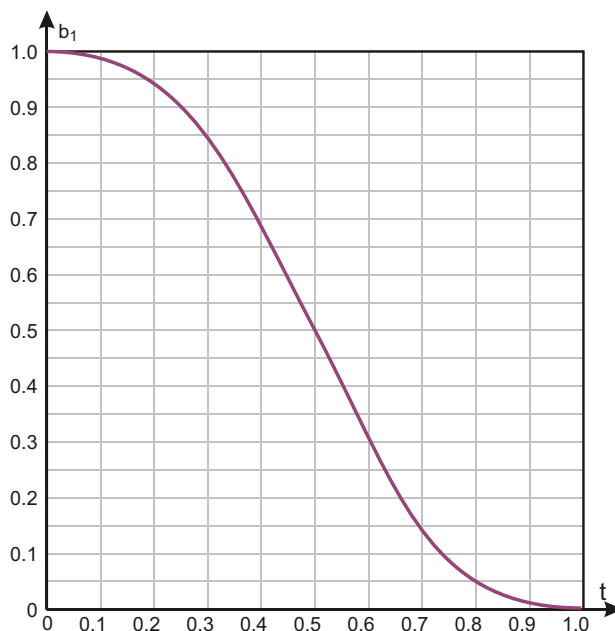


Рисунок 4. Синусоидальная составляющая первой гармоники.

Действующее значение синусоидальной составляющей первой гармоники напряжения на нагрузке уменьшается от 100 до 0% действующего напряжения генератора при изменении t от 0 до радиан, что, в принципе, и соответствует поставленной задаче – регулированию мощности.

Рассчитаем величину и фазу первой гармоники тока нагрузки. Поскольку мы выбрали сопротивление нагрузки равным единице ($R = 1$), численные значения тока и напряжения на нагрузке совпадают. Действующее значение первой гармоники тока нагрузки вычисляем по формуле (8):

$$|I_1| = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (8)$$

Подставим значения a_1 и b_1 для $t = \pi/2$, т.е. для наибольшего значения a_1 :

$$a_1 = 0.318 \quad b_1 = 0.5, \\ |I_1| = \sqrt{0.318^2 + 0.5^2} = 0.593.$$

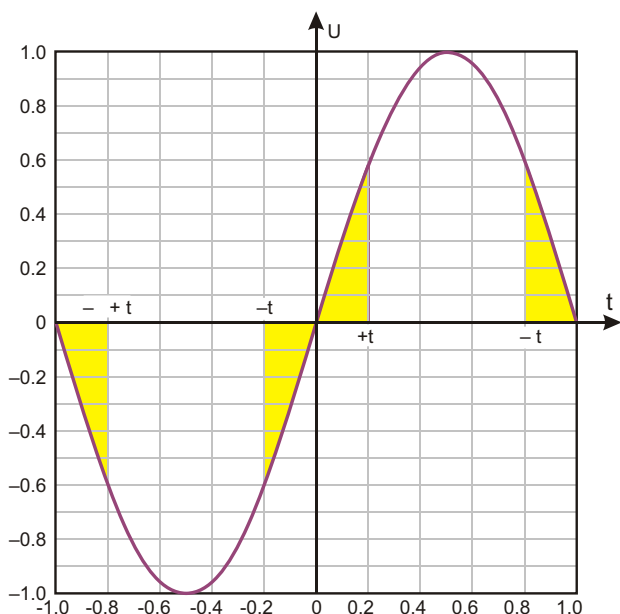


Рисунок 5. Диаграмма напряжения на нагрузке при симфазном регулировании.

Косинус первой гармоники равен:

$$\cos \alpha = \frac{b_1}{|I_1|} = 0.84.$$

Более высокие гармоники тока нагрузки здесь не рассматриваются ввиду ограниченного объема статьи. Кроме того, вследствие отсутствия высших гармоник в напряжении генератора G их мощности равны нулю.

Симметричное фазное управление – симфазное управление

Рассмотрим несколько другой метод управления – симметричное фазное (симфазное) управление. От предыдущего – фазного управления, этот метод отличается тем, что управляется не только момент включения коммутатора K, но и момент его выключения. Диаграмма напряжения на нагрузке представлена на Рисунке 5.

Напряжение нагрузки R в этом методе описывается в интервале $(-t) \dots (+t)$ функциями (9):

$$\begin{aligned} U &= \sin t = \sin x && \text{в интервале от } (-t) \text{ до } (-t) \\ U &= 0 && \text{в интервале от } (-t) \text{ до } (-t) \\ U &= \sin t = \sin x && \text{в интервале от } (-t) \text{ до } (+t) \\ U &= 0 && \text{в интервале от } (+t) \text{ до } (-t) \\ U &= \sin t = \sin x && \text{в интервале от } (-t) \text{ до } (+t) \end{aligned} \quad (9)$$

где α – величина, изменяемая от 0 до $\pi/2$.

В этом случае a_0 также равен нулю. Коэффициент a_1 первой гармоники вычисляем по формуле (4).

Разбиваем решение на пять участков интегрирования в соответствии с разбиением интервала (9):

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-t}^{-t} \sin x \cos x dx + \int_{-t}^{-t} 0 dx + \int_{-t}^{+t} \sin x \cos x dx + \int_{+t}^{-t} 0 dx + \int_{+t}^{+t} \sin x \cos x dx$$

Второй и четвёртый интегралы равны нулю, а с учётом первообразной (10):

$$\int \sin x \cos x dx = \frac{1}{2}(\cos x)^2 + \text{Const} \quad (10)$$

имеем:

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \left[(\cos x)^2 \Big|_{-t}^{-t} - (\cos x)^2 \Big|_{-t}^{-t} + (\cos x)^2 \Big|_{-t}^{+t} - (\cos x)^2 \Big|_{+t}^{-t} \right]$$

Произведём подстановку пределов интегрирования внутри фигурных скобок:

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \left[(\cos(-t))^2 - (\cos(-t))^2 + (\cos(+t))^2 - (\cos(-t))^2 + (\cos(+t))^2 - (\cos(+t))^2 \right]$$

Подставив значения

$$(\cos(-t))^2 = (\cos(t))^2 = 1,$$

и учитывая, что

$$\cos(-t) = \cos(t),$$

получаем нулевое значение $a_1 = 0$ и, соответственно,

$$a_1 = 0.$$

То есть косинусоидальная составляющая напряжения на нагрузке и, соответственно, косинусоидальная составляющая тока

нагрузки при симфазном управлении тождественно равны нулю.

Коэффициент b_1 первой гармоники вычисляем по формуле (5), а затем находим первообразную:

$$\int \sin^2 x \, dx = \frac{1}{2} x - \frac{1}{2} \sin 2x + \text{Const.}$$

Подставив значение синуса двойного угла, $\sin 2x = 2 \sin x \cos x$,

имеем:

$$\int (\sin x)^2 dx = \frac{1}{2} (x - \sin x \cos x) + \text{Const.}$$

$$b_1 = \frac{1}{2} (x - \sin x \cos x) \Big|_{-t}^{-t}.$$

Разбиваем решение на пять участков интегрирования, в соответствии с разбиением интервала (9) и, с учётом нулевого напряжения на двух участках, имеем:

$$b_1 = \frac{1}{2} (x - \sin x \cos x) \Big|_{-t}^{-t} - (x - \sin x \cos x) \Big|_{-t}^{-t} + (x - \sin x \cos x) \Big|_{-t}^{-t} - (x - \sin x \cos x) \Big|_{-t}^{-t}.$$

Решением интеграла является уравнение (11):

$$b_1 = \frac{2}{\pi} (t - \sin t \cos t) \quad (11)$$

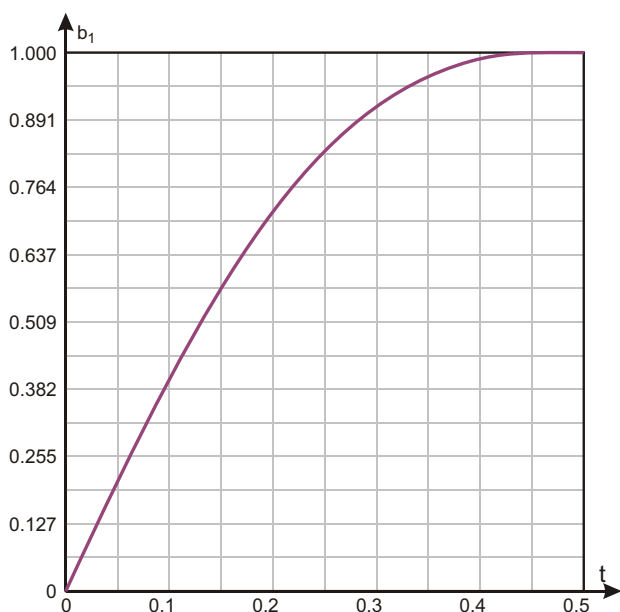


Рисунок 6. Синусоидальная составляющая первой гармоники.

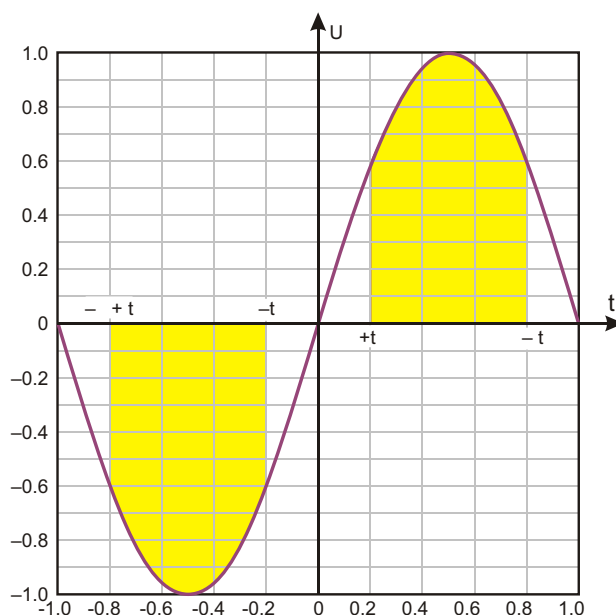


Рисунок 7. Диаграмма напряжения на нагрузке при симфазном регулировании. Вариант 2.

На Рисунке 6 приведена диаграмма изменения синусоидальной составляющей первой гармоники напряжения (тока) нагрузки при симфазном регулировании.

На Рисунке 7 приведен второй вариант диаграммы напряжения нагрузки при симфазном регулировании.

Первый вариант позволяет более плавно регулировать выходную мощность, поэтому может применяться в случае нагрузки с резко выраженной нелинейностью, например, с вольфрамовыми нагревателями. Если в качестве нагрузки применяются элементы с практически линейными характеристиками, то предпочтительнее второй вариант регулирования. Возможна комбинация обоих методов: разогрев нагревателя по первому методу, а затем переход на второй метод.

Выводы

1. При фазном управлении всегда присутствует косинусоидальная составляющая тока, поэтому теоретически косинус по первой гармонике всегда меньше 1.
2. При симметричном фазном управлении отсутствует косинусоидальная составляющая тока, поэтому теоретически косинус по первой гармонике может достигать 1.
3. Симметричное фазное управление практически невыполнимо при использовании тиристорных коммутаторов в связи с трудностями их выключения.

4. Симметричное фазное управление практически можно осуществить при использовании в качестве коммутаторов транзисторов, в том числе, и IGBT. **РЛ**

2. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. Учебник для вузов., Л.: Энергоиздат. Ленингр. отделение, 1981.

Литература

1. «О современных тиристорных регуляторах мощности»: http://www.electro-gid.ru/article_1000.htm

Примечание

Графики функций строились с помощью сайта «Построение графиков функций онлайн» http://www.yotx.ru/#!1/2_h/ubW/tb@35Sam3/aP9g/2DfT0qt7f8D4Rt7u/sH@yQaduOA8XjAeDzY3QcF

Что бы сделал Тесла?

Lou Frenzel

Microwaves & RF

Меня всегда поражало, каким образом пионеры электроники, и в особенности СВЧ электроники, выполняли свои исследования с минимумом измерительного оборудования, или даже при полном его отсутствии. Как вы сможете сконструировать или починить что-либо, не имея возможности измерить основные параметры? Тем не менее, редко располагая чем-либо, кроме самых примитивных измерителей, первые изобретатели были в состоянии сделать очень многое. Герц, Тесла, Маркони и другие фактически обходились без серьезных измерений. Сегодня мы на это неспособны.



(Фото с сайта physics.kenyon.edu).

Измерительные приборы д'Арсонваля (D'Arsonval) были доступны даже в 19 столетии, однако измеряли они лишь постоянный ток, а позже переменный с помощью дополнительного выпрямителя. Радиочастотные измерения были особенно сложны, если не невозможны. Измерения частоты и длины волны выполнялись с помощью так называемых волномеров, представлявших собой просто перестраиваемые резонансные схемы или объемные резонаторы. Другими средствами измерений длины волны были щелевые кабели и волноводные линии. К счастью, кто-то догадался использовать диод

для смешивания и понижения частоты, позволив, тем самым, проводить измерения на низких частотах.

Несмотря на отсутствие реальных средств измерений, мы смогли получить радары, ВЧ, УВЧ и СВЧ-радио, а также спутники. Я пытаюсь представить себе, сколько же было просижено штанов, но, так или иначе, это было сделано. А может, они вообще ничего не измеряли.

Исключительно из любопытства я вернулся в свою институтскую юность и просмотрел учебники по радиолокации Термана (Terman), чтобы понять, что в них должны были рассказывать о радиочастотных измерениях. Как я обнаружил, совсем немного. Даже в исключительно популярной в эпоху Второй мировой войны серии книг, выпущенных Радиационной лабораторией Массачусетского технологического института, об измерениях сказано мало. Помните эти книги? Их было 28, и только в двух в какой-то степени затрагивались измерения. У моего первого работодателя был полный комплект этих книг, на которые впоследствии я стал регулярно ссылаться. Я хотел бы иметь ту библиотеку даже сегодня. Это целый клад хорошей, оригинальной теории и практики.

