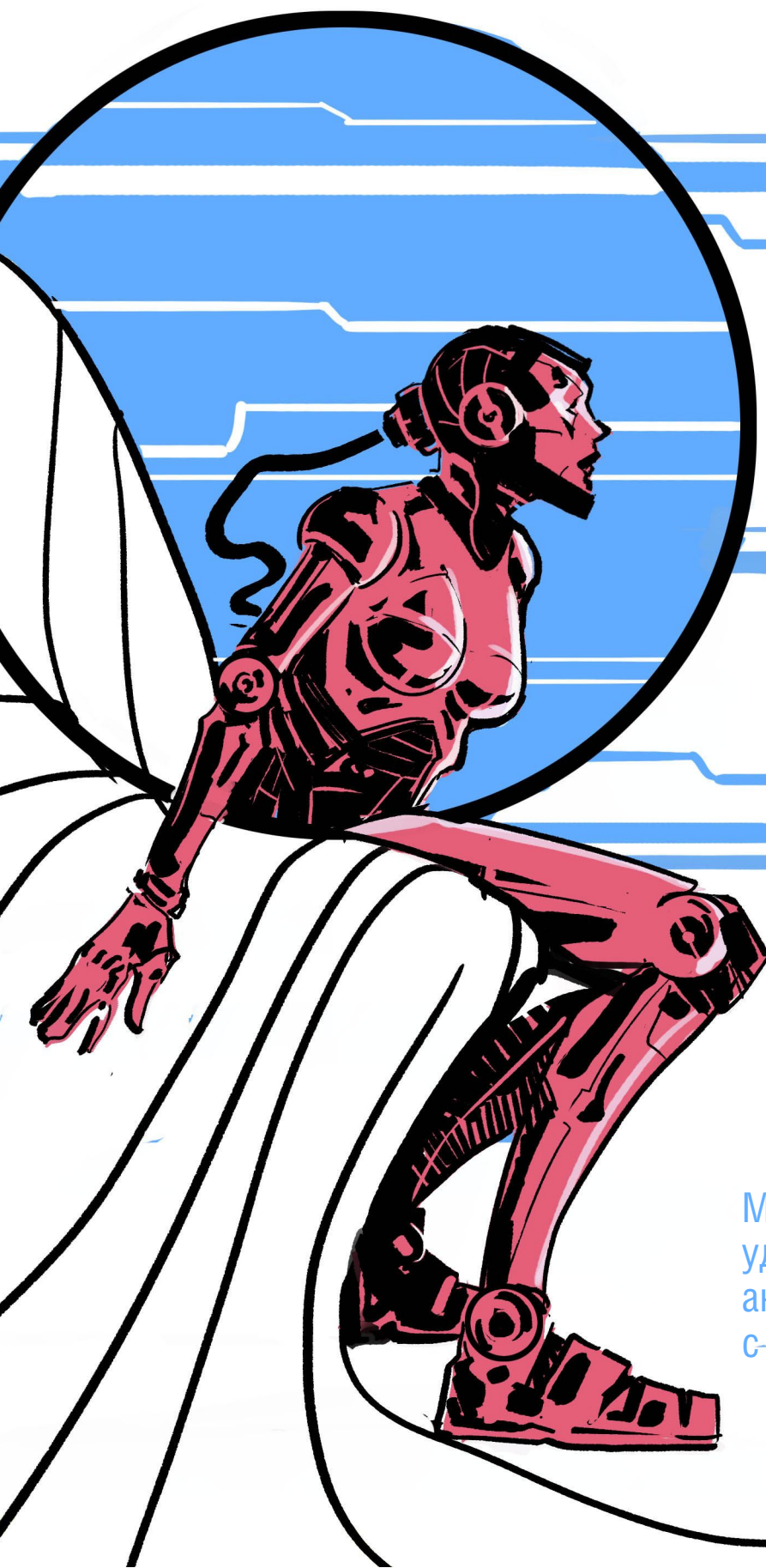




РАДИОЛОЦМАН

МАЙ 2017 (72)



Экраны становятся
громкоговорителями,
смартфоны могут
лишиться динамиков

48

Если гироскоп ошибается

46

Многоуровневый
контроллер светодиодов
с нулевым током
спящего режима

68

Микроконверторы ADuC84x:
удачное сочетание
аналоговой периферии
с-ядром 8052

28



РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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

РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

www.rlocman.ru/forum

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!
Приглашаем профессионалов.

РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

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

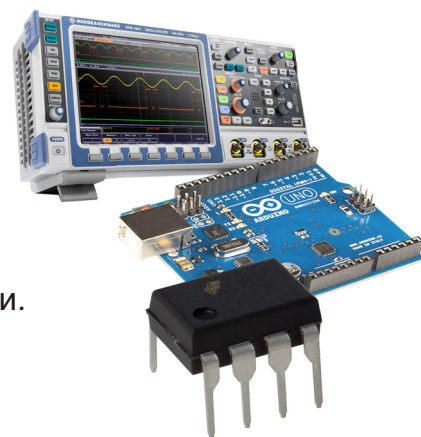


google.com/+RlocmanRuPlus

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru



Главный редактор:

А. Николаев

Над номером
работали:

А. Гаврилюк
Д. Иоффе
В. Колесник
С. Муратчаев
А. Николаев
Н. Радунцева
М. Русских
А. Русу

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

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:

www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Новые многоканальные АЦП Analog Devices с пикоамперными буферами уменьшают размеры решений
- 5 Diodes выпускает новые 50-вольтовые драйверы затворов MOSFET, предназначенные для управления электродвигателями в приложениях с батарейным питанием
- 6 Новые компактные металлополосковые резисторы Vishay предназначены для устройств автоэлектроники
- 7 SII Semiconductor представляет две серии самых экономичных в мире понижающих преобразователей
- 8 Vishay выпускает миниатюрные ультраяркие светодиоды в компактных корпусах с купольными линзами
- 9 В модули для интерфейсов RS-485 и TTL Murata интегрировала изолированные источники питания
- 10 Analog Devices выпускает малошумящий дифференциальный усилитель с полосой пропускания от 100 кГц до 1 ГГц
- 11 STMicroelectronics выпускает новое семейство 1200-вольтовых карбид-кремниевых диодов
- 12 Microchip представляет систему в корпусе SAM R30 для приложений беспроводных сетей
- 13 Новейший контроллер управления питанием компании Dialog Semiconductor повысит экономичность цифровых зеркальных камер
- 14 Линейные драйверы компании Diodes увеличивают эффективность светодиодных полос
- 15 Analog Devices представила МЭМС акселерометры для измерения слабых вибраций
- 16 28-нанометровый ЦАП Analog Devices устанавливает новые критерии эффективности широкополосных программно определяемых систем
- 17 IDT представляет новое семейство широкополосных высоколинейных радиочастотных коммутаторов
- 18 TI представляет самый миниатюрный в отрасли драйвер затворов и силовые MOSFET для управления двигателями
- 20 STMicroelectronics анонсирует миниатюрные мощные MOSFET в корпусах с двухсторонним охлаждением для схем автоэлектроники
- 21 С новым контроллером ON Semiconductor LLC источники питания станут проще, надежнее и эффективнее
- 22 В новых цифровых микрофонах Cirrus Logic реализовано лучшее в отрасли сочетание технических характеристик и потребляемой мощности
- 23 Diodes выпустила первый в мире силовой ключ для полной поддержки всех режимов USB Type-C
- 24 В портфеле STMicroelectronics появились новые 3-мегагерцовые ОУ с импульсной стабилизацией
- 25 С первым в отрасли 12-вольтовым интеллектуальным аудио усилителем компании NXP динамики зазвучат громче и богаче

Статьи

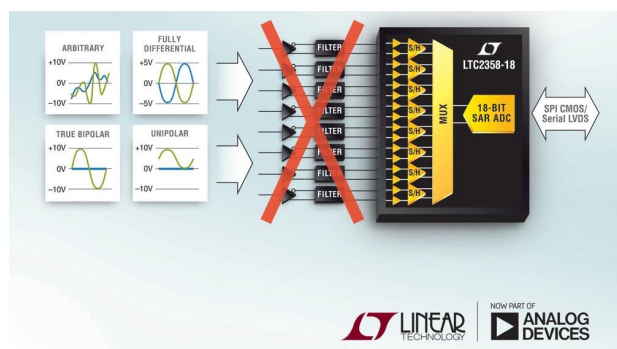
- 28 Микроконверторы ADuC84x: удачное сочетание аналоговой периферии с ядром 8052. Часть 1
- 35 Потому, что так сказал господин Ом...
- 38 Современные технологии и продукты холдинга GS Group. Часть 2
- 44 МАСТЕР-ЛОМАСТЕР. Разбираем дрон Hubsan FPV
- 46 Если гироскоп ошибается
- 48 Экраны становятся громкоговорителями, смартфоны могут лишиться динамиков

Схемы

- 50 Усилители с нестандартными программируемыми коэффициентами усиления для согласования уровней сигналов датчиков и АЦП
- 54 Датчик ударов на пьезоэлементе
- 56 Режекторный фильтр, нечувствительный к разбросу параметров компонентов
- 58 Поддерживая необходимый уровень тока, регулятор ограничивает собственную мощность рассеивания
- 61 Малопотребляющий усилитель для наушников
- 64 Гибридный преобразователь вырабатывает второе входное напряжение
- 68 Многоуровневый контроллер светодиодов с нулевым током спящего режима
- 70 Простой индикатор статуса аккумулятора на двух светодиодах
- 72 Высокоточный аналоговый ограничитель широкополосных сигналов
- 74 Компенсированный источник тока превращается в усилитель с общим эмиттером

Новые многоканальные АЦП Analog Devices с пикоамперными буферами уменьшают размеры решений

Analog Devices, недавно закрывшая сделку по приобретению компании Linear Technology, анонсировала 18-битный 8-канальный АЦП последовательных приближений LTC2358-18 с одновременной выборкой и интегрированными пикоамперными входными буферами. Благодаря исключению из системы входных цепей предварительной обработки сигналов, необходимых обычно для управления небуферизованными входами АЦП с запоминающими конденсаторами, решения на основе LTC2358-18 дают значительную экономию площади платы и стоимости конечного продукта. Если в типичном случае для внешнего буфера одного канала требуются три усилителя, шесть резисторов и два конденсатора, то перечень компонентов сокращается на 88 позиций, и кроме того, более чем на 40% уменьшается потребление мощности. Пикоамперные входы и коэффициент подавления синфазного сигнала 128 дБ в диапазоне напряжений свыше 30 В пик-пик позволяют без потери точности измерений напрямую подключать LTC2358-18 к широкому набору датчиков.



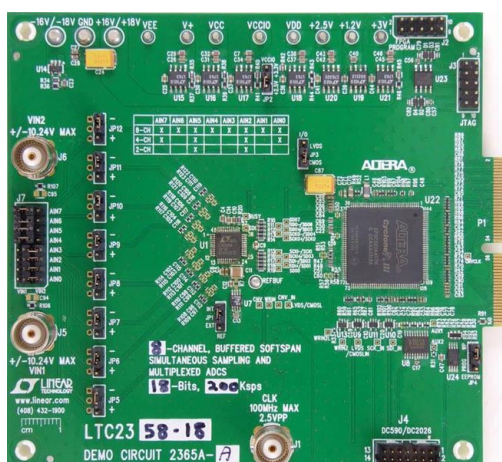
При работе всех каналов на скорости 200 квыб/с дополнительную гибкость использования LTC2358-18 предоставляет технология независимого реконfigurирования входов, получившая фирменное название SoftSpan. Каждый канал под каждое преобразование может быть программно настроен на обработку однополярных, истинно биполярных, полностью дифференциальных или произвольных входных сигналов в диапазонах ± 10.24 В, 0 В ... 10.24 В, ± 5.12 В или 0 В ... 5.12 В. Дифференциальные аналоговые входы, рассчитанные на высокие синфазные

напряжения до 30 В, позволяют напрямую подключать к АЦП разнообразные типы датчиков и упростить цепь обработки сигналов. Удобно конфигурируемые входы в сочетании с гарантированным разрешением 18 бит без пропуска кодов, интегральной нелинейностью не хуже ± 3.5 LSB и отношением сигнал/шум 96.4 дБ делает LTC2358-18 идеальным прибором для высококачественных систем управления производственными процессами, контрольно-измерительного оборудования, аппаратуры мониторинга электрических сетей и приложений управления двигателями.

В LTC2358-18 интегрирован буферизованный прецизионный источник опорного напряжения с температурным коэффициентом не хуже 20 ppm/°C, обеспечивающий высокую точность однократных измерений и экономию места на плотно упакованных печатных платах. Для расширения диапазона аналоговых входных напряжений до ± 12.5 В может использоваться внешний источник опорного напряжения 5 В. При одновременном преобразовании сигналов всех восьми каналов со скоростью 200 квыб/с на канал микросхема рассеивает мощность всего 219 мВт, а для дальнейшего снижения расхода энергии при более низкой частоте измерений предусмотрены режимы полусна и пониженного потребления.

Уникальные аналоговые характеристики LTC2358-18 дополняются исключительно гибкими цифровыми узлами, выходной интерфейс которых с помощью единственного управляющего вывода переключается между режимами КМОП SPI и LVDS. Широкий диапазон напряжений питания цифрового выхода позволяет устройству обмениваться данными с любыми КМОП приборами, имеющими уровни сигналов от 1.8 В до 5 В. В режиме КМОП приложения могут использовать от одного до восьми последовательных каналов выходных данных, предоставляя пользователю возможность оптимизации ширины шины и пропускной способности. Режим LVDS предназначен для высокоскоростной передачи данных по дифференциальным линиям на большие расстояния при меньшем уровне шумов. Благодаря такой универсальности интерфейса ввода/вывода к LTC2358-18 можно с равным

успехом подключать как старые микроконтроллеры, так и новейшие ПЛИС.



Демонстрационная плата DC2365A-A с микросхемой 18-битного АЦП последовательных приближений LTC2358-18.

Выпущенная вслед за LTC2358-16, микросхема LTC2358-18 возглавила семейство лучших в отрасли 18-/16-битных АЦП последовательных приближений с одновременной выборкой. Рассчитанная на работу в диапазоне температур от -40°C до 125°C микросхема LTC2358-18 предлагается в 48-контактном корпусе LQFP размером 7 мм × 7 мм, совместимом по выводам с небуферизованным АЦП LTC2348-18. В партиях из 1000 микросхем цена одного прибора начинается от \$25.95. Образцы устройств и оценочные платы можно заказать онлайн на

сайте Linear Technology или в местных офисах продаж компании.

Сводка основных характеристик LTC2358-18

- Восемь буферизованных каналов с одновременной выборкой и пикоамперными входными токами;
- Гарантированное разрешение 18 бит без пропуска кодов, интегральная нелинейность не хуже ± 3.5 LSB;
- Пропускная способность 200 кбит/с на канал;
- Дифференциальные входы с диапазоном синфазных напряжений 30 В;
- Технология SoftSpan для индивидуального управления диапазонами входных сигналов каждого канала:
 - При использовании внутреннего источника опорного напряжения: ± 10.24 В, 0 В ... 10.24 В, ± 5.12 В, 0 В ... 5.12 В;
 - При использовании внешнего источника опорного напряжения 5 В: ± 12.5 В, 0 В ... 12.5 В, ± 6.25 В, 0 В ... 6.25 В;
- Отношение сигнал/шум при однократном преобразовании 96.4 дБ;
- Интегрированный буферизованный источник опорного напряжения;
- Последовательные интерфейсы КМОП SPI (1.8 В ... 5 В) и LVDS;
- Рассеиваемая мощность 219 мВт;
- 48-выводной корпус LQFP размером 7 мм × 7 мм.

Diodes выпускает новые 50-вольтовые драйверы затворов MOSFET, предназначенные для управления электродвигателями в приложениях с батарейным питанием

Компания Diodes выпустила новые микросхемы высокочастотных драйверов DGD0506 и DGD0507. Устройства предназначены для управления затворами двух внешних N-канальных MOSFET в полумостовом включении. При 50 В допустимого плавающего напряжения питания транзистора верхнего плеча драйверы могут использоваться в широком диапазоне приложений, прежде всего, в приводах бесщеточных двигателей постоянного тока устройств с батарейным питанием, таких как дроны, вентиляторы, электронные сигареты и аккумулятор-



ные электроинструменты, включая дрели, портативные пылесосы и блендеры.

Логические уровни входных сигналов позволяют напрямую подключать к DGD0506 и DGD0507 управляющие микроконтроллеры с напряжением питания 3.3 В, в то время как достигающий напряжения питания микросхем (8 В ... 14 В) размах выходных сигналов гарантирует снижение потерь проводимости за счет полного обогащения канала MOSFET. При допустимых значениях втекающего и вытекающего токов 1.8 А и 2.5 А, соответственно, эти драйверы уменьшают время переключения MOSFET с очень низкими сопротивлениями открытого канала, включая выпускаемые Diodes транзисторы DMT4002LPS, и вносят вклад в повышение общего КПД системы.

Для сокращения количества внешних компонентов в драйверы затворов DGD0506 и DGD0507 интегрированы бутстрепные диоды, которые в сочетании с компактным корпусом DFN3030 размером 3 мм × 3 мм сокращают размеры и вес создаваемых устройств. Микросхема DGD0506 с единственным вхо-

дом управления минимизирует количество необходимых выводов микроконтроллера, а возможность программирования мертвого времени в диапазоне от 70 нс до 420 нс увеличивает гибкость проектных решений. DGD0507, имеющая отдельные входы управления транзисторами верхнего и нижнего плеча, предназначена для решений, требующих меньших значений мертвого времени, и позволяет использовать более высокие частоты переключения при максимальной задержке распространения 35 нс и разбросе между каналами не более 5 нс. Наряду с логикой исключения сквозных токов это обеспечивает защиту MOSFET, гарантируя, что выходы верхнего и нижнего плеча никогда не будут включены одновременно. Цепь блокировки при пониженном входном напряжении защищает MOSFET в случае исчезновения питания.

DGD0506 и DGD0507 выпускаются в корпусе DFN3030, и благодаря полной совместимости по выводам могут служить альтернативой аналогичным приборам, выпускаемым другими предприятиями отрасли.

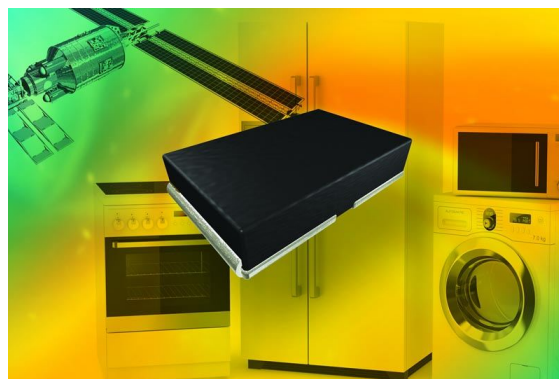
Новые компактные металлополосковые резисторы Vishay предназначены для устройств автоэлектроники

10-ваттные устройства в компактном корпусе 2818 с минимальным сопротивлением 1 МОм

Vishay Intertechnology представила новый металлополосковый резистор для схем автоэлектроники, способный, несмотря на особо компактный корпус 2818, рассеивать мощность до 10 Вт. Разработанные подразделением Vishay Dale SMD резисторы WSHP2818, рассеивающие мощность, типичную для существенно более крупных устройств, помогут разработчикам сэкономить место и сократить количество компонентов в автомобильных, промышленных, потребительских и компьютерных приложениях и, кроме того, будут хорошей альтернативой выводным резисторам.

Запатентованная конструкция устройства с усовершенствованной технологией управления тепловым режимом дала возможность разместить 10-ваттный резистор в корпусе типоразмера 2818, сохранив при этом превосходные электрические характеристики. Благодаря высокой плотности мощности эти резисторы, отвечающие всем требованиям

стандарта AEC-Q200, могут использоваться вместо более крупных силовых компонентов или вместо нескольких устройств меньшей мощности, позволяя сократить требуемую площадь печатной платы и сделать конечный продукт более компактным и легким.



Шкала номинальных сопротивлений WSHP2818 начинается с экстремально низкого значения 1 МОм и заканчивается

100 мОм при минимальном значении допуска $\pm 0.5\%$. Цельносварная конструкция устройства идеальна для всех видов датчиков тока, делителей напряжения и импульсных приложений, используемых в автомобильных устройствах управления двигателем, антиблокировочных системах тормозов, драйверах бесщеточных двигателей постоянного тока и контроллерах аккумуляторных батарей электрических и гибридных транспортных средств, а также в скважинном контрольно-измерительном оборудовании, инверторах кондиционеров и тепловых насосов, DC/DC преобразователях и модулях питания серверов.

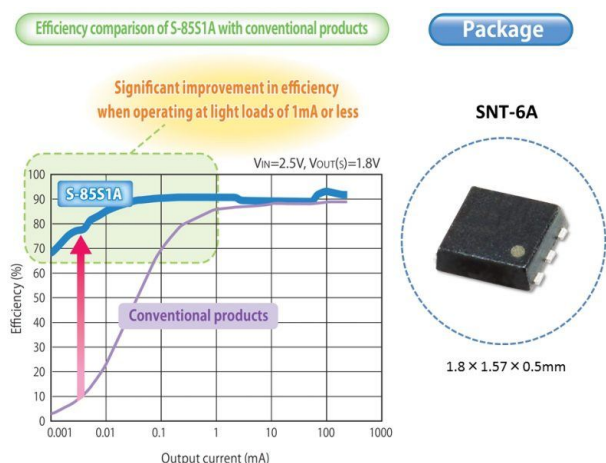
Резистивные элементы приборов изготавливаются из хромоникелевых или медномарганцевых сплавов с низкими значениями температурных коэффициентов (± 20 ppm/°C), индуктивности (менее 5 нГн) и термо-ЭДС (менее 3 мкВ/°C). Резисторы рассчитаны на работу в температурном диапазоне от -65 °C до $+170$ °C. Не содержащие галогенов устройства соответствуют требованиям директивы RoHS и экологической инициативы Vishay Green.

В настоящее время доступны как единичные образцы, так и промышленные партии резисторов WSHP2818. Срок выполнения крупных заказов составляет от шести до восьми недель.

SII Semiconductor представляет две серии самых экономичных в мире понижающих преобразователей

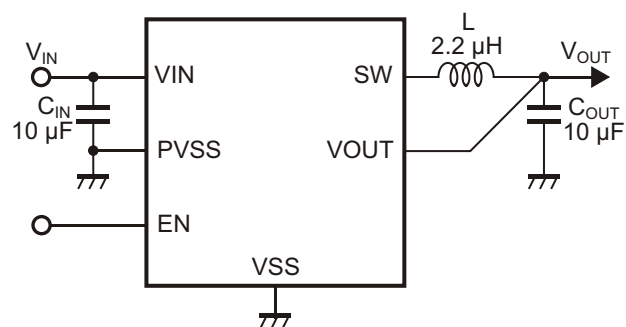
Самое низкое в мире потребление тока поможет разработчикам до 2.5 раз продлить время автономной работы своих устройств

Компания SII Semiconductor, полупроводниковое подразделение Seiko Instruments, представила две новые серии микросхем S-85S1P и S-85S1A. Эти семейства понижающих импульсных преобразователей отличаются исключительно высоким КПД при использовании в маломощных приложениях Интернета вещей, в частности, благодаря самому низкому току потребления в мире – 260 нА.



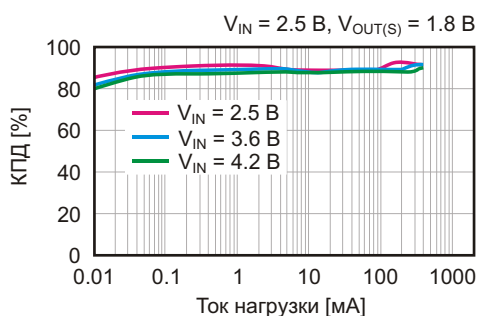
Рекордно низкое потребление тока приборами серии S-85S1A обеспечивает КПД, достигающий 90.5% при токе нагрузки 100 мкА. Это позволяет разработчикам увеличить время работы от батарей до 2.5 раз по срав-

нению с традиционными LDO регуляторами. Особенный выигрыш получают носимые устройства и устройства Интернета вещей, питающиеся от миниатюрных батарей. Запатентованная SII Semiconductor технология управления с фиксированным временем включения транзисторов гарантирует быструю реакцию на скачки тока нагрузки.



Типовая схема включения S-85S1A.

Одновременно с S-85S1A SII Semiconductor представила серию приборов 85S1P. В микросхемах предусмотрена функция текущего мониторинга выхода, для чего на отдельный выход выводится напряжение батареи, поделенное в два или три раза. Подключив этот выход к АЦП низковольтного микроконтроллера, можно контролировать напряжение батареи или входное напряже-



Зависимость КПД S-85S1A от тока нагрузки.

ние регулятора. В обычной схеме для этого потребовался бы внешний резистивный делитель. По сравнению с конструкциями, используемыми в настоящее время, микросхемы серии S-85S1P дают возможность сократить количество внешних компонентов и уменьшить площадь печатной платы, одновремен-

но снизив потребление тока и повысив точность стабилизации.

S-85S1A и S-85S1P выпускаются в миниатюрных корпусах SNT-6A (1.80×1.57×0.5 мм) и SNT-8A (2.46×1.97×0.5 мм), соответственно, вносящих свой вклад в сокращение площади и высоты создаваемых конструкций.

Необходимость продления времени автономной работы при ограниченной емкости батарей, используемых для питания носимых устройств и устройств Интернета вещей, предъявляет особые требования к КПД микросхем управления питанием. Стремясь удовлетворить запросы отрасли в подобных приборах, SII Semiconductor разработала эти высокоэффективные импульсные регуляторы с функцией мониторинга выхода, идеально подходящие для устройств с батарейным питанием.

Vishay выпускает миниатюрные ультраяркие светодиоды в компактных корпусах с купольными линзами

Новейшая технология AlInGaP-на-кремнии обеспечивает высокую силу света и угол излучения $\pm 22^\circ$

Оптоэлектронное подразделение компании Vishay Intertechnology объявило о выпуске новых серий темно-красных, красных, янтарных и желтых ультраярких светодиодов в компактных бесцветных корпусах для поверхностного монтажа с куполообразными линзами. Изготовленные по разработанной Vishay Semiconductors новейшей технологии AlInGaP-на-кремнии миниатюрные светодиоды серии VLDx1535x, отличающиеся сверхвысокой силой света до 14,000 мкд и углом излучения $\pm 22^\circ$, не требуют использования внешней оптики.

Благодаря компактному корпусу с размерами 2.3 мм × 2.3 мм × 2.6 мм и большой яркости, новые светодиоды будут хорошим выбором для надежной работы в широком диапазоне приложений, включая светофоры и дорожные указатели, внутренние и уличные светильники, а также средства индикации и подсветки для аудио и видео оборудования, светящихся кнопок и световой рекламы.

Приборы, выпускаемые с двумя вариантами выводов, отформованных в форме крыла чайки в прямом или обратном направлении, имеют большой световой поток и увеличен-

ные размеры кристаллов, позволяющие им работать при токах до 70 мА. Светодиоды выдерживают разряды электростатического электричества напряжением до 2 кВ в соответствии с нормами стандарта JESD22-A114-B, и в каждой упаковке подобраны по яркости и цвету.



Не содержащие галогенов устройства соответствуют требованиям директивы RoHS и экологической инициативы Vishay Green. Светодиоды допускают пайку инфра-

красным оплавлением припоя в соответствии с регламентом процесса J-STD-020 и преднагревом согласно Уровню 2а стандарта JEDEC.

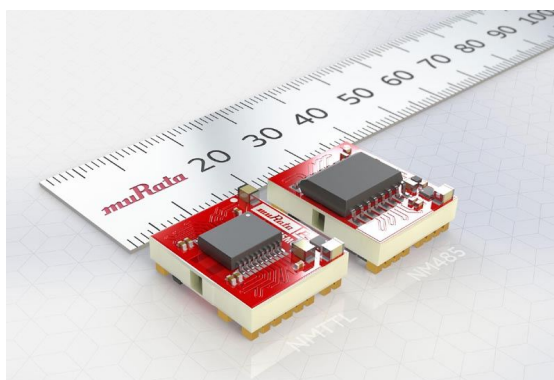
В настоящее время доступны как единичные образцы, так и промышленные партии светодиодов VLDx1535x. Срок выполнения крупных заказов составляет восемь недель.

Характеристики устройств

Прибор	Цвет	Длина волны излучения (тип.)	Диапазон силы света [мкд]	При прямом токе [мА]	Прямое напряжение (тип.) [В]	При прямом токе [мА]
VLDS1535x	Темно-красный	630	2800...9000	50	2.2	50
VLDR1535x	Красный	624	3550...11200	50	2.2	50
VLDK1535x	Янтарный	616	4500...14000	50	2.25	50
VLDY1535x	Желтый	589	4500...14000	50	2.3	50

В модули для интерфейсов RS-485 и TTL Murata интегрировала изолированные источники питания

Подразделение Murata Power Solutions компании Murata разработало малопотребляющие электрически изолированные коммуникационные модули NM485D6S5MC и NMTTLD6S5MC для интерфейсов RS-485 или TTL с изолированным питанием. Модули не требуют внешних компонентов и используют единственный 5-вольтовый источник питания, обеспечивающий функционирование всех узлов с обеих сторон изолирующего барьера. Благодаря объединению в одном модуле изолированных линий данных и изолированного DC/DC преобразователя, устройства позволяют сэкономить место на печатной плате и сократить время разработки.



Модуль NM485D6S5MC предназначен для одноканального полнодуплексного или многоточечного обмена данными. В устройстве объединены дифференциальный драйвер линии с трехстабильными выходами и дифференциальный приемник. Противополож-

ные логические уровни сигналов разрешения драйвера и приемника позволяют, объединив входы управления, с помощью единственного провода контролировать направление передачи данных. Модуль разработан для промышленных приложений, работающих в диапазоне температур от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$. Устройство выпускается в корпусе для поверхностного монтажа с размерами всего $18.16\text{ мм} \times 14.5\text{ мм}$ и проходит стопроцентную проверку испытательным напряжением 3 кВ с.к.з. Одноканальный модуль NM485 с двухсторонней изоляцией ожидает подтверждения соответствия стандарту UL60950 в части рабочего напряжения изоляции до 250 В АС. Четырехканальный изолированный модуль NMTTLD6S5MC содержит два передающих и два приемных канала для обмена данными по линиям TTL со скоростью до 25 Мбит/с. Предназначенный также для промышленных приложений, этот модуль может работать в диапазоне температур от -40°C до $+95^{\circ}\text{C}$. Устройство выпускается в корпусе для поверхностного монтажа с размерами $16.9\text{ мм} \times 14.5$ и испытывается напряжением 1500 В с.к.з. Модуль ожидает подтверждения соответствия стандарту UL60950 в части базовой изоляции до 250 В АС.

