



РАДИОЛОЦМАН

Июнь 2018 (85)

App Store

Google play

34

Эволюция
инструментального
усилителя

46

Двуханодный
MOSFET тиристор

19

Arduino
анонсировала
платы
следующего
поколения

ЭМОС по смещению. 58
Десять лет спустя





РадиоЛоцман.Журнал

www.rlocman.ru/magazine

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



РадиоЛоцман.Форум

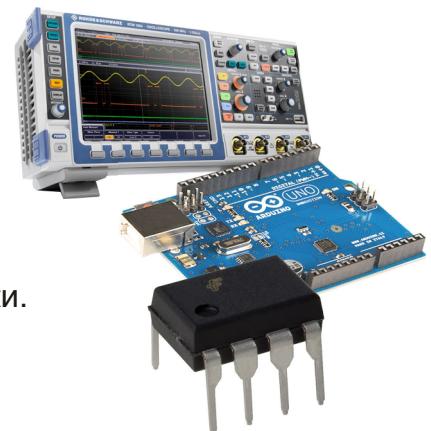
www.rlocman.ru/forum

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



ok.ru/rlocman



twitter.com/rlocman



google.com/+RlocmanRuPlus

И еще многое другое на портале:

РадиоЛоцман. ...

www.rlocman.ru

РАДИОЛОЦМАН

Июнь 2018 (85)

Главный редактор:

А. Николаев

Над номером
работали:

В. Колесник
С. Муратчай
А. Николаев
Н. Радунцева
М. Русских
А. Рузы

Обложка:

А. Кравчук

Директор:

С. Муратчай

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (903) 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 Новая серия многофазных микросхем управления питанием компании Renesas обеспечит высокий КПД при минимальных размерах
- 5 Torex Semiconductor выпускает новую микросхему синхронного понижающего DC/DC преобразователя
- 6 Infineon расширяет семейство 650-вольтовых IGBT, изготавливаемых по технологии TRENCHSTOP 5
- 7 Vishay Intertechnology запустила в серийное производство свой первый транзисторный оптрон для систем автомобильной электроники
- 7 Экономичные микроконтроллеры Maxim продлевают срок службы батарей компактных и носимых устройств
- 9 Texas Instruments разработала самые миниатюрные и эффективные в отрасли синхронные преобразователи SIMPLE SWITCHER
- 10 ON Semiconductor анонсирует лучшее в отрасли семейство LDO регуляторов
- 11 Alpha and Omega Semiconductor представила первые стабилизаторы семейства EZBuck с управлением по I²C
- 12 Analog Devices анонсирует новую линейку изолированных преобразователей энергии
- 13 Toshiba приступает к поставкам новых MOSFET с цепями активного ограничения
- 14 Новые семейства микроконтроллеров PIC и AVR повысят эффективность замкнутых систем управления
- 16 Toshiba выпускает линейку интерфейсных мостов для автомобильных информационно-развлекательных систем
- 16 Усовершенствованные приемопередатчики шины A2B обеспечивают беспрецедентную гибкость для новых приложений
- 17 Сверхминиатюрные понижающие преобразователи Maxim повысят эффективность постоянно включенных автомобильных приложений
- 18 Torex Semiconductor выпустила два семейства прецизионных низковольтных детекторов напряжения
- 19 Arduino анонсировала платы следующего поколения
- 20 Skyworks выпускает новое семейство широкополосных МШУ для диапазонов LTE
- 21 Автономные преобразователи STMicroelectronics повысят надежность, эффективность и универсальность источников питания
- 22 IDT расширяет флагманское семейство интегральных газовых датчиков
- 23 ON Semiconductor анонсировала новое семейство многокристальных модулей понижающих ШИМ регуляторов с рекордной плотностью тока
- 24 В новых микроконтроллерах MSP430 появились конфигурируемые элементы обработки сигналов

Статьи

- 26 В каком режиме должен работать магнитопровод дросселя импульсного преобразователя?
Часть 2
- 31 Динамическое использование вывода запрета усилителя
- 34 Эволюция инструментального усилителя
- 39 Промежуточное напряжение увеличивает КПД преобразования энергии
- 42 МАСТЕР-ЛОМАСТЕР. Разбираем дисковый накопитель Samsung 1.8"

Схемы

- 46 Двуханодный MOSFET тиристор
- 49 Кнопки и индикатор параллельно
- 52 Двуполярный стабилизатор на ОУ и мощных полевых транзисторах с токовой защитой.
Часть 3
- 56 Преобразователь длительности импульса в напряжение
- 58 ЭМОС по смещению. Десять лет спустя
- 68 Простая схема нелинейного аттенюатора
- 70 Сверхмаломощный генератор периодического сброса
- 72 Триггерная схема на основе реле запоминает свое состояние при сбоях питания

Новая серия многофазных микросхем управления питанием компании Renesas обеспечит высокий КПД при минимальных размерах

При размерах решения 70 мм² и пиковым КПД 94% ISL91302B обеспечит током до 20 А процессоры приложений, нейронные процессоры, ПЛИС и промышленные микропроцессоры

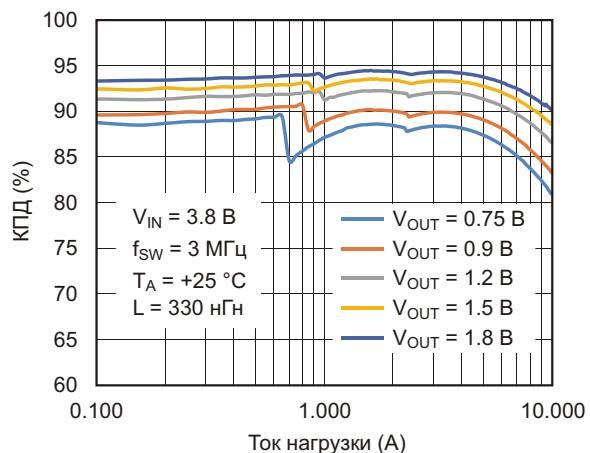
Renesas Electronics объявила о начале производства трех программируемых микросхем управления питанием (PMIC), сочетающих самый высокий КПД с наименьшими в отрасли размерами. Микросхемы ISL91302B, ISL91301A и ISL91301B предназначены для процессоров приложений смартфонов и планшетов. Их также можно использовать для питания нейронных процессоров, ПЛИС и промышленных микропроцессоров. Кроме того, новые приборы идеально подходят для шин питания твердотельных накопителей, оптических приемопередатчиков и широкого спектра потребительских, промышленных и сетевых устройств. Преобразователь на основе многофазной одно-/двухканальной PMIC ISL91302B может отдавать выходной ток до 20 А с пиковым КПД 94%, занимая всего 70 мм² печатной платы, что на 40% меньше, чем у конкурирующих решений.



В дополнение к ISL91302B Renesas предлагает также трехканальную PMIC ISL91301A и четырехканальную ISL91301B, каждая из которых способна отдавать в нагрузку ток до 16 А при пиковом КПД, равном 94%. Реализованная в новых PMIC технология модуляции R5, созданная и запатентованная Renesas, обеспечивает установление выходного напряжения в течение одного периода импульсов синхронизации, цифровую настройку параметров частотной коррекции и сверхвысокую частоту переключения, достигающую максимально значения 6 МГц во время переходных процессов в нагрузке. Эти особенности облегчают разработку источников питания, позво-

ляя использовать низкопрофильные дроссели размером 2 мм × 2 мм × 1 мм, конденсаторы небольшой емкости и лишь нескольких пассивных компонентов.

Новые микросхемы не требуют внешних элементов частотной коррекции или делителей для установки режимов работы. Каждый прибор динамически изменяет количество активных фаз, поддерживая оптимальный КПД при любом выходном токе. Низкий ток потребления, превосходный КПД при легких нагрузках, высокая точность стабилизации и отличные динамические характеристики значительно увеличивают время работы от батарей современных многофункциональных энергоемких устройств.



Зависимость КПД микросхемы ISL91302B в двухфазной конфигурации от тока нагрузки.

Ключевые особенности ISL91302B

- Три предустановленные заводские конфигурации для одной или двух выходных шин:
 - двухфазная двухканальная (2+2) конфигурация с выходными токами каждого канала 10 А,
 - двухканальная трехфазная (3+1) конфигурация с выходным током одного канала 15 А и другого – 5 А,
 - одноканальная четырехфазная (4+0) конфигурация с выходным током 20 А;

- Малые размеры решения: 7 мм × 4 мм для четырехфазной конфигурации;
- Диапазон входных напряжений от 2.5 В до 5.5 В;
- Выходные напряжения, программируемые через интерфейс I²C или SPI в диапазоне от 0.3 В до 2 В;
- Архитектура модулятора R5, оптимизирующая КПД путем балансировки нагрузок каналов с плавным включением или выключением фаз;
- Собственный ток потребления 75 мкА в режиме прерывистой проводимости;
- Независимое динамическое масштабирование выходных напряжений каждого канала;
- Системная точность ±0.7% в диапазоне температур –10 °C ... +85 °C при дистанционном измерении выходного напряжения;
- Интегрированный телеметрический АЦП для измерения токов фаз, выходных токов, входных/выходных напряжений и температуры, позволяющий диагностировать PMIC во время работы;
- Мягкий старт, защита от повышенного и пониженного напряжения, перегрузки по току, перегрева и коротких замыканий.

Ключевые особенности ISL91301A и ISL91301B

- Две предустановленные заводские конфигурации:
 - ISL91301A: трехканальная двухфазная (2+1+1) конфигурация (две фазы на одну шину и по одной фазе на две остальные),

- ISL91301B: четырехканальная однофазная (1+1+1+1) конфигурация;
- Выходной ток каждой фазы до 4 А при входном напряжении от 2.8 В до 5.5 В;
- Выходной ток каждой фазы до 3 А при входном напряжении от 2.5 В до 5.5 В;
- Малые размеры решения: 7 мм × 10 мм для четырехфазной конфигурации.
- Выходные напряжения, программируемые через интерфейс I²C или SPI в диапазоне от 0.3 В до 2 В;
- Собственный ток потребления 62 мкА в режиме прерывистой проводимости;
- Независимое динамическое масштабирование выходных напряжений каждого канала;
- Системная точность ±0.7% в диапазоне температур –10 °C ... +85 °C при дистанционном измерении выходного напряжения;
- Мягкий старт, защита от повышенного и пониженного напряжения, перегрузки по току, перегрева и коротких замыканий.

Цены и доступность

Одно-/двухканальные микросхемы ISL91302B в 54-контактном корпусе WLCSP с размерами 2.551 мм × 3.670 мм продаются по цене \$3.90. На трехканальные ISL91301A и четырехканальные ISL91301B в 42-контактных корпусах WLCSP с размерами 2.551 мм × 2.87 мм установлена одинаковая цена \$3.12. Цены указаны для одной микросхемы, приобретаемой в партии из 1000 приборов.

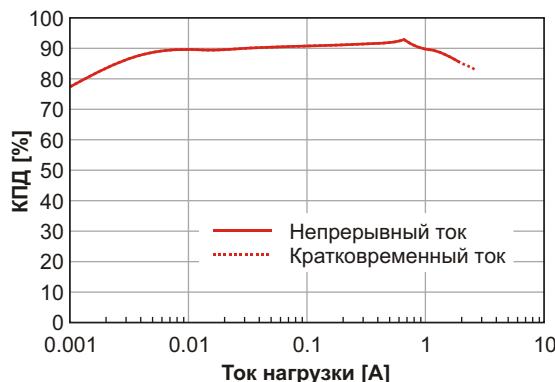
Torex Semiconductor выпускает новую микросхему синхронного понижающего DC/DC преобразователя

Torex Semiconductor начала производство нового синхронного понижающего DC/DC преобразователя XC9280.



Рассчитанная на входные напряжения до 18 В и токи нагрузки до 3 А микросхема XC9280 работает на постоянной частоте переключения 1.2 МГц, позволяющей использовать дроссели небольшой индуктивности (2.2 мкГн). Прибор выпускается в компактном корпусе TSOT-26 с размерами 2.8 мм × 2.9 мм × 1.1 мм.

Устройство, работающие при входных напряжениях от 4.5 В до 18 В, способно поддерживать на выходе напряжения от 1.8 В до 7.0 В. В зависимости от величины нагрузки, система управления XC9280, потребляющая



Зависимость КПД от тока нагрузки при входном напряжении 12 В и выходном напряжении 5 В.

ток 80 мА, автоматически переключает режимы работы между ЧИМ и ШИМ. Несмотря на компактные размеры, в преобразователь удалось интегрировать транзисторы верхнего и нижнего плеча с сопротивлениями канала

всего 0.166 Ом и 0.13 Ом, соответственно. Кроме того, в микросхеме предусмотрена возможность внешней установки скорости нарастания выходного напряжения, позволяющая предотвращать броски емкостных токов и управлять задержкой появления выходного напряжения.

Основные характеристики микросхемы XC9280

- Размеры корпуса (2.8 мм × 2.9 мм × 1.1 мм), уменьшенные на 70%, и сокращенная на 25% монтажная площадь по сравнению с предыдущими продуктами компании;
- Частота переключения 1.2 МГц, позволяющая использовать миниатюрные дроссели с индуктивностью 2.2 мкГн;
- КПД 90% при выходном токе 1000 мА;
- Внешняя регулировка скорости мягкого запуска.

Infineon расширяет семейство 650-вольтовых IGBT, изготавливаемых по технологии TRENCHSTOP 5

Infineon Technologies расширяет свое семейство IGBT, изготавливаемых на тонких пластинах по технологии TRENCHSTOP 5. В новое семейство приборов с интегрированными 40-амперными антипараллельными диодами вошли IGBT с допустимыми токами до 40 А и напряжениями до 650 В. Транзисторылагаются в корпусах для поверхностного монтажа TO-263-3, известных также под обозначением D2PAK. Новые транзисторы обеспечивают растущий спрос на силовые устройства повышенной мощности и эффективности для автоматизированной установки на плату. Типичными сферами применения таких устройств могут быть солнечные инверторы, источники бесперебойного питания, зарядные устройства аккумуляторов и накопители энергии.



Технология ультратонких подложек TRENCHSTOP 5 позволяет увеличить плотность мощности, сократив размеры кристал-

ла. С ее помощью Infineon удалось стать первой компанией, сумевшей объединить 40-амперный 650-вольтовый IGBT с 40-амперным диодом в одном корпусе D2PAK. Допустимая мощность любых конкурирующих продуктов с интегрированными диодами не превышает 75% мощности новых транзисторов Infineon.

Высокая плотность мощности новых устройств позволяет разработчикам модернизировать существующие конструкции для увеличения выходной мощности до 25%, или же сделать их более компактными, сократив количество транзисторов, включенных параллельно. Уникальные приборы, объединившие в одном корпусе D2PAK 40-амперные диоды и транзисторы, можно рассматривать как альтернативу приборам, выпускаемым в корпусах для поверхностного монтажа D3PAK или TO-247.

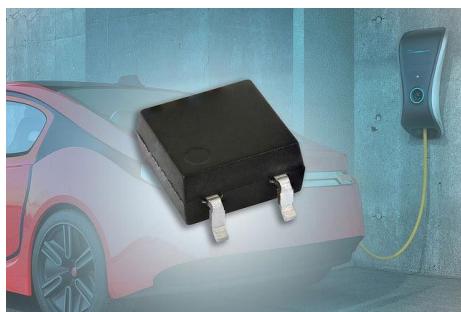
Доступность

Новые 650-вольтовые IGBT в корпусах D2PAK запущены в массовое производство. В новое семейство приборов вошли 15-, 20- и 30-амперные одиночные IGBT, а также 15-, 20-, 30- и 40-амперные IGBT с интегрированными антипараллельными диодами, рассчитанными на такие же токи.

Vishay Intertechnology запустила в серийное производство свой первый транзисторный оптрон для систем автомобильной электроники

Новое устройство, отвечающее требованиям стандарта AEC-Q101, с прямым током 5 мА в компактном корпусе SOP-4 Mini-Flat

Vishay Intertechnology начала производство транзисторного оптрана VOMA617A, разработанного, для систем автомобильной электроники. В новом устройстве сочетаются высокий коэффициент передачи тока с низким прямым током 5 мА и компактным корпусом SOP-4, занимающим на печатной плате на 30% меньшую площадь, чем корпус DIP-4.



VOMA617A предназначен для гальванической и шумовой изоляции сигнальных линий, схем контроля аккумуляторных батарей и управляющих систем в автомобильных

приложениях, включая гибридные и электрические транспортные средства. Кроме того, оптран может использоваться в особо надежных промышленных приложениях. Устройство имеет коэффициент передачи тока от 50% до 600%.

VOMA617A содержит GaAlAs инфракрасный светодиод, оптически связанный с кремниевым фототранзистором. Корпус SOP-4 обеспечивает напряжение изоляции 3750 В и пути утечки по корпусу и выводам не менее 5 мм.

Для герметизации VOMA617A используется экологичный «зеленый» эпоксидный компаунд, соответствующий требованиям директивы RoHS. Прибор отвечает стандартам безопасности UL, cUL, VDE и CQC.

В настоящее время потребителям доступны единичные образцы и промышленные партии оптранов VOMA617A, сертифицированных по стандарту AEC-Q101. Типовой срок выполнения крупных заказов составляет от шести до восьми недель.

Экономичные микроконтроллеры Maxim продлевают срок службы батарей компактных и носимых устройств

Основанные на малопотребляющем ядре ARM Cortex-M4 микроконтроллеры MAX32660 и MAX32652 идеальны для носимых датчиков и приложений с батарейным питанием

Разработчики устройств Интернета вещей (IoT), датчиков состояния окружающей среды, умных часов, носимых приборов контроля здоровья и других изделий с ограниченными размерами теперь смогут расширить функциональность своих приложений и продлить время их автономной работы, воспользовавшись новыми микроконтроллерами с ультранизким энергопотреблением MAX32660 и MAX32652, представленными Maxim Integrated Products. Новые микросхемы, основанные на ядре ARM Cortex-M4 с сопроцессором плавающей точки, станут эффективным средством разработки современных приложе-

ний с жесткими ограничениями по потребляемой мощности. В семействе микроконтроллеров DARWIN сочетаются специальная технология питания, ориентированная на носимые устройства, наибольший в своем классе объем внутренней памяти и одна из самых совершенных в мире встроенных систем безопасности.

MAX32660: вычислительная мощность в крошечном корпусе

Для инженеров, разрабатывающих все более сложные и интеллектуальные алгоритмы для приложений IoT, важнейшими харак-



теристиками микроконтроллеров являются их объем памяти, размеры, энергопотребление и вычислительная мощность. Существующие сегодня решения предлагают две крайности: либо хорошее энергопотребление, но с небольшой производительностью и ограниченным объемом памяти, либо более высокую вычислительную мощность с большей памятью, но в ущерб экономичности. MAX32660 является для разработчиков оптимальным вариантом, предоставляющим достаточно памяти для выполнения современных алгоритмов и управления датчиками (256 КБ Flash и 96 КБ ОЗУ), превосходное энергопотребление (не более 50 мкВт/МГц) и впечатляющие размеры (корпус WLP 1.6 мм × 1.6 мм) при невысокой цене. Это значит, что теперь инженеры смогут создавать более интеллектуальные датчики и системы, которые будут меньше и дешевле, но при этом смогут дольше работать от батарей.

MAX32652: энергоэффективность с масштабируемой памятью

По мере того как устройства IoT становятся более интеллектуальными, им начинает требоваться больше памяти и дополнительных встроенных процессоров, которые могут быть очень дорогими и «энергопрожорливыми». Низкое энергопотребление в сочетании с производительностью более мощных процессоров приложений делают встроенный микроконтроллер MAX32652 хорошей альтернативой для разработчиков. Имея 3 МБ встроенной Flash и 1 МБ ОЗУ, MAX32652, работающий на частоте до 120 МГц, позволяет создавать высокоинтегрированные решения для устройств IoT, которые разработчики хотят видеть все более производительными и умными. Встроенная высокоскоростная периферия, такая как интерфейс USB 2.0,

контроллер SD-карт, контроллер TFT дисплея и законченный модуль безопасности дают основание рассматривать MAX32652 в качестве экономичного мозга для современных приложений IoT. Благодаря дополнительной возможности выполнения программ из внешней памяти, подключенной через шины HyperBus или XcellaBus, разработчики получают перспективную архитектуру, позволяющую впоследствии расширять функциональность в соответствии с растущими требованиями интеллектуальных устройств.

Основные преимущества микроконтроллеров

• Ультранизкое энергопотребление:

Наименьшая в отрасли мощность потребления в активном режиме, расширенные функции управления питанием и экономичные режимы работы ОЗУ продлят срок службы батареи.

• Высокий уровень интеграции:

Наличие высокоскоростных периферийных устройств, включая контроллеры SD-карт, USB 2.0, TFT дисплея и внешней памяти.

• Безопасность:

Разработанные Maxim лучшие в своем классе средства обеспечения защиты помогут в создании безопасных устройств IoT.

Доступность

Микроконтроллеры MAX32660 и MAX32652 можно приобрести на веб-сайте Maxim и у авторизованных дистрибуторов компании.

Кроме того, предлагаются оценочные наборы MAX32660EVKIT# и MAX32652EVKIT#, которые также можно купить онлайн на веб-сайте Maxim.



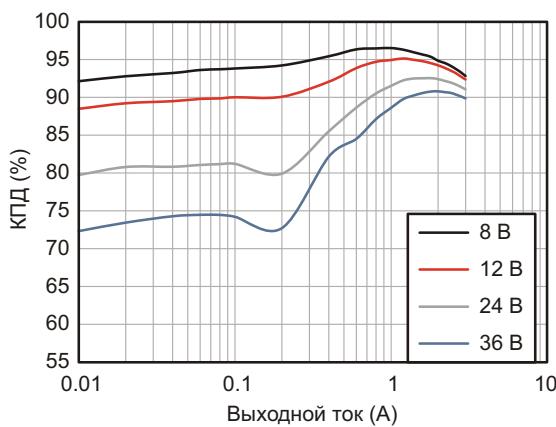
Оценочный набор MAX32650/52.

Texas Instruments разработала самые миниатюрные и эффективные в отрасли синхронные преобразователи SIMPLE SWITCHER

Высокоинтегрированные понижающие DC/DC преобразователи с широкими диапазонами входных напряжений упростят разработку промышленных источников питания



Texas Instruments (TI) представила два новых понижающих DC/DC преобразователя с широкими диапазонами входных напряжений в ультраминиатюрных без выводных (QFN) корпусах HotRod. 3-амперный преобразователь LMR33630 и 2-амперный LMR33620 имеют лучшие в отрасли КПД при полной нагрузке – 92%. Приборы предназначены для особо надежных промышленных источников питания с частотой переключения до 2.1 МГц. Использование новых микросхем совместно с предлагаемым TI инструментарием WEBENCH Power Designer упростит преобразование энергии и ускорит процесс конструирования.

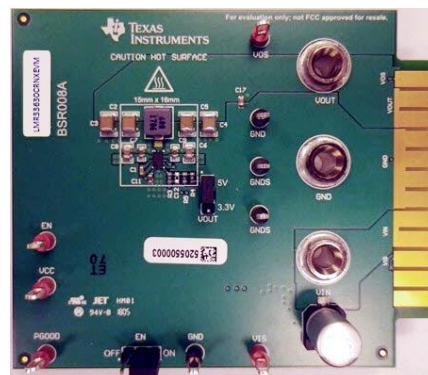


Зависимость КПД LMR33630 от тока нагрузки при выходном напряжении 5 В и частоте преобразования 400 кГц. (Версия в корпусе VQFN).

Понижающие регуляторы LMR33630 и LMR33620, рассчитанные на входные напряжения от 3.8 В до 36 В, поставляются в корпусах со сниженным тепловым сопротивлением размером 2 мм × 3 мм. Миниатюрный корпус HotRod QFN имеет смачиваемые торцы контактов, обеспечивающие возможность оптического контроля качества пайки. Плотность мощности LMR33630 при выходном токе 3 А достигает наивысшего в отрасли значения 0.5 А/мм². Усовершенствованная конструкция корпуса и симметричное расположение выводов минимизируют паразитную индуктивность и облегчают оптимальное размещение входных блокировочных конденсаторов для снижения наводимых и излучаемых шумов.

Основные особенности и преимущества преобразователей LMR33630 и LMR33620

- Новые DC/DC регуляторы преобразуют входные напряжения до 36 В в номинальные напряжения питания 12 В или 24 В для таких систем, как средства заводской и домашней автоматизации, драйверы двигателей, инверторы и сервоприводы. Для приложений с входными напряжениями до 60 В TI предлагает совместимые по выводам 600-миллиамперные и 1.5-амперные синхронные понижающие преобразователи LMR36006 и LMR36015, соответственно.
- При полной нагрузке, входном напряжении 24 В, выходном напряжении 5 В и частоте переключения 400 кГц КПД 36-вольтовых регуляторов достигает 92%.



Оценочный модуль LMR33630ARNXEV.

КПД при легких нагрузках увеличивается благодаря очень низкому току покоя, типовое значение которого равно 24 мА.

- Помимо приборов в корпусах QFN предлагаются версии повышенной надежности в 8-выводных корпусах SOIC (5 мм × 6 мм) со сверхнизким тепловым сопротивлением 13.8 °C/Вт.

Корпуса, цены и доступность Все перечисленные выше микросхемы можно приобрести со склада TI и у авторизованных дистрибуторов компании. 36-вольтовые преобразо-

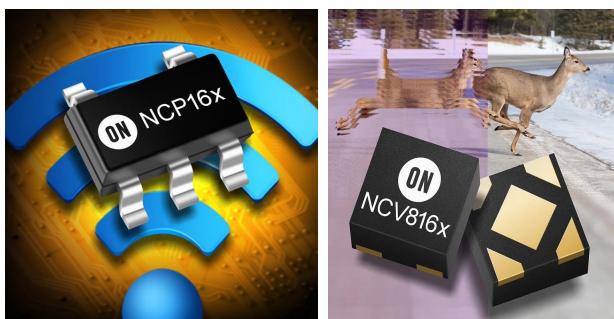
ватели LMR33630 и LMR33620 в партиях из 1000 приборов продаются по ценам \$1.86 и \$1.75 за штуку, соответственно. При тех же условиях покупки 60-вольтовые приборы LMR36015 и LMR36006 будут стоить, соответственно, \$1.84 и \$1.61. Все четыре устройства доступны в 12-контактных корпусах HotRod.

Версии LMR33630 и LMR33620 в 8-выводных корпусах SOIC при покупках лотами по 1000 приборов продаются по ценам \$1.62 и \$1.52, соответственно.

ON Semiconductor анонсирует лучшее в отрасли семейство LDO регуляторов

Высокое значение PSRR повышает характеристики устройств обработки изображений и беспроводных приложений, включая автомобильные

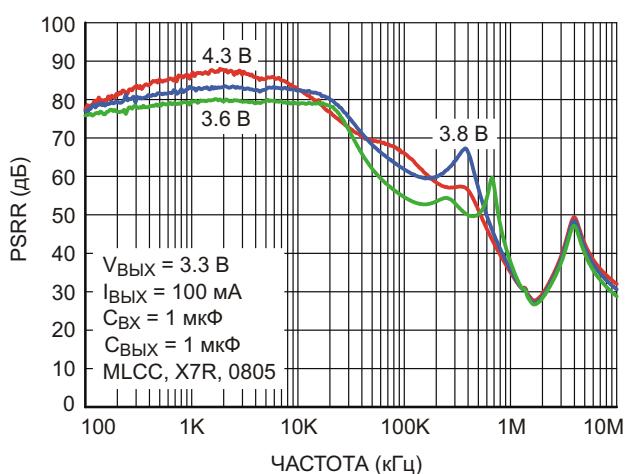
ON Semiconductor выпустила на рынок новую серию ультрамалошумящих LDO регуляторов с лучшим в отрасли коэффициентом подавления пульсаций питания (PSRR), предназначенный для чувствительных к шумам аналоговых приложений. Новая серия приборов NCP16x, а также ее автомобильная версия NCV816x, отвечающая требованиям стандарта AEC-Q100, позволяют улучшить характеристики таких приложений, как модули датчиков изображения автомобильных систем помощи водителю, портативных устройств и беспроводного оборудования, включая 802.11ad WiGig, Bluetooth и WLAN.



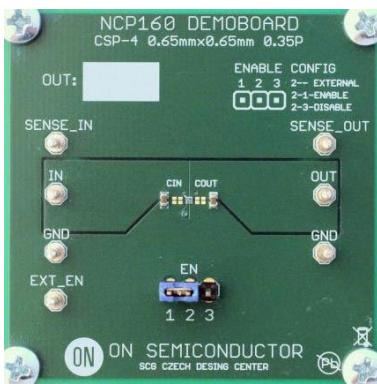
Серия NCP16x, состоящая из четырех устройств с широкими диапазонами входных напряжений от 1.9 В до 5.5 В, поддерживает широкий спектр конечных приложений. Шкала выходных токов 250 мА, 450 мА и 700 мА приборов, выпускаемых в одинаковых корпусах, предоставляет возможность простого масштабирования конструкций. Ультра-

низкие значения PSRR, достигающие 98 дБ, изолируют аналоговые схемы от нежелательных помех на шинах питания, в то время как сверхнизкие шумы со среднеквадратичным значением 5.5 мкВ позволяют отказаться от дополнительных выходных конденсаторов.