Сегодня нам посчастливилось иметь широчайший спектр средств измерений для СВЧ диапазона, предлагаемых множеством изготовителей. Генераторы сигналов, анализаторы спектра, измерители мощности и шума, векторные анализаторы цепей и сигналов и еще множество других специальных приборов. Мы даже можем измерять такие странные вещи, как PIM (Пассивная интермодуляция). Есть очень мало такого, что мы не можем надежно измерить. Учитывая исключительную сложность современных радиочастотных систем и продуктов, мы должны быть благодарны за то, что имеем некоторые

из этих приборов. Цены, конечно же, крайне высоки, однако в большинстве случаев оправданы.

Например, как можно тестировать и оценивать продукты WiGig 802.11ad? В них используется модуляция OFDM на частоте 60 ГГц с многоканальностью по входу и выходу (MIMO) и управлением лучом. С оборудованием сотовой связи 5G будет так же трудно, если не хуже. Все же есть несколько компаний, которые могут предоставить приборы, способные выполнять эти измерения. Тем не менее, я продолжаю думать о тех исследователях, которые работают за пределами 100 ГГц. Что используют они? И как измерять терагерцовые сигналы, не говоря уже о том, как их генерировать?

В любом случае, будьте уверены, что несколько самых передовых компаний работает над созданием качественно новой продукции для измерений СВЧ, миллиметровых и терагерцовых волн. Скорее всего, прежде чем мы увидим некоторые из этих приборов, пройдет какое-то время, но, в конечном счете,



у нас появится возможность использовать их, если, конечно, мы сможем их себе позволить.

В то время как наши пионеры могли обходиться самым малым, а то и вовсе не иметь ничего, сегодня мы так работать не можем. Мы не можем создавать новые проекты, оставаясь в стороне от постановлений правительственных регулирующих органов, сертификационных требований и прочих факторов, без высокоточных и надежных измерений. Скажите «спасибо» своим поставщикам измерительного оборудования за то, они позволяют вам делать эту работу. **РЛ**

18 февраля 1745 года родился изобретатель батареи Алессандро Вольта

Jessica MacNeil

EDN

19 век был временем бурного развития науки об электричестве, большой вклад в которую внес итальянский физик Алессандро Вольта.



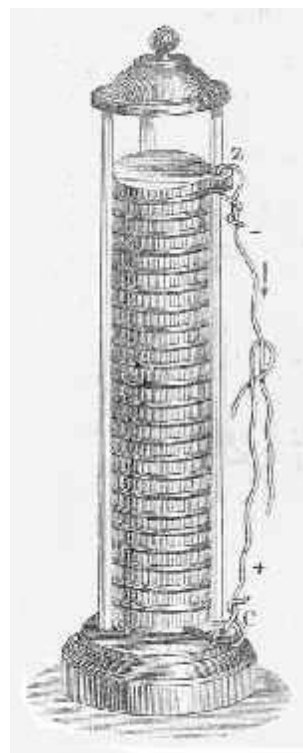
Вольта, родившийся в Комо, Италия, в 1745 году, проявлял интерес к электричеству уже с юных лет. После окончания школы он начал переписываться с учеными, работавшими в области исследования электричества, и в 24 года опубликовал свой первый труд о силах притяжения электрического огня.

Он изучал химию газов и электрическую емкость, разрабатывая способы исследования электрического потенциала и заряда, и обнаружил, что для каждого типа объектов они пропорциональны. Это стало законом Вольта для емкости, а впоследствии его име-

нем была названа единица измерения электрического потенциала.

Прежде, чем стать профессором физики, Вольта работал также над усовершенствованием электрофорной машины – устройства для получения статического электричества.

20 марта 1800 года в письме к президенту Королевского научного общества Лондона он сообщил о вольтовом столбе – раннем прототипе электрической батареи.



К работе над столбом Вольту побудили эксперименты Луиджи Гальвани, получавшего электрический ток при последовательном соединении двух металлов с лапами лягушки. Заменяя лапы лягушки пропитанной морской водой тканью или картоном, он доказал, что электричество генерировалось не живыми существами, но может быть получено химическим путем.

Состоящий из стопки чередующихся пластин серебра и цинка, разделенных кусочками смоченной в соляном растворе ткани, вольтов столб при замыкании его противоположных концов проводом вырабатывал устойчивый электрический ток. Различные металлы

вырабатывали различное количество тока, а добавление дополнительных пластин увеличивало его силу.

Несмотря на то, что электричество уже использовалось в то время, никаких источников постоянного и воспроизводимого тока еще не существовало, и исследования Вольты привели к быстрому развитию электрической науки. С тех пор в батареях для получения энергии стали использовать химические реакции.

Работа Вольты произвела впечатление на многих, включая Наполеона и императора Австрии, что привело его на путь политической карьеры, на котором он и оставался до смерти, наступившей 5 марта 1827 года. **РЛ**

Использование усилителя с АРУ как мягкого ограничителя уровня сигналов

Vladimir Rentyuk

Electronics World

Предлагаемый усилитель с автоматической регулировкой усиления (АРУ) может использоваться для «мягкого» и с минимальными искажениями ограничения уровня сигнала относительно его пикового значения. Последнее важно подчеркнуть: управление усилением происходит не по среднеквадратичному значению сигнала, а именно по абсолютному. Это бывает необходимо для некоторых систем обработки речи, систем связи и т. д.

Обычные усилители с АРУ в таких приложениях работать корректно не могут и, кроме того, имеют довольно высокие уровни общих гармонических искажений. Поскольку опираются они на среднеквадратичный уровень сигнала и, следовательно, имеют задержку реакции АРУ, такие усилители часто отличаются еще одной весьма неприятной особенностью, которую можно назвать «временное замирание сигнала» или «схлопывание». Этот эффект проявляется в усилителе с АРУ,

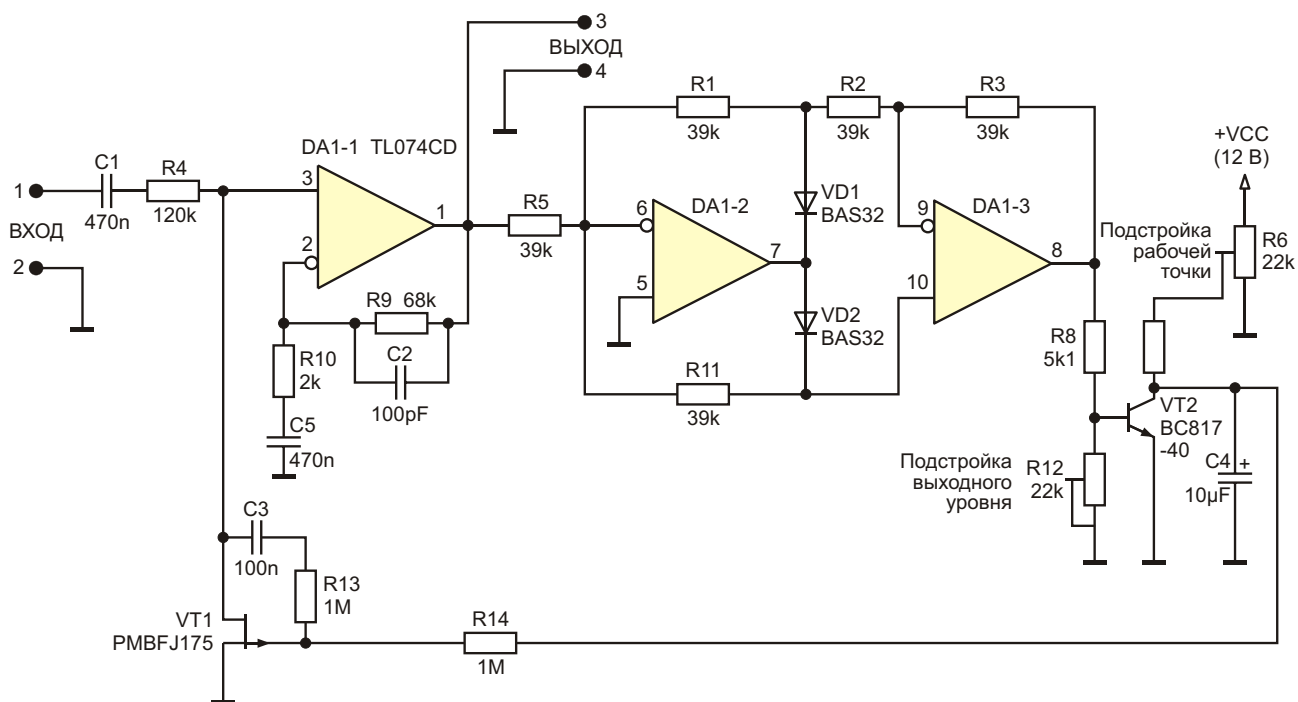


Рисунок 1. Мягкий ограничитель уровня сигнала.

когда схема регулировки усиления начинает работать в режиме захвата, то есть, когда управление сигналом по обратной связи АРУ «включено». Это присущее таким усилителям свойство, которое проявляется в мгновенном снижении уровня сигнала с его последующим медленным нарастанием до точки регулирования передаточной характеристики.

Кроме того, используемые обычно простые усилители с АРУ по разному реагируют на положительные и отрицательные полуволны сигнала, поскольку, как правило, используют однополупериодный выпрямитель. Иногда это может быть недопустимо, например, если строго задан уровень модуляции, или если недопустима перегрузка АЦП. Указанные негативные эффекты должны быть исключены, в особенности в тех системах, которые предназначены для передачи или обработки речи, где первостепенное значение имеет речевая разборчивость. Принципиальная схема «мягкого» ограничителя сигналов без перечисленных выше недостатков представлена на Рисунке 1.

Устройство состоит из регулируемого аттенюатора ($R4$, R_{DS_VT1}), усилителя (DA1-1), прецизионного двухполупериодного выпрямителя (DA1-2, DA1-3) и порогового элемента управления (VT2) с емкостным интегратором ($R7$, $C4$). (R_{DS_VT1} – сопротивление канала VT1). Входной сигнал поступает на усилитель через регулируемый аттенюатор. В отличие от обычных устройств, этот аттенюатор необходимо настроить таким образом, чтобы входной сигнал сразу был ослаблен примерно на 1 дБ. Это должно быть выполнено при отключенной обратной связи по АРУ. Регулировка производится подстроечным резистором $R6$. Последнее исключительно важно, поскольку именно эта настройка полностью устраняет вредный эффект, названный выше как «временное замирание сигнала».

В предлагаемом устройстве в качестве регулирующего звена АРУ используется r-канальный полевой транзистор (VT1) с большим напряжением отсечки (V_{GS_OFF}) и с подходящим сопротивлением канала в открытом состоянии (R_{DS_ON}). Оптимальным будет транзистор с V_{GS_OFF} в пределах от 3 до 7 В и R_{DS_ON} порядка 400 - 200 Ом.

Выбор типа регулирующего транзистора весьма важен, так как он влияет на снижение эффекта «временного замирания сигнала».

Сопротивление канала транзистора VT1 в открытом состоянии (R_{DS_ON}) вместе с номинальным значением резистора $R4$ определяет максимальный динамический диапазон устройства в части глубины регулировки АРУ. Вычислить этот диапазон можно по формуле

$$K = 20 \lg 1 + \frac{R4}{R_{DS_ON}}$$

Причиной высоких общих гармонических искажений обычных усилителей с АРУ являются большие нелинейные искажения, вносимые регулируемым аттенюатором. Снизить эти искажения можно с помощью специальной дополнительной RC-цепочки ($C3$, $R13$, $R14$), то есть путем введения в регулирующий элемент VT1 отрицательной обратной связи по затвору. Вторая проблема (реакция на амплитуду любого знака) решается путем использования схемы прецизионного двухполупериодного выпрямителя.

Важным элементом цепи управления является транзистор VT2, изменяющий напряжение на затворе транзистора VT1 в соответствии с абсолютным уровнем входного сигнала. При снижении напряжения на затворе VT1 уменьшается его сопротивление, что, соответственно, уменьшает коэффициент передачи аттенюатора. Таким образом, уровень выходного сигнала схемы не будет превышать установленного значения тех пор, пока напряжение на затворе транзистора VT1 не станет равным нулю. В этом случае транзистор VT1 будет полностью открыт.

Разборчивость речи зависит от постоянной времени интегратора ($R7$, $C4$), которая может быть подобрана экспериментально. Приемлемыми для речевого сигнала значениями будут $R7 = 330$ кОм и $C4 = 10$ мкФ. Подстроечным резистором $R12$ устанавливается необходимое максимальное значение амплитуды выходного сигнала. Подчеркнем еще раз, что схема не работает со среднеквадратичными значениями! Естественно, что максимальная амплитуда выходного сигнала не может быть меньше, чем порог включения VT2, для слабых кремниевых транзисторов равный примерно 0.68 В. Именно до этого значения амплитуды усилитель ведет себя как обычный линейный, а затем меняет свой коэффициент передачи, фиксируя максимальную амплитуду сигнала на новом уровне.

не, после чего опять работает линейно без компрессии до восстановления интегратора и нового захвата. Необходимый уровень входного сигнала может быть установлен выбором соответствующего коэффициента усиления DA1–1, который можно рассчитать по формуле

$$K_u = 1 + \frac{R9}{R10}.$$

Естественно, что это справедливо только в рабочей полосе частот.

Описанное устройство имеет очень малое время отклика, составляющее менее половины периода входного сигнала.

Выводы

Основные особенности мягкого ограничителя:

- Прецизионный двухполупериодный выпрямитель;
- Пороговый элемент управления с интегратором;
- Р-канальный полевой транзистор в качестве управляющего элемента аттенюатора (VT1) должен выбираться с высоким напряжением отсечки (V_{GS_OFF});
- Предварительная установка рабочей точки управляющего транзистора аттенюатора (VT1);
- Введение в регулирующий элемент аттенюатора отрицательной обратной связи, минимизирующей нелинейные искажения.

