

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

РАДИОЛОЦМАН

Декабрь 2012

Микроконтроллеры с низким
энергопотреблением
для приложений Smart Power

Технология изоляции помогает интегрировать
системы солнечных элементов
в интеллектуальные энергетические сети

Китай создал собственный транзистор
по технологии 22-нм

Программная коррекция
параметров ЦАП: THD, SNR, ENOB

Технический учет электроэнергии
с микросхемами Texas Instruments

Интеллектуальные сети
Smart Grid

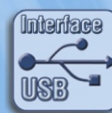
ЛАБОРАТОРНЫЕ ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ С ДИСТАНЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

АКТАКОМ
www.aktakom.ru



APS-7303L/7305L

Дистанционное управление
с компьютера и мобильного
устройства на iOS или Android



Известный американский журнал **Test & Measurement World** ежегодно проводит конкурс **Best in Test**. Серия источников питания АКТАКОМ APS-73xxL впервые стала финалистом этого конкурса в номинации Power Supply.

ЛАБОРАТОРНЫЕ АНАЛоговые ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ



Параметры	ATH-1333	ATH-2335	ATH-3333	ATH-7335
Количество каналов	1	2	3	4
Выходное напряжение	0...30 В	0...30 В	2 x 0...30 В	2 x 0...30 В
Выходной ток	0...3 А	0...5 А	2 x 0...3 А	2 x 0...5 А
Фиксированный канал			5 В/3 А	

1 канал	3 канала
APS-1303 30 В / 3 А	APS-3203 2 x 30 В / 3 А + фикс. 5 В / 3 А
APS-1305 30 В / 5 А	APS-3205 2 x 30 В / 5 А + фикс. 5 В / 3 А
APS-3103 120 В / 3 А	
APS-3320 30 В / 20 А	
APS-3605 60 В / 5 А	

APS-3103/3320/3605

APS-1303/1305



APS-3203/3205



ЭЛИКС, 115211, г. Москва, Каширское шоссе, д. 57, к. 5.
Тел./факс: (495) 781-49-69 (многоканальный)
Web: www.eliks.ru; E-mail: eliks@eliks.ru



Узнайте цену

БОЛЬШЕ ИНФОРМАЦИИ НА
www.eliks.ru

ОГЛАВЛЕНИЕ

НОВОСТИ

Linear Technology выпустила восьмиканальные конфигурируемые понижающие DC/DC преобразователи для многоканальных систем питания	5
Интеллектуальные светодиодные лампы iLumi прослужат 20 лет	7
XMOS расширяет семейство многоядерных микроконтроллеров	8
RFMD анонсировала высокоинтегрированный модуль предварительной обработки для приложений Smart Energy ISM диапазона	9
Touchstone Semiconductor представляет TSA7887 – 12-разрядный АЦП с частотой выборки 125 ksp/s	9
Китай создал собственный транзистор по технологии 22-нм	10
Melexis представляет LIN трансивер с интегрированным стабилизатором, удовлетворяющий всем стандартам электромагнитной совместимости	11
Linear Technology представляет супер экономичный контроллер DC/DC преобразователя	12
Vishay Intertechnology представила новый, мощный n-канальный автомобильный TrenchFET MOSFET с пониженным сопротивлением канала	14

СТАТЬИ

Микроконтроллеры с низким энергопотреблением для приложений Smart Power	17
Технический учет электроэнергии с микросхемами Texas Instruments	26
Технология изоляции помогает интегрировать системы солнечных элементов в интеллектуальные энергетические сети	33
До выпуска массовых цветных E-Ink-ридеров осталось полгода	41
Программная коррекция параметров ЦАП: THD, SNR, ENOB	43
Способы уменьшения тепловыделения в однотактных трансформаторных конвертерах. Часть 4	48

СХЕМЫ

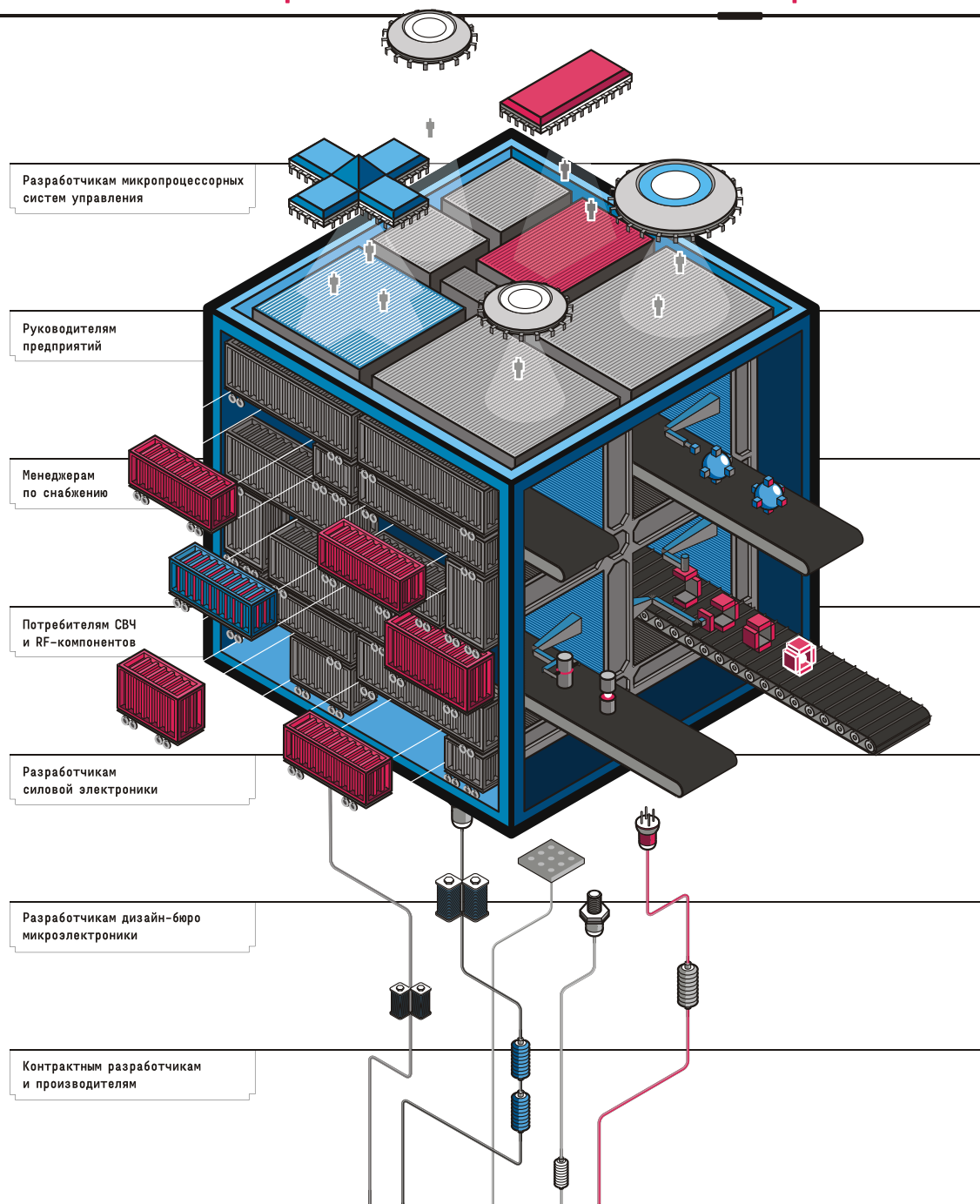
Кодовые замки на микроконтроллерах AVR	55
Перестраиваемый фильтр второго порядка потребляет меньше 3 мкА	65
Недорогое решение защищает чувствительные к перенапряжениям устройства	68

НОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА / РОССИЯ

26–28 МАРТА 2013

МОСКВА
ЭКСПОЦЕНТР
НА КРАСНОЙ ПРЕСНЕ

главная российская выставка электронных компонентов и модулей



ProSOFT®



RONDE & SCHWARZ

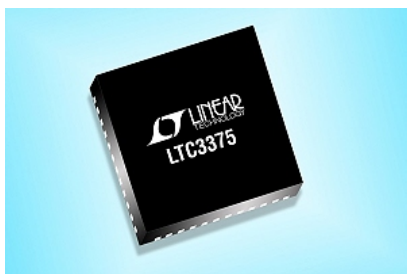


Симметрон
ГРУППА КОМПАНИЙ



Linear Technology выпустила восьмиканальные конфигурируемые понижающие DC/DC преобразователи для многоканальных систем питания

Linear Technology анонсировала выпуск новой высокоинтегрированной микросхемы управления питанием для низковольтных приложений общего назначения. Управляемый по шине I²C 8-канальный понижающий DC/DC преобразователь LTC3375, выпускаемый в компактном корпусе QFN, оснащен гибкой схемой управления последовательностью включения и монитором неисправностей.



Помимо восьми внутренне компенсированных высокоэффективных синхронных преобразователей с выходным током 1 А микросхема содержит высоковольтный 25-миллиамперный постоянно активный контроллер LDO стабилизатора. Каждый понижающий преобразователь имеет собственный независимый вход с диапазоном допустимых напряжений V_{IN} от 2.25 В до 5.5 В и выход с напряжением от 0.425 В до V_{IN} . Для гибкого и надёжного управления последовательностью запуска и контроля состояния системы предусмотрен вход кнопки ON/OFF/RESET, функция сброса по включению питания и сторожевой таймер.

Еще одной особенностью LTC3375 является генератор, частота которого в диапазоне от 1 МГц до 3 МГц программируется или задается извне, а фаза колебаний управляется с дискретом 90°. По умолчанию рабочая частота генератора установлена равной 2 МГц. При отключенных DC/DC преобразователях микросхема потребляет всего 11 мкА, продлевая время работы аккумулятора. Прибор идеально подходит для широкого класса приложений многоканальных источников питания для промышленных, автомобильных и телекоммуникационных систем.

DC/DC преобразователи микросхемы LTC3375 могут использоваться независимо, или соединяться параллельно для увеличения выходного тока, и, используя одну общую для объединенных каналов индуктивность, отдавать в нагрузку ток вплоть до 4 А на один выход. Допускается параллельное соединение до четырех смежных преобразователей, в результате чего можно получить пятнадцать различных комбинаций выходов. При этом по цепям управления объединенные преобразователи могут быть включены в конфигурации ведущий-ведомый путем соединения выводов V_{IN} и SW каждого канала и подключения выводов FB ведомых преобразователей к источнику входного напряжения. Все DC/DC преобразователи имеют цепи внутренней коррекции, поэтому для их работы требуются только внешние резисторы обратной связи, устанавливающие уровни выходного напряжения. Кроме того, возможен альтернативный способ управления выходным напряжением через шину I²C.

Импульсные преобразователи могут работать в двух режимах: в режиме генерации пачек (Burst Mode) для повышения КПД при

облегченных нагрузках (этот режим устанавливается по умолчанию при включении), и в режиме принудительной непрерывной ШИМ (forced continuous PWM) для снижения уровня шумов при малых нагрузках. Интерфейс I²C может быть использован для выбора режимов работы, управления фазой колебаний генератора, переключения опорного напряжения цепи обратной связи и снижения скорости нарастания напряжения в точке подключения индуктивности. Преобразователи содержат ограничители прямого и обратного тока, схему мягкого старта для смягчения бросков пускового тока, защиту от короткого замыкания и схему контроля скорости нарастания для снижения уровня излучаемых ЭМП. Другие функции включают монитор температуры (доступно чтение по I²C), отображающий внутреннюю температуру кристалла микросхемы, а также функцию предупреждения о перегреве, которая сообщает, что температура кристалла приближается к пороговому значению (также программируемому по I²C).

Микросхемы LTC3375 поставляются со склада в низкопрофильном 48-выводном корпусе QFN (0.75мм) размером 7 × 7 мм со сниженным тепловым сопротивлением. Микросхемы групп Е и I имеют диапазон рабочих температур кристалла от –40 °С до +125 °С, а группа Н рассчитана на расширенный диапазон от –40 °С до +150 °С. В партиях 1000 шт. каждая микросхема группы Е стоит \$5.45.

Основные особенности LTC3375

- 8 независимых понижающих DC/DC преобразователей с возможностью параллельного объединения каналов для уве-

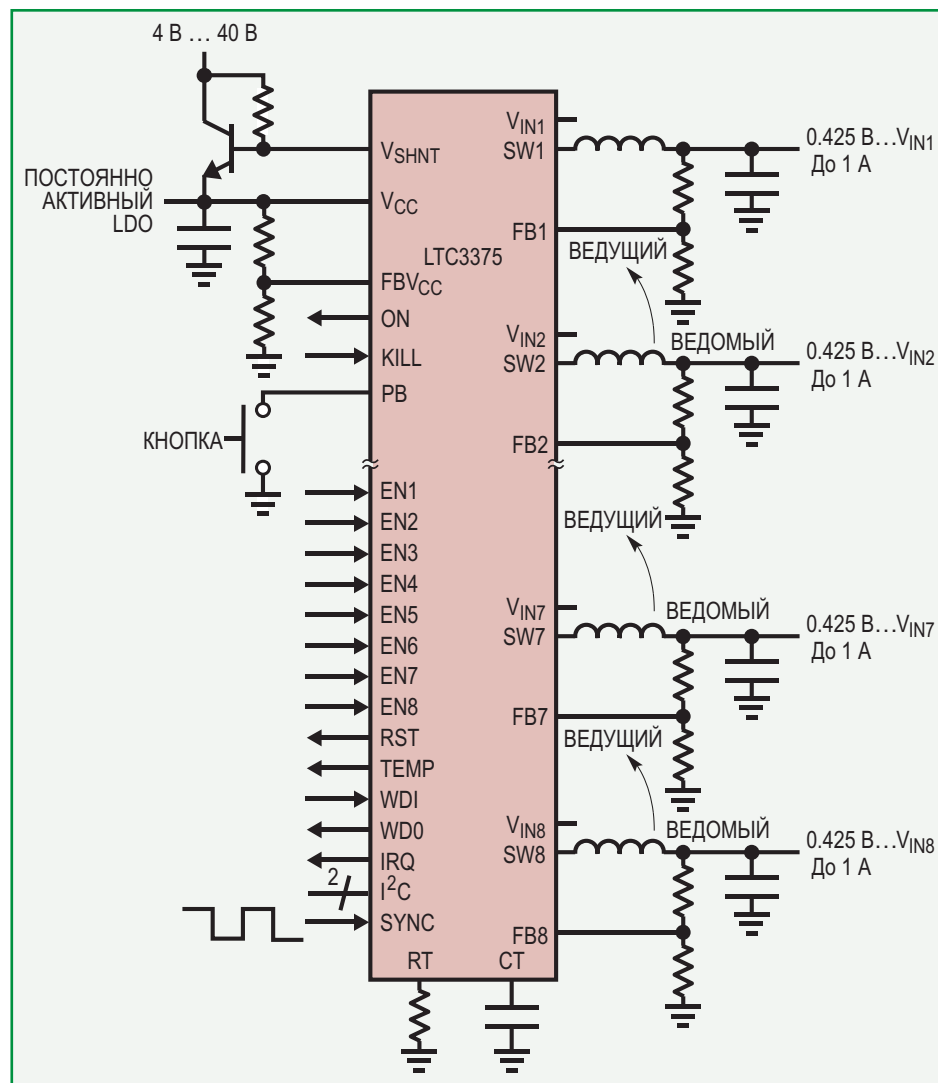
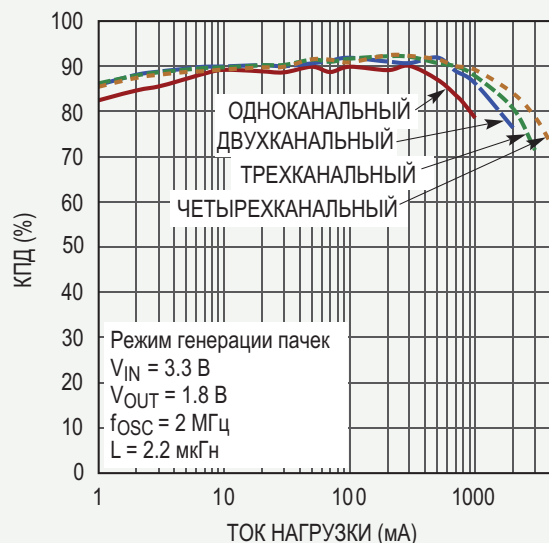


Схема включения преобразователя в 8-канальном режиме

личения выходного тока до 4 А при работе на общую индуктивность

- Независимый вход питания V_{IN} для каждого DC/DC преобразователя (от 2.25 В до 5.5 В)
- Все DC/DC преобразователи имеют диапазон выходного напряжения от 0.425 В до V_{IN}
- Точные пороги переключения входов разрешения для автономного управления последовательностью включения (возможно управление по шине I²C)



Зависимость КПД от тока нагрузки

- Программируемый генератор частоты от 1 МГц до 3 МГц с возможностью внешней синхронизации (частота по умолчанию 2 МГц)
- Управление по шине I²C фазой синхронизации каждого канала с шагом 90°
- Программируемая временная диаграмма реакции на сброс по включению питания, срабатывание сторожевого таймера и нажатие кнопки
- Выход монитора температуры кристалла
- 48-выводной корпус QFN с габаритами 7 7 0.75 мм

Интеллектуальные светодиодные лампы iLumi прослужат 20 лет

Сегодня на рынке представлено множество моделей интеллектуальных ламп, но особое внимание стоит обратить на iLumi. iLumi представляет собой энергоэффективную све-

тодиодную лампу со сроком эксплуатации 20 лет, управляемую с любого смартфона.



Запатентованная стартап-компанией iLumi Solutions технология HyperLux позволяет запрограммировать лампу с помощью приложения, работающего под Android и iOS, что дает ей возможность светить различными цветами и делает лампу одной из самых ярких на рынке.

В составе iLumi имеются модули Bluetooth Classic и Bluetooth Low Energy (Bluetooth 4.0), процессор, память и часы реального времени, позволяющие пользователям регулировать, настраивать, программировать и планировать работу одной или нескольких ламп iLumi.

Дальность приема сигнала одной iLumi составляет около 30 метров, но Bluetooth mesh-сеть позволяет лампам всего дома общаться друг с другом и обмениваться передаваемыми вами командами. I lumi можно настраивать с учетом индивидуальных предпочтений пользователя, задавая время снижения яркости, включения или выключения, а также изменять цвета в зависимости от времени суток.

Лампы могут определять местоположение и расстояние до пользователя, поэтому их можно запрограммировать на освещение пути при прогулке вокруг дома. По сравнению со 100-ваттными лампами накаливания, эти энергоэффективные 15-ваттные лампы iLumi позволят сократить плату за коммунальные услуги на \$340.

На данный момент выпускаются четыре модели ламп iLumi, минимальная цена составляет \$59.

XMOS расширяет семейство многоядерных микроконтроллеров

Компания XMOS значительно расширила семейство многоядерных микроконтроллеров xCORE, выпустив три оснащенных USB новых модели, предназначенных для обработки данных и организации интерфейсов в различных встраиваемых приложениях. Новые продукты, получившие обозначения U10-128, U12-128 и U16-128, содержат 10, 12 и 16 логических ядер, соответственно, выполняют до 1000 MIPS (миллионов инструкций в секунду) и имеют встроенное ОЗУ емкостью 128 КБ.



Новые микроконтроллеры пополняют семейство xCORE-USB, анонсированное ранее в этом году. Все устройства обладают преимуществами недавно представленного набора блоков обработки xSOFTip, содержащего I²S, TDM, SPDIF и AES/EBU. Представлены также многочисленные блоки цифровой обработки аудиосигналов, включая фильтры, эквалайзеры и микшеры.

Устройства имеют встроенный высокоскоростной порт USB 2.0 и, в отличие от других микроконтроллеров, поддерживают передачу данных на скорости 480 Кб/с и USB Audio Class 2. Это позволяет применять микроконтроллеры семейства xCORE-USB в таких требовательных приложениях, как потребительская электроника для аудиофилов, многоканальные USB-аудиоинтерфейсы, диджейское оборудование и USB-колонки.

К другим особенностям можно отнести многоканальный 12-разрядный АЦП с быстродействием 1 миллион выборок в секунду, режимы ожидания и глубокого сна для приложений с пониженным энергопотреблением, сброс по включению питания, сторожевой таймер, детектор снижения напряжения и внутренний генератор.

Устройства xCORE поддерживаются инструментарием xTIMEcomposer Studio, дающим разработчикам доступ ко всей вычислительной мощности многоядерной обработки в хорошо знакомой среде C/C++. xTIMEcomposer Studio включает в себя средства статического временного анализа и потактовый симулятор.

Микроконтроллеры XS1-U8-64 уже выпускаются серийно, и в крупных партиях продаются по цене \$6.00 за штуку. XS1-U16-128 пока

находятся на стадии опытного производства, для заказа доступны единичные образцы. Серийное производство начнется в первом квартале 2013 года, а стоимость составит \$9.75 за прибор при большом объеме заказа. Образцы XS1 U10-128 и XS1-U12-128 появятся в первом квартале 2013 года, их цена будет начинаться с \$7.60.