Оба модуля вырабатывают стабилизированное напряжение 5 В для цифровых схем, а также имеют нестабилизированные изолированные выходы $\pm 6\text{ В}$ для питания аналоговых цепей, АЦП или операционных усилителей. Помимо этого, поданы заявки на соответ-

тствии стандартам безопасности пациента и оператора ANSI/AAMI ES60601-1,2 (NMTTL – только ES60601-1), что упростит сертификацию медицинских систем, питающихся от сети переменного тока 250 В. За счет очень низкой переходной емкости с типовым значением всего 5 пФ, упрощается решение проблем электромагнитной совместимости систем.

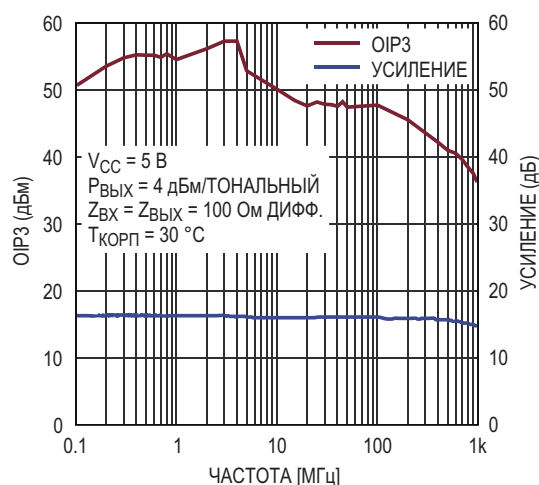
Благодаря уникальному сочетанию в одном модуле изолированных линий данных

и изолированного источника питания, новые устройства требуют меньше места на печатной плате и сокращают время разработки. По сравнению с конкурентами устройства обеспечивают более высокие уровни выходной мощности изолированного источника питания. Дополнительным преимуществом модулей является наличие доступных пользователю выходов ± 6 В. Образцы обоих модулей уже доступны для приобретения.

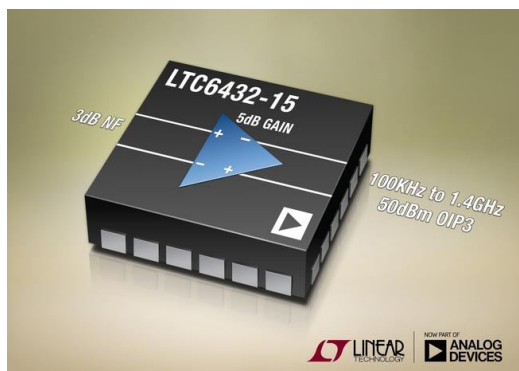
Analog Devices выпускает малошумящий дифференциальный усилитель с полосой пропускания от 100 кГц до 1 ГГц

Analog Devices, недавно завершившая сделку по приобретению компании Linear Technology, сообщила о выпуске широкополосного полностью дифференциального усилителя LTC6432-15 с усилением 15 дБ. Значение OIP3 (точка пересечения интермодуляции третьего порядка по выходу) достигает +50.3 дБм, характеризуя высочайшую линейность усилителя, точка децибельной компрессии (P1dB) находится на уровне +22.7 дБм, а коэффициент шума на частоте 150 МГц равен 3.2 дБ. Устройство не только имеет великолепное отношение сигнал/шум в верхней части рабочей полосы, но и сохраняет свой динамический диапазон даже на низких частотах. Это объясняется тем, что усовершенствованная технология SiGe биполярных транзисторов, использованная в микросхеме LTC6432-15, обеспечивает существенно более быстрый спад характеристики плотности шумов $1/f$, чем у усилителей, основанных на GaAs или pHEMT МОП транзисторах. Поэтому на частоте 100 кГц коэффициент шума увеличивается лишь до 6.6 дБ, тогда как у других усилителей этот параметр превышает 20 дБ. LTC6432-15 эффективно

расширяет полезную полосу и динамический диапазон многих приложений, обрабатывающих низкочастотные сигналы. Кроме того, по сравнению с GaAs и pHEMT усилителями, LTC6432-15 демонстрирует превосходную устойчивость к изменениям температуры и напряжения источника питания, а так же очень незначительный разброс параметров от устройства к устройству.



Зависимость OIP3 и коэффициента усиления от частоты.

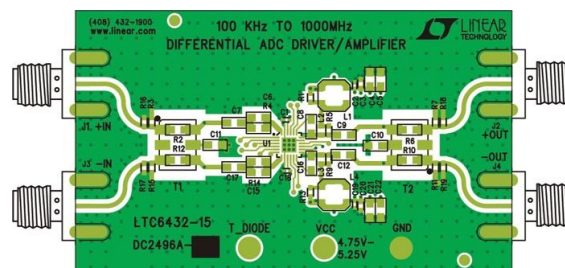


Большой динамический диапазон и расширенная полоса пропускания LTC6432-15 раздвигают границы области использования и улучшают характеристики усилительных приложений, включая драйверы быстродействующих АЦП, усилители для кабельных сетей, формирователи источников широкополосных сигналов, УПЧ радарных приемников, программно определяемые радиосистемы, УКВ/УВЧ радиовещательное оборудова-

ние и измерительные приборы радиочастотного диапазона.

Дифференциальные входы и выходы LTC6432-15 имеют внутреннее 100-омное согласование. Импедансы его входов согласованы в диапазоне от 100 Гц до 1 ГГц и в полной полосе частот обеспечивают возвратные потери менее 10 дБ. Выходы также согласованы в диапазоне от 100 кГц до 1 ГГц. Усилителю требуются лишь разделительные конденсаторы на входах и выходах, два дросселя в цепях смещения и по одному конденсатору обратной связи на каждый вход для продления плоской области характеристики до низких частот.

LTC6432-15 работает от одного источника питания 5 В, потребляя номинальный ток 166 мА. Характеристики устройства гарантируются в диапазоне температур корпуса от -40°C до 85°C . LTC6432-15 выпускаются в пластмассовом корпусе QFN размером 4 мм × 4 мм и разделены по параметрам на две группы. Микросхемы группы В имеют типовые характеристики, и в партиях из 1000 приборов продаются по цене \$3.69 за штуку. Одна микросхема группы А, в которую отбираются устройства с более высоким уровнем проверенных и гарантированных характеристик, стоит \$6.44. Обе микросхемы име-



DC2496A – оценочная плата дифференциального драйвера АЦП с полосой частот 100 кГц ... 1000 МГц.

ются на складе и готовы к немедленной отгрузке.

Сводка основных характеристик LTC6432-15

- Рабочая частота: от 100 кГц до 1.4 ГГц;
- Точка пересечения интермодуляции третьего порядка по выходу (OIP3) на частоте 150 МГц:
 - Группа А: +50.3 дБм,
 - Группа В: +47 дБм;
- Точка децибелной компрессии (P1dB): +22.7 дБм;
- Дифференциальный коэффициент усиления мощности: 15.9 дБ;
- Коэффициент шума (на частоте 150 МГц): 3.2 дБ.

STMicroelectronics выпускает новое семейство 1200-вольтовых карбид-кремниевых диодов

Выпущенный компанией STMicroelectronics (ST) полный набор 1200-вольтовых карбид-кремниевых (SiC) диодов с барьером Шоттки, рассчитанных на рабочие токи от 2 А до 40 А, расширит круг приложений, которые получают выигрывать от низких потерь переключения, быстрого восстановления и стабильных температурных характеристик технологии SiC.

Разработанная ST технология промышленного изготовления SiC диодов позволяет создавать исключительно надежные устройства с самым низким в своем классе прямым падением напряжения V_F и предоставляет разработчикам дополнительные возможности, используя более слаботочные и, соответственно, более дешевые диоды, повысить КПД своих устройств. Это делает

технология SiC доступнее для таких критичных к цене приложений, как инверторы солнечных батарей, промышленные драйверы двигателей, бытовые электроприборы и адаптеры питания.

1200V SiC diodes Industrial and automotive-grade



В то же время, устройства, для которых высокий уровень характеристик важнее цены, могут стать еще совершеннее от использования преимуществ легкого веса, небольших размеров или лучших тепловых параметров новейших 1200-вольтовых SiC диодов ST. Расширенные границы эффективности, обеспечиваемые более низкими значениями V_F , дадут существенный выигрыш такому автомобильному оборудованию, как бортовые зарядные устройства и зарядные станции для гибридных и электрических транспортных средств. С другой стороны, общая надежность приборов идеально соответствует требованиям, предъявляемым к системам питания телекоммуникационного и серверного оборудования, мощным промышленным импульсным преобразователям напряжения, приводам двигателей, источникам бесперебойного питания и большим солнечным инверторам.

Помимо преимуществ, связанных с увеличением КПД, технология SiC обеспечивает

самые низкие значения V_F , способствуя снижению рабочей температуры устройства и увеличению срока его службы. Кроме того, для технологии компании ST характерен меньший разброс гарантированных прямых напряжений диодов, позволяющий изготовителям конечной продукции повысить воспроизводимость параметров при массовом выпуске продукции.

Новое семейство 1200-вольтовых SiC диодов компании ST, охватывающее диапазон допустимых токов от 2 А до 40 А и содержащее, в частности, приборы для автомобильных устройств, выпускается в корпусах для поверхностного монтажа DPAK HV и D²PAK, или в корпусах для монтажа в отверстия TO-220AC и TO-247LL. ST является единственным поставщиком, предлагающим 1200-вольтовые SiC диоды в корпусах D²PAK. Цены для лотов объемом 1000 приборов начинаются от \$2.50 за один 10-амперный диод STPSC10H12D в корпусе TO-220AC.

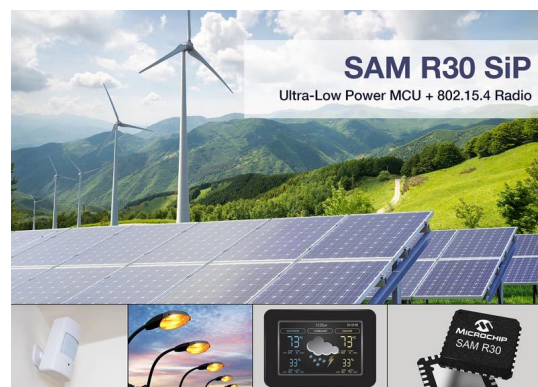
Microchip представляет систему в корпусе SAM R30 для приложений беспроводных сетей

Комбинация сверхэкономичного микроконтроллера и радиоблока IEEE 802.15.4 позволяет сетевым устройствам долго работать без замены батарей

Microchip объявила о доступности системы в корпусе (SiP) SAM R30 – однокристального беспроводного микроконтроллера. В компактном 5-миллиметровом корпусе системы SAM R30, способной несколько лет работать без замены батареи, объединены субгигагерцовый радиоблок стандарта IEEE 802.15.4 и микроконтроллер с ультранизким потреблением. Выпускаемая в миниатюрном корпусе SAM R30 обеспечивает гибкость разработки и подтвержденную испытаниями надежность, что идеально соответствует требованиям, предъявляемым к устройствам Умного дома, интеллектуальным городам и промышленным приложениям.

Благодаря технологиям, продлевающим срок службы батареи на несколько лет, малопотребляющая система SAM R30 отвечает самым жестким требованиям постоянного растущего рынка беспроводных систем с батарейным питанием. В SiP использован ARM микроконтроллер SAM L21 с самой энер-

гоэффективной архитектурой Cortex M0+. SAM R30 имеет сверхэкономичные режимы сна с потребляемым током всего 500 нА, выход из которых происходит по сигналу последовательного интерфейса или порта ввода/вывода.



Благодаря способности SAM R30 работать в диапазоне 769 ... 935 МГц, разработчики получают универсальное устройство для

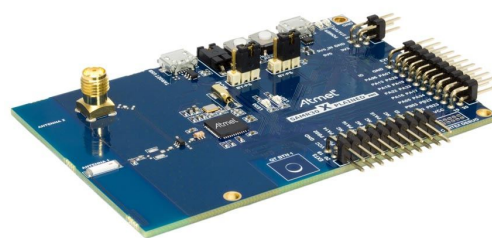
реализации двухточечных, звездообразных или ячеистых сетей. В помощь разработчикам Microchip предлагает собственный бесплатный стек сетевых протоколов MiWi для двухточечных и звездообразных конфигураций. Поддержка ячеистых сетей будет доступна к концу 2017 года. Сетевые узлы, основанные на новой SiP, могут быть разнесены на расстояние до 1 км, а при использовании топологии «звезда» это расстояние может быть удвоено. При работе в многосвязных сетях SAM R30 обеспечивает надежное покрытие больших площадей, необходимое таким приложениям, как уличное освещение или солнечные и ветряные электростанции.

Поддержка разработки

Разработчики могут немедленно приступить к созданию прототипа, приобретя отладочную плату ATSAMR30-XPRO с удобным USB интерфейсом, поддерживаемой простой в использовании средой разработки Atmel Studio 7.

Цены и доступность

Система SAM R30 выпускается в корпусах QFN двух типов. Потребителям доступны как



Оценочный набор SAM R30 Xplained Pro.

единичные образцы, так и промышленные партии микросхем.

- В партиях из 10,000 приборов одна микросхема ATSAMR30E18 в корпусе QFN32 стоит \$4.11;
- Микросхема ATSAMR30G18 в корпусе QFN48 в лотах из 10,000 приборов продается по цене \$4.26 за штуку;
- Отладочную плату ATSAMR30-XPRO можно приобрести за \$65.

Для приобретения перечисленных выше продуктов воспользуйтесь онлайн магазином microchipDIRECT, навигация в котором теперь стала удобнее и оптимизирована для мобильных устройств, или свяжитесь с одним из авторизованных дистрибьюторов Microchip.

Новейший контроллер управления питанием компании Dialog Semiconductor повысит экономичность цифровых зеркальных камер

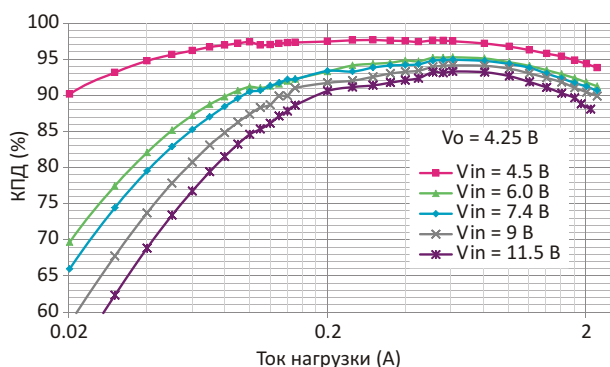
Технологию управления питанием, уже доказавшую свою высокую эффективность в смартфонах, Dialog использовала теперь в новом контроллере DA6102, ориентированном на рынок цифровых зеркальных камер

Dialog Semiconductor анонсировала высокоинтегрированный контроллер DA6102 – законченное решение для управления питанием цифровых зеркальных фотоаппаратов, беззеркальных камер и других приложений,



работающих от многоэлементных Li-ion аккумуляторов. По уровню эффективности DA6102 превосходит решения конкурентов, обеспечивая больший срок службы двухэлементных Li-ion аккумуляторов и снижение тепловыделения в ограниченном пространстве плотно закрытых потребительских устройств.

В состав микросхемы входят два понижающих и один повышающе-понижающий стабилизатор, контроллер сильноточного понижающего преобразователя и два неотключаемых LDO-стабилизатора. Ультранизкие сопротивления открытых каналов встроенных МОП транзисторов позволяют получать достигающие 94%, рекордные для отрасли

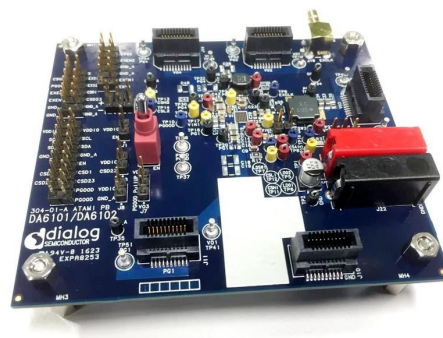


Зависимость КПД от тока нагрузки.

значения КПД понижающего и повышающе-понижающего преобразования. Высокие уровни интеграции и эффективности в совокупности с высокой частотой преобразования, максимальное значение которой равно 3 МГц, уменьшают размеры печатной платы, количество внешних компонентов и высоту устройства, обеспечивая впечатляющую 50-процентную экономию пространства по сравнению с конкурирующими решениями. Интерфейс I²C позволяет гибко и просто конфигурировать выходное напряжение, частоту преобразования, последовательность подачи питания и защиту от неисправностей.

Кроме того, для простоты настроек выходных напряжений и порядка подачи питания большинство параметров конфигурации можно сохранить в однократно программируемой постоянной памяти.

Предлагаемый Dialog графический интерфейс пользователя SmartCanvas поможет разработчикам быстрее освоить контроллер DA6102 и упростить создание их продуктов. Микросхема выпускается в корпусе WLCSP с размерами всего 2.97 × 3.375 мм и может быть приобретена в дистрибьюторской компании Avnet.



UM-PM-028 – оценочная плата для контроллера DA6102.

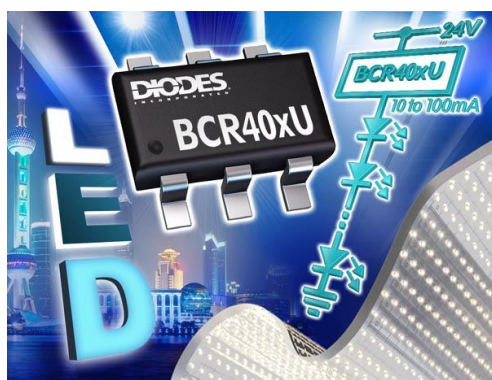
Линейные драйверы компании Diodes увеличивают эффективность светодиодных полос

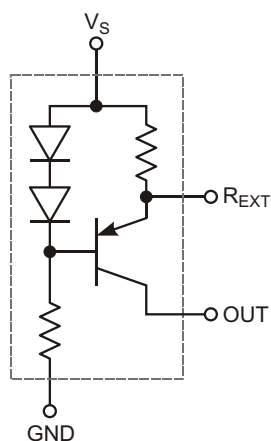
Разработчики осветительных систем оценят простоту управления слаботочными светодиодными лентами и панелями в коммерческих и промышленных приложениях, предоставляемую новыми регуляторами тока BCR401U, BCR402U и BCR405U, разработанными компанией Diodes. Требуя для своего питания лишь 1.4 В, регуляторы, предназначенные для 12 и 24-вольтовых светодиод-

ных систем, позволяют поднять световую эффективность за счет большего количества светодиодов в цепочке.

Благодаря небольшой погрешности регулирования, не превышающей ±10%, и предустановленным токам 10 мА (BCR401U), 20 мА (BCR402U) и 50 мА (BCR405U), которые могут быть увеличены до 100 мА с помощью внешнего резистора, эти микросхемы упрощают процесс разработки, сокращают количество компонентов и повышают общую надежность системы. Новые приборы найдут применение в различных рекламных, предупреждающих, информационных, архитектурных, декоративных и прочих распространенных светотехнических изделиях.

Стабилизируя ток нагрузки в широком диапазоне напряжений питания от 1.4 В до 40 В, BCR40xU могут выдерживать пиковые входные перегрузки и короткие замыкания светодиодов цепочки, увеличивая их долговеч-





Внутренняя схема устройства.

ность. Наряду с отрицательным температурным коэффициентом, снижающим ток свето-

диодов с ростом температуры, это способствует увеличению срока службы светодиодов и упрощает их параллельное соединение в приложениях, требующих токов более 100 мА.

BCR40xU работают как линейные драйверы светодиодов, минимизируя вероятность возникновения электромагнитных помех, что особенно важно, например, в медицинском оборудовании. В то же время, яркость светодиодов можно до самых низких значений точно регулировать с помощью внешнего сигнала ШИМ, частота которого может достигать 25 кГц, а минимальная скважность устанавливаться на уровне менее 1%.

Драйверы светодиодов BCR401U, BCR402U и BCR405U выпускаются в стандартных для отрасли корпусах SOT-26 (SC74R).

Analog Devices представила МЭМС акселерометры для измерения слабых вибраций

Малозумящие высокоточные трехосевые МЭМС акселерометры разработаны для контроля состояния промышленного оборудования и идеально подходят для применения в беспроводных сетевых датчиках

К популярному семейству своих МЭМС акселерометров Analog Devices (ADI) добавила два трехосевых устройства, отличающихся низкими значениями шумов, дрейфа и потребляемой мощности. Превосходные шумовые характеристики МЭМС акселерометров ADXL356 и ADXL357 в высокочастотном диапазоне обеспечивают отличную точность измерения уровня вибрации, что позволяет на ранней стадии выявлять неисправности механизмов и узлов промышленного оборудования. Приборы предназначены также для точных и надежных измерений угла наклона без насыщения датчика в средах с высокими ударными и вибрационными нагрузками, что является важным требованием, предъявляемым к устройствам контроля тяжелого оборудования или беспилотных летательных аппаратов. Кроме того, новые акселерометры отличаются сверхнизким энергопотреблением, делающим их идеальными приборами для беспроводных сетевых датчиков. МЭМС акселерометры ADXL356 и ADXL357 являются яркими примерами высокоэффективной сенсорной технологии ADI, позволяющей обеспечивать высокоточными данными приложения Интернета вещей и

выполнять интеллектуальные измерения в пограничных сегментах сети.



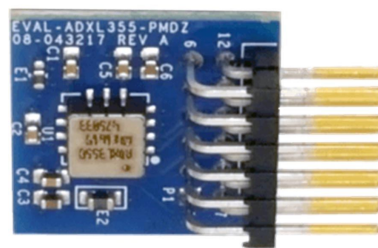
Трехосевые МЭМС акселерометры ADXL356 с аналоговым и ADXL357 с цифровым выходом поддерживают несколько выбираемых пользователем диапазонов измерений: ± 10 g, ± 20 g и ± 40 g. ADXL356 и ADXL357 имеют лучшую в отрасли плотность шумов 80 мкг/Гц с гарантированным максимальным температурным дрейфом нуля

0.75 мг/°С, обеспечивая высокоточные измерения при минимальной калибровке. Широкий диапазон рабочих температур и герметичный корпус гарантируют долговременную стабильность и воспроизводимость характеристик конечного устройства. Высокоинтегрированные компактные малопотребляющие приборы увеличат время автономной работы от батарей таких приложений, как беспроводные сети контроля состояния оборудования, беспилотные летательные аппараты и устройства Интернета вещей.

Для ознакомления с акселерометрами ADXL356 и ADXL357 компания предлагает оценочные модули EVAL-ADXL35X.

Отличительные особенности

- Малошумящий высокоточный 3-осевой МЭМС акселерометр:
 - ADXL356 – аналоговый выход с возможностью пользовательского конфигурирования;
 - ADXL357 – цифровой выходной интерфейс SPI/I²C;
- Ультранизкая плотность шума по всем осям: 80 мкг/ Гц;
- Низкое энергопотребление:
 - ADXL356 в режиме измерения: 150 мкА;
 - ADXL357 в режиме измерения: 200 мкА;
 - ADXL356/357 в режиме ожидания: 21 мкА;



Оценочная плата EVAL-ADXL355-Z.

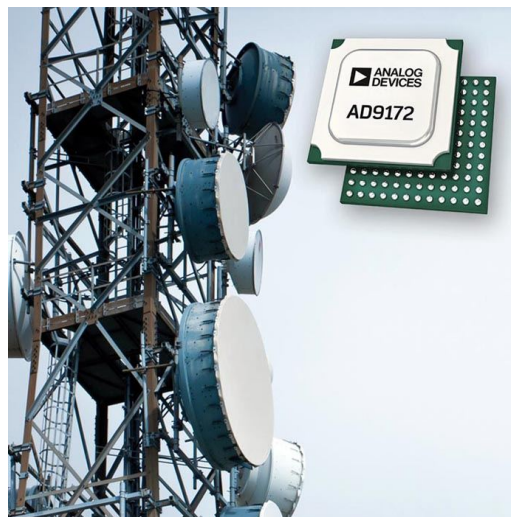
- Встроенный датчик температуры;
- Встроенные LDO регуляторы напряжения;
- Встроенная цифровая периферия ADXL357:
 - 20-разрядный АЦП;
 - Программируемые цифровые фильтры нижних и верхних частот;
 - Интерполятор данных для синхронной выборки;
- Напряжение питания 2.25 ... 3.6 В;
- Диапазон рабочих температур от –40 °С до +125 °С;
- Миниатюрный герметичный 14-выводный корпус LCC с размерами 6 мм × 5.6 мм × 2.05 мм.

Цены и доступность

Микросхемы ADXL356 и ADXL357 производятся серийно. В партиях из 1000 приборов одна микросхема стоит \$28.60 и \$31.78, соответственно.

28-нанометровый ЦАП Analog Devices устанавливает новые критерии эффективности широкополосных программно определяемых систем

Расширяя новое семейство высокоскоростных ЦАП, Analog Devices представила цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), созданный на основе недавно освоенного ею техпроцесса 28 нм. Микросхема AD9172 отвечает требованиям приложений гигагерцового диапазона частот и обеспечивает повышенную спектральную эффективность, необходимую для многополосных базовых станций беспроводной связи поколения 4G/5G и межузловых СВЧ транспортных платформ Е-диапазона. Конструкция устройства также позволяет использовать его в производственном оборудовании, предназначенном для прямого синтеза мультистандартных радиочастотных сигналов. Кроме того, AD9172 обес-



печивает поддержку решений для устройств военной электроники, требующих большей дальности обнаружения. Разработанное на основе КМОП технологии с проектными нормами 28 нм, это устройство устанавливает новые критерии эффективности, обеспечивая лучшие в своем классе значения динамического диапазона, ширины спектра сигнала и низкого энергопотребления, не имеющие аналогов среди альтернативных решений.

Двухканальный 16-битный ЦАП AD9172 с быстродействием 12 Гвыб/с обеспечивает прямой синтез высокочастотных сигналов с частотой до 6 ГГц, исключая необходимость в гетеродине и повышающем преобразовании промежуточной частоты. Это упрощает сквозную цепь прохождения высокочастотного сигнала и снижает общую стоимость системы. На всех этих частотах AD9172 сохраняет превосходную линейность и шумовые характеристики, предоставляя системным архитекторам высочайший уровень конфигурируемости. Независимый генератор с числовым управлением, цифровое управление усилением и различные комбинации интерполяционных фильтров для каждого входного канала предоставляют разработчикам богатый набор возможностей обработки сигналов, позволяющий гибко разделять сигнальные цепи на аналоговые и цифровые сегменты и упростить создание программно определяемых платформ. Вместе с ЦАП также анонсирован дополняющий его 28-нанометровый АЦП AD9208.

Основные характеристики AD9172

- Поддержка одно- и многополосных беспроводных приложений с тремя отключае-

мыми каналами комплексной обработки входных данных на каждый радиочастотный ЦАП при максимальной скорости потока входных данных 1.5 Гвыб/с. Один независимый программируемый генератор на каждый входной канал.

- Возможность обработки входных сигналов в полном диапазоне скоростей обеспечивается переключаемыми интерполяционными фильтрами, поддерживающими до восьми конфигурируемых режимов интерполяции данных в каждом из трех каналов и до двенадцати конфигурируемых режимов на входе каждого АЦП.
- Оконечный 48-битный программируемый генератор обеспечивает прецизионный цифровой сдвиг частоты в полном рабочем диапазоне ЦАП до 6 ГГц.
- Универсальный 8-проводный интерфейс JESD204B (подклассы 0 и 1) со скоростью 15 Гбит/с, поддерживающий 12-разрядный режим высокой плотности для увеличения пропускной способности.
- Встроенная высокоэффективная малошумящая схема умножителя частоты тактового генератора на основе ФАПЧ, поддерживающая скорость обновления ЦАП 12 Гвыб/с и обеспечивающая слежение за драйвером тактового генератора АЦП с возможностью выбора коэффициента деления.

Цены и доступность

Микросхемы выпускаются серийно в 144-выводных корпусах BGA размером 10 мм × 10 мм, и в партиях из 1000 приборов продаются по цене \$240.00 за штуку.

IDT представляет новое семейство широкополосных высоколинейных радиочастотных коммутаторов

Поддерживая частотный диапазон от 5 МГц до 10 ГГц, новые устройства в миниатюрных корпусах размером 2 × 2 мм обеспечивают превосходный уровень радиочастотных характеристик

Компания IDT представила новое семейство высокоэффективных однополосных двунаправленных отражающих радиочастотных коммутаторов в компактных корпусах размером 2 мм × 2 мм. F2972 и F2976 работают на частотах от 5 МГц до 10 ГГц, обеспечивая лучшее в отрасли сочетание малых вно-

симых потерь, высокой изоляции каналов, низких искажений и большой коммутируемой мощности.

Универсальные устройства предназначены для широкого спектра 50- или 75-омных приложений, включающих оборудование базовых приемопередающих станций, систе-



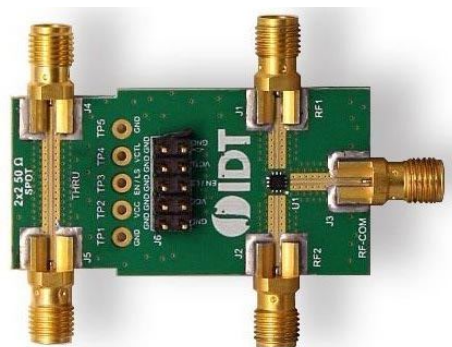
мы кабельного телевидения стандарта DOCSIS 3.1, дроны и потребительские изделия общего назначения.

В F2972 и F2976 имеют сходные характеристики и расположение выводов, однако у каждого устройства есть свой уникальный управляющий вход. Вход разрешения (EN) F2972 предназначен для перевода микросхемы в режим низкого энергопотребления. Вход инверсии логического уровня управляющего сигнала (LS) микросхемы F2976 позволяет по одной линии управлять несколькими коммутаторами, устанавливая каждый из них в требуемое состояние.