Новые LDO регуляторы с низким падением напряжения 80 мВ помогут продлить время автономной работы устройств с батарейным питанием. Дополнительный вклад в экономию энергии внесет низкий ток холостого хода, составляющий всего 12 мкА. Микросхемы поставляются с фиксированными выходными напряжениями от 1.2 В до 5.3 В, поддерживаемыми с точностью ±2% во всех



Зависимость коэффициента подавления пульсаций питания регулятора NCP167 от частоты при различных входных напряжениях.



Оценочная плата NCP160FCT2GEVB ультра-малошумящего LDO регулятора с высоким PSRR и выходным током 250 мА.

диапазонах режимов и условий эксплуатации. Устойчивость схемы гарантируется при емкости входного и выходного конденсаторов всего 1 мкФ, что снижает стоимость и размеры системы.

Реализованная в устройствах новая запатентованная архитектура, обеспечивающая

сверхвысокие значения PSRR, закрепляет лидирующие позиции ON Semiconductor в этой области. Поддержание высокого PSRR в широком диапазоне частот от 10 кГц до 100 кГц крайне важно для характеристик конечного приложения. Например, в датчиках изображения камер автомобильных систем помощи водителю микросхема NCV8163 повысит качество видео за счет фильтрации шумов шины питания, искажающих сигналы напряжения, подаваемые на пиксели. В беспроводных приложениях, таких как WiGig 802.11ad, сочетание сверхвысокого коэффициента подавления пульсаций питания и сверхнизких шумов микросхемы NCP167, очищая шину питания, улучшает показатели удельного энергопотребления.

Микросхемы серии NCP16x выпускаются в корпусах TSOP-5, XDFN-4 и WLCSP-4. Автомобильные версии NCV816x предлагаются в корпусах TSOP-5 и XDFN-4. Все приборы могут использоваться в современных конструкциях с высокой плотностью компоновки.

Основные электрические характеристики

	NCV8160	NCV8161	NCV8163	NCP160	NCP161	NCP163	NCP167
Выходной ток (мА)	250	450	250	250	450	250	700
PSRR на частоте 1 кГц (дБ)	98	98	92	98	98	92	85
PSRR на частоте 100 кГц (дБ)	48	48	60	48	48	60	63
Шум (мкВ с.к.з.)	10	10	6.5	10	10	6.5	8.5
Ток потребления (мкА)	18	18	12	18	18	12	12
Падение напряжения (мВ)	80	150	80	80	150	80	210

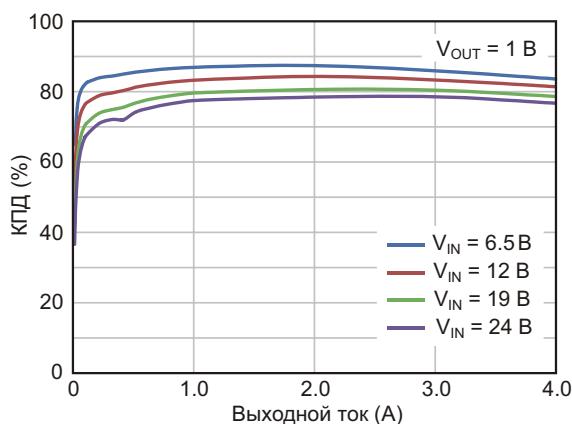
Alpha and Omega Semiconductor представила первые стабилизаторы семейства EZBuck с управлением по I²C

Новое семейство преобразователей поддерживает динамическое изменение напряжения для питания чипсетов и ПЛИС следующего поколения

Alpha and Omega Semiconductor (AOS) объявила о расширении семейства преобразователей EZBuck новой серией устройств, управляемых по интерфейсу I²C. Первыми выпущены в продажу два прибора: 4-амперный AOZ2231CQI-01 и 8-амперный AOZ2233CQI-02. Новые микросхемы позволяют создавать эффективные и компактные преобразователи энергии для питания чипсетов и ПЛИС нового поколения, используемых в высококачественных телевизорах, игровых приставках, накопителях данных, серверах и прочих встраиваемых системах.



Для снижения рассеиваемой мощности и улучшения характеристик системы в новых поколениях микропроцессоров и систем на кристалле часто используется динамическое масштабирование напряжения. Для реализации динамического изменения напряжения в традиционном DC/DC преобразователе обычно требуется несколько внешних компонентов. AOZ2231CQI-01 и AOZ2233CQI-02 упрощают разработку таких преобразователей, позволяя с шагом 9.375 мВ устанавливать выходное напряжение от 0.6 В до 1.79 В через интерфейс I²C.



Зависимость КПД микросхемы AOZ2231CQI-01 от тока нагрузки.

В новых устройствах собраны все преимущества семейства высокointегрированных приборов EZBuck. Сочетание эталонной технологии изготовления MOSFET и современных методов корпусирования позволило создать высокоэффективные и компактные DC/DC преобразователи. Высококачественные MOSFET компании AOS обеспечивают высокий КПД во всем диапазоне нагрузок, а дополнительное увеличение КПД при легких

нагрузках достигается за счет возможности переключения в режим частотно-импульсной модуляции. Обе микросхемы выпускаются в совместимых по выводам корпусах QFN размером 4 мм × 4 мм, что дает разработчикам возможность легко модернизировать систему при изменении требований к мощности нагрузки. Преобразователи, работающие в широком диапазоне входных напряжений от 6.5 В до 28 В, содержат встроенный стабилизатор 5.3 В, позволяющий использовать микросхемы в системах с одним источником питания. Запатентованная архитектура с постоянной длительностью импульса обеспечивает сверхбыструю реакцию на переходные процессы и стабильное напряжение с низким уровнем пульсаций при использовании выходных керамических конденсаторов небольшой емкости. В то же время, конкурирующим решениям, основанным только на керамических конденсаторах, требуется еще несколько дополнительных внешних компонентов, а также больший уровень пульсаций выходного напряжения для сохранения устойчивости схемы. Кроме того, функция упреждающего контроля входного напряжения поддерживает частоту переключения постоянной во всем диапазоне входных напряжений, что еще больше облегчает разработчикам решение проблемы снижения шумов.

Цены и доступность

Преобразователи AOZ2231CQI-01 и AOZ2233CQI-02 производятся в промышленных объемах и отгружаются потребителям в течение 12 недель. При заказе партии из 1000 приборов цена одной микросхемы AOZ2231CQI-01 составит \$1.43, а AOZ2233CQI-02 – \$1.86.

Analog Devices анонсирует новую линейку изолированных преобразователей энергии

Analog Devices (ADI) анонсировала выпуск новейшего поколения изолированных преобразователей энергии с усиленной изоляцией, превосходящих требования стандарта EN 55022/CISPR 22, регламентирующего уровень электромагнитных помех для группы устройств класса В. Микросхемы ADuM5020/6020 и ADuM5028/6028 устраниют необходимость в дорогостоящих технологиях ослабле-

ния электромагнитных помех, упрощают процедуру сертификации на соответствие требованиям электромагнитной совместимости, снижают стоимость и время проектирования.

Такие критически важные для безопасности приложения, как мониторы аккумуляторных батарей электрических и гибридных транспортных средств и промышленные программируемые логические контроллеры дол-



жны иметь компактную изолированную конструкцию, отвечающую строгим ограничениям по уровню электромагнитных излучений и надежно защищающую людей и оборудование от высоких напряжений. Использование новых устройств позволит удовлетворить требования по уровню излучаемых помех, выполнив конструкцию на простейшей двусторонней печатной плате, что сократит размеры решения на 70% и снизит стоимость материалов на 30% по сравнению с четырехслойной платой. Новая серия 500-милливаттных DC/DC преобразователей энергии, созданная на основе запатентованных ADI технологий интегральных изоляторов iCoupler и isoPower, выпускается в самых миниатюрных 8-выводных корпусах и может работать при температурах до 125 °C.

8-выводные приборы ADuM5020/6020 и 8-выводные ADuM5028/6028 являются первыми приборами новой серии изолированных преобразователей.

Характерные особенности изоляторов ADuM5020/6020 и ADuM5028/6028

- Низкий уровень излучаемых помех, превосходящий требования стандарта EN 55022/CISPR 22 для оборудования класса B;
- Самый миниатюрный корпус среди приборов подобного назначения: 8-выводной SOIC;
- Высокая рабочая температура: 125 °C;
- Отвечают стандартам безопасности, установленным организациями UL, CSA, VDE и CQC.

Доступность и цены

С июня 2018 года все перечисленные устройства выпускаются серийно. Цены, корпуса и классификационные параметры приборов приведены ниже в таблице.

Прибор	Напряжение изоляции	Цена за шт. в партии из 1000 приборов	Корпус
ADuM5020	3 кВ	\$3.09	WSOIC 16 выв.
ADuM6020	5 кВ	\$3.39	SOIC 16 выв.
ADuM5028	3 кВ	\$3.19	SOIC 8 выв.
ADuM6028	5 кВ	\$3.49	SOIC 8 выв.

Toshiba приступает к поставкам новых MOSFET с цепями активного ограничения

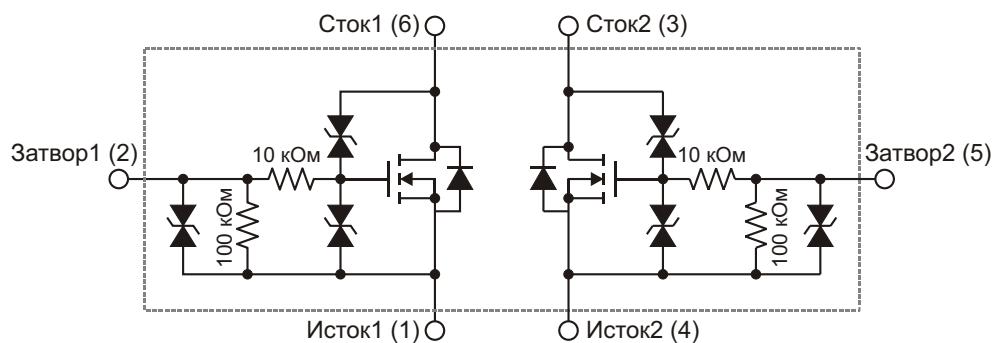
Компактные размеры, низкое сопротивление канала и соответствие требованиям автомобильного стандарта AEC-Q101

Компания Toshiba Electronics Europe объявила о начале серийного производства новой серии MOSFET с цепями активного ограничения – встроенными диодами между выводами стока и затвора. Одиночные транзисторы SSM6N357R и сдвоенные SSM6N357R предназначены для управления индуктивными нагрузками, такими как механические реле и соленоиды.

Новые приборы серии 357 защищают драйверы от возможных повреждений бросками напряжения, вызываемыми действием противо-ЭДС индуктивных нагрузок. В них

интегрированы подтягивающий к земле резистор, последовательный резистор и ста-





Внутренняя схема транзистора SSM6N357R.

билитрон, позволяющие сократить количество внешних компонентов и размеры печатной платы.

Устройства рассчитаны на максимальные напряжения сток-исток, равные 60 В, и максимальные токи стока 0.65 А. Эффективная работа с минимальным тепловыделением обеспечивается низким сопротивлением открытого канала, величина которого при управляющем напряжении 5 В составляет 800 мОм.

Одиночный транзистор SSM3K357R, выпускаемый в корпусе SOT-23F размером 2.9 мм × 2.4 мм × 0.8 мм, благодаря низкому рабо-

чему напряжению 3.0 В, может использоваться для управления реле и соленоидами. Устройства сертифицированы на соответствие требованиям стандарта AEC-Q101, что дает возможность использовать их в автомобильных и многих промышленных приложениях.

Сдвоенный транзистор SSM6N357R предлагается в корпусе TSOP6F с размерами 2.9 мм × 2.8 мм × 0.8 мм, и занимает на плате на 42% меньше места, чем два одиночных устройства.

Транзисторы SSM3K357R и SSM6N357R уже могут отгружаться заказчикам в промышленных объемах.

Новые семейства микроконтроллеров PIC и AVR повысят эффективность замкнутых систем управления

Идет ли речь о насосах для бассейнов или об установках кондиционирования воздуха, одной из наиболее фундаментальных задач, решаемых встраиваемыми в них системами, является реализация замкнутого контура управления. Усовершенствования в архитектуре 8-разрядных микроконтроллеров PIC и AVR позволили оптимизировать устройства для выполнения именно такой работы, чтобы освободить процессорное ядро для других задач и существенно снизить потребление

энергии. Стремясь помочь разработчикам в создании максимально эффективных и производительных систем управления, Microchip представила новые семейства PIC18 Q10 и ATtiny1607 с набором интеллектуальных независимых периферийных устройств (Core Independent Peripherals – CIP), упрощающих проектирование и обеспечивающих быструю реакцию на системные события.

Ключевым преимуществом использования микроконтроллеров PIC18 Q10 и ATtiny1607 в приложениях с замкнутыми контурами управления являются CIP, выполняющие задачи независимо и существенно снижающие вычислительную нагрузку на процессорное ядро. Аппаратные CIP позволяют быстрее и с меньшими усилиями завершить процесс разработки и значительно сократить объем программ, требующих написания и



отладки. Оба семейства содержат механизмы обеспечения функциональной безопасности и могут работать при напряжениях питания до 5 В, что улучшает помехоустойчивость и гарантируют совместимость с большинством аналоговых и цифровых датчиков.

Приборы новой линейки ATtiny1607, выпускаемые в компактных корпусах QFN с размерами 3 мм × 3 мм, оптимизированы для ограниченных по объему систем с замкнутым контуром регулирования, таких как ручной электроинструмент или средства дистанционного управления. В дополнение к быстродействующему АЦП, высокая скорость дискретизации аналоговых сигналов которого обеспечивает детерминированную реакцию системы, приборы содержат тактовый генератор повышенной точности, позволяющий сократить количество внешних компонентов и снизить стоимость устройства. Среди CIP семейства PIC18 Q10 имеется модуль генератора комплементарных сигналов, упрощающий создание сложных схем коммутации, и АЦП с вычислительным модулем, способный аппаратно обрабатывать и фильтровать данные без какого-либо участия процессорного ядра. Такой набор CIP позволяет процессору выполнять более сложные задачи, поддерживая, например, функции человека-машинного интерфейса, и экономить энергию, дольше оставаясь в режиме пониженного энергопотребления, пока не потребуется обработка данных.

Средства разработки

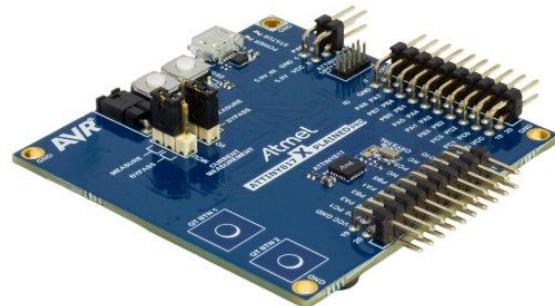
Все микросхемы семейства PIC18 Q10 поддерживаются свободно распространяемым плагином MPLAB Code Configurator (МСС) – графическим интерфейсом, позволяющим легко настраивать периферийные



Отладочная плата Curiosity High Pin Count (DM164136).

модули и функции микроконтроллеров. МСС включен в состав интегрированной среды разработки MPLAB X и облачной системы MPLAB Xpress IDE, не требующей загрузки программ в компьютер пользователя. Кроме того, для начала работы с PIC18 Q10 можно использовать оценочный модуль DM164136 – полностью интегрированную многофункциональную прототипную плату с большим количеством контактов.

Быстрое прототипирование устройств на основе семейства ATtiny1607 поддерживается оценочным комплектом ATmega4809 Xplained Pro (ATmega4809-XPRO). Питаемая от USB плата содержит сенсорные кнопки, светодиоды и разъемы для установки модулей расширения, а также встроенный программатор-отладчик, легко интегрируемый с бесплатным инструментарием Atmel Studio 7 и Atmel START, ускоряющим процесс разработки за счет удобного конфигурирования периферии и программ.



Оценочный набор ATmega4809-XPRO.

Цены и доступность

Микроконтроллеры PIC18 Q10 и ATtiny1607 уже доступны для приобретения в любых объемах – от единичных образцов до промышленных партий. В лотах из 10,000 приборов цена одной микросхемы семейства PIC18 Q10 начинается от \$0.77, а ATtiny1607 – от \$0.56.

Дополнительную информацию о перечисленных продуктах можно получить у любого торгового представителя или дистрибутора компании Microchip, а также на сайте компании. Продажа приборов производится авторизованными дистрибуторами Microchip или в онлайн магазине microchipDIRECT.

Toshiba выпускает линейку интерфейсных мостов для автомобильных информационно-развлекательных систем

Новое семейство из четырех устройств для приложений HDMI, видеокамер и дисплеев

Toshiba Electronics Europe анонсировала новый ряд мостов для видеоинтерфейсов современных автомобильных информационно-развлекательных систем.



Все чаще системы на кристалле (СнК), первоначально создававшиеся для смартфонов и планшетов, используются в автомобильных приложениях, что обусловлено постоянным усложнением и ростом функциональной насыщенности внутрисалонного развлекательного оборудования. Однако из-за различий в стандартах подключения таких устройств, как дисплеи, существующие СнК часто не имеют интерфейсов, необходимых для автомобильных сетей.

Новая линейка видеоинтерфейсных мостов обеспечивает подключение HDMI к MIPI

CSI-2 (TC9590), MIPI CSI-2 к параллельному интерфейсу (TC9591) и MIPI DSI к LVDS (TC9592/3). Устройства предлагаются в корпусах VFBGA с расстоянием между контактами 0.65 мм и размерами 5 мм × 5 мм или 7 мм × 7 мм, за исключением микросхемы TC9590, выпускаемой в корпусе LFBGA64 с размерами 7 мм × 7 мм и шагом контактов 0.8 мм.

Одноканальная микросхема TC9592 с пятью парами выходных линий LVDS предназначена для подключения СнК к 24-битным дисплеям UXGA с разрешением 1600 × 1200. Микросхема двухканального интерфейса TC9593 с пятью парами выходных линий LVDS идеально подходит для дисплеев с разрешением вплоть до WUXGA 1920 × 1200.

TC9591 может быть сконфигурирована для преобразования 24-битного параллельного потока данных с частотой 154 МГц в 4 линии MIPI CSI-2 или MIPI CSI-2 в 24-битную параллельную шину, работающую на частоте 100 МГц. TC9590 поддерживает на входе интерфейс HDMI 1.4a, а на выходе – 4-линии интерфейса MIPI CSI-2.

Все устройства работают в диапазоне температур от −40 °C до +85 °C, а у TC9591XBG верхняя граница расширена до +105 °C.

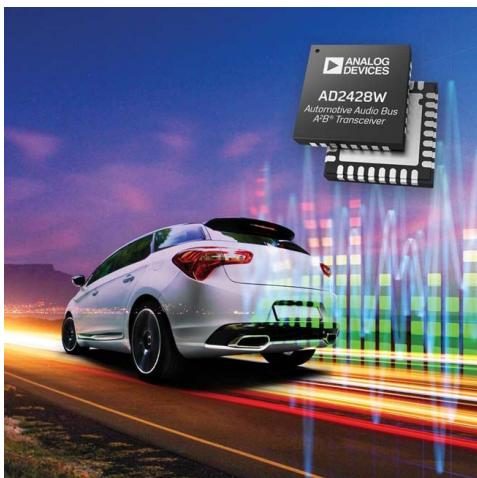
Начались продажи единичных образцов новых микросхем.

Усовершенствованные приемопередатчики шины A2B обеспечивают беспрецедентную гибкость для новых приложений

Analog Devices (ADI) сообщила о выпуске трех усовершенствованных приемопередатчиков автомобильной аудио шины (Automotive Audio Bus – A²B) с беспрецедентными возможностями настройки характеристик электромагнитной совместимости (ЭМС) на системном уровне. В новой серии AD242x предусмотрена опция конфигурирования уровней мощности передатчиков, благодаря которой характеристики ЭМС – ключевые критерии конструкции всех многофункциональных информационно-развлекательных

систем – можно адаптировать под конкретные требования каждого OEM производителя. Кроме того, приемопередатчики поддерживают расширенные варианты подключения микрофонов, значительно уменьшая сложность кабельных соединений за счет передачи сигналов аудио и данных, а также синхронизации и питания по одной неэкранированной витой паре. Эти возможности намного снижают стоимость систем и идеально подходят для поддержки новейших многомикрофонных приложений в устро-

йствах снижения шума движущегося автомобиля, автомобильном коммуникационном оборудовании и системах автоматического вождения. Только что анонсированные устройства AD2426W, AD2427W и AD2428W, полностью совместимые по выводам с ранее выпущенными микросхемами этой серии, упростят модернизацию существующего оборудования и ускорят выход на рынок новой продукции.



Дополнительная информация о приемопередатчиках А²В серии AD242x

Разработанная ADI технология А²В предоставляет полностью детерминированные, масштабируемые и экономически эффективные средства для удовлетворения строгих требований к характеристикам чувствительных к задержкам аудио и голосовых приложений. Последнее поколение совместимых по выводам приемопередатчиков А²В расширяет набор возможностей ядра А²В,

дополняя его функциями, улучшающими гибкость на системном уровне, особенно в микрофонных решетках. Устройства серии AD242x способны направлять данные с четырех цифровых микрофонов в локальный порт I²S для формирования диаграммы направленности или иной локальной обработки данных. Усовершенствованные микросхемы серии AD242x теперь позволяют одновременно использовать до четырех цифровых микрофонных входов и формировать дополнительный аудиопоток I²S, предназначенный для расширенных вариантов подключения микрофонов.

AD2426W, AD2427W и AD2428W отвечают всем соответствующим требованиям в части ЭМС, излучаемых помех и устойчивости к разрядам статического электричества, предъявляемым к электронике автомобилей, и полностью соответствуют стандарту AEC-Q100. Микросхемы рассчитаны на работу в расширенном диапазоне температур от -40 °C до +105 °C.

Поддержка, цены, доступность

Все микросхемы серии AD242x уже выпускаются серийно в 32-выводных корпусах LFCSP размером 5 мм × 5 мм. Новые устройства, наряду с ранее выпущенными приборами семейства A2B, поддерживаются графической средой разработки SigmaStudio компании ADI, а также обширной экосистемой решений для конструирования, прототипирования и оценки, созданных сторонними производителями. Информацию о ценах новых приборов можно получить в местных представительствах Analog Devices.

Сверхминиатюрные понижающие преобразователи Maxim повысят эффективность постоянно включенных автомобильных приложений

MAX20075 и MAX20076 позволяют сэкономить до 50% площади печатной платы

Разработчики, стремящиеся создать компактные и высокоэффективные системы, нечувствительные к сбросу нагрузки при напряжении питания до 40 В, теперь могут воспользоваться совместимыми по выводам понижающими преобразователями MAX20075 и MAX20076, выпущенными компанией Maxim Integrated Products. Преобразователи

MAX20075 и MAX20076 с самым низким в отрасли собственным током потребления выпускаются в сверхминиатюрных корпусах с интегрированными цепями частотной коррекции. Микросхемам требуется минимальное количество внешних элементов, что позволяет сэкономить до 50% площади печатной платы и делает их идеальными компонентами



для постоянно включенных автомобильных приложений.

Стремление разработчиков оправдать растущие ожидания потребителей постоянно включенных приложений ставится с проблемой соблюдения труднодостижимого баланса между расширенной функциональностью с одной стороны, и размерами, эффективностью и возможностями энергосбережения, с другой.

В режиме управления по пиковому току дросселя MAX20075 и MAX20076 потребляют наименьший в отрасли ток, составляющий в режиме пониженной мощности всего 3.5 мкА, что позволяет с большим запасом выполнять строгие требования по расходу энергии, предъявляемые OEM производителями поставщикам компонентов – 100 мкА на модуль. Режим частотной модуляции шумоподобным сигналом, управляемый специальным выводом микросхем, обеспечивает работу на фиксированной частоте 2.1 МГц с низкими уровнями шумов, соответствующими требованиям Класса 5 стандарта электромагнитной совместимости CISPR 25. Высокая частота переключения и встроенные цепи коррекции уменьшают размеры решения и количество необходимых компонентов по сравнению с несинхронными устройствами, работающими в диапазоне АМ. MAX20075 и MAX20076 могут работать в режиме с низким минимальным временем включения, что позволяет использовать преобразователи при больших

соотношениях входных и выходных напряжений. Например, преобразование напряжения аккумуляторной батареи в выходное напряжение менее 3 В на частоте 2.1 МГц не требует использования вторичного источника питания, благодаря чему общая стоимость компонентов снижается на \$0.30. MAX20075 и MAX20076 выпускаются в корпусах TDFN размером 3 мм × 3 мм, отвечают требованиям автомобильного стандарта AEC-Q100 и способны работать в температурном диапазоне от -40 °C до +125 °C.

Ключевые преимущества

- **Наименьший в отрасли ток потребления:**

Собственный ток потребления 3.5 мкА, против 15-30 мкА, типичных для традиционных решений. Гибкость распределения бюджета мощности системы, способность поддерживать более быстрый запуск и возможность работы с минимальным временем открытого состояния ключей.

- **Самый высокий пиковый КПД:**

Наивысший пиковый КПД 91% среди всех конкурирующих решений.

- **Сверхмалые размеры решения:**

12-выводные корпуса TDFN (3 мм × 3 мм) со смачиваемыми торцевыми поверхностями контактов и интегрированные цепи частотной коррекции, снижающие до минимума количество необходимых внешних компонентов, экономят до 50% площади печатной платы.

- **Сниженный уровень электромагнитных излучений:**

Контролируемое расширение спектра и фиксированная частота внутреннего генератора 2.1 МГц помогают в выполнении требований Класса 5 стандарта CISPR25.

Доступность

Микросхемы MAX20075 и MAX20076 можно приобрести на веб-сайте Maxim.

Torex Semiconductor выпустила два семейства прецизионных низковольтных детекторов напряжения

Torex Semiconductor запустила в производство две серии одних из самых миниатюрных в мире детекторов напряжения XC6135 и XC6136 с ультразвуковыми значениями токов потребления и пороговых напряжений.

Микросхемы серии XC6135 потребляют 44 нА, а XC6136 – 88 нА, что составляет примерно 1/10 от тока потребления обычных супервизоров питания и позволяет увеличить время работы приборов, питающихся от



небольшой батареи, таких как устройства Интернета вещей, носимые гаджеты и интеллектуальные счетчики.

Минимальное пороговое напряжение микросхем серии XC6135 равно 0.5 В, что идеально подходит для контроля напряжений 0.7 В/0.8 В – типичных напряжений питания ядер СнК, изготовленных по техпроцессам 16 нм/28 нм, и чипов спутниковых навигационных систем. Кроме того, отдельный вывод питания входного делителя обеспечивает возможность работы с напряжениями, превышающими напряжение питания.

Микросхемы XC6136 (с двухтактным КМОП выходом) имеют функции, во всем диапазоне рабочих температур исключающие неопределенность состояния выхода в тех случаях, когда входное напряжение ниже

минимального напряжения питания, гарантируя, что выходное напряжение не поднимется выше 0.38 В.

Микросхемы выпускаются в стандартных корпусах SOT-25 и SSOT-24, а также в ультракомпактном корпусе USPQ-4B05 с размерами 1.0 мм × 1.0 мм × 0.33 мм, толщина которого позволяет монтировать детектор даже в смарт-карты. Такой ряд типоразмеров дает потребителям возможность подобрать корпус, оптимальный для их приложений.

Ключевые особенности семейств XC6135/ XC6136

- Сверхнизкий ток потребления среди самых миниатюрных в мире приборов (XC6135 – 44 нА, XC6136 – 88 нА).
- Самые низкие в мире пороговые напряжения (0.5 В для XC6135).
- Отдельный вывод питания входного делителя, позволяющий работать с напряжениями, превышающими напряжение питания (XC6135).
- Температурная погрешность измерения напряжения ±50 ppm/°C.
- * Функции, исключающие неопределенность состояния выходов при низких входных напряжениях (для приборов с двухтактным КМОП выходом).
- Доступны версии в ультракомпактных низкопрофильных корпусах USPQ-4B05.

Arduino анонсировала платы следующего поколения

На фестивале Maker Faire команда Arduino объявила о расширении ассортимента продуктов для Интернета вещей (IoT), анонсировав две платы нового поколения MKR Vidor 4000 и Uno Wi-Fi Rev 2.

MKR Vidor 4000 – первая в истории Arduino плата на ПЛИС, оснащенная микроконтроллером Microchip SAM D21, модулем Wi-Fi

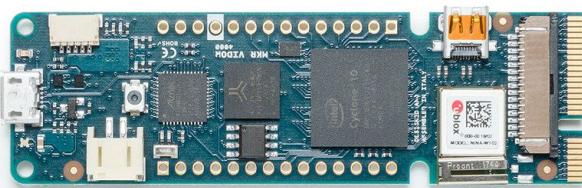


Рисунок 1. Первая плата Arduino, оснащенная ПЛИС – MKR Vidor 4000.

Nina W102 от компании u-blox и криптографической микросхемой ECC508 для безопасного подключения к локальным сетям и Интернет (Рисунок 1). Представленная плата является последним дополнением семейства MKR, предназначенным для широкого спектра приложений IoT, с характерным форм-фактором и значительной вычислительной мощностью. Для платы будет доступна инновационная среда разработки, целью которой будет демократизация и радикальное упрощение доступа к миру ПЛИС.