RFMD анонсировала высокоинтегрированный модуль предварительной обработки для приложений Smart Energy ISM диапазона

RF Micro Devices (RFMD) сообщила о коммерческой доступности модуля RFFM6903. Высокоинтегрированный модуль полностью соответствует требованиям, установленным для интеллектуальных измерительных систем, работающих в частотном диапазоне 868 – 960 МГц, а по ряду параметров превосходит их. Модуль поддерживает самые разнообразные приложения, включая Smart Energy, AMI (advanced metering infrastructure – передовая измерительная технология), портативные устройства с батарейным питанием и оборудование общего назначения диапазона ISM 868/915 МГц.



В модуле RFFM6903 объединены:

- усилитель с выходной мощностью +30.5 дБм с фильтром подавления гармоник в тракте передачи,
- малошумящий усилитель (МШУ),
- переключатели с малыми вносимыми потерями и высоким качеством изоляции, предназначенные для исключения из путей прохождения сигналов фильтра, усилителя или передатчика.
- 50-омные цепи согласования портов.

Устройство размещается в корпусе размером 6 × 6 × 1 мм. Типовой коэффициент усиления приемного тракта составляет 16 дБ при отличном коэффициенте шума 1.7 дБ и потребляемом токе всего 5 мА.

Доступность

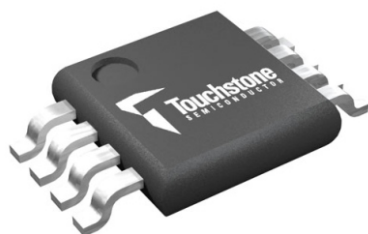
Микросхема RFFM6903 выпускается в промышленных объемах. По запросу разработчикам предоставляются бесплатные образцы.

Touchstone Semiconductor представляет TSA7887 – 12-разрядный АЦП с частотой выборки 125 ksps

Новый АЦП TSA7887 на \$3 дешевле AD7887, совместим с ним по выводам и идентичен по характеристикам

Touchstone Semiconductor объявила о начале продаж микросхемы двухканального 12-разрядного АЦП TSA7887 с частотой выборки 125 ksps, полностью заменяющего AD7887 компании Analog Devices.

В партиях от 1000 компонентов TSA7887 стоит \$1.25, на \$3 дешевле, чем АЦП AD7887. При этом микросхема совместима с ним по выводам, а также идентична по характеристикам и функциональности. На данный момент Touchstone предлагает 17 аналоговых компонентов, являющихся альтернативой микросхемам компаний Maxim и Analog Devices.



Альтернативные компоненты Touchstone являются полной заменой и могут использоваться в сочетании с оригинальными микросхемами производителей. Все альтернативные аналоговые микросхемы Touchstone находятся на складе и доступны для немедленной поставки.

Основные особенности TSA7887

- Цена \$1.25 при объеме заказа от 1000 штук, что на \$3 дешевле AD7887.
- Потребляемая мощность 2.6 мВт при частоте выборки 125 ksps при напряжении питания от +2.7 до +5.25 В.
- Четыре программируемых пользователем экономичных режима, включая автоматический переход в режим ожидания и пониженного энергопотребления.
- Диапазон рабочих температур от -40 до 125 °C.
- Один или два аналоговых входа с диапазонами входных напряжений от 0 до VREF или от 0 до VDD.

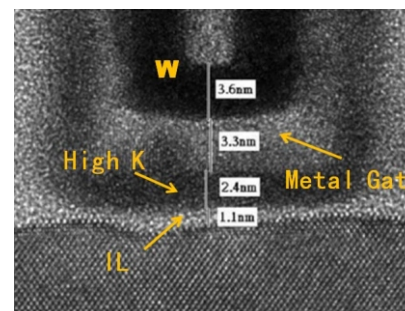
- Встроенный источник опорного напряжения 2.5 В.

SA7887 является идеальным выбором при необходимости использования простого 12-разрядного АЦП в приложениях сбора данных и управления процессами. Возможными областями применения TSA7887 могут быть оптические датчики, сенсорные панели, карманные персональные компьютеры, программируемые логические контроллеры и медицинское оборудование.

Микросхемы TSA7887 выпускаются в 8-выводных корпусах SOIC и MSOP.

Китай создал собственный транзистор по технологии 22-нм

Институт микроэлектроники китайской академии наук (IMECAS) объявил о создании МОП-транзистора по технологии high-K metal-gate с длиной затвора 22 нм. По заявлению IMECAS, это полностью спроектированное и созданное в Китае устройство «имеет лучшие в мире характеристики в своем классе и низкую рассеиваемую мощность».



По сообщению китайского информационного агентства Синьхуа, разработанная в Китае 22-нм технология производства микрос-

хем сэкономит деньги КНР при импорте иностранных чипов и повысит конкурентоспособность китайских производителей интегральных схем.

Передовая 22/20-нм технология только лишь начинает входить в коммерческий сектор. Благодаря ей станет возможным снизить энергопотребление смартфонов и планшетов, и, соответственно, продлить время работы аккумуляторов.

Создание лабораторного прототипа 22-нм транзистора говорит о том, что в области технологий Китай отстает от Запада на два-четыре года. Компания Intel уже выпускает на рынок FinFET-транзисторы, созданные по технологии 22 нм, а Taiwan Semiconductor Manufacturing Co. Ltd. (Синьчжу, Тайвань), как ожидается, перейдет на 20-нм КМОП технологический процесс в 2013 году.

На протяжении многих лет ограничения Координационного комитета по экспортному контролю (CoCom) и Вассенаарское соглашение лишали Китай доступа к передовым электронным технологиям других стран. Несмотря на это, в последние годы Китай постепенно сокращает отставание благодаря приобретению лицензированных технологий и собственным исследованиям. Китайский производитель микросхем Semiconductor Manufacturing International Corp. (Шанхай, Китай) способен выпускать на рынок компоненты, созданные с использованием 40-нм КМОП технологического процесса.

Согласно Синьхуа, работы по созданию самых современных транзисторов в рамках важнейших национальных научных проектов Китай начал в 2009 году.

Melexis представляет LIN трансивер с интегрированным стабилизатором, удовлетворяющий всем стандартам электромагнитной совместимости

Локальные сети LIN (Local Interconnect Network) все шире распространяются в автомобильном мире. Эта надежная и недорогая коммуникационная система позволяет реализовать основной сетевой функционал там, где раньше это считалось экономически нецелесообразным, например, в подсистемах управления вспомогательным электрооборудованием и приводами.



Новая микросхема MLX80050 компании Melexis соответствует растущим требованиям к устройствам этого класса. Являясь первым представителем следующего поколения базовых микросхем LIN, выпускающихся компанией, MLX80050 упрощает разработку ведомых узлов. Микросхема выпускается в корпусе SOIC-8 и реализует физический уровень LIN

трансивера в соответствии со стандартами LIN/SAE J2602. В микросхему интегрирован стабилизатор 5 В с выходом сброса для системного микроконтроллера. Микросхема совместима по выводам с уже существующими LIN устройствами, такими как ATA6620/25/31 и TJA1028.

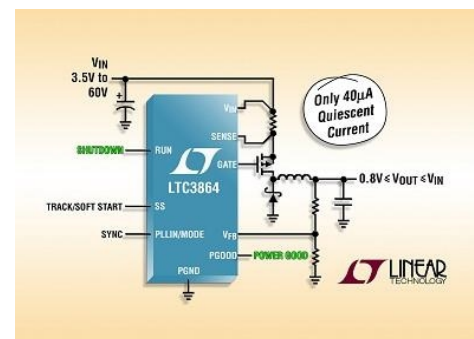
Для производства микросхемы используется 0.35 мкм КМОП технологический процесс с высоковольтными транзисторами. Трансивер оптимизирован по току потребления, который в спящем режиме составляет всего 15 мкА. Управление спящим режимом организовано так, что трансивер может пробуждаться непосредственно от линии LIN, от внешнего микроконтроллера или иного источника. Генерируя при этом сигнал сброса, трансивер сокращает общее количество элементов «обвязки» микроконтроллера.

MLX80050 соответствует возросшим требованиям электромагнитной совместимости (EMC) для однопроводных линий передачи данных и удовлетворяет «Требованиям к аппаратным комплектирующим интерфейсов LIN, CAN и Flexray в автомобильных приложениях», установленным немецкими автомобилестроителями. Защита микросхемы включает ограничение тока нагрузки, отключение при превышении температуры и защиту от перенапряжений на линии до 40 В. В дополнение, микросхема соответствует требованиям стандарта IEC61000-4-2 и устойчива к непосредственным статическим разрядам (ESD) более 20 кВ и косвенным разрядам более 15 кВ.

MLX80050 сертифицирована в соответствии со стандартом AECQ100 и директивой RoHS. Образцы доступны по требованию.

Linear Technology представляет супер экономичный контроллер DC/DC преобразователя

Linear Technology представила микросхему контроллера понижающего DC/DC преобразователя LTC3864, в дежурном режиме при активном выходе потребляющую всего 40 мкА. Разработчики создали прибор с диапазоном входных напряжений от 3.5 до 60 В, чтобы сделать его устойчивым к высоковольтным выбросам, возникающим, например, при холодном пуске двигателя, и обеспечить непрерывную работу с разнообразными источниками входного напряжения и автомобильными аккумуляторами. Минимальное



значение выходного напряжения может составлять 0.8 В, а максимальное, благодаря способности преобразователя работать при коэффициенте заполнения импульсов 100%, может равняться входному напряжению, что позволяет использовать микросхему в автомобильном оборудовании с напряжением бортовой сети 12 В или 24 В, а также в промышленных системах управления, в робототехнике и телекоммуникационных приложениях.

LTC3864 управляет внешними Р-канальными MOSFET и синхронизируются либо фиксированной частотой 50 ... 850 кГц внутреннего генератора, либо от внешнего источника тактовой частоты 75 ... 750 кГц. Для снижения уровня пульсаций при облегченной нагрузке пользователь может выбрать режим пропуска импульсов и режим генерации пачек. Архитектура с управлением по току обеспечивает эффективную частотную коррекцию, быструю реакцию на переходные процессы и отличную стабилизацию выхода. Для максимальной точности контроль выходного тока осуществляется путем измерения падения напряжения на внешнем резисторе. Дополнительные функции включают программируемый мягкий старт или слежение, защиту от перенапряжения, короткого замыкания и перегрузки по току, выходной сигнал «питание в норме» и FMEA (анализ характера и последствий отказов), контролирующий оборванные и замкнутые выводы.

LTC3864 предлагается в 12-выводных корпусах MSOP и QFN (4 × 3 мм) с уменьшенным тепловым сопротивлением. Микросхемы групп LTC3864E и LTC3864I рассчитаны на диапазон температур перехода от –40 °С до 125 °С, а работа LTC3864H гарантируется при температуре от –40 °С до 150 °С. Микросхемы для военных применений LTC3864MP проходят 100% тестирование в трех точках рабочего диапазона температур перехода –55 ... 150 °С. Минимальная цена в партии из 1000 приборов составляет \$2.06 за одну микросхему.

Особенности LTC3864:

- Диапазон входных напряжений (V_{IN}) от 3.5 В до 60 В
- Широкий диапазон выходных напряжений (V_{OUT}): от 0.8 В до V_{IN} .
- Низкий ток потребления: 40 мкА в режиме ожидания
- Выбор режима генерации пачек для снижения уровня пульсаций
- Работа в режиме пропуска импульсов при небольших нагрузках
- Выбор фиксированной рабочей частоты от 50 кГц до 850 кГц
- Синхронизируемая ФАПЧ рабочая частота от 75 до 750 кГц
- Режим управления по току для ускорения переходных процессов и повышения эффективности петли обратной связи
- Регулируемый мягкий пуск или отслеживание
- Защита от перенапряжения на выходе и превышения выходного тока
- Выходной сигнал «Питание в норме» (Power Good)
- Диапазон рабочих температур перехода:
 - Расширенный и промышленный: –40 ... 125 °С
 - Автомобильный: –40 ... 150 °С
 - Военный: –55 ... 150 °С.

Vishay Intertechnology представила новый, мощный n- канальный автомобильный TrenchFET MOSFET с пониженным сопротивлением канала

Vishay Intertechnology представила новый мощный, n-канальный TrenchFET MOSFET на напряжение 40 В, соответствует требованиям стандарта AEC-Q101. Разработанный для использования в автомобильных системах, SQM200N04-1m1L – первый мощный MOSFET компании Vishay в 7-выводном корпусе D²PAK, обладающий низким сопротивлением в открытом состоянии и большим допустимым током.

Особенности продукта

- Соответствует требованиям автомобильного стандарта AEC-Q101
- Низкое сопротивление в открытом состоянии: 1.1 мОм (макс.) при напряжении 10 В и 1.3 мОм (макс.) при напряжении 4.5 В
 - Низкое сопротивление $R_{DS(ON)}$ до минимума сокращает потери проводимости
- Позволяет разработчикам создавать особо надежные конструкции
 - Продолжительный ток стока до 200 А
 - Лавинный ток в одиночного импульса до 100 А при энергии до 500 мДж
- Низкое тепловое сопротивление кристалл-корпус: 0.4 °C/Вт

- Широкий диапазон рабочих температур от –55 °C до +175 °C
- Соответствует требованиям директивы RoHS и не содержит галогенов
- 100% выходной контроль на соответствие параметров R_G и UIS.



Назначение

- Мощные системы управления автомобильными моторами, включая электрический привод рулевого управления.

Основные характеристики

- Корпус: 7-выводной D²PAK
- V_{DS} : 40 В
- V_{GS} : 20 В
- I_D : 200 А
- $R_{DS(ON)}$:
 - 1.1 мОм при 10 В
 - 1.3 мОм при 4.5 В
- Тепловое сопротивление кристалл-корпус: 0.4 °C/Вт
- Лавинный ток одиночного импульса: 100 А
- Лавинная энергия одиночного импульса: 500 мДж
- Диапазон рабочих температур от –55 °C до +175 °C.

Применение

Разработанный для использования в автомобильных системах, SQM200N04-1m1L объединяет преимущества 7-выводного корпуса D²PAK с n-канальной технологией высокой плотности третьего поколения TrenchFET Gen III. В результате, сверхнизкое сопротивление открытого канала составляет максимум 1.1 мОм при 10 В, что минимизирует потери проводимости и, таким образом, снижает типичную рабочую температуру устройства.

SQM200N04-1m1L производится с использованием специальных технологий и материалов, разработанных Vishay для приборов автоэлектроники, включая корпус, позволяющий создавать выносимые автомобильные конструкции, безотказно работающие при токах до 200 А.

Доступность

Как единичные образцы, так и партии новых мощных автомобильных MOSFET доступны уже сегодня. Сроки поставки при крупных заказах составляют от 14 до 16 недель.

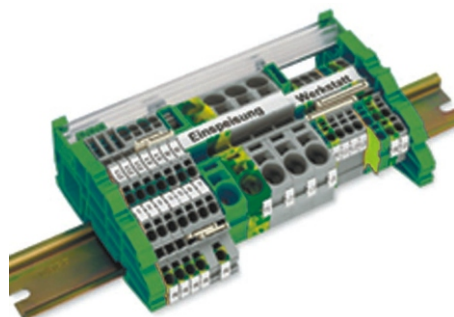
настоящее немецкое качество



контрольно-
измерительное
оборудование



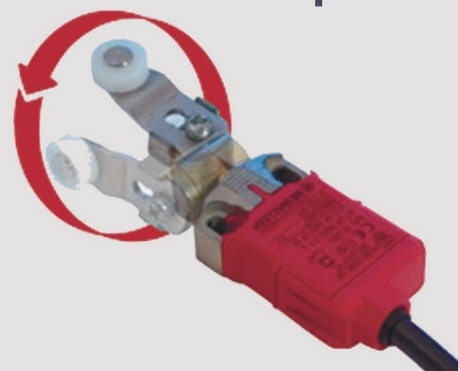
инструмент для
разделки кабеля
и снятия изоляции



клеммы
на DIN рейку
и для печатных плат



промышленные корпуса
выключатели
датчики



ДЕЦИМА

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ

WWW.DECIMA.RU

МОСКВА, ЗЕЛЕНОГРАД, +7(495) 988-4858

Микроконтроллеры с низким энергопотреблением для приложений Smart Power

Digi-Key

Становясь все более экономичными, микроконтроллеры проникают в новые сферы приложений, такие как интеллектуальные системы освещения и беспроводные измерительные устройства. Приборы последних поколений позволяют значительно снизить энергопотребление, открывая инженерам множество ранее недоступных возможностей – от использования поддерживаемых высокоуровневыми языками программирования средств разработки, до разнообразной периферии.

Развитие приложений Smart Power идет по нескольким направлениям. Имея возможность перенести контроль и управление энергопотреблением ближе к точке нагрузки, можно равномернее распределять энергию по сети, тем самым, сокращая потери мощности, что очень важно для энергетических компаний. Не менее важно это и для потребителей, которые смогут пользоваться более гибкими тарифами и более дешевой энергией, что, в конечном счете, позволит еще больше снизить затраты. Однако такое оборудование должно быть экономически эффективным, как по капитальным затратам, так и в обслуживании. Замена элементов питания в миллионах интеллектуальных электросчетчиков являет-

ся одной из главных статей эксплуатационных расходов сетевых операторов и потенциальным препятствием на пути их внедрения. Таким образом, снижение мощности, потребляемой интеллектуальными приборами учета, не только экономит энергию, но и позволяет батареям работать в течение многих лет.

Дальнейшее сокращение энергопотребления за счет более эффективного управления устройством, внедрения новых архитектур и технологических процессов может снизить расход энергии до такого уровня, который позволит вообще отказаться от батарей питания. Сегодня во многих случаях электрическую энергию можно извлекать из окружающей среды, – из энергии колебаний или из тепла, выделяемого промышленным оборудованием, – и хранить ее в местной батарее. Таким способом можно обеспечить питанием микроконтроллер, а, нередко, даже датчик и сетевой адаптер. С точки зрения характеристик оборудования и срока службы батареи выбор архитектуры сетевого узла и микроконтроллера имеет первостепенное значение, причем выбор этот неоднозначен и вынуждает разработчика идти на определенные компромиссы.

Компромиссы проекта

При рассмотрении вопросов питания микроконтроллеров, используемых в приложениях Smart Power, интеграция и производительность оказываются связанными параметрами. В принципе, вместе с ядром процессора на одном кристалле можно разместить множество периферийных элементов, сократив, тем самым, номенклатуру внешних компонентов и снизив потребляемую мощность. Иногда, однако, маленький 8-разрядный микроконтроллер в комплекте с модулем беспроводного интерфейса может дать больший эффект, чем полностью интегрированная система, совмещающая процессор приложения и радиочастотную часть. В то время как в некоторых контроллерах, таких как EFM32 компании Energy Micro (см. ниже), для сокращения энергопотребления до минимума используется гибкая система управления питанием периферийных блоков, схема, собранная из нескольких отдельных контроллеров, предоставляет возможность изолировать различные части узла так, что питание будет использоваться только тогда, когда это действительно необходимо.

Между производительностью и потребляемой мощностью существует еще один компромисс. Кратковременное использование энергоэффективного микроконтроллера с последующим его отключением может потребовать меньше энергии, чем при более продолжительной работе более экономичного процессора. Однако это зависит от времени выхода на рабочий режим из выключенного состояния и обратно, хотя многие микроконтроллеры с целью снижения потребления могут иметь достаточно быстрое время реакции. Иногда, правда, тонкости управления питанием мало влияют на потребление, а размер кода сказыв-

вается существенно. Использование 16- или, даже 8-битного кода может смягчить требования к памяти и обеспечить более быстрый доступ, сократив одновременно затраты и потребляемую мощность. Но и 32-разрядные системы могут использовать преимущества более короткого слова при сокращенном наборе инструкций, подобном ARM Thumb 2.

Программное обеспечение приложений Smart Power не отличается особой сложностью, но должно быть исключительно надежным, поскольку замена или модернизация каких-либо проблемных узлов может быть связана с очень большими расходами. Это требует бережного отношения к коду, унаследованному от предыдущих поколений проекта, поэтому условие повторного использования программ обязательно включается в техническое задание на новое изделие. В то же время, новое поколение средств и интегрированных сред разработки для ARM MIPS и других 32-битных архитектур позволяет существенно сократить сроки конструирования, улучшить качество кода и повысить эффективность отладки, в результате чего конечный продукт получается более надежным и выходит на рынок быстрее. Учет этих соображений может повлиять на выбор архитектуры микроконтроллера.

Рассмотренные выше проблемы выбора, с которыми сталкиваются конструкторы при разработке интеллектуальных систем энергоснабжения, могут решаться несколькими способами, отражающими жесткие требования к потребляемой мощности и цене. Все большее распространение получают системы на базе 32-разрядных микроконтроллеров, часто на оптимизированном ядре ARM Cortex-M3.

Недавно созданная Норвежская компания Energy Micro, используя ядро ARM Cortex-M3, создает микроконтроллеры с самым низким в отрасли потреблением энергии, что позволяет использовать их не только в устройствах с батарейным питанием, но даже в системах, получающих энергию из окружающей среды.