Особенности новых радиочастотных устройств

- Низкие вносимые потери на частоте 2000 МГц: 0.36 дБ;
- Изоляция портов на частоте 2000 МГц: 42 дБ;
- Исключительно низкие искажения, позволяющие использовать приборы в широком спектре приложений:

- Точка пересечения интермодуляции второго/третьего порядка: 120/77 дБм;
- Уровни второй/третьей гармоники: -100/-120 дБс (относительно уровня несущей);
- Сложные биения второго/третьего порядка: >100/>100 дБс;
- (F2972) Функция переключения в режим низкого энергопотребления;
- (F2976) Выбор полярности сигнала переключения направления, предоставляющий максимальную гибкость управления группой коммутаторов;
- Кремниевая технология;
- Широкие диапазоны питающих (3.3/5 В) и управляющих (1.8/3/3 В) напряжений;
- Широкий диапазон рабочих температур (-40 °C ... 105 °C) при отличных тепловых характеристиках.



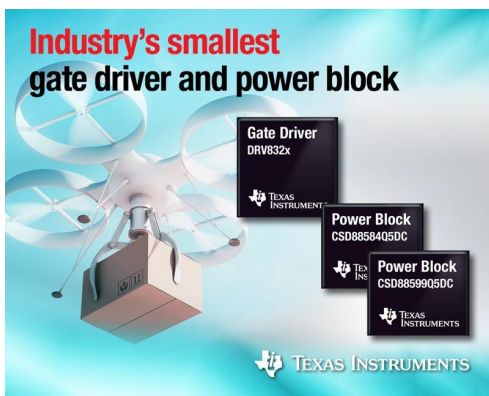
Оценочная плата для высоколинейного широкополосного переключателя F2976.

TI представляет самый миниатюрный в отрасли драйвер затворов и силовые MOSFET для управления двигателями

Разработчики смогут удвоить плотность мощности в драйверах двигателей ограниченного объема

Texas Instruments (TI) представила два новых семейства устройств, которые позволят уменьшить размеры и вес приложений управления двигателями. При совместном использовании драйверов бесщеточных двигателей постоянного тока DRV832x и силовых модулей CSD88584/99 NexFET для этого потребуется всего 511 мм² – вдвое меньше, чем для конкурирующих решений.

Интеллектуальная архитектура драйвера затворов DRV832x дает возможность исключить из схемы до 24 компонентов, обычно используемых для адаптации под заряд затвора, позволяя разработчикам легко настраивать режимы переключения МОП транзисторов, чтобы оптимизировать потери мощности и уровни электромагнитных излучений. Используемая в силовых модулях



CSD88584Q5DC и CSD88599Q5DC уникальная технология двухъярусного расположения кристаллов двух МОП транзисторов удваивает плотность мощности и минимизирует сопротивления и паразитные индуктивности MOSFET, обычно присущие конфигурациям с двумерной топологией.

Компактный базовый проект TIDA 00774 с 18-вольтовым бесщеточным двигателем демонстрирует, как с помощью драйвера затворов DRV8323 и силового модуля CSD88584Q5DC можно управлять мощностью 11 Вт/см³, а также помогает разработчикам быстрее приступить к созданию новых конструкций, чтобы электроинструменты, интегрированные модули управления двигателями, дроны и многие другие устройства стали еще более компактными и легкими.

Преимущества совместного использования устройств CSD88584/99 и DRV832x

- **Максимальная плотность мощности:**

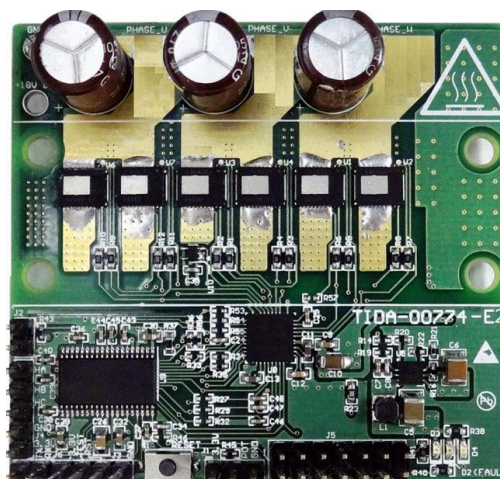
Комбинированное решение без теплоотвода и без увеличения площади печатной платы обеспечивает двигатели мощностью 700 Вт, отдавая ток на 50% больший, чем позволяют традиционные решения.

* Большой пиковый ток:

На примере базового проекта TIDA 00774 показано, что интеллектуальный драйвер затвора и силовой модуль способны обеспечивать пиковый ток до 160 А в течение более чем 1 с.

- **Оптимальная защищенность системы:**

Сочетание в одной схеме драйвера и силовых модулей позволяет уменьшить длину проводников печатной платы и активно предотвращать самопроизвольное включение МОП транзисторов, а также защитить схему от пониженного напряжения, перегрузки по току и перегрева.



TIDA 00774 – базовый проект драйвера мощного 18-вольтового бесщеточного двигателя постоянного тока с КПД более 98% и пиковым током 160 А.

- **Превосходные тепловые характеристики:**

Силовые модули CSD88584Q5DC и CSD88599Q5DC, выпускаемые TI в корпусе DualCool со сниженным тепловым сопротивлением, позволяют разработчикам присоединять теплоотвод к верхней части устройства, чтобы снизить тепловое сопротивление и увеличить количество рассеиваемой мощности для поддержания безопасной рабочей температуры платы и конечного изделия.

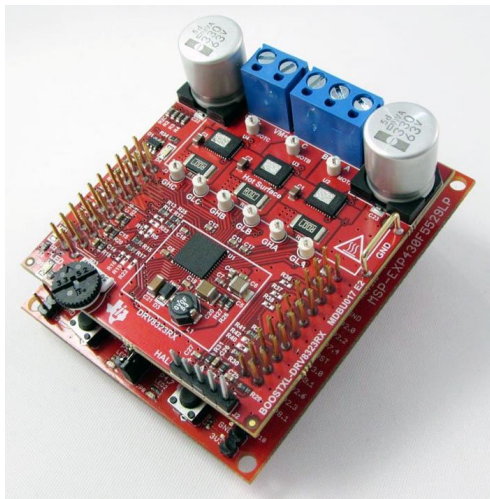
- **Чистое переключение:**

Отдельный вывод коммутационного узла силовых модулей упрощает устранение паразитной индуктивности между МОП транзисторами верхнего и нижнего плеча. Кроме того, интеграция пассивных компонентов в драйвере DRV832x минимизирует количество межсоединений печатной платы.

Инструменты и средства поддержки проектирования

Помимо базового проекта TIDA 00774, инженеры могут выбрать другие схемы, основанные на комбинации драйвера затвора и силовых модулей, которые помогут им решить проблемы, возникающие при проектировании системы. Оценочный модуль интеллектуального драйвера затворов позволяет разработчикам управлять 15-амперным трехфазным бесщеточным двигателем постоянного тока, используя микросхему

драйвера DRV8323R, силовой модуль CSD88599Q5DC и управляющий микроконтроллер MSP430F5529 в составе отладочного набора LaunchPad. Приобрести оценочный модуль можно в онлайн магазине TI за \$99.00.



DRV8323RH – оценочный модуль интеллектуального трехфазного драйвера затворов.

Корпуса, доступность и цены

Новые интеллектуальные драйверы DRV832x выпускаются в нескольких версиях с различными типами интерфейсов, предоставляя инженерам возможность выбора устройства, наилучшим образом соответствующего требованиям их конструкции: с интегрированным понижающим стабилизатором, или без стабилизатора, или с тремя интегрированными токоувствительными усилителями. Каждый из четырех вариантов устройств, поставляемых в безвыводных корпусах QFN, предлагается либо в версии со стандартным последовательным интерфейсом SPI, либо с интерфейсом, аппаратно конфигурируемым с помощью внешних резисторов. Силовые модули CSD88584/99 поставляются в малогабаритных безвыводных корпусах DualCool в вариантах с напряжением пробоя 40 В или 60 В. Все перечисленные в пресс-релизе устройства уже выпускаются серийно. Цены, размеры корпусов и особенности приборов указаны в таблице ниже.

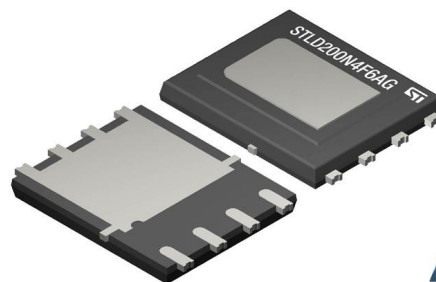
Прибор	Цена за ед. в партии из 1000 шт.	Размеры корпуса	Особенности
DRV8320	\$1.41	5 × 5 мм	Интеллектуальный драйвер затвора
DRV8320R	\$2.01	6 × 6 мм	Встроенный понижающий стабилизатор
DRV8323	\$1.60	6 × 6 мм	Встроенные токоувствительные усилители
DRV8323R	\$2.19	7 × 7 мм	Встроенный понижающий стабилизатор и токоувствительные усилители
CSD88584Q5DC	\$2.24	5 × 6 мм	Напряжение пробоя 40 В, сопротивление открытого канала 0.68 мОм
CSD88599Q5DC	\$2.50	5 × 6 мм	Напряжение пробоя 60 В, сопротивление открытого канала 1.7 мОм

STMicroelectronics анонсирует миниатюрные мощные MOSFET в корпусах с двухсторонним охлаждением для схем автоэлектроники

STMicroelectronics (ST) анонсировала новые MOSFET в усовершенствованных корпусах PowerFLAT площадью 5 × 6 мм, двухстороннее охлаждение которых даст возможность увеличить плотность мощности в электронных блоках управления автомобилей. Новые MOSFET уже были выбраны компанией Denso – ведущим поставщиком передовых автомобильных технологий для основных автопроизводителей.

STLD200N4F6AG и STLD125N4F6AG рассчитаны на работу в цепях с напряжением до 40 В в составе систем управления двигате-

Automotive Power MOSFETs in PowerFLAT™ 5x6 dual-side cooling



лями автомобилей, цепей защиты от переплюсовки аккумуляторной батареи и высокоэффективных коммутаторов мощности. При высоте всего 0.8 мм корпус PowerFLAT с двумя охлаждающими поверхностями легко размещается на обратной стороне печатной платы, что увеличивает эффективность рассеивания мощности, в то время как электрод на верхней стороне обеспечивает дополнительный отвод тепла. Это позволяет конструкторам, увеличив допустимые токи и общую плотность мощности, уменьшить размеры электронных блоков управления, не жертвуя при этом функциональностью, техническими характеристиками или надежностью.

Транзисторы STLD200N4F6AG и STLD125N4F6AG с максимальным током стока 120 А и максимальными значениями сопротивлений открытого канала 1.5 мОм и 3.0 мОм, соответственно, гарантируют высокий КПД использования энергии и упрощают управление тепловыми режимами устройств. Кроме того, общие заряды затворов 172 нКл и 91 нКл и низкие емкости устройств обеспечи-

вают эффективное переключение на высоких рабочих частотах.

Эти два 40-вольтовых MOSFET стали первыми устройствами ST в новом семействе транзисторов STripFET F6 со щелевой структурой затвора, которое, по мере наполнения новыми приборами, предоставит разработчикам автомобильных приложений широкий выбор диапазонов допустимых токов и напряжений. Новые MOSFET рассчитаны на работу в экстремально тяжелых условиях подкапотного пространства автомобиля при температурах до 175 °С. Приборы проходят стопроцентный выходной контроль на устойчивость к лавинному пробое, а смачиваемые торцы выводов корпуса позволяют полностью автоматизировать оптический контроль качества монтажа.

STLD200N4F6AG и STLD125N4F6AG были сертифицированы на соответствие стандарту AEC-Q101. В партиях из 1000 приборов цена одного транзистора начинается от \$1.15. В течение этого года семейство будет расширено транзисторами серии STripFET F7.

С новым контроллером ON Semiconductor LLC источники питания станут проще, надежнее и эффективнее

Сдвоенный контроллер драйвера MOSFET требует минимального количества внешних компонентов в LLC источниках питания

ON Semiconductor представила усовершенствованный контроллер синхронного выпрямителя, оптимизированный для использования в схемах резонансных LLC преобразователей. Требуемая минимального количества внешних компонентов микросхема FAN6248 обеспечивает высокий КПД,

облегчает тепловое проектирование, повышает общую надежность системы и упрощает конструкцию LLC источников питания.

FAN6248 является идеальным решением для современных высокоэффективных источников питания, отличные характеристики которых должны сочетаться с высоким уровнем надежности и компактными размерами. Типичными областями применения нового контроллера будут серверы и настольные компьютеры, игровые приставки, большие LCD и OLED телевизионные экраны, объекты сетевой инфраструктуры, телекоммуникационное оборудование и приложения светодиодного освещения.

В устройстве реализован усовершенствованный смешанный метод синхронного выпрямления, основанный на сравнении мгновенного значения напряжения на стоке с результатом измерения в предыдущем цикле переключения. Точные измерения напряже-



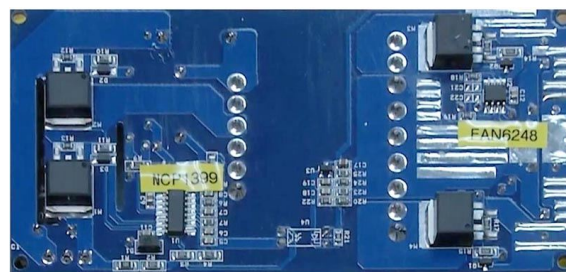
ний на стоках и истоках двух MOSFET синхронного выпрямителя, выполняемые с помощью отдельных 100-вольтовых входов, компенсируют любую асимметрию вторичных обмоток. FAN6248 предотвращает инверсию тока и не допускает пропусков переключения внешних MOSFET, обусловленных емкостными бросками тока. Встроенная схема контроля сквозных токов повышает надежность источника питания, исключая возможность одновременного включения двух транзисторов синхронного выпрямителя.

С добавлением всего двух внешних резисторов и двух MOSFET FAN6248 позволяет создать простой LLC преобразователь, поддерживающий мощности нагрузки до 800 Вт. В особо зашумленных условиях для повышения надежности системы в схему добавляют два внешних конденсатора. Надежность и эффективность работы FAN6248 сохраняется в широком диапазоне уровней выходной мощности. Переход в резонансный режим работы происходит без выбросов напряжения. В отсутствие нагрузки FAN6248 переходит в «зеленый» режим и отключается. При легких нагрузках контроллер остается в «зеленом» режиме с очень высоким КПД преобразования, отвечающим всем требованиям таких стандартов эффективности, как 80 PLUS, DoE VI и CoC Tier 2.

Интегрированная адаптивная схема компенсации паразитной индуктивности выводов минимизирует проводимость паразитных диодов в MOSFET синхронного выпрямителя, тем самым, еще больше увеличивая КПД источника питания. В серию входят четыре устройства, из которых разработчики могут

выбрать наиболее подходящее им с точки зрения частоты переключения (25 кГц ... 70 кГц или 60 кГц ... 700 кГц) и величины паразитной индуктивности внешних MOSFET. FAN6248 совместимы с MOSFET в корпусах TO-220, D2PAK, DPAK или PQFN. При равном 10.5 В выходном напряжении управления затворами FAN6248 может управлять практически любыми типами MOSFET.

Для поддержки разработчиков ON Semiconductor предлагает оценочную плату законченного 240-ваттного LLC преобразователя. Кроме того, доступна материнская плата, в которую могут вставляться собственные разработки пользователей. Для запроса оценочных плат необходимо обращаться в местные офисы продаж ON Semiconductor.



Оценочная плата законченного 240-ваттного LLC преобразователя на основе контроллера FAN6248.

Корпус и цена

Выпускаемая в корпусе SOIC-8 микросхема FAN6248 в партиях из 10,000 приборов продается по цене \$0.487 за штуку.

В новых цифровых микрофонах Cirrus Logic реализовано лучшее в отрасли сочетание технических характеристик и потребляемой мощности

Высококачественные цифровые МЭМС микрофоны CS7250B и CS7257B устанавливают новый стандарт аудио характеристик и потребляемой мощности

Cirrus Logic представила пару новых цифровых МЭМС микрофонов в компактных корпусах размером 3.5 × 2.65 мм с лучшими в своем классе аудио характеристиками и наименьшей рассеиваемой мощностью. Имея отношение сигнал/шум 66 дБ при потребляе-

мом токе 650 мкА и точку акустической перегрузки 131 дБ SPL, CS7250B является самым маломощным и самым малопотребляющим МЭМС микрофоном в отрасли. Широкий динамический диапазон между шумовым порогом и точкой акустической перегрузки позволяет

осуществлять высококачественную запись аудио как в тишине, так и в зашумленных условиях.

При динамическом диапазоне более 100 дБ микрофоны позволяют без фонового шипения записывать низкоуровневый аудио контент, такой как классическая музыка или голос, гарантируя при этом, что громкие звуки, например, рок концерт или шум ветра, не вызовут искажений в микрофоне. CS7250B имеет режим ультранизкого энергопотребления, в котором устройство потребляет 160 мкА при отношении сигнал/шум 62 дБ – менее половины от тока, необходимого конкурирующим микрофонам. Этот режим был оптимизирован для выделения ключевой фразы в активируемых голосом постоянно включенных приложениях.

CS7257B имеет те же характеристики, что и CS7250B, и является первым микрофоном Cirrus Logic, совместимым со стандартом SoundWire альянса MIPI. SoundWire – это двунаправленная шина следующего поколения, предназначенная для передачи данных и управляющих сигналов, которая начинает использоваться в смартфонах, персональных компьютерах и других потребительских элек-



тронных устройствах. Шине требуется меньше проводов для передачи звукового сигнала, а микрофоны имеют возможность общаться с хост процессором и получать от него сигналы управления. В будущих микрофонах Cirrus Logic интерфейс SoundWire будет использоваться совместно интеллектуальными кодеками компании и программными решениями SoundClear, что существенно улучшит характеристики на системном уровне и предоставит новые возможности пользователям.

Корпус и доступность

В настоящее время доступны единичные образцы микрофонов CS7250B и CS7257B в корпусах LGA размером 3.5 × 2.65 × 0.98 мм с нижним расположением акустического порта.

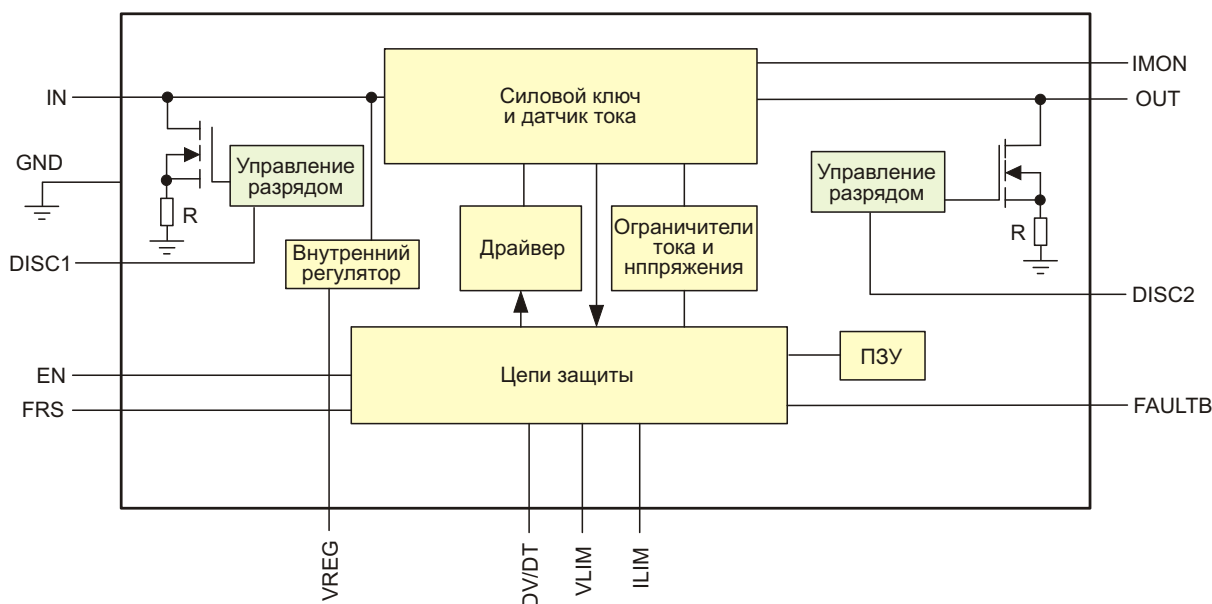
Diodes выпустила первый в мире силовой ключ для полной поддержки всех режимов USB Type-C

Компания Diodes выпустила первый в мире одноканальный высоковольтный силовой ключ DPS1133, выполняющий все необходимые функции защиты и быстрой коммутации питания портов USB Type-C. Таким образом, он охватывает всю гамму мобильных и настольных вычислительных и периферийных устройств и множество других

приложений в сферах потребительской электроники и мобильных коммуникаций, а также продуктов для рынков промышленного и медицинского оборудования, таких как смартфоны, очки дополнительной и виртуальной реальности, робототехника, автомобильные информационно-развлекательные системы и бытовая электроника.

В частности, DPS1133 защищает линии VBUS на входе и выходе разъемов USB Type-C, отвечает временным критериям быстрого переключения источников питания (FRS), устанавливаемым последним релизом (3.0) спецификации Power Delivery, и поддерживает все допустимые конфигурации порта USB-C: нисходящий, восходящий и двухролевой. Рассчитанная на работу в диапазоне напряжений от 4.5 В до 24 В микросхема DPS1133 может как предоставлять, так и забирать ток до 3.5 А через разъем USB Type-C, и без привлечения системного контроллера защищать





Блок-схема ключа DPS1133.

устройство и автоматически восстанавливаться после таких неисправностей, как перенапряжение, перегрузка по току, короткое замыкание, переплюсовка питания и перегрев.

Низкое сопротивление открытого канала силового ключа микросхемы DPS1133 (типичное значение 30 мОм) позволяет коммутировать непрерывные токи до 3.5 А и способствует минимизации рассеиваемой мощности, в то время как корпус QFN4040-17 с оптимизиро-

ванным тепловым сопротивлением эффективно обеспечивает низкую температуру поверхности при работе устройства. Удобство использования повышается благодаря возможности программирования внешними резисторами таких параметров устройства, как пороги ограничения напряжения и тока и время нарастания. Кроме того, специальные управляющие выводы позволяют разряжать через внутренний резистор емкости входного и выходного портов.

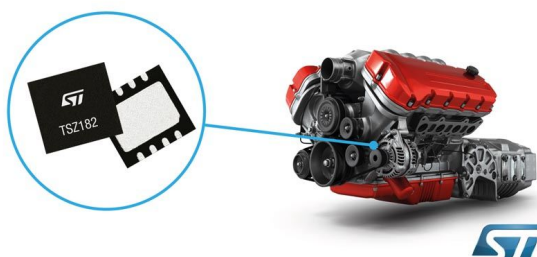
В портфеле STMicroelectronics появились новые 3-мегагерцовые ОУ с импульсной стабилизацией

В вдвоенном прецизионном операционном усилителе (ОУ) TSZ182, выпущенном компанией STMicroelectronics (ST), исключительная температурная стабильность входного напряжения смещения нуля сочетается с дополнительными преимуществами 3-мегагерцовой полосы пропускания, rail-to-rail входов и выходов и ультракомпактных корпусов DFN8 размером 2 мм × 2 мм или Mini-SO8.

Дополняя семейство популярных стандартных ОУ компании ST, усилитель TSZ182 обеспечит исключительно высокую точность измерений в таких приложениях, как приборы контроля состояния организма, глюкометры, промышленные датчики, устройства автоматизации производственных процессов и схемы измерения токов в нижней шине питания.

Напряжение смещения 25 мкВ при 25 °C без внешних элементов подстройки обеспечивает высокое разрешение и точность, благодаря чему сокращается количество необхо-

3 MHz chopper op amp
for high-accuracy signal conditioning



димых компонентов и упрощается процедура регулировки при массовом производстве. Кроме того, при дрейфе смещения менее 100 нВ/°С высокая точность сохраняется в широком диапазоне рабочих температур, что позволяет предоставить дополнительные удобства конечным пользователям, увеличив периодичность перекалибровки и упростив конструкцию системы.

Конкурентными преимуществами TSZ182 по сравнению с некоторыми другими прецизионными ОУ являются диапазон напряжений питания от 2.2 В до 5.5 В и rail-to-rail входы и выходы, что дает возможность максимально использовать доступный динамический диапазон. Равное 3 МГц производство усиления на полосу пропускания гарантирует широкий диапазон постоянства частотной характеристики, а рабочий ток,

составляющий всего 1 мА при напряжении питания 5 В, увеличивает время работы устройств с батарейным питанием.

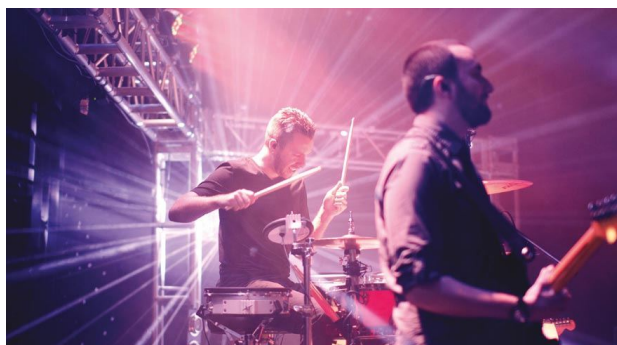
Широкий диапазон рабочих температур от –40 °С до 125 °С позволяет использовать усилитель тяжелых условиях на открытом воздухе и в промышленном оборудовании. Через несколько месяцев должна также появиться автомобильная версия усилителя (TSZ182IYST), предназначенная для высокоточного преобразования сигналов датчиков в составе различного оборудования – от простых модулей управления стеклоочистителями и устройств климат-контроля до систем автономного вождения.

TSZ182 выпускаются серийно в корпусах Mini-SO8 или DFN8 размером 2 мм × 2 мм. Цена одной микросхемы в партии из 1000 штук начинается от \$0.97.

С первым в отрасли 12-вольтовым интеллектуальным аудио усилителем компании NXP динамики зазвучат громче и богаче

Новый интеллектуальный усилитель мощности NXP с функцией цифровой обработки сигналов обеспечит более глубокие басы и лучшее качество звука в смартфонах, нетбуках, звуковых панелях и многих других устройствах

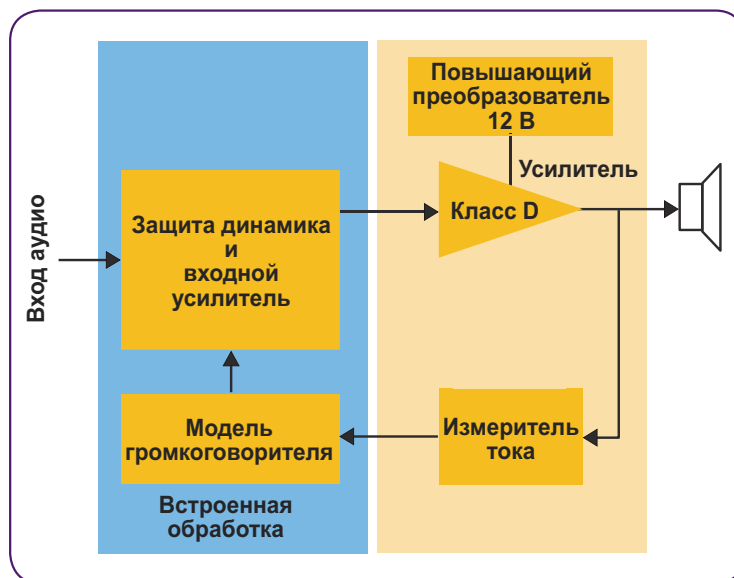
Компания NXP представила первый в отрасли 12-вольтовый интеллектуальный аудио усилитель TFA9892. Этот мощный, но миниатюрный усилитель, благодаря увеличенной выходной мощности и более глубокому и насыщенному звучанию басов, позволит наслаждаться звуком более высокого качества во множестве электронных устройств, таких как смартфоны, нетбуки и звуковые панели.



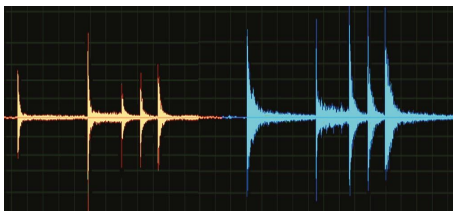
TFA9892 является первым в отрасли усилителем мощности, повышающим выходное напряжение до 12 В и способным достигнуть

выходной мощности более 7 Вт при питании от одноэлементного аккумулятора, или 15 Вт при использовании источника питания 12 В. Лучшие в своем классе аудио характеристики TFA9892 дополнены интеллектуальной защитой громкоговорителя, основанной на измерениях тока, мощности и температуры, которая позволяет пользователям получить качество и уровень звука, превышающие номинальные возможности динамика.

В новых микросхемах TFA9892 реализованы встроенные функции цифровой обработки сигналов и интегрированные алгоритмы, обеспечивающие потрясающее улучшение качества звучания басовых и ударных инструментов, снижение фоновых шумов и устранение артефактов компрессии. Помимо более высоких акустических параметров, TFA9892 отличается исключительно эффективным использованием энергии, за счет чего звук 8-омного динамика становится громче, а его динамический диапазон шире. Кроме того, высокая эффективность может сократить потребление тока батареи и увеличить время непрерывного прослушивания.



Блок-схема усилителя TFA9892.



Благодаря лучшему в своем классе алгоритму защиты динамика, TFA9892, работая на 8-омный громкоговоритель с номинальной

мощностью 2 Вт и питаясь от аккумулятора напряжением 4.2 В, способен развивать мощность более 7.4 Вт при одном проценте общих гармонических искажений.

Доступность продукта

В настоящее время доступны инженерные образцы интеллектуальных аудио усилителей TFA9892. Дополнительную информацию можно найти на сайте NXP.