«Новая плата MKR Vidor 4000, наконец, сделает ПЛИС доступными для радиолюбителей и изобретателей, – сказал Массимо Банци (Massimo Banzi), соучредитель Arduino. – И мы с нетерпением ждем возмож-

ности представить очередное революционное решение».

«Фестиваль Maker Faire всегда дает нам непревзойденные возможности взаимодействия с сообществом Arduino и разработчиками, – добавил Фабио Виоланте (Fabio Violante), генеральный директор Arduino. – В этом году я очень рад выпуску самого гибкого из продуктов Arduino – платы MRR Vidor 4000 и среды разработки для нее. С ее помощью мы постараемся дать профессионалам, любителям и преподавателям электронный эквивалент швейцарского ножа, чтобы поднять их творческий потенциал на следующий уровень. Список приложений безграничен».

Разработанная совместно с Microchip плата Arduino Uno Wi-Fi Rev2 (Рисунок 2), выполненная на новом 8-разрядном микроконтроллере ATmega4809, оснащена модулем Wi-Fi Nina W102 компании u-blox и интегрированными инерциальными датчиками. Плата еще больше упростит внедрение продуктов, требующих подключения к сети с использованием классического форм-фактора Arduino, и идеально подойдет для перспективных приложений IoT в автомобилестроении, сельском хозяйстве, бытовой электронике, устройствах умного дома и носимой электронике. Помимо прочего, ATmega4809 содержит 6 Кбайт ОЗУ, 48 Кбайт Flash-памяти программ, три порта UART, независимую от процессорного ядра периферию и высокоскоростной АЦП. В сочетании с криптографическим чипом Microchip ECC608 на плате Uno микроконтроллер обеспечит аппаратную защиту при подключении проектов к облачным сервисам AWS и Google.

«По мере нашего роста и привлечения новых партнеров и инвестиций, мы будем подпитывать обширные рынки IoT и программ во всей отрасли, – сказал Банци. – Вдохновляя сообщество Arduino простотой

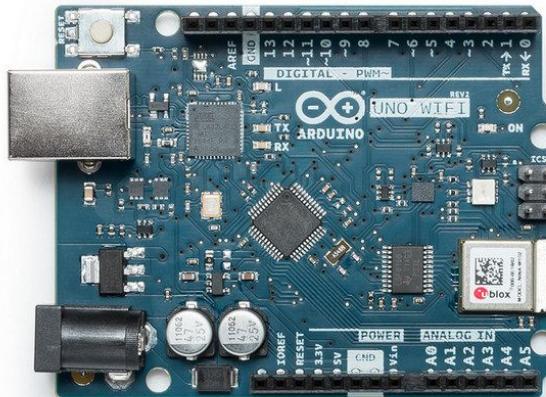


Рисунок 2. Плата Arduino Uno Wi-Fi Rev2 выполнена на новом микроконтроллере ATmega4809.

развертывания решений, мы предоставляем ему доступ к большим объемам оперативной и Flash-памяти для более сложных приложений IoT».

«Arduino ориентирована на поддержку профессиональных разработчиков, любителей и преподавателей на протяжении всего цикла разработки продуктов IoT – от начальных фаз обучения до массового внедрения, – отметил Виоланте. – Основанная на популярной технологии AVR, но с «навороченной» периферией и расширенными возможностями Wi-Fi соединения, плата Uno Wi-Fi Rev 2 является большим шагом вперед для всех пользователей, которые хотят подключиться к Интернет, используя обширную экосистему шилдов и библиотек, доступных для классической Arduino Uno».

Более подробная информация по новым платам и их техническим характеристикам в скором времени будет доступна на официальном сайте сообщества. Продажи плат уже начались.

Skyworks выпускает новое семейство широкополосных МШУ для диапазонов LTE

Компания Skyworks сообщила о выпуске нового семейства широкополосных малошумящих усилителей (МШУ) для диапазонов низких, средних, высоких и сверхвысоких частот LTE. Устройства, предназначенные для глобальных сотовых и M2M приложений, обеспечивают низкий уровень шумов, отличные

возвратные потери и высокую линейность. В зависимости от условий приема радиочастотного сигнала, приборы можно переключать в режимы большого усиления или прямого прохождения сигнала от входа к выходу, что позволяет оптимизировать их характеристики для каждого конкретного приложения.

В новое семейство усилителей вошли следующие устройства:

- SKY65803-696LF: для низкочастотного диапазона 717...960 МГц;
- SKY65804-696LF: для среднечастотного диапазона 1805...2170 МГц;
- SKY65805-696LF: для высокочастотного диапазона 3400...3800 МГц;
- SKY65806-636LF: для сверхвысокочастотного диапазона 3400...3800 МГц.

Характерные особенности

- Характеристики усиления, оптимизированные для наилучшего приема радиочастотных сигналов;
- Низкий коэффициент шума, увеличивающий чувствительность телефонов;
- Уменьшенные до 1.8 В и 2.8 В напряжения питания сокращают потребление тока;



- Компактный 6-контактный безвыводной корпус DFN с размерами 1.1 мм × 0.7 мм × 0.55 мм.

Продажа и техническая поддержка

Цена усилителей зависит от приобретаемого количества. Для получения дополнительной информации следует обращаться к торговому представителю или посетить веб-сайт компании.

Автономные преобразователи STMicroelectronics повысят надежность, эффективность и универсальность источников питания

Представленные STMicroelectronics автономные преобразователи напряжения VIPer11 с интегрированными 800-вольтовыми MOSFET, устойчивыми к лавинному пробою, позволяют производителям оборудования разрабатывать более надежные вспомогательные источники и блоки питания. Низкое пусковое напряжение 26 В увеличивает гибкость использования в сверхшироком диапазоне напряжений электрической сети во множестве потребительских и промышленных приложений.

Off-line high-voltage converters
for rugged and flexible 5-30V power supplies



Основной MOSFET с логическим уровнем порога позволяет VIPer11 работать в широком диапазоне напряжений от 4.5 В до 30 В и

дает возможность создавать высокоэффективные импульсные источники питания с выходным напряжением 5 В. Эти преимущества в сочетании с такими функциями, как усилитель ошибки и генератор с искусственным джиттером, снижающим уровень электромагнитных излучений, упрощают процесс разработки, экономят место на плате и уменьшают стоимость компонентов.

Высоковольтные преобразователи VIPer11 позволяют создавать обратноходовые, повышающие или понижающе-повышающие источники питания и получать требуемое выходное напряжение, устанавливаемое простым резистивным делителем, непосредственно из выпрямленного сетевого напряжения или из иных источников напряжения постоянного тока. Высокий КПД в широком диапазоне нагрузок, даже при выходном напряжении 5 В, достигается благодаря низкокороговому MOSFET и лучшей в отрасли минимальной мощности рассеивания 10 мВт, обеспечивающей сверхнизкий ток покоя.

VIPer11, способные отдавать в нагрузку 12 Вт в импульсных источниках питания открытой конструкции или 10 Вт в закрытых сетевых адаптерах, предназначены для широкого спектра бытовой техники и потреб-

бительских товаров, оборудования автоматизации зданий, малой промышленной техники, приборов освещения, интеллектуальных счетчиков и систем управления движением. Работу конструкторов упростят средства поддержки разработки, включающие оценочные наборы, указания по применению, SPICE модели и онлайн инструмент моделирования eDesign.



Оценочная плата STEVAL-ISA95V1 – понижающий преобразователь 5 В/0.36 А на основе VIPer11.

Помимо расширенного набора интегрированных функций управления источником питания, высоковольтный преобразователь содержит полный набор защитных функций, включая защиту от перегрузки и коротких замыканий, повышенного входного или выходного напряжения, а также счетчик максимального коэффициента заполнения и ограничитель напряжения питания V_{CC} . Выход из всех аварийных режимов с перезапуском микросхемы происходит автоматически. Кроме того, вклад в повышение системной надежности вносят встроенные цепи отключения при перегреве, схема мягкого запуска и защита от пропуска импульсов для предотвращения неконтролируемого роста магнитного потока.

Серия VIPer11 состоит из микросхемы VIPer114 с пороговым уровнем ограничения тока стока, равным 480 мА, и VIPer115 с ограничением тока на уровне 590 мА и возможностью выбора рабочей частоты 30 кГц или 60 кГц. Устройства уже выпускаются серийно в корпусах SSOP10 и в партиях из 1000 приборов продаются по цене \$0.38 за штуку.

IDT расширяет флагманское семейство интегральных газовых датчиков

Integrated Device Technology (IDT) начала серийное производство нового семейства газовых датчиков, предназначенных для измерения концентрации летучих органических соединений, с лучшими в своем классе характеристиками стабильности и чувствительности. Датчики серии ZMOD идеально подходят для приложений, улучшающих качество воздуха в помещениях, включая интеллектуальные терморегуляторы, воздухоочистители, интеллектуальное оборудование отопления,



вентиляции и кондиционирования, а также другие устройства умного дома.

Из ряда преимуществ новых датчиков ZMOD следует выделить усовершенствованную аппаратную платформу, основанную на специализированной микросхеме, которая позволяет программно конфигурировать датчики, чтобы использовать одно устройство для решения разных задач.

Еще одно существенное преимущество заключается в том, что за датчиками стоит 12-летняя история производства и поставок компанией IDT металл-оксидных материалов, обеспечивающих высочайшую чувствительность и надежность датчиков. Фактические данные о характеристиках этих материалов доступны, начиная с 2005 года.

Кроме того, электрические и химические характеристики датчиков ZMOD подвергаются строгому выходному контролю, гарантирующему воспроизводимость и повторяемость параметров от партии к партии, что дает большое преимущество изготовителям, планирующим использование датчиков в произво-

дственных программах, рассчитанных на много лет. В результате полной аттестации датчиков в самых тяжелых условиях использования, таких, например, как воздействие силоксанов, обеспечивается лучшая в своем классе надежность приборов и беспрецедентный срок службы.

Первый прибор семейства ZMOD – ZMOD4410 – представляет собой микросборку, объединяющую кристалл микросхемы, чувствительный элемент и нагреватель в 12-контактном корпусе LGA с размерами 3 мм × 3 мм × 0.7 мм. Получить дополнитель-

ную информацию, а также заказать образцы датчиков и оценочные наборы можно на сайте IDT или в местных представительствах компании.



Оценочный набор для датчика ZMOD4410.

ON Semiconductor анонсировала новое семейство многокристальных модулей понижающих ШИМ регуляторов с рекордной плотностью тока

Семейство FAN6500xx с исключительными уровнями интеграции, обеспечивающими высокую эффективность и надежность

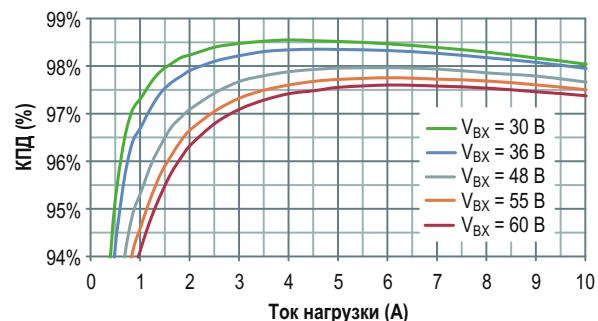
ON Semiconductor анонсировала выпуск трех новых высокоэффективных средневольтовых понижающих ШИМ-преобразователей.



В новом семействе понижающих преобразователей FAN6500X, поддерживающих широкий диапазон входных напряжений от 4.5 В до 65 В, токи нагрузки до 10 А и выходные мощности до 100 Вт, реализовано сочетание фиксированной частоты преобразования, контролируемой на этапе производства, с гибкой технологией частотной коррекции Type III и надежными средствами защиты. В новые модули ON Semiconductor интегрировала силовые MOSFET, изготовленные по технологии PowerTrench, благодаря которым было создано законченное и надежное интег-

ральное решение, обеспечивающее лучшие в отрасли значения плотности мощности и КПД для приложений DC/DC преобразования.

Благодаря сочетанию PowerTrench MOSFET с самой передовой технологией корпусирования, понижающие преобразователи FAN65008B/5A/4B обеспечивают сверхнизкие величины паразитных параметров силовой цепи, позволяя разработчикам достичь пикового КПД 98.5% при более низких уровнях «звона» и электромагнитных излучений, чем в решениях, использующих внешние MOSFET.



Зависимость КПД модуля FAN65008B от тока нагрузки.

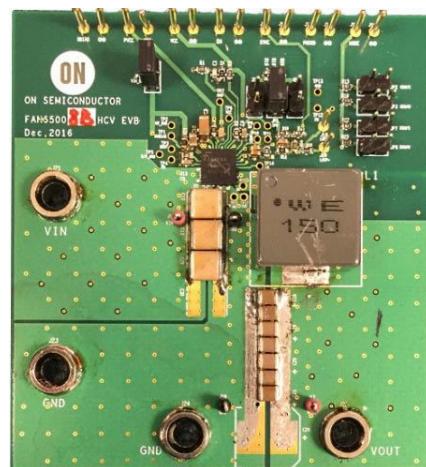
Все три устройства поддерживают широкий диапазон входных напряжений от 4.5 В до 65 В, рассчитанный на широкий спектр при-

ложений в промышленной и потребительской отраслях, начиная от источников питания базовых станций, до устройств домашней автоматизации. Кроме того, модули могут использоваться в системах с батарейным питанием, а также в приложениях USB Power Delivery (PD). Интеграция в одном устройстве двух вспомогательных LDO регуляторов и коммутатора силовых цепей Power Path предоставляет возможность гибкого выбора питания контроллера от входного напряжения, выхода понижающего преобразователя или от вывода PVCC.

Высокий уровень интеграции освобождает разработчиков, использующих модули семейства FAN6500x, от необходимости поиска баланса между плотностью мощности, стоимостью компонентов, уровнем технических параметров и универсальностью решения. Используя MOSFET технологию PowerTrench, ON Semiconductor с успехом предоставляет все ключевые функции, необходимые разработчикам систем управления питанием.

В семействе FAN6500x реализован исчерпывающий набор функций, защищающих от повреждения как сами модули, так и подключенные к ним схемы. В их числе регулируемое ограничение выходного тока, защитное отключение при перегреве кристалла, а также защита от повышенного напряжения и короткого замыкания.

Для поддержки новых модулей ON Semiconductor предлагает оценочные платы FAN65004B-GEVB, FAN65005A-GEVB и FAN65008B-GEVB, которые можно приобрести в любых торговых представительствах компании.



FAN65008B-GEVB – оценочная плата регулятора с выходным напряжением 65 В и максимальным током нагрузки 10 А.

Корпуса и цены

Модули семейства FAN65004B выпускаются в корпусах PQFN-35, и в партиях из 3000 приборов продаются по цене \$2.68 за штуку. Дополнительную информацию можно получить на веб-сайте ON Semiconductor.

В новых микроконтроллерах MSP430 появились конфигурируемые элементы обработки сигналов

Ассортиментный ряд бюджетных микроконтроллеров TI теперь дополнен приборами для промышленных приложений с верхней границей температурного диапазона 105 °С и расширенным набором периферии

Texas Instruments (TI) расширила семейство микроконтроллеров MSP430 новыми приборами с интегрированными элементами обработки сигналов и расширенным диапазоном рабочих температур. Микроконтроллеры семейства MSP430FR2355 с встроенной сегнетоэлектрической памятью с произвольным доступом (FRAM) позволяют разработчикам сократить размеры печатной платы, снизить стоимость компонентов и расширить диапазон рабочих температур таких приложений, как дымовые извещатели, передатчики сигналов датчиков и размыкатели цепей.



Особенности и преимущества микроконтроллеров MSP430FR2355

- **Конфигурируемые элементы обработки сигнала:**

Интегрированные в микроконтроллеры семейства MSP430FR2355 конфигурируемые цепочки элементов обработки сигналов, включающие несколько 12-битных ЦАП, программируемые усилители, 12-битный АЦП и два компаратора повышенной точности, предоставляют инженерам дополнительную гибкость выбора конструктивных решений.

- **Расширенный диапазон температур:**

Благодаря преимуществу энергонезависимой памяти FRAM, микроконтроллеры MSP430FR2355 можно использовать в приложениях сбора данных, работающих при температуре до 105 °C.

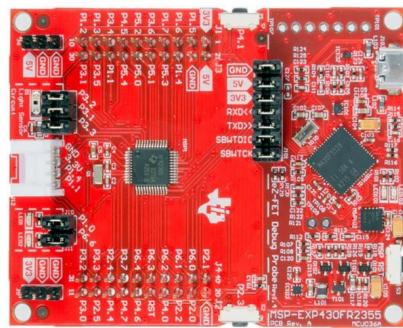
- **Масштабируемость производительности линейки MSP430:**

С микроконтроллерами MSP430FR2355, дополнившими линейку FRAM приборов серии MSP430 новыми версиями с ОЗУ до 32 КБ и скоростями центрального процессора до 24 МГц, инженеры получают больше вариантов выбора подходящего объема памяти и быстродействия для критич-

ных к стоимости приложений. При необходимости масштабирования характеристик разработчики могут использовать остальную часть семейства FRAM микроконтроллеров MSP430 с объемом памяти до 256 КБ, более высокой производительностью или расширенным набором аналоговой периферии.

Цена и доступность

Оценить характеристики нового микроконтроллера MSP430FR2355 разработчикам поможет отладочный набор MSP-EXP430FR2355, который можно приобрести за \$12.99 в онлайн магазине TI.



Отладочный набор MSP-EXP430FR2355.

Там же предлагается купить инженерные образцы MSP430FR2355.

В каком режиме должен работать магнитопровод дросселя импульсного преобразователя?

Часть 2

Окончание. Начало в номере 05-2018

Александр Русланович Русланов, Одесса, Украина

В предельном случае любой магнитопровод может работать в режиме $| \frac{B}{H_{AC}} | = 2$, когда магнитный поток (t) изменяется от $-H_{AC}$ до $+H_{AC}$, а его среднее значение \bar{B}_{CP} в любом случае равно нулю.

Условия $\bar{B}_{CP} = 0$ (отсутствие постоянной составляющей) и $| \frac{B}{H_{AC}} | = 2$ являются наилучшими для трансформаторов, предназначенных для передачи (с преобразованием параметров), а не накопления энергии. Для трансформаторов изменение магнитной индукции является «неизбежным злом», необходимым, согласно закону Фарадея, только для возникновения ЭДС на выводах обмоток. Именно при таких условиях магнитопровод трансформатора будет иметь наименьшие размеры при заданной мощности и частоте перемагничивания. При подмагничивании сердечника трансформатора постоянным током ($B_{CP} \neq 0$), например, в выходных каскадах ламповых или транзисторных усилителей класса А, чтобы не допустить насыщения, переменную компоненту магнитного потока приходится уменьшать, и, соответственно, выбирать магнитопровод большего размера.

Для импульсных преобразователей равенство нулю среднего значения магнитного

потока ($B_{CP1} = 0$), в отличие от трансформаторов, соответствует режиму холостого хода [2, 5], при котором, несмотря на наличие токов в обмотках, электрическая энергия не потребляется и не передается (конечно, при отсутствии потерь). Следует отметить, что выбор режима, когда при полной нагрузке $| \frac{B}{H_{AC}} | > 1$, является, мягко говоря, непонятным, поскольку это приводит к абсолютно бессмысленному увеличению его размеров и ухудшению КПД, поэтому работа в режиме знакопеременного (на протяжении этапа преобразования) магнитного потока оправдана только при легких нагрузках.

Итак, наиболее эффективно магнитопровод дросселя используется в граничном и разрывном режимах. Однако в разрывном режиме наличие пауз между циклами преобразования эквивалентно уменьшению частоты f_{IPR} при сохранении неизменным количества преобразуемой энергии W_{imp} [2], а, значит, согласно (2), эквивалентно уменьшению P_{IPR} и также оправдано лишь при легких нагрузках.

Таким образом, для того чтобы при заданных габаритах магнитопровода дросселя преобразовать максимальное количество

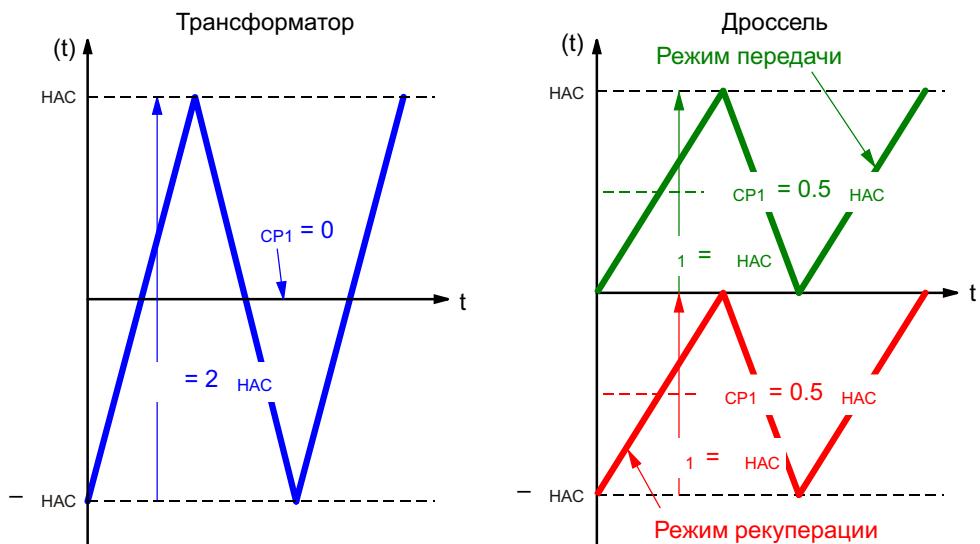


Рисунок 5. Магнитные потоки трансформатора и дросселя при полной нагрузке в теоретически максимально энергоэффективном режиме.

энергии, необходимо обеспечить граничный режим, при котором $|I_{HAC}| = 1$ и $|CP_1| = 0.5$. А вот для трансформаторов максимальная мощность обеспечивается при $|I_{HAC}| = 2$ и $CP_1 = 0$ (Рисунок 5).

Проверка

«Да такого просто не бывает! – может сказать опытный разработчик, прочитав приведенные выше умозаключения. – Допустим, у меня есть обратноходовой преобразователь.

Пусть в нем используется дроссель, магнитопровод которого насыщается при токе вторичной обмотки $I_{HAC} = 1$ А. Пусть преобразователь работает в граничном режиме, который, судя по приведенным исследованиям, обеспечивает наибольшую мощность преобразования P_{IP_MAX} . В этом случае минимальный ток вторичной обмотки равен $I_{MIN} = 0$ А, а размах пульсации тока – $I_M = 1$ А (Рисунок 6). Пусть относительные длительности первого k_1 и второго k_2 этапов преобразования равны и составляют половину периода ($k_1 = k_2 = 0.5$).

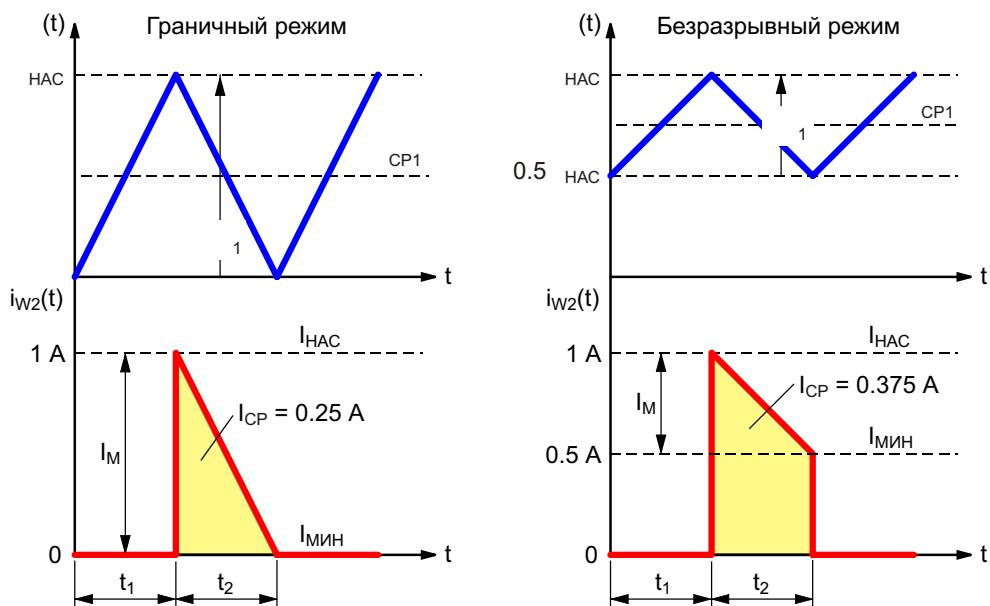


Рисунок 6. Электромагнитные процессы в дросселе при сохранении постоянного количества витков в обмотках.

При таком режиме для обратноходовой схемы средний выходной ток $I_{\text{вых}}$ будет равен [7]:

$$I_{\text{вых}} = \kappa_2(I_{\text{мин}} - 0.5I_m) \\ 0.5(0.5 - 0.5) = 0.25 \text{ A.}$$

Теперь я тот же самый дроссель, с тем же самым магнитопроводом и теми же самыми обмотками переведу в безразрывный режим, при котором $I_{\text{мин}} = 0.5 \text{ A}$ и $I_m = 0.5 \text{ A}$ (Рисунок 6), и выходной ток станет равен:

$$I_{\text{вых}} = \kappa_2(I_{\text{мин}} - 0.5I_m) \\ 0.5(0.5 - 0.5) = 0.375 \text{ A.}$$

Если выходное напряжение не меняется, то у меня налицо увеличение выходного тока, а, следовательно, и мощности преобразователя на 50%. А судя по Рисунку 4, мощность преобразователя должна, наоборот, уменьшиться на 25%, поскольку в этом случае $\frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{нас}}} = 0.5$ и $P_{\text{ИР}}/P_{\text{ИР_МАХ}} = 0.75$. Что-то тут не так!»

Такие возражения мне не раз доводилось слышать, в том числе и от опытных разработчиков, за плечами которых не один десяток успешных проектов. К сожалению, это свидетельствует только о том, что процессы, происходящие в импульсных преобразователях, гораздо сложнее, чем кажутся на первый взгляд, и их нельзя так грубо вырывать из контекста.

Магнитные процессы во многих случаях прочно ассоциируются только с током, протекающим в обмотках. Действительно, в соответствии с законом полного тока, в случае, когда ток протекает только по одной обмотке, что полностью справедливо для дросселя обратноходового преобразователя, на втором этапе преобразования магнитный поток связан только с током обмотки W_2 $i_{W_2}(t)$:

$$(t) A_L N_2 i_{W_2}(t), \quad (5)$$

где N_2 – количество витков обмотки W_2 .

Но что влияет на изменение магнитного потока $| \Phi |$? А оно определяется законом Фарадея, и для второго этапа преобразования его можно рассчитать по формуле [4]:

$$| \Phi | = \frac{| U_{\text{вых}} |}{N_2} t_2, \quad (6)$$

где $U_{\text{вых}}$ – напряжение на выходе импульсного регулятора.

Теперь внимательно посмотрим на Рисунок 6 и проанализируем формулу (6). На втором этапе преобразования в граничном режиме магнитный поток (t) за время t_2 под действием напряжения $U_{\text{вых}}$ должен измениться на величину $| \Phi | = I_{\text{нас}}$. При переходе в безразрывный режим он за то же самое время t_2 под действием напряжения $U_{\text{вых}}$ теперь должен измениться, но уже на величину $| \Phi | = 0.5 I_{\text{нас}}$, которая в два раза меньше. Согласно (6), при постоянном времени t_2 это возможно либо при уменьшении напряжения $U_{\text{вых}}$, либо при увеличении количества витков обмотки W_2 .

В первом случае, показанном на Рисунке 6, при сохранении постоянным количества витков выходное напряжение должно уменьшиться в два раза. Если этого не произойдет, и оно останется неизменным, то магнитный поток за время t_2 изменится снова на величину $I_{\text{нас}}$, а не на $0.5 I_{\text{нас}}$, и магнитопровод войдет в режим насыщения. А при уменьшении выходного напряжения в два раза и увеличении выходного тока в 1.5 раза выходная мощность преобразователя в безразрывном режиме $P_{\text{вых_безр.}}$ по отношению к выходной мощности в граничном режиме $P_{\text{вых_гран.}}$ будет равна:

$$\frac{P_{\text{вых_безр.}}}{P_{\text{вых_гран.}}} = \frac{0.5U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \cdot \frac{1.5I_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}} = 0.75.$$

Это полностью соответствует графику Рисунка 4.

Во втором случае увеличение количества витков, по закону полного тока, приведет к уменьшению тока $I_{\text{нас}}$, соответствующего потоку насыщения. Таким образом, после удвоения количества витков, необходимого для изменения магнитного потока на величину $0.5 I_{\text{нас}}$ за время t_2 при неизменном напряжении $U_{\text{вых}}$, абсолютная величина тока насыщения, как следует из (5), уменьшится в два раза. Фактически это будет уже другой дроссель с тем же самым магнитопроводом, но с другими обмотками W_1 и W_2 . И электрические процессы в преобразователе теперь примут вид, показанный на Рисунке 7.