Микроконтроллеры **EFM32G210F128 ‘Gecko’** (Рисунок 1) имеют архитектуру с низким потреблением, коротким временем пробуждения из энергосберегающих режимов и большим выбором специализированной периферии для управления устройствами Smart Power. Семейство ориентировано на приложения с батарейным питанием в узлах интеллектуальных сетей.

Центральное место в микроконтроллере занимает устройство управления питанием (Energy Management Unit, EMU), которое координирует все функции энергосбережения, включая и выключаю периферию, а также снимая питание с неиспользуемых блоков ОЗУ. В результате, в режиме отключения (Shutoff) при напряжении питания 3 В ток потребления удалось снизить до 20 нА, а в режиме глубокого сна (Deep Sleep Mode) – до 0.9 мкА при сохранении активности часов реального времени, схемы сброса, ОЗУ и процессора. Во время выполнения кода из Flash-памяти при напряжении питания 3 В потребление микроконтроллера составляет 180 мкА/МГц.

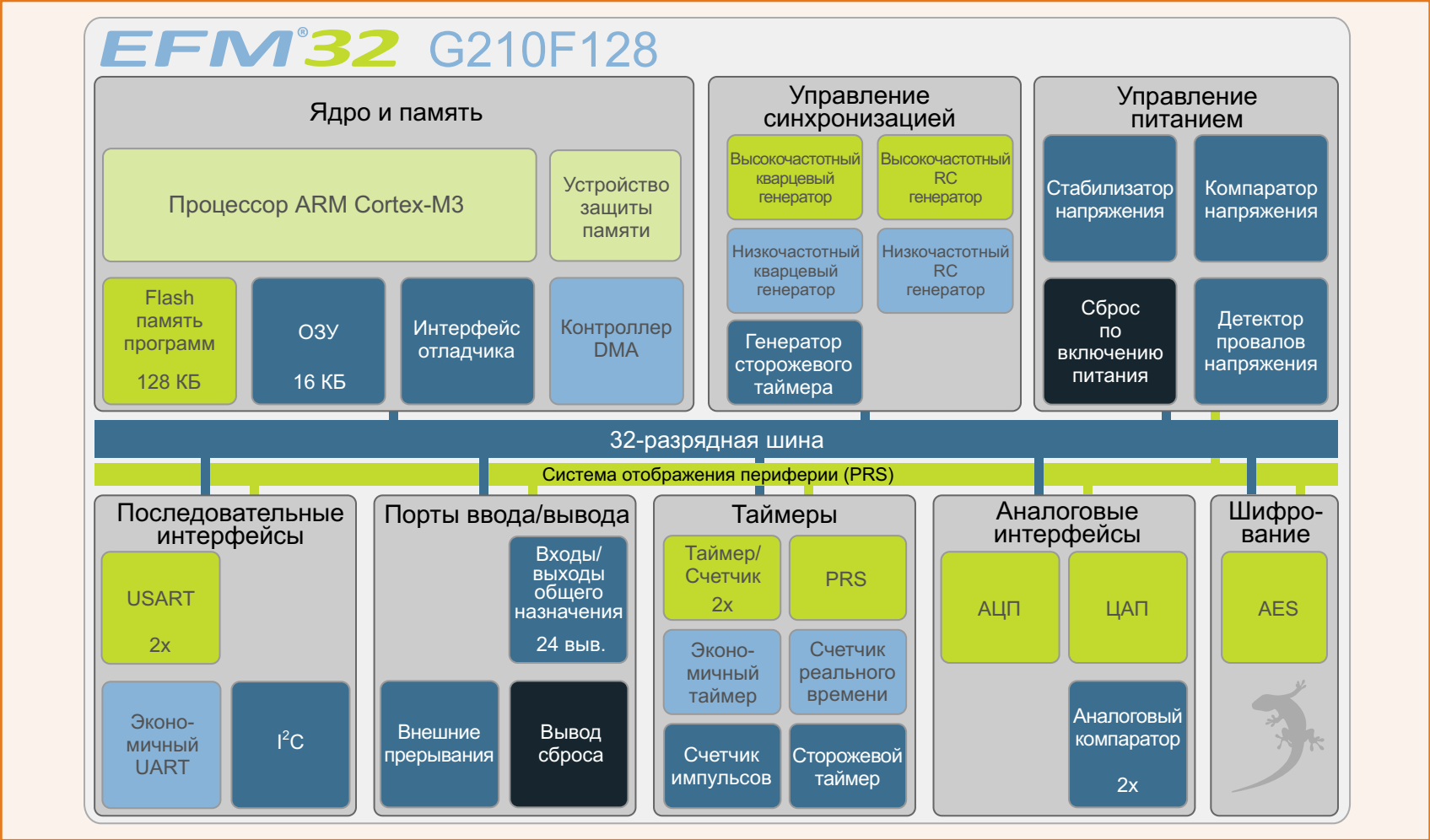


Рисунок 1. Блок-схема микроконтроллеров с низким энергопотреблением EFM32 ‘Gecko’ компании Energy Micro.

EMU использует специально разработанный блок управления тактовыми сигналами, позволяющий программно управлять индивидуальными тактовыми сигналами для периферийных блоков, которые могут потреблять значительное количество энергии, даже когда они не используются.

Кроме того, Energy Micro разработала систему отображения периферии PRS (Peripheral Reflex System), освобождающую процессор от участия в обмене данными между различными периферийными модулями. Основная функция PRS состоит в перенаправлении сигналов от периферийных блоков в соответствии с характером передаваемой информации.

Микроконтроллеры Gecko отличает наличие периферии с низким потреблением энергии. Малопотребляющий универсальный асинхронный приемопередатчик (LEUART) может обеспечить дуплексную связь на скорости 9600 бит/с при синхронизации от одного генератора 32,768 Гц. Экономичный 16-разрядный таймер (LETIMER) способен выполнять несложные задачи, когда большая часть модулей микроконтроллера отключена, и энергопотребление системы удерживается на абсолютном минимуме. При минимальном объеме необходимого программного кода этот же таймер может использоваться для генерации различных сигналов. Кроме того, таймер подключен к часам реального времени (RTC) и может быть настроен на запуск счета при совпадении с RTC.

В своих микроконтроллерах семейства **Stellaris 1000**, предназначенных для недорогих приложений с батарейным питанием в интеллектуальных энергосистемах, компания Texas Instruments также использует ядро ARM Cortex-M3 (Рисунок 2). LM3S1000 расширяет семейство большим объемом встроенной

памяти, улучшенными функциями управления питанием, увеличенным количеством линий ввода/вывода.

Микроконтроллер **LM3S1911** ориентирован на промышленные приложения, включая системы удаленного мониторинга и управления, терминалы продаж, испытательную и измерительную аппаратуру, сетевое оборудование, системы промышленной автоматизации, системы управления микроклиматом, медицинские приборы и системы безопасности.

Для эффективного управления режимами энергосбережения в периоды длительного бездействия микроконтроллер имеет специализированный аппаратный модуль с резервным питанием. Имеются также секвенсор и монитор питания, счетчик реального времени, пара регистров совпадения, усовершенствованный интерфейс APB к системной шине и специализированная энергонезависимая память (Рисунок 3).

В микроконтроллере используется набор 16-битных инструкций ARM Thumb-2, позволяющий сократить объем требуемой памяти до нескольких килобайт. Рабочая частота ядра равна 50 МГц, а встроенный контроллер вложенных векторных прерываний (NVIC) обеспечивает полностью детерминированную реакцию на прерывания. В совокупности с поддержкой 29 источников прерываний с 8 уровнями приоритета это делает микроконтроллеры хорошим инструментом для приложений мониторинга. Блок защиты памяти (MPU) обеспечивает привилегированный режим для защищенных функций операционной системы, а поддержка атомарных битовых операций обеспечивает максимально эффективное использование памяти и рациональное управление периферией, что еще больше снижает потребление энергии.

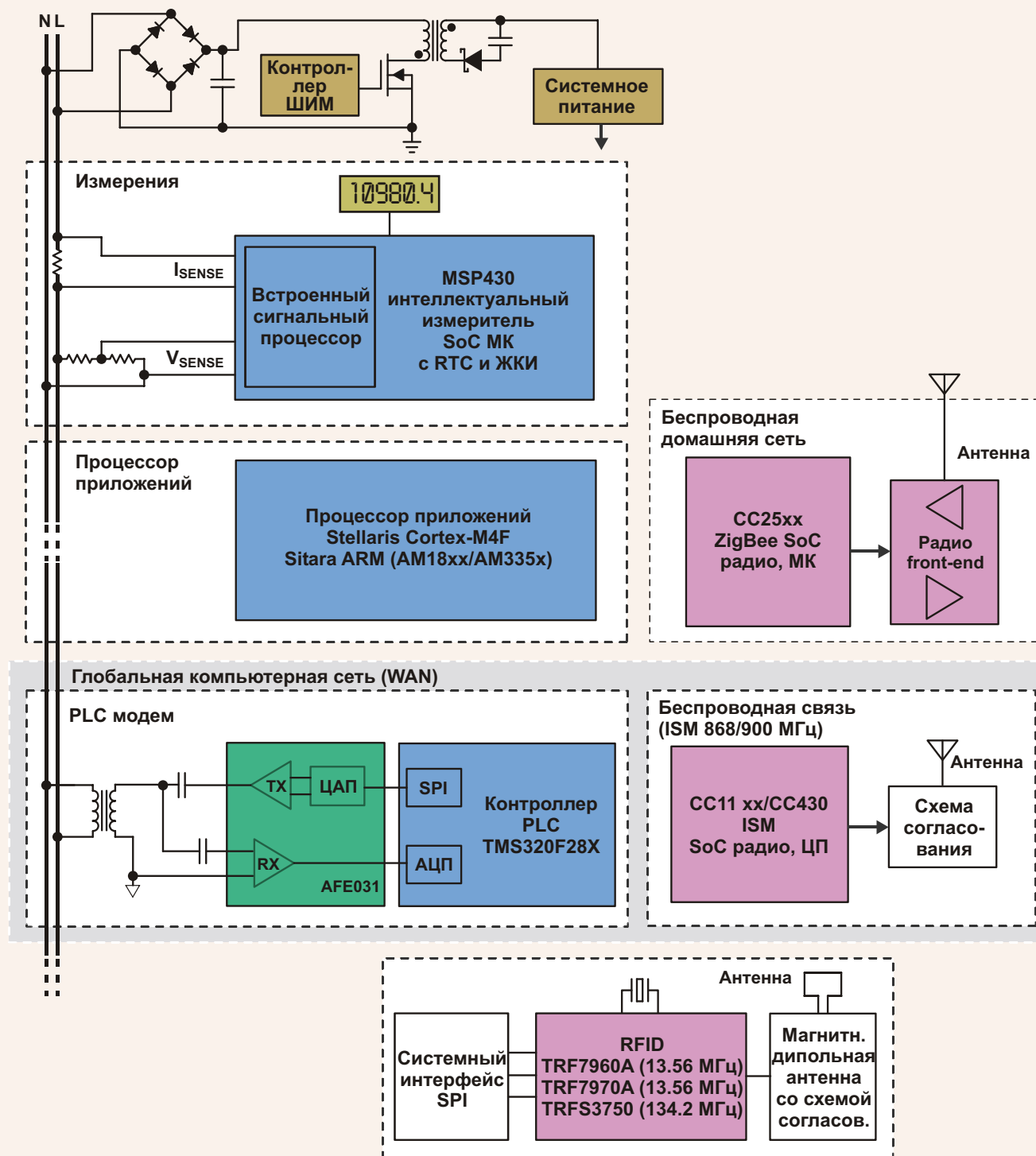


Рисунок 2. Реализация приложений Smart Power на микросхемах Texas Instruments.

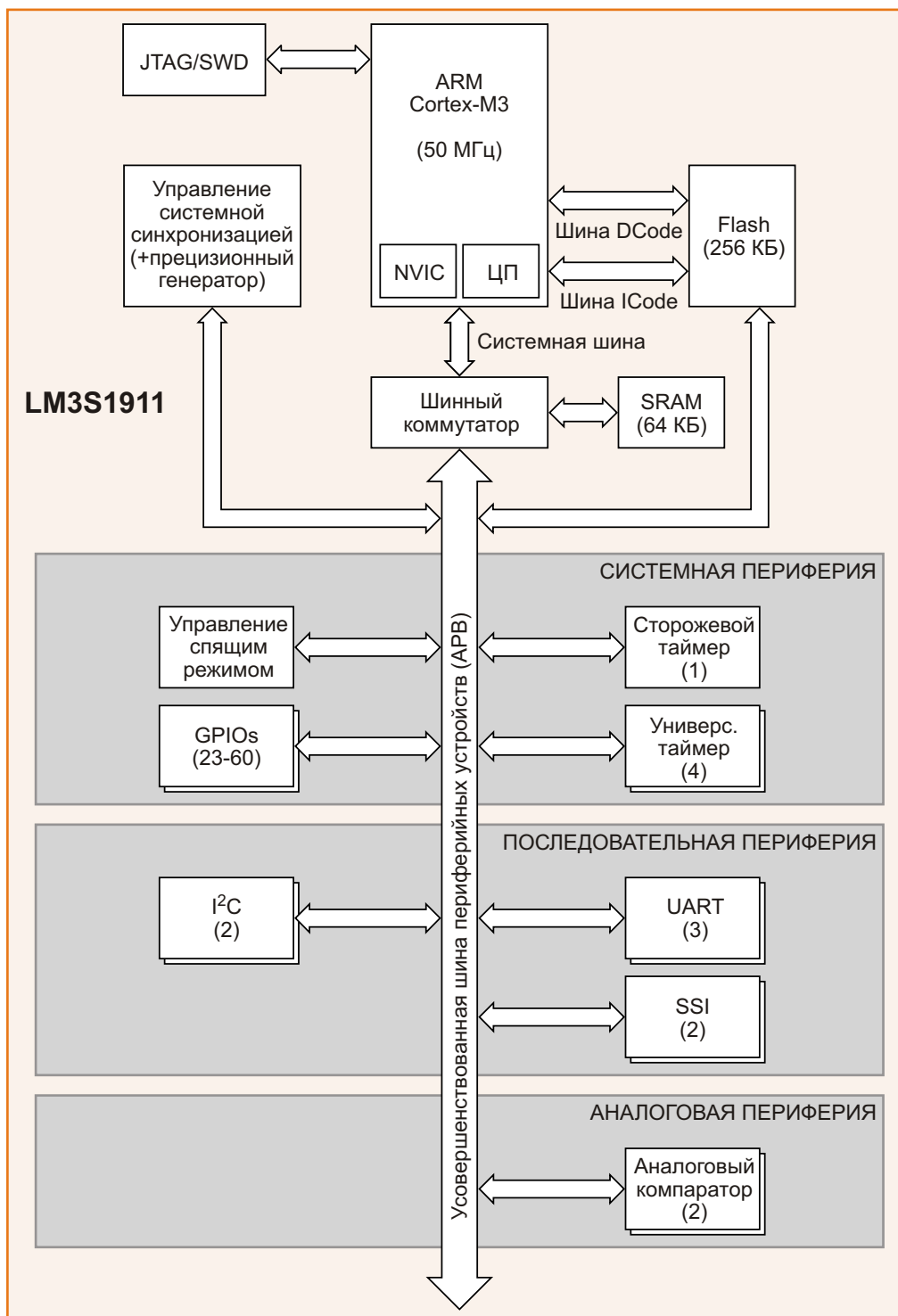


Рисунок 3. Блок-схема микроконтроллеров семейства Stellaris 1000.

Для внутрисистемного обмена данными LM3S100 оборудован тремя UART, совместимыми с 16C550 и поддерживающими IrDA. Приемники и передатчики имеют независи-

мые буферы FIFO объемом 16 8, снижающие связанную с обработкой прерываний нагрузку на процессор и программируемый бод-генератор, обеспечивающий максимальную скорость обмена до 3.125 Мбит/с.

16-разрядные решения пока послужат в приложениях Smart Power...

Как отмечалось выше, преимуществом набора 16-разрядных инструкций ARM Thumb-2 является компактность кода, а реализация проектов Smart Power может основываться на различных архитектурных решениях. 16-разрядные цифровые сигнальные контроллеры серии **DSPIC33EP256MU80** компании Microchip в дополнение к 16-разрядному ядру имеют блок цифровой обработки сигналов, увеличивающий эффективную производительность до 60 MIPS.

Цифровые сигнальные контроллеры имеют модифицированную гарвардскую архитектуру и, так же, как 32-битный и Thumb-2 коды, используют Си компилятор с оптимизированным набором инструкций с 16-битными данными и 24-битным конвейером. Контроллеры имеют 73 базовые инструкции, многие из которых выполняются за один машинный цикл. Еще 11 дополнительных одноцикловых инструкций, включая умножение с накоплением, реализуются блоком DSP с двумя 40-битными аккумуляторами, поддерживающими опции округления и насыщения.

15-канальный контроллер прямого доступа к памяти (DMA) с помощью двухпортового буфера емкостью 4 КБ обеспечивает перемещение информации между областями памяти, позволяя ЦП выполнять не требующие обращения к памяти инструкции во время быстрого обмена данными между ОЗУ и периферией. В результате снижается средняя потребляемая мощность и возрастает производительность контроллера.

Набор коммуникационных модулей содержит двухрежимный хост интерфейс USB v2.0 OTG со скоростями обмена 1.5 и 12 Мбит /с. Высокоточная ФАПЧ позволяет поддерживать

до 32 конечных точек в однонаправленном и до 16 точек в двунаправленном режиме. В качестве буферов конечных точек могут использоваться любые области внутреннего ОЗУ, как для встроенного интерфейса USB, так и для внешнего.

... и 8-разрядные микроконтроллеры еще живы

Эффективно использоваться все еще могут даже приборы с 8-битной архитектурой. Микроконтроллеры Silicon Labs **C8051F981-GM** с 8-битным конвейерным ядром 8051 были оптимизированы для достижения сверх-

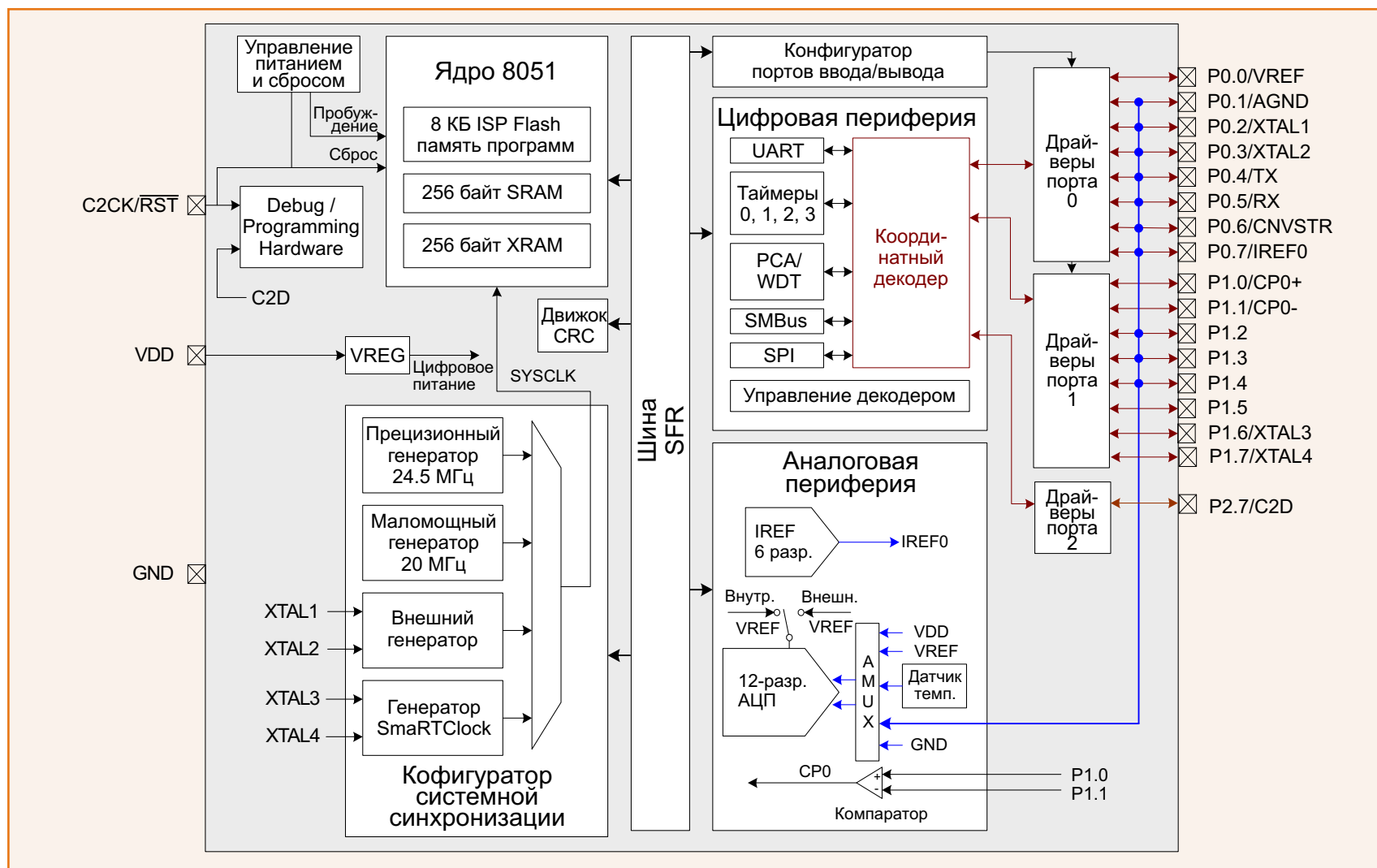


Рисунок 4. 8-битное конвейерное ядро микроконтроллеров Silicon Labs.