настоящее немецкое качество



контрольно-
измерительное
оборудование

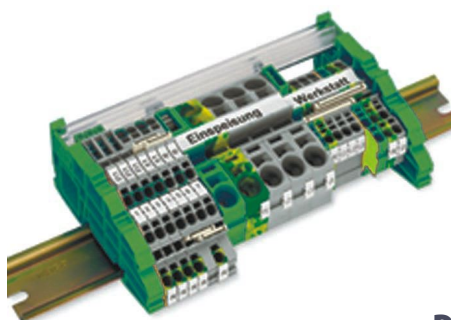


»»JOKARI®
original

инструмент для
разделки кабеля
и снятия изоляции



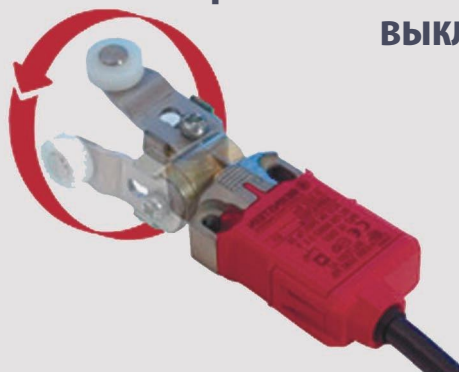
WAGO®
INNOVATIVE CONNECTIONS



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

Микроконверторы ADuC84x: удачное сочетание аналоговой периферии с ядром 8052



Часть 1

Михаил Русских

Приводятся преимущества интеграции многоразрядных АЦП и ЦАП с микроконтроллерным ядром, рассматривается структура микроконвертора ADuC845, описываются его модули сигма-дельта АЦП, ЦАП и ШИМ с функцией сигма-дельта ЦАП

В большинстве микроконтроллерных приложений, работающих с аналоговыми сигналами, зачастую необходимы достаточно точные АЦП и/или ЦАП с высокой разрешающей способностью. Представленные сегодня на рынке электронных компонентов микроконтроллеры, как правило, имеют встроенные АЦП с разрядностью от 8 до 14 бит и ЦАП с разрядностью от 8 до 10 бит, а в бюджетном сегменте они зачастую вообще не оснащены ЦАП. Но для работы, например, с прецизионными аналоговыми датчиками температуры, давления и веса возможностей такой периферии может не хватить.

В подобных случаях большинство разработчиков используют внешние АЦП последовательного приближения или сигма-дельта АЦП, которые характеризуются высокой разрядностью по сравнению с АЦП других типов. Но это приводит к удорожанию конечного продукта и возможному увеличению его размеров из-за площади, занимаемой дополнительными компонентами на печатной плате. Для того чтобы избежать таких

проблем и сделать устройство сравнительно недорогим и компактным, не жертвуя при этом его функциональностью, можно использовать специализированные микроконтроллеры серии ADuC84x, выпускаемые компанией Analog Devices, которые из-за акцента на интегрированных в них преобразователях аналоговых сигналов также именуются микроконверторами.

Хотя устройства серии ADuC84x присутствуют на рынке довольно давно, они остаются хорошо известными лишь относительно небольшому количеству профессиональных разработчиков. Тем не менее, их использование стоит рассмотреть всем, кто в своих проектах применяет аналогово-цифровое и цифро-аналоговое преобразование, желает иметь простое в программировании и отладке устройство, а также хочет сэкономить на компонентах. Так, замена аналоговой периферией в составе микроконвертора внешних АЦП и ЦАП со схожими характеристиками может быть экономически оправдана. Например, ADuC845 стоимостью от \$9.31 может

заменить два АЦП AD7718 стоимостью от \$5.46 каждый и один ЦАП AD5321 стоимостью от \$3.29 (все цены указаны при покупке от 1000 штук). Таким образом, набор стоимостью \$14.21 заменяется одним интегрированным решением ценой \$9.31, которое, ко всему прочему, имеет процессорное ядро и большое количество дополнительных функций и возможностей.

Микроконверторы ADuC84x основаны на ядре 8052, способном выполнять одну инструкцию за один такт, а не за 12 тактов, как было в более ранних семействах ADuC8xx. Поэтому, правильно настроив встроенную систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), при синхронизации от кварцевого резонатора 32.768 кГц можно добиться максимальной производительности 12.58 MIPS (млн инструкций в секунду). Этого вполне достаточно для приложений, на которые рас-

считаны данные микроконтроллеры. К таким приложениям можно отнести, например, системы сбора данных с датчиков и портативные измерительные приборы, в том числе и приборы с батарейным питанием, поскольку в режиме глубокого сна эти микроконвертеры могут потреблять не более 20 мкА. Но ядро здесь не является основным элементом, дающим преимущества при выборе среди широкого разнообразия микроконтроллеров, представленных сегодня на рынке. Главной особенностью в устройствах ADuC является аналоговая периферия, в первую очередь АЦП, а также ЦАП. В данной статье будет рассмотрен микроконтроллер ADuC845 как наиболее функциональный среди устройств семейства ADuC8xx.

На Рисунке 1 показана упрощенная блок-схема ADuC845, глядя на которую, можно сказать, что данное устройство представля-

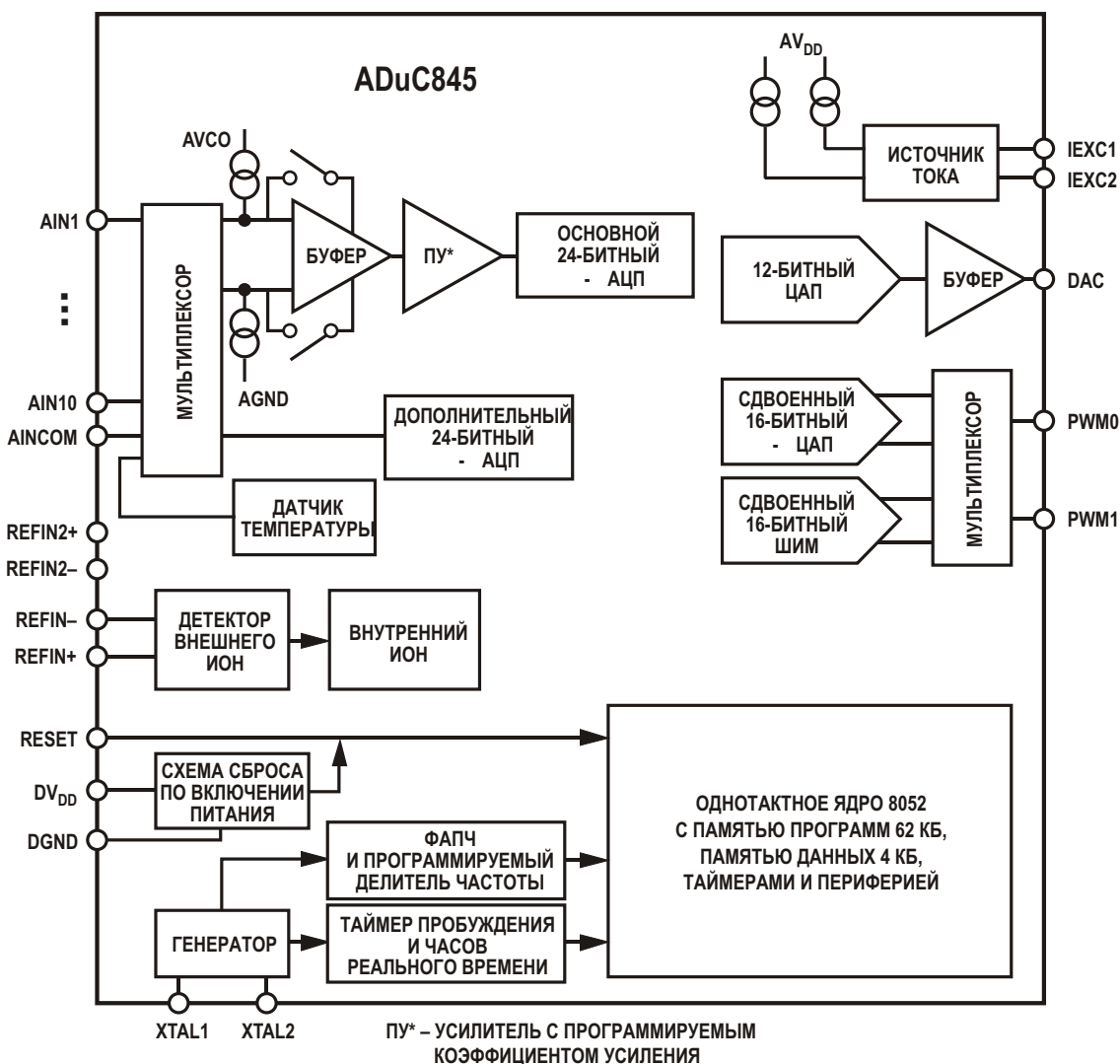


Рисунок 1. Блок-схема микроконвертера ADuC845.

ет собой скорее не микроконтроллер, а высокоинтегрированную систему сбора и предварительной обработки аналоговых данных, которая в зарубежной литературе обычно называется Analog Front-End или AFE. Действительно, одной из главных особенностей ADuC845 является наличие двух независимых 24-разрядных сигма-дельта АЦП, чем вряд ли могут похвастаться современные микроконтроллеры. Один сигма-дельта АЦП здесь является основным и имеет входную цепь, содержащую конфигурируемый буфер и усилитель с программируемым коэффициентом усиления, что позволяет непосредственно считывать сигналы с датчиков, не применяя внешних схем согласования. На второй (дополнительный) АЦП сигналы подаются напрямую, поэтому его рекомендуется использовать для менее важных задач. Например, с его помощью можно считывать показания встроенного датчика температуры. Всего ADuC845 может иметь 10 каналов ввода аналоговых сигналов в версии с 56-выводным корпусом LFCSP или 8 каналов с 52-выводным корпусом MQFP. Эти каналы с помощью мультиплексора можно подключать как к основному, так и к дополнительному АЦП.

Каналы измеряют напряжение относительно общей точки AINCOM, либо, при их попарном объединении (например, AIN1-AIN2, AIN3-AIN4 и т.д.), дифференциально. Это позволяет измерять биполярные сигналы в диапазонах ± 20 мВ, ± 40 мВ, ± 80 мВ, ± 160 мВ, ± 320 мВ, ± 640 мВ, ± 1.28 В и ± 2.56 В при опорном напряжении 2.5 В. Здесь нужно пояснить, что устройство не будет работать с напряжением, которое меньше нулевого потенциала аналоговой части AGND. Биполярный режим в данном случае предполагает, что сигнал поступает на нечетный канал AIN(+), например, AIN1, AIN3 и т.д., и его считывание происходит относительно четного канала AIN(–), то есть AIN2, AIN4 и т.д. Иными словами, если напряжение на AIN2 составляет 2.5 В, и настроен биполярный режим с диапазоном ± 1.28 В, то диапазон измеряемых напряжений на входе AIN1 составит от 1.22 В до 3.78 В относительно AGND.

Сигнал основного АЦП после мультиплексора поступает на внутренний буфер, который позволяет устройству работать напрямую с источниками сигналов, имеющими существенный выходной импеданс, а также при необходимости подключать непосред-

ственно к входам RC-фильтры для дополнительного подавления шумов. Если же буфер будет отключен, то входные каналы будут создавать значительную динамическую нагрузку на источник, и в этом случае без использования внешних схем согласования источника сигналов и RC-фильтры будут вносить существенные ошибки в результаты измерений. Вслед за буфером идет программируемый усилитель, который может быть настроен на один из восьми диапазонов измерения как в однополярном (от 0 ... 20 мВ до 0 ... 2.56 В), так и в биполярном режиме (от ± 20 мВ до ± 2.56 В).

После усилителя основного АЦП, или сразу после мультиплексора, если речь идет о дополнительном АЦП, сигнал попадает на вход сигма-дельта модулятора, который состоит из дифференциального усилителя, интегратора, компаратора и ЦАП. Структурная схема модулятора показана на Рисунке 2. Модулятор представляет собой систему с обратной связью, стремящуюся минимизировать сигнал на выходе дифференциального усилителя. В итоге на выходе компаратора будет присутствовать последовательность логических единиц и нулей, и скважность которой будет выражать входной аналоговый сигнал модулятора.

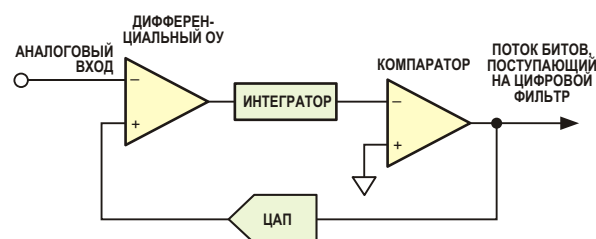


Рисунок 2. Структурная схема сигма-дельта модулятора.

С выхода модулятора эта последовательность поступает на вход цифрового фильтра нижних частот типа $(\sin(x)/x)^3$, который также именуется фильтром Sinc³. Данный фильтр необходим для получения конечного цифрового кода и устранения шума квантования, поскольку частота модуляции многократно превышает полосу частот сигнала на входе модулятора, и в связи с этим требуется ограничение полосы выходного сигнала до значения, которое должно быть существенно меньше половины частоты модуляции. Поскольку спектральная полоса шума квантования находится выше точки половины частоты модуля-

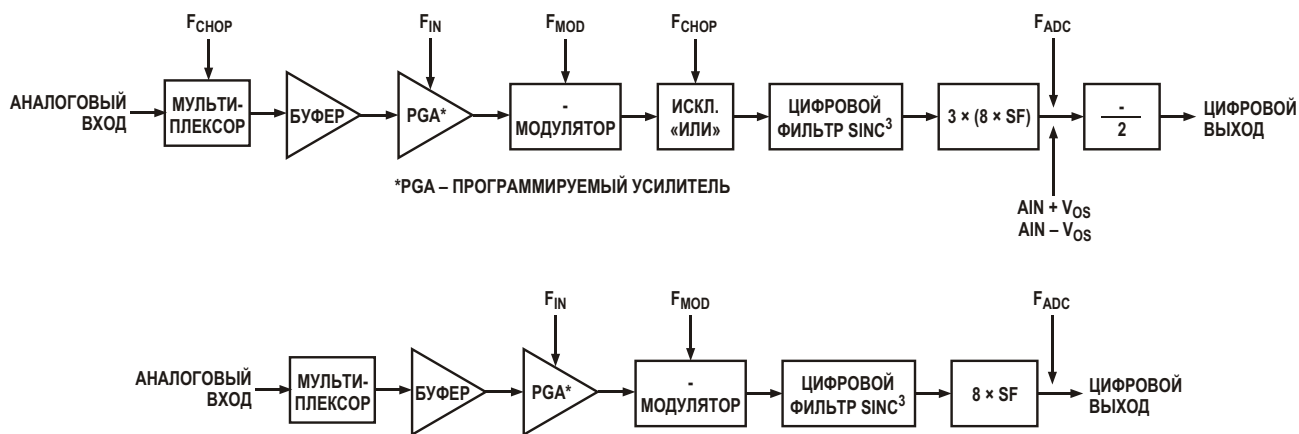


Рисунок 3. Структурные схемы сигнальной цепи с чередованием (а) и без чередования (б).

ции, этот фильтр отлично справляется с подавлением такого шума.

Сигнальная цепь АЦП может работать в двух выбираемых пользователем режимах: с автоматическим чередованием входов и без него. Структурные схемы сигнальной цепи для обоих режимов представлены на Рисунке 3.

Режим чередования устанавливается по умолчанию и позволяет уменьшить ошибки смещения и шумы. В этом режиме частота обновления выходного сигнала лежит в диапазоне от 5.35 Гц до 105 Гц. При этом входные дифференциальные линии АЦП попеременно меняются местами. В результате этого на выходе фильтра Sinc^3 будут формироваться цифровые слова, имеющие составляющие положительного и отрицательного смещения. Поэтому после фильтра добавляется суммирующий каскад, позволяющий избавиться от этих составляющих. Он суммирует каждое текущее слово с предыдущим и выполняет их усреднение, а полученное итоговое значение записывается в регистр выходных данных АЦП. Коэффициент децимации цифрового фильтра задается 8-разрядным регистром SF, значение которого в режиме чередования составляет от 13 (частота обновления выходного сигнала 105 Гц) до 255 (частота обновления 5.35 Гц). Значение 13 в данном режиме является минимальным, и при любых попытках записать в SF меньшее число в этот регистр будет записано 13. По умолчанию значение SF равно 69. Действительный коэффициент децимации в восемь раз больше коэффициента, опреде-

ляемого регистром SF. В итоге частота преобразования АЦП определится по Формуле (1).

$$F_{\text{ADC}} = \frac{1}{3} \frac{1}{8 \text{ SF}} F_{\text{MOD}} \quad (1)$$

Здесь F_{MOD} представляет собой частоту выборки модулятора, равную 32.768 кГц.

Помимо этого на Рисунке 3а также представлены частота входного сигнала F_{IN} и частота чередования дифференциального канала АЦП F_{CHOP} , которая равна половине частоты преобразования АЦП, то есть определяется Формулой (2).

$$F_{\text{CHOP}} = \frac{1}{2 F_{\text{ADC}}} \quad (2)$$

Также на этом рисунке показано, что выходной сигнал цифрового фильтра Sinc^3 содержит паразитные составляющие смещения $+V_{\text{OS}}$ и $-V_{\text{OS}}$. Эти составляющие устраняются за счет усреднения, то есть деления суммы текущего и предыдущего цифровых слов на 2. Это значит, что время установления сигнала при перенастройке АЦП, например, при изменении канала, будет в два раза больше стандартного времени преобразования АЦП, как показано в Формуле (3). То есть, для получения результата после изменения канала необходимо будет затратить два цикла преобразования.

$$t_{\text{SETTLE}} = \frac{2}{F_{\text{ADC}}} \cdot 2 \cdot t_{\text{ADC}} \quad (3)$$

В режиме без чередования не обеспечивается высокое качество сигнала с минимизацией ошибок смещения и дрейфа, но зато пропускная способность каналов выше, чем в режиме с чередованием. При этом частота обновления выходного сигнала лежит в диапазоне от 16.06 Гц до 1.365 кГц, что соответствует диапазону значений регистра SF от 255 до 3. Поскольку в данном режиме устранение дрейфа не предполагается, то для минимизации ошибок необходимо использовать внешние компенсационные средства. Сигнальная цепь в этом случае, как показано на Рисунке 3б, состоит из мультиплексора, буфера, усилителя с программируемым коэффициентом, сигма-дельта модулятора и цифрового фильтра. Здесь поток битов с выхода модулятора поступает непосредственно на вход цифрового фильтра Sinc³. Частота преобразования АЦП в этом режиме определяется по Формуле (4).

$$F_{\text{ADC}} = \frac{1}{8 \cdot \text{SF}} F_{\text{MOD}} \quad (4)$$

Время установления сигнала при перенастройке АЦП в режиме без чередования согласно Формуле (5) будет в три раза больше стандартного времени преобразования АЦП. Это в полтора раза больше, чем в случае с чередованием, но поскольку пропускная способность АЦП в режиме без чередования в три раза больше, чем с ним, все равно время t_{SETTLE} установления выходного сигнала в данном случае будет меньше.

$$t_{\text{SETTLE}} = \frac{3}{F_{\text{ADC}}} = 3 \cdot t_{\text{ADC}} \quad (5)$$

Для создания системы, имеющей широкие возможности взаимодействия с аналоговыми устройствами, в составе ADuC845 имеется полнофункциональный ЦАП разрядностью 12 бит, состоящий из цепочки коммутируемых резисторов и выходного буфера (Рисунок 4). К преимуществам такой архитектуры можно отнести гарантированную монотонность и отличную дифференциальную линейность. Также разработчик может настроить этот ЦАП на работу в 8-битном режиме; при этом используется только младший регистр выходных данных, в который записываются восемь старших битов, а четыре младших обнуляются. Этот режим может

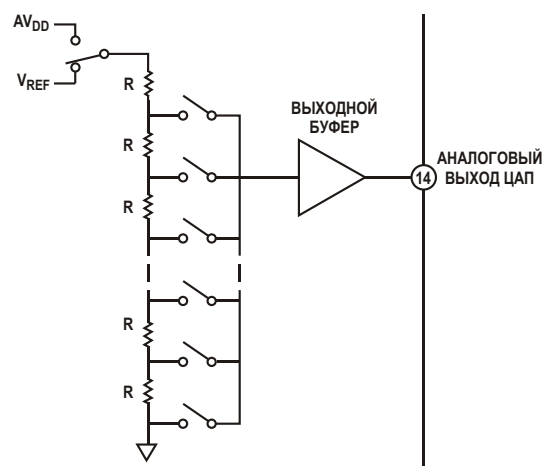


Рисунок 4. Схематичное представление 12-разрядного ЦАП в составе ADuC845.

быть полезен, когда важна скорость работы, а не точность, поскольку в 12-битном режиме изменение выходного сигнала происходит только после модификации младшего регистра выходных данных, но при этом сначала должен быть изменен старший регистр.

Как показано на Рисунке 4, в качестве верхней границы выходного сигнала программно может быть выбрано либо напряжение питания аналоговой части AV_{DD} , либо опорное напряжение внутреннего источника V_{REF} (2.5 В). Усилитель выходного буфера имеет rail-to-rail выход. Это значит, что разница между пиковыми уровнями выходного сигнала и напряжениями шин питания может быть не более 100 мВ. Помимо этого линейность выходного сигнала ЦАП гарантируется практически во всем диапазоне, за исключением кодового промежутка от 0 до 48 бит при опорном напряжении V_{REF} и кодовых промежутков от 0 до 100 бит и от 3950 до 4095 бит при опорном напряжении AV_{DD} .

Также следует отметить, что к выходу ЦАП рекомендуется подключать нагрузку с сопротивлением не менее 10 кОм и емкостью не более 100 пФ. В противном случае выдаваемого модулем тока может быть недостаточно, и тогда нужно будет предусмотреть внешний буфер на операционном усилителе.

Помимо 12-разрядного модуля ЦАП для формирования аналогового сигнала при наличии соответствующего внешнего буфера можно задействовать модуль ШИМ, имеющий шесть рабочих режимов помимо нулевого и седьмого, в которых данный модуль отключен, и линии P2.5 и P2.6 не используются для генерации импульсов. Кратко рассмотрим принцип

работы модуля ШИМ в этих режимах. В режиме 1 модуль формирует на линии P2.5 стандартный 16-разрядный сигнал ШИМ с программно изменяемым периодом и длительностью импульса. В режиме 2 реализуется 8-разрядный спаренный выход ШИМ, при котором период для обоих сигналов, присутствующих на линиях P2.5 и P2.6, задается одним регистром, который может принимать любое значение от 0 до 255. При этом фронт одного импульса может быть сдвинут по фазе относительно фронта другого импульса на программно заданную величину. В режиме 3 счетчик модуля ШИМ имеет фиксированное конечное значение 65536, в связи с чем на линиях P2.5 и P2.6 генерируются 16-разрядные сигналы ШИМ с одинаковым периодом, а также с одинаковым временем формирования фронтов сигналов, которое соответствует началу отсчета счетчика модуля ШИМ. При этом скважности обоих сигналов регулируются независимо. В режиме 5 можно получить два независимых 8-разрядных сигнала ШИМ, имеющих разные периоды и скважности.

Перечисленные режимы хорошо подходят для стандартных задач с использованием ШИМ, например, для управления двигателями посредством коммутации силовых транзисторов. Но наиболее интересными режимами в плане дальнейшего получения анало-

гового сигнала являются четвертый и шестой. В режиме 4 выходной сигнал модуля ШИМ похож на сигнал, который способен формировать модулятор сигма-дельта ЦАП. Как правило, этот режим используется при максимальной тактовой частоте 12.58 МГц. Состояния выходов P2.5 и P2.6 обновляются каждый цикл, то есть в случае работы с частотой 12.58 МГц каждые 80 нс. При этом в течение 65536 циклов состояние линии P2.5 становится равным логической единице столько раз, сколько определено в регистровой паре PWM0H/L, а логический ноль будет присутствовать на линии (65536 – PWM0H/L) раз. Для линии P2.6 справедливо то же самое, за исключением того, что здесь используется регистровая пара PWM1H/L. На Рисунке 5 показан принцип работы модуля ШИМ в режиме 4.

Режим 6 по принципу формирования выходного сигнала в основном схож с режимом 4, за исключением того, что здесь реализовано кодирование с возвратом к нулю, то есть в данном случае единице соответствует импульс напряжения продолжительностью в половину времени передачи одного бита данных. Это гарантирует, что любое отклонение во времени нарастания или спада сигнала не будет влиять на интегральную нелинейность сигма-дельта ЦАП.

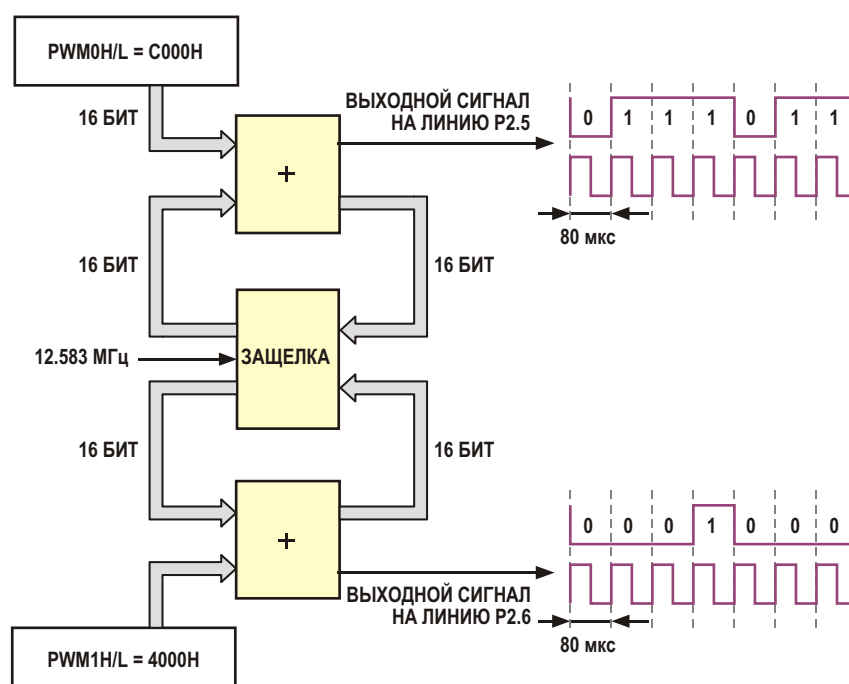


Рисунок 5. Принцип работы модуля ШИМ в режиме 16-разрядного сигма-дельта ЦАП (режим 4).

Таким образом, микроконвертор ADuC845 обладает широкими возможностями работы с аналоговыми сигналами и экономически эффективен при замене набора внешних АЦП и ЦАП. Помимо этого, с данным устройством довольно просто работать, что будет показано в следующей части. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADuC845/ADuC847/ADuC848](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD7708/AD7718](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD5301/AD5311/AD5321](#)

Окончание в следующем номере

Потому, что так сказал господин Ом...

Umesh Jayahoman, Analog Devices

Analog Dialogue



Вопрос:

В моей системе АЦП на каждый запрос по интерфейсу SPI возвращает 0xFF. Что может быть неправильно?

Ответ:

АЦП нового поколения со скоростями в миллиарды выборок в секунду при разработке систем обеспечивают лучшее в отрасли сочетание технических характеристик и надежности. Однако если интерфейс SPI при каждом чтении возвращает 0xFF, это, конечно же, ненормально. Подобное вполне может означать, что внутри АЦП что-то в неправильном состоянии. Давайте выясним, что это может быть.

Высокоскоростные АЦП последнего поколения, такие, например, как AD9680, производятся по субмикронной КМОП технологии 65 нм. Для того чтобы обеспечить необходимые параметры по переменному току, АЦП должны питаться несколькими напряжениями (1.25 В, 2.5 В, 3.3 В). Как правило, любому кремниевому устройству с несколькими напряжениями питания потребуется какая-то

схема управления последовательностью их подачи. Однако для того, чтобы облегчить потребителям использование AD9680 в своих системах, разработчики Analog Devices интегрировали в АЦП схемы супервизоров, избавляющие от необходимости в каких либо секвенсорах питания.

AD9680 содержит внутренний супервизор, контролирующий все шины питания. До тех пор, пока супервизор не сочтет, что напряжения на всех шинах питания находятся в требуемых пределах, он будет удерживать АЦП в состоянии сброса. Если в режиме сброса напряжение питания SPI равно 1.8 В, 2.5 В или 3.3 В, то при каждом чтении порта SPI АЦП будет отправлять 0xFF. Похоже мы на правильном пути, и пора взять в руки вашего лучшего друга – старый надежный цифровой мультиметр.

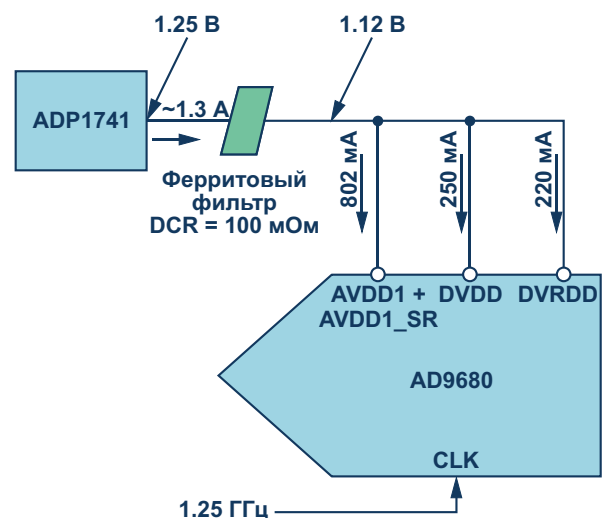


Рисунок 1. Шина питания 1.25 В АЦП AD9680 на основе LDO стабилизатора ADP1741.

В первую очередь необходимо с помощью мультиметра проверить питающие напряжения на всех выводах AD9680. Возможно, одно из них находится за пределами допустимого диапазона, что и фиксируется супервизором. А вот дальше все уже не так просто. Посмотрите на Рисунок 1, на котором показана блок-схема АЦП AD9680-1250, синхронизируемого частотой 1.25 ГГц. При первом взгляде на эту схему кому-то все покажется нормальным. Развязывающие конденсаторы, как и другие компоненты, относящиеся к питанию схемы, для простоты на рисунке не показаны. Основное внимание здесь следует уделять напряжению 1.25 В, как самому низкому в системе.

Стабилизатор ADP1741 должен иметь достаточный запас тока для питания всех узлов, подключенных к 1.25 В. Однако вина здесь лежит не на LDO стабилизаторе, и не на АЦП, а на ферритовом фильтре, который даже не подозревает, что может быть источником проблем. Обычно ферритовые фильтры используются для очистки питания, подаваемого на определенное устройство. Одним из параметров такого фильтра, на который часто не обращают внимания, является сопротивление постоянному току (DCR). Но почему нам необходимо беспокоиться об этом параметре? Потому, что так сказал некий джентльмен по имени Георг Симон Ом.