Впервые это устройство использовалось автором в качестве ограничителя модуляции в одном из его персональных проектов. Здесь было необходимо обеспечить условие, чтобы амплитуда сигнала (в любой промежуток времени и любой полярности) не превысила строго заданный уровень. Это требование должно было выполняться в широком динамическом диапазоне входных сигналов, при низком уровне общих гармонических искажений и без заметного искажения артикуляции. Таким образом, использование известных схем ограничения было невозможным. Автором было проверено много технических решений, в результате чего выяснилось, что проект, представленный на Рисунке 1 – наилучший.

Это же решение автор использовал в составе музыкальной системы в качестве

автоматического микшера ди-джея. В этом варианте на вход устройства через сумматор подавались два сигнала (музыка и голос), но их общий уровень автоматически поддерживался постоянным. Так, уровень музыкального сигнала без ручного микширования автоматически уменьшался, как только ди-джей начинал говорить, и плавно возвращался на заданный прежний уровень, если ди-джей замолчал. При этом отсутствовала перегрузка усилителей и акустических систем. Эта же идея использовалась и в качестве базы для прецизионного генератора синусоидальных сигналов на основе моста Вина. Результаты использования такого решения были превосходны и превзошли все ожидания.

Примечание редакции:

Эта публикация может считаться дополнением к изданной нами ранее статье «Практика использования ИМС усилителей с АРУ серии SSM21xx» (см. РадиоЛоцман, 2014, май, июнь), в которой был описан усилитель с АРУ по среднеквадратичному значению сигнала.

Уменьшение нелинейных искажений основанного на полевом транзисторе регулирующего звена аттенюатора за счет введения отрицательной обратной связи описывается, например, в книге: Титце У., Шенк К. «Полупроводниковая схемотехника» 12-е изд.: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2007.

Описание использованного в рассмотренной схеме двухполупериодного выпрямителя можно найти в книге: Л. Фолкенберри «Применение операционных усилителей и линейных ИС», Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. Обе книги имеются в Интернете и доступны для скачивания. В таком выпрямителе для повышения точности на малых сигналах лучше использовать диоды Шоттки, например, BAS40-04, но для рассматриваемой схемы это несущественно.

Значение сопротивления канала в открытом состоянии R_{DS_ON} для маломощных полевых транзисторов не всегда приводится в спецификациях, но его легко вычислить через крутизну (S) транзистора, так $R_{DS_ON} = 1/S$. Кстати, в схеме можно использовать отечественный полевой транзистор КП103М1: $S = (1.3...4.4) \text{ mA/V}$, $V_{GS_OFF} = (2.8...7) \text{ В}$.

Если максимальная амплитуда выходного сигнала должна быть меньше указанного в статье значения 0.68 В, то следует изменить коэффициент усиления в двухполупериодном выпрямителе. Необходимое усиление устанавливается увеличением номиналов резисторов R11 и

R3 относительно номиналов остальных резисторов выпрямителя. Для правильной работы выпрямителя не забывайте соблюдать соотношения номиналов резисторов $R11 = R3$, $R5 = R1 = R2$. При этом коэффициент усиления выпрямителя рассчитывается как $K_U = R3/R5$. **РЛ**

Как защитить выход драйвера светодиодов от коротких замыканий на землю

John Rice, Texas Instruments

LEDs Magazine

Повышающие преобразователи энергии с асинхронной топологией часто используются в схемах драйверов светодиодов в тех случаях, когда входного напряжения V_{IN} недостаточно для прямого смещения светодиодной цепочки. Подобная топология с коммутацией индуктивности формирует напряжение, позволяющее получить необходимый диапазон регулирования тока светодиодов, и обычно используется в схемах светодиодной подсветки экранов. В приложениях, где матрица светодиодов удалена от драйвера, например, в источниках внутреннего и внешнего освещения, вероятность короткого замыкания на землю весьма высока, а последствия могут быть катастрофическими. Предотвратить катастрофические отказы может схема защиты, работающая как электронный размыкатель цепи.

Как видно из Рисунка 1, вход повышающего преобразователя физически соединен с выходом через силовую дроссель $L1$ и диод $D1$. Поэтому при коротком замыкании выхода может произойти насыщение дросселя, сле-

дствием которого будет бросок тока, способный повредить диод. Что еще хуже, короткое замыкание может вывести из строя все, что подключено к входу, включая ШИМ-контроллер. Совершенно очевидно, что в случаях, когда подобная топология используется для питания удаленных светодиодов, должна предусматриваться какая-то схема защиты.

Предлагаем рассмотреть универсальную и недорогую схему, которую можно оптимизировать для защиты повышающего преобразователя и его входа от короткого замыкания нагрузки. Кроме того, мы представим результаты моделирования, подтверждающие заявленные характеристики схемы.

Ограничитель тока и электронный размыкатель цепи

Монитор сигнала токового шунта INA201 (current shunt monitor – CSM), представляющий собой точный токочувствительный дифференциальный усилитель с большим коэф-

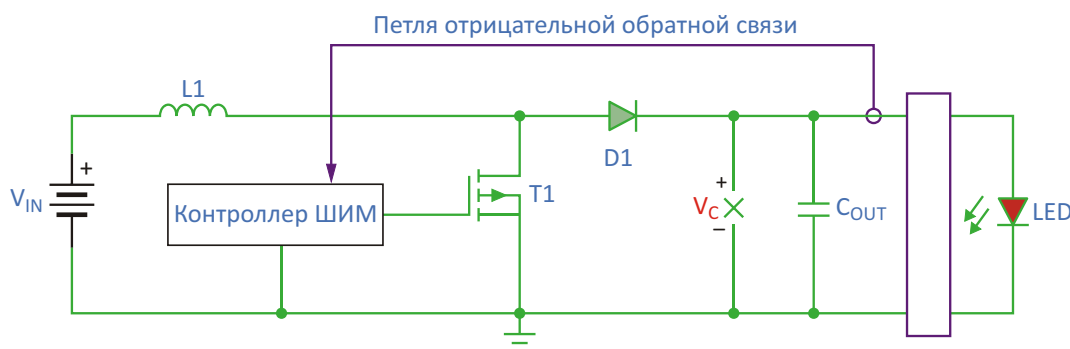


Рисунок 1. Схема драйвера светодиодов на основе неизолированной повышающей технологии.

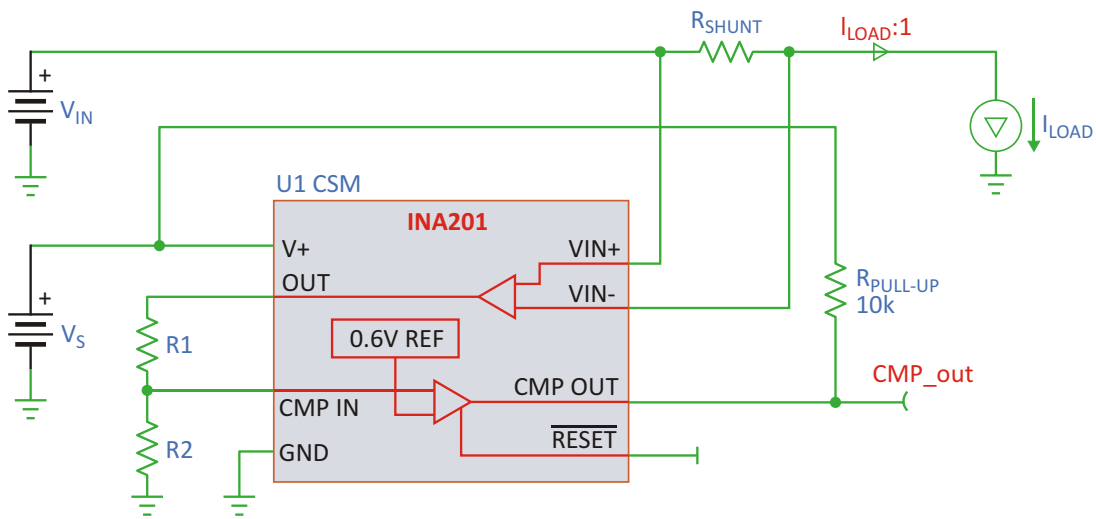


Рисунок 2. Монитор сигнала токового шунта выполняет защитную функцию.

фициентом усиления, часто используется для измерения входного и выходного тока [1]. Типичная конфигурация такого монитора показана на Рисунке 2. В это специализированное устройство интегрирован компаратор с открытым истоком, который может быть запрограммирован на переключение, защелкивание или сброс определенным уровнем тока.

Выход компаратора может использоваться для управления внешним ключевым MOSFET, который способен прервать режим короткого замыкания нагрузки в течение считанных микросекунд. Помимо прерывания входного тока при аварийных ситуациях на выходе, аналоговый выход может использоваться для создания так называемого «отрицательного входного импеданса» импульсного регулятора, благодаря которому при уменьшении входного напряжения входной ток будет увеличиваться.

Ограничение входного тока может быть реализовано объединением сигналов от датчиков входного и выходного тока по схеме логического «ИЛИ». Конечной целью является формирование смешанного сигнала обратной связи, управляющего контроллером ШИМ так, как это показано на Рисунке 3. Тогда начинает преобладать обратная связь по току выхода, уменьшающая ток светодиода, поскольку входное напряжение падает ниже предустановленного уровня, и, таким образом, ограничивает входной ток.

Описание работы схемы

Рисунок 4 демонстрирует схемную реализацию драйвера светодиодов на основе повышающего преобразователя с защитой выхода от коротких замыканий. Показанный на схеме светодиод Ostar компании Osram Opto Semiconductors разработан для использования в автомобильных фарах и представляет

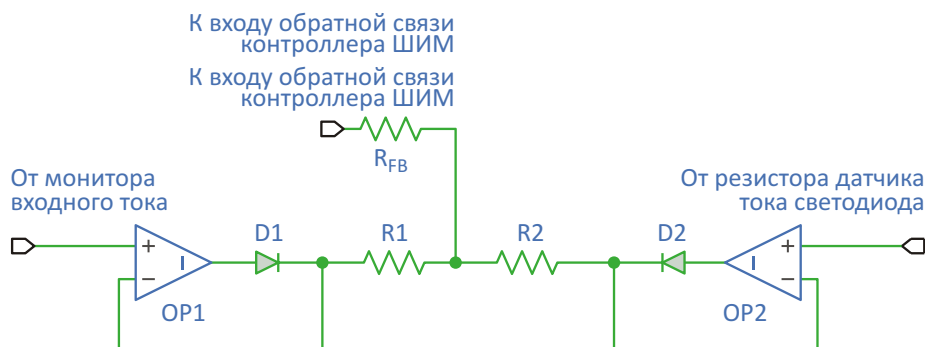


Рисунок 3. В ограничителе входного тока используются измеренные значения входного и выходного токов.

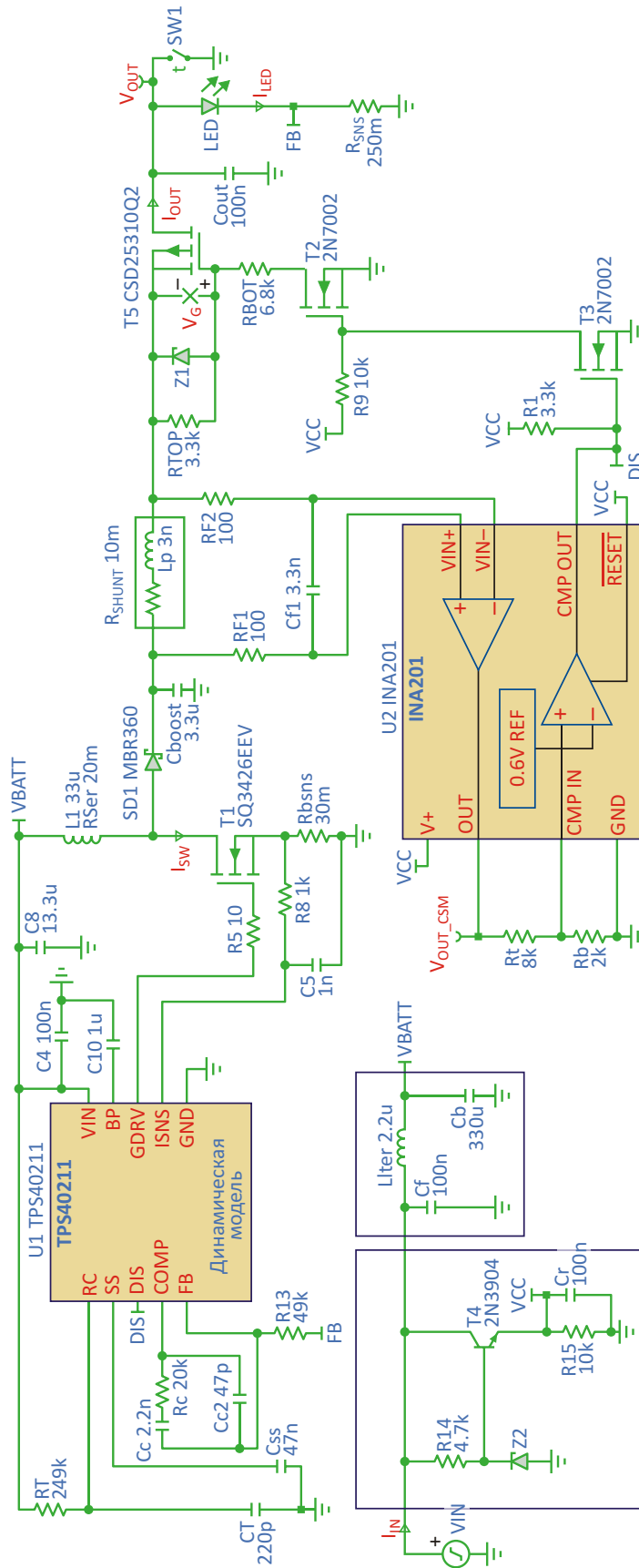


Рисунок 4. Схема повышающего драйвера светодиодов с защитой от короткого замыкания нагрузки.