низкого энергопотребления. В активном режиме и напряжении питания 1.8 – 3.6 В их ток потребления составляет 150 мкА/МГц при рабочей частоте 25 МГц и производительности 25 MIPS. Быстрый выход из спящего режима, происходящий за 2 мкс и время стабилизации аналоговой периферии 1.5 мкс позволяют использовать микроконтроллеры в измерительных или сетевых узлах беспроводных интерфейсов (Рисунок 4).

Встроенный АЦП при 12-битном разрешении способен производить 75 тыс. выборки в секунду, а при 8-битном разрешении – 330 тыс. выборки. В устройство интегрирован также датчик температуры.

Стирая границы между 8– и 32–разрядными решениями

Компания Freescale предприняла попытку стереть границу между 8- и 32-разрядными микроконтроллерами, предложив серию устройств Flexis, объединенную общим набором периферии и отладочных средств для обеспечения гибкости миграции. Дуэт 8-разрядных микроконтроллеров SO8 и совместимых по выводам 32-разрядных ColdFire V1, ставший первым семейством серии Flexis, включает в себя микроконтроллеры с самым низким энергопотреблением. Семейство нацелено, в частности, на применение в бытовых и промышленных приложениях, требующих продолжительной работы от батарей.

Серия 32-разрядных микроконтроллеров **MCF51QE128LH** поддерживает набор инструкций V1 ColdFire, работает на частоте до 50 МГц, имеет встроенную Flash-память до 128 Кбайт, 12-битный многоканальный АЦП, стабилизатор напряжения до 3.6 В и три таймера с функциями управления электродвигателями. Приборы ориентированы на использование в приложениях Smart Power, сетях детекторов дыма и камерах наблюдения.

Микроконтроллер MCF51QE128 совместим по выводам, периферии и отладочным средствам с 8-разрядным микроконтроллером S08QE128, предоставляя разработчику свободу в выборе характеристик компонентов, наилучшим образом соответствующих требованиям проекта. Дополнение C набора инструкций ColdFire (ISA_C) содержит инструкции для простой обработки 8- и 16-битных данных и поддерживает до 256 источников прерываний и сброса, позволяя повы-

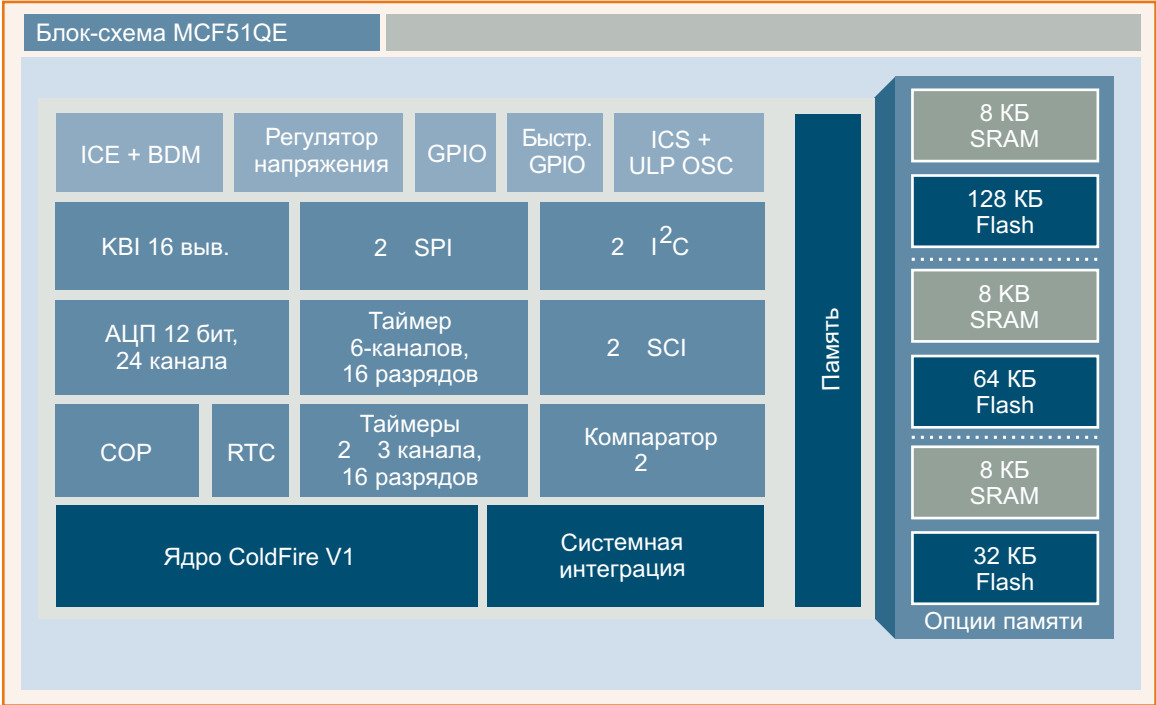


Рисунок 5. 32-разрядный микроконтроллер MCF51QE128 совместим с 8-разрядной версией S08QE128.

сить гибкость программирования и оптимизировать приложения реального времени (Рисунок 5).

Микроконтроллер поддерживает два режима останова с ультранизким потреблением энергии (ULP), в одном из которых разрешается ограниченное использование периферии и продолжается выполнение приложения. Добавлен также новый режим ожидания, в котором используется встроенный генератор с ультранизким током потребления. Время выхода из этого режима не превышает 6 мкс.

Два аналоговых компаратора имеют опцию сравнения с напряжением внутреннего опорного источника. Это означает, что связав выход компаратора с входом таймера, можно с помощью единственного вывода сформировать схему захвата и высвободить дополнительные выводы для других задач. Встроенный 12-разрядный АЦП с временем преобразования 2.5 мкс может оцифровывать сигналы до 24 внешних каналов, а также, напряжение внутреннего датчика температуры с чувствительностью 1.7 мВ/°С.

Для снижения токов утечки и сокращения статического энергопотребления в микросхемах используются транзисторы с увеличенной длиной канала. Стандартная библиотека элементов контроллеров содержит, в частности, сверхэкономичный генератор, потребляющий ток 500 нА, LDO стабилизатор для обслуживания режима ожидания и узел управления пробуждением, переводящий процессор в активный режим всего за 6 мкс. Все это означает, что, активизировав приложение, выполнив очередную задачу и быстро вернувшись в спя-

щий режим, можно дополнительно сократить расход энергии.

Выбираемая пользователем логика управления тактированием периферии дает возможность эффективно оптимизировать схему синхронизации, на долю которой может приходиться до 40% мощности, расходуемой различными модулями, в то время как блок тайм-аута (SATO) позволяет включать питание Flash-памяти лишь на время чтения и фиксации результата в регистре, а затем переходить в режим пониженного потребления. Этот процесс автоматически запускается при очень медленных скоростях ЦП и позволяет выделять намного больше тока для операций с Flash-памятью.

Заключение

Широкий спектр микроконтроллеров, пригодных для приложений Smart Power, может вызвать растерянность у разработчиков. Однако для оптимизации энергопотребления конструктору предоставлено множество вариантов, опирающихся на правильный выбор сочетания периферии и ее характеристик. Последние технологические достижения и создание схем с ультранизким потреблением теперь позволяют создавать дешевые в обслуживании устройства, рассчитанные на десяток лет работы от одной батареи, или, даже, извлекающие энергию из окружающей среды. С ростом степени интеграции и снижением общей стоимости компонентов в проекте реализация жизнеспособных систем Smart Power, сокращающих потери энергии на всем пути от генерирующей компании до потребителя, становится реальной. ■

Технический учет электроэнергии с микросхемами Texas Instruments

Prasad Dhond, Texas Instruments



Введение

Бытовые системы технического учета электроэнергии, такие как интеллектуальные сетевые розетки и электросчетчики, позволяют пользователям следить за потребляемой мощностью и контролировать ее расход. Подобные системы помогают оптимизировать потребление энергии и в серверных залах IT-отделов крупных компаний. При проектировании средств технического учета важную роль в определении общей стоимости и сложности системы играет выбор датчиков, аналоговых элементов предварительной обработки (AFE – Analog Front End) и микроконтроллеров (МК). Удачный выбор упростит разработку и снизит стоимость изделия в массовом производстве. При этом основными требованиями приложений являются надежность измерения и вывод информации о расходе электроэнергии. Ниже обсуждаются особенности микросхем MSP430AFE2xx [1] и преимущества их использования в приложениях измерения энергии. Хотя микросхемы могут с успехом применяться и в коммерческих приборах учета коммунальных служб, в контексте этой статьи будут рассматриваться только технические средства учета для бытовых нужд и серверных залов.

Функции счетчика электроэнергии

Приборы технического учета могут выпускаться в форме «интеллектуальных» сетевых розеток (Рисунок 1), или могут быть интегрированы в различное оборудование (Рисунок 2) или сервер. В любом случае, счетчик технического учета выполняет следующие функции:

- В реальном времени измеряет электроэнергию, расходуемую оборудованием.
- Предоставляет пользователю отчет о расходе электроэнергии. Это делается либо с помощью ЖК-дисплея самого счет-



Рисунок 1. Оценочный набор MSP430 Energy Watchdog [2] в виде розетки.

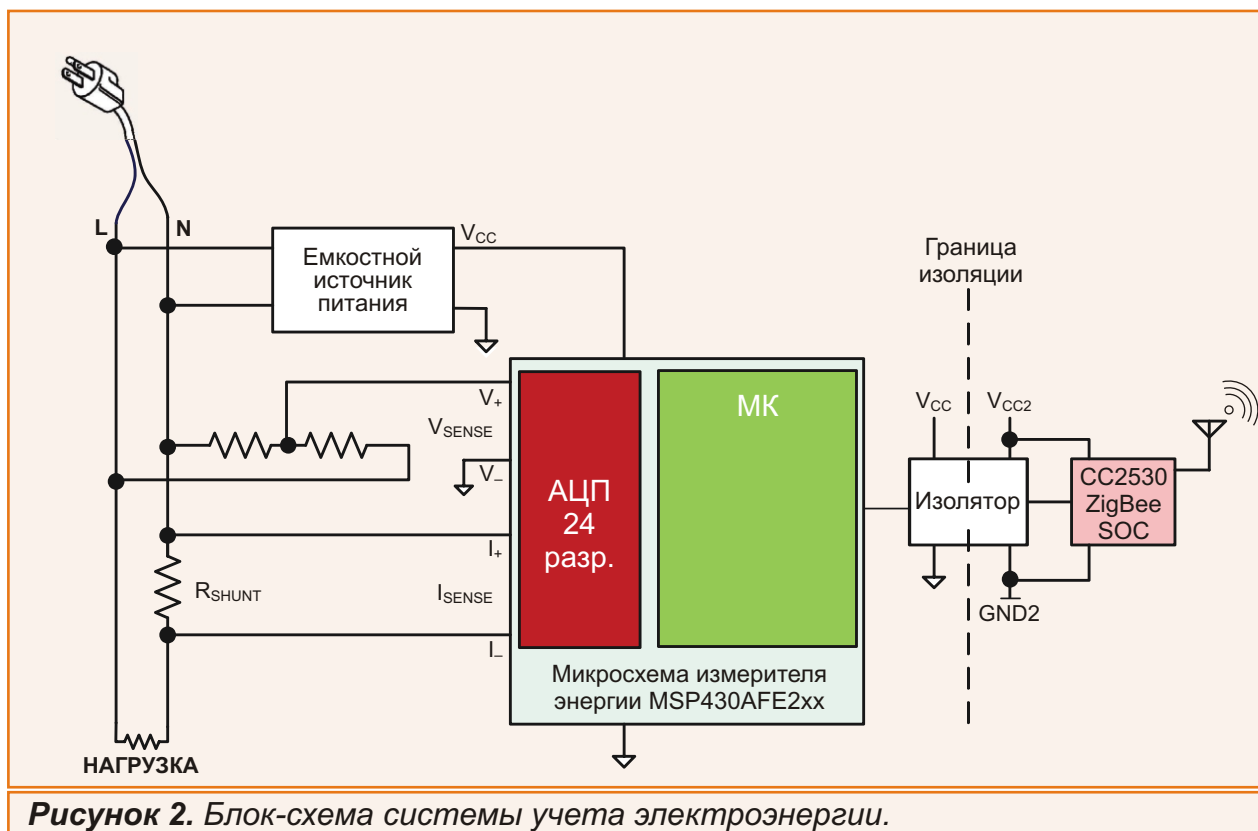


Рисунок 2. Блок-схема системы учета электроэнергии.

чика, либо посылкой информации на удаленный терминал по радиоканалу WiFi или ZigBee, либо с помощью средств проводных коммуникаций, таких, как COM порт или PLC (Power Line Communication – передача по силовой сети).

- В некоторых случаях счетчик технического учета способен регулировать потребляемую мощность. Например, отключать оборудование в часы пиковой нагрузки или обеспечивать удаленное управление и мониторинг.

Элементы схемы измерения электроэнергии

Для построения системы измерения расхода электроэнергии нужны датчики тока и напряжения, AFE для усиления и постобработки сигналов датчиков, а также МК для выполнения расчетов. Результаты вычисле-

ний могут отображаться на ЖК-индикаторе или, как показано на Рисунке 2, по последовательной шине отправляться на другое устройство, предназначенное для беспроводной передачи данных.

Мощность – это произведение мгновенных значений тока и напряжения. В формуле ниже показано, что расход активной электроэнергии равен сумме накопленных мгновенных значений мощности, выраженной в

кВт час:

$$\text{Активная мощность} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_{\text{SAMP}}(i) I_{\text{SAMP}}(i)$$

где

V_{SAMP} – выборка напряжения,

I_{SAMP} – выборка тока,

N – количество выборок.

При измерении расхода электроэнергии, в первую очередь, датчиками напряжения и тока измеряют сетевое напряжение и ток нагрузки, соответственно.

Выбор датчиков тока и напряжения

В счетчиках технического учета в качестве датчика напряжения может использоваться простой резистивный делитель. Сопротивле-

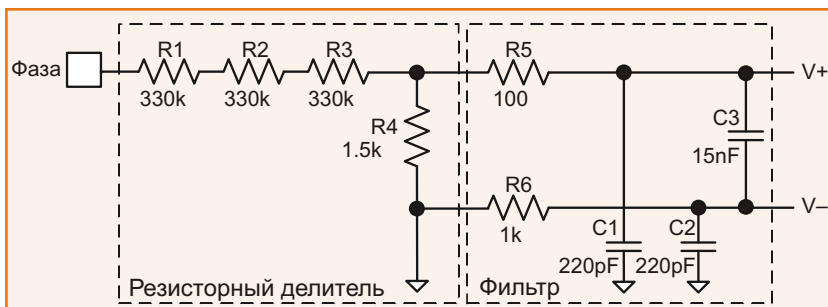


Рисунок 3. Схема датчика напряжения для микросхемы MSP430AFE2xx.

ния резисторов выбираются таким образом, чтобы «привести» напряжение сети (обычно 230 В или 120 В) к входному диапазону напряжений аналогово-цифрового преобразователя (АЦП). Схема резистивного делителя, показанная на Рисунке 3, может использоваться для снижения напряжения сети 230 В до 350 мВ с.к.з. При этом амплитудное значение напряжения на входе АЦП будет равно 495 мВ [3]. Для каждого типа резисторов указывается допустимое напряжение, превышение которого может стать причиной поверхностного разряда по корпусу. Поэтому при использовании стандартных резисторов вместо одного резистора сопротивлением 1 МОм последовательно включают три (R1, R2 и R3). Как альтернативу делителю можно использовать трансформатор напряжения, который наряду с преобразованием уровней обеспечивает гальваническую развязку от сети питания. Но трансформаторы намного дороже дискретных резисторов.

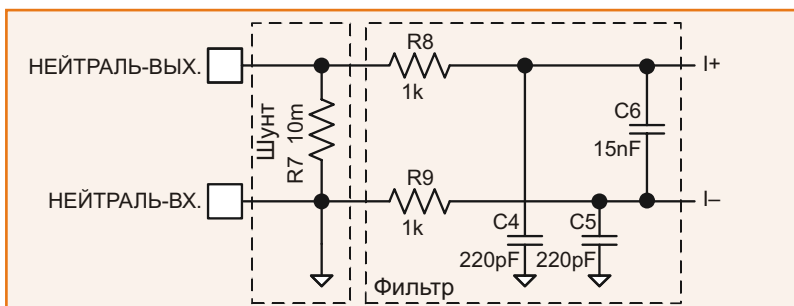


Рисунок 4. Схема датчика тока для микросхемы MSP430AFE2xx.

Выбор датчика тока зависит от вида входящей сети. В США такое бытовое оборудование, как холодильники и стиральные машины, питается от однофазной сети с напряжением 120 В, а мощное оборудование, к которому относятся, в частности, сушилки для одежды и электрические плиты, питается от сети с расщепленной фазой напряжением 240 В. В однофазных приложениях для измерения тока можно использовать падение напряжения на низкоомном шунтирующем резисторе, включенном в цепь нейтрали (Рисунок 4). Величина сопротивления шунта зависит от диапазона токов нагрузки, коэффициента усиления операционного усилителя (ОУ) перед АЦП и мощностью, рассеиваемой на резисторе. Шунтирующие резисторы удобны для применения и недороги, но не обеспечивают электрической изоляции от сети. Для сети 240 В с расщепленной фазой, к которой подключаются сушилки и плиты, нужно использовать трансформаторы тока в каждой фазе. Трансформаторы тока обеспечивают необходимую электрическую изоляцию, но стоят намного дороже шунтов.

Прежде чем сигналы с датчиков поступят на АЦП, они должны пройти через пассивную согласующую схему, содержащую фильтр для устранения широкополосного шума и наводок, которые могут исказить результаты измерений. Для однофазных устройств, таких, как холодильники, нужны два АЦП, по одному для измерения напряжения и тока. Для сушилок и кухонных плит потребуются четыре АЦП, измеряющие два тока и два напряжения. Для получения точных результатов должны использоваться АЦП с разрешением от 16 до 24 бит с одновременной выборкой по всем каналам.

Измерение расхода электроэнергии

Вычисление потребляемой мощности производится по каждой выборке тока и напряжения, полученной от АЦП. Как видно из приведенных ниже формул, для подсчета активной, реактивной и полной энергии потребуется МК с математическими библиотеками, содержащими, в частности, функции извлечения квадратного корня, возведения в квадрат и деления.

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_{\text{SAMP}}(i)^2}$$

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N I_{\text{SAMP}}(i)^2}$$

$$\text{Активная мощность} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_{\text{SAMP}}(i) \cdot I_{\text{SAMP}}(i)$$

$$\text{Кажущаяся мощность} = V_{\text{RMS}} \cdot I_{\text{RMS}}$$

$$\text{Реактивная мощность}_{\text{PT}} =$$

$$\sqrt{\text{Кажущаяся мощность}^2 - \text{Активная мощность}^2}$$

$$\text{Коэффициент мощности}$$

$$\cos\phi = \frac{\text{Активная мощность}}{\text{Кажущаяся мощность}}$$

где

V_{SAMP} — выборка напряжения,

I_{SAMP} — выборка тока,

N — количество выборок.

Как только результаты измерений были пересчитаны, значение текущего потребления электроэнергии можно вывести на ЖКИ самого счетчика или отправить на удаленный терминал. МК могут иметь встроенный драйвер ЖКИ или подключаться к модулю беспроводной связи по последовательному интерфейсу. Если используются неизолированные датчики, такие как токовые шунты и делители напряжения, или если AFE и МК гальванически связаны с сетью, очень важно изолировать любые соединения с другими устройствами и системами, поскольку уровни рабочих напряжений могут существенно отличаться. Для этого подойдут оптопары или цифровые изоляторы с емкостным барьером.

Система учета электроэнергии на маломощных компонентах может питаться от простых емкостных источников. Однако емкостные источники маломощны и не могут отдавать ток в количестве, достаточном для питания радиочастотных трансиверов. Для питания модулей WiFi и ZigBee дополнительно понадобится источник с постоянным напряжением и мощностью, необходимой модулям при передаче информации. Это может трансформаторный или импульсный источник питания.

Калибровка

Вследствие отклонения характеристик компонентов и датчиков от номинальных значений показания различных счетчиков могут не совпадать. Коммерческие счетчики электроэнергии имеют строгий класс точности, что требует обязательной калибровки каждого счетчика из-за разброса параметров элементов. Однако к бытовым приборам технического учета, таким как интеллектуальные розетки и бытовые электросчетчики, предъявляются менее жесткие требования, так как результаты

измерений индикативны и не используются для финансовых расчетов. Калибровочные константы могут быть определены еще при разработке устройства и записаны в Flash память каждого МК, исключив, таким образом, необходимость калибровки каждого прибора на этапе производства. Считается, что такой подход может обеспечить точность лучше 3%. Этого вполне достаточно для большинства приложений счетчиков технического учета, а значит, на калибровке при производстве приборов можно существенно сэкономить.