Закон Ома гласит, что ток через проводник между двумя точками прямо пропорциона-

лен разности потенциалов этих точек. Итак, напряжение, измеренное на выходе стабилизатора ADP1741, равно 1.25 В, и кажется, что все в порядке. Однако если измерить напряжение на выводах АЦП или на другом выводе фильтра, то при номинальных токах мультиметр покажет 1.12 В. И именно это является истинной причиной того, почему при опросе АЦП через SPI мы получаем 0xFF. Очевидно, что напряжения внутри AD9680 «не понравились» супервизору.

Ну и как же с этим бороться? Есть несколько вариантов:

1. Не используйте ферритовый фильтр. Но это может сделать (а может, и нет) ваше устройство более восприимчивым к шумам.
2. Увеличьте выходное напряжение LDO стабилизатора с учетом падения напряжения на ферритовом фильтре. Однако в этом случае при недостаточном потреблении токов на AD9680 могут воздействовать чрезмерно большие напряжения.
3. Выберите другой фильтр с такими же значениями импеданса и максимального тока, но с меньшим DCR (менее 50 мОм).
4. Разделите выходные напряжения на соответствующие линии (AVDD1, AVDD1_SR, DVDD, DRVDD) и используйте ферритовые фильтры с меньшими сопротивлениями, чтобы обеспечить необходимое рабочее напряжение.

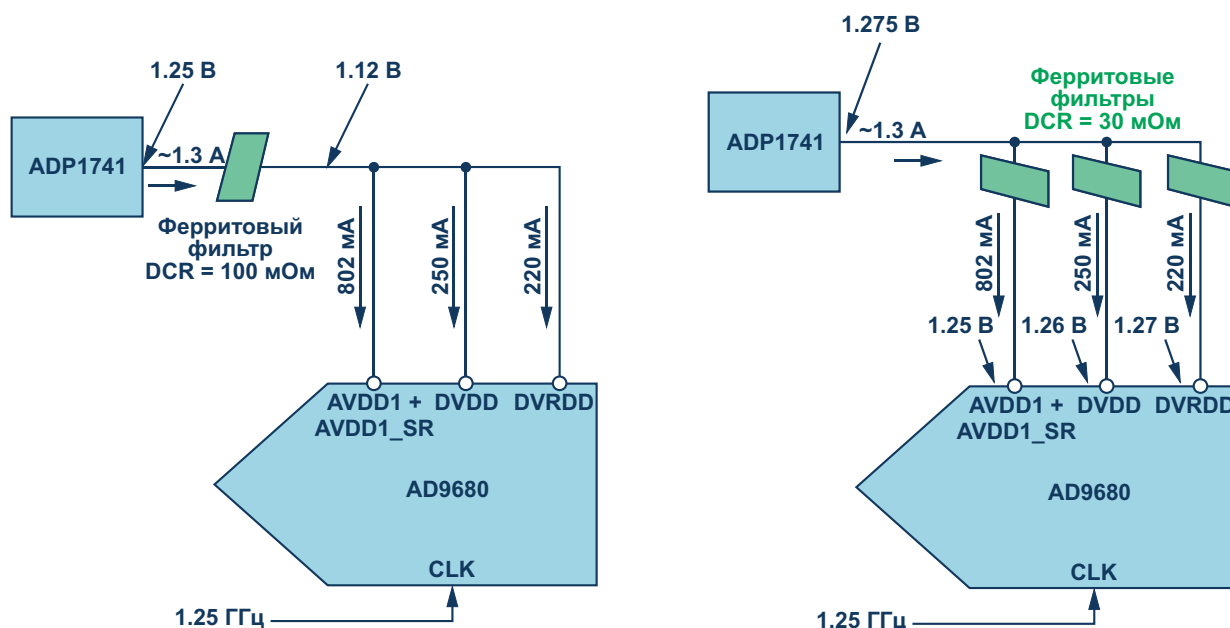


Рисунок 2. Различные варианты выбора и использования ферритовых фильтров для питания AD9680.

Варианты 2 и 4 показаны на Рисунке 2. Наилучшим компромиссом является вариант 4. Однако необходимо принимать во внимание, что этот вариант увеличивает количество компонентов в устройстве и его стоимость. Вариант 4 обеспечивает также лучшую помехоустойчивость за счет некоторой фильтрации напряжения между шинами AVDD, DVDD и DRVDD.

Таким образом, в следующий раз, когда вы включите АЦП, подадите на него синхронизацию и обнаружите, что он не работает, и SPI в каждом цикле чтения возвращает 0xFF, вы должны поблагодарить господина Ома. В

этой ситуации помочь вам сможет только почтенный цифровой мультиметр, а не осциллограф или коллега инженер. Безусловно, ферритовый фильтр может обеспечить вашей системе хорошую помехоустойчивость. Но при неправильном выборе, без учета закона Ома, этот маленький компонент может создать большие проблемы разработчику систем на АЦП. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD9680](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADP1741](#)

Современные технологии и продукты холдинга GS Group

Часть 2

Окончание. Начало в номере 04-2017

Юрий Петропавловский

В конце 2014 года холдинг представил новый продукт – телепланшет GS700 (Рисунок 7). Прибор с предустановленным программным обеспечением предназначен для просмотра телепередач спутникового оператора Триколор ТВ. Планшет работоспособен в зоне обслуживания домовладений (квартир) при помощи беспроводной связи Wi-Fi. Планшет работает как дополнительный экран просмотра телепередач Триколор ТВ в связке с упомянутым выше комплектом GS E501/GS C591. Он также совместим с приемниками GS U510, GS E212 и GS B211.



Рисунок 7. Телепланшет GS700.

Планшет работает на основе ОС Android 4.4 KitKat, оснащен четырехъядерным процессором MT8127 фирмы MediaTek и семидюймовым дисплеем с сенсорным экраном разрешением 1024 × 600 пикселей и IPS матрицей. Видеографику прибора обеспечивает четырехъядерная видеокарта Mali-450 MP4: 700 МГц, объем ОЗУ – 1 ГБ, внутренняя флеш-память – 4 ГБ (внешняя карта microSD до 32 ГБ).

Для выхода в Интернет используются модули Wi-Fi и Bluetooth. На большой экран изображение выводится через интерфейс HDMI. Устройство также поддерживает технологию Miracast для беспроводной передачи сигналов и систему навигации GPS. Разрешение основной и фронтальной видеокамер 2/0.3 Мп, емкость аккумулятора 2.8 Ач (200 часов работы без подзарядки), вес аппарата 280 г.

На международной конференции Winter Nights Mobile Game Conference 2015 в Санкт-Петербурге, посвященной разработке и продвижению мобильных игр, в феврале 2015 года холдинг представил прототип устройства, объединяющего функциональность игровой консоли и цифрового HD приемника. Консоль позволяет играть в высококачественные игры.

твенные игры на экране телевизора в формате высокой четкости. По техническим характеристикам приставка близка к флагманским моделям ведущих компаний мира. В продажу продукт поступил под названием GS Gamekit (Рисунок 8).



Рисунок 8. Игровая приставка GS Gamekit.

Консоль оснащена высокопроизводительным центральным процессором и мощным графическим ускорителем. Игровая платформа приставки разработана совместно с крупнейшим разработчиком видеоигр в Восточной Европе Sperasoft. Среди ее клиентов такие компании, как Mail.RU Group, Disney Interactive Studios, Playdom, BioWare и другие.

В январе 2015 года три территориально распределенных разрабатывающих подразделения холдинга были объединены под единым брендом GS Labs с головным офисом в Санкт-Петербурге. Ключевым направлением деятельности GS Labs является разработка и интеграция программного обеспечения, а также создание уникальных отечественных продуктов, таких как системы условного доступа, программные платформы Stingray TV для цифровых телевизионных приставок, мобильные приложения и сервисы, гибридные решения для смежных областей радиоэлектроники и промышленности. В числе клиентов GS Labs российские и зарубежные телекоммуникационные компании.

В августе 2015 года в GS Labs приступила к работе команда молодых разработчиков (Рисунок 9); соответствующее подразделение разместилось на территории завода GS Nanotech в Гусеве. Специалисты подразделения занимаются разработкой пользовательских интерфейсов (меню) телевизионных приставок, а также тестированием интерактивных сервисов, созданных в главном офисе GS Labs в Санкт-Петербурге. В перспективе разработки лаборатории будут вестись в таких направлениях как «умный дом», «умный город», Интернет вещей.

В 2016 году в холдинге приступили к выпуску первой в России телевизионной при-



Рисунок 9. Команда молодых разработчиков GS Labs.



Рисунок 10. Телевизионная приставка GS A230.

ставки с поддержкой телевидения сверхвысокой четкости (Ultra HD/4K) под названием GS A230 (Рисунок 10). Приставка имеет 2 встроенных тюнера для приема сигналов стандартов DVB-S/DVB-S2. Для обработки сигналов применен новый мощный микропроцессор компании STMicroelectronics и сопроцессор собственной разработки. Четырехъядерный микропроцессор STM с архитектурой ARM Cortex-A9 обеспечивает производительность 12 DMIPS. Для обработки сигналов изображения используется мощный графический процессор ARM Mail400-MP4 с тактовой частотой 400 МГц и производительностью 1600 Мпикс/с.

Существенный вклад в увеличение объемов выпуска телевизионных приставок внесла программа «Трейд-ин», предусматривающая обмен старых приставок на новые модели с небольшой доплатой. Для утилизации приставок, принятых от населения, холдинг в 2015 году ввел в строй завод в тульской области по переработке вышедших из употребления приставок GS. Завод на 100 рабочих мест обеспечивает повторное использование части переработанных аппаратуры. За 2015 год переработано около 1.5 млн старых приставок, а в потенциале завод должен обеспечивать переработку до 3.5 млн изделий в год.

В заключение рассмотрим особенности некоторых современных ТВ-приставок GS, имеющих в распоряжении автора.

GS B211 (2015 г.) – ТВ приставка с одним тюнером стандарта DVB-S2 для приема цифровых телевизионных сигналов высокой и стандартной четкости, а также цифровых каналов радиовещания, передаваемых оператором Триколор ТВ. Внешний вид приставки показан на Рисунках 11 и 12.

Аппарат обеспечивает прием цифровых сигналов телевидения DVB-S: QPSK; DVB-S2: QPSK, 8PSK в диапазоне 950-2150 МГц с уровнем $-65...-25$ дБм. Поддерживаются компрессии MPEG2MP @ H.264 AVC MP @ L4.2 с разрешением до 1920 × 1080p (форма-



Рисунок 11. ТВ приставка GS B211.



Рисунок 12. ТВ приставка GS B211 (вид сзади).

ты экрана 4:3, 16:9). Приемник обеспечивает декодирование цифровых сигналов звука в форматах MPEG-1,2 Layer 1,2,3 (стандарт ISO13818-3), MPEG-2 AAC, MPEG-4 AAC HE v1. Приставка оснащена аналоговыми выходами звука левого и правого каналов, однако для прослушивания многоканального звука ее необходимо подключать к УЗЧ или AV ресиверам, оснащенных интерфейсами HDMI и декодерами объемного звука.

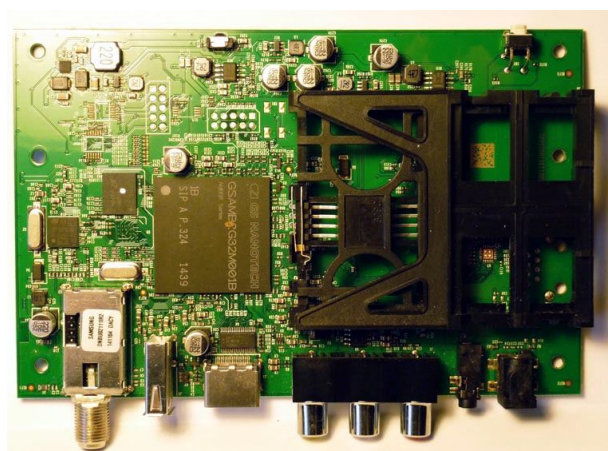


Рисунок 13. Печатная плата ТВ приставки GS B211.

Все электронные компоненты приставки расположены на одной стороне многослойной печатной платы (Рисунок 13). Основным компонентом приемника является упомянутый выше микропроцессор GSAMB2G32M001B серии AMBER производства GS Nanotech, выполненный по технологии SiP/Система-в-корпусе (Рисунок 14).

Высокочастотная часть приставки выполнена на основе селектора каналов

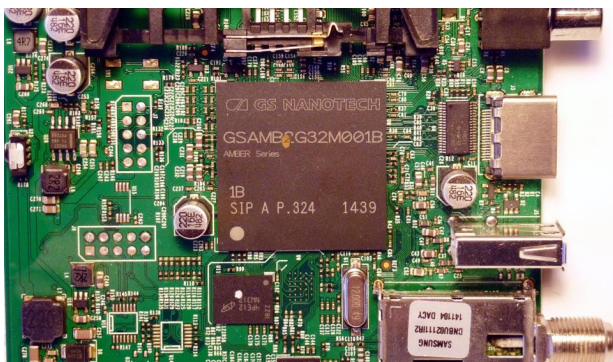


Рисунок 14. GSAMB2G32M001B – микропроцессор серии AMBER производства GS Nanotech.

DNBU02111/R2 фирмы Samsung (на Рисунке 14 внизу справа).

С помощью приемника можно также просматривать изображения с внешних носителей через интерфейс USB в форматах JPG, BMG, PNG и прослушивать звуковые записи в формате MP3.

GS B520 (2016 г.) – приемник этой модели (Рисунок 15) отличается от B211 значительно большей функциональностью при работе с внешними накопителями, подключаемыми через интерфейс USB. Приставка вошла в программу «Трейд-ин» и может быть получена в обмен на старые приставки GS с небольшой доплатой и сохранением подписки на Триколор ТВ.



Рисунок 15. ТВ приставка GS B520.

В основе приставки новый центральный процессор MStar K5 и сопроцессор собственной разработки GS Nanotech. Аппарат обеспечивает высокую скорость обработки данных и безопасность контента. Приставка оборудована разъемами RCA, S/PDIF, HDMI и USB.

«Изюминкой» приставки является возможность записи текущих телепередач в форма-

тах высокой и стандартной четкости, а также простое программирование записей с помощью приложения «Телегид». Для программирования необходимо открыть меню «Телегид», выбрать нужный канал и программу (Рисунок 16), ознакомиться с кратким содержанием программы (фильма) и активировать запись – в нужное время приемник загрузит программу на внешний USB накопитель. К сожалению, часть программ записать невозможно из-за требований правообладателей программ (фильмов). Тем не менее, достаточно много программ, в том числе высокой четкости, записать, возможно (например, каналы кинопоказа HD1/HD2 и многие другие).

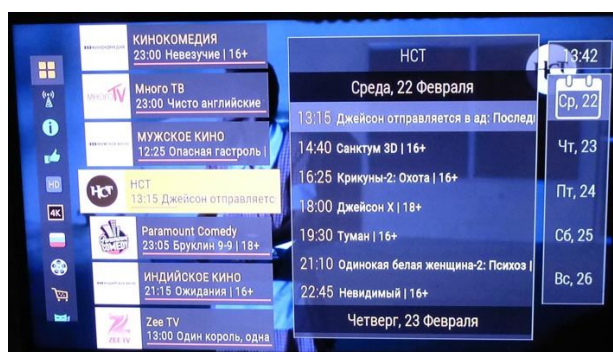


Рисунок 16. Меню «Телегид» приставки GS B520.

Записи программ аппарат производит в зашифрованном виде; для каждой записи генерируются несколько файлов с расширениями .rec MPEG-TS, .rectdx, .rects. Воспроизвести эти файлы можно только на самой приставке, общедоступные программы просмотра видеозаписей такие файлы не открывают. Все записанные материалы собираются в папке «Мои записи» (Рисунок 17), размер которой ограничиваемся объемом подклю-

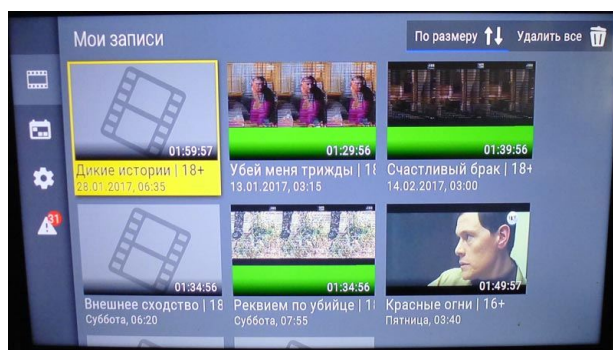


Рисунок 17. Папка «Мои записи» приставки GS B520.

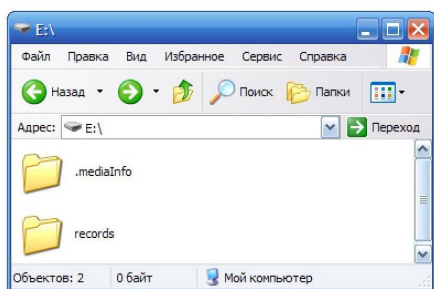


Рисунок 18. Страница внешнего накопителя.

ченного к разъемам USB накопителя. Аппарат обеспечивает и функцию «сдвига времени» с помощью приложения TimeShift (см. выше).

Приемник может использоваться и в качестве медиаплеера для воспроизведения видео и звуковых файлов с USB носителей с помощью приложения «Мультимедиа». Поддерживаемые файлы: MP4, MP3, AVI, MKV, JPG, BMP, PNG.

Поскольку в качестве внешних носителей обычно используются USB флеш-накопители сравнительно небольшого объема, использовать их для архивирования затруднительно. Для этого целесообразно применять внешний жесткий диск достаточной емкости. При переносе записей с «флешки» на жесткий диск необходимо переносить все фай-

лы, записанные приставкой, в том числе вспомогательные папки. На Рисунке 18 показана страница внешнего накопителя с двумя папками. Основная информация хранится в папке *records*, при переносе файлов сначала необходимо создать на жестком диске папку *records*, а затем перенести в нее все файлы нужных программ. Число файлов каждой программы (фильма) варьируется в зависимости от ее объема; для фильмов в стандартах высокой четкости 720p/1080i/1080p формируются 3-7 файлов и более. Используемые в качестве внешних накопителей «флешки» желательно отформатировать в файловой системе NTFS, поскольку обычно установленные по умолчанию файловые системы FAT32 обеспечивают запись файлов объемом не более 4 ГБ.

Следует отметить, что при наличии на жестком диске большого количества различных записей, их воспроизведение приставкой может предваряться сканированием диска в течение довольно длительного времени. **РЛ**

Литература

1. <http://gs-group.com/about/history/>
2. <http://technopolis.gs/press-room/newspaper/newspaper2016/>

ОКО Архив АВТО GPS/GSM

специализированный видеорегистратор для автотранспорта
надежно сохраняет и воспроизводит видео- и аудиоинформацию,
маршрут движения, выполняет охранные функции
во время стоянки и передает информацию по GSM
также в продаже модели
ОКО Архив АВТО и ОКО Архив АВТО GPS

ОКО Мобайл 3G

видеорегистратор с возможностью
передачи видео по беспроводным сетям 3G
также в продаже модели
ОКО Мобайл и ОКО Мобайл II - передача видео по GSM



ВИДЕОРЕГИСТРАТОРЫ СЕРИИ “ОКО АРХИВ”

построение простой, надежной, автономной системы видеонаблюдения для частного и коммерческого секторов

ОКО Архив 4NET

подключение по LAN/internet
сменный жесткий диск

ОКО Архив 4NET LE

подключение по LAN/internet
встроенный жесткий диск

ОКО Архив LITE CF

запись на карту Compact Flash

ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ ДЛЯ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ



“Децима”

Москва, Зеленоград, проезд 4922, дом 4, строение 1

тел: +7 (495) 988 48 58

<http://www.decima.ru>

Разбираем дрон Hubsan FPV

Michael Dunn

EDN

В середине зимы мой дрон среднего уровня Hubsan X4+ FPV застрял на дереве. Несколько месяцев назад нам удалось стряхнуть его вниз (дрон, а не дерево), пока снега еще было достаточно, чтобы смягчить падение. После продолжительной зимовки выяснилось, что, в основном, все уцелело, за исключением того..., что один мотор впал в депрессию. Положительной стороной этой неприят-



Рисунок 1. Дрон со снятой крышкой. Как и следовало ожидать, обычные коллекторные двигатели. Антенна видеопередатчика торчит из задней части беспилотника (на фото справа).



ности стало то, что у меня появился повод разобрать устройство.

Признаюсь, это не полный демонтаж. Камера разрешением 720p с платой передатчика спрятана под основной платой контроллера, и ее освобождение не требовало больших усилий, но, видимо, пожилой возраст сделал меня излишне осторожным. Устройство маленькое, и вероятно, не рассчитано на многократную разборку и сборку.

Основной процессор – это STM32F031K6 компании STMicroelectronics с ядром ARM Cortex-M0, обычным набором периферии и блоком управления моторами (самый левый большой чип на Рисунке 2). Несмотря на то, что он находится на нижней ступени иерархии ARM, нет никаких сомнений, что для этого приложения его мощности более чем достаточно.

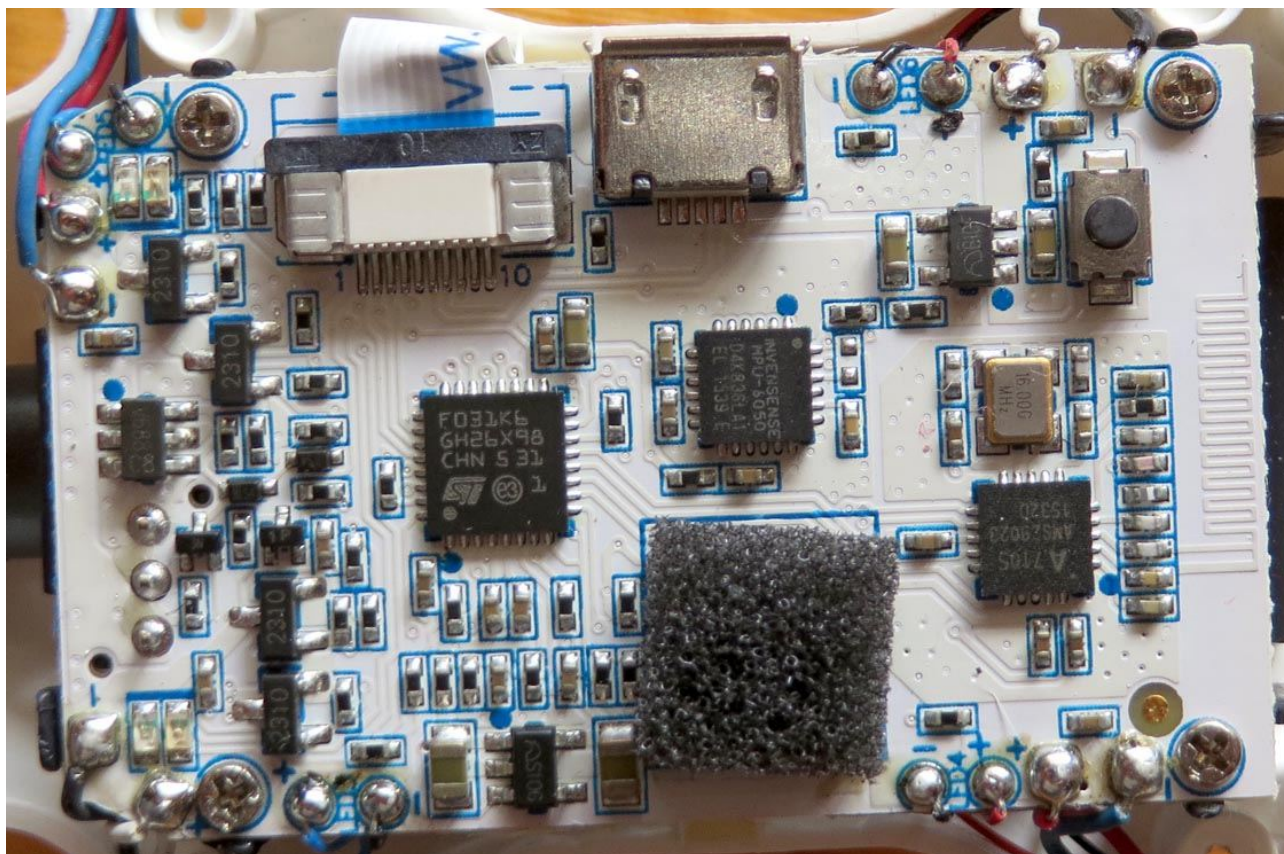


Рисунок 2. Основная плата.

Следующий важный чип – Invensense MPU-6050, в котором трехосевой гироскоп и трехосевой акселерометр объединены с процессором.

Чип №3 маркирован AMS29023, но никакой информации о нем мне найти не удалось. Хотя понятно, что это приемник команд 2.4 ГГц (видеопередатчик использует 5.8 ГГц).

Держу пари, что прикрытый пористым квадратом чип внизу платы – это датчик давления, поскольку, как утверждает Hubsan, их дрон способен поддерживать заданную высоту.

Плоский кабель наверху идет к плате камеры, а справа от него расположен слот карты microSD для записи видео и фотографий.

Переходные отверстия печатной платы смотрятся как-то странно, но, возможно, они

всегда выглядят так, и вы просто не замечаете этого, когда используется более темная паяльная маска.

Что касается ремонта мотора, то никакими поглаживаниями, постукиваниями и просмотрами инструкций в YouTube его избежать не удалось. Судя по наличию многочисленных видеороликов и доступности запасных моторов, это явно не редкая поломка. Я закажу несколько моторов. И, наконец, попытаюсь прочесть полу-английскую инструкцию, прежде чем полететь опять. Надеюсь, что следующие полеты будут более успешными.

Кстати, мой самый интересный (но не самый спокойный) полет можно посмотреть по ссылке внизу. **РЛ**



Видео последнего полета дрона

Если гироскоп ошибается

Ian Beavers, Analog Devices

Analog Dialogue



Вопрос:

Я слышал, что обусловленная дрейфом параметров ошибка гироскопа может накапливаться во времени. Возможно ли такое и с моим инерциальным измерительным устройством?

Ответ:

Ошибка МЭМС гироскопа, измеряющего угловую скорость, имеет несколько инерциальных составляющих, одной из которых является нестабильность смещения. Несмотря на это, инерциальное измерительное устройство (ИИУ) обладает рядом преимуществ перед дискретными компонентами, обеспечивающих более высокий уровень его характеристик. ИИУ с шестью степенями свободы состоит из нескольких инерциальных МЭМС датчиков, термокомпенсированных и калиброванных для выравнивания чувствительности по ортогональным осям. Инерциальный 3-осевой гироскоп способен измерять угол поворота относительно определенной точки, в то время как 3-осевой акселерометр измеряет смещение. Объединение показаний датчиков выполняется последующей

обработкой с помощью встроенного цифрового сигнального процессора или микроконтроллера.

Гироскопы подвержены нестабильности смещения нуля, при которой начальная нулевая точка гироскопа дрейфует во времени из-за интегрирования присущих ему внутренних несовершенств и шумов. Стабильность смещения может быть откалибрована в известном температурном диапазоне ИИУ. Однако интегрирование постоянной погрешности смещения приводит к угловой ошибке. Эта ошибка будет накапливаться по мере оценки скорости вращения или угла поворота системы с гироскопом в течение длительного времени. Нежелательным следствием дрейфа является непрерывное увеличение ошибки вычисляемого курсового параметра. Что касается акселерометров, то они чувствительны к вибрациям и иным негравитационным ускорениям.

Дрейф гироскопа обусловлен в основном интегрированием двух составляющих: медленно меняющейся, почти постоянной переменной, называемой нестабильностью смещения нуля, и более высокочастотной шумовой переменной, называемой случайным блужданием угла (ARW – angular random walk). Эти параметры измеряются в углах поворота за единицу времени. Наиболее чувствителен к дрейфу угол рысканья. Значительная часть дрейфа гироскопа по тангажу (высоте) и крену может быть устранена внутри ИИУ с помощью обратной связи, отслеживающей положение относительно направления силы притяжения. Еще одним широко распространенным методом частичного подавления ошибок дрейфа является использование низкочастотного фильтра Калмана.

В идеале, для того чтобы скорректировать дрейф гироскопа по всем осям, требуются два эталонных параметра. ИИУ с девятью степенями свободы, как правило, содержат дополнительные датчики магнитного поля, иногда по всем трем осям. Магнитометр измеряет уровень поля относительно северного магнитного полюса Земли. Совместно с акселерометром эти датчики могут использоваться в качестве источника еще одного внешнего опорного сигнала, чтобы смягчить влияние ошибки дрейфа гироскопа на ось рыскания. Однако подход, основанный на пространственной коррекции с помощью магнитометров, может давать менее надежные результаты, поскольку существует множество объектов, создающих магнитное поле того же порядка величины, что и Земля.

Еще одним из наиболее действенных методов нейтрализации длительного дрейфа является обновление угловой скорости в гироскопе. Всякий раз, когда становится достоверно известно, что устройство находится в полностью стационарном состоянии, смещение гироскопа обнуляется по соответствующим осям. Возможность и эффективность применения этого метода зависят от конкретного приложения. Но в любом случае, когда система находится в состоянии покоя – на холостом ходу автомобиля, при остановке автономного робота или в интервалах между шагами идущего человека – это время можно использовать для обнуления гироскопа.

Разумеется, использование ультрасовременных ИИУ с минимальной конструктивной нестабильностью смещения нуля в начальный момент может оказывать самое непосред-

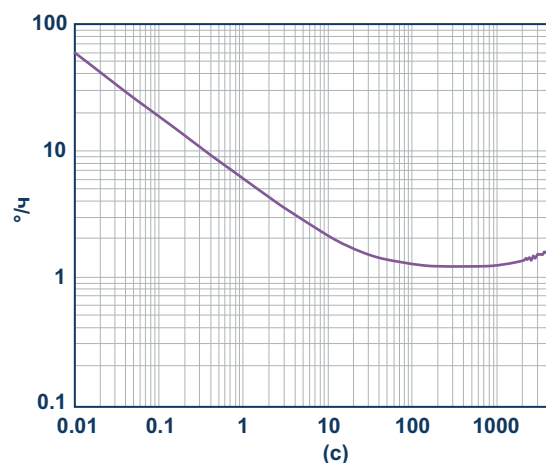


Рисунок 1. Девияция Аллана для гироскопа ADIS16490.