Нетрудно подсчитать среднее значение выходного тока в этом режиме:

$$I_{\text{вых}} = \kappa_2(I_{\text{мин}} - 0.5I_m) \\ 0.5(0.25 - 0.5) = 0.1875 \text{ A.}$$

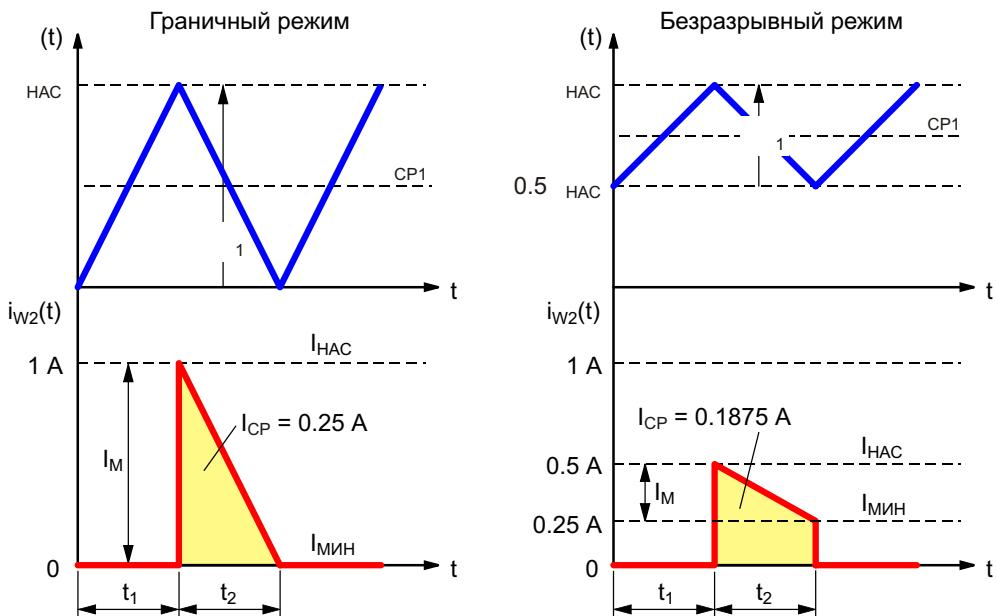


Рисунок 7. Электромагнитные процессы в дросселе при изменении количества витков.

И относительная выходная мощность преобразователя теперь будет равна:

$$\frac{P_{\text{ВЫХ_БЕЗР.}}}{P_{\text{ВЫХ_ГРАН.}}} = \frac{0.1875U_{\text{ВЫХ}}}{0.25U_{\text{ВЫХ}}} = 0.75.$$

И это тоже полностью соответствует Рисунку 4.

Влияние реальных параметров магнитных материалов

После того, как стали понятны условия получения максимальной мощности при идеальных условиях, пора «спуститься с небес на землю» и разобраться в том, что мешает реализовать этот режим на практике.

А на практике реальная величина переменной компоненты магнитного потока выби-

рается меньше значения потока насыщения $|B| < B_{\text{НАС}}$ (Рисунок 8). Во-первых, любой преобразователь должен иметь запас мощности, который ограничивает максимальную величину магнитного потока. Во-вторых, наличие у реальных магнитных материалов остаточной намагниченности также ограничивает магнитный поток, но уже его минимальное значение. В-третьих, от величины переменных составляющих процессов, протекающих в дросселе, напрямую зависят потери во всех элементах схемы, в первую очередь — в самом магнитопроводе.

Из-за этих ограничений большинство авторов рекомендуют проектировать дроссель, работающий все-таки в безразрывном режиме, причем так, чтобы переменная компонента магнитного потока составляла около 30% от величины потока насыщения. Это являет-

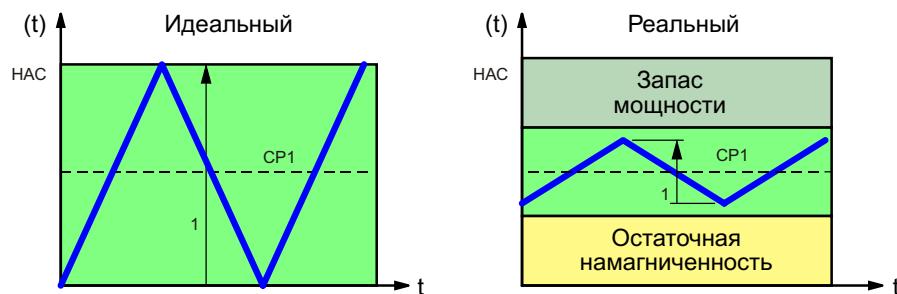


Рисунок 8. Магнитный поток в идеальном и реальном магнитопроводе.

ся не более чем рекомендацией, основанной лишь на практическим опыте и доступных магнитопроводах. А в будущем, кто знает, возможно, появятся новые магнитные материалы с нулевыми потерями на перемагничивание и нулевой остаточной намагниченностью, и тогда рекомендации к проектированию придется пересматривать, а вот проведенные в данной статье исследования все еще будут актуальны.

Заключение

Любой импульсный преобразователь является результатом компромисса между размерами, стоимостью и КПД конечного устройства, который принимает разработчик на основании конкретного технического задания. Конечно, никто не будет все импульсные преобразователи в обязательном порядке перепроектировать для работы в граничном режиме, тем более, что не все контроллеры на него ориентированы. Но при жестких требованиях к массе и габаритам устройства разработчик должен как минимум знать условия получения максимальной мощности при минимальных размерах, а как максимум – понимать суть происходящих процессов. **РЛ**

Список источников

1. Русу А.П. «[Откуда появились базовые схемы преобразователей](#)»
2. Русу А.П. «[Почему импульсные преобразователи "не любят" "легкую" нагрузку](#)»
3. Русу А.П. «[Почему обмотки дросселя обратно-ходового преобразователя могут иметь разное число витков](#)»
4. Русу А.П. Может ли ток в обмотке дросселя измениться мгновенно? // Радиолоцман – 2018. – №3. – С.26 – 29 (Часть 1). – №4. – С.26 – 29 (Часть 2).
5. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических и магнитных процессов в дросселях импульсных преобразователей электрической энергии // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА) – 2016. – №6. – С.17 – 29.
6. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ принципов построения и режимов работы импульсных преобразователей электрической энергии // Практическая силовая электроника. – 2016. – №2(62). – С.10 – 24.
7. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электротехника. – 2005. – №9. – С. 43–54.

Динамическое использование вывода запрета усилителя

Thomas Tzscheetzsche, Analog Devices

Analog Dialogue



Вопрос:

Можно ли для снижения энергопотребления использовать вывод запрета усилителя без ущерба для электрических характеристик?

Ответ:

В эпоху Интернета вещей все большую популярность приобретают приложения с батарейным питанием. В этой статье мы покажем, что между энергосбережением и точностью не должно быть компромисса.

У некоторых операционных усилителей есть выводы запрета, с помощью которых при правильном использовании можно сберечь до 99% энергии, не ухудшив точностных характеристик системы. Как правило, вывод запрета используется в статических операциях для перехода в режим покоя. В таком режиме все микросхемы переключаются в состояние низкого потребления мощности, и для обработки сигналов устройство не использу-

ется. Это снижает расход энергии на несколько порядков.

Если операционный усилитель используется в качестве входного буфера АЦП, как показано на Рисунке 1, для выполнения этой функции он должен быть активен. Однако потребляемую им мощность можно сделать низкой, если переключать усилитель в режим пониженного энергопотребления с помощью вывода запрета. В общем случае, режим снижения мощности используется всякий раз, когда АЦП не нужно считывать новые данные в свой блок выборки и хранения.

Проще всего это можно сделать с помощью команды запуска преобразования. В стандартных АЦП первым до измеряемого напряжения заряжается входной конденсатор (выборки и хранения). Это происходит до того, как подается сигнал начала преобразования. Затем входной конденсатор изолируется и подключается к входам каскада преобразования, когда начинается этап дискретизации. По завершении этого этапа устанавливается сигнал конца преобразования, характер которого зависит от типа используемой микросхемы.

И теперь возникает главный вопрос: в течение какого отрезка времени операционный усилитель должен быть активным? Период активности должен начинаться достаточно задолго перед сигналом начала преобразования, чтобы быть уверенным, что напряжение на внутреннем входном конденсаторе

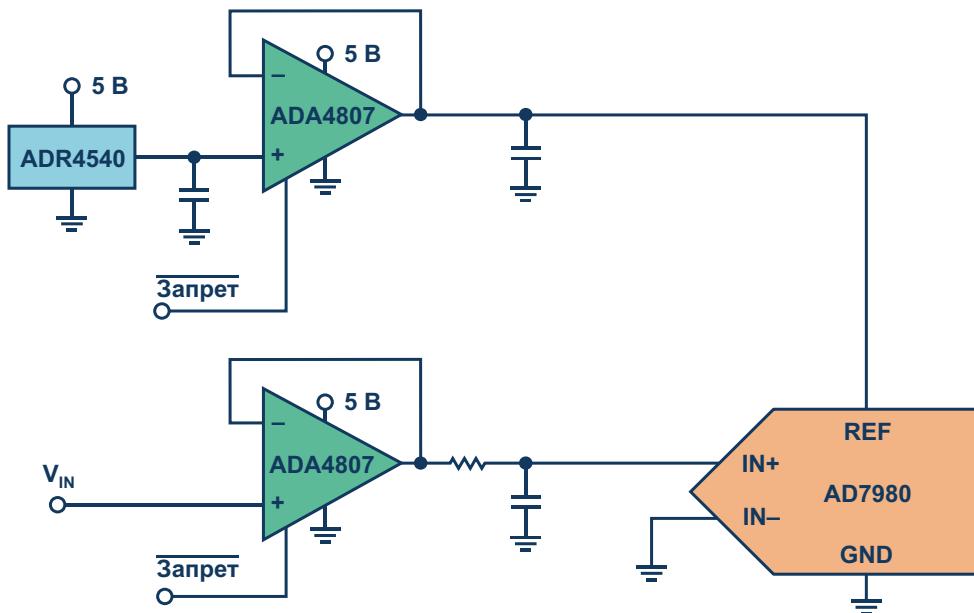


Рисунок 1. Типичная схема входного каскада АЦП с драйвером и опорным буфером.

приняло то же значение, что и измеряемый входной сигнал. Это время зависит от таких факторов, как емкость входного конденсатора, величина измеряемого напряжения и скорость, с которой операционный усилитель способен управлять емкостной нагрузкой.

теля указана емкость нагрузки 15 пФ, но, как видно из соответствующей диаграммы (Рисунок 2), эта емкость может быть и больше. При этом необходимо учитывать выходной фильтр низких частот с конденсатором 2.7 нФ и резистором 20 Ом.

Из диаграммы видно, что микросхема может эффективно управлять большими емкостными нагрузками. После отключения усилителю требуется около 500 нс, чтобы выходное напряжение достигло полного уровня, который в нашем случае составляет максимум 5 В или 4.096 В.

Чтобы обеспечить достаточный запас, будем считать, что усилитель должен включаться за 750 нс до начала преобразования. Сравним данные для 1 квыб/с с данными, экстраполированными на 1 Мвыб/с.

Потенциал энергосбережения лежит в диапазоне от 99.83% (общее потребление 0.02 мВт) при скорости преобразования 1 квыб/с до 92.41% (общее потребление 10.75 мВт) при скорости преобразования 1 Мвыб/с. Это лишь вклад, вносимый в экономию мощности драйвером АЦП; аналогично можно снизить и среднюю мощность, потребляемую опорным буфером.

Этот пример призван показать, на что способны современные устройства. При минимальном времени выборки 500 нс отклонение SINAD (отношение суммы полезного сигнала, шума и искажений к

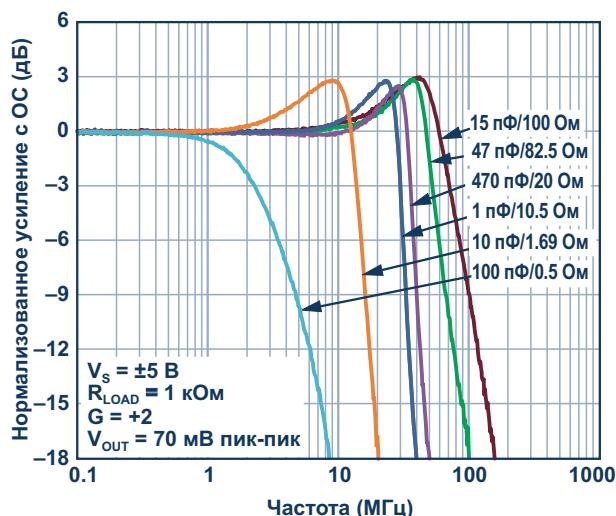


Рисунок 2. Частотная характеристика ADA4807.

Как следует из справочной документации на микросхему используемого в нашей схеме АЦП (AD7980), его входной импеданс образуется из входной емкости 30 пФ и последовательного сопротивления 400 Ом. Однако с операционным усилителем это не так просто. В таблице параметров операционного усилия

сумме шума и искажений) составило менее 0.5 дБ. В случае с драйвером стоит выбирать более быстрые усилители и управлять ими динамически.

Мы рассмотрели только приложение, в котором усилитель используется как буфер с единичным усилением. Для инвертирующего или иных усилителей экономия энергии

будет различной, в зависимости от условий. Чтобы проверить это, необходимо выполнить измерения.**РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD7980](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADA4807](#)
3. [Datasheet Analog Devices ADR4540](#)

Эволюция инструментального усилителя

Greg Davis

Electronic Design

Будь то хирургический инструмент для коррекции зрения или заводской пресс, инструментальные усилители предлагают отличный способ усиления микровольтовых сигналов датчиков с одновременным подавлением больших синфазных сигналов

Раньше термин «инструментальный усилитель» (ИУ) часто использовался неправильно, указывая на область применения, а не на архитектуру устройства. ИУ относят к операционным усилителям (ОУ), поскольку они основаны на той же архитектуре, однако ИУ – это специализированная версия операционного усилителя. Особенностью ИУ является высокое дифференциальное усиление, необходимое для усиления сигналов датчиков микровольтовой амплитуды с одновременным подавлением больших синфазных сигналов, уровень которых может достигать нескольких вольт. Это важно, поскольку изменение выходного сигнала напряжения или тока некоторых датчиков относительно мало, и это небольшое изменение надо измерить с высокой точностью.

Давайте рассмотрим несколько приложений, для которых создаются и в которых используются ИУ. Например, это может быть хирургический инструмент для коррекции зрения, движение которого задается шаговыми двигателями на основании сигналов, получаемых от датчиков. Высокая точность здесь имеет решающее значение, и при этом остальное оборудование операционной не

должно искажать сигналы датчиков, чтобы не привести к непоправимым последствиям.

Другим примером могут служить промышленные прессы. Для придания металлу нужной формы такие машины прикладывают усилия в тысячи фунтов. Эти прессы конструируются таким образом, чтобы при обнаружении в рабочей зоне руки человека они немедленно останавливались. В данном случае очень важно, чтобы электрические помехи от другого заводского оборудования не могли нарушить работу системы защиты.

В обоих перечисленных случаях сигнал датчика свой первый шаг совершает через инструментальный усилитель. Слабый сигнал датчика должен быть точно усилен, независимо от окружающих условий. Инструментальные усилители разработаны именно для этого – точно усиливать слабые сигналы в условиях окружающей среды, зашумленной электрическими помехами.

Но высокое дифференциальное усиление – не единственный параметр, делающий ИУ высокоэффективным устройством. Для увеличения времени автономной работы от батареи важна низкая мощность потребления. Низкое рабочее напряжение позволяет

использовать глубоко разряженную батарею, что также увеличивает время ее использования. Широкий диапазон входных напряжений обеспечивает совместимость с большим числом датчиков. И, наконец, согласование входного импеданса упрощает их подключение.

Как эволюционировала конструкция ИУ

На протяжении многих лет разработчики создавали новые схемы ИУ, чтобы использовать их преимущества в потребительских, медицинских и промышленных приложениях. Давайте взглянем на эволюцию конструкций ИУ, начиная от первых образцов, до инструментальных усилителей, доступных сегодняшнему разработчику. Изучая эти архитектуры с их достоинствами и недостатками, мы покажем, как совершенствовались характеристики этих приборов, и что они дают реальным приложениям.

Прежде чем углубляться в различия подходов и вариантов, давайте сначала посмотрим, чего мы пытаемся достичь, используя схему на Рисунке 1.

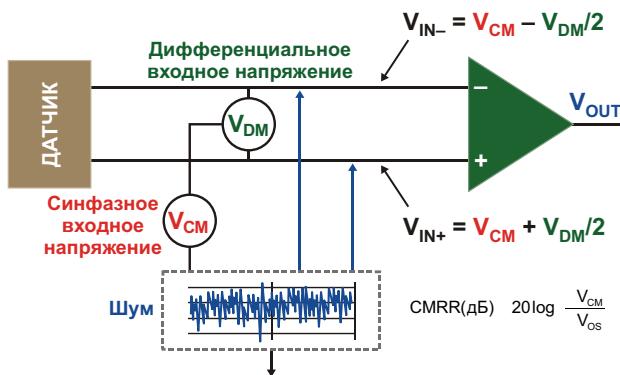


Рисунок 1. Блок-схема интерфейса датчика на основе ИУ.

Выходы датчика подключены к входам ИУ, усиливающего дифференциальное напряжение. Помехи попадают из многих источников, как в излучаемой, так и в кондуктивной форме. Типичные помехи могут приходить из импульсных источников питания, моторов и беспроводных устройств. Такие помехи ослабляются экранированием и хорошей разводкой печатной платы, но часть их, все-таки, проникает в схему.

К счастью, большинство из этих помех проявляет себя как синфазное напряжение (V_{CM}), наложенное на дифференциальное

входное напряжение датчика (V_{DM}), поэтому правильно сконструированная измерительная схема с хорошим коэффициентом подавления синфазного сигнала (CMRR) значительно уменьшит это напряжение, поддерживая высокую точность коэффициента усиления. Минимальное значение CMRR для постоянного напряжения обычно приводится в технических спецификациях, в то время как для переменного тока CMRR представляется в виде графиков частотных зависимостей.

Дискретный дифференциальный усилитель

Если нужно усилить разность напряжений на выходах датчика, подойдет и простой дифференциальный усилитель, но такая схема будет иметь множество недостатков. В простейшей реализации этой схемы, приведенной на Рисунке 2, при однополярном питании напряжение V_{IN+} смешено на величину V_{REF} , в типичном случае равном половине напряжения питания.

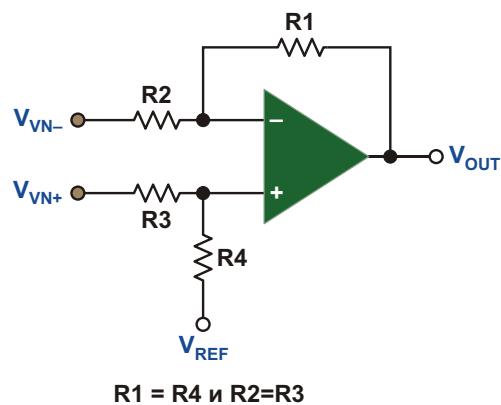


Рисунок 2. Дискретный дифференциальный усилитель.

Разработанный для усиления дифференциальных напряжений, операционный усилитель сам по себе имеет хороший CMRR, но все портят окружающие его схемы. Любое рассогласование сопротивлений внешних резисторов, включая несогласованность любых делителей, подключенных к V_{REF} , ограничивает способность ОУ подавлять синфазные сигналы и, соответственно, уменьшает CMRR. Резисторы просто не могут иметь такие допуски, чтобы обеспечивать уровни CMRR, ожидаемые от ИУ.

С помощью приведенной ниже формулы можно оценить влияние допуска номиналов резисторов T_R на коэффициент подавления

синфазного сигнала $CMRR_{DIFF}$ дифференциального усилителя с коэффициентом усиления $G = 1 \text{ В/В}$:

- Если $T_R = 1\%$, наихудшее значение $CMRR_{DIFF}$ будет равно 34 дБ;
- Если $T_R = 0.1\%$, наихудшее значение $CMRR_{DIFF}$ будет равно 54 дБ.

В этой формуле K – разброс отношений сопротивлений резисторов $R1/R2$ и $R3/R4$, который в худшем случае может составлять $4T_R$:

$$CMRR_{DIFF} = 20 \log \frac{1}{K} \frac{R_1}{R_2}.$$

Коэффициент передачи усилителя, усиливающего дифференциальное входное напряжение, равен

$$V_{OUT} = G V_{DM} \frac{R_1}{R_2} (V_{IN+} - V_{IN-}) - V_{REF}.$$

Проблема заключается в том, что дифференциальное напряжение (V_{IN-} и V_{IN+}) включает наложенные шумы, и любое синфазное напряжение, не подавленное из-за плохого CMRR, будет усилено схемой, в результате чего выходной сигнал будет искажен шумами.

У этого простого решения есть и другие недостатки. Обычно входной импеданс операционного усилителя очень высок и находится в диапазоне от мегаом до гигаом. Однако подключение цепей обратной связи и опорного напряжения приводит к снижению и разбалансу импеданса, в результате чего увеличивается нагрузка датчика и уменьшается точность измерений. Если такая схема будет усиливать слабый сигнал датчика, низкая точность усиления при наличии шумов сделает ее непригодной для целей измерения.

Вариант на трех микросхемах операционных усилителей

На Рисунке 3 показана распространенная схема ИУ, выпускаемого в виде одной интегральной схемы. Схема состоит из двух каскадов. Первый каскад содержит два инвертирующих буферных усилителя, а выходной каскад представляет собой традиционный дифференциальный усилитель. Сопротивления

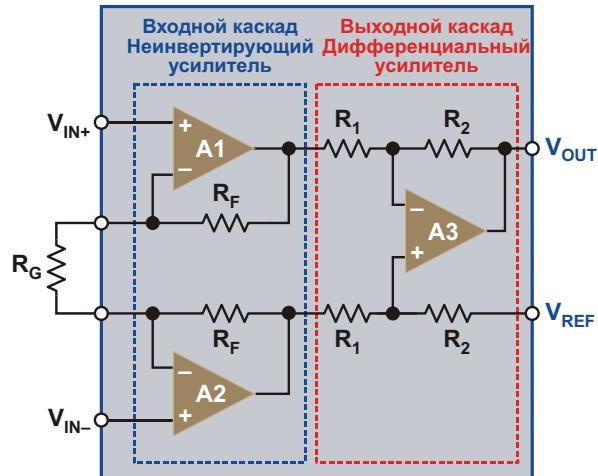


Рисунок 3. Вариант на трех микросхемах операционных усилителей.

используемых в микросхеме внутренних резисторов согласованы с очень высокой точностью, достижимой лишь с помощью лазерной подгонки на кристалле, позволяющей достичь намного лучших значений CMRR.

Усилители входного каскада обеспечивают высокий импеданс, минимизирующий нагрузку на датчики. Резистор R_G , устанавливающий величину коэффициента усиления, позволяет разработчикам выбрать любое значение из рабочего диапазона устройства, в типичном случае находящегося в интервале от 1 В/В до 1000 В/В.

Выходной каскад представляет собой обычный дифференциальный усилитель. Отношение сопротивлений внутренних резисторов $R2/R1$ определяет коэффициент усиления внутреннего дифференциального усилителя, который для большинства ИУ равен 1 В/В, поскольку общее усиление обеспечивается усилителями входного каскада. Сбалансированные сигнальные тракты между входом и выходом гарантируют отличный CMRR.

Конструкция проста в реализации, занимает немного места на плате и требует меньшего количества компонентов, а значит, снижается и стоимость системы. Кроме того, при использовании вывода V_{REF} схема совместима с однополярными источниками питания. Однако и эта схема требует учета определенных ограничений.

Благодаря согласованию внутренних резисторов дифференциального усилителя, ИУ на трех ОУ имеет высокий CMRR для постоянного напряжения, но для переменно-

го напряжения CMRR может быть существенно ухудшен архитектурой обратной связи. Кроме того, из-за невозможности полного согласования паразитных емкостей, CMRR уменьшается с ростом частоты. Диапазон синфазных входных напряжений необходимо ограничивать до уровня, исключающего насыщение внутренних каскадов. Для получения наилучших характеристик схемы вывод V_{REF} должен быть подключен к буферному усилителю. И, наконец, температурные коэффициенты внешних и внутренних резисторов, задающих коэффициент усиления, не могут быть согласованы в принципе, что также снижает CMRR.

Характер влияния согласованности резисторов на точность коэффициента усиления G определяется выражением

$$V_{OUT} = G V_{DM} - V_{REF},$$

где

$$G = 1 + \frac{\frac{2R_F}{R_G}}{\frac{R_2}{R_1}},$$

$$V_{DM} = (V_{IN+} - V_{IN-}).$$

Решение на основе косвенной обратной связи по току

В ИУ с косвенной обратной связью по току (КОСТ) используется новый способ преобразования напряжения в ток (Рисунок 4). Он состоит из двух согласованных транскондуктивных усилителей (усилителей тока, управляемых напряжением – ред.) G_{M1} и G_{M2} и трансимпедансного усилителя А3 с большим

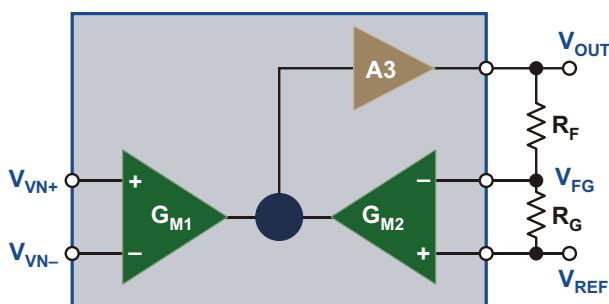


Рисунок 4. Вариант с косвенной обратной связью по току.

коэффициентом усиления. В конструкции не используются согласованные резисторы, поэтому ей не нужны внутренние резисторы с лазерной подгонкой, что снижает затраты на производство. Еще одно преимущество этой схемы определяется тем, что ей не нужен ни один внешний резистор, согласованный с внутренними резисторами. Все что требуется – максимально хорошее согласование температурных коэффициентов внешних резисторов R_F и R_G , от которого напрямую зависит дрейф усиления.

CMRR по постоянному току такого усилителя высок, поскольку синфазные сигналы удаляются усилителем G_{M1} . С ростом частоты CMRR по переменному току уменьшается слабо. Как уже упоминалось, ИУ на основе трех ОУ имеют ограниченные диапазоны входных напряжений, что связано с необходимостью предотвращения насыщения внутренних узлов схемы. У усилителей с КОСТ размах выходного напряжения не связан с входным синфазным напряжением, что расширяет рабочий диапазон до значений, недостижимых для архитектуры с тремя ОУ.

Второй каскад (G_{M2} и А3) дифференциально усиливает сигнал и еще больше ослабляет синфазные шумы на V_{FG} и V_{REF} . Подав напряжение смещения к выводу V_{REF} , этот усилитель также можно использовать в схемах с однополярным питанием.

Коэффициент усиления КОСТ ИУ равен

$$V_{OUT} = G V_{DM} - V_{REF},$$

где V_{DM} – дифференциальное напряжение, равное

$$V_{DM} = V_{IN+} - V_{IN-} - V_{FG} - V_{REF}.$$

Несколько типичных приложений, использующих ИУ для усиления сигналов датчиков, показано на Рисунке 5.

Заключение

Эволюция ИУ, следуя за ростом потребности в усилении слабых сигналов на фоне шумов, происходила на протяжении многих лет. Простейший подход – дискретный операционный усилитель – для использования в качестве ИУ непригоден. Интегральный ИУ, основанный на трех операционных усилите-

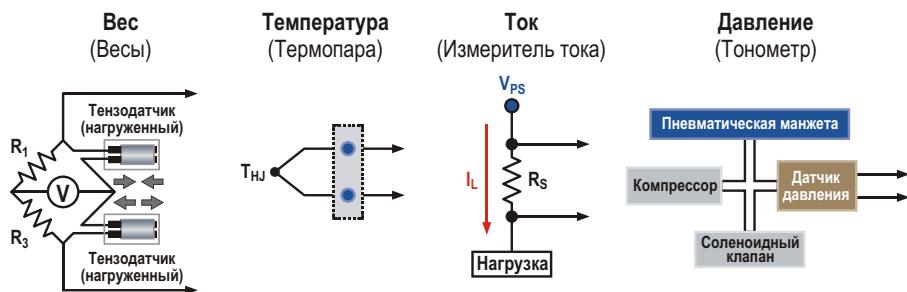
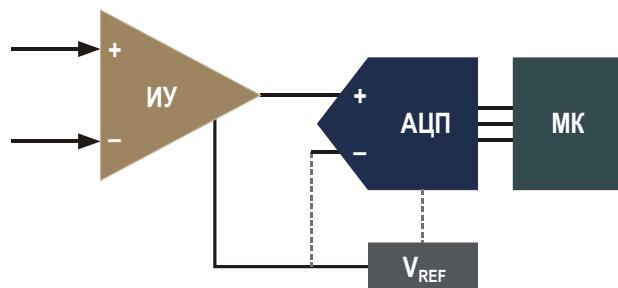


Рисунок 5. Примеры типичных приложений, использующих ИУ для усиления сигналов датчиков.

лях, значительно превосходит первый вариант по ряду параметров, включая CMRR по постоянному току, хорошо сбалансированные и высокие входные импедансы, а также возможность установки усиления одним резистором. Тем не менее, имеются ограничения диапазона синфазных напряжений и трудности согласования температурных коэффициентов внутреннего и внешнего резисторов, влияющих на дрейф усиления.