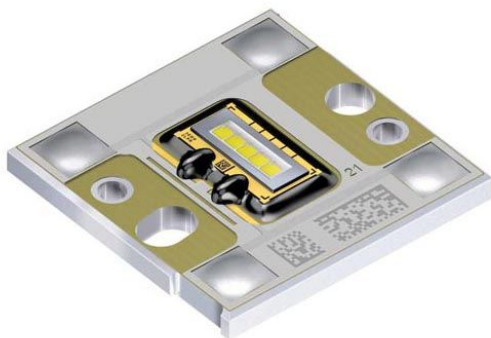


Рисунок 5. Пятикристальный светодиод Ostar компании Osram Opto Semiconductors.

собой монолитный пятикристальный прибор на изолированной металлической подложке (Рисунок 5). Устройство выдерживает пиковые токи 2 А, если длительность импульса не превышает 10 мкс, и при токе 1 А имеет типичное значение прямого напряжения 18 В. Повышающий DC/DC преобразователь TPS40211 [2] измеряет прямой ток светодиода с помощью вывода подключения обратной связи и управляет этим током, подстраивая выходное напряжение. Величина ток светодиода, задаваемая токоизмерительным резистором R_{SNS} , пропорциональна напряжению V_{REF} внутреннего опорного источника ШИМ-преобразователя ($R_{SNS} = V_{REF}/I_{LED}$). При использовании повышающего преобразователя с низким напряжением опорного источника можно повысить КПД преобразователя и снизить тепловую нагрузку на компоненты.

Хотя по сути своей светодиод способен достичь срока службы свыше 50,000 часов, он чувствителен к температуре и электрическим перегрузкам, а характеристики его динамического сопротивления нередко создают разработчикам проблемы при выборе компонентов импульсного преобразователя и конструировании цепи обратной связи. В связи с этим, для того, чтобы изучить узкие места цепей защиты и управления светодиодом и предсказать их поведение в различных режимах работы, было выполнено моделирование изображенной на Рисунке 4.

Выбранный для этого анализа контроллер ШИМ имеет опорное напряжение обратной связи 0.26 В. Следовательно, при токе светодиода, равном 1 А, мощность, рассеиваемая на токоизмерительном резисторе R_{SNS} , составит всего 0.26 Вт. Поскольку коэффици-

ент усиления CSM равен 50, в цепи измерения выходного тока можно использовать резистор с намного меньшим сопротивлением. Когда ток, проходящий через измерительный резистор CSM, превысит уровень, определяемый токоизмерительным резистором, усилением CSM и порогом компаратора, проходной P-канальный MOSFET, работая как электронный размыкатель, разорвет ток нагрузки.

Сигнал, зафиксированный в выходной защелке компаратора, может быть сброшен подачей напряжения низкого уровня на вход RESET. Однако в иллюстративных целях этот вход в нашем варианте заблокирован, чтобы иметь возможность исследования скорости отклика схемы. Скорость отклика и уровни пиковых токов зависят от многих факторов. В их число входят параметры выбранных компонентов, полоса пропускания CSM, характеристики фильтра, выходная емкость, тип MOSFET и величина индуктивности L1. Совокупность этих факторов определяет выходной импеданс преобразователя. Для точной оценки поведения схемы мы запускаем моделирование с шагом не более 50 нс, а относительную погрешность постоянного напряжения задаем равной 0.001%. Анализ выполнялся с помощью TINA-TI – бесплатного симулятора, совместимого с Berkeley SPICE 3f5. Моделирование повышающего преобразователя с шагом 5 мс при частоте переключения 300 кГц показало, что переход от запуска к стационарному состоянию занимает чуть менее 30 секунд.

Где размещать CSM

CSM можно подключить как к входу, так и к выходу повышающего преобразователя. В данной модели CSM помещен на выход, где он измеряет ток с помощью включенного последовательного с выходным MOSFET (T5) шунта 10 мОм. От места расположения CSM зависит, будет ли схема защищать от внутренних, и/или от внешних коротких замыканий. В любом случае, при разработке CSM необходимо обеспечить достаточный запас по синфазному напряжению для всего диапазона рабочих режимов.

В случае размещения со стороны входа повышающего преобразователя, можно выбрать CSM с более узким диапазоном синфазных напряжений. Однако включение CSM на выходе шунтирует коммутируемую

катушку преобразователя и создает условия для более быстрой реакции на короткое замыкание схемы. Но независимо от того, где находится CSM, в схеме должен быть RC-фильтр, снижающий шумы и резонансные колебания, которые могут возникать в результате резких бросков тока через токоизмерительный резистор R_{SHUNT} . Для этого будет достаточно включения небольшого резистора 100 Ом и дифференциального конденсатора, постоянная времени которых втрое превышает оценку постоянной времени L_p/R_{SHUNT} токоизмерительного резистора (где L_p – паразитная индуктивность измерительного резистора). Поскольку этот шумовой фильтр оказывает негативное влияние на ошибку усиления и полосу пропускания CSM, необходимо, чтобы его постоянная времени была минимальной.

Результаты моделирования

Результаты моделирования схемы представлены на Рисунке 6. Здесь V_G – напряжение, управляющее P-канальным MOSFET, для нормальных условий установленное на уровне –6 В. Это напряжение необходимо оптимизировать в зависимости от порогового напряжения транзистора, заряда затвора и параметров насыщения. Снижение напряже-

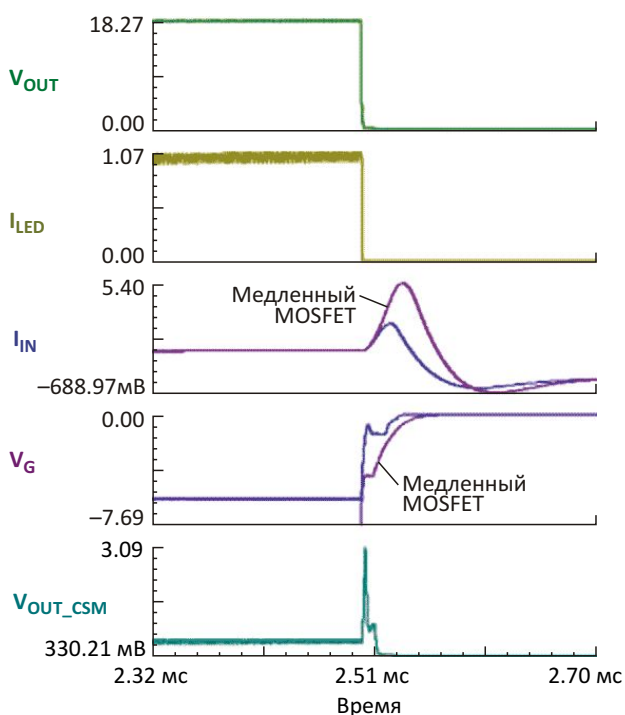


Рисунок 6. Модель подтверждает ожидаемое поведение схемы защиты.

ния затвора и правильный выбор подтягивающего резистора могут улучшить время реакции. Заметьте, что зависимости входного тока I_{IN} и напряжения затвора V_G приведены для двух случаев: фиолетовый цвет соответствует MOSFET с большим зарядом затвора («Медленный MOSFET»), а синий – с малым.

Очевидно, что снижение заряда затвора минимизирует ток со стороны входа. Следовательно, для получения оптимального отклика очень важно правильно выбрать MOSFET и драйвер его затвора, поскольку от этого выбора зависят скорость изменения тока и область безопасной работы транзистора. Это достаточно сложные аспекты конструирования, которые нелегко анализировать, поэтому лучше всего проверять их на модели, и лишь потом собирать лабораторный макет.

Некоторые осциллографы, в частности, Tektronix оснащены специальным ПО для расчета коммутационных потерь мощности и определения области безопасной работы MOSFET. Моделирование показывает, что время отклика будет меньше 2 мкс, и в результате к тому моменту, когда ток будет разорван, входной ток не превысит 6 А. Пиковые значения входного и выходного токов зависят от типа выбранного MOSFET. Хорошей альтернативой MOSFET, обеспечивающей время размыкания менее 250 нс, могут быть высококачественные контроллеры горячей замены, управляющие N-канальными МОП устройствами верхнего плеча. Эти приборы, хоть и оптимизированные для горячей замены, управляющие N-канальными МОП устройствами верхнего плеча. Эти приборы, хоть и оптимизированные для горячей замены, управляющие N-канальными МОП устройствами верхнего плеча. Эти приборы, хоть и оптимизированные для горячей замены, управляющие N-канальными МОП устройствами верхнего плеча.

Предотвращение отказов

Описанная в этой статье и проверенная моделированием схема разрывает или ограничивает входной и/или выходной ток повышающего преобразователя драйвера светодиодов в различных условиях нагрузки. Схема была оптимизирована для использования в формирователе тока для светодиодной автомобильной фары. Мы показали, что достижение оптимального времени отклика схемы требует тщательного анализа и выбора компонентов. Объединение всех характерных особенностей схемы в одной комплексной модели и анализ ее во временной области позволяют понять поведение устрой-

йства в рабочих режимах и правильно выбрать необходимые компоненты.

Возможности использования специализированных контроллеров горячей замены, среди которых есть приборы со специфическими полезными функциями и оптимизированными параметрами, обязательно должны быть изучены. В любом случае при создании схемы прерывания или ограничения питания необходим тщательный анализ. Разработка

надежных схем управления и защиты для светодиодов является очень непростой задачей, в решении которой вам помогут такие программные средства, как TINA-TI, SPICE и WEBENCH. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments INA201.](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TPS40211.](#)

Триггер Шмитта адаптирует свои собственные пороги

Anthony Smith

EDN

В 1938 году журнал Journal of Scientific Instruments опубликовал подробное описание компаратора, превращавшего медленно меняющийся входной сигнал в резко изменяющееся выходное напряжение. Эта схема, основанная на электронных лампах с перекрестными связями, была придумана американским ученым Отто Гербертом Шмиттом (Otto Herbert Schmitt). С тех пор триггер Шмитта стал важнейшим строительным блоком множества устройств, используемых для обработки сигналов. Обязательным свойством триггера Шмитта является наличие гистерезиса – разницы напряжений между

верхним и нижним порогами переключения. Если входной сигнал пересекает оба порога, схема обрежет содержащиеся в нем шумы и сформирует на выходе прямоугольные импульсы с такой же частотой, как и на входе.

Независимо от того, делаете ли вы триггер Шмитта на транзисторах, операционных усилителях или компараторах, вы должны определить, какой уровень гистерезиса требуется в каждом конкретном случае и какими должны быть уровни порогов. Обычно это несложно, когда вам известны амплитуда входного сигнала и уровень содержащихся в нем шумов. Однако, если эти параметры

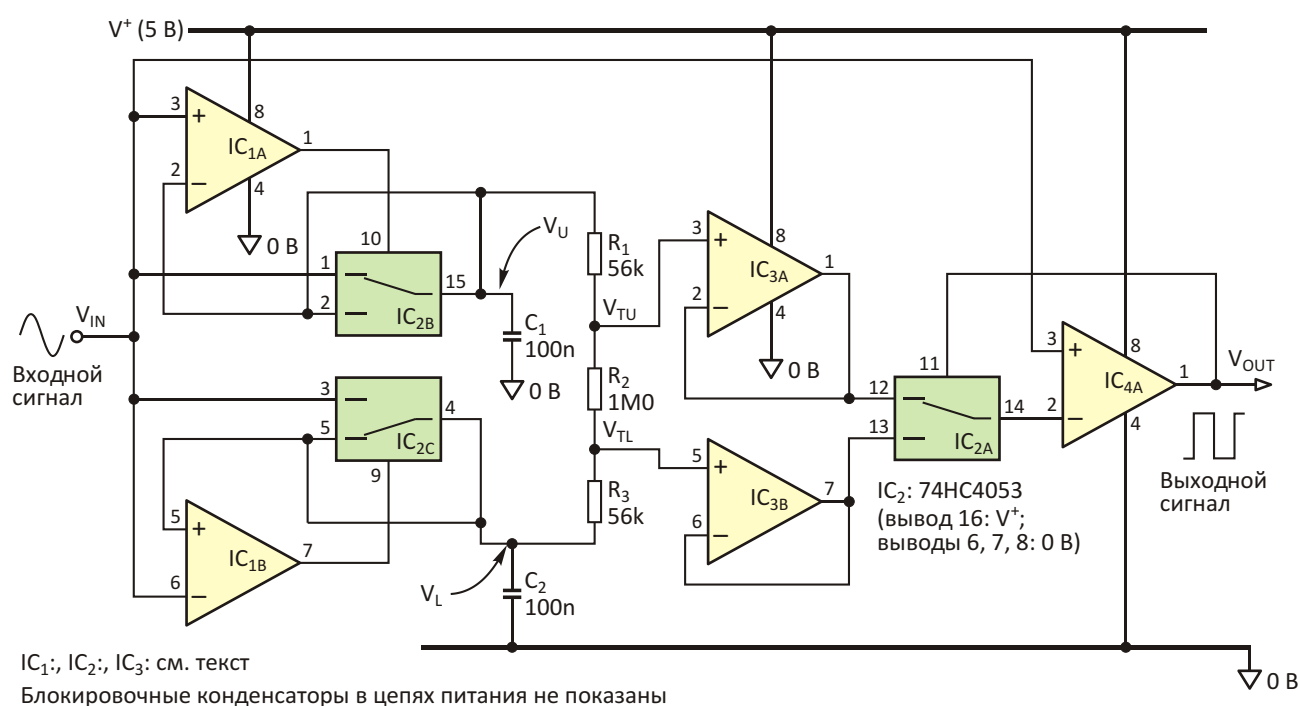


Рисунок 1. Самонастраивающийся триггер Шмитта.

непостоянны, или вообще почти неизвестны заранее, задание порогов для установки правильных уровней переключения может оказаться непростой задачей. Слишком широкий гистерезис может не позволять сигналу пересекать один или оба порога, а слишком узкий может стать причиной ложных переключений в случае, когда сигнал имеет большую шумовую составляющую.