Микросхема измерителя энергии MSP430AFE2xx

В корпус микросхемы MSP430AFE2xx (Рисунок 5) интегрированы несколько 24-битных

сигма-дельта АЦП, ОУ с программируемым коэффициентом усиления и 16-разрядный МК. Функционал устройства дополняется библиотекой программ MSP430 MCU Energy Library [4] для расчетов расхода электроэнергии.

Используя микросхему измерителя мощности MSP430AFE2xx разработчики получают следующие возможности и преимущества:

Высокий уровень интеграции

MSP430AFE2xx содержит необходимые для измерения потребляемой мощности АЦП и МК. Это дает возможность создавать недорогие и компактные счетчики технического учета с минимальным количеством компонентов. При необходимости,

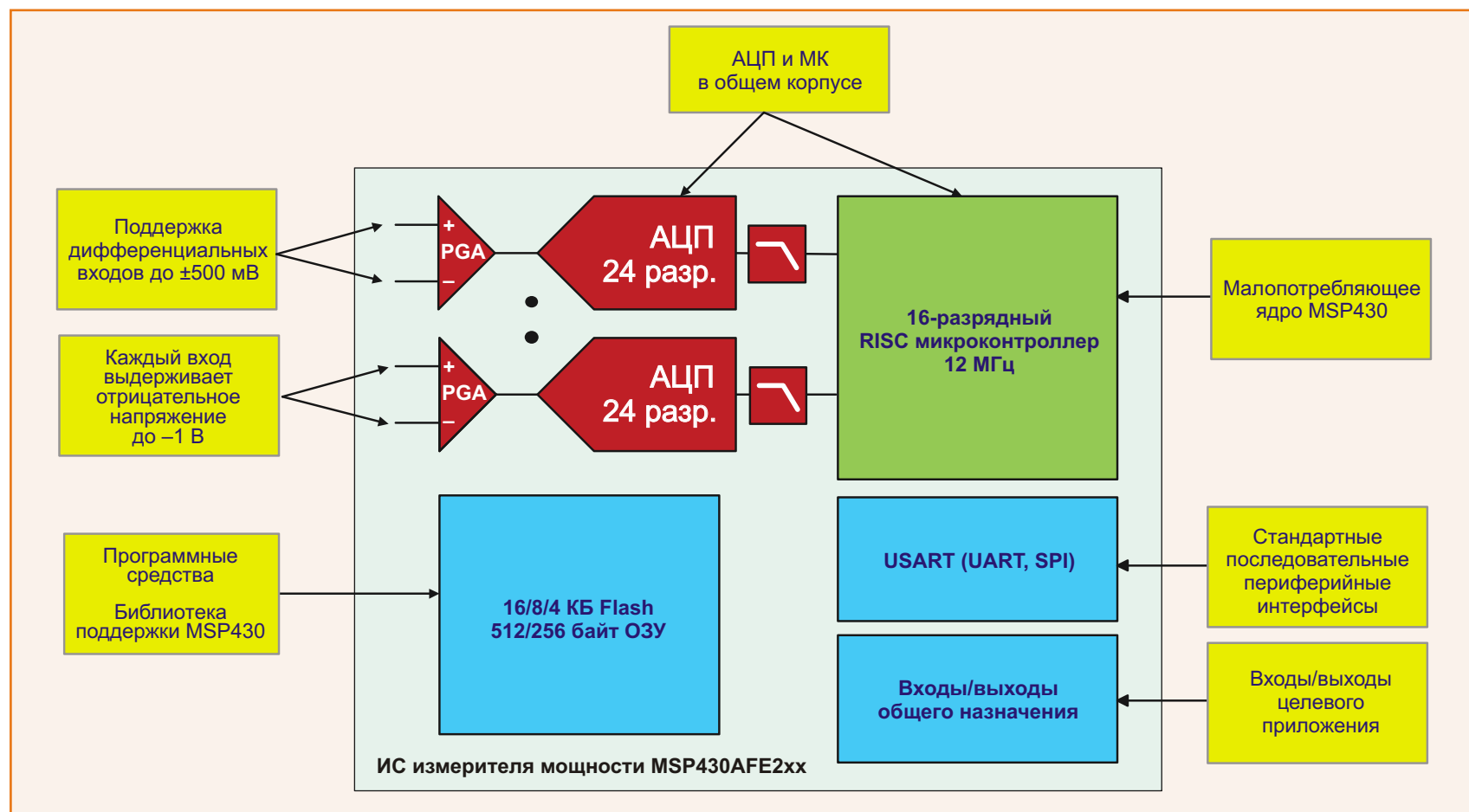


Рисунок 5. Особенности внутренней структуры микросхемы измерителя мощности MSP430AFE2xx.

помимо обслуживания измерений, встроенный МК может использоваться для выполнения других несложных приложений.

Несколько 24-битных сигма-дельта АЦП

Каждый из трех АЦП имеет дифференциальный вход с допустимым диапазоном напряжений ± 500 мВ, так что сигналы с датчика тока могут подаваться непосредственно на АЦП без предварительного сдвига уровней. А способность АЦП выдерживать отрицательное напряжение до -1 В позволяет и сигнал с делителя напряжения также подавать прямо на входы.

MSP430AFE2xx содержат до трех сигма-дельта АЦП с разрешением 24 разряда. Эти АЦП в широком диапазоне токов нагрузки могут обеспечить класс точности не ниже 0.1, достаточный для приборов коммерческого учета. Возможность одновременной выборки всеми АЦП устраняет задержку между измерением тока и напряжения, возникающую при последовательной выборке, что делает ненужной программную компенсацию задержки.

Низкое энергопотребление

MSP430AFE2xx – микросхемы с низким энергопотреблением, что важно для дешевых устройств с емкостными источниками питания.

Готовая библиотека подпрограмм

В библиотеку MSP430 MCU Energy Library включен готовый исходный код от TI для вычисления расхода электроэнергии.

Основное преимущество решений на базе MSP430AFE2xx заключается в его гибкос-

ти, предоставляющей разработчику системы инструменты программного конфигурирования микросхемы под нужды конкретного приложения. Например, можно реализовать нестандартный коммуникационный протокол передачи данных о потребленной электроэнергии на ПК или удаленный терминал. Еще одно преимущество программно-конфигурируемой измерительной микросхемы – это отсутствие необходимости калибровки при производстве счетчиков электроэнергии.

Последовательные интерфейсы и порты ввода/вывода

Микросхема MSP430AFE2xx позволяет отправлять данные о расходе электроэнергии по стандартным последовательным интерфейсам, таким, как UART или SPI. Входы/выходы общего назначения дополнительно могут использоваться для подключения ЖКИ, управления светодиодами и кнопочного ввода информации.

Выводы

Недорогие компоненты для измерения расхода электроэнергии играют важную роль в распространении интеллектуальных розеток, бытовых счетчиков и серверов. Микросхема MSP430AFE2xx в одном корпусе содержит все ключевые элементы для измерения потребляемой мощности. Она включает ОУ с программируемыми коэффициентами усиления, АЦП и МК с последовательными интерфейсами для взаимодействия с другими устройствами. К MSP430AFE2xx могут подключаться недорогие первичные датчики, такие как резисторные шунты и делители напряжения, что позволяет обходиться минимальным количеством внешних пассивных

компонентов. Ультранизкое энергопотребление микроконтроллеров семейства MSP430 дает возможность использовать для питания MSP430AFE2xx емкостные источники. Поскольку микросхема конфигурируется программно, появляется возможность работать с нестандартными коммуникационными прото-

колами. Наконец, единожды откалибровав счетчик при разработке, калибровочные коэффициенты можно просто записывать в MSP430AFE2xx во время производства. Это обеспечит точность учета электроэнергии не хуже 3% и в целом снизит расходы на массовый выпуск счетчиков. ■

Ссылки

1. MSP430AFE2xx Datasheet, <http://www.ti.com/lit/slas701>.
2. MSP430 Energy Watchdog Tool, <http://www.ti.com/tool/msp-nrgwtchdg>.
3. Implementation of a Single-Phase Electronic Watt-Hour Meter Using the MSP430AFE2xx, TI Application Report SLAA494, <http://www.ti.com/lit/slaa494>.
4. MSP430 Energy Library Software Suite, <http://www.ti.com/tool/msp430-energy-library>.

Технология изоляции помогает интегрировать системы солнечных элементов в интеллектуальные энергетические сети

Martin Murnane, Analog Devices

Инверторы для фотогальванических систем

Большая часть электроэнергии, вырабатываемой непосредственно из солнечного излучения, генерируется солнечными фотогальваническими (PV) элементами, преобразующими фотоны световой энергии в поток электронов, образующих электрический ток. На Рисунке 1 показан аэрофотоснимок большой фотоэлектрической установки.



Рисунок 1. Солнечные фотогальванические установки, Юма Каунти, штат Аризона. Фото First Solar.

Инверторы фотоэлектрических установок преобразуют электрическую энергию от солнечных панелей и с высокой эффективностью передают ее в электрическую сеть. Энергия, вырабатываемая солнечными панелями, представляющими собой источники постоянного тока, конвертируется в переменный ток и поступает в местные энергосети в нужной фазе, обеспечивающей КПД до 98%. Процесс преобразования может происходить в один или несколько этапов.

Этап 1. Как правило, на этом этапе выполняется DC/DC преобразование низкого напряжения и большого тока, вырабатываемого ячейками, составляющими солнечные панели, в высокое напряжение и пониженный ток, совместимые с сетью переменного напряжения. В зависимости от топологии, этот этап может быть необязательным, если достаточное количество солнечных элементов соединено последовательно и обеспечивает стабильно высокое напряжения при любых режимах нагрузки.

Этап 2. Постоянный ток преобразуется в переменный, обычно с использованием топологии H-мостов. Для повышения КПД и снижения реактивной мощности в системе конструкция инверторов фотогальванических установок может основываться на различных вариантах H-моста, например, таких, как схема со связанной нейтралью (NPC).

Первоначально инверторы для солнечных фотогальванических панелей были простыми модулями, передававшими энергию в местные сети. В последних разработках акцент делается на безопасность, интеллектуальную интеграцию и снижение цены. Для улучшения характеристик и сокращения затрат разработчики ищут новые технологии, до сих пор не использовавшиеся в инверторах энергии солнечных панелей.

Компьютеризированные системы измерения и управления – ключевой элемент новых технологий, но схемы измерений и вычислений должны быть отделены изоляционным барьером от силовых цепей управления, а также защищены от переходных процессов при коммутации. Эта статья показывает, как технология изоляции iCoupler позволяет сокращать расходы, повышать интегрированность интеллектуальных сетей и улучшать надежность инверторов солнечной энергии с помощью изолированных аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и драйверов затворов компании Analog Devices.

Интеллектуальная сеть

Что такое интеллектуальная сеть (Smart Grid)? IMS Research определяет интеллектуальную сеть как «инфраструктуру энергетических сетей общего назначения с возможностью

эффективного управления генерацией и потреблением, при максимально эффективном использовании имеющихся ресурсов». Это означает, что новое поколение инверторов для солнечных панелей должно обладать развитой логикой принятия решений при взаимодействии с интеллектуальной сетью, особенно для устранения дисбаланса в случаях избытка генерируемой несколькими источниками мощности. По этой причине основой логики работы солнечной системы энергоснабжения должна быть сетевая интеграция, где все составляющие энергосистемы взаимодействуют как одно целое для стабилизации сети, а не просто поставляют мощность, независимо друг от друга. Сетевая интеграция предъявляет повышенные требования к измерению, контролю и анализу качества подаваемой в сеть энергии. Кроме того, новые директивы и повышенные технические требования стимулируют появление новых технологий.

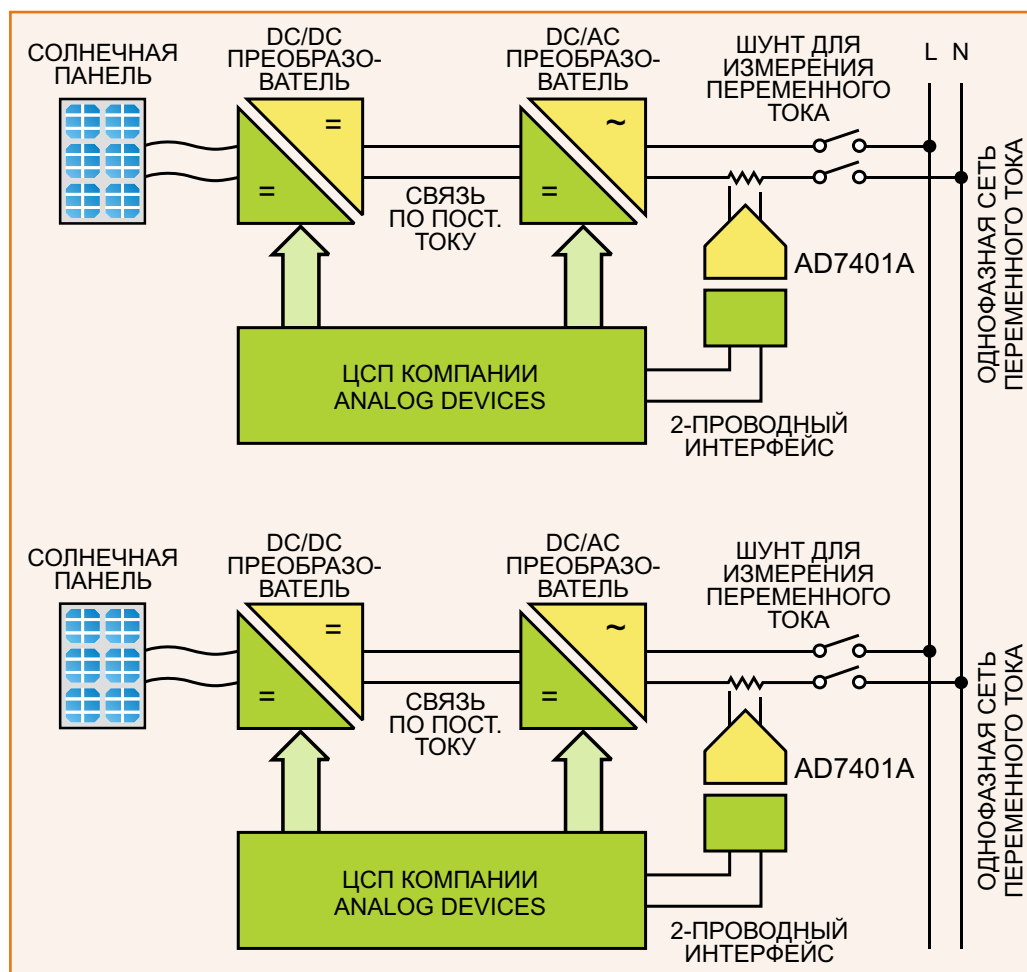
Одной из важных особенностей интеллектуальной сетевой интеграции, поэтому, может стать аккумулирование энергии, позволяющее сгладить неравномерность нагрузки на сеть, сохраняя неиспользуемую электрическую энергию до времени пикового потребления. Далее в этой статье основное внимание будет уделено значению гальванической изоляции для защиты измерительных и управляющих цепей, соединительных линий и элементов хранения, с упором на ключевую роль технологии iCoupler. Характеристиками, которые будут отвечать требованиям конструкций новых инверторов для солнечных панелей, обладают, в частности, изолированный АЦП AD7401A и изолированный драйвер затворов ADuM4223.

Технология гальванической развязки

В технологии iCoupler [1] для передачи данных между цепями с раздельным питанием используются трансформаторы, исключаящую какую-либо гальваническую связь между ними. Трансформаторы изготавливаются непосредственно на кристалле на этапе обработки кремниевых пластин. Полиимидный слой с высоким пробивным напряжением под слоем золота изолирует верхнюю катушку от нижней. Входные логические сигналы, кодированные импульсами длительностью 1 нс, поступают на первичную обмотку трансформатора. Импульсы, передаваемые с одной катушки трансформатора на другую, детектируются схемой на стороне вторичной обмотки.

Изолированный АЦП

На Рисунке 2 показаны два инвертора для фотогальванических установок, подобные описанным во введении. Соединенные с подключенной к сети шиной питания, инверторы управляются и коммутируются независимо. Каждая панель солнечных элементов соединена с собственным повышающим DC/DC преобразователем, который, в свою очередь, подключен к DC/AC преобразователю. (При использовании аккумуляторной батареи она будет подключаться и отключаться под внешним управлением. Какое-либо обсуждение этого вопроса для простоты объяснения опущено).



Управляет инвертором цифровой сигнальный процессор (DSP). Изолированный АЦП AD7401A измеряет переменный выходной ток порядка 25 А. Системы инверторов солнечных панелей могут иметь на выходе изолирующий трансформатор, а могут строиться и без него. Если в целях экономии трансформатор не используется, инверторы должны также измерять и постоянную составляющую выходного тока. Наличие и величина этой «DC подпитки» являются серьезной проблемой, так как слишком большой постоянный ток, попадающий в сеть, может насытить любой трансформатор на своем пути. Этот ток должен быть ограничен диапазоном в несколько миллиампер, поэтому AD7401A должен измерять как переменный ток в диапазоне до 25 А, так и постоянный миллиамперного диапазона.

Рисунок 2. Пример солнечной фотогальванической системы.

AD7401A iCoupler – изолированный - - модулятор (АЦП), непрерывно производящий выборки напряжения, падающего на токовом шунте, как показано на Рисунке 3. На его выходе формируется 1-битный поток данных, который изолирован и подается непосредственно в DSP. Плотность единиц в выходном потоке соответствует входной амплитуде, которая может быть восстановлена с помощью цифрового фильтра, программно реализованного в DSP.

Гальваническая развязка в инверторах солнечных панелей необходима, в первую очередь, из-за высокого напряжения в сети переменного тока, которое даже в однофазных системах может достигать в пике 380 В. Изоляция AD7401A позволяет использовать микросхему в сетях с напряжением до 561 В, что делает ее абсолютно пригодной для рассматриваемых приложений. Основное преимущество использования AD7401A заключается в том, что маленький корпус АЦП позволяет расположить его очень близко к шунту реального переменного тока, в то время как DSP может быть на некотором удалении, или

даже на другой плате в системе. Это повышает точность и надежность данных в системе измерения и контроля. Выходные данные АЦП направляются в DSP последовательно в виде одноразрядного потока с тактовой частотой 16 МГц, формируемой DSP.

Эта система может измерять переменный ток до 25 А и постоянный ток в диапазоне нескольких миллиампер. На Рисунке 4 показаны смещение и ошибка линейности модуля солнечной системы AD7401A. Как видно, ток смещения в шунте составляет ± 20 мА во всем температурном диапазоне. Таким образом, один этот модуль может измерять как «DC подпитку» от 20 мА, так и системные токи до 25 А или больше. Для измерительных систем с трансформаторами тока и других типов могут потребоваться два устройства, – одно для большого переменного тока (диапазон 25 А) и одно для малого постоянного тока (диапазон 300 мА). Это один из примеров того, как технология iCoupler может предоставить недорогие решения для интеллектуальной сети.