Кроме того, если не использовать буфер, вывод V_{REF} также может оказывать отрицательное влияние на CMRR.

Решение на основе КОСТ также имеет высокий CMRR (даже на повышенных частотах), расширенный диапазон синфазных напряжений и не содержит внутренних резисторов с лазерной подгонкой, что сокращает производственные затраты и снижает температурный дрейф коэффициента усиления. **РЛ**

Промежуточное напряжение увеличивает КПД преобразования энергии

Frederik Dostal, Analog Devices

Analog Dialogue



Вопрос:

Как увеличить КПД преобразователя энергии при высоком входном напряжении и очень низком выходном напряжении?

Ответ:

Задачи преобразования высокого входного напряжения в очень низкое выходное напряжение решаются различными способами. Один из типичных и интересных примеров – понижающее преобразование 48 В в 3.3 В. Такая задача характерна не только для серверных приложений на рынке информационных технологий, но также и в отрасли телекоммуникаций.

Если решать ее с помощью одного понижающего преобразователя, как это показано на Рисунке 1, возникает проблема малых

коэффициентов заполнения. Коэффициент заполнения – это числовое выражение соотношения времени включенного состояния (когда основной ключ открыт) и времени выключенного состояния (когда основной ключ закрыт). Коэффициент заполнения для понижающего преобразователя определяется следующей формулой:

Коэффициент заполнения

$$\frac{\text{Выходное напряжение}}{\text{Входное напряжение}}.$$

Если входное напряжение равно 48 В, а выходное – 3.3 В, коэффициент заполнения составит примерно 7%.

Это означает, что при частоте переключения 1 МГц (период 1000 нс) коммутатор Q1 включается всего на 70 нс. Затем Q1 выклю-

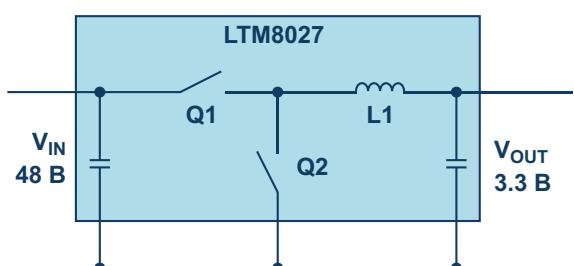


Рисунок 1. Одноэтапное понижение напряжения 48 В до 3.3 В.

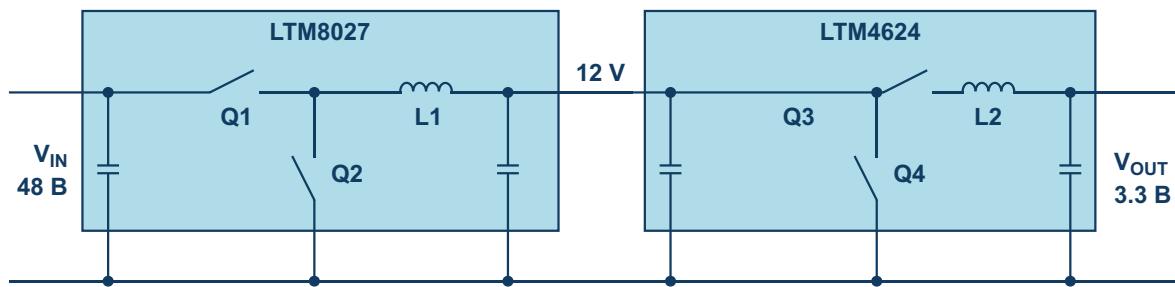


Рисунок 2. Понижение напряжения 48 В до 3.3 В за два этапа с промежуточным напряжением 12 В.

чается на 930 нс, а Q2 открывается. Для такой схемы нужно выбирать импульсный регулятор, способный работать при минимальном времени включения 70 нс или меньше. Но даже если такой компонент найден, возникает другая проблема. Обычно весьма высокий, КПД преобразования энергии понижающего регулятора при работе с очень короткими импульсами существенно уменьшается. Это происходит просто потому, что для передачи достаточной энергии в дроссель остается очень мало времени, и дроссель должен поддерживать ток нагрузки в течение длительного периода отключения. Обычно это приводит к появлению в схеме очень больших пиковых токов. Для того чтобы снизить эти токи, приходится использовать дроссель L1 с относительно большой индуктивностью. Это связано с тем, что в активной фазе рабочего цикла к L1 на Рисунке 1 приложена большая разность напряжений.

В этом примере мы при открытом ключе обнаружим напряжение 44.7 В на дросселе, 48 В на коммутационном узле и 3.3 В со стороны выхода. Ток дросселя рассчитывается по следующей формуле:

$$I_L = \frac{1}{L} U_L dt.$$

Если на дросселе имеется высокое напряжение, ток возрастает в течение фиксированного периода времени и при фиксированной индуктивности. Для снижения пиковых токов дросселя необходимо увеличивать его индуктивность. Однако с ростом индуктивности увеличиваются потери мощности. В этих условиях эффективный модуль регулятора LTM8027, выпускаемый Analog Devices, при выходном токе 4 А обеспечивает КПД мощности лишь 80%.

В настоящее время очень распространенным и более эффективным схемным решением для увеличения КПД мощности является двухэтапное преобразование с использованием промежуточного напряжения. Каскадное включение двух высокоэффективных понижающих регуляторов показано на Рисунке 2. В первом каскаде напряжение 48 В преобразуется в 12 В. Затем это напряжение понижается до 3.3 В на втором этапе преобразования. Общий КПД преобразования микромодуля регулятора LTM8027 при понижении 48 В до 12 В превышает 92%. Второе преобразование от 12 В до 3.3 В выполняется микромодулем LTM4624, КПД преобразования которого составляет 90%. Таким образом, общий КПД равен 83%, что на 3% больше, чем у схемы прямого преобразования на Рисунке 1.

Это может показаться довольно неожиданным, поскольку вся мощность на выходе 3.3 В должна была пройти через две отдельные схемы импульсных регуляторов. КПД схемы на Рисунке 1 снижен из-за низкого коэффициента заполнения и связанных с этим больших пиковых токов дросселя.

При сравнении однокаскадных и двухкаскадных архитектур понижающего преобразования, помимо энергетического КПД, необходимо принимать во внимание еще много различных аспектов. Однако в этой статьи затрагиваются лишь наиболее важные аспекты КПД преобразования энергии. Другое решение этой проблемы может быть основано на использовании нового гибридного контроллера понижающего преобразователя LTC7821, в котором объединены функции зарядового насоса и понижающего регулятора. Это дает возможность работать с коэффициентом заполнения $2 \times V_{IN}/V_{OUT}$ и,

таким образом, получать большие коэффициенты понижения при очень высоких КПД преобразования.

Формирование промежуточного напряжения может быть очень полезным для повышения общего КПД преобразования конкретного источника питания. Предлагается множество решений для увеличения КПД преобразования схемы на Рисунке 1 при таких коротких рабочих импульсах. Например, можно использовать очень быстрые GaN ключи,

которые уменьшают потери переключения и, соответственно, увеличивают КПД преобразования энергии. Однако в настоящее время такие решения оказываются более затратными, чем каскадирование преобразователей, подобное показанному на Рисунке 2.[РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC7821](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTM4624](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTM8027](#)

Разбираем дисковый накопитель *Samsung 1.8"*

Paul Rako

Electronic Design

Взгляд на привод диска изнутри принес интересные откровения в плане общей конструкции и озадачил некоторыми деталями

У меня есть два внешних USB диска Samsung 1.8", которые раньше я использовал для резервного копирования всех своих наработок. Их емкость равна 250 ГБ. Один из них я держал в сейфе, другим пользовался и раз в месяц менял диски местами. Но теперь у меня есть твердотельный накопитель 1 ТБ. Недавно я извлек приводы Samsung из ящика, чтобы убедиться, что они все еще работают. Один из них заработал, но лишь один раз. После копирования кучи музыкальных фай-

лов на диск он жил в течение нескольких дней, а затем просто повесил мой ноутбук с Windows 7. Для инженера это был прекрасный повод разобрать его (Рисунок 1).

Что мне сразу понравилось в дисководе – его размеры (Рисунок 2). Он меньше колоды



Рисунок 1. Во внешнем накопителе Samsung 1.8" емкость 250 ГБ обеспечивается двумя «блинами».



Рисунок 2. Накопитель Samsung 1.8" имеет встроенный контроллер USB и питается только от разъема USB.



Рисунок 3. Резиновые ударопоглотители амортизируют привод внутри его пластикового корпуса.

карт, но при этом хранил результаты всех моих работ. Благодаря наличию USB, я мог брать диск на работу, если мне требовался старый файл. Одна из причин, по которой я извлек его из ящика, заключалась в том, чтобы посмотреть, может ли он снабжать музыкой мою новую автомобильную стереосистему Joying Android. Оказалось, что Joying в принципе видит диск и играет музыку, но для него я свой накопитель убил, поскольку несколько лет назад отформатировал его в NTFS. Форумы объяснили мне, что большинству автомобильных стереосистем для внешнего хранилища требуется файловая система FAT32.

Привод был смонтирован в пластмассовом корпусе с двумя вложенными резиновыми ударопоглотителями (Рисунок 3). Похоже, производители потребительских товаров

любят полиимидную пленку, о чем свидетельствует небольшой кусочек, прикрепленный к корпусу разъема USB.

Элегантные внутренности

Внутренности накопителя элегантны и очень хорошо сконструированы (Рисунок 4). Слева изготовленная литьем под давлением верхняя крышка корпуса с черной демпфирующей прокладкой в центре. Прокладка и часть винтов разбросаны в разных местах фотографии. Над крышкой видна этикетка. Далее лежит один из резиновых амортизаторов. Затем мы видим отштампованные из листового металла верхнюю часть корпуса привода с гайкой шпинделя и один из «блинов» над ней. За ними следуют магниты и блок головок. Выше – шайба, разделяющая два «блина». Далее видим нижнюю часть штампованного корпуса с установленным двигателем шпинделя. Справа от них находится оранжевый механизм парковки головок, а также другой резиновый амортизатор. Еще правее лежит печатная плата, на которой смонтирована вся электроника. Чтобы привод был как можно более тонким, в плате сделано большое отверстие и угловые выборки. Над печатной платой расположена металлизированная накладка, которая электрически соединена с корпусом разъема USB и закрывает микросхему моста USB. В крайнем правом углу лежит нижняя крышка с изоляционной прокладкой, отделяющей печатную плату от привода. Чёрная демпфирующая прокладка осталась на своем первоначальном месте.

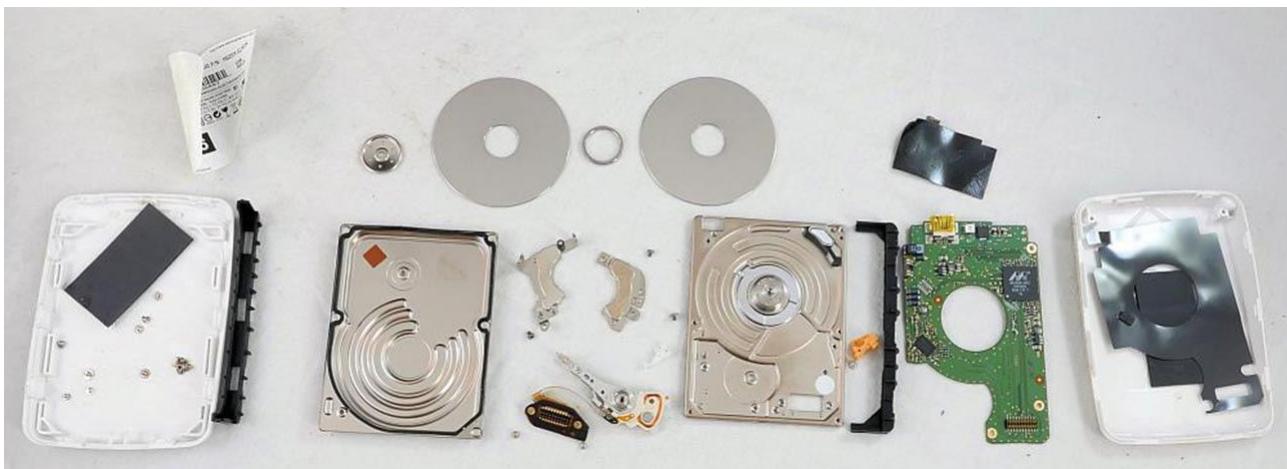


Рисунок 4. Разложенные части дискового накопителя демонстрируют высокую точность изготавления потребительского продукта в условиях крупномасштабного производства.



Рисунок 5. Форма печатной платы дискового накопителя повторяет все его внутренности.

Переходные отверстия, которыми прошит весь периметр печатной платы, предотвращают излучение электромагнитных помех из ее краев (Рисунок 5). Это обратная сторона печатной платы. Слева находится разъем для подключения плавающих головок. Кварцевый резонатор и микросхема моста USB-ATA JM20335 были накрыты металлизированной прокладкой.



Рисунок 6. На обратной стороне печатной платы накопителя тоже есть компоненты и разъемы.

На внутренней стороне печатной платы установлен чип контроллера TLS2309 компании Texas Instruments (Рисунок 6). Этот чип управляет двигателем шпинделя, который подключается разъемом в верхнем углу платы. Стоящий рядом большой tantalовый конденсатор обеспечивает мотор импульсным током. Внизу видим микросхему Marvell 88i8038 – контроллер интерфейса PATA (параллельный ATA) и интерфейс считывающей головки. В правом углу – разъем USB. Ниже его – синий светодиод, зажигающийся при подключении дисковода. Под светодиодом находится микросхема регулятора напряжения.

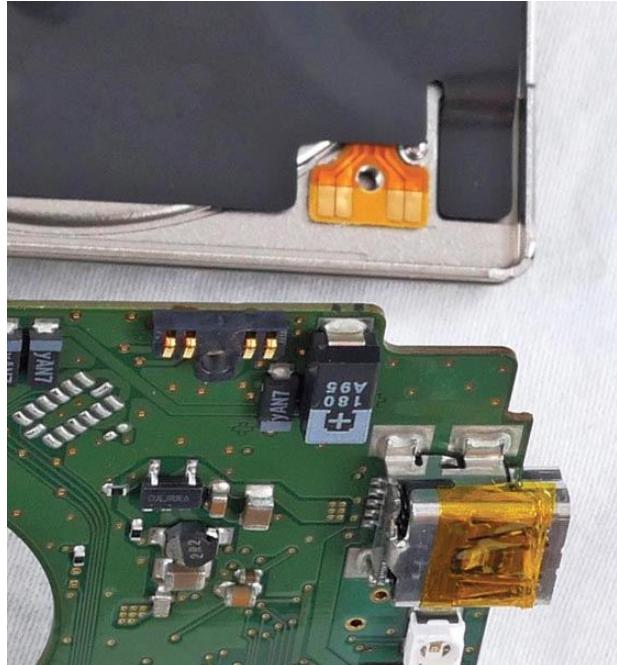


Рисунок 7. Четырехконтактный разъем для двигателя шпинделя представляет собой изощренную конструкцию, соединенную с гибкой схемой, установленной в корпусе.

Разъем плоского кабеля двигателя шпинделя сконструирован очень грамотно (Рисунок 7). Винт, проходящий прямо через середину разъема, обеспечивает поддержание постоянного давления на контакты. Все контакты выглядят позолоченными. Чёрная изолирующая прокладка находится в своем конструктивном положении. Вероятно, она также служит звукоглottителем. Кроме того, она может быть достаточно проводящей, чтобы экранировать двигатель шпинделя, который при работе излучает электромагнитные помехи.



Рисунок 8. В корпусе смонтированы двигатель шпинделя и сборка плавающих головок с магнитами, а также разъем для сервопривода коромысла и сигнальных линий.



Рисунок 9. Функция небольшой детали из черного пластика в правом верхнем углу корпуса – загадка.

Электродвигатель шпинделя приклеен к металлическому корпусу эпоксидным составом и оставлен на своем месте (Рисунок 8). Коромысло и разъем плавающих головок

сделаны в виде самостоятельного сборочного узла. Это позволяет проверять их перед финальной сборкой. Вы можете видеть петлю проводов, расположенную между магнитами, которая обеспечивает движение головок. Магниты сделаны из редкоземельных соединений и очень сильны. Коромысло было закреплено на корпусе тремя винтами.

Внутри диска была таинственная деталь из черного пластика (Рисунок 9). Нижняя сторона выходила в атмосферу. Но внутренняя полость казалась запечатанной изнутри диска. Может быть, белая пленка сверху – это проницаемая мембрана, позволяющая выравнивать давление воздуха внутри и снаружи привода. Еще одна загадочная деталь – маленькая белая накладка. Ее охватывала черная пластиковая деталь, но я не могу понять, для чего бы она могла использоваться.**РЛ**

Двуханодный MOSFET тиристор



Михаил Шустов, Андрей Шустов, г. Томск

Предложена схема двуханодного MOSFET тиристора, обладающего повышенным быстродействием, высоким входным сопротивлением и исключительно малыми потерями

Тиристорные (симисторные) коммутаторы нагрузки в силу неустранимых конструкционных особенностей отличаются высоким катод-анодным падением напряжения на них в открытом состоянии и низким быстродействием. В этой связи на подобных коммутирующих элементах рассеивается значительная мощность, порой приводящая к перегреву и выходу из строя полупроводникового прибора. Одновременно на бесполезный нагрев

полупроводникового прибора расходуется электроэнергия, что в условиях массового промышленного и бытового применения тиристоров и симисторов ведет к масштабным ее потерям.

Двуханодный MOSFET коммутатор нагрузки с тиристорным управлением (двухранодный MOSFET тиристор), изображенный на Рисунке 1, обладает входными характеристиками быстродействующего тиристора, однако поте-

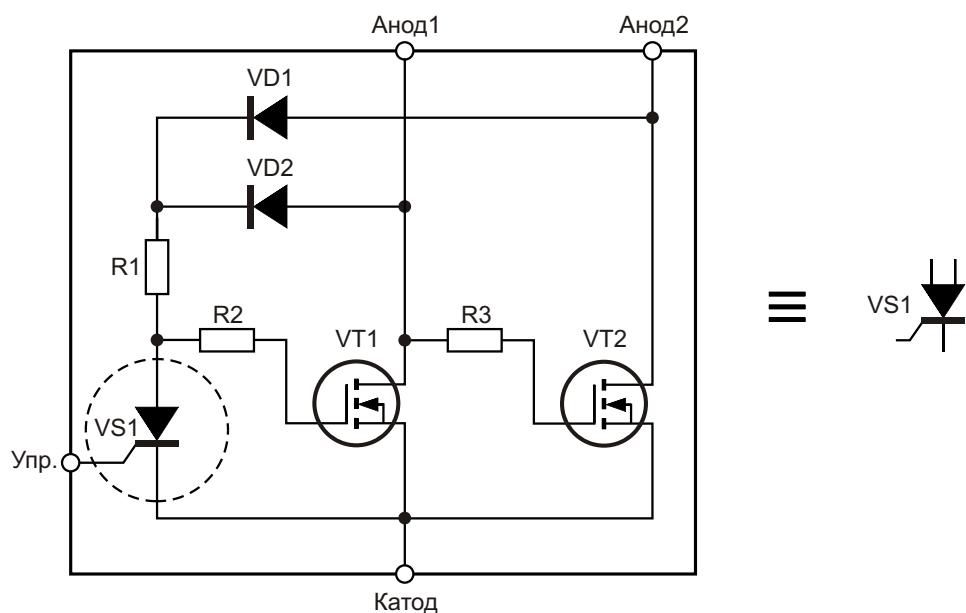


Рисунок 1. Внутренняя структура двуханодного MOSFET тиристора и его условное графическое обозначение.

ри на его открытых коммутационных элементах почти на два порядка ниже, чем у традиционных тиристоров. Кроме того, предлагаемый коммутатор имеет в отличие от тиристоров два выхода, один из которых находится во включенном, а второй – в выключенном состоянии. Эти выходы переключаются в соответствии с переключением тиристора.

Коммутатор может быть выполнен с использованием входного слаботочного быстродействующего тиристора или его транзисторного аналога с повышенным входным сопротивлением [1], нагрузкой которого служит высокоомный резистор. К аноду тиристора подключена последовательная цепочка из двух MOSFET транзисторных коммутаторов, рассчитанных на высокий ток нагрузки.

На Рисунке 2 показан вариант схемы практического использования двухханодного MOSFET тиристора. При подаче на вход коммутатора управляющего сигнала прямоугольной формы с широтно-импульсным регулированием возможно плавное без потерь перераспределение мощностей, потребляемых в цепях нагрузок MOSFET тиристора.

На Рисунке 3 показана практическая схема коммутатора нагрузки на основе двухханодного MOSFET тиристора. Стабилитроны VD3 и VD4 предназначены для защиты управляющих входов транзисторов от возможных перенапряжений. Защитные диоды в цепи исток-сток встроены в структуру транзисторов IRFP362. N-канальные MOSFET IRFP362 могут работать до частоты 1 МГц и

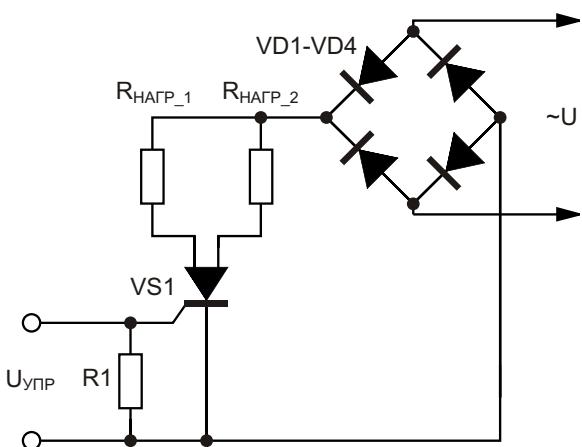


Рисунок 2. Пример схемы включения двухханодного MOSFET тиристора в цепи переменного тока.

расчетаны на напряжение 400 В при токе нагрузки до 20 А; сопротивление исток-сток открытого транзистора при токе нагрузки 13 А составляет 0.25 Ом.

Ограничителем верхней частоты питающего напряжения коммутатора (1 кГц) являются входной тиристор VS1, а также диоды VD1 и VD2. Эту частоту можно поднять за счет использования более высокочастотного тиристора VS1, либо его транзисторного аналога [1], и выбора более высокочастотных диодов VD1 и VD2, что осуществимо лишь при снижении напряжения питания.

Диаграммы управляющих сигналов прямоугольной формы напряжением 5 В частотой 10 Гц с коэффициентом заполнения 50%

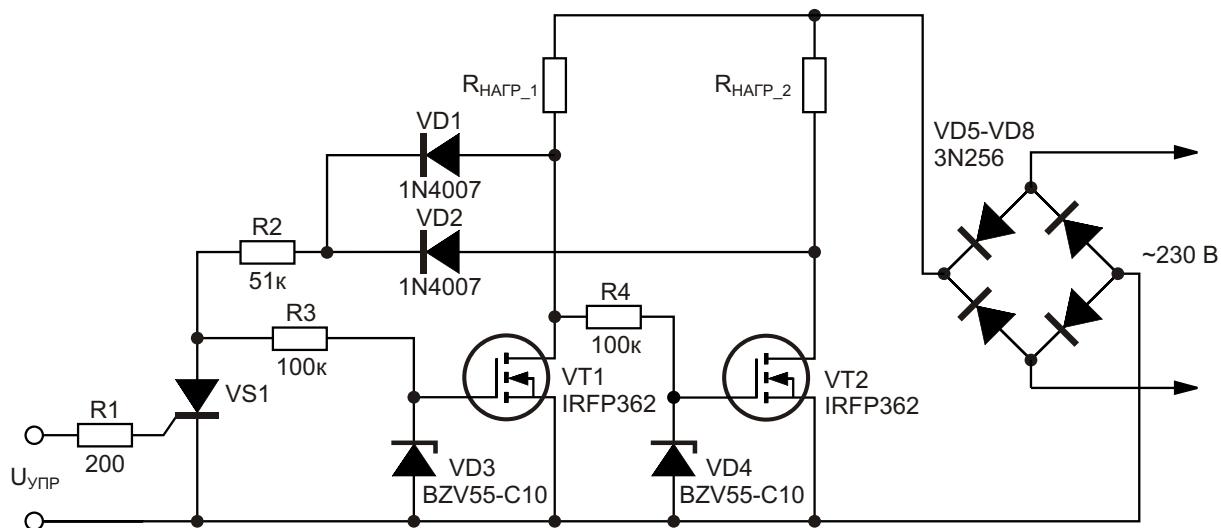


Рисунок 3. Практическая схема коммутатора нагрузки с перераспределением мощностей в цепях нагрузок двухханодного MOSFET тиристора.

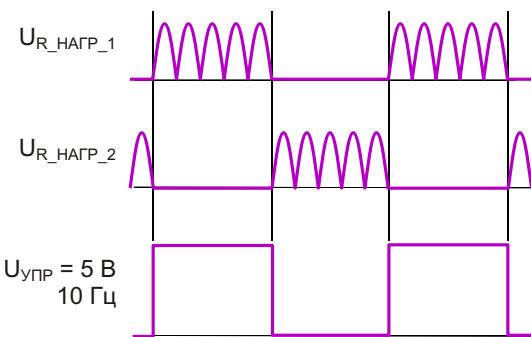


Рисунок 4. Диаграммы сигналов на управляющем входе и анодах двуханодного MOSFET тиристора.

и соответствующих выходных сигналов в цепях нагрузок при напряжении сети 230 В, 50 Гц приведены на Рисунке 4.

При использовании двуханодного MOSFET тиристора в сети переменного тока с регулируемым уровнем мощности в цепи одного из его каналов неиспользуемые в случае класси-

ческих тиристоров «отрезки» синусоиды переменного тока не будут теряться понапрасну и могут быть использованы в цепи его второго канала нагрузки. Кроме того, форма синусоидального сигнала в сети не будет искажена неравномерной нагрузкой на ее «левые» и «правые» составляющие.

Использование MOSFET в составе предложенного варианта двуханодного тиристора обеспечивает его повышенное быстродействие, исключительно малые потери и высокое входное сопротивление. Это приближает двуханодный MOSFET тиристор по своим параметрам к идеальному элементу коммутации. **РЛ**

Литература

- Шустов М.А. Аналоги триисторов с полевыми транзисторами // Радио. – 2016. – № 12. – с. 27.

Материалы по теме

- [Datasheet International Rectifier IRFP362](#)

Кнопки и индикатор параллельно



Бабанин В., Красноярский край

Наиболее широкое распространение в микроконтроллерных устройствах (МКУ) получили одно-, двух- и четырехстрочные знакосинтезирующие жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ). У них хорошее отношение цена-качество, особенно у двухстрочных. Недостатком этих недорогих ЖКИ из Поднебесной можно считать параллельный интерфейс. Именно из-за него приходится применять МК с большим количеством выводов. Часто еще бывают нужны несколько кнопок... Вы не замечали, что многие приборчики со скромными возможностями используют, скажем так, мега контроллеры? И есть ли другой подход?

Наиболее удобно применение ЖКИ с параллельным интерфейсом через преобразователь интерфейсов LCD-I²C [4]. В сети достаточно публикаций, однако далеко не все возможности такого симбиоза реализованы. Преобразователь построен на 8-разрядном расширителе ввода/вывода шины I²C (PCF8574T). Для управления индикатором достаточно режима записи данных в порт микросхемы, но она может функционировать и в режиме чтения. Выходной каскад порта можно представить как резистор на положительную шину питания и транзисторный ключ на общий провод, с коллектора (стока) которого считывается состояние порта.

С такой архитектурой используется принцип «монтажного ИЛИ» для двух логических сигналов низкого уровня, один из которых является соответствующим разрядом выход-

ного регистра порта, и дополнительным, который формируется внешней схемой. Чтобы считать состояние внешнего устройства, замыкающего общую точку на «землю», требуется в обязательном порядке установить на выходе высокий уровень напряжения.

Условия чтения порта расширителя следующие. При активном (лог. 1) уровне на линии E (разрешение записи) интерфейса происходит запись информации в регистры индикатора, поэтому при чтении этот разряд должен в обязательном порядке обнуляться. Разряд, который управляет подсветкой индикатора (LED), не используется, так как не выведен на гребенку соединителя модуля LCD-I²C.

Для чтения дополнительного устройства используются стандартные функции любой библиотеки I²C. Сначала в выходной регистр расширителя записывается байт, в котором разряд E сброшен для исключения обращения к ЖКИ. Потом следует команда чтения

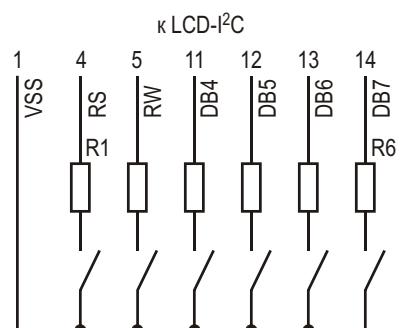


Рисунок 1.