В представленной на Рисунке 1 схеме эти проблемы решаются с помощью дополнительных цепей, которые автоматически корректируют пороги в соответствии с амплитудой входного сигнала. Компаратор IC_{1A} совместно с аналоговым ключом IC_{2B} и конденсатором C₁ образует пиковый детектор положительных напряжений. Когда входной сигнал превысит напряжение на подключенном к инвертирующему входу компаратора конденсаторе C₁, на выходе компаратора установится высокий уровень напряжения, переключающий IC_{2B} в положение, изображенное на схеме. Детектор начинает выборку входного сигнала и увеличивает заряд, хранящийся на конденсаторе C₁. Когда уровень входного сигнала опустится ниже напряжения на C₁, состояние ключа изменится и, таким образом, сохраненное на конденсаторе C₁ постоянное напряжение V_U будет соответствовать пиковому уровню входного сигнала.

В пиковом детекторе отрицательных напряжений использованы компаратор IC_{1B}, аналоговый ключ IC_{2C} и конденсатор C₂. Эта часть схемы работает точно таким же образом, как и описанный выше детектор положи-

тельных напряжений, с тем лишь отличием, что здесь выбираются пики отрицательного напряжения, и сохраняемое на конденсаторе C₂ напряжение V_L соответствует нижнему пиковому уровню входного сигнала.

Резистивная цепочка R₁, R₂ и R₃ обеспечивает путь разряда для конденсаторов выборки и, кроме того, задает верхний и нижний пороги переключения (V_{TU} и V_{TL}, соответственно) выходного компаратора IC_{4A}. Сопротивления резисторов подобраны таким образом, чтобы порог V_{TU} был чуть меньше V_U, а V_{TL} немного превосходил V_L. Если мы выберем R₁ = R₃, то разность напряжений в процентах будет выражаться формулой

$$\text{Разность напряжений} = \frac{R_1}{2R_1 + R_2} \cdot 100\%.$$

При показанных на схеме номиналах компонентов V_{TU} будет на 5% меньше V_U, а V_{TL} на 5% больше, чем V_L. Таким образом, пороги постоянно подстраиваются, отслеживая амплитуду входного сигнала и его постоянное смещение. Например, сигнал с пиковой амплитудой 1 В, смещенный на постоянный уровень 2 В (то есть, V_U = 2.5 В и V_L = 1.5 В), установил бы пороги V_{TU} = 2.45 В и V_{TL} = 1.55 В. Можно заметить, что напряжение гистерезиса, выражаемое формулой

$$V_H - V_{TU} - V_{TL},$$

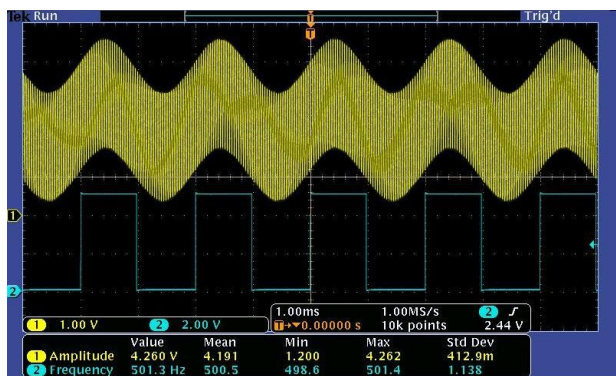


Рисунок 2. Сигнал 500 Гц с «шумовой» модуляцией.

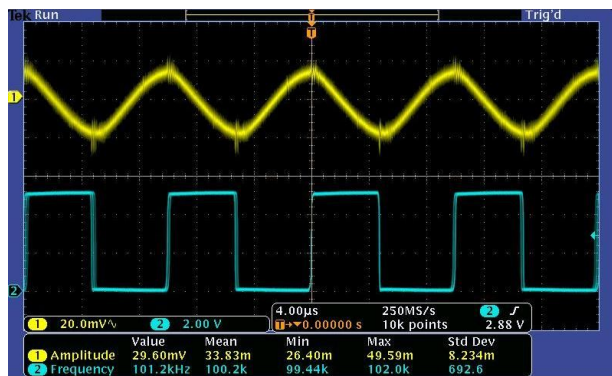


Рисунок 3. Малая амплитуда входного сигнала.

и равное в нашем случае 0.9 В, всегда будет чуть меньше пиковой амплитуды входного сигнала.

Прежде чем попасть на входы аналогового переключателя IC_{2A}, напряжения порогов буферизуются усилителями IC_{3A} и IC_{3B}. Чтобы понять, как работает оконечная часть схемы, представим себе, что переключатель IC_{2A} находится в том положении, которое изображено на схеме, то есть напряжение порога V_{TU} поступает на инвертирующий вход компаратора, и что входной сигнал, подключенный к неинвертирующему входу, начинает рост от своего отрицательного пика. На этом отрезке времени напряжение V_{OUT} на цифровом выходе схемы имеет низкий уровень. Как только входной сигнал пересечет порог V_{TU} , на выходе компаратора немедленно появится высокий логический уровень, вследствие чего переключатель IC_{2A} изменит свое состояние, и к инвертирующему входу компаратора подключится V_{TL} . Такая положительная обратная связь, типичная для поведения триггера Шмитта, обеспечивает быстрое и чистое переключение цифрового выхода. Буферные усилители IC_{3A} и IC_{3B} необходимы, особенно на высоких частотах, для того, чтобы изолировать паразитную емкость инвертирующего входа IC_{4A}, вносящую искажения в напряжения V_{TU} и V_{TL} при изменениях состояния IC_{2A}.

Осциллограммы на Рисунках 2 и 3 представляют работу тестовой схемы, в которой в качестве компараторов IC₁ и IC₄ использовалась микросхема TLC3702 [1], а в качестве IC₃ – TLC2272 [2]. Эти довольно экстремальные примеры хорошо иллюстрируют возможности схемы по обработке сильно изменяющихся входных сигналов.

Рисунок 2 соответствует случаю, когда на вход подавался синусоидальный сигнал с частотой 500 Гц и пиковой амплитудой 1.56 В, модулированный синусоидой 100 кГц с пиковой амплитудой 2.88 В. В результате формировался сигнал с амплитудой порядка 4.4 В пик-пик и постоянным смещением 2.5 В. Несмотря на то, что амплитуда «шума» почти вдвое превышала амплитуду сигнала, выход схемы четко переключался на частоте источника и никак не зависел от высокочастотной модуляции.

Рисунок 3 показывает отклик схемы на очень слабые сигналы. В этом случае входной сигнал представлял собой смещенную на постоянный уровень 400 мВ синусоиду 100 Гц с амплитудой 30 мВ пик-пик. Наличие коммутационных выбросов во входном сигнале, обусловленных несовершенством «трассировки» на беспаячной макетной плате, приводит к появлению небольшого джиттера выходного сигнала. Обратите внимание, что сигнал на Рисунке 2 в сто раз больше, чем на Рисунке 3. Фактически, если уровень входного сигнала остается в пределах разрешенного для компаратора и буферов диапазона синфазных напряжений (в нашем примере это 0...4 В), схема способна работать с сигналами, амплитуды которых меняются по уровню на два порядка. Единственное, что потребует предусмотреть в случае, если постоянная составляющая сигнала выходит за пределы допустимых синфазных напряжений – это развязка по постоянному напряжению.

Чтобы подстроиться под ожидаемый частотный диапазон, вы будете должны подобрать емкости конденсаторов C_1 и C_2 . Для частот выше 300 Гц или около того подойдут значения порядка 100 пФ. Ниже этой величины емкости конденсаторов выборки должны быть увеличены, чтобы не допустить чрезмерных провалов напряжения в узлах V_U и V_L . Компараторы TLC3702 уверенно работают до частот 100 кГц, но за пределами этого диапазона вам, возможно, потребуются более быстрые устройства.

Имейте в виду, что когда пиковый детектор положительных напряжений производит выборку входного сигнала, конденсатор C_1 «глохнет» на входе большую порцию заряда. При этом зарядный ток ограничен только сопротивлением открытого ключа IC_{2B}. Аналогичный процесс происходит при детектировании отрицательных напряжений, только он затрагивает конденсатор C_2 и переключатель IC_{2C}. При большом выходном импедансе источника эти импульсы тока могут породить пики входного сигнала, которые, в свою очередь, могут приводить к ложным переключениям. Поэтому не исключено, что для решения этой проблемы потребуется буферизация входного сигнала.

Разумеется, схема не может служить панацеей для всех импульсных приложений, но она должна оказаться полезной в тех случаях, когда вас не устраивают фиксированные пороги обычного триггера Шмитта. Будь во мне больше смелости, и если бы не опасения, что это может привести к путанице, я

предложил бы назвать мою схему Smith Trigger (Триггер Смита). **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLC3702.](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLC227x, TLC227xA.](#)

Управляемый напряжением ТОЧНЫЙ генератор втекающего тока для проверки источников питания

Luca Bruno

EDN

Поиск причин возникновения потенциальных проблем источников питания производится с помощью динамических и статических тестов. Предлагаемый простой генератор втекающего тока предназначен для тестирования источников питания малой и средней мощности и источников напряжения. В таких приложениях генератор может отдавать ток от 0 до 1.5 А в диапазоне входных напряжений от 0 до 5 В при напряжении питания до 20 В. Основным элементом схемы является прецизионный операционный усилитель OPA277 (IC₁) компании Texas Instruments [1], имеющий максимальное напряжение смещения всего 100 мкВ, входной ток 4 мкА и малый дрейф в диапазоне температур от -40 до +85 °С (Рисунок 1). Операционный усилитель IC₁ сравни-

вает напряжение на своем неинвертирующем входе с падением напряжения на токоизмерительном резисторе R_{SENSE}.

Выход микросхемы IC₁ управляет мощным N-канальным MOSFET Q₁ [2] таким образом, чтобы поддерживать падение напряжения на токоизмерительном резисторе равным напряжению на неинвертирующем входе. Напряжение на R_{SENSE} пропорционально току нагрузки, текущему из исследуемого источника питания, и не зависит от его напряжения.

Транзистор Q₁ имеет следующие основные предельные характеристики:

- максимальный ток стока: 14 А при температуре корпуса 25 °С;

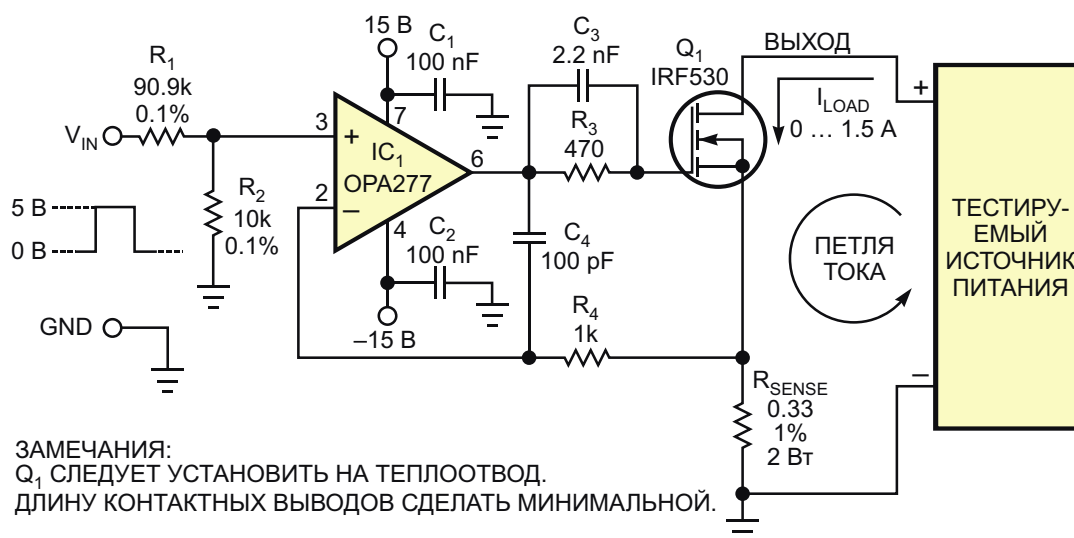


Рисунок 1. Этот простой генератор втекающего тока позволит вам проверять характеристики источников питания, как в статическом, так и в динамическом режиме.

- максимальное напряжение сток-исток: 100 В;
- максимальное сопротивление открытого канала: 0.16 В при напряжении затвор-исток 10 В и токе стока 7 А;

MOSFET может рассеивать конечное количество тепла – до 30 Вт при использовании радиатора с тепловым сопротивлением 1 °С/Вт или менее при неподвижном воздухе и температуре окружающей среды не более 40 °С. Поскольку максимальная мощность зависит от теплового сопротивления радиатора и температуры воздуха, при увеличении напряжения питания следует соответственно уменьшать ток нагрузки. При импульсном характере входного напряжения напряжение питания можно повысить в десятки раз, поскольку средняя мощность рассеивания намного меньше и зависит от средней нагрузки.

Точный резистивный делитель R_1 , R_2 позволяет вам привести диапазон напряжений 0 ... 5 В на входе схемы к диапазону 0 ... 0.495 В на неинвертирующем входе IC₁, которому будет соответствовать диапазон выходных токов 0 ... 1.5 А. При указанных на схеме сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 входное сопротивление устройства равно 100 кОм. Этого вполне достаточно для использования большинства функциональных генераторов, имеющих выходной импеданс 50 или 75 Ом, и позволяет подключать генератор напрямую, без использования буферного операционного усилителя.

Из анализа схемы вытекает следующее соотношение:

$$I_{LOAD} = G V_{IN},$$

в котором

$$G = \frac{1}{R_{SENSE}} \quad 0.3 \text{ A/V},$$

где

G – проводимость,

– коэффициент ослабления:

$$1 - \frac{R_1}{R_2} \quad 10.09.$$

Коэффициент ослабления входного делителя напряжения можно изменить, чтобы, подняв верхнюю границу выходного тока до нескольких ампер, получить возможность тестирования низковольтных источников питания с большими выходными токами.