Чтобы свести к минимуму потери мощности в шунте (и тепловые ошибки из-за самора-

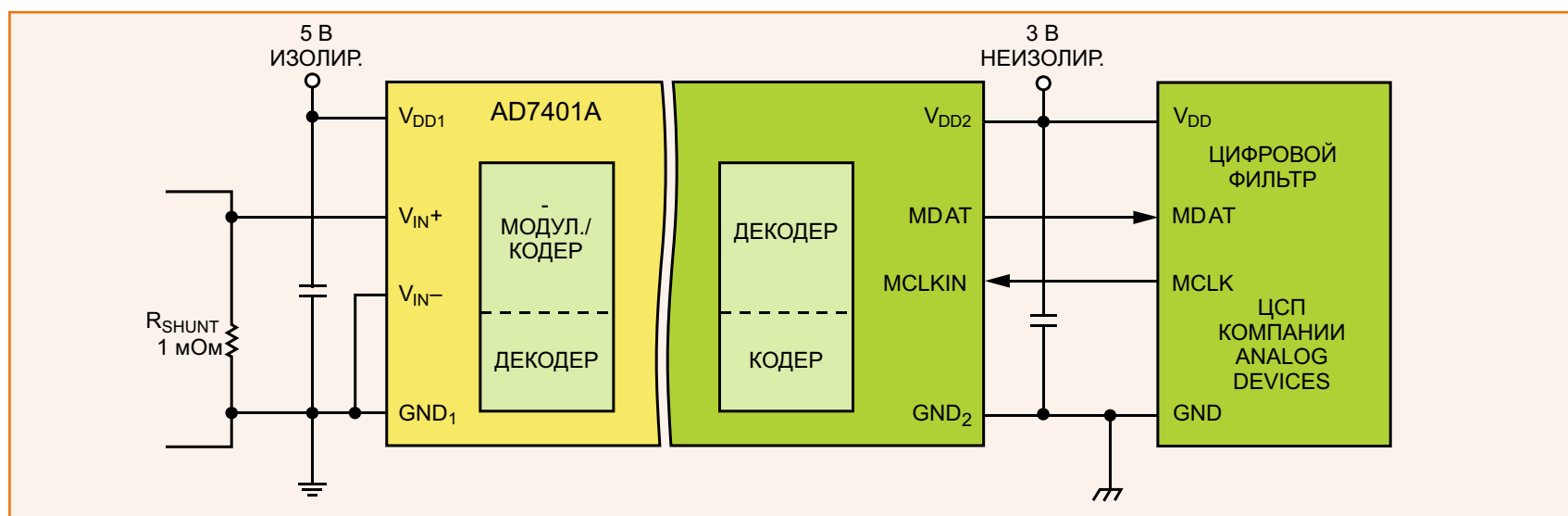
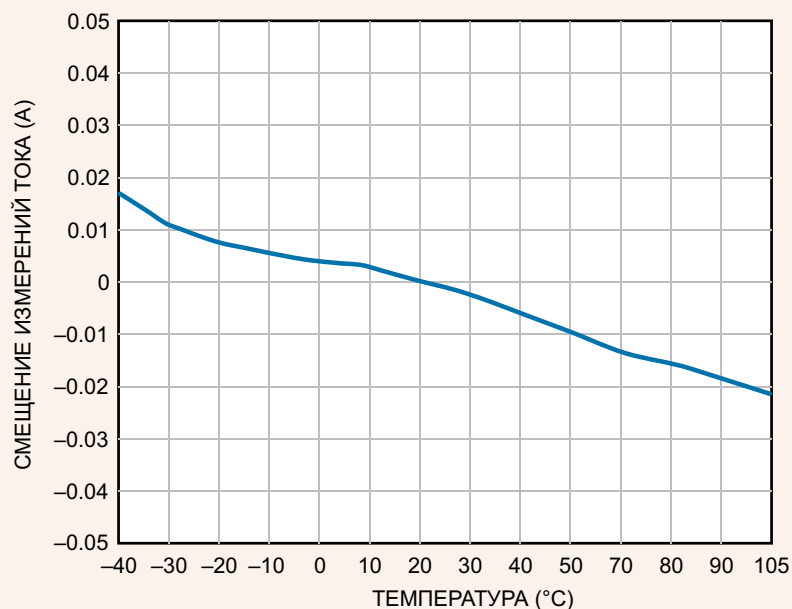
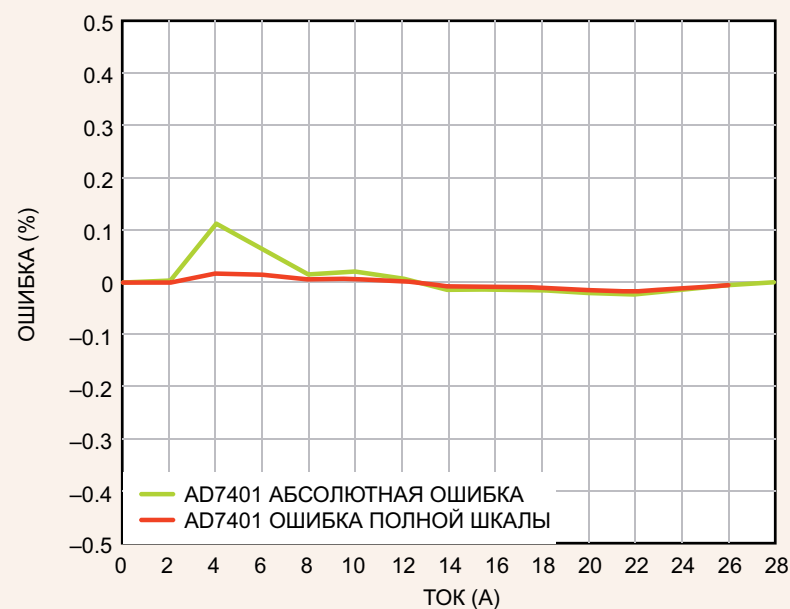


Рисунок 3. Изолированный АЦП AD7401A.



а)



б)

Рисунок 4. Смещение и линейность солнечного модуля AD7401A. а) Температурное смещение. б) Зависимость ошибки от выходного тока.

зогрева), его сопротивление выбирают минимально возможным, обычно порядка 1 мОм. Очень высокое разрешение - преобразователей позволяет потери токового шунта свести к уровню решений на основе традиционных магнитных преобразователей, при лучшей точности и меньшем смещении, что подтверждается Рисунком 4.

Несмотря на то, что приведенная погрешность (погрешность полной шкалы) исключительно мала, настоящей проверкой линейности устройства является его абсолютная погрешность, особенно на нижних границах диапазона измерений. Абсолютная погрешность связана с ошибкой измерений во всем диапазоне значений, а не просто с ошибкой полной шкалы. Некоторые трансформаторы тока специфицируются, В спецификациях на некоторые трансформаторы тока указывается ошибка полной шкалы 0.1%. Хотя это выглядит и хорошо, но мало о чем говорит.

Из данных, приведенных на Рисунке 4, видно, что абсолютная погрешность измерения тока при использовании AD7401A весьма невелика во всем диапазоне, что указывает на хорошую линейность и низкий уровень гармонических искажений выходного сигнала солнечного инвертора. Это, в свою очередь, способствует снижению нелинейных искажений при интеграции с сетью, показывая еще один пример того, как новая технология изоляции повышает показатели качества.

Изолированный драйвер затворов

Чем выше эффективность солнечного инвертора, тем больше энергии вырабатывается за год, и меньше срок окупаемости инвестиций в солнечную станцию. Тенденцией последнего времени стало использование бестрансформаторных электрических систем подачи энергии в сети общего пользования, обусловленное их низкой стоимостью. Это

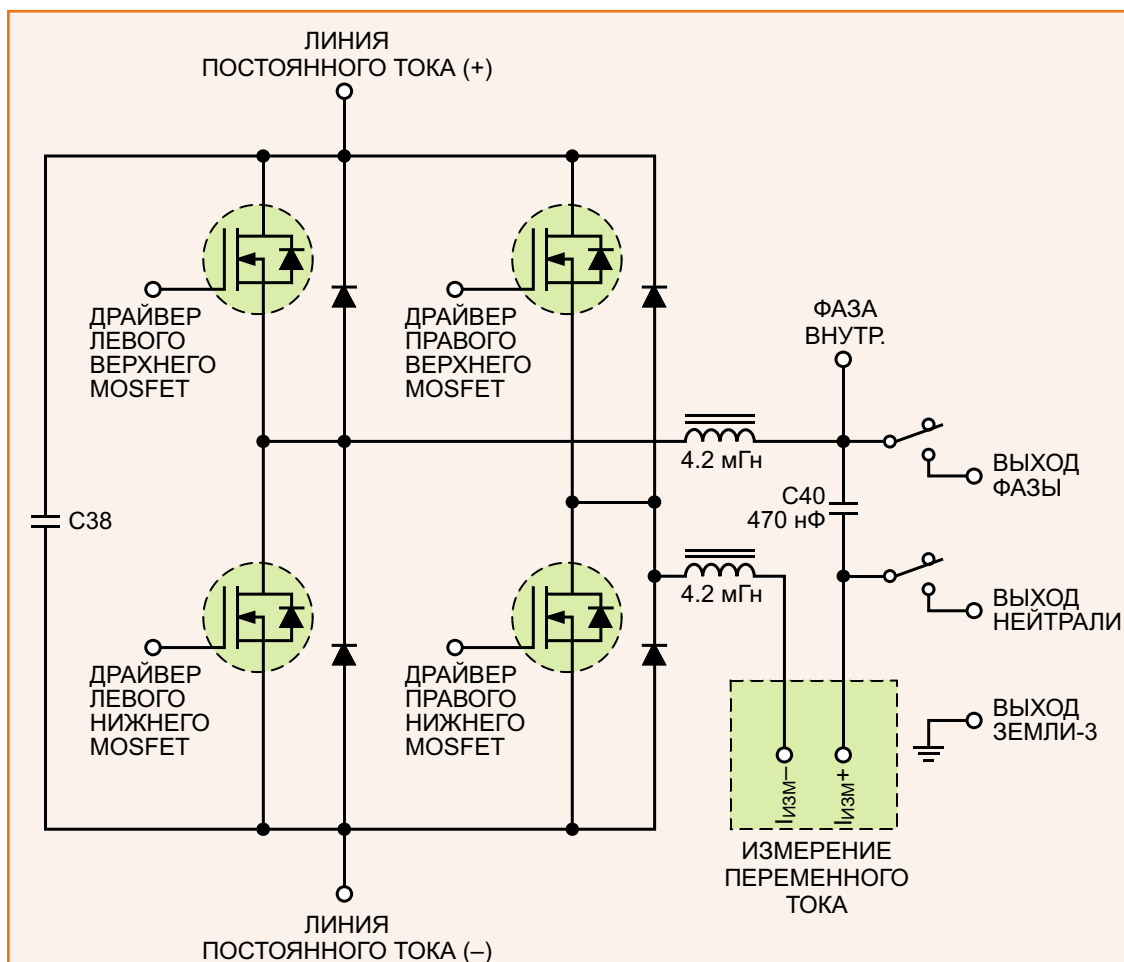


Рисунок 5. Пример H-моста для схемы фотогальванического инвертора.

требует соответствующего усиления внимания к внутренней изоляции измерительной и управляющей электроники, то есть, изоляции между силовой частью MOSFET инвертора и/или драйверами затворов и цепями низкого напряжения.

На Рисунке 5 показана одна из возможных конфигураций H-моста для DC/AC преобразователя типичного инвертора солнечных элементов. Для новых на сегодняшнем рынке SiC полевых транзисторов напряжение на линии постоянного тока в схеме может варьироваться от 300 В до 1000 В. В выходной сигнал H-моста фильтруется с помощью индуктивностей и конденсаторов. Выходные реле подклю-

чают отфильтрованный выход к сети под внешним управлением. Драйвер затворов должен управлять затворами и истоками MOSFET, находящихся под высоким напряжением – еще один повод для изоляции в инверторах солнечных элементов. В качестве примера на Рисунке 6 показана микросхема ADuM4223 – изолированный двухканальный 4-амперный драйвер затворов с двумя независимыми каналами изоляции. Драйвер имеет максимальную задержку распространения 60 нс и стойкость к переходным процессам со скоростью нарастания напряжения более 100 кВ/мкс. Это устройство удовлетворяет требованиям различных стандар-

тов, таких как соответствующие разделы DIN VDE0110, DIN VDE 088410 и UL1577.

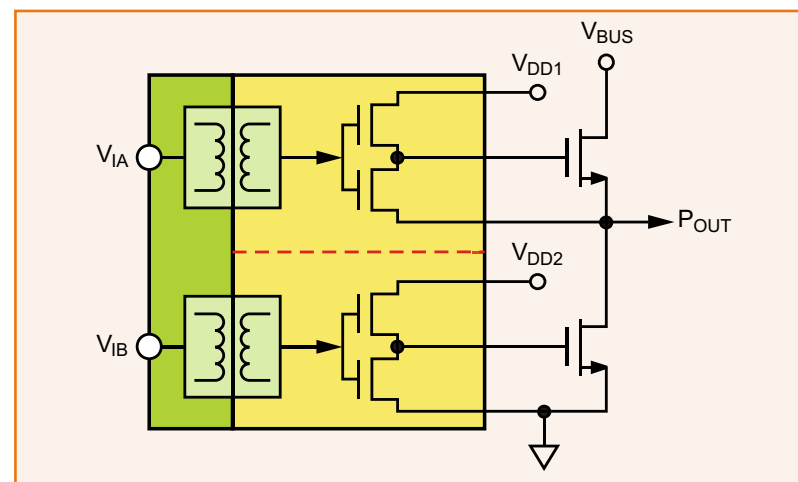


Рисунок 6. Драйвер затворов ADuM4223.

Ниже приведены некоторые из наиболее важных параметров изоляции ADuM4223:

- Максимальное продолжительное рабочее напряжение
 - AC однополярный и DC: 1131 В
 - AC двуполярный: 565 В
- Импульсное напряжение изоляции 6 кВ
- Номинальное напряжение изоляции 5 кВ.

Устройство содержит два канала в одном корпусе, по одному для верхнего и нижнего плеча MOSFET. Наличие обоих каналов в одном приборе снижает стоимость конструкции и площадь печатной платы.

С обычными оптопарами потребуется либо один оптрон со сдвигом уровня напряжения на изолированном затворе верхнего транзистора, либо две оптопары [2]. Это еще один пример того, как новая технология изоляции может снизить стоимость.

Другой существенной проблемой для инверторов солнечных фотоэлектрических панелей является устойчивость к синфазным переходным процессам, необходимая для предотвращения проникновения всплесков напряжения с большой скоростью нарастания (dV/dt) через изоляционные барьеры или емкостные связи, что может приводить к одновременному включению верхнего и нижнего MOSFET и, как следствие, к их разрушению. ADuM4223 отличается высокой устойчивостью к переходным процессам – более

100 кВ/мкс, демонстрируя еще один пример того, как эта новая технология может повысить безопасность в системе.

Заключение

Гальваническая изоляция является важным требованием к системам контроля и измерений, необходимым для реализации интеллектуальных сетей, объединяющих большое количество солнечных фотоэлектрических преобразователей. Изолированные АЦП Analog Devices, способные измерять и большие токи, и «DC подпитку», позволяют объединить компактность и эффективность при интеграции систем интеллектуальных энергетических сетей. Изолированные драйверы затворов ADI с хорошей устойчивостью к синфазным переходным помехам вносят свой вклад в повышение безопасности и надежности этих новых солнечных инверторных систем.

Новая технология будет основным фактором, способствующим развитию безопасного и эффективного производства экологически чистой энергии с использованием интеллектуальных сетей, с ключевым значением стабилизации сети и повышения безопасности всех сотрудников, обслуживающих энергосистемы. Рассмотренные в статье изолированные приборы – характерный пример инноваций, имеющих в обширном ассортименте продуктов Analog Devices, предназначенных для промышленных измерений и контроля, как в текущих, так и в будущих проектах. ■

Ссылки

1. David Krakauer. «Анатомия цифровых изоляторов». РадиоЛоцман, 2012, март, стр. 25.
2. «Design Fundamentals of Implementing an Isolated Half-Bridge Gate Driver». Analog Devices, Technical Article MS-2318.

ОКО Архив АВТО GPS/GSM

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

ОКО Мобайл 3G

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

ВИДЕОРЕГИСТРАТОРЫ СЕРИИ "ОКО АРХИВ"

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

ОКО Архив 4NET

подключение по LAN/internet
сменный жесткий диск

ОКО Архив 4NET LE

подключение по LAN/internet
встроенный жесткий диск

ОКО Архив LITE CF

запись на карту Compact Flash

ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ ДЛЯ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ



"Децима"
Москва, Зеленоград, проезд 4922, дом 4, строение 1
тел: +7 (495) 988 48 58
<http://www.decima.ru>

До выпуска массовых цветных E-Ink-ридеров осталось полгода

Технология E-Ink, или электронные чернила, знакома многим – такие экраны с успехом используются в читалках. Довольно давно в сети обсуждаются цветные экраны E-Ink, правда, пока сложно судить об их успешности – в свободной продаже есть всего две-три модели ридеров с такими дисплеями, причем модели экспериментальные.



В начале осени в Берлине прошла выставка IFA 2012, на которой был показан прототип первого в мире серийного ридера с цветным экраном E-Ink Triton второго поколения, который оснащен подсветкой. Заметьте: модели, о которых мы говорили в предыдущем абзаце, подсветки не имели – чтение с них в темноте было невозможно. Пионером в данном сег-

менте стала компания PocketBook, являющаяся лидером российского рынка электронных читалок с долей примерно 30%. (Кроме того, на IFA ею также были показаны две серийные модели – PocketBook SURFpad и Basic New). Далее мы поговорим о подробностях, которые разработчики раскрыли совсем недавно.



В первую очередь нас интересуют характеристики экрана. E-Ink Triton второго поколения оказался сенсорным емкостным, с поддержкой «мультитач»: управлять устройством будет так же просто, как любым современным смартфоном. Количество отображаемых цветов – 4,096 – сравните с 16 градациями серого у черно-белых E-Ink-дисплеев. Конечно, это в разы меньше, чем у TFT-экранов тех же смартфонов, но мы все равно считаем такую палит-

ру огромным шагом вперед для технологии «электронных чернил». Диагональ экрана в ридере – 8 дюймов, разрешение – 800 600 точек, то есть все так же, как и в черно-белых дисплеях VizPlex и Pearl. Отметим, что такие показатели достаточны для комфортной работы с ридером. Удивила нас сенсорная панель, расположенная над экраном: оказалось, что она применяется для быстрого изменения интенсивности подсветки – нет необходимости открывать меню и искать нужный пункт.

Если сравнивать черно-белые экраны E-Ink и TFT-дисплеи смартфонов или планшетов, то первые гораздо более безопасны для зрения, к тому же из-за ничтожно малого потребления энергии читалки имели время автономной работы около месяца. Как уверяет компания PocketBook, цветной экран E-Ink Triton второго поколения сохранил перечисленные преимущества. Что ж, на наш взгляд, у



такого дисплея нет явных недостатков. На нем будет приятнее читать цветные сканы газет или журналов, да и в качестве учебника использовать цветной E-Ink-ридер куда удобнее. Не будем забывать и об отсутствии вреда для глаз. Мы считаем, что в июне, после выхода первого ридера PocketBook с таким экраном, количество скептически относящихся к «электронным книгам» людей уменьшится еще на порядок. Время покажет. ■

Программная коррекция параметров ЦАП: THD, SNR, ENOB

Kai Gossner, Texas Instruments

Введение

Многие современные микроконтроллеры (МК) имеют встроенный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) с разрешением в 8-12 бит. Этого достаточно для большинства задач, но иногда бывает нужна более высокая разрешающая способность.

Возможно, хватало бы и небольшого разрешения, если бы все ЦАП были идеальными, но в реальности разработчику приходится сталкиваться с их нелинейностью.

В таком случае возникает необходимость добавления в схему внешнего ЦАП или сознательного увеличения «запаса» разрешающей способности. Это влечет увеличение стоимости устройства в целом, а также рост вероятности отказа устройств в системах с высокими требованиями к показателям надежности.

В статье приводится пример оптимизации наиболее важных характеристик ЦАП. При этом неважно, внутренний ЦАП, или внешний. Коррекция производится только посредством программы МК с помощью мультибитного сигма-дельта модулятора 2-го порядка и последующей линеаризации в цепи обратной связи.

Это увеличивает эффективное число разрядов (Effective Number Of Bits – ENOB) и отношение сигнал/шум (Signal to Noise Ratio – SNR), а также уменьшает коэффициент нелинейных искажений (Total Harmonic Distortion – THD) имеющегося ЦАП.

Искажения выходного сигнала ЦАП

Большинство распространенных ЦАП нелинейны, т.е. значения восстановленного на выходе аналогового сигнала не на 100% совпадают с ожидаемыми. Это расхождение часто приводится в спецификациях как значение интегральной нелинейности передаточной характеристики (Integral Nonlinearity – INL). INL представляет собой разницу между идеальным выходом конкретного ЦАП и его реальным выходом, выраженную с числе младших значащих разрядов (Least Significant Bit – LSB).

Многие спецификации приводят только худшее из возможных для данного ЦАП значение INL, другие содержат график значений INL в зависимости от цифрового кода на входе. На Рисунке 1 показан реальный график измере-

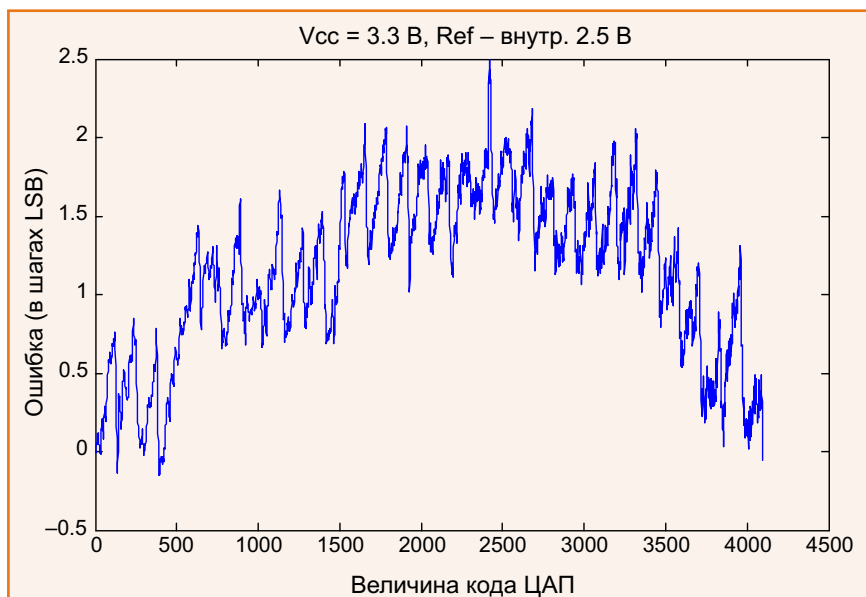


Рисунок 1. Результат измерения INL 12-битного ЦАП микроконтроллера MSP430FG4618.