HG1
MT-16S2H-I

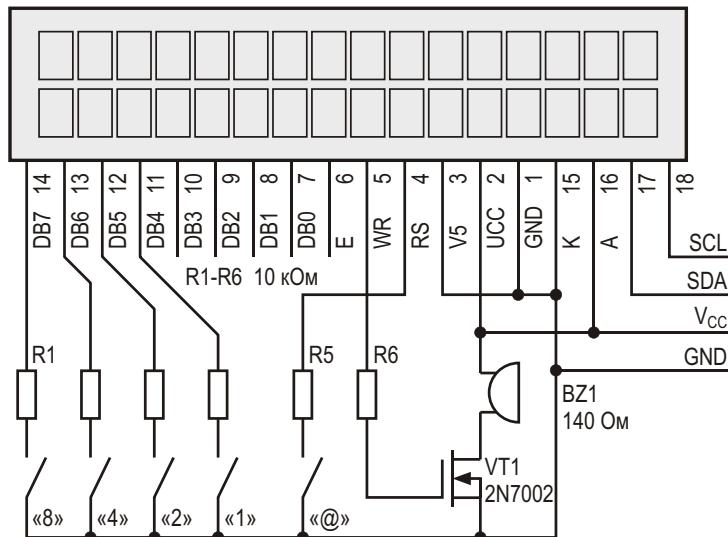


Рисунок 2.

порта. Таким образом можно получить состояния шести кнопок, подключенных к входам/выходам, которые одновременно являются линиями 4-разрядного параллельного интерфейса ЖКИ (Рисунок 1).

Если обращение к индикатору будет происходить при нажатой кнопке (кнопках), неизбежно искажение показаний индикатора или даже полная его блокировка. Проблема разрешается включением резистора последовательно с каждой кнопкой. Номинал зависит от значения тока, генерируемого выходным кас-

кадом порта расширителя. При замкнутых контактах уровень лог. 0 должен оставаться в допустимых пределах. К этому еще вернемся.

На рынке имеется единственный ЖКИ с встроенным расширителем ввода/вывода INF8574A – MT-16S2H-I. С ним не требуется отдельный модуль управления I²C. Для совместимости со старшими моделями семейства параллельный интерфейс сохранен на плате индикатора, и это стало наиболее удобным и наименее затратным решением расширения возможностей МКУ. Становится возможным применить микроконтроллеры с небольшим количеством вводов/выводов в устройствах с развитым интерфейсом пользователя.

ВНИМАНИЕ.

Электрические параметры драйверов INF8574A и PCF8574 немного отличаются. При использовании модуля LCD-I²C номиналы резисторов рекомендуется уменьшить приблизительно на 30%.

Параллельно индикатору можно подключать различные элементы, энкодер и контактные (псевдоконтактные) датчики. Просто управлять и дополнительными исполнительными устройствами, например звуковым каналом (Рисунок 2). Представьте 8-выводной микроконтроллер с двухпроводным интерфейсом индикатора MT-16S2H-I, к которому подключено все управление прибором (Рисунок 3). Для задачи остаются 3-4 свободных

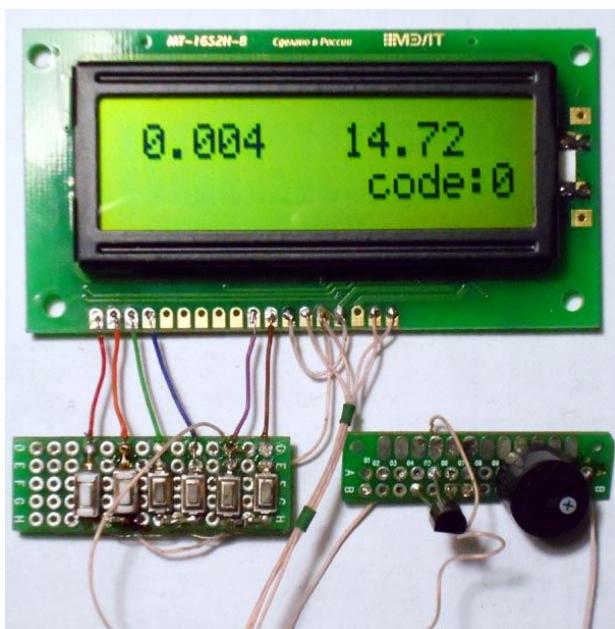


Рисунок 3.

порта с возможностью аналого-цифрового преобразования.[РЛ](#)

Примечание

Демонстрационные программы предназначены для работы с ЖКИ MT-16S2H-I компании ООО «МЭЛТ» (zm36_demo.asm) и китайским 1602A (zm28_demo.asm), работающим через модуль LCD-I²C. В обоих случаях подтягивающие резисторы шины I²C не требуются. Код нажатия (5 кнопок) выводится в последнюю позицию индикатора, нажатие на кнопку «RS» сопровождается звуковым сигналом, и включается/выключается подсветка индикатора.

Ссылки

1. [Простые двухпроводные интерфейсы в микроконтроллерных устройствах](#)
2. [Универсальная двухпроводная схема подключения ЖКИ](#)
3. [Новые возможности последовательных интерфейсов ЖКИ](#)
4. [LCD Displays with I2C/TWI Interface](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet МЭЛТ MT-16S2H-I](#)
2. [Datasheet NXP PCF8574](#)
3. [Datasheet Интеграл INF8574](#)

Загрузки

[Демонстрационные программы для микроконтроллера ATtiny13A](#)



Двуполярный стабилизатор на ОУ и мощных полевых транзисторах с токовой защитой

Часть 3

Окончание. Начало в номере 04-2018

Алексей Кузьминов, Москва

Разводка плат и фотографии устройства

Разводка платы стабилизаторов (Рисунок 8а) и платы индикации (Рисунок 8б) сделана автором с помощью программы Sprint LayOut 6.0, а технология изготовления фототрафлонов и самих плат с высоким разрешением своими силами подробно описана в статьях автора [1], [2]. Как видно из Рисунка 8, платы получились миниатюрного размера. Компоненты для поверхностного монтажа

расположены на стороне дорожек и обозначены синим цветом. Компоненты навесного монтажа расположены с обратной стороны и обозначены коричневым и зеленым цветом. Файл с разводкой плат в формате *.lau8 доступен для загрузки по ссылке в конце статьи.

На Рисунке 9 показаны фотографии платы стабилизатора с обеих сторон, а на Рисунке 10 – фотографии источника питания (в котором использован описываемый стабилизатор) со снятой верхней крышкой металлического корпуса (Рисунок 10а) и в сборе (Ри-

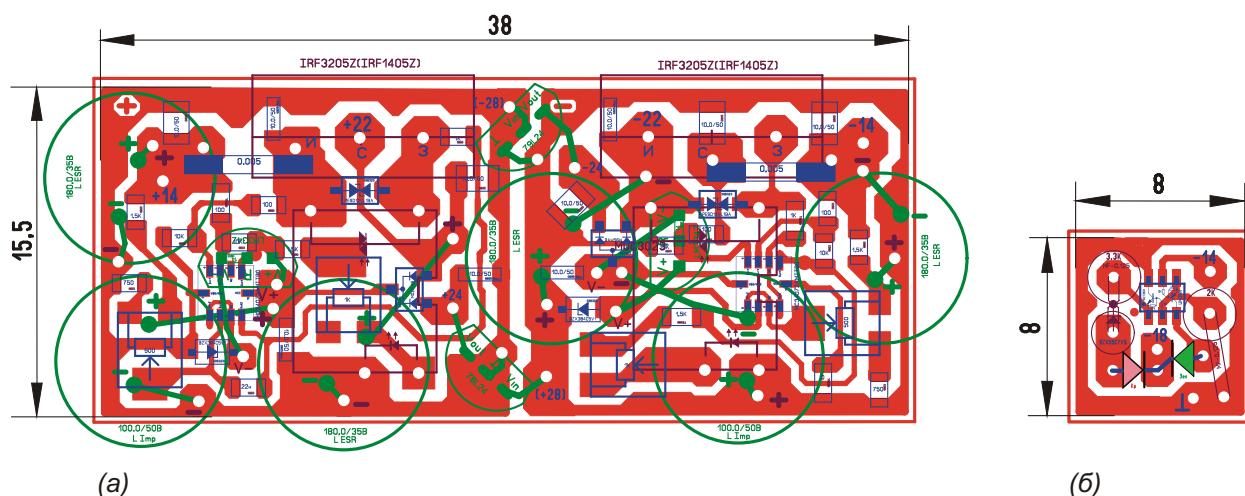
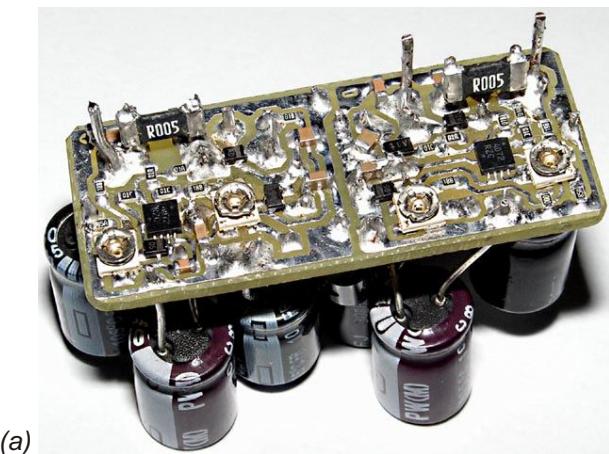
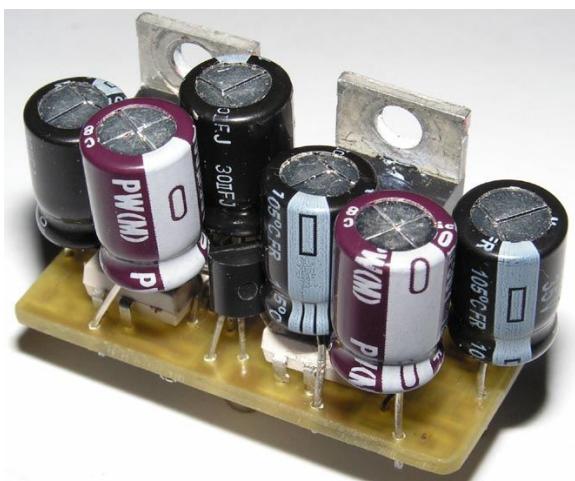


Рисунок 8. Разводка плат стабилизатора (а) и индикации (б).



(а)



(б)

Рисунок 9. Плата стабилизатора:

- а – вид со стороны дорожек,
- б – вид с обратной стороны.

сунок 10б). Плата стабилизатора не имеет крепежных отверстий, поскольку держится на достаточно прочных выводах транзисторов. Оба транзистора прикручены винтами M2.5 к радиатору через керамические изолирующие прокладки и втулки с использованием теплопроводной пасты КПТ-8. Этот радиатор закреплен на задней стенке корпуса. Выпрямительные диоды без изоляционных прокладок установлены на игольчатом радиаторе, прикрепленном к днищу корпуса уголком. Трансформатор закреплен на днище корпуса стандартным способом – с помощью чашки и болта M8 с гайкой. Чтобы корпус не прогибался от усилия прижима трансформатора, на его днище с внешней стороны (под трансформатором) установлена стальная пластина 100×100 мм толщиной 2.5 мм с отверстием в середине, через которое пропущен болт. Электролитические конденсаторы укреплены на днище корпуса. Цементные резисторы номиналом 6.8 Ом мощностью 2 Вт, через

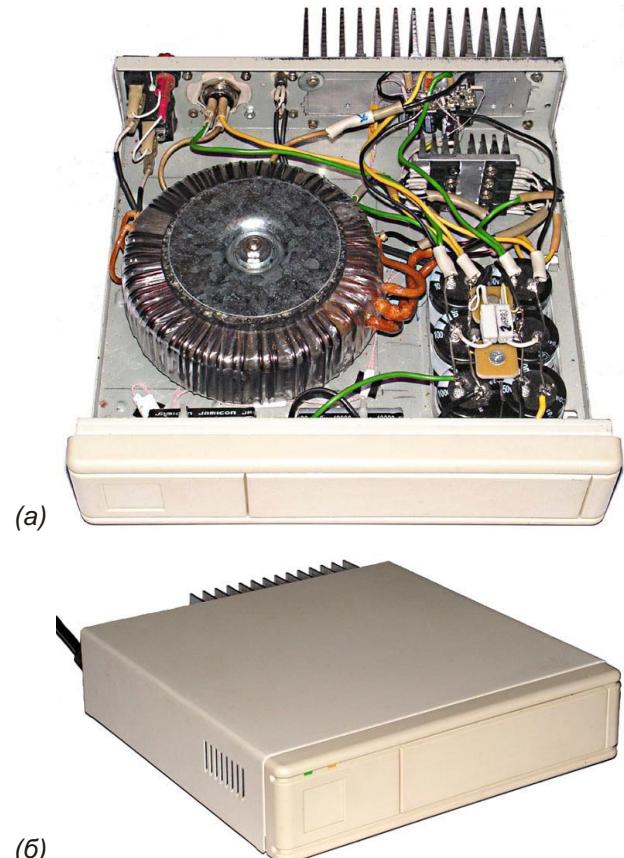


Рисунок 10. ИП в корпусе:

- а – без верхней крышки,
- б – в сборе.

которые разряжаются электролитические конденсаторы, установлены на стеклотекстолитовой пластине, прижимающей конденсаторы к днищу. Эти резисторы соединены проводами с кнопками, расположенными на задней стенке корпуса (зеленого и красного цвета, Рисунок 11). Розетка, к которой подключается кабель с напряжением ~220 В,



Рисунок 11. Фрагмент задней стенки ИП.

выключатель питания, предохранитель и выходной силовой разъем, к которому подключен силовой кабель, также расположены на задней стенке корпуса. Подключение силового кабеля к УМЗЧ хорошо видно на Рисунке 11. Оба индикаторных светодиода установлены слева на лицевой поверхности корпуса (они хорошо видны на Рисунке 10б). Плата индикации привернута к обратной стороне лицевой поверхности корпуса. Корпус снабжен четырьмя резиновыми ножками.

Испытания и параметры стабилизаторов

Испытания стабилизаторов проводились следующим образом.

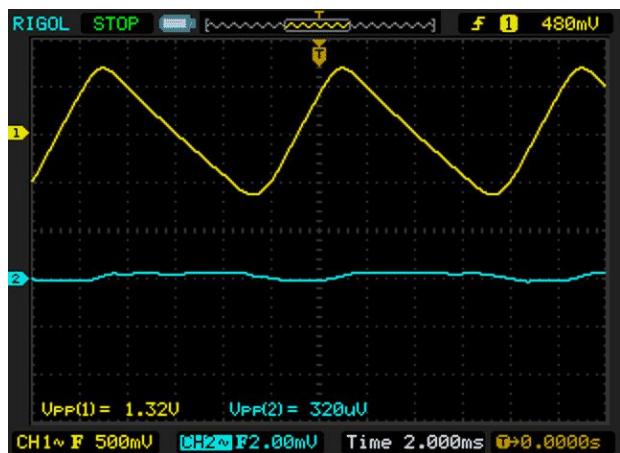
На вход подавалось выпрямленное напряжение $U_{\text{вх}}$, которое измерялось стрелочным вольтметром. К выходам стабилизаторов подключались (параллельно в различных сочетаниях) мощные резисторы номиналом 10 Ом, 5 Ом, 5 Ом и 4 Ом, соответственно, которые при выходном напряжении 14 В обеспечивали, соответственно, выходной ток 1.4 А, 2.8 А, 2.8 А и 3.5 А в диапазоне от 0 (без нагрузки) до максимального 10.5 А (если их все подключить параллельно). Выходные токи каждого из стабилизаторов одновременно измерялись двумя стрелочными амперетрами с максимальным током 10 А, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ каждого из стабилизаторов – цифровым тестером с двумя знаками после запятой непосредственно на нагрузке. Кроме того, $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ подключались к двух-

канальному цифровому осциллографу с закрытыми входами, чтобы измерить пульсации соответствующих напряжений.

Испытания стабилизаторов показали следующее.

При изменении тока нагрузки от 0 до 10.5 А выходное напряжение оставалось неизменным, то есть второй знак после запятой не изменялся. Другими словами, выходное напряжение было стабильно с точностью до 10 мВ.

Из осцилограмм напряжений, снятых современным двухканальным цифровым осциллографом (Рисунок 12), можно почерпнуть следующую информацию. Вертикальное разрешение 1-го канала с закрытым входом (AC) составляет 0.5 В/деление (надпись желтого цвета в левой нижней части картинки «CH1 ~ F 500 mV»), 2-го канала – 2 мВ/деление (надпись цвета морской волны «CH2 ~ F 2.00 mV»), горизонтальное разрешение составляет 2 мс/деление (надпись серого цвета «Time 2.000 ms»). Осцилограммы сняты при токе нагрузки в районе 9.5 А, о чем косвенно свидетельствуют достаточно высокий размах пульсаций (от пика до пика) входного напряжения стабилизатора положительного напряжения +14 В, составляющий 1.32 В (надпись желтого цвета « $V_{\text{pp}}(1)= 1.32V$ » в левой нижней части осциллограммы Рисунок 12а) и такой же высокий размах пульсаций входного напряжения стабилизатора отрицательного напряжения -14 В, составляющий 1.34 В (надпись желто-



(a)



(b)

Рисунок 12. Осцилограммы пульсаций входных (канал 1, желтый) и выходных (канал 2, цвет морской волны) напряжений стабилизаторов:

- а – +14 В («-14 В» выходного разъема ИП),
- б – -14 В («+14 В» выходного разъема ИП).

го цвета « $V_{pp}(1) = 1.34V$ » в левой нижней части осциллографии Рисунок 12б).

Размах пульсаций выходного напряжения стабилизаторов получился настолько низким и измеряемым уже в микровольтах, что вначале автору даже не удалось синхронизировать его сигнал, в связи с чем синхронизация была осуществлена по относительно высокому размаху входного напряжения, то есть по 1-му каналу. И только после этого были получены четкие осциллографии пульсаций выходного напряжения стабилизаторов, размах которых от пика до пика, соответственно, составил: для $U_{\text{вых}} = +14 \text{ В} - 320 \text{ мВ}$ (надпись цвета морской волны « $V_{pp}(2) = 320 \mu\text{V}$ » в середине нижней части осциллографии Рисунок 12а) и для $U_{\text{вых}} = -14 \text{ В} -$ чуть больше – 480 мВ (надпись цвета морской волны « $V_{pp}(2) = 480 \mu\text{V}$ » в середине нижней части осциллографии Рисунок 12б). Вначале автор не поверил своим глазам, поскольку такой ультразвуковой размах пульсаций выходного напряжения стабилизаторов при токе 9.5 А автору никогда не удавалось получить. На всякий случай автор поменял щупы осциллографа местами, а также проверил, не установлен ли аттенюатор щупов на « $\times 10$ » вместо « $\times 1$ ». Но нет, все осталось по-прежнему, и осциллографии показали то же самое. Значит, так оно и есть.

Подсчитаем, во сколько раз размах пульсаций выходного напряжения ниже размаха пульсаций входного. Для этого возьмем минимум размаха пульсаций входного напряжения из 1.32 В (Рисунок 12а) и 1.34 В (Рисунок 12б), то есть 1.32 В и разделим его на заведомо больший максимум размаха пульсаций выходного напряжения, то есть 0.5 мВ. Получим: $1320 \text{ мВ}/0.5 \text{ мВ} = 2640$ раз или 68.4 дБ. Другими словами, подавление стабилизаторами пульсаций входного напряжения составляет не менее 68 дБ. На взгляд автора, это достаточно высокий показатель.

Здесь необходимо добавить, что для получения таких низких пульсаций выходного

напряжения при больших токах входное напряжение не должно опускаться ниже выходного (14 В) плюс падение напряжения на транзисторе (около 0.2 – 0.3 В), плюс амплитуда пульсаций входного напряжения (не менее 0.7 В, судя по осциллографиям), что в сумме составляет не менее 15 В. Для надежности (с запасом 0.5 В) входное напряжение не должно опускаться ниже 15.5 В, то есть быть на 1.5 В выше выходного (по абсолютному значению).

Итак, подытожим параметры стабилизаторов:

- Выходные напряжения двуполярного стабилизатора – $\pm 14 \text{ В}$;
- Максимальный выходной ток стабилизаторов 9.5 А;
- Размах пульсаций выходных напряжений при максимальном токе – не более 0.5 мВ;
- Ток срабатывания защиты – 10 А;
- Входное напряжение (абсолютное значение) стабилизаторов – не менее 15.5 В.

Заключение

Представленные в статье схемные решения и их реализация вплоть до источника питания позволяют по-новому решить извечную проблему подавления высокого значения размаха пульсаций выходных напряжений стабилизаторов при относительно больших токах. Подключение таких стабилизаторов к самым различным приборам существенно повысит качество их работы и защитит от разрушения большими токами при коротком замыкании. **РЛ**

Литература

1. Кузьминов А. Изготовление устройств на печатных платах с высоким разрешением в домашних условиях. – Технологии в электронной промышленности, 2010, №8, с. 18 – 25; 2011, № 1, с. 9 – 13; № 2, с. 18 – 25.
2. Кузьминов А. Технология изготовления печатных плат с высоким разрешением в любительских условиях. – Радио, 2017, № 10, с. 24 – 28.

Загрузки

[Файл разводки в формате Sprint-Layout v6](#)



Преобразователь длительности импульса в напряжение

James Mahoney

EDN

Схема на Рисунке 1 к концу одного входного импульса преобразует его длительность в пропорциональное чистое постоянное напряжение постоянного тока. Существует еще одна тех-

нология, когда RC фильтр преобразует ШИМ-сигнал в среднее постоянное напряжение, но это очень медленный метод. Кроме того, с уменьшением коэффициента заполнения

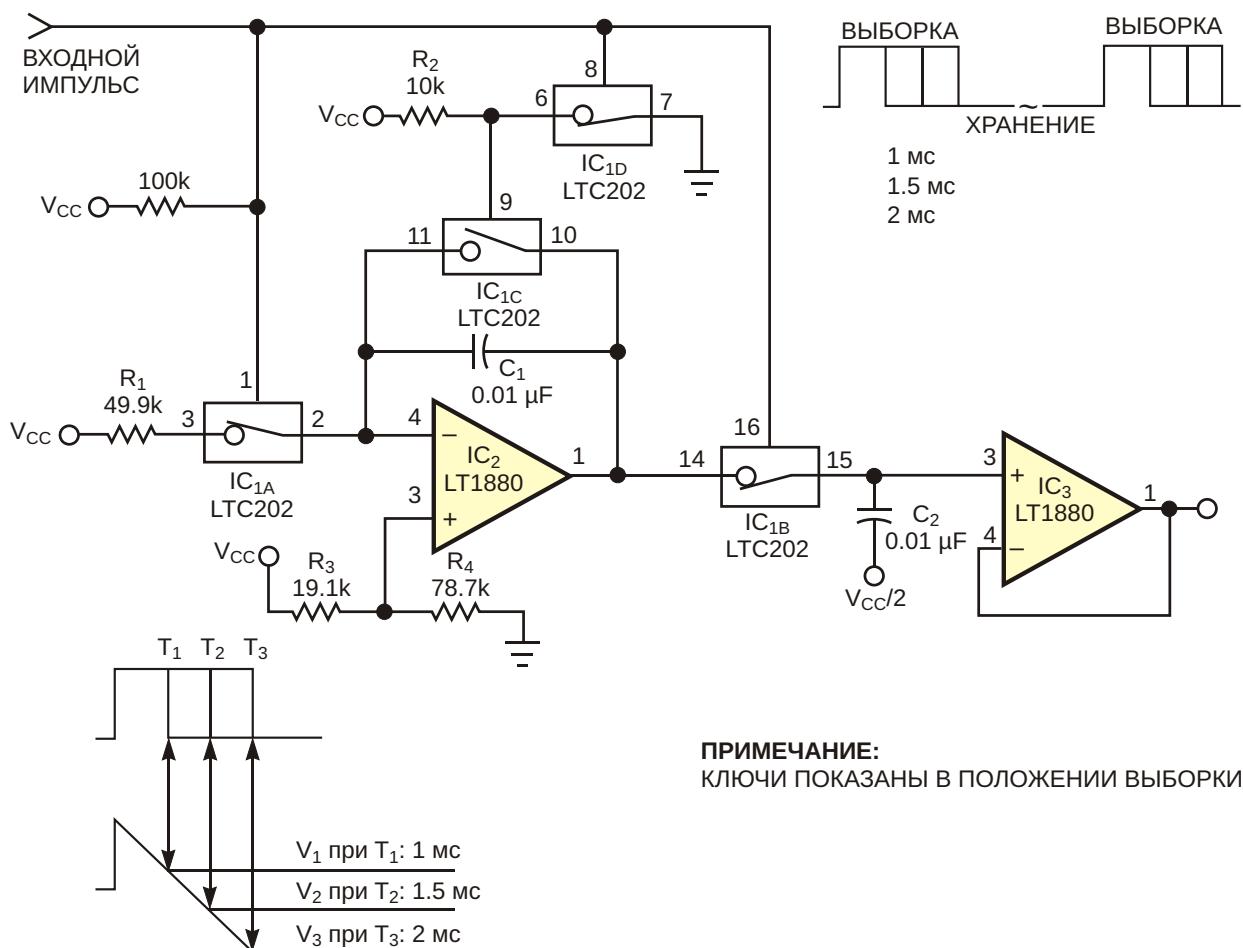


Рисунок 1. Эта схема формирует чистое постоянное напряжение, пропорциональное длительности входного импульса.

время преобразования увеличивается еще больше. В схеме на Рисунке 1 использованы два операционных усилителя LT1880 с низкими входными токами смещения (IC_2 и IC_3) и счетверенный аналоговый переключатель LTC202 (IC_{1A} , IC_{1B} , IC_{1C} и IC_{1D}), образующие интегратор и каскад выборки-хранения, которые преобразуют длительность импульса в постоянное напряжение. По окончании очередного импульса выходное напряжение остается неизменным. В приведенном здесь примере показано преобразование в напряжение положительных импульсов с низким коэффициентом заполнения, ширина которых изменяется от 1 мс до 2 мс, а период повторения равен 25 мс. Входной импульс запускает, останавливает и сбрасывает интегратор, а также управляет каскадом выборки-хранения. После сброса положительный импульс запускает интегратор на элементах R_1 , C_1 и IC_2 . При высоком уровне входного импульса каскад выборки-хранения, состоящий из элементов IC_{1B} , C_2 и IC_3 , находится в режиме выборки, повторяя выходное напряжение интегратора.

По спаду входного импульса схема отключает вход каскада выборки-хранения, переводя его в режим запоминания. После этого интегратор остается в состоянии сброса до прихода следующего положительного импульса. Во время сброса аналоговый ключ IC_{1A} открывается, чтобы отключить вход интегратора, ключ IC_{1C} закрывается, чтобы разрядить конденсатор интегратора C_1 , а ключ IC_{1B} размыкается и отключает вход каскада выборки хранения, переводя его в режим хранения. Аналоговый ключ IC_{1D} инвертирует выходной сигнал ключа IC_{1C} . Операционный усилитель LT1880 хорошо подходит для использования в интеграторе и каскаде выборки-хранения благодаря низкому входному току смещения, максимальное значение которого равно 900 пА при 25 °C и 1500 пА в диапазоне температур от –40 °C до +85 °C. Еще один аргумент в пользу выбора этого усилителя – максимальный дрейф

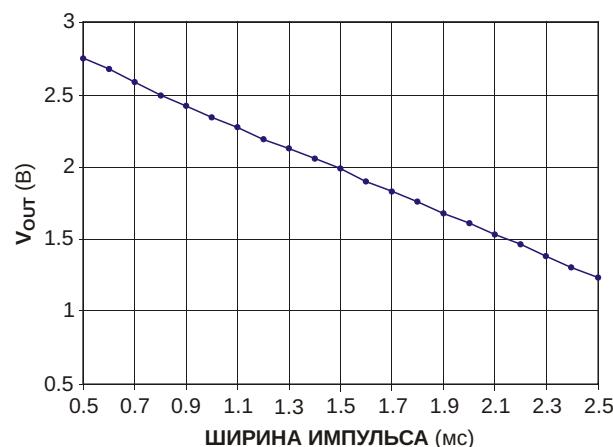


Рисунок 2. Схема на Рисунке 1 линейно преобразует длительность импульса в постоянное напряжение.

напряжения смещения, составляющий всего 1.2 мкВ/°C. Конденсатор C_1 и резистор R_1 задают крутизну преобразования.

Для минимизации скорости спада напряжения каскада выборки-хранения и «дрейфа» интегратора конденсаторы C_1 и C_2 должны быть полипропиленовыми, полистирольными или фторопластовыми. Делитель R_3 , R_4 устанавливает уровень выходного напряжения для средней длительности входного импульса, которая в данном примере равна 1.5 мс. Зависимость выходного напряжения от ширины входного импульса показана на Рисунке 2. Схему на Рисунке 1 легко изменять, чтобы получать различные коэффициенты преобразования, выходные уровни и диапазоны измерений для разных длительностей импульсов. Схема работает с информацией о ширине импульса, а не о значении коэффициента заполнения. Каскад выборки-хранения представляет собой аналоговое запоминающее устройство, хранящее постоянное напряжение, эквивалентное длительности импульса. **РП**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1880](#)
2. [Datasheet Linear Technology LTC202](#)

ЭМОС по смещению. Десять лет спустя



Александр Ракитский, г. Ижевск

В 2008 году в журнале «Радиолюбитель» (Белоруссия) была опубликована моя статья «Опыт реализации ЭМОС по смеще-

нию» [1]. Я продолжал работать в этом направлении и предлагаю на рассмотрение новые результаты.