Конденсаторы C_3 , C_4 и резисторы R_3 , R_4 обеспечивают устойчивость петли обратной связи, устанавливая время нарастания равным 1.4 мкс при скачке входного напряжения от 0 до 5 В. Таким образом, вы можете проверять источники питания либо в статических условиях, подавая на вход постоянное напряжение, либо в динамике, подключив к входу, например, источник импульсов для имитации быстрых изменений нагрузки. Низкие сопротивления открытого канала транзистора Q_1 и токоизмерительного резистора R_{SENSE} позволяют вам испытывать источники питания или источники напряжения с минимальным выходным напряжением вплоть до 1 В. Нижний предел выходного напряжения тестируемого источника равен

$$(1.5 \text{ A}) (R_{SENSE} + R_{DS(ON)}) = 735 \text{ мВ},$$

где $R_{DS(ON)}$ – сопротивление открытого канала Q_1 .

Вы можете тестировать также и многоканальные источники питания, имеющие, например, выходы напряжения –5 или –12 В. В этом случае необходимо соединить «землю» источника питания с выходом генератора тока, то есть, с выводом стока, а отрицательный вывод генератора подключить к «земле» схемы. Для повышения точности результатов динамических тестов, таких как проверка неустойчивости выходного напряжения по нагрузке, времени восстановления или переходных характеристик, подключать тестируемый источник к схеме надо очень внимательно, следя за тем, чтобы площадь петли тока, образуемой соединительными проводами, была минимальной. Импульсный ток нагрузки является источником электромагнитных излучений, интенсивность которых пропорциональна этой площади, величине тока и квадрату частоты тока. Эти излучения могут нарушать работу, как самой схемы, так и измерительного оборудования. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA277.](#)
2. [Datasheet International Rectifier IRF530.](#)

Использование отражательных датчиков в условиях внешней засветки

Vladimir Rentyuk

EDN

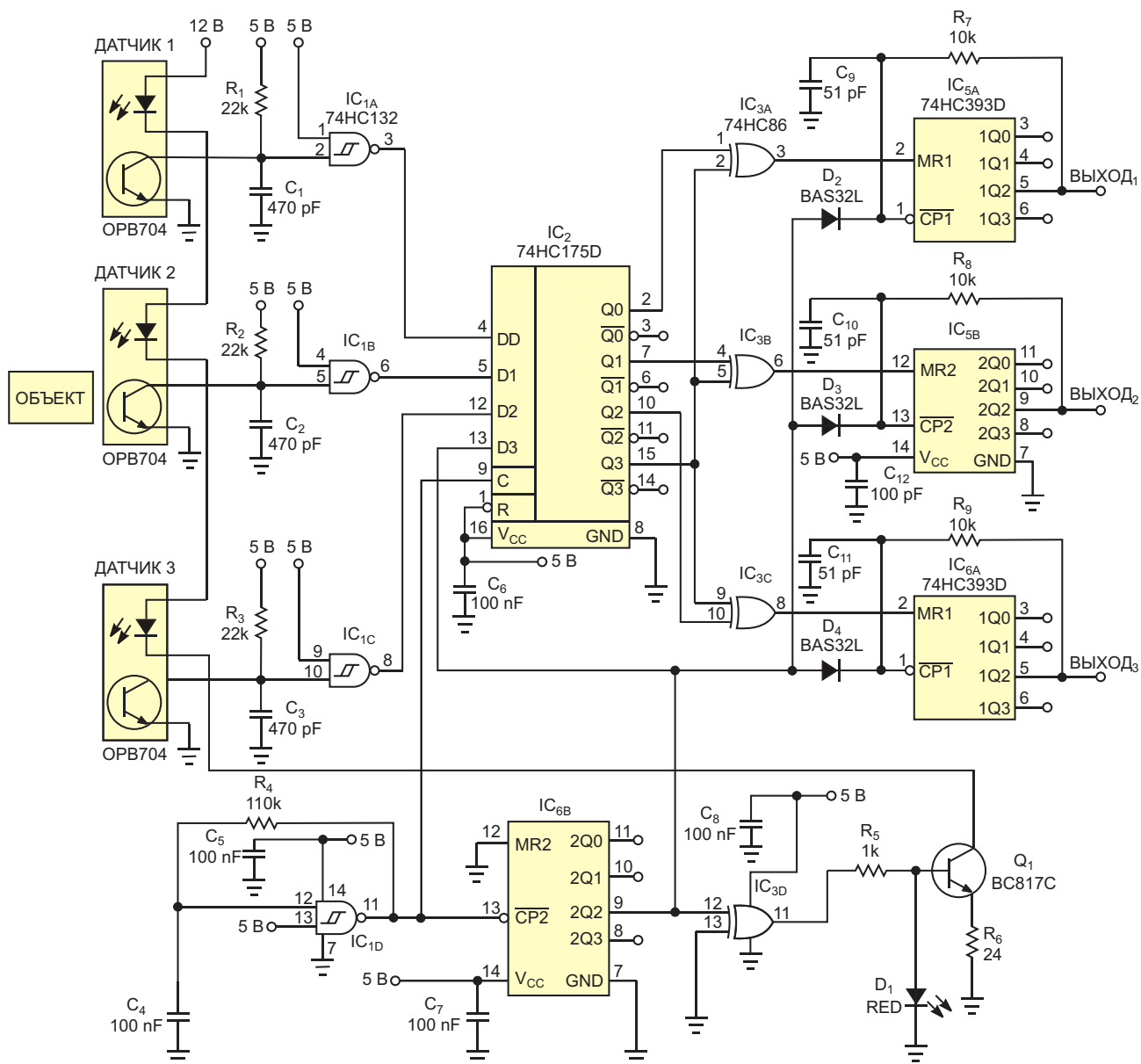
При наличии помех или яркого освещения использование отражательных датчиков в системах идентификации или учета иногда весьма проблематично, или просто невозможно. Приведенная на Рисунке 1 схема демонстрирует недорогое решение этой проблемы для случая трех независимых и работающих одновременно отражательных сенсоров. Схема подходит для многих типов объектов, но в реальном изделии она использовалась с карточками в системе их идентификации.

В схеме использованы три отражательных оптических датчика ОРВ704 с встроенными ИК-диодами, выходы которых подключены к входам ИМС «2И-НЕ» IC_{1A}, IC_{1B} и IC_{1C} с триггерами Шмитта на входах. На четвертом элементе этой ИМС – IC_{1D}, выполнен тактовый генератор, сигнал с которого поступает на микросхему IC_{6B} счетчика-делителя на восемь, делящего сигнал тактовой частоты на четыре, чтобы сформировать опорный сигнал, используемый для обнаружения объекта. Выходной сигнал делителя через буфер IC_{4D} управляет ключом на транзисторе Q₁. Этот ключ обеспечивает импульсную модуляцию стабильным током ИК-диодов всех трех оптических датчиков (ток задается резистором R₆). Длительность этих импульсов не критична, но именно она является базой для функционирования системы обнаружения.

Чтобы понять, как функционирует схема, рассмотрим ее работу относительно Датчика 2. Выход ИМС IC_{1B} будет находиться в состоянии логического нуля до тех пор, пока фототранзистор датчика не обнаружит отра-

женные от объекта ИК-лучи, так как в этом случае оба входа ИМС IC_{1B} находятся в состоянии логической единицы. Соответственно, и на входе D1 ИМС IC₂ будет логический нуль. При попадании на датчик ИК-импульса, отраженного от объекта, на входе D1 ИМС IC₂ появится уровень логической единицы. Соответствующее этой ситуации состояние входа D1 ИМС IC₂ передается на выход Q1 ИМС IC₂ (вывод 7) по команде записи на входе С (вывод 9). Сигналом записи является передний фронт импульса тактового генератора. Опорный сигнал, полученный делением сигнала тактовой частоты делителем на ИМС IC_{6B}, поступает на вход D3 ИМС IC₂. Этот сигнал, так же после поступления команды записи на вход С (вывод 9), транслируется на выход Q3 ИМС IC₂ (вывод 15).

Когда фототранзистор датчика обнаруживает отраженный от объекта импульс ИК-излучения, сигналы на выходах Q1 и Q3 ИМС IC₂ будут иметь одинаковую длительность и совпадут по фазе, несмотря на то, что принятый импульс не совпадает с опорным ни по фазе, ни по длительности. Для исключения этих несоответствий выполняется нормализация двух импульсов (Рисунке 2а), которая, собственно, и составляет суть предлагаемого решения. Логический элемент «Исключающее ИЛИ» IC_{3B} сравнивает сигналы на выходах Q1 и Q3 ИМС IC₂. Если их логические уровни и длительности одинаковы, то на выводе 6 ИМС IC_{3B} устанавливается низкий логический уровень, разрешающий ИМС IC_{5B} принимать импульсные сигналы от делителя IC_{3B}. Если же сигналы на выходах Q1 и Q3



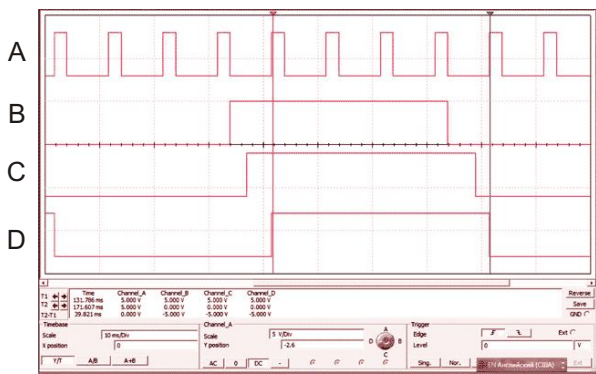
Примечание:

Низкий логический уровень на выходе указывает на отсутствие объекта, а высокий – на его присутствие.

Рисунок 1. Инфракрасные датчики и логическая схема обнаруживают наличие объекта.

ИМС IC₂ неодинаковы, происходит периодический сброс счетчика IC_{5B}, и его выход 2Q2 (OUT₂) так и остается в состоянии логического нуля. Логические уровни на выходах Q2 счетчиков IC_{5A}, IC_{5B} и IC_{6A} остаются низкими до тех пор, пока различаются входные сигналы компараторов IC_{3A}, IC_{3B} и IC_{3C}. Такая ситуация возникает, если датчик (в нашем примере Датчик 2) не обнаруживает объект или получает какие-либо внешние сигналы, например, ИК-шум от люминесцентных ламп, засветку от внешнего освещения или переменное по уровню освещение.

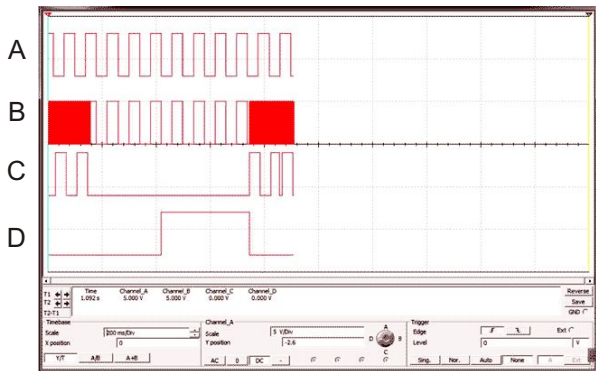
Выходы ИМС IC_{3A}, IC_{3B} и IC_{3C} находятся в состоянии логического нуля только тогда, когда фототранзисторы соответствующих датчиков обнаруживают импульсные сигналы от своих ИК светодиодов. В нашем случае – когда карта находится в зоне Датчика 2 (Рисунок 2б). Тактовую частоту вы должны выбирать с учетом общего времени задержки системы. Обратите внимание, что IC₂ (74HC175) управляется передним фронтом, а IC_{6B} (74HC393) – задним. Благодаря счетчикам эта система автоматически подстраивается после любого изменения частоты тактового генератора.



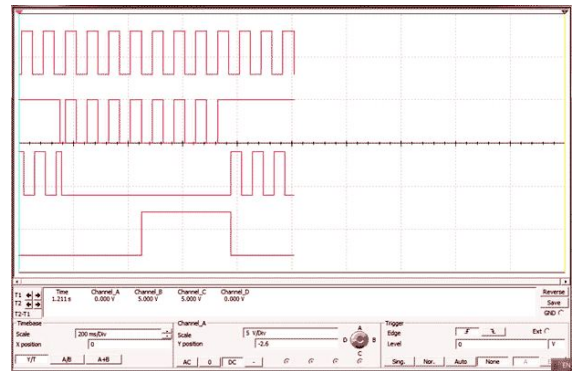
а)



б)



в)



г)

Рисунок 2. На приведенных диаграммах показан процесс нормализации (а) и три возможных случая при обнаружении объекта (б, в, г).

Таким образом, если счетчик IC_{5B} не получает сигнал сброса в течение времени, равного четырем периодам опорного сигнала, на его выходе (вывод 9) установится высокий логический уровень, и это состояние счетчика будет зафиксировано через резистор R₈. Высокий логический уровень на выходе OUT₂ будет сохраняться до тех пор, пока вы не удалите карту. В этом случае будет обнаружено несоответствие сигнала от датчика с опорным сигналом, и счетчик IC_{5B} получит команду на сброс. На Рисунках 2б, 2в и 2г показаны три типичные ситуации, которые могут возникнуть при использовании представленного устройства. Трасса А на этих трех рисунках изображает опорный сигнал на выводе 9 микросхемы IC_{5B}.

Рисунок 2б демонстрирует случай нормальной работы без внешних помех. Вы можете видеть результаты сравнения опорного сигнала (трасса С) и сигнала выхода IC_{1B} (трасса D). До тех пор, пока не появится карта, уровень сигнала на выходе ИМС IC_{1B}

(трасса В) равен логическому нулю. Когда карта входит в зону датчика (трасса В), появляется последовательность нормированных импульсов. После четырех циклов совпадения обоих сигналов выход устройства на выводе 9 ИМС IC_{5B} (трасса D) изменяет свой логический уровень с низкого на высокий, но немедленно возвращается в низкий, как только вы удалите карту.