ственное влияние на дрейф гироскопа. Постоянная ошибка смещения гироскопа может быть измерена путем усреднения результатов измерений за большой период времени, пока устройство не вращается. Зависимость величины дрейфа ИИУ за один час от времени интегрирования характеризуют девиацией Аллана. Обычно для этого используются графики с логарифмическими масштабами по осям X и Y. Новейшим продуктом Analog Devices в портфеле высокоэффективных ИИУ тактического класса является микросхема ADIS16490, имеющая нестабильность смещения всего 1.8° в час. Это отражено в показанном на Рисунке 1 графике девиации Аллана, где ошибка 1.8° находится в точке, соответствующей одному часу (3600 секундам). **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADIS16490](#)

Экраны становятся громкоговорителями, смартфоны могут лишиться динамиков

Graham Prophet

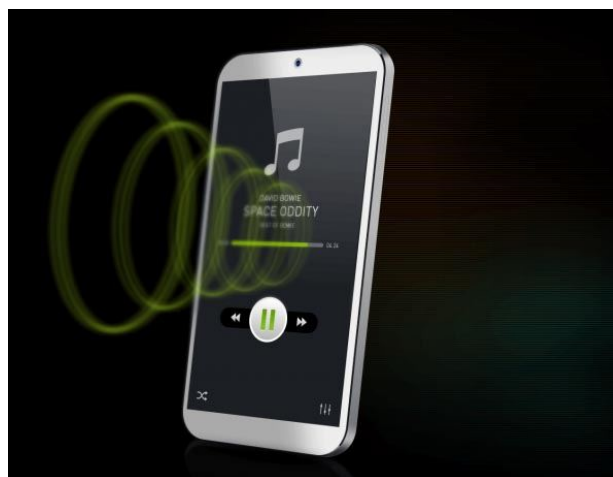
eeDesignNewsEurope

За анонсом созданной лондонской компанией Redux новой тактильной технологии, основанной на поверхностных волнах, последовало сообщение о ее адаптации к смартфонам, что, по мнению разработчиков, должно «убить микродинамики смартфонов».

Запатентованная Redux технология поверхностного звука преобразует экран смартфона в громкоговоритель, а также обеспечивает функции тактильной обратной связи. По мнению Redux, это откроет дорогу новым конструкциям смартфонов и изменит привычный способ общения пользователей с мобильными устройствами.

Разработанная Redux технология «волны изгиба» заставляет вибрировать экран смартфона, превращая его в высококачественный громкоговоритель и позволяя отказаться от низкокачественных микродинамиков. Одновременно эта технология дает возможность на более высоком уровне испытывать те же ощущения, которые предоставляют потребителям привычные устройства тактильной обратной связи. Принцип, используемый Redux, дает ощущение нажатия на механическую кнопку или перемещения слайдера под кончиками ваших пальцев на экране, причем эффект клика идет непосредственно от дисплея.

Говорит один из разработчиков Redux: «Вместе эти технологии открывают конструкторам целый ряд новых возможностей,



недоступных в настоящее время. До сих пор, когда дело доходило до дизайна, производителей смартфонов сдерживали ограничения внутренних компонентов, например, размеры микродинамика, необходимость обрезки переднего стекла для его размещения и проблемы расположения кнопок. Эта технология позволяет производителям смартфонов полностью удалить все механические кнопки и микродинамики, что, в свою очередь, откроет новые возможности конструирования – от внешнего вида до уровня UX/UI дизайна».

Он продолжает: «Кроме того, возможность избавиться от кнопок и микродинамиков впервые позволит производителям изготовить полностью водонепроницаемые телефоны. И, как только разработчики создадут абсолютно герметичные устройства с бес-

проводной зарядкой и беспроводным подключением наушников, потребители, наконец, смогут пользоваться своими телефонами везде, где есть вода, не беспокоясь об их повреждении».

Технология также может проложить путь к увеличению ресурса аккумулятора смартфона, благодаря тому, что, как объясняет генеральный директор Redux Недко Иванов (Nedko Ivanov): «Наша технология позволяет производителям освободить в смартфонах

много места, которое можно использовать для увеличения размеров батарей. Более того, наша технология поверхностного звука отличается более высокой эффективностью преобразования мощности, чем у традиционных микродинамиков, а это означает, что люди, слушающие на своих телефонах музыку и смотрящие видео, смогут реже перезаряжать аккумуляторы». Redux ожидает, что технология будет полностью адаптирована к смартфонам в 2018 году. **РЛ**

Усилители с нестандартными программируемыми коэффициентами усиления для согласования уровней сигналов датчиков и АЦП

Carlos Castro-Miguens and José Benito Castro-Miguens

Electronic Design

На примере этой схемы показано, как работать инвертирующие и неинвертирующие усилители с нестандартными программируемыми значениями коэффициентов усиления, чтобы оптимизировать соотношение размаха выходного сигнала датчика и диапазона входных напряжений АЦП.

Большинству систем выборки данных с широким динамическим диапазоном требуется подстройка уровня входного сигнала под диапазон входных напряжений АЦП, чтобы максимально возможный входной сигнал был как можно ближе к напряжению полной шкалы АЦП. (Типичные диапазоны полной шкалы АЦП находятся в пределах от 1 В до 10

В). Кроме того, может также потребоваться подстройка коэффициента усиления усилителя сигнала датчика, которая должна выполняться в реальном времени, например, для компенсации нелинейности в диапазоне температур. Для этого используют либо усилители с программируемым усилением (PGA), либо усилители с регулируемым усилением (VGA), размещаемые обычно между датчиком и АЦП (Рисунок 1).

Обычно такие усилители позволяют выбирать фиксированные коэффициенты усиления, значения которых в типичном случае находятся между 1 и 100. Некоторые приложения, такие как измерения уровней токов, для одновременной оптимизации диапазона выходных напряжений датчика и разрешения АЦП требуют использования конкретных коэффициентов усиления. В таких случаях необходимые коэффициенты усиления могут меняться от 1 до 1500 и более, а их величины не соответствуют значениям, которые можно получить с помощью коммерчески доступных PGA или VGA.

При выборе топологии схемы усилителя с очень высоким коэффициентом усиления необходимо учитывать, что слишком боль-

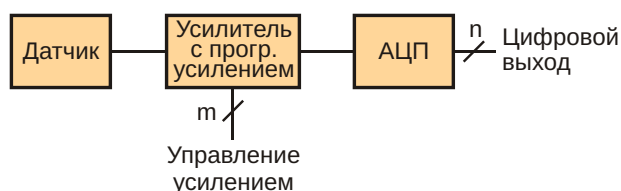


Рисунок 1. Программируемый усилитель в системе выборки данных необходим для согласования масштаба выходного сигнала датчика и диапазона входных напряжений АЦП – условия достижения максимального разрешения и минимального уровня шумов.

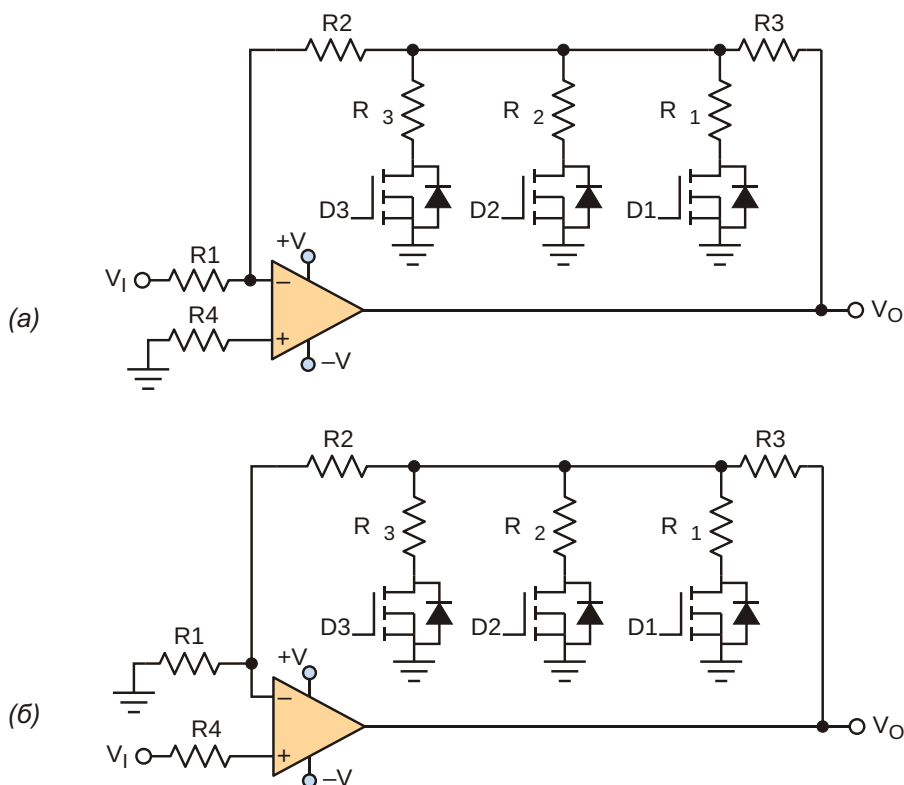


Рисунок 2. Схемы инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) усилителей имеют восемь программируемых коэффициентов усиления, устанавливаемых входными сигналами логического уровня D_1 , D_2 и D_3 .

шие сопротивления (более 1 МОм) во многих случаях использовать нельзя из-за создаваемых ими шумов. Кроме того, если необходимо, чтобы усилитель имел очень точный коэффициент усиления, токи резисторов должны намного превышать токи смещения операционных усилителей. Это возможно только тогда, когда сопротивления резисторов не очень велики. С другой стороны, всегда необходимо (или желательно), чтобы входное сопротивление усилителя было достаточно высоким (не очень низким).

Две схемы удовлетворяющих всем перечисленным выше условиям усилителей с восемью коэффициентами усиления, программируемыми цифровым кодом, показаны на Рисунке 2. Хотя число значений коэффициентов усиления, которые можно реализовать с помощью этих схем, равно 2^n , где n – количество MOSFET, независимо можно установить лишь n значений. Значения коэффициентов усиления в этих схемах легко адаптируются к требованиям практически любого рассматриваемого приложения.

На Рисунке 2а представлена схема инвертирующего усилителя, а на Рисунке 2б

– ее неинвертирующая версия. В обеих схемах для выбора коэффициентов усиления используются цифровые сигналы D_1 , D_2 и D_3 . Используемые MOSFET должны иметь логические уровни управления и как можно более низкие сопротивления открытого канала. Вполне подойдут транзисторы 2N7002P с типовым сопротивлением канала 1 Ом или IRLML2502 с типовым сопротивлением 0.05 Ом.

Ниже приведены выражения, с помощью которых можно рассчитать независимые коэффициенты усиления для схемы на Рисунке 2а:

$$\begin{aligned}
 D_3 D_2 D_1 \quad 000 & \quad G_0 \quad \frac{V_0}{V_i} \quad \frac{1}{R_1} R_2 R_3, \\
 D_3 D_2 D_1 \quad 001 & \quad G_1 \quad \frac{V_0}{V_i} \quad \frac{1}{R_1} R_2 R_3 \frac{R_2 R_3}{R_1}, \\
 D_3 D_2 D_1 \quad 010 & \quad G_2 \quad \frac{V_0}{V_i} \quad \frac{1}{R_1} R_2 R_3 \frac{R_2 R_3}{R_2}, \\
 D_3 D_2 D_1 \quad 100 & \quad G_3 \quad \frac{V_0}{V_i} \quad \frac{1}{R_1} R_2 R_3 \frac{R_2 R_3}{R_3}.
 \end{aligned}$$

В случае использования двух или более MOSFET, если входное напряжение V_I станет слишком большим, паразитные диоды транзисторов начнут проводить ток, что приведет к искажению выходного напряжения усилителя. Чтобы этого не происходило, должно соблюдаться следующее условие:

$$V_I \frac{R_1}{R_2} V_F,$$

где V_F – прямое падение напряжения на паразитном диоде MOSFET ($V_F > 0$).

Когда используется только один MOSFET, чтобы не допускать открывания паразитного диода, входное напряжение должно удовлетворять следующему соотношению:

$$V_I \frac{R_1}{R_2} 1 \frac{R}{R_{DS(ON)}} V_F.$$

Независимые коэффициенты усиления, которые можно выбрать в схеме на Рисунке 2б, равны:

$$D_3 D_2 D_1 \quad 000 \quad G_0 \quad \frac{V_0}{V_I} \quad \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1},$$

$$D_3 D_2 D_1 \quad 001 \quad G_1 \quad \frac{V_0}{V_I} \quad \frac{R_3}{R_1} 1 \frac{R_1 R_2}{R_3 \parallel R_1},$$

$$D_3 D_2 D_1 \quad 010 \quad G_2 \quad \frac{V_0}{V_I} \quad \frac{R_3}{R_1} 1 \frac{R_1 R_2}{R_3 \parallel R_2},$$

$$D_3 D_2 D_1 \quad 100 \quad G_3 \quad \frac{V_0}{V_I} \quad \frac{R_3}{R_1} 1 \frac{R_1 R_2}{R_3 \parallel R_3}.$$

При использовании двух или более MOSFET в схеме на Рисунке 2б паразитные диоды начнут проводить ток и искажать выходное напряжение усилителя, если входное напряжение V_I будет иметь слишком низкие отрицательные значения. Чтобы не

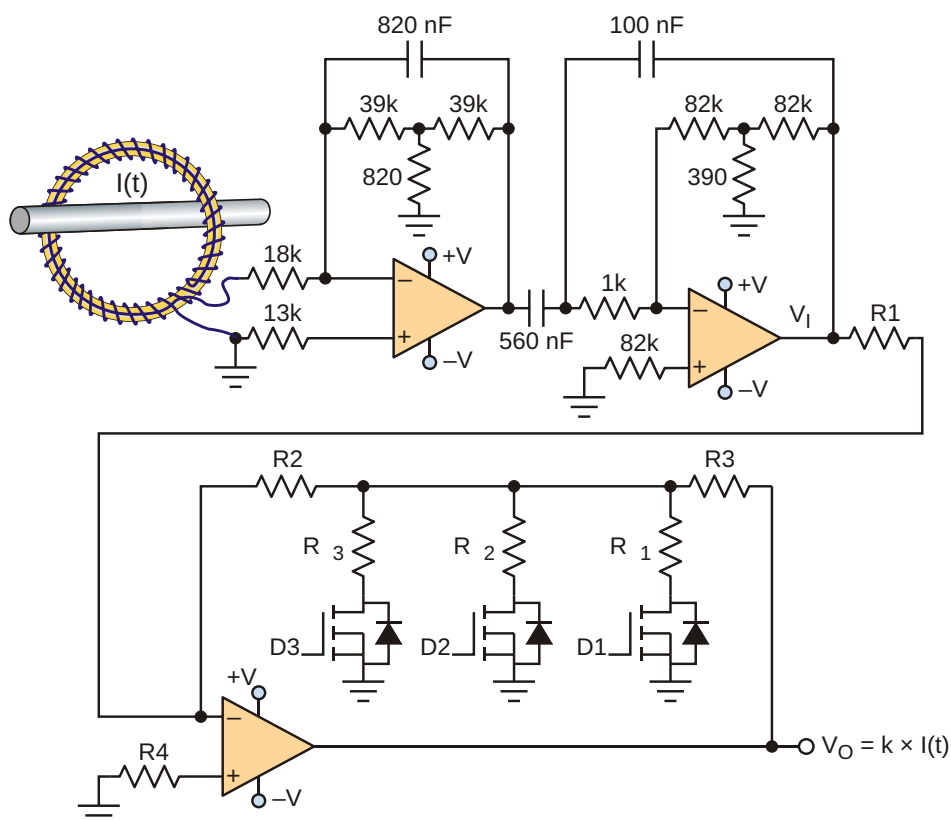


Рисунок 3. В практической токоизмерительной системе в качестве датчика используется пояс Роговского. Выходной сигнал усиливается схемой, коэффициент усиления которой может быть установлен пользователем или системным контроллером для максимального использования разрешения АЦП.

допустить этого, необходимо соблюдать следующее условие:

$$V_I = \frac{V_F}{1 + R_2/R_1}.$$

Когда используется только один MOSFET, чтобы не допускать открывания паразитного диода, входное напряжение должно удовлетворять следующему соотношению:

$$V_I = \frac{1 + \frac{R}{R_{DS(ON)}}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} V_F.$$

На Рисунке 3 приведен пример практического применения микросхемы Рисунок 2а. В этом примере усилитель с управляемым коэффициентом используется для усиления выходного напряжения VI схемы, интегрирующей и фильтрующей сигнал, генерируемый поясом Роговского. Предположим, что опорные напряжения АЦП, преобразующего сигнал $V_O = k \times I(t)$, равны 2.5 В и -2.5 В, чувствительность пояса Роговского равна 30 мкВ/А, интегратор-фильтр верхних частот на частоте 50 Гц имеет коэффициент усиления напряжения 1.2 (1.64 дБ), и мы хотим измерять переменные токи в диапазонах 1280, 320, 80 и 20 А.с.к.з.

Для этого потребуются следующие коэффициенты усиления: $G_0 = -38.363$, $G_1 = -153.452$, $G_2 = -613.808$ и $G_3 = -2455.2$. Такие значения коэффициентов усиления можно обеспечить множеством различных комбинаций сопротивлений резисторов в схеме на Рисунке 2а. Ниже предложен простой и быстрый метод расчета необходимых значений номиналов резисторов.

$$R_3 = 300 R_{DS(ON)} = 300 \cdot 1 \text{ Ом} = 300 \text{ Ом}.$$

Здесь мы выбрали наименьшее сопротивление резистора R, при котором сопротивление канала транзистора не оказывает существенного влияния на коэффициент усиления.

$$R_2 = R_3 \cdot 2R_3 \frac{G_3}{G_0} = 37799.9 \approx 37.8 \text{ кОм},$$

$$R_1 = 4R_3 \frac{1 + G_3/G_0}{G_0} = 1970.6 \approx 1.970 \text{ кОм},$$

$$R_1 = R_3 \frac{G_3}{G_1} \frac{G_0}{G_0} = 6299.8 \approx 6.3 \text{ кОм},$$

$$R_2 = R_3 \frac{G_3}{G_2} \frac{G_0}{G_0} = 1.260 \text{ кОм}.$$

Коэффициенты усиления, полученные при использовании резисторов с рассчитанными сопротивлениями, будут следующими (теоретические значения показаны в квадратных скобках):

$$D_3 D_2 D_1 = 000 \quad G_0 \quad 38.3756 [38.363],$$

$$D_3 D_2 D_1 = 001 \quad G_1 \quad 153.5025 [153.452],$$

$$D_3 D_2 D_1 = 010 \quad G_2 \quad 614.01 [613.808],$$

$$D_3 D_2 D_1 = 100 \quad G_3 \quad 2456 [2455.2].$$

В случае использования схемы усилителя, показанной на Рисунке 2б, определить сопротивления резисторов, необходимые для получения коэффициентов усиления $G_0 = 38.363$, $G_1 = 153.452$, $G_2 = 613.808$ и $G_3 = 2455.2$, можно следующим образом:

$$R_3 = 300 R_{DS(ON)} = 300 \cdot 1 \text{ Ом} = 300 \text{ Ом},$$

$$R_2 = 2 R_3 \frac{G_3}{1 + G_0} = 36840 \text{ Ом},$$

$$R_3 = R_2,$$

$$R_1 = 4 R_3 \frac{G_3}{1 + G_0^2} = 1972 \text{ Ом},$$

$$R_1 = R_3 \frac{G_3}{G_1} \frac{G_0}{G_0} = 6300 \text{ Ом},$$

$$R_2 = R_3 \frac{G_3}{G_2} \frac{G_0}{G_0} = 1260 \text{ Ом}.$$

Коэффициенты усиления, полученные при использовании резисторов с рассчитанными сопротивлениями, будут следующими

$$D_3 D_2 D_1 = 000 \quad G_0 \quad 38.3631 [38.363],$$

$$D_3 D_2 D_1 = 001 \quad G_1 \quad 153.4532 [153.452],$$

$$D_3 D_2 D_1 = 010 \quad G_2 \quad 613.8139 [613.808],$$

$$D_3 D_2 D_1 = 100 \quad G_3 \quad 2455.3 [2455.2]. \text{ РЛ}$$

Датчик ударов на пьезоэлементе

Don Sherman, Maxim Integrated Products

EDN

Дополненный простой системой крепления и несколькими спаянными «на весу» компонентами, пьезоэлемент может детектировать механические удары. Собственно датчик состоит из керамического пьезоэлемента и тонкого латунного диска. Такого рода сборка раньше использовалась во многих телефонных аппаратах в качестве источника вызывного сигнала или в наручных часах с будильником.

В зависимости от способа монтажа, датчик может воспринимать удары в направлении одной оси (Рисунок 1б) или трех (Рисунок 1а). Для одноосевого измерения припаяйте один край датчика к завернутому в монтажное основание винту. На противоположный край припаяйте груз, чтобы увеличить чувствительность датчика. Пара небольших крючков, при-

крепленных к основанию, ограничивает движение датчика, не допуская поломки пьезоэлемента.

Если вы хотите, чтобы система была чувствительна к ударам в трех измерениях, один край датчика припаяйте к винту точно так же, как в первом случае. На другой край припаяйте винт с плоской потайной головкой, направленный в сторону, противоположную монтажному основанию. Используйте пару контргаек, чтобы увеличить полярный момент инерции конструкции. Положение контргаек определяет чувствительность пьезоэлемента.

В обоих случаях, для того чтобы не нарушить соединение пьезоэлемента с латунным диском, время пайки должно быть минимально возможным.

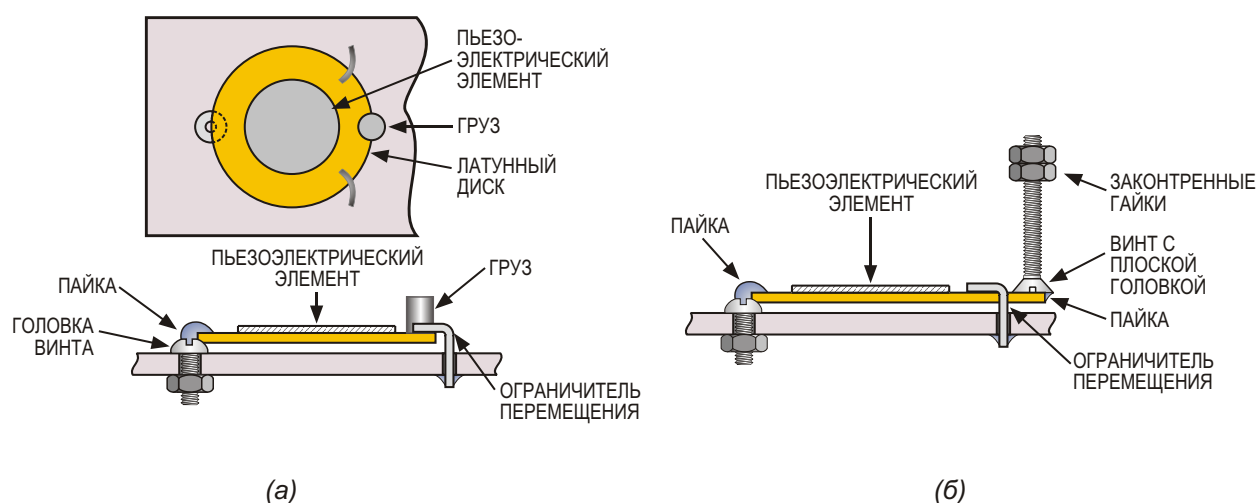


Рисунок 1. Жестко закрепленный с одного края и снабженный грузом с другого, пьезоэлемент превращается в датчик удара. Вариант (а) чувствителен к ударам, направленным только по одной оси, а вариант (б) воспринимает удары по трем осям.

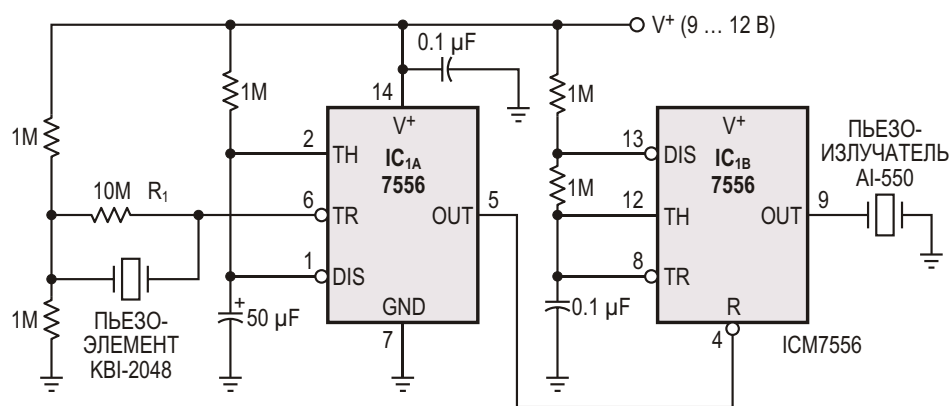


Рисунок 2. После щелчка по пьезоэлементу эта схема на одну минуту включает звуковой излучатель.

На Рисунке 2 изображена простая схема сигнализации. При хорошем щелчке по пьезоэлементу на 10-мегаомном резисторе R_1 возникнет напряжение в несколько вольт. После этого микросхема сдвоенного таймера IC_1 в течение одной минуты будет включать питание звукового излучателя с периодичностью

1 с. Излучатель звука имеет собственную встроенную схему управления, генерирующую пронзительный сигнал со звуковым давлением 90 дБ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Intersil ICM7556](#)

Режекторный фильтр, нечувствительный к разбросу параметров компонентов

John Guy, Maxim Integrated Products

EDN

Недостатком многих схем режекторных фильтров, подавляющих сигналы в узкой полосе частот и пропускающих все остальные, является взаимное влияние допусков номиналов компонентов. Схема, изображенная на Рисунке 1, позволяет обойти это ограничение и легко вычислять параметры элементов для требуемой частоты подавления.

Два каскада фазового фильтра IC_{1A} и IC_{1B} на частоте среза создают точный фазовый сдвиг 180° . Каждый усилитель микросхемы IC_1 содержит согласованные с точностью 0.1% резисторы, определяющие их коэффи-

циенты усиления. В большинстве приложений такая высокая точность позволяет отказаться от подстроечных элементов. В результате суммирования этого сдвинутого по фазе сигнала с входным сигналом формируется частотная характеристика схемы, типичная для полосно-заграждающего (режекторного) фильтра.

На низких частотах, где импеданс C_2 незначителен, схема представляет собой повторитель напряжения и фазу сигнала не инвертирует. Однако на высоких частотах этот конденсатор действует как короткое

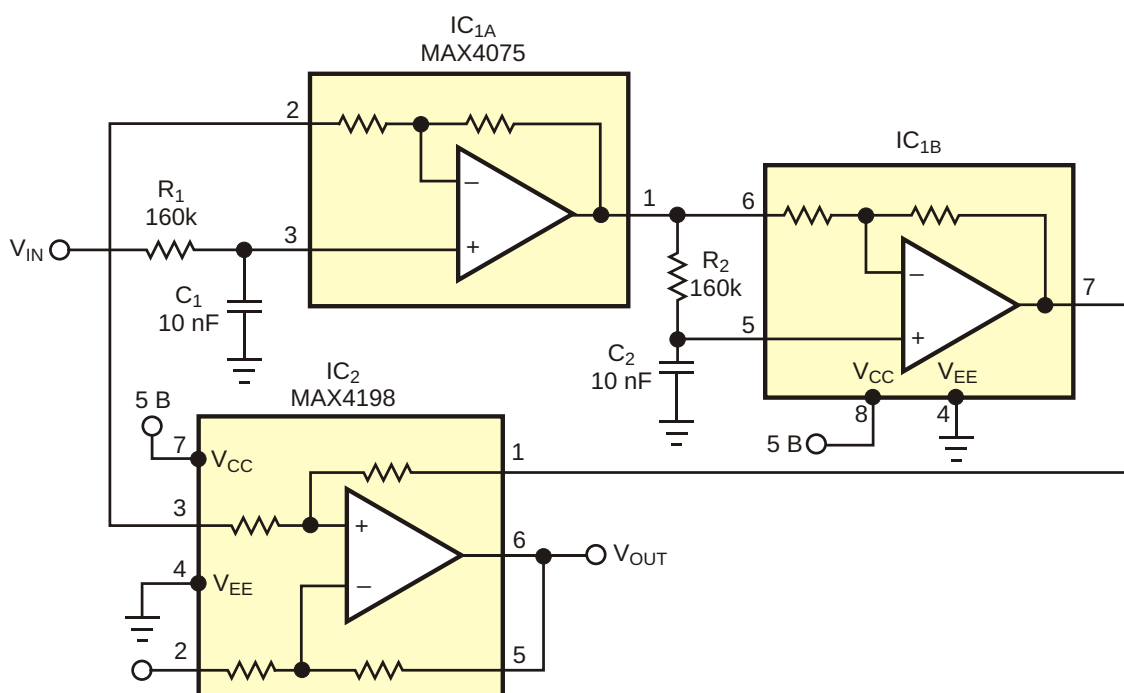


Рисунок 1. Суммирование входного сигнала V_{IN} с выходным сигналом фазового фильтра на микросхеме IC_1 дает результирующий отклик, аналогичный отклику режекторного фильтра.

замыкание, что превращает усилитель в инвертор с единичным усилением и соответствующим сдвигом фазы на 180° . Действие результирующего фазового фильтра эквивалентно влиянию простой однополюсной RC-цепи и создает фазовый сдвиг 90° на резонансной частоте, равной $1/2 R_1 C_1$ и $1/2 R_2 C_2$.

R_1 , R_2 , C_1 и C_2 влияют только на частоту режекции, но не на ее глубину. Напротив, интегрированные в IC_1 резисторы оказывают влияние только на глубину режекции. Если вам потребуется более высокая точность настройки частоты подавления, подберите соответствующие номиналы R_1 , R_2 , C_1 и C_2 , или же просто обеспечьте подстройку сопротивления одного из двух резисторов. Микросхема IC_2 прецизионного дифференциального усилителя в этой схеме используется в качестве согласованного суммирующего усилителя. Обратите внимание, что инвертирующий вход оставлен неподключенным.