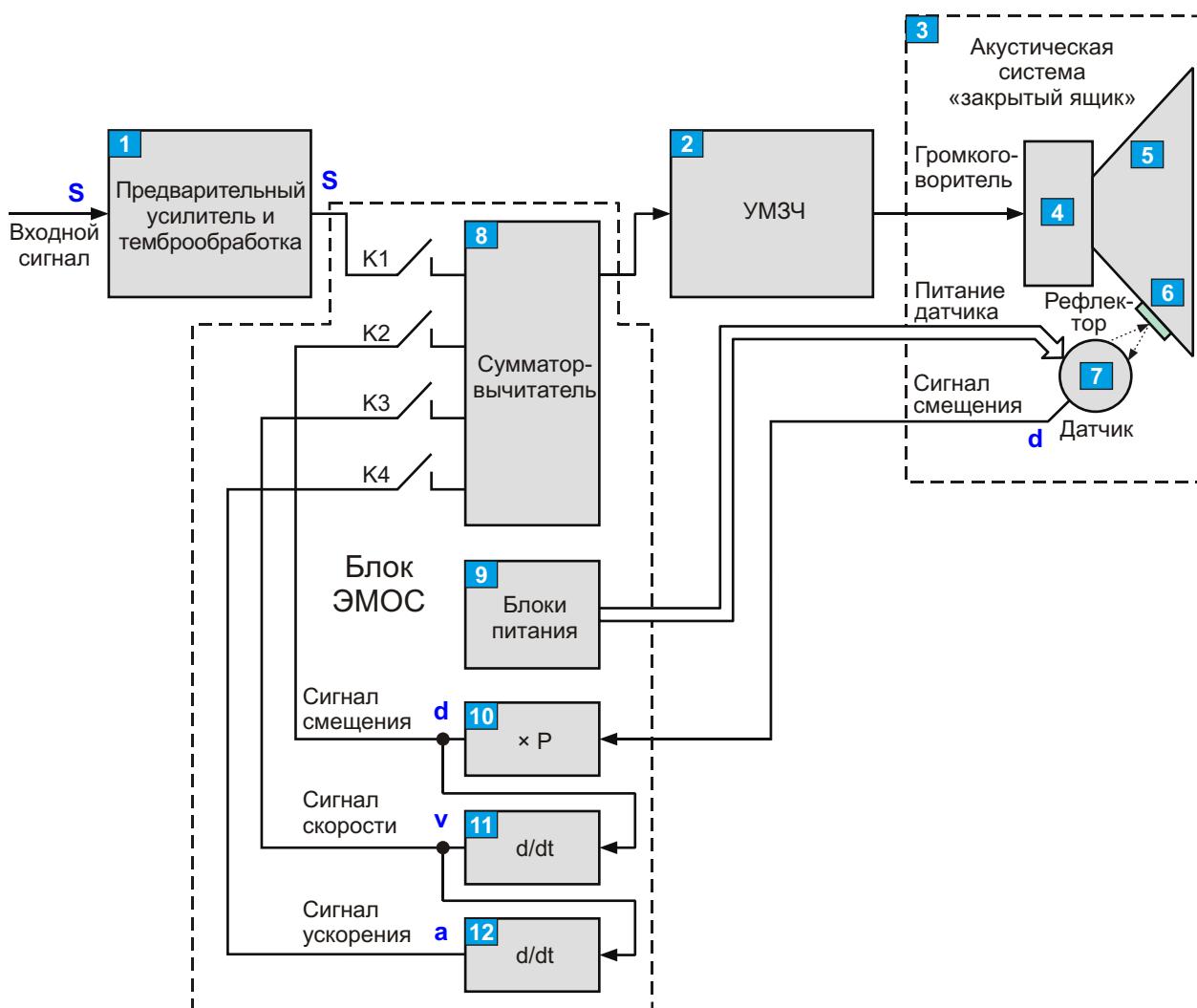


Рисунок 1. Структурная схема ЭМОС по смещению.

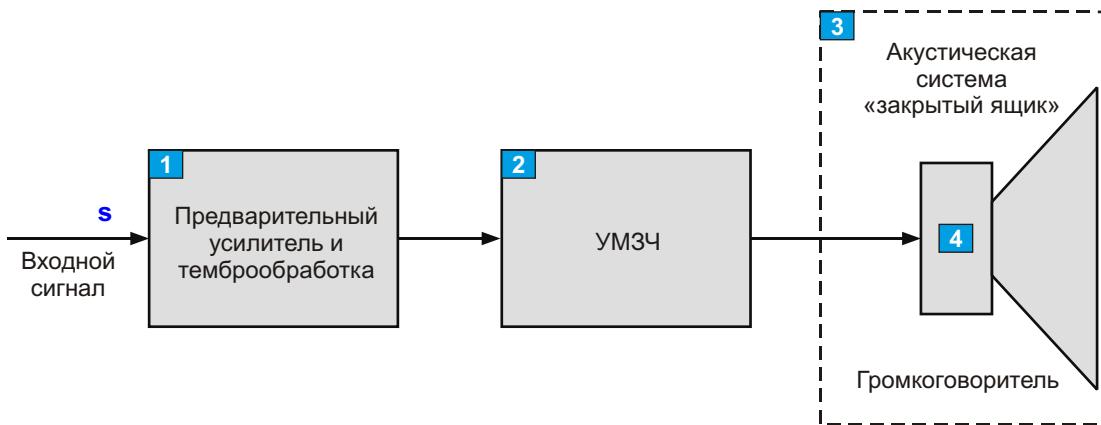


Рисунок 2. Стандартная структурная схема электроакустического агрегата.

Если в статье [1] много внимания уделялось основам звуковоспроизведения в низкочастотном диапазоне, когда идея еще до конца не оформилась, то в настоящей работе главным стала ее четкая реализация в конкретных технических решениях.

Структурная схема ЭМОС (электромеханической обратной связи) по смещению приведена на Рисунке 1, где

- 1 – предварительный усилитель и тембробоработка,
- 2 – УМЗЧ (усилитель мощности звуковой частоты),
- 3 – акустическое оформление типа «закрытый ящик»,
- 4 – громкоговоритель,
- 5 – диффузор (подвижная часть громкоговорителя),
- 6 – рефлектор на подвижной части громкоговорителя,
- 7 – датчик съема смещения подвижной части громкоговорителя от своего равновесного положения,
- 8 – сумматор-вычитатель,
- 9 – блоки питания для датчика съема смещения 7,
- 10 – усилитель на Р ($P = 1 \dots 3$),
- 11 и 12 – дифференцирующие звенья,
- K1...K4 – ключи для подачи (отключения) того или иного сигнала на сумматор-вычитатель 8.

Если сигнал с выхода 1 сразу подать на вход 2 УМЗЧ (K1 – вкл., K2...K4 – выкл.), то получаем стандартную схемотехнику звукоакустического агрегата (Рисунок 2).

Попыток внедрения ЭМОС – по скорости, ускорению, звуковому давлению и т.д. – в электроакустику для улучшения звучания было немало, но широкого распространения эти ЭМОС не получили. И главной причиной является то, что не снималось и не анализировалось смещение подвижной части от равновесного положения, которое и определяет качество звука, а точнее, отклонение формы смещения подвижной части громкоговорителя от формы электрического сигнала, поступающего на вход громкоговорителя, так как не было соответствующей элементной базы для создания малогабаритного и бесконтактного датчика съема смещения подвижной части (диффузора) громкоговорителя.

Но элементная база совершенствуется, и датчик съема смещения подвижной части громкоговорителя был реализован, – в [1] был описан датчик съема смещения, в котором использовались фотодиоды ФД256-01 и светодиод BIR-O07J4G. Это изменило и схемотехнический подход к использованию сигнала ЭМОС. Если раньше сигнал ЭМОС (по скорости, ускорению) усиливался, затем три-тиально обрабатывался и суммировался с выходным сигналом блока предварительного усиления и тембробоработки, а затем поступал на вход УМЗЧ [2], то теперь сигнал **S** с выхода блока предварительного усиления и тембробоработки 1 поступает на сумматор-вычитатель 8, где смешивается (суммируется-вычитается) с электрическими сигналами, пропорциональными смещению **d**, скорости **v** и ускорению **a** подвижной части громкоговорителя в таких пропорциях, чтобы получить максимальное совпадение формы сигнала смещения, поступающего на вход ключа K2 и

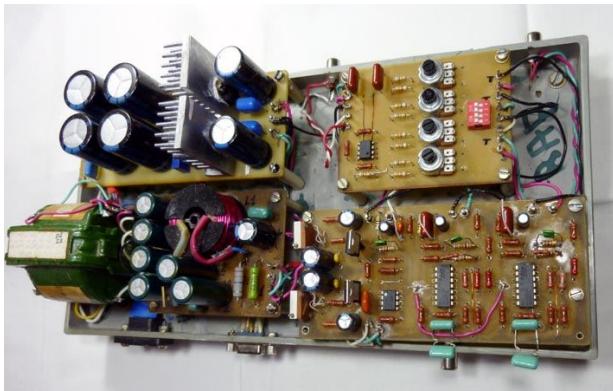


Рисунок 3. Вид блока ЭМОС – питание для датчика съема смещения и обработка сигнала смещения диффузора.

формы сигнала **S**, поступающего на вход ключа K1. Электрические сигналы **v** и **a**, поступающие на ключи K3 и K4, соответственно, получаются однократным и двойным дифференцированием сигнала смеще-



Рисунок 4. Вид панели питания ± 27 В для датчика съема смещения.

ния подвижной части громкоговорителя **d**, снимаемого с датчика 7.

С учетом вышесказанного и было принято такое схемотехническое построение ЭМОС

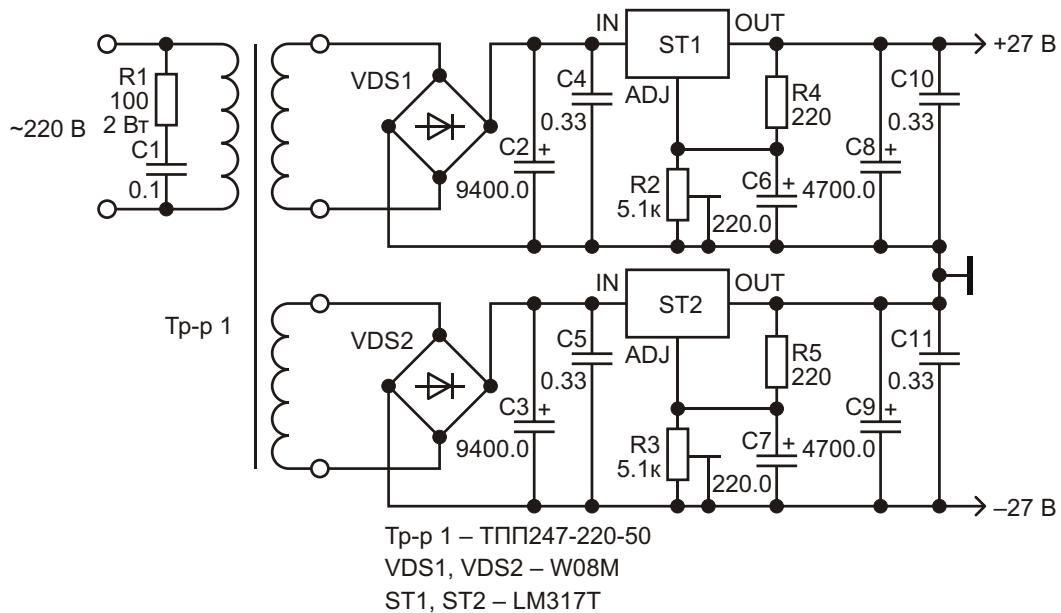


Рисунок 5. Схема блока питания ± 27 В. Все как обычно.

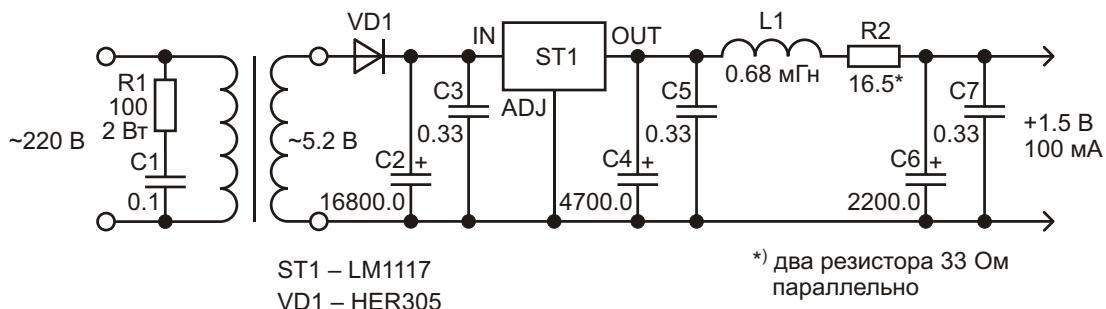


Рисунок 6. Схема блока питания на $+1.5$ В 100 мА.



Рисунок 7. Внешний вид блока питания на +1.5 В.

по смещению (Рисунок 1), когда блок предварительного усиления и тембробоработки 1, УМЗЧ (блок 2), акустическая система 3 и громкоговоритель 4 остаются прежними, и вводится отражатель 6, датчик 7 съема смещения подвижной части громкоговорителя и блок ЭМОС, состоящий, в свою очередь, из сумматора-вычитателя 8, блоков питания 9, усилителя сигнала смещения 10, дифференцирующих звеньев 11 и 12, ключей K1-K4.

Собран блок ЭМОС из отдельных плат, реализующих структурную схему на Рисунке 1 в виде макета (Рисунок 3).

На отдельной плате (Рисунок 4) собран блок питания ± 27 В (блок 9) для преобразователя ток-напряжение на датчике смещения (схема на Рисунке 5).

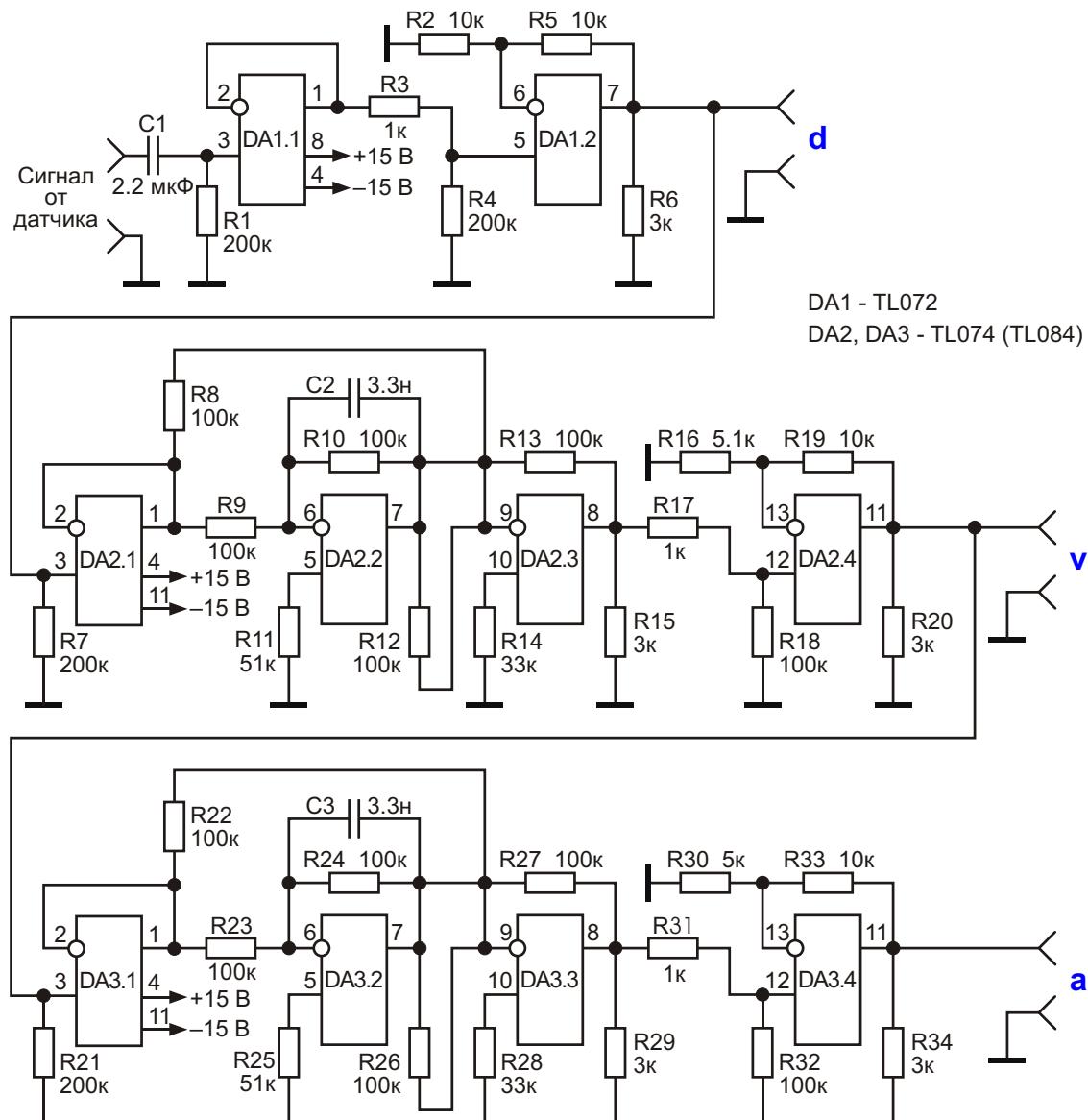


Рисунок 8. Схема усиления сигнала смещения и дифференцирующих звеньев для получения сигналов скорости и ускорения смещения диффузора.

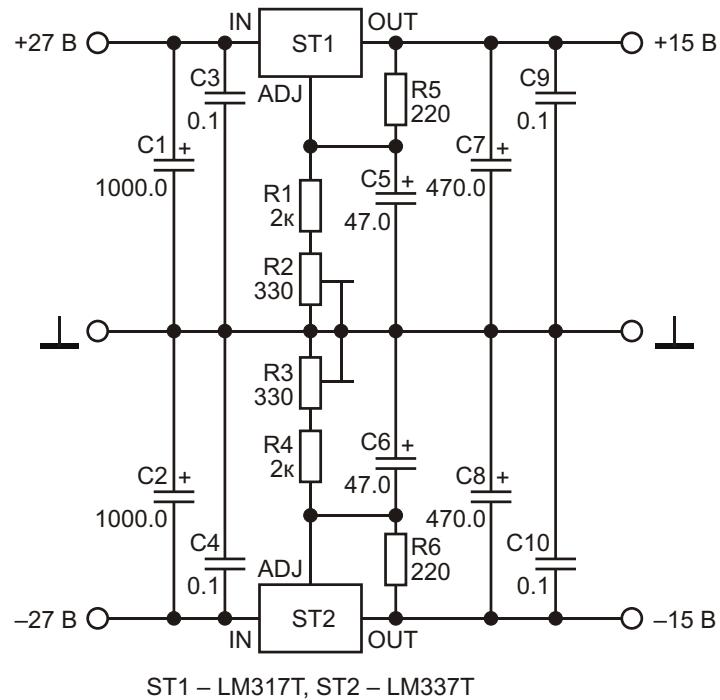


Рисунок 9. Схема получения питания $\pm 15\text{ В}$ из $\pm 27\text{ В}$.

Питание для светодиода $+1.5\text{ В}$, 100 мА (блок 9) представлено схемой на Рисунке 6, внешний вид – Рисунок 7. Для уменьшения пульсаций в стандартную схему был введен дроссель L1, что обеспечило низкий уровень шумов по питанию, а для уменьшения наводок был введен диод D220 на датчике съема смещения 7.

Усилитель на Р и дифференцирующие звенья (Рисунок 8) совмещены на плате вместе со стабилизатором на $\pm 15\text{ В}$ (Рисунок 9). Работа дифференцирующего звена

описана в [3], внешний вид платы показан на Рисунке 10.

Сумматор-вычитатель, работа которого описана в [4], собран по схеме на Рисунке 11, внешний вид платы показан на Рисунке 12.

Коммутация сигнала от блока предусилителя и тембробоработки на блок ЭМОС, и от него на УМЗЧ происходит с помощью разъемов типа «тюльпан». Коммутация на датчик съема смещения питающих напряжений, и с него на блок ЭМОС сигнала смещения осуществляется с помощью разъема РП15-9Ш.

Основным узлом является датчик съема смещения подвижной части громкоговорителя от равновесного положения. Была подобрана новая пара «светодиод-фотодиод»: светодиод SFH 4550 и фотодиод BPW34. Схема датчика приведена на Рисунке 13, внешний вид – на Рисунках 14, 15. Если для датчика съема смещения из [1] фотодиоды ФД-256-01 подбирались по параметрам в пределах $\pm 20\%$ из-за большого разброса, то для фотодиодов BPW34 этого не требуется. Материал для рефлектора был найден в результате экспериментов с различными отражающими пленками. Лучшими стали пленки из под... кошачьего корма «KityKat» (Рисунок 16) и кофе «Aroma» или «Eagle Premium».

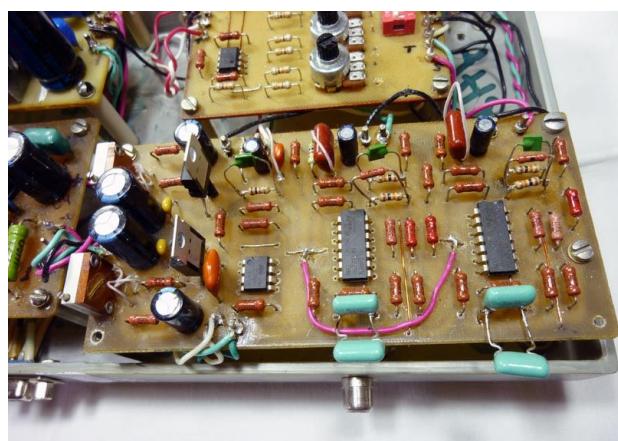


Рисунок 10. Вид платы обработки сигнала смещения и напряжений питания $\pm 15\text{ В}$.

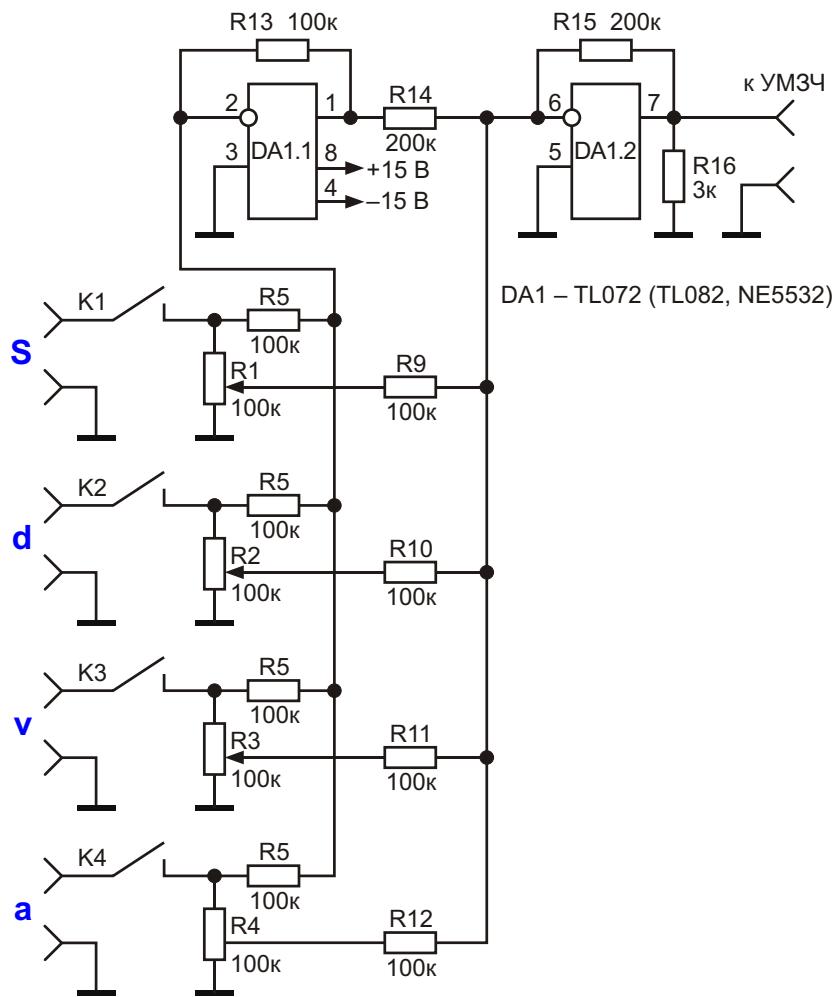


Рисунок 11. Схема сумматора-вычитателя.

Крепится пленка с помощью двухстороннего скотча, перед этим ее необходимо тщательно разгладить. Работа кропотливая, требует определенного навыка, поэтому совет – потренируйтесь на чем-то подобном, отсу-

тствие опыта может привести к порче дорого-го динамика!

Блок ЭМОС собран, датчик съема смеще-ния подвижной части громкоговорителя и рефлектор изготовлены – приступаем к сбор-ке и регулировке ЭМОС:

- Тщательно наклеиваем рефлектор на одну поверхность двухстороннего скотча, без морщин и стяжек.
- Обрезаем по периметру лишний скотч, форма должна быть симметрична.
- Снимаем пленку с обратного слоя скотча и аккуратно наклеиваем рефлектор на внутреннюю поверхность подвижной части громкоговорителя, осторожно прижимаем к поверхности диффузора и разглаживаем (Рисунок 17).
- Устанавливаем датчик определения сме-щения над рефлектором – направление луча светодиода перпендикулярно повер-

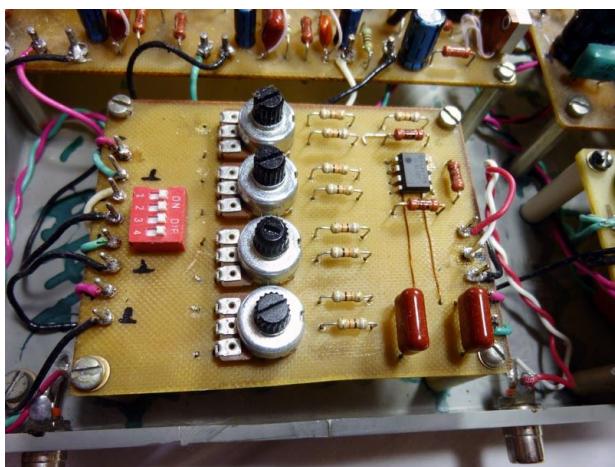
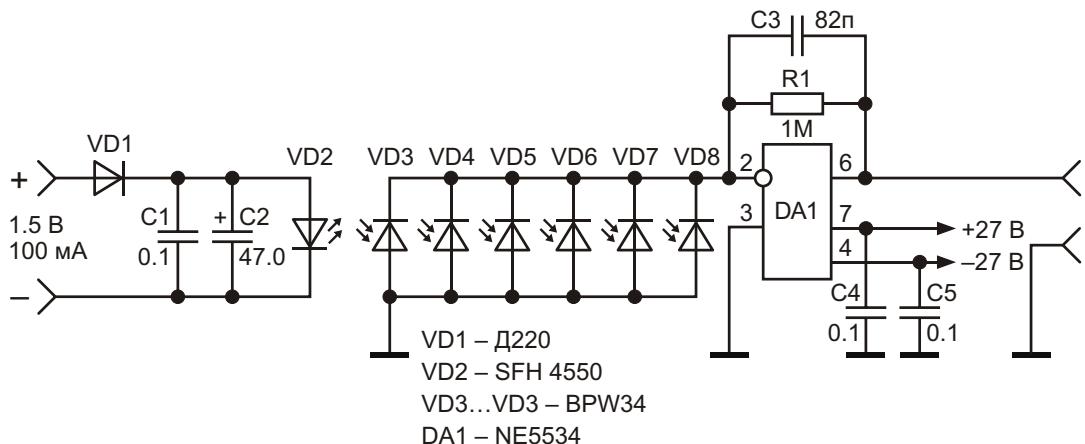


Рисунок 12. Вид панели сумматора-вычитателя.



хности рефлектора, рефlector должен быть освещен примерно по середине. Для контроля можно использовать цифровой фотоаппарат – на видеоэкране это будет ярко-белое пятно.

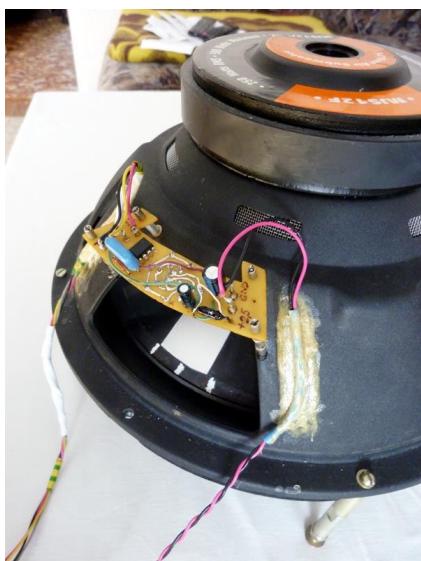


Рисунок 14. Вид датчика съема смещения на громкоговорителе сверху.