На Рисунке 2в показана работа схемы в условиях ИК-шумов. При отсутствии карты сигнал на выходе ИМС IC_{1B} (трасса В) содержит высокочастотные сигналы от ИК-помех, а при наличии – представляет собой последовательность нормированных импульсов. После четырех циклов обнаружения таких сигналов выход устройства на выводе 9 ИМС IC_{5B} (трасса D) будет индицировать наличие карты переключением логического уровня с низкого на высокий. Если удалить карту из зоны, то состояние выхода сразу же изменится на низкое.

Рисунок 2г иллюстрирует работу устройства при полной засветке прямым освеще-

нием. Вы можете видеть результаты сравнения сигналов. Когда карты нет, сигнал на выходе ИМС IC_{1B} (трасса В) постоянно будет иметь высокий логический уровень. Когда карта входит зону датчика (трасса В), сигнал представляет собой последовательность нормализованных импульсов. Трасса D, соответствующая сигналу на выходе устройства (вывод 9 ИМС IC_{5B}), указывает на наличие карты переключением логического уровня с низкого на высокий по завершении четырех циклов обнаружения обоих сигналов. После

удаления карты из зоны состояние выхода сразу же изменится на низкое.

Конденсаторы C₁, C₂, и C₃ являются опционными. Они защищают входные цепи от электромагнитных помех, если датчики подключены длинными проводами. Конденсаторы C₉, C₁₀ и C₁₁ обеспечивают надежность работы схемы, защищая счетчики от коротких импульсов. Светодиод D₁ является источником опорного напряжения и одновременно индикатором целостности цепи питания ИК-диодов датчиков. **РЛ**

Преобразователю NRZ в AMI требуется единственный источник питания

Ramachandra Mutagi

EDN

Переключающийся биполярный код (Alternate mark Inversion – AMI) часто используется при передаче цифровых данных по кабельным линиям связи, так как полоса частот, занимаемая сигналом AMI, уже, чем у эквивалентного сигнала в формате RZ (Return-to-Zero – с возвратом к нулю). Обычно для формирования сигнала AMI требуются источники положительного и отрицательного напряжения. Кроме того, для формирования биполярного сигнала в схеме, скорее всего, придется использовать аналоговые компоненты. Напротив, к предлагаемой схеме эти требования не относятся, и для формирования сигнала AMI из входного сигнала NRZ ей требуются всего несколько логических вентилях, D-триггер и единственный источник питания 5 В.

Как видно из схемы на Рисунке 1, сигнал NRZ (Non-Return-to-Zero – без возврата к нулю) стробируется импульсами синхронизации,

в результате чего на выходе элемента «И»-1 формируется сигнал RZ (Рисунки 2а и 2б). В свою очередь, сигнал RZ тактирует D-триггер, включенный делителем частоты. Затем сигнал RZ смешивается с выходными сигналами Q и \bar{Q} D-триггера, поочередно разделяющими импульсы на две линии, связанные с выходами вентилях «И»-2 и «И-НЕ». Вентиль «И-НЕ» используется на второй линии для получения инвертированного сигнала (Рисунок 2в).

Поскольку задержка сигнала в вентиле «И-НЕ» больше, чем в «И», на выходе «И»-3 включен дополнительный элемент «И»-4, компенсирующий эти различия. Заметим, что подобные рассуждения применимы не ко всем семействам логических элементов. Последовательно с выходами схем «И»-4 и «И-НЕ» включены резисторы 75 Ом, эффективно увеличивающие напряжения на выходах вентилях. Когда на обоих выходах уста-

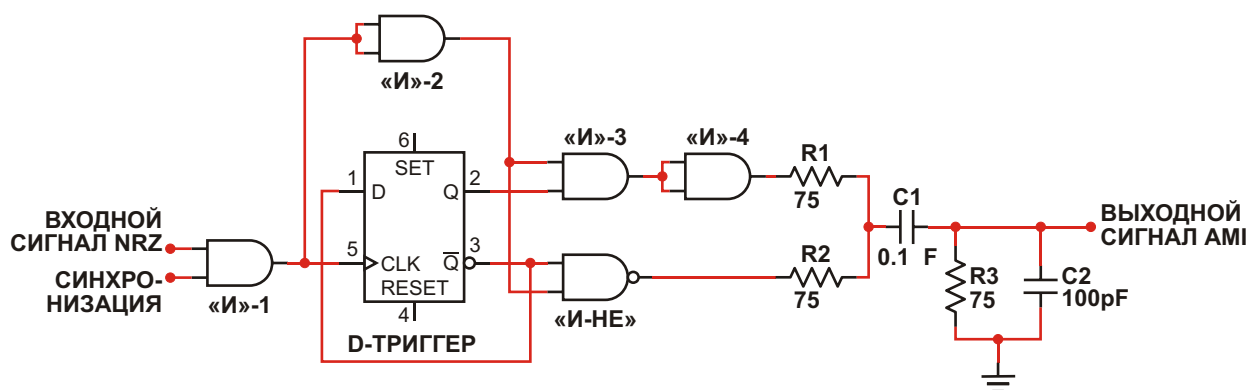


Рисунок 1. Преобразователь кода NRZ в код AMI формирует двуполярные импульсы при питании от однополярного источника.

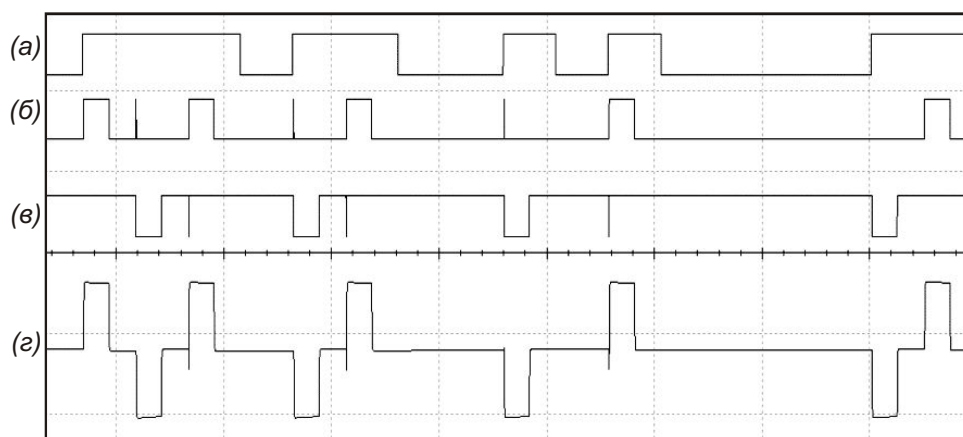


Рисунок 2. Осциллограммы:

- а) – вход NRZ;
- б) – стробированный синхроимпульсом сигнал RZ на выходе элемента «И»-1;
- в) – выход логического элемента «И-НЕ»;
- г) – выход AMI.

навливаются высокие уровни, напряжение в точке соединения резисторов также имеет высокий уровень. Если уровни напряжений противоположны, в точке соединения резисторов будет половина высокого уровня. Когда же напряжения низкого уровня будет на обоих выходах, напряжение в этой точке станет близким к нулю. Таким образом, в общей точке резисторов R1 и R2 мы можем наблюдать положительные и отрицательные импульсы, сдвинутые на некоторый постоянный уровень. Этот сигнал проходит через конденсатор C1, удаляющий из него постоянную составляющую, и в результате на выходе мы получаем истинно биполярный

сигнал с нулевым постоянным уровнем (Рисунок 2г).

На Рисунке 2 показаны осциллограммы, полученные в результате моделирования схемы. Модель отображает очень короткие пикки, появляющиеся на выходах логических элементов, которые, однако, на работу схему никакого влияния не оказывают. Скорость сигнала NRZ равна 2.048 Мбит/с. Поскольку напряжение питания ТТЛ микросхем равно 5 В, размах выходного сигнала от пика до пика будет несколько меньше ± 2.5 В. Если потребуется увеличить амплитуду, можно использовать КМОП устройства с более высоким напряжением питания. **РЛ**

Инвертирующий DC/DC преобразователь положительного напряжения в отрицательное с одной катушкой индуктивности

David Burgoon, Linear Technology

LT Journal of Analog Innovation

Существует несколько способов получения отрицательного напряжения из положительного, например, с помощью трансформатора или двух катушек, или нескольких переключателей. Однако все они сложнее, чем изящное в своей простоте решение на основе микросхемы LTC3863, отличающееся превосходной эффективностью при малых нагрузках и сокращающее номенклатуру необходимых компонентов по сравнению с альтернативными вариантами.

Расширенные возможности преобразователя

Микросхема LTC3863 может преобразовывать положительное входное напряжение в диапазоне от 3.5 до 60 В в отрицательное выходное от -0.4 В до -150 В. В схеме используется топология с одной катушкой индуктивности, одним активным Р-канальным MOSFET в качестве переключающего элемента и одним диодом. Высокий уровень интеграции позволяет создавать простые решения с небольшим количеством внешних элементов.

Преобразователь LTC3863 имеет отличный КПД при малых нагрузках, потребляя всего 70 мкА, если пользователем запрограммирован пульсирующий режим работы. Его архитектура с постоянной частотой ШИМ и регулированием по пиковому току обеспе-

чивает безотказное управление током катушки, простую компенсацию петли обратной связи и превосходные динамические характеристики контура управления. Частота переключения может либо устанавливаться в диапазоне от 50 кГц до 850 кГц с помощью внешнего резистора, либо задаваться извне в диапазоне от 75 кГц до 750 кГц. В микросхеме предусмотрена возможность программного выбора режима пуска – с плавным ограничением скорости нарастания или с отслеживанием внешнего напряжения. Функции обеспечения безопасности включают защиту от перенапряжения, перегрузки по току, а также от короткого замыкания, включая режим адаптивного снижения частоты.

Преобразователь напряжения 4.5 ... 16 В в -12 В/1 А

Приведенная на Рисунке 1 схема преобразует входное напряжение в диапазоне от 4.5 В до 16 В в выходное -12 В с током 1 А. Принцип ее действия аналогичен обратногоходовому преобразователю: при открытом ключе энергия запасается в катушке индуктивности, и отдается через диод на выход, когда ключ закрыт, с тем лишь отличием, что для LTC3863 не требуется трансформатор. Чтобы предотвратить чрезмерное увеличение тока, которое может возникнуть при закороченном выходе вследствие минимального

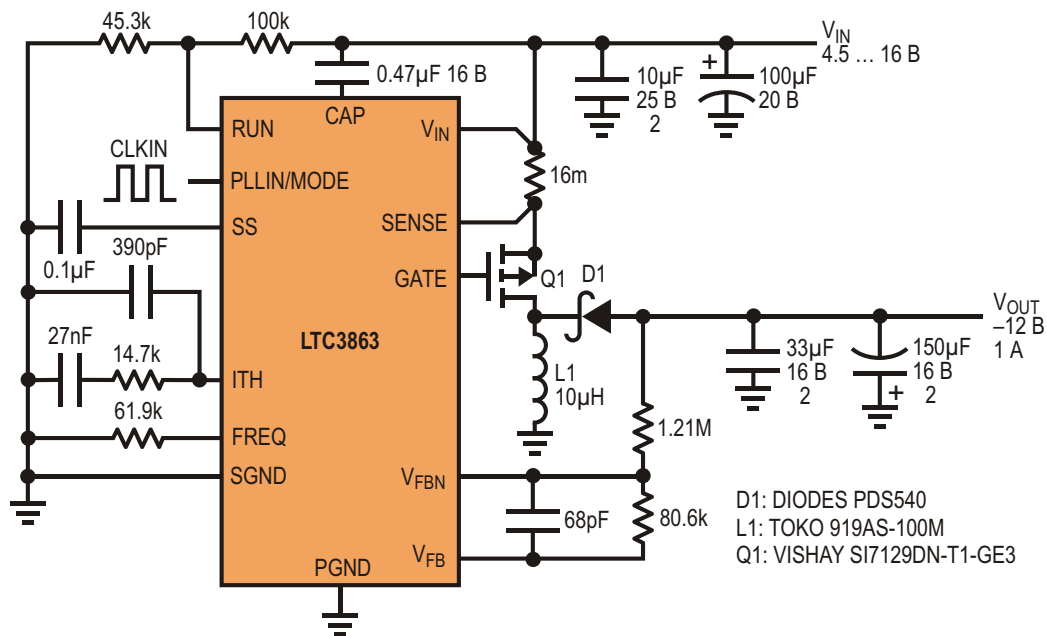


Рисунок 1. Инвертирующий преобразователь из входного напряжения 4.5 ... 16 В формирует выходное напряжение -12 В при токе 1 А.

времени включения, преобразователь снижает частоту, когда выходная мощность составляет менее половины от номинального значения.

При малых нагрузках микросхема LTC3863, в зависимости от программной установки, может работать либо в высокоэффективном пульсирующем режиме, либо режиме

пропуска импульсов. При работе в пульсирующем режиме преобразователь выдает редкие импульсы с более высоким током, после чего на время, зависящее от нагрузки, переходит в состояние пониженного потребления. В режиме пропуска импульсов при легких нагрузках LTC3863 пропускает импульсы. В этом режиме компаратор модулятора может

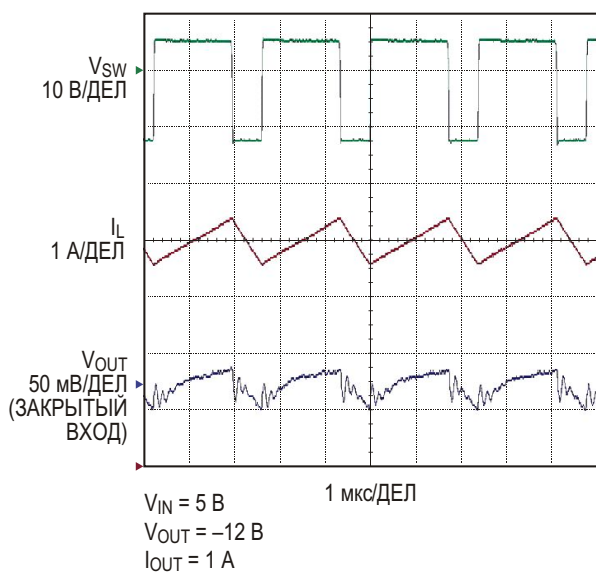


Рисунок 2. Напряжение переключющего узла, ток катушки индуктивности и пульсации выходного напряжения преобразователя 5 В/-12 В при токе нагрузки 1 А.