ний INL 12-битного ЦАП микроконтроллера MSP430FG4618.

Эти нелинейности оказывают различное воздействие. Самое очевидное – когда ЦАП используется для формирования постоянного напряжения. Тогда эффект можно заметить на выходе ЦАП как небольшое отклонение от заданного напряжения.

Когда с помощью ЦАП генерируются динамические сигналы, например сигнал синусоидальной формы фиксированной частоты, нелинейности приводят к гармоническим искажением (Рисунок 2).

На Рисунке 3 показан сгенерированный с помощью 12-битного ЦАП синусоидальный сигнал с 3-битным разрешением и его спектр. Гармонические искажения в этом случае даже больше вследствие уменьшенной точности, что можно легко заметить по «ступеням» на временной развертке.

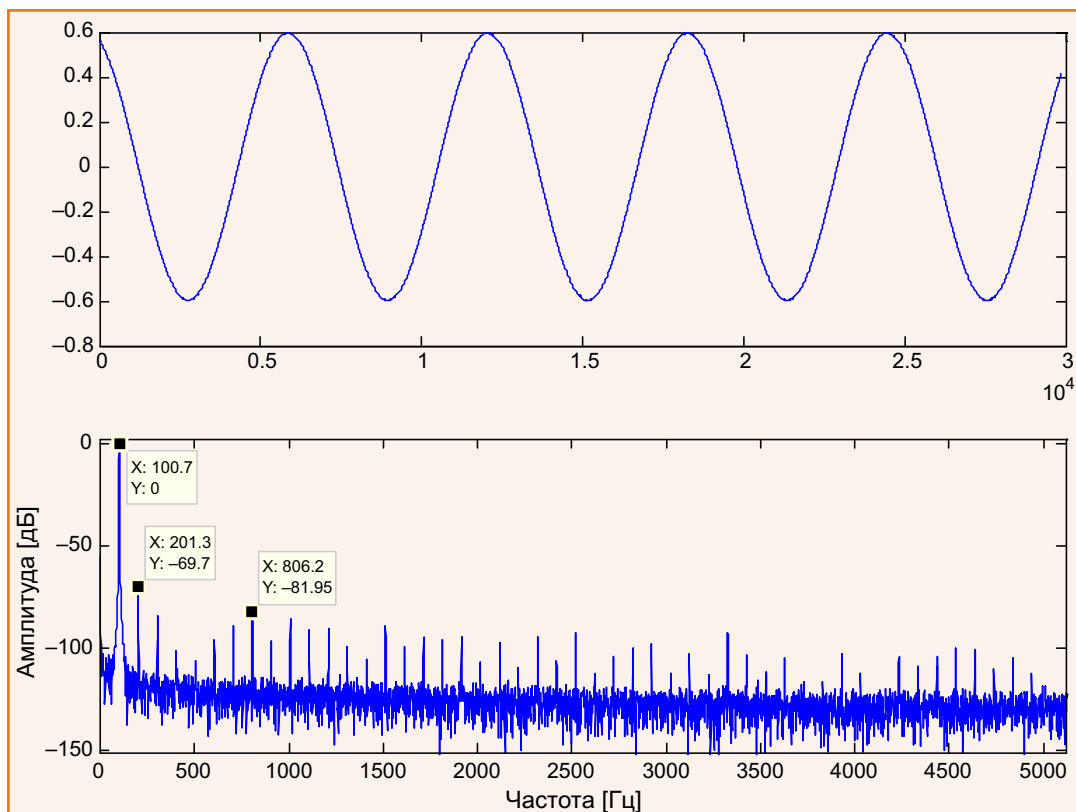


Рисунок 2. Амплитудный спектр синусоидального сигнала, сформированного нелинейным 12-битным ЦАП.

Стандартный способ линейаризации ЦАП заключается в применении табличного поиска перед ЦАП (Рисунок 4) по таблице преобразования (Look-Up Table – LUT), которую называют калибровочной матрицей. Такой подход позволяет добиться корректировки ЦАП с шагом в 1 LSB, что даже в идеальном случае даст линейаризацию для INL не лучше $\pm 0.5 \text{ LSB}$.

Повышение качества коррекции

Основная идея состоит в использовании сигма-дельта модуляции вместе с калибровочной матрицей. Тогда возможно снижение INL и коррекция даже с меньшей дискретностью, чем 1 LSB.

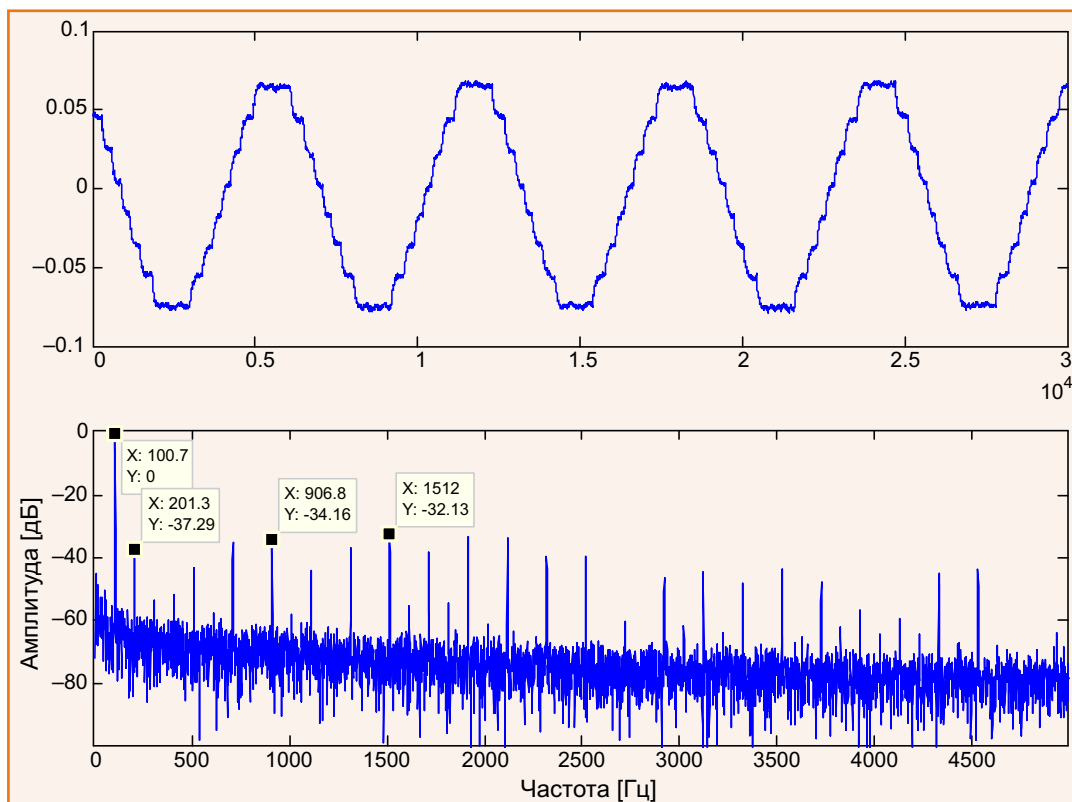


Рисунок 3. Сигнал 12-битного ЦАП в спектральном и временном представлении. Синус с 3-битным разрешением (масштабный коэффициент $1/512 = 8/4096$).

На Рисунке 5 показана блок-схема алгоритма. Мультибитный сигма-дельта модулятор (Sigma-Delta Modulator – SDM) второго порядка стоит непосредственно перед ЦАП. В обратной связи SDM используется таблица преобразования для трансляции выходных значений квантователя в действительные выходные значения.

Это позволяет сигма-дельта модулятору буквально «видеть» текущую ошибку и эффективно ее корректировать.

Главное преимущество такого подхода состоит в том, что линейаризация становится возможной с шагом, меньшим, чем 1 LSB. Более того, динамический диапа-



Рисунок 4. Стандартный способ линейаризации ЦАП.

зон ЦАП может быть увеличен посредством передискретизации выборок сигнала перед сигма-дельта преобразователем.

Предложенный алгоритм был реализован для 12-битного ЦАП микроконтроллера MSP430FG4618 с последующими измерениями характеристик ЦАП. На Рисунке 6 дискретность входной выборки сигнала перед модулятором составляет 16 бит, а разрешение выходного сигнала по-прежнему 12 бит.

Сравните Рисунок 2 (до) и Рисунок 6 (после). Вторая гармоника теперь стала –99.19 дБ, а ранее была –69.7 дБ. Явное ослабление минимум на 29.49 дБ. На Рисунке 7 – спектр 3-битного синусоидального сигнала ЦАП этого же МК.

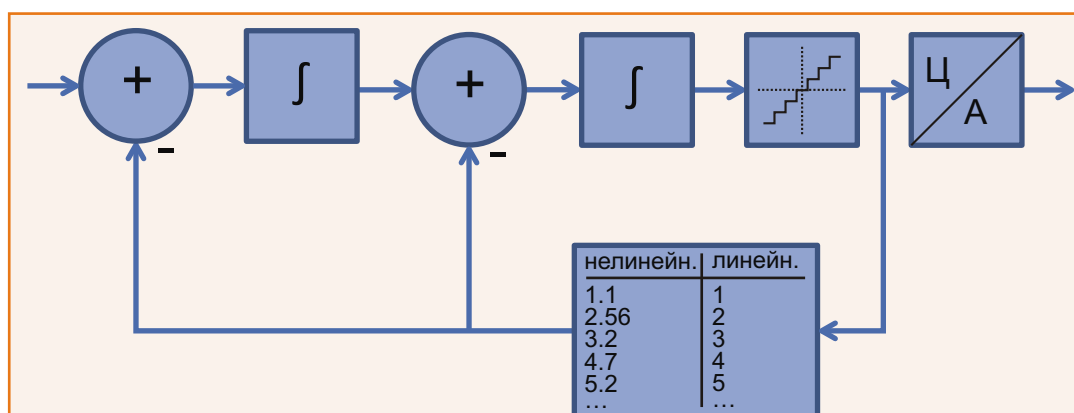


Рисунок 5. Структура мультибитного сигма-дельта преобразователя 2-го порядка с улучшенной линейаризацией.

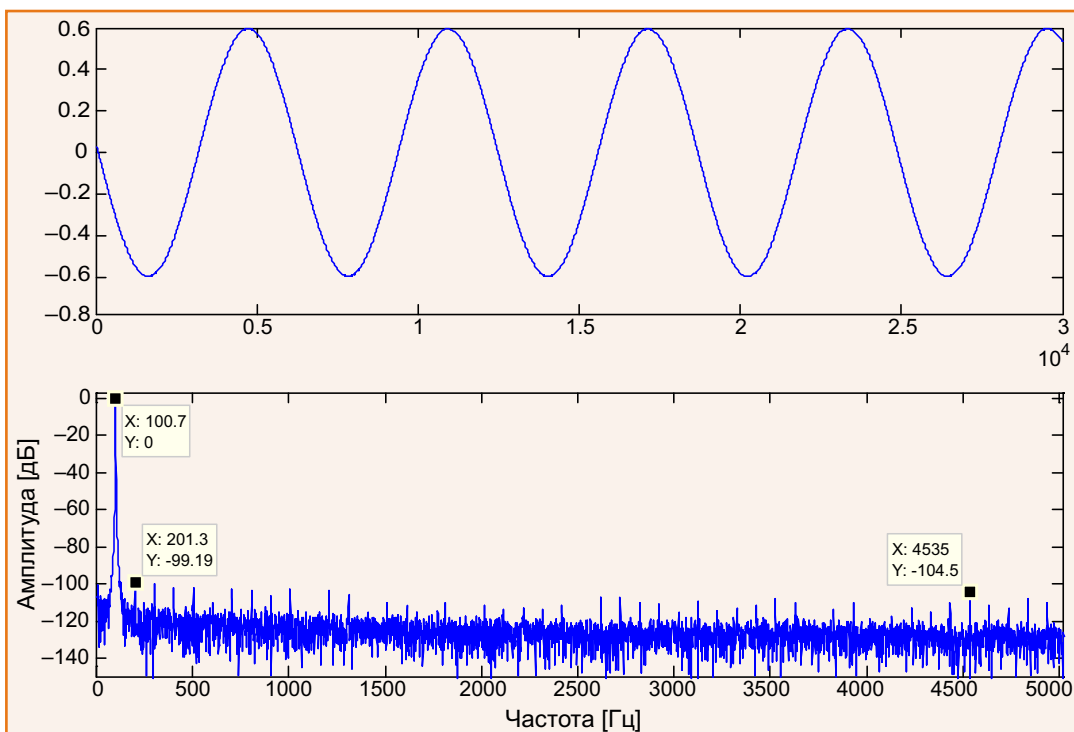


Рисунок 6. Амплитудный спектр синусоидального сигнала 12-битного ЦАП с SDM коррекцией и линеаризацией.

Сравните Рисунок 3 и Рисунок 7. Вторая гармоника теперь стала -50.57 дБ, а ранее была -37.29 дБ. Улучшение на 13.28 дБ.

Программная реализация

Описанный алгоритм можно легко воплотить в программе без каких-либо специальных требований к аппаратной части. Не требуется никакого умножения, только сложение/вычитание и табличный поиск с косвенной адресацией.

Небольшой фрагмент программы для 12-битного ЦАП показан ниже. Характеристики 12-битного ЦАП улучшаются и срав-

нимы теперь с 16-битным. Этот код выполняется для каждой выборки выходного сигнала. В переменной `INPUTSAMPLE_16Bit` хранится 16-битное значение сигнала на входе алгоритма, `OUTPUTSAMPLE_12Bit` – 12-битное значение выборки выходного сигнала на входе управления ЦАП. При этом таблица преобразования содержит 4096 строк, а длина всех переменных – 16 бит.

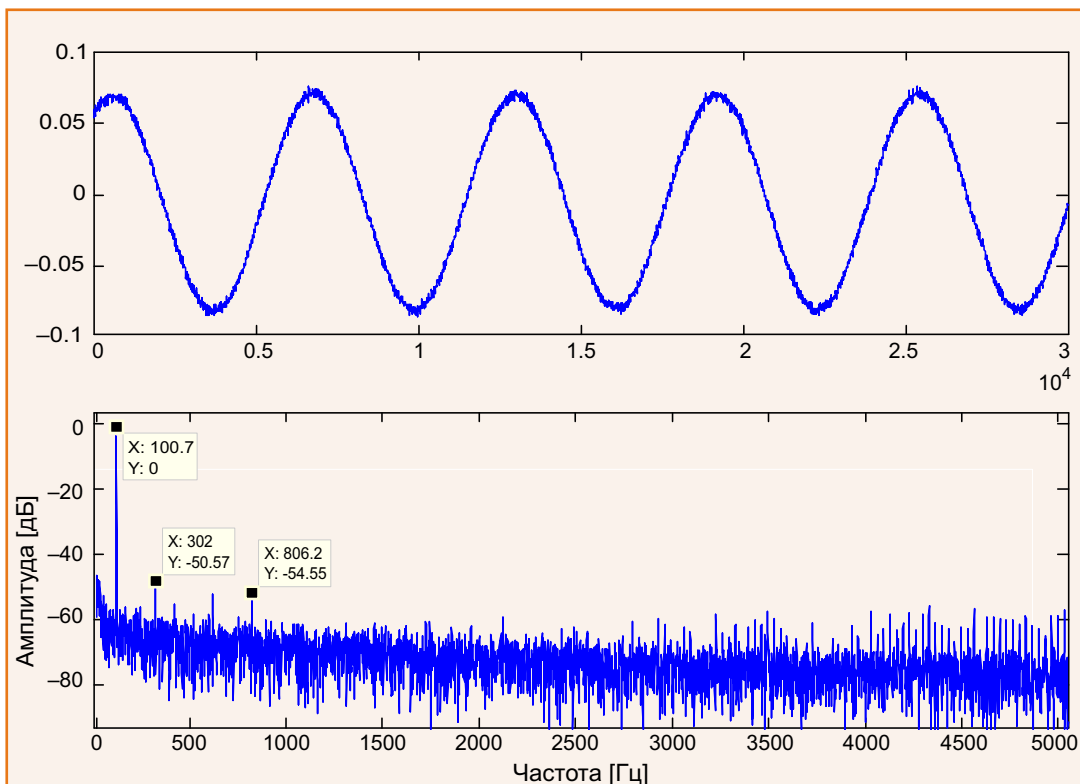


Рисунок 7. Временная развертка и спектр 3-битного синусоидального сигнала с SDM коррекцией и линеаризацией.

Фрагмент программы коррекции ЦАП с мультибитным SDM модулятором и линеаризацией по таблице LUT

```
1  a = (INPUTSAMPLE_16Bit) - e;  // Сумма
2  b = b + a;                    // Интегратор
3  c = b - e;                    // Сумма
4  d = d + c;                    // Интегратор
5  OUTPUTSAMPLE_12Bit = d >> 4;  // Дискретизация
6  e = LUT[OUTPUTSAMPLE_12Bit];  // Линеаризация обратной связи
```

Автор



Kai Gossner – специалист по промышленным приложениям Texas Instruments в странах Европы, Африки и Азии. Окончил университет Прикладных Наук города Гельзенкирхен (Германия). Дипломированный инженер в области прикладных компьютерных технологий со специализацией по системам реального времени и робототехнике. Имеет 14 лет опыта в области разработки встраиваемых аппаратных и программных систем, малопотребляющих датчиков, оптических измерительных средств, аналоговой и цифровой обработки сигналов, разработки алгоритмов, радиотехники.

Способы уменьшения тепловыделения в одноконтных трансформаторных конвертерах

Часть 4

Окончание. Начало в предыдущих номерах (09-2012, 10-2012, 11-2012)

В. Я. Грошев

Еще одним источником тепла в конвертере является выходной выпрямитель. Если используется диодный выпрямитель, то мощность, рассеиваемая на выпрямительном диоде, составляет

$$P_d = U_{d.pr} I_{вых.ср}$$

С учетом того, что $U_{d.pr}$ не может быть меньше примерно 0.5 В даже при использовании диодов Шоттки, при больших выходных токах $I_{вых.ср}$ потери мощности на выпрямительном диоде могут превысить все остальные потери в конвертере.

Известным способом снижения мощности на элементах выходного выпрямителя является использование синхронного выпрямления, когда в качестве выпрямительного ключа используется управляемый ключ, замыкаемый синхронно с размыканием основного коммутирующего ключа конвертера. Такой способ позволяет в десятки раз снизить тепловыделение выпрямительной секции конвертера.

Однако основной проблемой при реализации синхронного выпрямления является обеспечение включенного состояния выпрямительного элемента только тогда, когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора превышает текущее напряжение на конденсаторах фильтра. Такое условие автоматически выполняется при использовании неуправляемых диодных выпрямителей, и если его не обеспечить, то через управляемый ключ выпрямителя начинает протекать ток в обратном направлении, который не заряжает, а разряжает конденсаторы фильтра, с соответствующим ухудшением КПД выпрямителя и с вероятностью выхода его из строя. Поэтому в интегральных устройствах с синхронным выпрямлением предусматривается специальный быстродействующий компаратор для определения интервала, в котором напряжение вторичной обмотки превышает напряжение на конденсаторах фильтра, выход которого включает управляемый ключ. Причем, поскольку входы этого компаратора подключены к входу и выходу управляемого ключа, то

требованиями к компаратору являются очень большой допустимый диапазон входных дифференциальных сигналов (десятки вольт), высокая точность, поскольку после замыкания выпрямительного ключа на нем может оставаться очень малое напряжение – не более десятков милливольт, а также высокое быстродействие (десятки наносекунд). Вследствие этого выпрямители подобного типа работают тем хуже, чем лучше качество используемого управляемого ключа, поскольку при уменьшении напряжения переключения ухудшаются скоростные характеристики любого компаратора.

Естественно, что для недорогих сетевых преобразователей подобные усложнения неприемлемы и, в подавляющем большинстве, таких устройств используются диодные выпрямители.

Однако существует способ снижения мощности потерь на выпрямительной секции конвертера без использования специализированных дорогих интегральных компонентов и, соответственно, без существенного его удорожания. Полная принципиальная схема выпрямительной секции, построенная на основании этого способа, представлена на Рисунке 9.

Для реализации такого выпрямителя, вероятно, можно обойтись без вторичной обмотки на дросселе DR1, подключив верхний по схеме вывод конденсатора C8 непосредственно к положительной клемме конденсатора C6, а оба эмиттера VT4 соединив с общей шиной через низкоомные резисторы (~50 Ом). Такая реализация схемы выпрямления является единственно возможной, если применение сглаживающего дросселя не предполагается. Однако амплитуда пульсаций на выходе такой схемы выпрямления при мощности в несколько десятков ватт может достигать неприемле-

мой величины, поэтому в таком виде устройство не реализовывалось и не тестировалось. Кроме этого, в таком исполнении снижается коэффициент передачи в петле регулирования, от которого напрямую зависит эффективность представленного на Рисунке 9 выпрямителя, т.е. увеличивается выделяемая на нем мощность, что разъясняется ниже. Поэтому с целью получения максимальной эффективности рекомендуется использовать П-образный фильтр с дросселем, на котором выполняется повышающая вторичная обмотка с коэффициентом трансформации в пределах 3 – 5. Выполнить такую обмотку несложно с учетом того, что при мощности в несколько десятков ватт сглаживающий дроссель содержит обычно не более 10 – 15 витков. При этом вторичная обмотка наматывается непосредственно поверх обмотки готового дросселя.