Рисунок 15. Вид датчика съема смещения снизу.

- Конструкция крепежа датчика – на Ваше усмотрение, но она должна быть жесткой, не допускающей колебаний и болтания.
- Выбираем расстояние до рефлектора. Здесь нужно терпение и понимание. Дело в том, что на выходе преобразователя ток-напряжение (NE5534) датчика съема смещения (Рисунок 13) мы имеем постоянное напряжение, зависящее от расстояния



Рисунок 16. Вид пленки для рефлектора – очень удачное KNOW-HOW!



Рисунок 17. Вид рефлектора, укрепленного на диффузоре громкоговорителя.

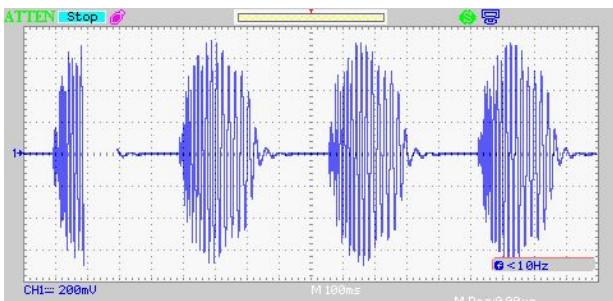


Рисунок 18. Сигнал **S** с входа ключа **K1**.

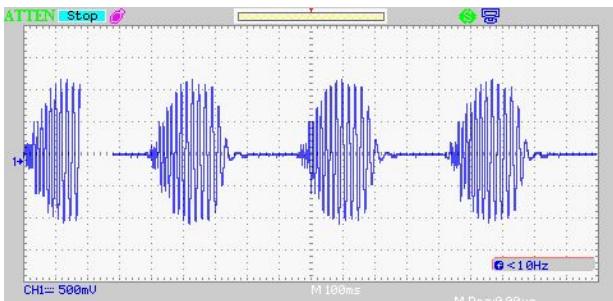


Рисунок 19. Сигнал смещения диффузора **d** с входа ключа **K2**, ЭМОС не включена.

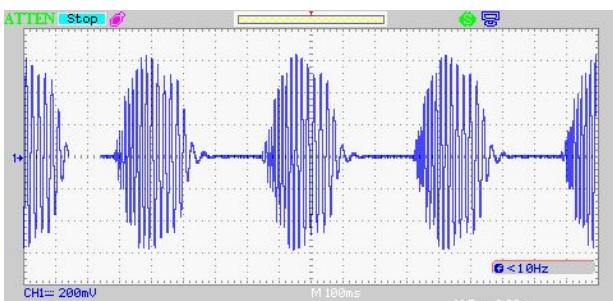


Рисунок 20. Сигнал смещения диффузора **d** с входа ключа **K2**, ЭМОС включена.

между светодиодом и рефлектором, модулированное сигналом смещения, например, синусоидой. Если расстояние будет большим, например, 11 см, то на выходе будет постоянное напряжение порядка +(8.5-10) В с амплитудой сигнала смещения, например, синусоиды $\pm(0.8-1.0)$ В. Если сблизим до 5 см, получим постоянное смещение +(22-22.5) В и несимметричную синусоиду с +5 В и -7.5 В. Таким образом, ищем нужное расстояние, когда у сигнала будет и приемлемая амплитуда, и симметрия. В нашем случае оно составило (73-75) мм, что дало на выходе симметричную неискаженную синусоиду с амплитудой $\pm(2.4-2.5)$ В.

- На вход блока предусилителя и темброЭБР подаем низкочастотный музыкальный сигнал **S**, например, ремикс «HANDS UP» группы «OTTOWAN», и с входа ключа K1 (K1 замкнут, K2, K3 и K4 – разомкнуты) подаем его на первый вход осциллографа (Рисунок 18), а сигнал смещения **d** с входа ключа K2 подаем на второй вход осциллографа (Рисунок 19). Замыкаем ключи K2, K3 и K4, подавая на сумматор-вычитатель электрические сигналы смещения **d**, скорости **v** и ускорения **a** подвижной части громкоговорителя. Регулировочными сопротивлениями R2-R4 максимально подгоняем форму огибающей сигнала смещения на входе K2 к форме огибающей сигнала на входе K1 (Рисунок 20).

• ...и слушаем музыку.

Корпус акустической системы – от АС «Корвет» (Рисунок 21). УМЗЧ на микросхеме TDA7294 взят из [1], предусилитель и темброЭБР собраны на ОУ NE5532.

Анализируя Рисунки 18, 19, 20 и сравнивая звучание низкочастотного музыкального сигнала без использования ЭМОС и при ее включении, можно сделать следующие выводы:

- Звучание акустики при включении ЭМОС стало гораздо более четким и точным, звук



Рисунок 21. Внешний вид АС с применением ЭМОС по смещению – блок ЭМОС стоит на АС. Динамик, использованный в АС – «MYSTERY» MJS12F (12 дюймов).

низкочастотных инструментов стал более проработанным и детальным, исчезла гулкость и затянутость звучания из-за резонансных свойств динамика и корпуса АС. Это связано с гораздо более точным повторением диффузором динамика формы огибающей колебаний музыкального сигнала, особенно переднего фронта звукового сигнала – атаки и заднего фронта – затухания, что подтверждает наблюдение, имеющееся в [5], согласно которому именно фронты музыкального сигнала информационно определяют звучание соответствующего инструмента, значительно точнее передается вибратор – модуляция звукового сигнала.

- Амплитуда смещения уменьшилась почти в два раза, но при этом уровень звука, идущего от акустической системы, практически не уменьшился.
- Расширение частотного диапазона НЧ громкоговорителя дает возможность полностью воспроизводить спектр низкочастотных инструментов из одного акустического агрегата, локализуя источник звука.

Датчик полностью механически и гальванически развязан с громкоговорителем, то есть, с использованием данной ЭМОС возможна доработка широкого класса НЧ громкоговорителей, переводящая их звучание в более высокий класс. При этом стоимость блока ЭМОС и датчика весьма скромна по

сравнению с ценами акустических агрегатов, усилителей и прочего дорабатываемого оборудования.**РЛ**

Литература:

1. А. Ракитский. «[Опыт реализации ЭМОС по смещению](#)»
2. Справочник. Бытовая электроакустическая аппаратура. «КУБК-а», Москва, 1996 г., стр. 26 – 31.
3. А.Г. Алексеенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб. «Применение прецизионных аналоговых ИС». Москва, «Радио и связь», 1981 г., стр. 82 – 84.
4. Лихачев В. «Практические схемы на операционных усилителях». – Москва, «Радио и связь», 1982 г., стр. 32 – 34.
5. А.А. Алдошина, Э.И. Вологдин и др. Под общей редакцией Ю.А. Ковалгина. «Электроакустика и звуковое вещание». Учебное пособие для вузов. – М., «Горячая линия – Телеком», «Радио и связь», 2007 г., стр. 60.

Материалы по теме

1. [Datasheet OSRAM Opto SFH 4550](#)
2. [Datasheet Vishay BPW34](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM317](#)
4. [Datasheet Texas Instruments LM337](#)
5. [Datasheet Texas Instruments LM1117](#)
6. [Datasheet Texas Instruments NE5534](#)
7. [Datasheet Texas Instruments TL072](#)
8. [Datasheet Texas Instruments TL074](#)
9. [Datasheet MOSPEC HER305](#)

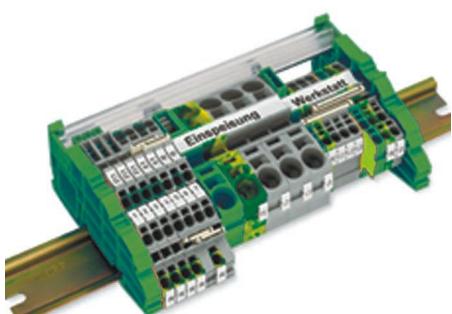
настоящее немецкое качество



контрольно-измерительное оборудование



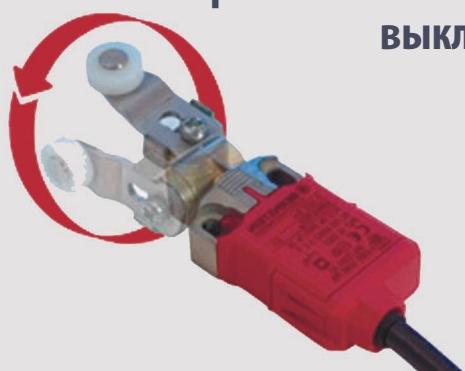
инструмент для разделки кабеля и снятия изоляции



клеммы на DIN рейку и для печатных плат



промышленные корпуса
выключатели
датчики



ДЕЦИМА

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ



МОСКВА, ЗЕЛЕНОГРАД, +7(495) 988-4858

WWW.DECIMA.RU



Простая схема нелинейного аттенюатора

Abel Raynus

EDN

При разработке аналоговой схемы вам может потребоваться усилитель с нелинейной передаточной характеристикой, например, логарифмической, экспоненциальной или квадратичной. Обычно такие усилители довольно сложны. Однако не всегда проект требует математической точности. К примеру, вам может понадобиться просто увеличить динамический диапазон усилителя или предотвратить насыщение в расширенном диапазоне входных напряжений. Описанная ниже схема основана на нелинейном аттенюаторе напряжения с коэффициентом ослабления $m = V_{ATT}/V_{IN}$, управляемым входным напряжением (Рисунок 1а). Если входное напряжение достаточно мало для того, чтобы диод D_1 был закрыт, $m = 1$. Когда по мере увеличения входного напряжения достигает определенного порога V_{TH} , диод начинает проводить ток, и коэффициент ослабления уменьшается.

Новое значение m зависит от сопротивлений резисторов R_0 и R_2 . Величину порога V_{TH} определяют R_1 и R_2 . Оценить величины R_1 и R_2 для заданных значений R_0 , V_{TH} и m можно с помощью следующих формул:

$$R_2 = R_0 \frac{m}{1 - m},$$

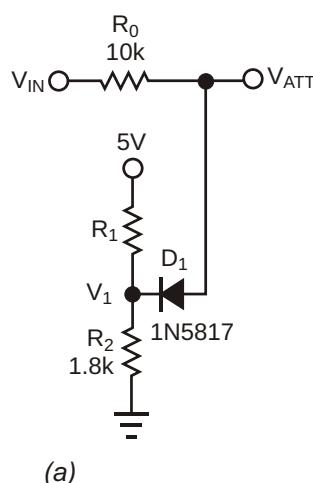
$$R_1 = R_0 \frac{V_R}{V_{TH} - V_D} - 1,$$

где

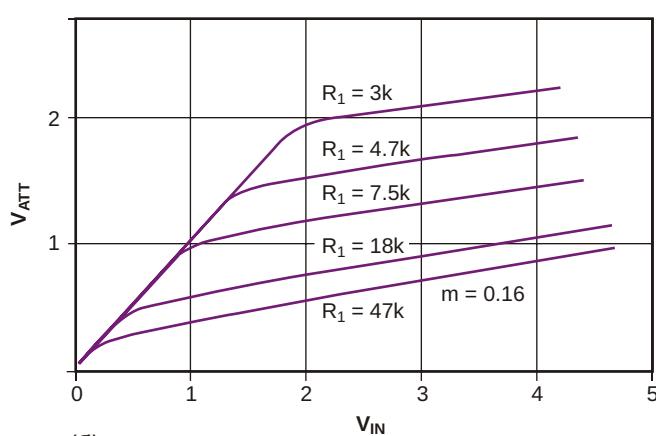
V_D – падение напряжения на диоде D_1 ,

V_R – постоянное напряжение, приложенное к резисторам R_1 и R_2 .

Обратите внимание, что выбором соответствующего коэффициента ослабления m и

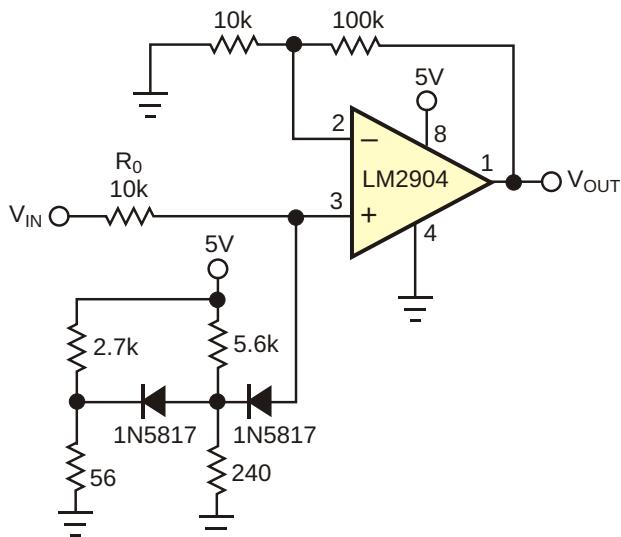


(а)

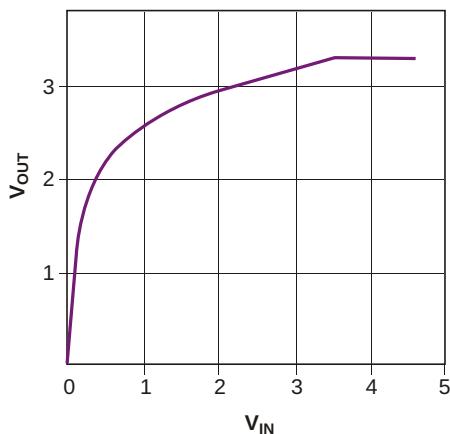


(б)

Рисунок 1. Манипулируя сопротивлением резистора аттенюатора (а), можно менять пороги для управления характером нелинейности (б).



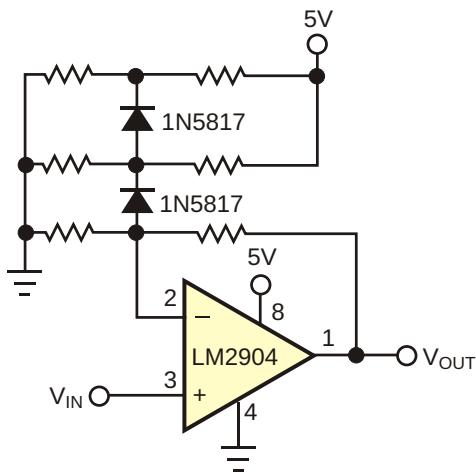
(a)



(б)

Рисунок 2. Многокаскадный нелинейный аттенюатор (а) может расширить динамический диапазон усилителя (б).

порогового напряжения V_{TH} для каждого отрезка передаточной функции форму результирующей характеристики можно сделать любой. Линейная аппроксимация удобна для расчетов, однако реальный коэффициент ослабления вблизи порогового напряжения изменяется плавно. Для расширения диапазона регулирования используйте диоды Шоттки. Передаточная характеристика аттенюатора для постоянного коэффициента ослабления $m = 0.16$ и разных пороговых напряжений показана на Рисунке 1б. Измеренное напряжение $V_1 = V_{TH} - V_D$. Для увеличения динамического диапазона усили-



(а)

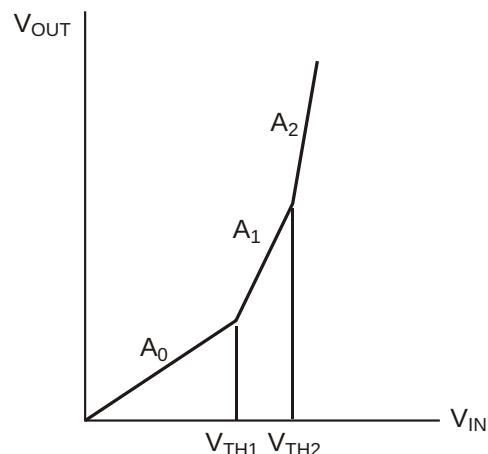


Рисунок 3. Нелинейный аттенюатор в цепи обратной связи (а) позволяет аппроксимировать квадратичную характеристику (б).

теля нелинейный аттенюатор включают на его входе. Чтобы расширить диапазон, можно использовать двухкаскадный аттенюатор (Рисунок 2а). Характеристика усилителя с таким аттенюатором изображена на Рисунке 2б. Область применения нелинейного аттенюатора не ограничена лишь увеличением динамического диапазона. Можно, например, аппроксимировать квадратичный отклик, включив аттенюатор в цепь обратной связи (Рисунок 3). **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics LM2904](#)

Сверхмаломощный генератор периодического сброса

Philip Simpson, Maxim Integrated

Application Note 1186

В случаях, когда требуется гарантировать надежную работу устройства, управляемого процессором, очень часто разработчики, не доверяя сторожевым таймерам, выбирают вариант периодического сброса процессора. В системах с низким энергопотреблением генератор периодического сброса может потреблять значительную часть общего тока системы, или не может гарантированно работать при низких напряжениях.

В этой статье описывается малопотребляющий генератор сброса, раз в секунду фор-

мирующий импульсы низкого уровня длительностью 100 мкс. В диапазоне напряжений питания от 1.8 В до 5.5 В период импульсов практически не меняется, а ток потребления составляет менее 1 мкА (Рисунок 1).

Схема представляет собой немного видоизмененный обычный автоколебательный генератор с дифференциатором и диодным ограничителем на выходе. Ширину импульса можно изменять подбором номиналов C_P или R_P , а для смены полярности потребуется включить в противоположном направлении диод D1. Период колебаний регулируется элементами R1 или C1.

Для этой схемы идеально подходит компаратор MAX919 в корпусе SOT23, потребляющий ток 350 нА от источника питания, напряжение которого может находиться в диапазоне от 1.8 В до 5.5 В. Измерения в полной схеме показали, что потребляемый ею ток при 25 °C составляет менее 1 мкА, позволяя схеме работать от одного литиевого элемента типоразмера АА в течение 250 лет!

При тщательном выборе компонентов схема может генерировать импульсы с периодом от миллисекунд до минут. Для обеспечения хорошей температурной стабильности резисторы R1 и R_P должны быть металлопленочными, а конденсаторы C1 и C_P следует выбирать с диэлектриком NP0. Считая, что схема работает на КМОП вход с высоким

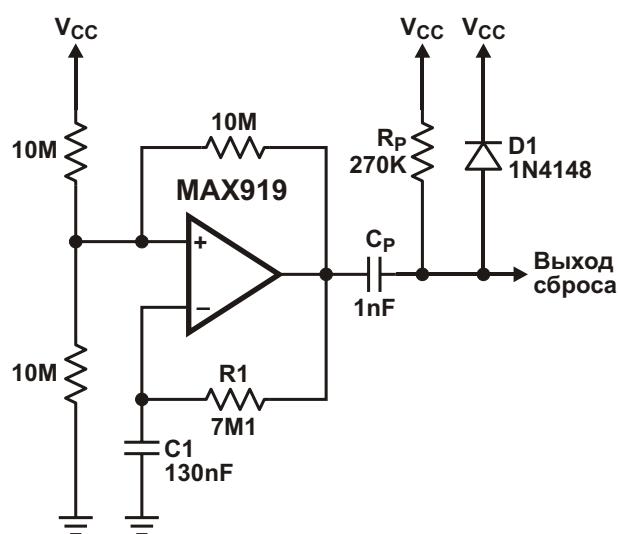


Рисунок 1. Эта схема сброса, потребляющая ток менее 1 мкА, формирует 100-микро-секундные импульсы каждые 1.3 с.

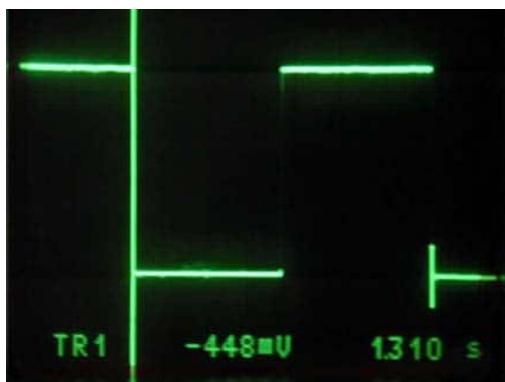


Рисунок 2. Выход компаратора. Горизонтальная шкала: 200 мс/дел; вертикальная шкала: 1 В/дел; напряжение питания: 4.5 В; амплитуда: 4.48 В пик-пик; период: 1.310 с.

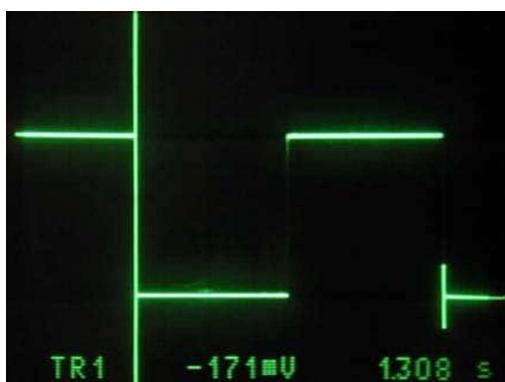


Рисунок 3. Выход компаратора. Горизонтальная шкала: 200 мс/дел; вертикальная шкала: 500 мВ/дел; напряжение питания: 1.7 В; амплитуда: 1.7 В пик-пик; период: 1.308 с.

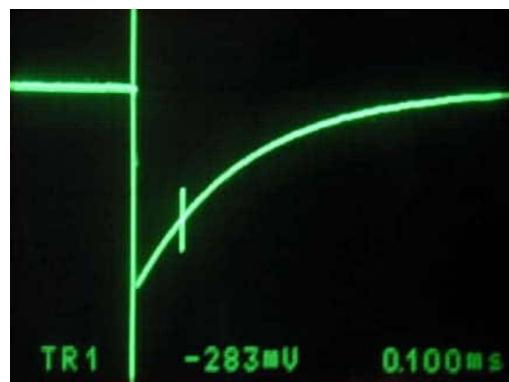


Рисунок 4. Выход схемы. Горизонтальная шкала: 100 мкс/дел; вертикальная шкала: 1 В/дел; напряжение питания: 4.5 В; ширина импульса (по уровню 30%): 100 мкс.

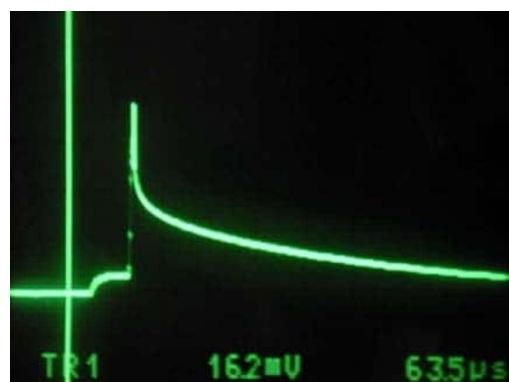


Рисунок 5. Выброс на выходе схемы. Горизонтальная шкала: 50 мкс/дел; вертикальная шкала: 50 мВ/дел; напряжение питания: 4.5 В; величина выброса: 162 мВ.

входным сопротивлением и логическим порогом 30% от напряжения шины питания, для выбора номиналов компонентов, определяющих длительность и период импульсов, можно использовать следующие формулы:

Ширина импульса $0.36 R_P C_P$

Период $1.4 R_1 C_1$

Измеренная ширина импульса оказалась равна:

- 1.308 с при напряжении питания 4.5 В,
- 1.306 с при напряжении питания 1.8 В. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX917](#)

Триггерная схема на основе реле запоминает свое состояние при сбоях питания

Tommy Tyler

Electronic Design

Эта основанная на электромеханических реле схема может бесконечно долго сохранять свое состояние, даже при выключенном питании. Схема не потребляет энергии, за исключением моментов времени, когда она переключается из одного состояния в другое.

Во множестве вариантов схем управления включением/выключением используется какая-либо разновидность триггера, реагирующая на нажатие кнопки или иное управляющее воздействие. Во всех случаях информация о текущем статусе теряется при выключении питания, поэтому по умолчанию схема

устанавливается в состояние «выключено», и иногда такая ситуация даже предпочтительна. Но если ваше устройство должно помнить состояние, в котором оно находилось в момент исчезновения питания, и восстановить это состояние, когда питание появится вновь, может возникнуть проблема.

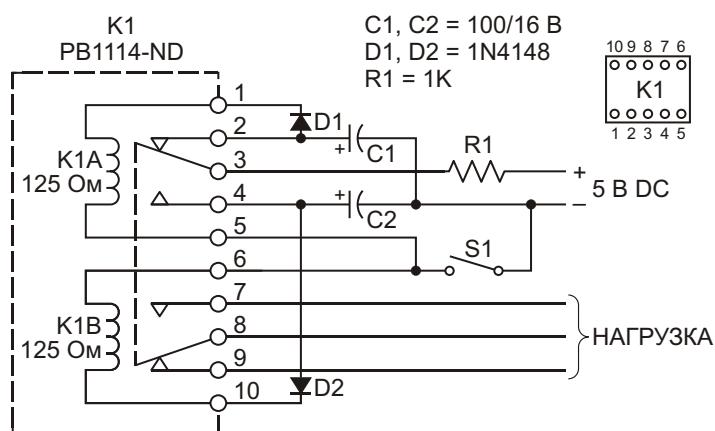


Рисунок 1. В таком включении без активных электронных компонентов это двухконтактное реле работает как триггер-защелка и сохраняет свое состояние даже при выключении питания.

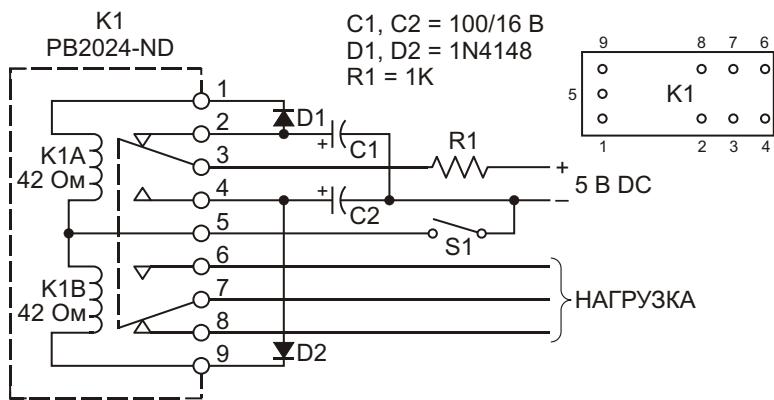


Рисунок 2. В этом видоизмененном варианте оригинальной схемы используется реле, катушка которого имеет отвод от середины. Коммутируемый ток увеличился в четыре раза.

Ниже описана триггерная схема, запоминающая свое состояние на бесконечное время при выключении питания. Более того, схема не потребляет никакой энергии, кроме коротких интервалов времени, в течение которых она переключается из одного состояния в другое. Поэтому она хорошо подходит для батарейного питания; пара таблеточных литиевых батареек может обеспечить ей годы автономной работы.

В схеме на Рисунке 1 K1 – это 5-вольтовое двухкатушечное поляризованное реле с двухполюсной группой перекидных контактов. Изучив каталоги различных дистрибуторов, вы сможете найти порядка 70 наименований реле такого типа с напряжениями обмоток от 4.5 до 24 В DC, изготавливаемых четырьмя компаниями и продаваемых по ценам от \$3 до \$8 за одну штуку. Они хорошо сделаны, герметичны, миниатюрны и, как правило, имеют контакты, рассчитанные на коммутацию тока 2 А при напряжении до 250 В AC.

Одна группа контактов (выводы 2, 3 и 4) используется для управления триггером, а другая группа (выводы 7, 8 и 9) доступна для конечного приложения. В показанном на рисунке состоянии конденсатор C1 заряжается до 5 В через резистор R1. Замыкание кнопки S1, разряжая C1 через диод D1 и обмотку K1A, перекидывает контакты реле. Затем C2 заряжается через R1, чтобы ждать следующего нажатия S1, которое разрядит C2 через диод D2 и обмотку K1B, возвращая контакты в исходное состояние.

Схема не отличается высоким быстродействием, которое ограничивается временем переключения контактов реле. Она создавалась преимущественно для ручного управления со скоростью не менее двух переключений в секунду. Поскольку питание подается на катушки лишь кратковременно, схема без повреждений выдерживает перегрузки по напряжению, предельный уровень которого ограничен, в первую очередь, номинальным напряжением конденсатора. При работе от источника питания 12 В схема способна переключаться с любой частотой, с которой вы сможете нажимать на кнопку S1. В то же время, если в каком-то приложении необходимо ограничить скорость, с которой включается и выключается схема, это легко сделать, увеличив сопротивление резистора R1.

Схема некритична к выбору номиналов компонентов. Конденсаторы C1 и C2 должны хранить достаточно энергии, чтобы переключать реле, имеющее время срабатывания 20 мс. Сопротивление резистора R1 должно быть достаточно большим, чтобы за время удерживания S1 в нажатом состоянии напряжение на конденсаторе не превысило 10–20% от напряжения включения реле.

Если необходимо коммутировать ток более 2 А, можно использовать схему на Рисунке 2, адаптированную под вчетверо более крупное и вдвое более дорогое реле, контакты которого выдерживают 8 А при напряжении 250 В. Вместо двух катушек это

реле имеет одну с отводом от середины и, соответственно, отличается расположением выводов, что потребовало некоторой переработки печатной платы.**РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet TE Connectivity PB1114-ND](#)
2. [Datasheet TE Connectivity PB2024-ND](#)



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
популяризовать -
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.