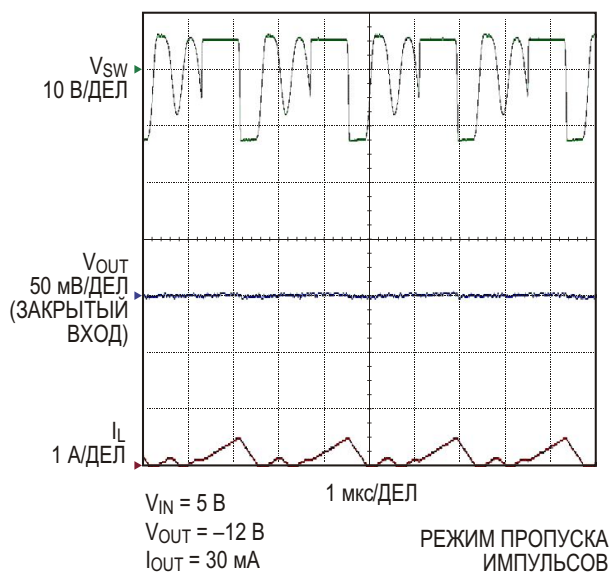


Рисунок 3. Напряжение переключющего узла, ток катушки индуктивности и пульсации выходного напряжения преобразователя 5 В/-12 В при токе нагрузки 30 мА в режиме пропуска импульсов.

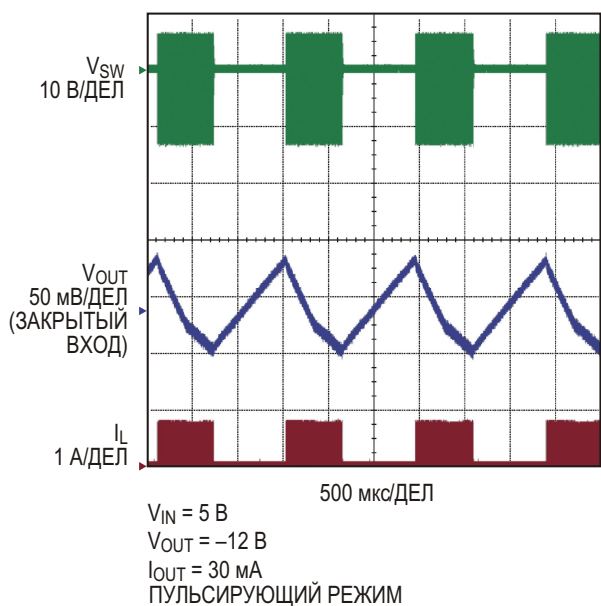


Рисунок 4. Напряжение переключющего узла, ток катушки индуктивности и пульсации выходного напряжения преобразователя 5 В/–12 В при токе нагрузки 30 мА в пульсирующем режиме.

оставаться отключенным в течение нескольких циклов, заставляя внешний MOSFET оставаться в закрытом состоянии, пропуская тем самым рабочие импульсы. Ценой худшего по сравнению с пульсирующим режимом КПД режим пропуска импульсов дает преимущества, выражающиеся в меньших пульсациях на выходе, более низких аудио-шумах и сниженном уровне радиочастотных помех. При размещении компонентов с обеих сто-

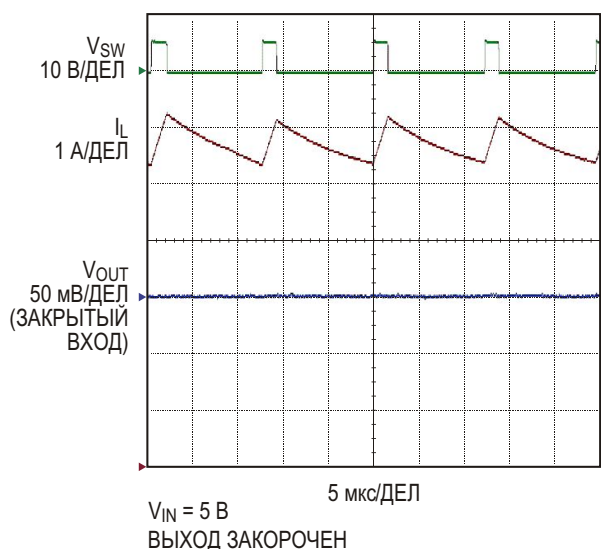


Рисунок 5. Напряжение переключющего узла, ток катушки индуктивности и пульсации выходного напряжения при входном напряжении 5 В и закороченном выходе.

рон печатной платы эта схема уместится на площади около 3.2 см².

На Рисунке 2 показаны графики напряжения в переключющем узле (V_{sw}), тока катушки индуктивности (I_L) и пульсаций выходного напряжения –12 В (V_{out}) при входном напряжении 5 В и токе нагрузки 1 А. Когда Р-канальный MOSFET открыт, катушка заряжается (ток возрастает), и разряжается через диод на выход, когда транзистор закрывается. Рисунок 3 демонстрирует аналогичные временные диаграммы для выходного тока 90 мА в режиме пропуска импульсов. Обратите внимание на выбросы напряжения переключющего узла вокруг уровня 0 В, возникающие, когда ток катушки достигает нуля. Рабочий период завершается, когда ток спадет до нуля. На Рисунке 4 при таких же параметрах нагрузки представлены осциллограммы для пульсирующего режима. В этой рабочей точке потери мощности снижаются на 36%, а КПД возрастает с 72% до 80%. На Рисунке 5 приведены осциллограммы, снятые при коротком замыкании выхода. В таком режиме частота переключения уменьшается до 80 кГц, чтобы не допустить слишком большого увеличения тока.

Высокий КПД

На Рисунке 6 приведены графики зависимости КПД от тока нагрузки для двух случаев – режима пропуска импульсов и пульсирующего режима. Исключительно высокое значение КПД 89.3% достигается при токе

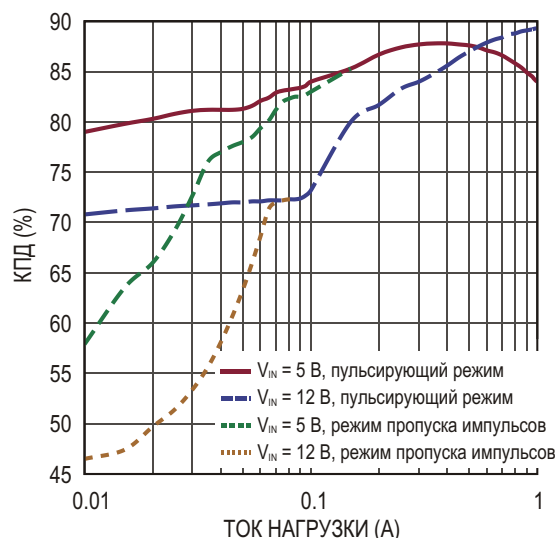


Рисунок 6. КПД схемы в нормальном и пульсирующем режимах.

нагрузки 1 А и входном напряжении 12 В. Обратите внимание, что работа в пульсирующем режиме существенно повышает КПД при токах нагрузки менее 0.1 А. А при легких нагрузках в режиме пропуска импульсов КПД возрастает еще заметнее по сравнению с уровнями, которых можно добиться в синхронном режиме.

Заключение

Микросхема LTC3863 упрощает структуру преобразователей, преобразующих положительное входное напряжение источника в отрицательное. Она отличается простотой, высоким КПД, и требует всего нескольких недорогих внешних компонентов. **РЛ**

Простой индикатор заряда батареи на двухцветном светодиоде

Einar Abell

EDN

В статье предлагаются два варианта индикатора, цвет свечения которого, по мере разряда батареи, изменяется от зеленого до красного. Существует огромное количество схем, предназначенных для выполнения таких функций, но все из них, на мой взгляд, слишком сложны и дороги. Для моего индикатора требуется всего пять компонентов, один из которых – двухцветный светодиод.

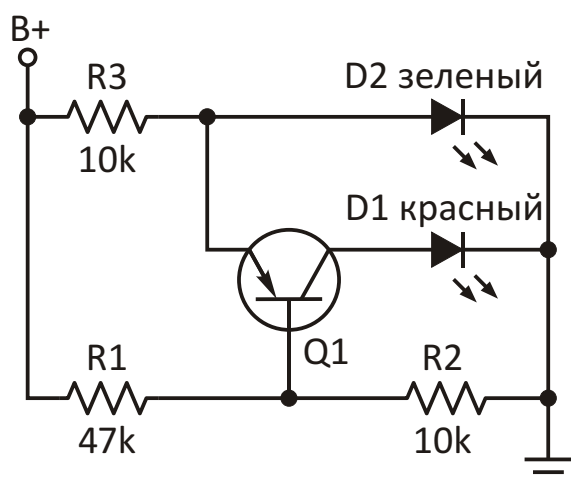


Рисунок 1. Базовая схема монитора напряжения батареи.

Простейший вариант показан на Рисунке 1. Если напряжение на клемме V+ равно 9 В, будет светиться только зеленый светодиод, поскольку напряжение на базе Q1 равно 1.58 В, в то время, как напряжение на эмиттере, равно падению напряжения на светодиоде D1, в типичном случае составляет 1.8 В, и Q1 удерживается в закрытом состоянии. По мере уменьшения заряда батареи напряжение на светодиоде D2 остается практически

неизменным, а напряжение на базе уменьшается, и в какой-то момент времени Q1 начнет проводить ток. В результате часть тока станет ответвляться в красный светодиод D1, и эта доля будет увеличиваться до тех пор, пока в красный светодиод не потечет весь ток.

Для типичных элементов двухцветного светодиода различие в прямых напряжениях составляет 0.25 В. Именно этим значением определяется область перехода от зеленого цвета свечения к красному. Полная смена цвета свечения, задаваемая соотношением сопротивлений резисторов делителя R1 и R2, происходит в диапазоне напряжений

$$0.25\text{В} \approx 1 \frac{R1}{R2} .$$

Середина области перехода от одного цвета к другому определяется разностью напряжений на светодиоде и на переходе база-эмиттер транзистора и равна приблизительно 1.2 В. Таким образом, изменение V+ от 7.1 В до 5.8 В приведет к смене зеленого свечения на красное.

Различия в напряжениях будут зависеть от конкретных комбинаций светодиодов и, возможно, их будет недостаточно для полного переключения цветов. Тем не менее, предлагаемую схему все равно можно использовать, включив диод последовательно с D2.

На Рисунке 2 резистор R1 заменен стабилитроном, в результате чего область перехода становится намного более узкой. Делитель больше не оказывает влияния на схему, и полная смена цвета свечения происходит при

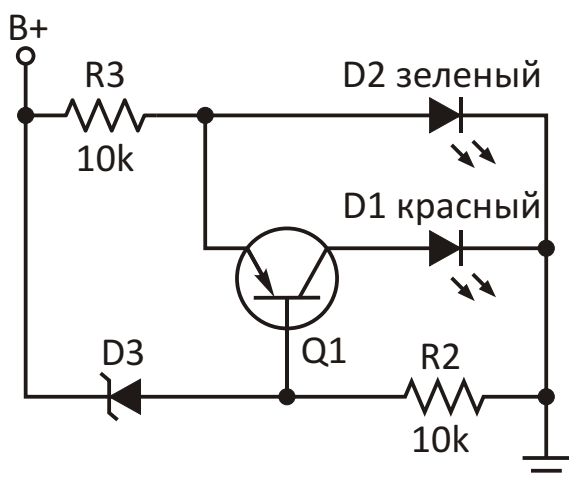


Рисунок 2. Схема на основе стабилитрона.

изменении напряжения $V+$ всего на 0.25 В. Напряжение точки перехода будет равно $1.2 \text{ В} + V_Z$. (Здесь V_Z – напряжение на стабилитроне, в нашем случае равное примерно 7.2 В).

Недостатком такой схемы является ее привязка к ограниченной шкале напряжений стабилитронов. Еще больше усложняет ситуацию тот факт, что низковольтные стабилитроны имеют слишком плавный излом характеристики, не позволяющий точно определить, каким будет напряжение V_Z при малых токах в схеме. Одним из вариантов решения этой проблемы может быть использование

резистора, включенного последовательно со стабилитроном, чтобы иметь возможность небольшой подстройки за счет некоторого увеличения напряжения перехода.

При показанных сопротивлениях резисторов схема потребляет ток порядка 1 мА. Со светодиодами повышенной яркости этого достаточно для использования прибора внутри помещения. Но даже такой небольшой ток весьма значителен для 9-вольтовой батареи, поэтому вам придется выбирать между дополнительным потреблением тока и риском оставить питание включенным, когда необходимости в нем нет. Скорее всего, после первой внеплановой замены батареи вы почувствуете пользу от этого монитора.

Схему можно преобразовать таким образом, чтобы переход от зеленого к красному свечению происходил в случае повышения входного напряжения. Для этого транзистор Q1 надо заменить на NPN и поменять местами эмиттер и коллектор. А с помощью пары NPN и PNP транзисторов можно сделать оконный компаратор.

С учетом довольно большой ширины переходной области, схема на Рисунке 1 лучше всего подходит для 9-вольтовых батарей, в то время как схема на Рисунке 2 может быть адаптирована для других напряжений. **РЛ**



РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Если Вам
небезразличны темы:

- ▶ микроконтроллеры
- ▶ автоматизация
- ▶ силовая электроника
- ▶ светотехника
- ▶ САПР
- ▶ измерения

или Вы являетесь носителем
передовых знаний в других
областях электроники и готовы их
популяризировать -

приглашаем к сотрудничеству!