На Рисунке 2 показана характеристика схемы, в которой использовались неподобранные резисторы и конденсаторы с допускаемыми отклонениями номиналов 5% и 10%, соответственно. Чтобы увеличить глубину режекции, можно подстроить схему, добавив 100-омный резистор последовательно с выво-

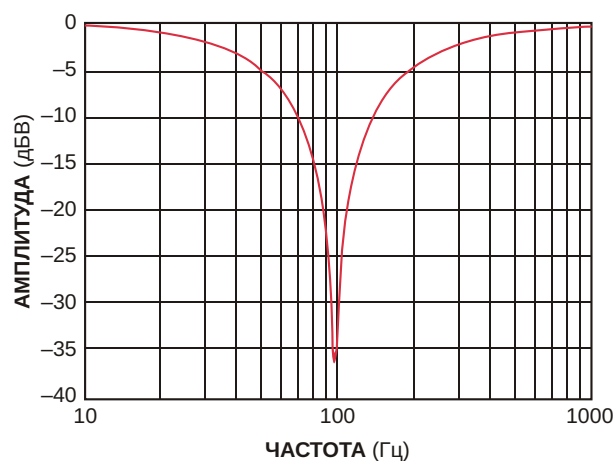


Рисунок 2. При допускаемых отклонениях 5% для сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и 10% для емкостей конденсаторов C_1 , C_2 частота среза равна приблизительно 99 Гц.

дом 3 микросхемы IC_2 . Кроме того, для того чтобы иметь возможность установки максимального подавления на требуемой частоте, последовательно с выводом 1 микросхемы IC_2 вы можете включить подстроечный резистор 200 Ом. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX4075](#)
2. [Datasheet Maxim Integrated MAX4198](#)

Поддерживая необходимый уровень тока, регулятор ограничивает собственную мощность рассеивания

William H. Morong

Electronic Design

Регулятор с ограничением тока защищает нагрузку от чрезмерно большого тока, но не может защитить сам себя от чрезмерной рассеиваемой мощности. Многие интегральные регуляторы имеют средства защиты от рассеивания недопустимой мощности, и многие обеспечивают ограничение тока, но порог ограничения не может быть задан на требуемом уровне или не может быть предсказан с

достаточной точностью. Предлагаемый регулятор обеспечивает предсказуемые границы ограничения выходного тока и собственной мощности, а также защиту от пониженного входного напряжения.

Между входной шиной регулятора и землей включен источник тока (Рисунок 1), состоящий из включенного диодом транзистора Q3 и элементов R4, Q10, R12, R7, D1,

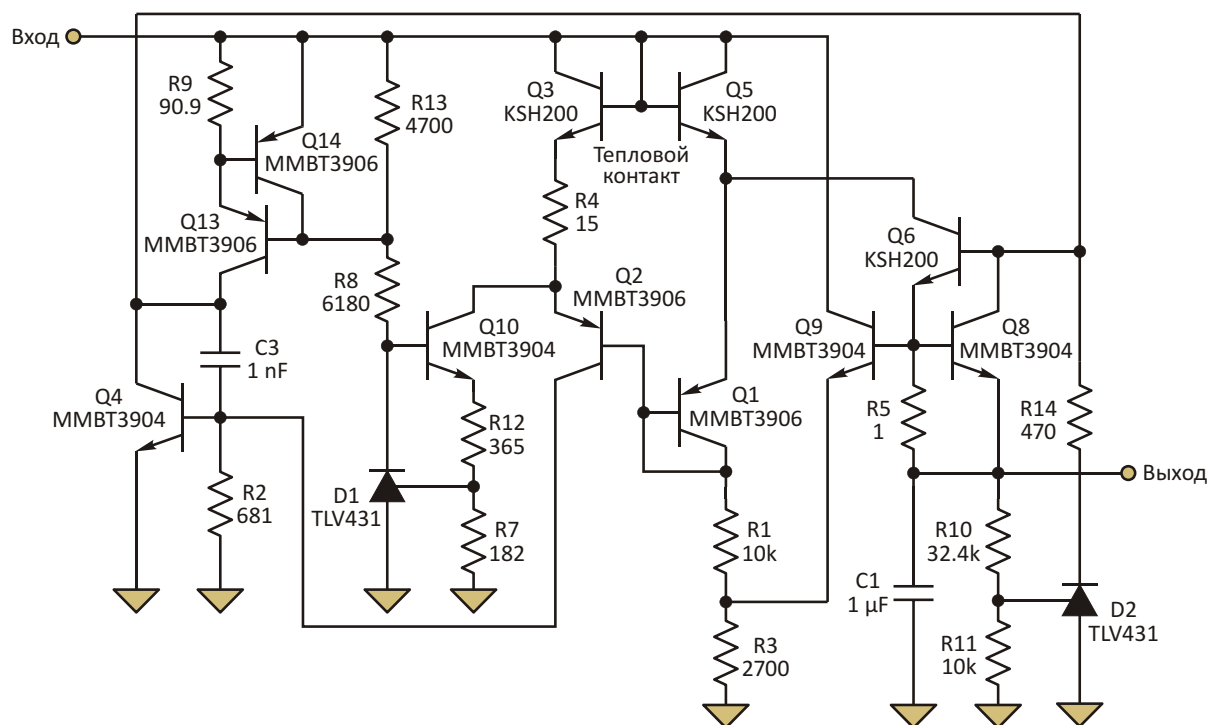


Рисунок 1. Ограничивая рассеиваемую мощность и ток до заданных разработчиком уровней, эта схема защищает и себя, и подключенную к ней нагрузку.

R8, R13. Проходящий через резисторы R13 и R8 ток увеличивает напряжение на базе транзистора Q10 и, соответственно, на его эмиттере до тех пор, пока напряжение в точке соединения R12 и R7 не достигнет напряжения опорного вывода D1, равного 1.24 В. С этого момента D1 начинает забирать излишний ток, ограничивая его дальнейший рост и устанавливая ток, текущий из Q10 в Q3 и R4, на уровне порядка 6.8 мА.

Пока входное напряжение не достигнет 6.5 В, падение напряжения на R13 будет недостаточным для того, чтобы включить источник тока, состоящий из транзисторов Q12, Q13 и токоизмерительного резистора R9. Оставаясь выключенным, источник тока удерживает в выключенном состоянии и весь регулятор, обеспечивая, таким образом, блокировку при пониженном входном напряжении. После того, как напряжение достигнет требуемого уровня, ток Q13 установится равным примерно 6 мА.

Ток Q13 управляет базой проходного транзистора Q6, коллекторный ток которого течет через включенный диодом транзистор Q5. Ток, выходящий из эмиттера Q6, проходит через резистор R5 и поступает в нагрузку через выходной зажим.

R10 и R11 делят выходное напряжение для опорного входа микросхемы D2. Когда поделенное напряжение превысит 1.24 В, микросхема D2 начнет забирать ток из транзистора Q13, предотвращая рост базового тока Q6 и не допуская увеличения выходного напряжения. В результате напряжение будет стабилизироваться на уровне порядка 5 В. R14 ограничивает ток D2. C1 служит для развязки нагрузки.

Транзистор Q8 воспринимает напряжение, падающее на резисторе R5. Когда это падение достигает напряжения открывания Q8, транзистор начинает отбирать ток от Q13, чтобы ограничить базовый и эмиттерный токи Q6. Напряжение база-эмиттер (V_{BE}) транзистора Q5 аппроксимирует логарифм выходного тока.

Транзистор Q9 и нагрузочный резистор R3 образуют эмиттерный повторитель, выходное напряжение которого на величину прямого падения на диоде ниже, чем на эмиттере Q6, и компенсирует падение напряжения на включенном диодом транзисторе Q1. Поэтому падение напряжения на резисторе R1 и транзисторе Q1 и идущий через них ток при-

близительно пропорциональны напряжению на Q6. Следовательно, напряжение V_{BE} транзистора Q1 аппроксимирует логарифм напряжения на проходном транзисторе, а напряжение между входным зажимом и базой транзистора Q1 аппроксимирует сумму логарифмов напряжения проходного транзистора и его тока.

Ток, идущий через Q10, преобладает над током транзистора Q3, поэтому напряжение между его базой и эмиттером аппроксимирует логарифм константы. Поскольку плотность тока транзистора Q3, меньше, чем Q5, ток Q10 также проходит через резистор R4, создавая небольшое масштабирующее напряжение. В противном случае Q3 пришлось бы работать при расточительно большом токе. Требуемый масштаб разработчики могут установить подбором сопротивления резистора R4.

Разность между суммой напряжений база-эмиттер транзисторов Q5 и Q1 и суммой падения напряжения на R4 и напряжения база-эмиттер Q3 приложена к переходу база-эмиттер транзистора Q2. Ток Q2 аппроксимирует антилогарифм напряжения V_{BE} . Поэтому ток транзистора Q2 аппроксимирует антилогарифм разности суммы логарифмов тока и напряжения проходного транзистора и логарифма константы. В результате ток, идущий через Q2 и R2, пропорционален произведению напряжения и тока проходного транзистора, что и является мощностью, рассеиваемой на проходном транзисторе.

Если падение напряжения на резисторе R2 увеличивается до напряжения база-эмиттер транзистора Q4, последний включается, отбирая часть тока от Q13, чтобы ограничить мощность, рассеиваемую на регуляторе. C3 служит для частотной компенсации петли ограничения мощности.

Схема требует хорошего теплового контакта транзисторов Q3 и Q5. Благодаря большой площади коллекторных контактов обоих транзисторов, это легко сделать, прикрепив их бок о бок к общей теплопроводящей пластине.

Транзистор Q6 должен быть снабжен подходящим теплоотводом, термически изолированным от транзисторов Q1, Q2, Q3 и Q5, выполняющих функцию простого аналогового вычислителя мощности, чувствительного к температуре. Если избежать внешнего теплового воздействия на эти транзисторы

Таблица 1. Зависимость напряжения, тока и мощности проходного транзистора Q6 от входного напряжения

Входное напряжение (В)	Напряжение Q6 (В)	Ток Q6 (А)	Мощность Q6 (Вт)
12	5.63	0.317	1.785
13	6.84	0.291	1.990
14	7.85	0.269	2.110
15	8.71	0.250	2.117
16	9.76	0.234	2.280

невозможно, Q2 и Q3 должны нагреваться сильнее, чем Q1 и Q5, так как за счет этого порог ограничения мощности будет снижаться с ростом температуры.

При использовании в качестве Q5 транзистора в большом корпусе плотность тока будет достаточно низкой для того, чтобы его характеристика имела примерно логарифмический характер. Транзистор Q3 был выбран

таким же, как для согласования параметров, так и для удобства его монтажа вблизи Q5. При использовании компонентов с указанными на схеме номиналами, порог ограничения мощности составляет около 2 Вт, а тока – порядка 600 мА (Таблица 1).

По достижении порогового значения мощности схема естественным образом начинает ограничивать ток. Сопутствующий спад выходного напряжения увеличивает падение на проходном транзисторе, из-за чего ток уменьшается. Поэтому в некоторых случаях порог ограничения тока может оказаться ненужным, что зависит от величины произведения уровня блокировки при пониженном входном напряжении и максимального тока. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor KSH200](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV431](#)

Малопотребляющий усилитель для наушников

Aaron Schultz, Linear Technology

Design Note 563

Введение

Новое семейство операционных усилителей (ОУ) отличается лучшим в отрасли соотношением быстродействия и потребляемого тока. Семейство rail-to-rail по входу и выходу ОУ LTC6261/LTC6262/ LTC6263 (одиночный, двоянный и счетверенный) обеспечивает усиление сигналов в полосе 30 МГц при токе потребления всего 240 мкА и максимальном напряжении смещения 400 мкВ. В сочетании с диапазоном напряжений питания от 1.8 В до 5.25 В, эти ОУ позволяют создавать приложения с бескомпромиссными характеристиками при низком напряжении питания и минимальном потреблении мощности.

Мостовой усилитель с дифференциальным выходом

Низкий ток потребления при широкой полосе пропускания и хорошие шумовые характеристики обеспечивают отличное качество

при рассеиваемой мощности, составляющей лишь часть от того, что требуется для обычного портативного аудио оборудования. Уникальные возможности LTC6261 позволяют пересмотреть подход к конструированию усилителей для наушников.

Сопровитвления динамиков наушников лежат в диапазоне от 32 Ом до 300 Ом, а их чувствительность находится в пределах от 80 до 100 дБ SPL на 1 мВт и выше. Это означает, например, что для достижения звукового давления 110 дБ SPL в динамике с чувствительностью 90 дБ SPL на 1 мВт к нему потребуются подвести мощность 100 мВт. При сопротивлении 32 Ом необходимые среднеквадратичные значения тока и напряжения равны 56 мА и 1.8 В, а при 120 Ом – 29 мА и 3.5 В.

При напряжении питания 3.3 В и использовании выхода одного усилителя LTC6261 обеспечить ток, необходимый для получения мощности 100 мВт, невозможно. Однако комбинации двух работающих в противофазе

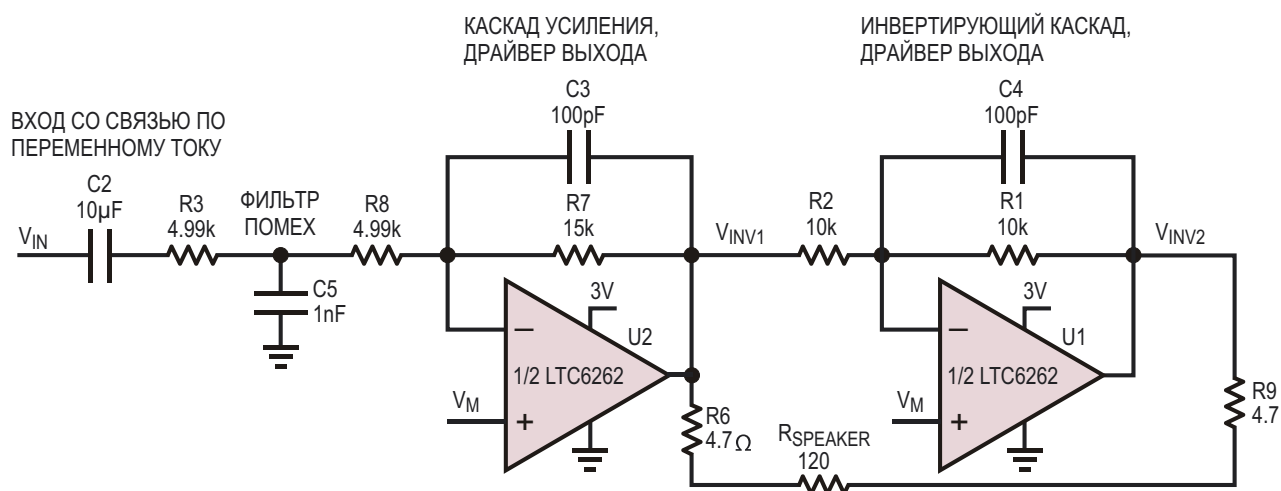


Рисунок 1. Мостовой драйвер аудио наушников.

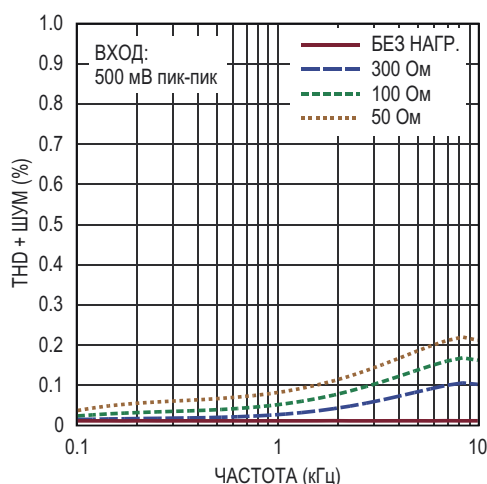


Рисунок 2. Зависимость общих гармонических искажений (THD) и шумов мостового драйвера LTC6262 от частоты при различных нагрузках.

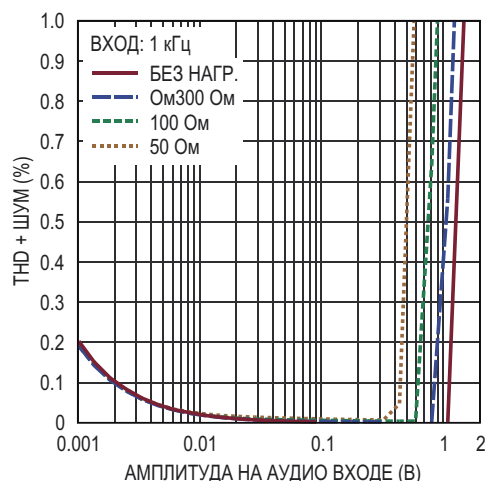


Рисунок 3. Зависимость общих гармонических искажений (THD) и шумов мостового драйвера LTC6262 от амплитуды сигнала частотой 1 кГц при различных нагрузках.

усилителей достаточно для того, предать в нагрузку мощность более 100 мВт (Рисунок 1). Добавив еще одну такую же мостовую схему, можно обеспечить необходимой мощностью оба канала – левый и правый.

LTC6263 содержит четыре усилителя в одном небольшом корпусе. На Рисунках 2 и 3 показаны характеристики мостового драйвера, построенного на сдвоенном усилителе LTC6262. Ток, потребляемый двумя усилителями при входном напряжении 1 В пик-пик, но без нагрузки, равен 500 мкА.

Схема состоит из инвертирующего каскада, коэффициент усиления которого при замкнутой петле обратной связи равен 1.5, и следующего за ним инвертирующего каскада с единичным усилением. Объединение инвертирующих каскадов образует усилитель в несимметричном входе и дифференциальным выходом, коэффициент усиления которого равен трем.

При входном сигнале 500 мВ пик-пик размах выходного напряжения равен 1.5 В, амплитудное значение 0.75 В, а среднеквадратичное – 0.53 В. При этом мощность, выделяемая на нагрузке 50 Ом, равна приблизительно 5.6 мВт. При входном напряжении 1 В пик-пик эта мощность увеличивается до 22.5 мВт. Заметим, что в решении этой задачи нам помогает тот факт, что выходное напряжение LTC6261 даже под нагрузкой близко к rail-to-rail.

При первом включении лабораторного макета этой схемы обнаружилось заметное возбуждение на частоте несколько сотен герц. Оказалось, что неинвертирующий вход не был хорошо заземлен по переменному току во всем диапазоне рабочих частот из-за плохой привязки его напряжения. Необходимость такой привязки возникает тогда, когда схема питается от однополярного источника напряжения. При однополярном питании V_M не является землей, и для правильной работы инвертирующих схем создают напряжение средней точки. Чтобы минимизировать дополнительное потребление тока, резистивный делитель, формирующий напряжение V_M , должен иметь большое сопротивление (например, два последовательных резистора по 470 кОм). Гарантировать хорошее заземление на низких частотах мог бы конденсатор большой емкости. И действительно, добавление конденсатора емкостью 1 мкФ, формирующего полюс совместно с параллельным резистором 470 кОм, полностью устраняет непонятные искажения тона.

Несмотря на низкий ток потребления, при нагрузке на наушники эта схема обеспечивает очень небольшие искажения. Начиная с определенной амплитуды сигнала, искажения начинают быстро увеличиваться из-за ограничения выходного напряжения. Чем больше нагрузка, тем быстрее наступает

ограничение из-за того, что с увеличением тока падает коэффициент усиления выходных транзисторов.

Одной существенной проблемой таких портативных устройств является разряд батареи. Скорость ее разряда зависит от громкости звука или от музыкальных пристрастий слушателя. Разработчик не может влиять на конечное использование своего изделия. Но к потребляемому току это не относится. Поскольку большую часть времени устройство может находиться в покое, величина собственного тока потребления, разряжающего батарею постоянно, имеет большое значение. Низкий ток потребления LTC6261 увеличивает время разряда батареи.

Заключение

Показанный вариант использования демонстрирует уникальное сочетание технических параметров, объединенных в операционных усилителях семейства LTC6261. Их низкий ток потребления никак не сказывается на высоком уровне характеристик, достижимом обычно лишь ценой намного большего расхода мощности. Дополнительную универсальность микросхеме обеспечивают rail-to-rail входы и выход, режим отключения и широкий выбор типов корпусов. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC6261/LTC6262/LTC6263](#)

Гибридный преобразователь вырабатывает второе входное напряжение

Gheorghe Plasoianu

EDN

Довольно часто приложению требуются два напряжения противоположных полярностей, из которых в точной стабилизации нуждается только одно. В этой статье описывается гибридный преобразователь с двумя выходами, объединяющий топологии SEPIC и Кука, положительное выходное напряжение которого может быть как меньше, так и больше входного напряжения (Рисунок 1). Нестабилизированное напряжение отрицательно-

го выхода представляет собой зеркальную копию положительного выхода.

Чтобы рассчитать величины выходных напряжений, мы воспользуемся принципом вольт-секундного баланса индуктивностей и баланса зарядов конденсаторов. Для упрощения вычислений пренебрежем падениями напряжений на MOSFET и диоде, и будем рассматривать только режим непрерывной проводимости.

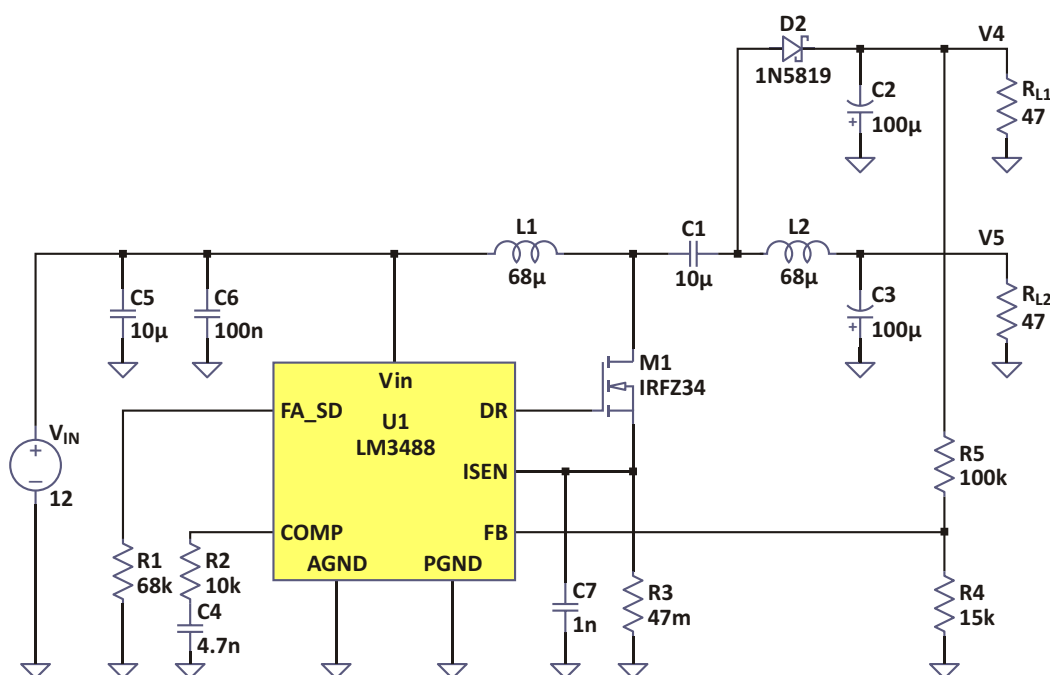


Рисунок 1. Гибридный преобразователь с двумя выходами.

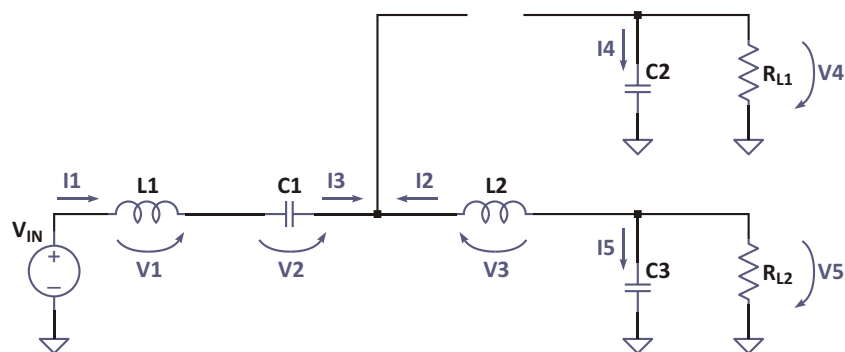


Рисунок 2. Эквивалентная схема при открытом ключе.

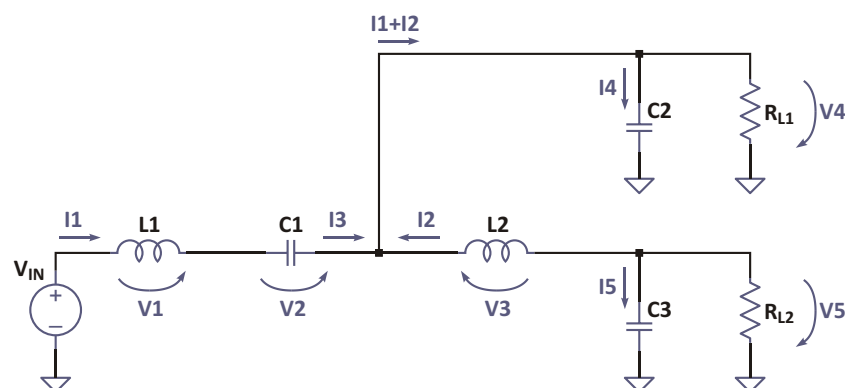


Рисунок 3. Эквивалентная схема при закрытом ключе.

При включенном MOSFET эквивалентная схема соответствует Рисунок 2, а напряжения на индуктивностях и токи конденсаторов при аппроксимации для малых пульсаций описываются выражениями:

$$\begin{aligned} V1 &= V_{IN}, \\ V3 &= V2 = V5, \\ I3 &= I2, \\ I4 &= \frac{V4}{R_{L1}}, \\ I5 &= I2 \frac{V5}{R_{L2}}. \end{aligned}$$

При выключенном MOSFET эквивалентная схема соответствует Рисунок 3, а напряжения на индуктивностях и токи конденсаторов описываются выражениями:

$$\begin{aligned} V1 &= V_{IN} - V2 - V4, \\ V3 &= V5 - V4, \\ I3 &= I1, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I4 &= I1 - I2 \frac{V4}{R_{L1}}, \\ I5 &= I2 \frac{V5}{R_{L2}}. \end{aligned}$$

Приравняв к нулю средние за период переключения значения напряжений на индуктивностях и токов конденсаторов, получим:

$$\begin{aligned} V1_{AVG} - DV_{IN} - (1-D)(V_{IN} - V2 - V4) &= 0, \\ V3_{AVG} - D(V2 - V5) - (1-D)(V5 - V4) &= 0, \\ I3_{AVG} - D(I2) - (1-D)I1 &= 0, \\ I4_{AVG} - D \frac{V4}{R_{L1}} - (1-D)I1 - I2 \frac{V4}{R_{L1}} &= 0, \\ I5_{AVG} - D I2 \frac{V5}{R_{L2}} - (1-D)I2 \frac{V5}{R_{L2}} &= 0. \end{aligned}$$

где D – коэффициент заполнения.

Решаем эти уравнения относительно $V4$ и $V5$:

$$V4 = V_{IN} \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{L2}} \frac{D}{1-D},$$

При сопротивлении нагрузки $R_L = 47 \text{ Ом}$ измеренное мною значение выходного напряжения V_{OUT} равнялось 18 В, а при 94 Ом – 18.02 В. Это означает, что коэффициент стабилизации по току нагрузки равен примерно 0.1 В/А, или 0.55% от величины V_{OUT} .

На Рисунке 5 показаны формы напряжений на затворе, истоке и стоке MOSFET. Коэффициент заполнения равен примерно 60%. 

Ссылки

1. [Fundamentals of Power Electronics](#), by Erickson & Maksimovic

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM3488](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD818](#)
3. [Datasheet Infineon IRFZ34](#)

Многоуровневый контроллер светодиодов с нулевым током спящего режима

TA Babu

EDN

Главные особенности предлагаемой схемы:

- Программируемое включение/выключение;
- Нулевой ток потребления в спящем режиме;
- Два уровня ослабления яркости;
- Защита от разряда аккумулятора;
- Простой контроллер на основе КМОП счетчика Джонсона CD4017.

Для простоты понимания схема разделена на две части. На (Рисунке 1) показана логика управления, а на (Рисунке 2) – драйвер светодиодов.

Схема управляется кнопкой без фиксации. Пока кнопка SW1 не нажата, все устройство остается в спящем режиме, не потребляя никакого тока. Замыкание SW1 позволяет программируемому стабилитрону IC1 открыть транзистор Q2, который, в свою очередь, включает микросхему IC2 и MOSFET Q3.

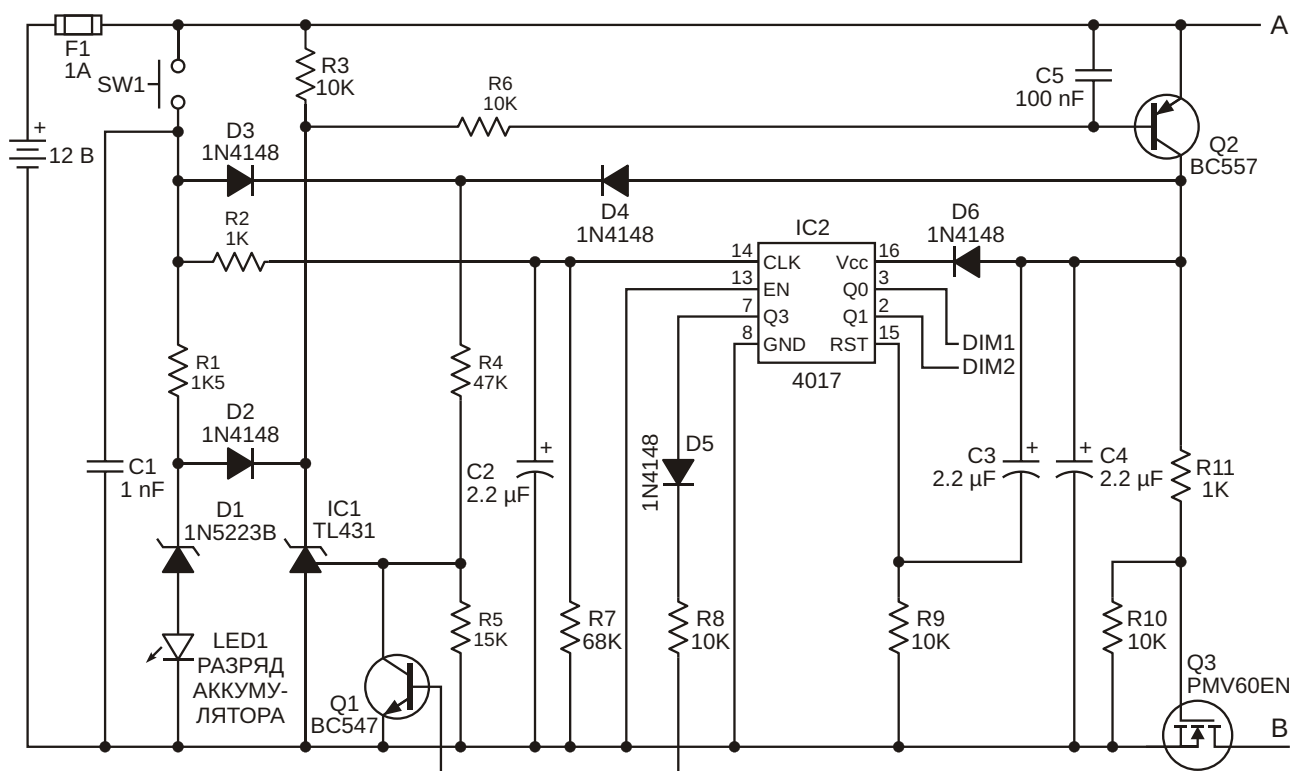


Рисунок 1. Контроллер светодиодов.

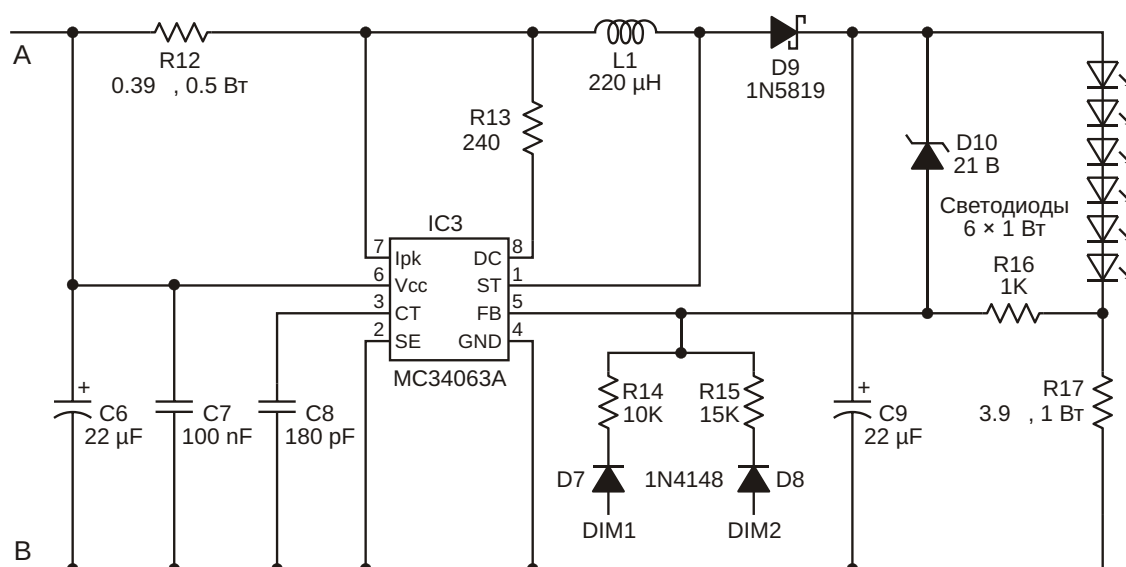


Рисунок 2. Управляемый повышающий драйвер светодиодов.

В это время выход Q0 (вывод 3) устанавливает яркость светодиодов на уровне 25%, определяемом сопротивлением резистора R14 (Рисунок 2). Каждое нажатие кнопки формирует на входе 14 микросхемы IC2 тактовый импульс, инкрементирующий значение счетчика. Второе нажатие перемещает высокий уровень на выход Q1 с уровнем яркости 50%, зависящем от сопротивления резистора R15. Задавая ток, поступающий в узел обратной связи микросхемы IC3, резисторы R14 и R15 позволяют получать различные уровни диммирования. Третьим нажатием в единицу устанавливается неподключенный выход Q2, в то время как на выходах Q1 и Q2 остаются низкие уровни напряжения, и светодиоды включаются на полную яркость. После четвертого нажатия появившаяся на выходе Q3 «лог. 1» открывает транзистор Q1 и опускает уровень входного напряжения IC1, позволяя всей схеме перейти в спящий режим.

Когда напряжение аккумулятора падает приблизительно до 11.2 В, работа микросхемы IC1 прекращается. Этот порог определяется напряжением делителя R4, R5, напряжением насыщения коллектор-эмиттер открытого транзистора Q2 и прямым напряжением диода D4. (В нормальном режиме TL431 через диод D2 удерживает светодиод

индикации разряда LED1 в выключенном состоянии). Для предотвращения дальнейшего разряда аккумулятора светодиод включается лишь на короткие отрезки времени, однако при нажатой кнопке SW1 он горит постоянно.

DC/DC преобразователь MC34063, используемый здесь в качестве драйвера светодиодов, дешев и легко доступен. Индуктивность L1 можно изготовить самостоятельно или приобрести у компании Würth Elektronik (номер по каталогу 744743221). Стабилитрон D10 защищает схему в случае обрыва нагрузки. При необходимости уровни яркости можно изменить подбором сопротивлений резисторов R14 и R15.

Эта конструкция может использоваться в светодиодных фонарях, лампах для местного освещения и светильниках общего назначения. Заряжать аккумулятор можно от солнечной батареи, сети переменного тока, автомобильного адаптера или других подходящих источников. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4017B](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MC34063A](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL431](#)
4. [Datasheet Nexperia PMV60EN](#)

Простой индикатор статуса аккумулятора на двух светодиодах

Abhijeet Deshpande

EDN

Правильно обслуживаемые аккумуляторы будут работать у вас хорошо и долго. Обслуживание подразумевает, в частности, регулярный контроль напряжения аккумулятора. Изображенная на Рисунке 1 схема подходит для большинства типов аккумуляторов. Она содержит опорный светодиод LED_{REF} , работающий при постоянном токе 1 мА и обеспечивающий эталонный световой поток постоянной интенсивности, не зависящей от напряжения аккумулятора. Это постоянство обеспечивается резистором R_1 , включенным последовательно со светодиодом. Поэтому, даже если напряжение полностью заряженного аккумулятора упадет до полного разряда, ток через него изменится всего на 10%.

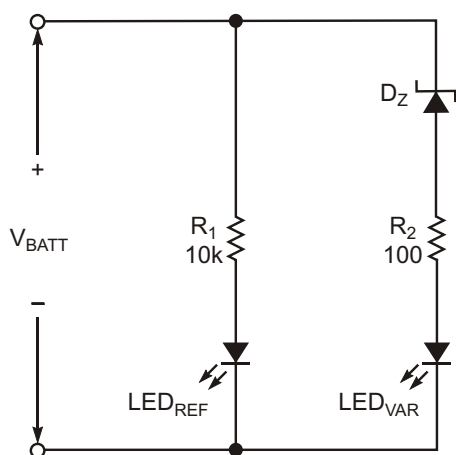


Рисунок 1. Эта схема работает с большинством аккумуляторов. Она содержит опорный светодиод LED_{REF} , работающий при постоянном токе 1 мА и обеспечивающий опорный световой поток постоянной интенсивности, не зависящей от напряжения аккумулятора.

Таким образом, можно считать, что интенсивность излучения остается постоянной в диапазоне напряжений аккумулятора, соответствующем переходу от состояния полного заряда до полного разряда.

Световой поток измерительного светодиода LED_{VAR} меняется в соответствии с изменениями напряжения аккумулятора. Расположив светодиоды поблизости друг от друга, вы получите возможность легко сравнивать яркость их свечения, и, таким образом, определять статус аккумулятора. Используйте светодиоды с диффузно-рассеивающей линзой, поскольку приборы с прозрачной линзой раздражают ваши глаза. Обеспечьте достаточную оптическую изоляцию светодиодов, чтобы свет одного светодиода не попадал на линзу другого.

Измерительный светодиод работает при токе, меняющемся от 10 мА при полностью заряженном аккумуляторе до значений менее 1 мА при полном разряде. Стабилитрон D_z с последовательным резистором R_2 необходимы для того, чтобы ток имел резкую зависимость от напряжения батареи. Сумма напряжения стабилитрона и падения напряжения на светодиоде должна быть чуть меньше, чем самое низкое напряжение аккумулятора. Это напряжение падает на резисторе R_2 . Изменения напряжения батареи вызывают большие изменения тока резистора R_2 . Если напряжение равно примерно 1 В, через светодиод LED_{VAR} течет ток 10 мА, и он светится намного ярче, чем LED_{REF} . Если напряжение ниже 0.1 В, интенсивность свечения LED_{VAR} будет меньше, чем у LED_{REF} , показывая, что аккумулятор разряжен.

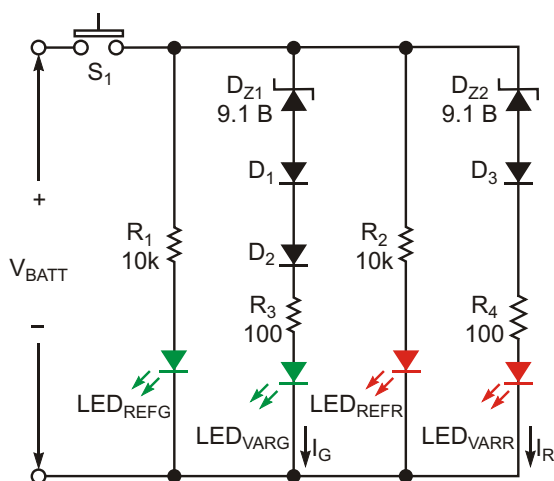


Рисунок 2. Благодаря ограничению тока до 10 мА эта схема выдерживает напряжение 13 В полностью заряженного аккумулятора. Если светодиоды горят очень ярко, быстро отпустите кнопку S_1 .

Непосредственно после окончания зарядки аккумулятора напряжение на нем превышает 13 В. Для схемы это безопасно, поскольку ток ограничен значением 10 мА. Если светодиоды горят ярко, быстро отпустите кнопку S_1 , чтобы не допустить их повреждения (Рисунок 2).

Хотя в примере на Рисунке 2 индикатор заряда подключен к 12-вольтовой свинцово-кислотной аккумуляторной батарее, вы без труда можете адаптировать эту схему к другим типам аккумуляторов. Кроме того, вы можете использовать ее для контроля напряжения. Два зеленых светодиода индицируют состояние, когда заряд батареи превышает 60%. Набор красных светодиодов показывает, что заряд аккумулятора упал ниже 20%. Светодиоды LED_{REFG} и LED_{REFR} подключены через резисторы R_1 и R_2 сопротивлением 10 кОм. Последовательно с измерительными светодиодами, яркость свечения которых изменяется, включены стабилитроны и резисторы R_3 и R_4 сопротивлением 100 Ом. Диоды D_1 , D_2 и D_3 задают требуемое напря-

жение ограничения. Зависимость яркости свечения светодиодов от состояния аккумулятора показана в Таблице 1.

Для расчета интенсивности свечения зеленого измерительного светодиода можно использовать следующее выражение:

$$V_{BATT} = I_G \times 100 + V_{D1} + V_{D2} + V_{LEDG} + V_{DZ1}.$$

При токе зеленого светодиода 1 мА

$$V_{BATT} = 10^{-3} \times 100 + 0.6 + 0.6 + 1.85 + 9.1 = 12.25 \text{ В.}$$

Падение напряжения на используемых светодиодах при прямом токе 1 мА равно 1.85 В.

Если характеристики светодиодов отличаются, сопротивления резисторов необходимо пересчитать. При этом напряжении светодиоды светятся одинаково, что соответствует заряду аккумулятора на 60%. Описание свинцово-кислотных аккумуляторов можно найти в [1].

Для расчета интенсивности свечения красного измерительного светодиода можно использовать следующее выражение:

$$V_{BATT} = I_R \times 100 + V_{D3} + V_{LEDR} + V_{DZ2}.$$

При токе зеленого светодиода 1 мА

$$V_{BATT} = 10^{-3} \times 100 + 0.6 + 1.85 + 9.1 = 11.65 \text{ В.}$$

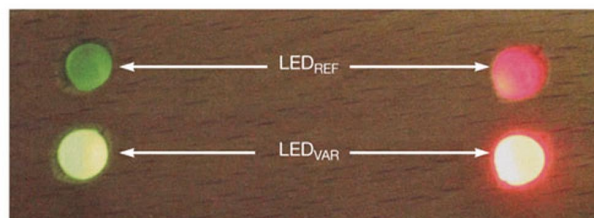


Рисунок 3. Оба измерительных светодиода светятся ярче, чем опорные светодиоды, что свидетельствует о полном заряде аккумулятора.

Поскольку при таком напряжении оба красных светодиода светятся одинаково, это означает, что аккумулятор заряжен на 20%. Светодиод LED_{VARG} не горит. Рисунок 3 показывает, что оба измерительных светодиода светятся ярче опорных, сообщая о том, что аккумулятор заряжен на 100%. **РЛ**

Ссылки

1. "Lead Acid Battery Charging," Solar Navigator, 2005.

Таблица 1. Яркость свечения светодиодов

Свечение светодиода LED_{VARG}	Свечение светодиода LED_{VARR}	Уровень заряда (%)
Намного ярче, чем LED_{REFG}	Намного ярче, чем LED_{REFR}	70 ... 100
Так же, как LED_{REFG}	Намного ярче, чем LED_{REFR}	60
Выключен	Ярче, чем LED_{REFR}	50 ... 30
Выключен	Так же, как LED_{REFR}	20
Выключен	Выключен	0 ... 10

Высокоточный аналоговый ограничитель широкополосных сигналов

Alex Rysin

Electronic Design

Для защиты последующего каскада сигнальной цепи от перегрузки широкодиапазонными входными сигналами часто используются ограничительные цепи – настраиваемые пользователем схемы, обеспечивающие точные пороги биполярного ограничения.

Как следует из названия, схема ограничителя не позволяет сигналу превышать уровни установленных порогов, защищая следующий каскад от насыщения и перегрузки. Изображенная на Рисунке 1 схема с высокой точностью ограничивает входной сигнал V_I на уровне V_{REF} и может использоваться в системах как с однополярным, так и с двуполярным питанием.

Выходной сигнал V_{O1} первого каскада U1_1, сделанного на половине высококачественного сдвоенного операционного усилителя LT1810 с полосой пропускания 180 МГц и скоростью нарастания 350 В/мкс, ограничен точно на уровне V_{REF} , но его полярность инвертирована относительно входного сиг-

нала. Коэффициент усиления U1_1 равен -1 для входного сигнала V_I и $+2$ для опорного сигнала V_{REF} .

Поскольку неинвертирующий вход U1_1 привязан к V_{REF} , выходной сигнал смещен на $2 \times V_{REF}$. Таким образом, при изменении входного сигнала от нуля до V_{REF} выходной сигнал первого каскада уменьшается от $2 \times V_{REF}$ до V_{REF} . Второй каскад ограничителя U_2 представляет собой инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления -1 . Также привязанный к V_{REF} , он восстанавливает постоянную составляющую и полярность входного сигнала.

Для выхода первого каскада

$$V_{O1} = 2V_{REF} - V_I,$$

если $V_I > V_{REF}$, и

$$V_{O1} = V_{REF},$$

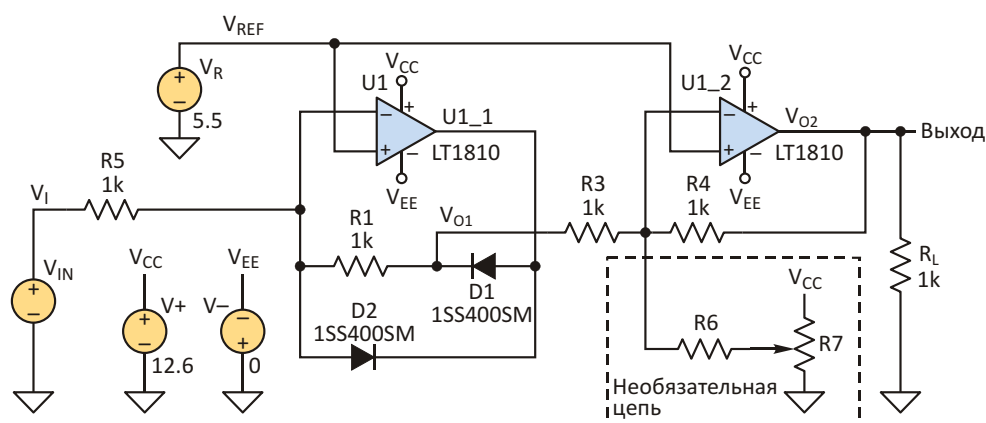


Рисунок 1. Эта аналоговая схема на основе операционного усилителя LT1810 с высокой точностью ограничивает входной сигнал V_I на опорном уровне V_{REF} .

если $V_I < V_{REF}$.

Выходной сигнал второго каскада равен

$$V_{O2} = 2V_{REF} - V_{O1} - V_I,$$

если $V_I > V_{REF}$, и

$$V_{O2} = V_{REF},$$

если $V_I < V_{REF}$. (Обратите внимание, что при необходимости постоянную составляющую выходного напряжения, а также порог ограничения можно сдвигать дополнительной цепью R6, R7; в противном случае эта цепь не используется).

Отрицательная обратная связь усилителя U1_1 превращает D1, являющийся одним из элементов обратной связи, в «идеальный диод». Как только V_I достигает уровня V_{REF} , выходное напряжение U1 увеличивается до тех пор, пока не компенсирует падение напряжения V_D на этом диоде. Когда V_I меньше V_{REF} и D1 закрыт, диод D2 включен и пропускает выходной ток усилителя U1 непосредственно на его вход. Это предохраняет U1 от отрицательного насыщения, которое значительно уменьшило бы скорость переключения первого каскада.

Уровень напряжения на выходе U1_1, равный

$$2V_{REF} - V_I - V_D,$$

достигает своего максимального значения при минимальном уровне входного сигнала. Этим определяется максимально возможный уровень V_{REF} , который не должен вызывать искажения выходного сигнала ограничителя при его минимальном уровне:

$$V_{REF} = \frac{(V^+ - V_I - V_D)}{2}.$$

В этом выражении V^+ – максимальное выходное напряжение операционного усилителя при выбранном напряжении питания V_{CC} , для rail-to-rail усилителей почти совпадающее с V_{CC} .

По той же причине минимальный уровень V_{REF} не должен быть ниже V_D , однако входной сигнал может существенно превышать V_{REF} .

Результат моделирования в LTspice при синусоидальном входном сигнале с частотой

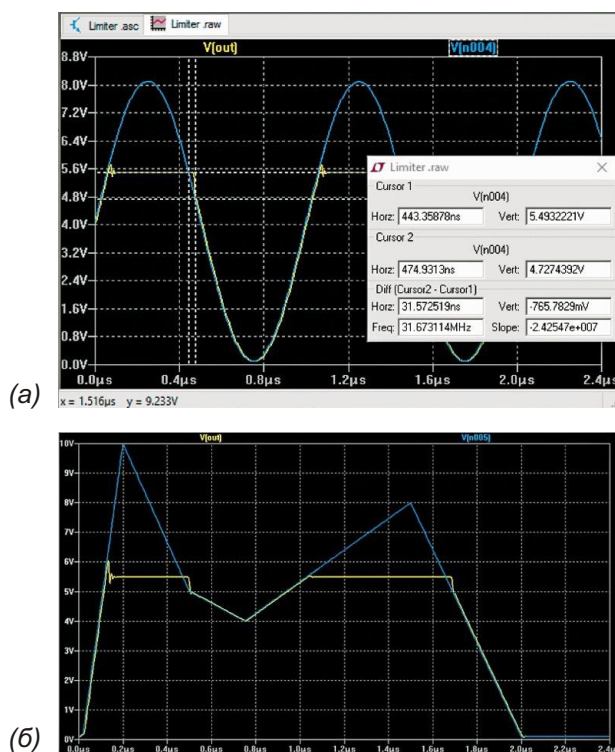


Рисунок 2. Моделирование в LTspice показывает реакцию ограничителя на синусоидальный сигнал частотой 1 МГц (а) и на кусочно-линейный сигнал длительностью 2 мкс (б).

1 МГц и амплитудой 8 В пик-пик показан на Рисунке 2а, а на Рисунке 2б представлено несколько откликов схемы на кусочно-линейный 10-вольтовый сигнал длительностью 2 мкс при опорном уровне V_{REF} , равном 5.5 В. Ограничитель достаточно точен во всем диапазоне выходных напряжений, допустимом для операционного усилителя. Моделирование показывает, что ошибки ограничения не превышают 8 мВ, а время установления выходного напряжения относительно точки ограничения находится в пределах 30 нс. По сравнению с «простым ограничителем на ОУ», описанным в [1], этот ограничитель работает при намного более высоких частотах и с существенно меньшими искажениями. **РЛ**

Ссылки

1. Thomas Mosteller and Aaron Schultz, "Op Amps Make Precision Clipper, Protect ADC" Electronic Design, November 2016.

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1810](#)
2. [Datasheet ROHM 1SS400SM](#)

Компенсированный источник тока превращается в усилитель с общим эмиттером

Bill Reeve

Electronic Design

Добавив всего несколько компонентов, вы можете превратить термо- и -компенсированный источник втекающего тока в усилитель с общим эмиттером со стабилизацией положения рабочей точки. Такая архитектура полезна для создания биполярных усилителей класса А, стабильных во времени и нечувствительных к разбросу параметров компонентов.

В показанной на Рисунке 1 схеме через коллектор и эмиттер транзистора Q3 протекает постоянный ток I_{CE3} . Поскольку схема

сбалансирована, изменения напряжения база-эмиттер транзистора Q3 на характеристики источника втекающего тока влияния не оказывают. Обратная связь, охватывающая Q3, делает схему нечувствительной к изменениям коэффициента передачи тока (β) транзистора Q3, обусловленным колебаниями температуры и разбросом параметров.

Нечувствительной к изменениям температуры источник опорного напряжения V_{REF} , подключенный к базе транзистора Q1, образован стабилитроном D1 и резистором Q1. Стабилитрон с напряжением стабилизации 6.2 В идеально подходит для этих целей. Если же вы располагаете меньшим запасом по напряжению, можно воспользоваться шунтовым опорным источником, таким как LM385, или даже простым резистивным делителем напряжения V1, если оно берется от стабилизированного источника.

Напряжение на эмиттере включенного повторителем транзистора Q1 ниже напряжения V_{REF} на величину падения на его переходе база-эмиттер. Это значит, что на эмиттере Q2 будет стабильное опорное напряжение. Транзистор Q2 препятствует росту напряжения на базе Q3, замыкая цепь обратной связи, поддерживающей его коллекторный ток I_{CE3} на постоянном уровне, а падение напряжения V_{FB} на резисторе R4 приблизительно равным V_{REF} .

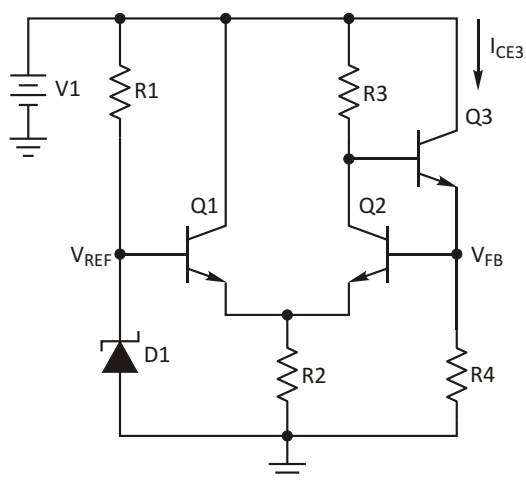


Рисунок 1. Эта схема термокомпенсированного источника тока нечувствительна к величине низкочастотного коэффициента передачи тока (β) транзистора Q3.

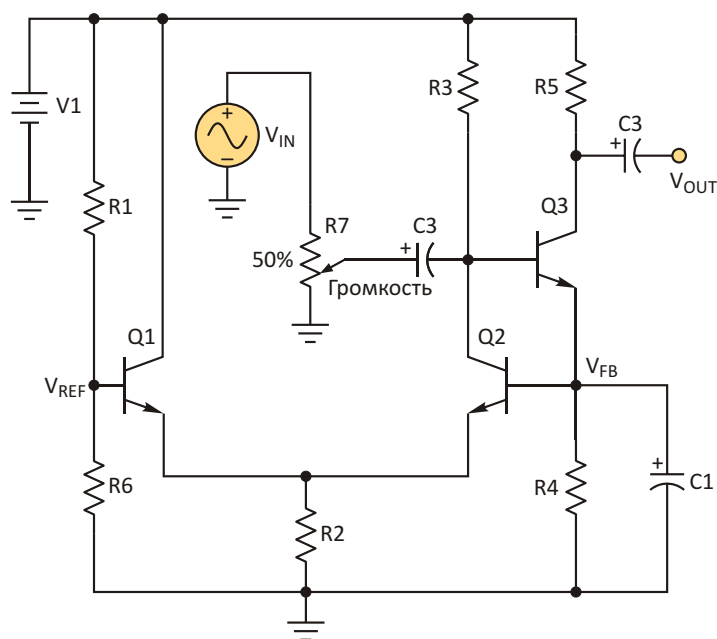


Рисунок 2. Добавление сопротивления нагрузки $R5$, конденсатора $C1$, шунтирующего напряжение смещения, и разделительных конденсаторов $C2$, $C3$ превращает термо- и -стабильный источник тока в упрощенный усилитель с общим эмиттером.

При увеличении тока I_{CE3} падение напряжения на $R4$ увеличивает напряжение на базе $Q2$. Вследствие этого увеличивается коллекторный ток транзистора $Q2$, и падающее на $R3$ напряжение уменьшает напряжение на базе $Q3$, снижая ток I_{CE3} . Точно так же, при уменьшении тока I_{CE3} действие обратной связи стремится вернуть его к исходному уровню. Работа этого механизма никак не зависит от величины низкочастотного коэффициента передачи тока транзистора $Q3$.

Стабильность коллекторного тока транзистора $Q3$ позволяет, добавив несколько компонентов, превратить его в усилитель напряжения (Рисунок 2). Первым дополнением к схеме является конденсатор $C1$, шунтирующий резистор $R4$ и фильтрующий идущий через него переменный ток. Добавление разделительных конденсаторов $C2$ и $C3$ на входе и выходе, отсекающих постоянные составляющие напряжений, нагрузочного резистора $R5$ в коллекторе $Q3$ и потенцио-

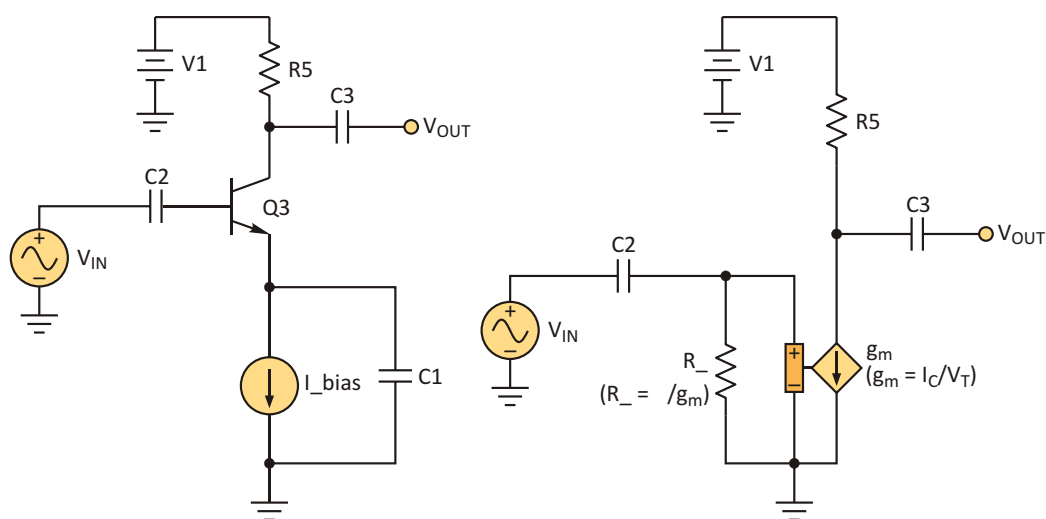


Рисунок 3. Упрощенная схема усилителя (а) служит малосигнальной моделью (б) для анализа.

метра регулировки громкости R7 превращают схему в усилитель напряжения звуковой частоты, нечувствительный к изменениям температуры и разбросу коэффициентов усиления тока транзисторов. Обратите внимание, что в этом примере для установки опорного напряжения V_{REF} вместо стабилитрона используется резистор R6 как часть делителя напряжения.

Упрощенная схема усилителя с общим эмиттером (Рисунок 3а) дает нам малосигнальную модель для анализа (Рисунок 3б). В этой схеме I_{bias} – коллекторный ток (I_C) транзистора Q3. В идеале сопротивление нагрузки R5 мы должны выбрать таким, чтобы напряжение на коллекторе Q3 составляло половину напряжения питания V1 относительно шины земли. Поэтому

$$I_C \approx R5 \frac{V1}{2},$$

или

$$R5 \approx \frac{V1}{2I_C}.$$

Обратите внимание, что выходное напряжение V_{OUT} усилителя определяется формулой

$$V_{OUT} \approx V_{IN} (g_m) R5,$$

или

$$V_{OUT} \approx V_{IN} (g_m) \frac{V1}{2I_C}.$$

Таблица 1. Перечень элементов усилителя звуковой частоты

Компонент	Значение
C1, C2	220 мкФ
C3	1 мкФ
Q1, Q2, Q3	2N3904
R1	10 кОм
R2, R4, R6	2 кОм
R3	27 кОм
R5	5.1 кОм
R7	1 кОм
V1	12 В

Поскольку

$$g_m \approx \frac{I_C}{V_T}$$

(где V_T приблизительно равно 26 мВ), малосигнальный коэффициент усиления

$$a_v \approx \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

примерно равен

$$a_v \approx \frac{V1}{V_T}.$$

Усилитель напряжения звуковых частот, в котором используются компоненты с номиналами, показанными в Таблице 1, будет иметь максимальный коэффициент усиления около 45 дБ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM385](#)



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!

РадиоЛоцман.Журнал

Приложение для мобильных устройств (планшетов и смартфонов)



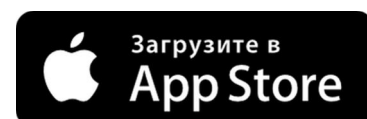
ANDROID »
GOOGLE PLAY



<https://play.google.com/store/apps/details?id=net.magtoapp.viewer.radiolocman>



IOS (IPHONE, IPAD) »
APP STORE



<https://itunes.apple.com/ru/app/radiolocman.zurnal/id1083434484?mt=8>

Устанавливайте приложение и скачивайте!
Доступен весь архив номеров журнала.