Устройство функционирует следующим образом.

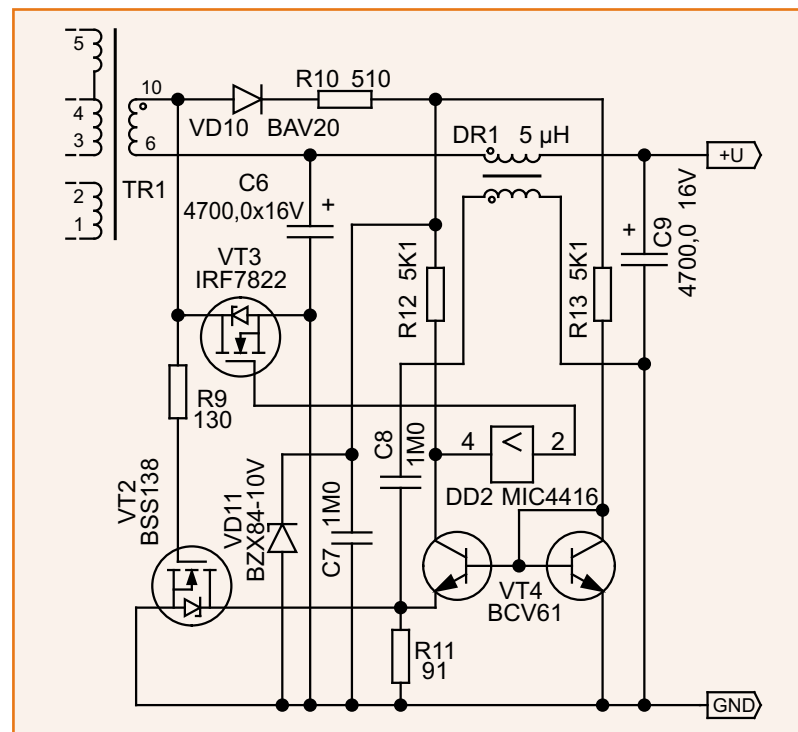


Рисунок 9.

С момента начала работы конвертера выпрямительная секция представляет собой обычный неуправляемый диодный выпрямитель, в котором задействованы диод, входящий в состав транзистора VT3 и П-образный фильтр, выполненный на C6, DR1 и C9. Другие элементы пассивны, так как им не хватает напряжения питания.

По мере увеличения выходного напряжения конвертера начинают включаться остальные элементы выпрямительной секции. При этом на входе драйвера DD2 устанавливается напряжение приблизительно 0.7 В, что обеспечивается как использованием пары согласованных транзисторов VT4 в качестве компаратора, так и точным равенством резисторов, соединяющих их с положительной шиной вспомогательного источника питания, выполненного на элементах VD10, R10, C7 и VD11, который используется также для питания драйвера DD2.

В качестве DD2 используется стандартный драйвер нижнего плеча с пороговым напряжением переключения по входу примерно 2 В. Вследствие того, что начальное напряжение на выходе компаратора меньше этого уровня, при отсутствии внешних сигналов между входами компаратора на VT4 на выходе драйвера DD2 поддерживается низкий уровень напряжения. Соответственно выпрямительный ключ VT3 разомкнут.

Несмотря на то, что сигнал подается на эмиттер усилительного транзистора VT4, вторичная обмотка дросселя DR1 имеет настолько низкое выходное сопротивление по сравнению с входным сопротивлением транзисторной сборки VT4, что в предлагаемом включении коэффициент его усиления может достигать нескольких десятков при достаточно широкой полосе усиления на полной мощнос-

ти, что определяется особенностями используемой структуры компаратора.

Если на выходе конвертера нагрузка отсутствует, то при широтно-импульсной модуляции пульсаций выходного напряжения нет, и все элементы выпрямителя, за исключением встроенного в транзистор VT3 диода и элементов фильтра, остаются пассивными. Более того, это состояние сохраняется и при подключении относительно высокоомных нагрузок к выходу выпрямителя, поскольку амплитуда возникающих пульсаций на конденсаторе фильтра C6 оказывается недостаточной для превышения выходным напряжением компаратора порогового напряжения драйвера DD2. Однако в таких условиях на встроенном диоде выделяется настолько малая мощность, что в его шунтировании МОП транзистором VT3 нет никакой необходимости.

При увеличении выходного тока пульсации возрастают, вследствие чего начинает открываться транзистор VT3, замыкая через себя большую часть тока нагрузки. Однако если в качестве конденсатора фильтра C6 использовать идеальный конденсатор, то выпрямитель не смог бы функционировать, поскольку пульсации имели бы параболическую форму, а для правильного функционирования необходима форма пульсаций, повторяющая форму выходного тока преобразователя, т.е. треугольная. Такую форму пульсаций можно получить при использовании электролитических конденсаторов, величина активного сопротивления потерь которых вполне соответствует обеспечению правильного функционирования представляемого выпрямителя без дополнительных элементов. При использовании пленочных или керамических конденсаторов может потребоваться дополнительный внеш-

ний резистор, включенный последовательно с конденсатором, однако такие конденсаторы в качестве элементов основного фильтра в достаточно мощных конвертерах практически не используются.

Вследствие треугольной формы пульсаций с крутым передним фронтом, выделяющихся на первичной обмотке дросселя DR1, МОП транзистор VT3 включается почти без задержки, шунтируя встроенный диод на все время, пока ток через выпрямитель имеет значительную величину. В результате мощность, выделяемая на встроенном диоде, значительно снижается, общий КПД увеличивается, причем, в отличие от синхронных, показанный на Рисунке 9 управляемый выпрямитель может иметь сколь угодно малое падение на выпрямительном ключе VT3 без ухудшения характеристик выпрямления.

Однако напряжение пульсаций имеет однополярный характер, а цепь передачи напряжения пульсаций имеет индуктивную связь с основной обмоткой дросселя DR1, при этом постоянная составляющая сигнала теряется. Такая особенность является полезной для упрощения структуры управляемого выпрямителя, т.к. из-за этого появляется возможность исключить громоздкие схемы передачи постоянного уровня и выполнить компаратор исключительно простым. Однако вследствие этого выпрямительный ключ VT3 замкнут не все время, пока существует выходной ток, а в течение меньшего времени, которое к тому же зависит от скважности выходного напряжения импульсного коммутатора в высоковольтной секции. В результате через встроенный в VT3 диод всегда протекает некоторая часть выпрямленного тока.

Поэтому для улучшения эффективности управляемого выпрямителя используется

схема восстановления постоянной составляющей, которая на Рисунке 9 содержит элементы VT2, C8, R9, R11. Как показали испытания, эффективность показанной на Рисунке 9 схемы выпрямления в полном составе исключительно высока, и такая схема по комплексу характеристик (эффективности, цене и размерам) делает применение выпрямительных диодов в составе DC-DC конвертеров с большой величиной выходного тока совершенно неоправданным.

Однако и без схемы восстановления постоянной составляющей выигрыш в рассеиваемой мощности на выпрямителе, схема которого показана на Рисунке 9, все равно оказывается существенным. Это объясняется тем, что при треугольной форме выходного тока на вторичной обмотке трансформатора уменьшается не только среднее значение тока через встроенный диод VT3, но и существенно уменьшается время протекания этого тока, т.е. увеличивается скважность. Поэтому при использовании транзистора VT3 в корпусе SO8 и величине выпрямленного тока примерно до 5 А рабочая температура выпрямителя без R9, R11, VT2 и C8 не превышает 60 °С. Следовательно, в таких условиях вполне возможно использовать показанное на Рисунке 9 устройство без элементов восстановления постоянной составляющей вследствие его простоты и достаточно высокой эффективности. Незаземленный конец вторичной обмотки дросселя DR1 в таком случае напрямую подключается к свободному эмиттеру сдвоенного транзистора VT4.

Следует обратить внимание, что при использовании показанной на Рисунке 9 схемы полный размах напряжения на выходной обмотке конвертера должен быть меньше предельно допустимого напряжения сток-

исток используемого выпрямительного ключа. Определить размах напряжения на выходной обмотке трансформатора можно по формуле

$$U_2 = \frac{U_{1\max}}{k_{TR}} U_{OUT},$$

где

U_2 — размах напряжения на вторичной обмотке,

$U_{1\max}$ — максимальное первичное напряжение,

k_{TR} — коэффициент трансформации между первичной и выходной обмотками,

U_{OUT} — выходное напряжение конвертера.

При контроле тепловыделения выпрямителя следует учитывать, что поскольку при проектировании конвертеров делается все возможное для уменьшения электрического сопротивления между вторичной обмоткой трансформатора и выпрямляющим элементом, тепловое сопротивление между этими элементами оказывается также очень небольшим, вследствие чего температура выпрямителя зависит не только от эффективности используемой схемы, но и находится в сильной зависимости от температуры трансформатора. Это особенно заметно, если собственное тепловыделение выпрямителя невелико.

И, наконец, последним по счету, но не последним по тепловыделению является трансформатор конвертера. К сожалению, уменьшить потери на этом элементе за счет более совершенной схемотехники невозможно и единственным путем уменьшения тепловыделения при сохранении всех остальных параметров конвертера неизменными являет-

ся использование более совершенных магнитных материалов. Поэтому все рекомендации по уменьшению рассеиваемой трансформатором мощности, даваемые ниже, связаны с изменением тех или иных параметров конвертера. Во-первых, следует использовать сердечник максимально возможного объема, который еще не увеличивает заданный объем всего конвертера. Это при той же рабочей частоте позволит не только обеспечить более низкое сопротивление обмоток, но и меньшее значение индукции в сердечнике. В случае если такой сердечник уже выбран, но нагрев трансформатора все равно чрезмерен, следует попытаться найти такое решение, при реализации которого габариты конвертера увеличатся в минимальной степени.

Одним из способов снижения нагрева трансформатора без существенного изменения других параметров конвертера является увеличение только площади сечения среднего стержня сердечника трансформатора (имеется в виду Ш-образные сердечники). Это объясняется тем, что при квадратном сечении среднего стержня сердечника любое увеличение площади этого сечения почти всегда сопровождается увеличением и остальных габаритов сердечника, что в конечном итоге может приводить к существенному увеличению объема всего конвертера. Поэтому наилучшим способом такого увеличения является использование среднего стержня прямоугольного сечения, которое обеспечивается путем использования двух одинаковых сердечников.

Причем, если

$$S_1 = 2S_0,$$

а

$$n_1 = 0.5n_0,$$

где

S_0 и n_0 – сечение среднего стержня и число витков основной обмотки исходного трансформатора,

S_1 и n_1 – те же параметры для трансформатора на двойном сердечнике,

то новый трансформатор будет иметь вдвое большую мощность при сохранении рабочей частоты конвертера, поскольку

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{L_0}{2}; \\ I_{m1} &= 2I_{m0}; \\ T_3 &= \frac{L_0 I_{m0}}{U} = \frac{L_1 I_{m1}}{U}, \end{aligned}$$

где

I_{m0} , I_{m1} – максимальные токи через основную обмотку трансформатора на одном и двух сердечниках, соответственно,

U – напряжение, приложенное к основной обмотке трансформатора,

T_3 - длительность зарядного цикла.

Индуктивность нового трансформатора равна половине исходного потому, что при вдвое меньшем числе витков индуктивность уменьшается вчетверо, а за счет вдвое большего сечения двух сердечников увеличивается вдвое.

При использовании другого типоразмера сердечника с увеличенным вдвое сечением среднего стержня в общем случае мощность возрастает больше, чем в два раза, поскольку возрастает не только сечение сердечника, но и площадь окна, т.е. сечение обмоток. Однако в случае использования двух сердечников изме-

няется всего один линейный размер трансформатора, а два других остаются неизменными. Например, при замене одного сердечника E20 10 6 на два при вертикальной конструкции каркаса общая ширина трансформатора увеличивается менее чем на 6 мм, при сохранении длины и высоты. Если в таком случае оставить намоточные данные трансформатора без изменения, то рабочая частота конвертера уменьшится вдвое, а если число витков всех обмоток уменьшить примерно в полтора раза, то рабочая частота конвертера сохранится, но индукция в сердечнике также уменьшится в полтора раза, а кроме этого, обмотки можно выполнить более толстым проводом. Очевидно, что в обоих случаях тепловыделение трансформатора существенно уменьшится при минимальном увеличении площади печатной платы – не более 6 мм по одному габаритному размеру и практически без изменения трассировки. Зачастую же с учетом снижения тепловыделения при использовании трансформатора с двойным сердечником удастся и вообще избежать увеличения размеров конвертера за счет более плотной компоновки его элементов.

Чтобы обеспечить более равномерный нагрев элементов конвертера при использовании ключевых полевых транзисторов целесообразно придерживаться следующего правила: потери энергии на внутреннем сопротивлении первичной обмотки трансформатора не должны превышать потерь энергии на внутреннем сопротивлении замкнутого МОП ключа. Это объясняется тем, что хотя объем трансформатора существенно превышает объем коммутирующего ключа, а допустимый перегрев трансформатора намного более безопасен, нежели перегрев коммутирующего

транзистора, тем не менее, даже при сопротивлении вторичной обмотки, составляющем

$$R_{OUT} = \frac{R_{IN}}{k_{TR}^2},$$

мощность, рассеиваемая на обмотках трансформатора, оказывается уже вдвое большей по сравнению с ключом.

Здесь

R_{in} , R_{out} – сопротивления первичной и вторичной обмоток соответственно,

$k_{TR} = w_{in} / w_{out}$ – коэффициент трансформации.

Но при этом значительная мощность рассеивается и в сердечнике трансформатора, причем тем большая, чем выше частота преобразования и больше индукция в сердечнике. Например, в диапазоне частот преобразования 50 – 100 кГц и при стандартном уровне магнитного поля для ферритов в 200 мТ эти потери составляют 0.5 – 1 Вт для сердечника E20 10 6 (Epcos). Если это условие обеспечить невозможно, следовательно выбранный типоразмер сердечника мал и его желательно увеличить.

И, наконец, радикальным путем снижения тепловыделения при использовании ключевых транзисторов любого типа является уменьшение частоты преобразования. При этом следует учитывать, что обычно повыше-

ние рабочей частоты оправдывается уменьшением объема конвертера. На самом деле это не совсем так, поскольку, например, повышение рабочей частоты настолько же увеличивает тепловыделение трансформатора меньшего размера, насколько оно увеличивается за счет применения того же сердечника на более низкой частоте за счет увеличения индукции. Иными словами, вместо увеличения частоты преобразования для уменьшения размеров трансформатора, достаточно использовать трансформатор уменьшенных габаритов на той же частоте, увеличив величину индукции в сердечнике. Хотя, конечно, такая альтернатива ограничена величиной предельной индукции. Если же для этой цели повышать частоту преобразования, то увеличивается нагрев не только трансформатора, но и других элементов конвертера. Поэтому чаще всего освобождающийся при повышении рабочей частоты объем конвертера приходится заполнять охлаждающими элементами.

Это касается и объема фильтрующих электролитических конденсаторов, емкость и объем которых определяется не рабочей частотой конвертера, а внутренним активным сопротивлением конденсаторов. Следовательно, увеличение частоты преобразования выше 50 – 70 кГц для сетевых конвертеров средней мощности не дает существенного выигрыша в объеме и практически всегда лишь увеличивает тепловыделение, что приводит к снижению надежности, а поэтому нежелательно. ■

Кодовые замки на микроконтроллерах AVR



Сергей Шишкин, г. Саров, Нижегородская обл.

В статье представлены кодовые замки на базе микроконтроллеров ATtiny2313 и ATmega8535. Автор достаточно подробно поясняет алгоритм работы устройств, схемотехнику и программное обеспечение.

Микроконтроллер, как цифровой «кубик» с его аппаратными и программными ресурсами идеально подходит для построения таких устройств, как кодовые замки. Микроконтроллеры семейства AVR с встроенной энергонезависимой памятью (EEPROM) дают самый

широкий простор разработчику для разработки замков с большими функциональными возможностями под каждый конкретный случай. EEPROM микроконтроллера как нельзя лучше подходит для хранения эталонного (секретного) кода. Код, хранимый в EEPROM, всегда

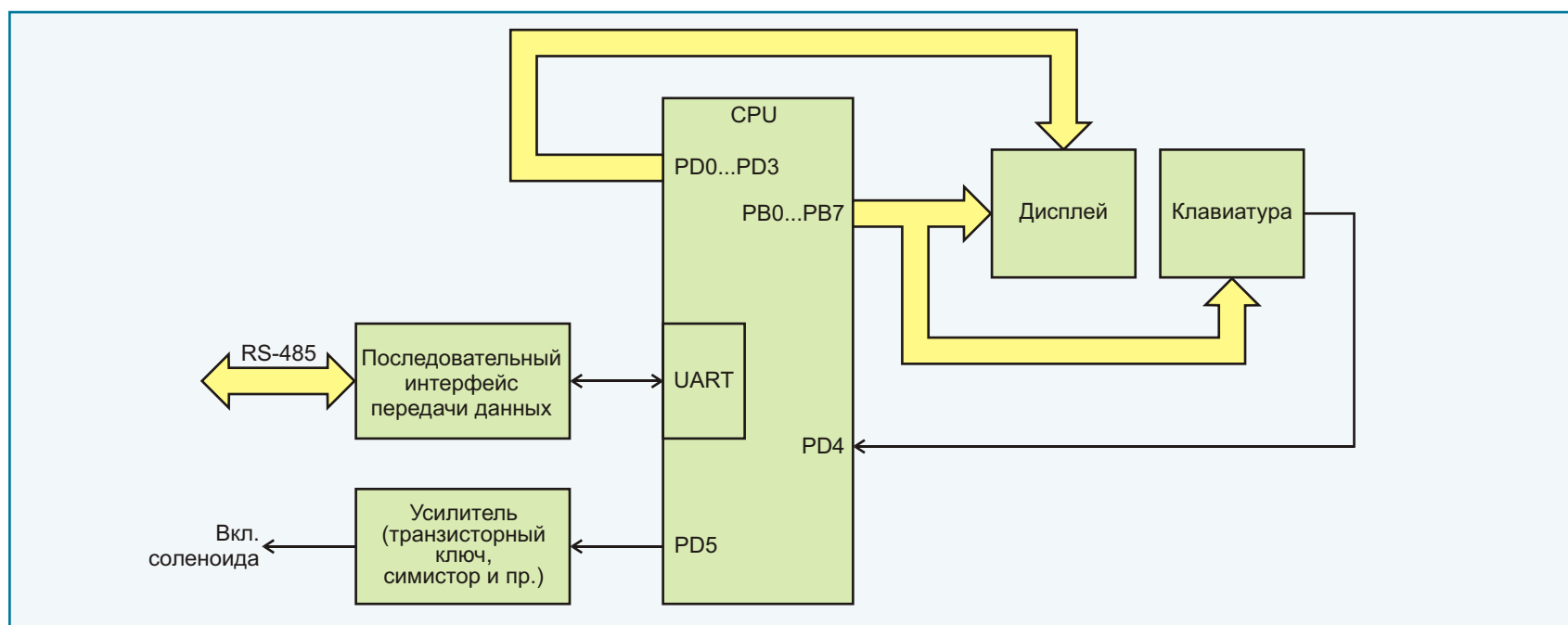


Рисунок 1. Структурная схема кодового замка.

легко перепрограммировать, используя при этом только аппаратные ресурсы самого микроконтроллера. Кроме того, код не «потеряется» при выключении питания. Тем самым, отпадает надобность в операции программирования кодового замка при каждом новом включении питания. Встроенный универсальный асинхронный приемопередатчик UART позволяет интегрировать кодовый замок в любую распределенную систему сбора данных и управления посредством весьма распространенных интерфейсов – RS-232, RS-485 и пр.

Структурная схема кодового замка (далее по тексту замка) для общего случая приведена на Рисунке 1.

В состав замка входят (могут входить) следующие функциональные узлы: последовательный интерфейс передачи данных, клавиатура, динамическая индикация (дисплей), индикатор режима работы замка HG1, драйвер соленоида (усилитель или просто транзисторный ключ), соленоид.

Рассмотрим простой замок на базе микроконтроллера ATtiny2313. Его принципиальная схема представлена на Рисунке 2.

Алгоритм работы замка достаточно прост. В рабочем режиме, сразу после подачи питания, на дисплее индицируется число 0000. Микроконтроллер DD1 ждет ввода четырехразрядного кода. Вводимый с клавиатуры код микроконтроллер индицирует на дисплее и записывает в ОЗУ. После ввода четвертого разряда четырехразрядного кода микроконтроллер побайтно сравнивает его с четырехразрядным кодом, записанным в памяти программы микроконтроллера (будем называть этот код эталонным). Замок включается (микроконтроллер подает сигнал на включение механизма открывания замка) при выполне-

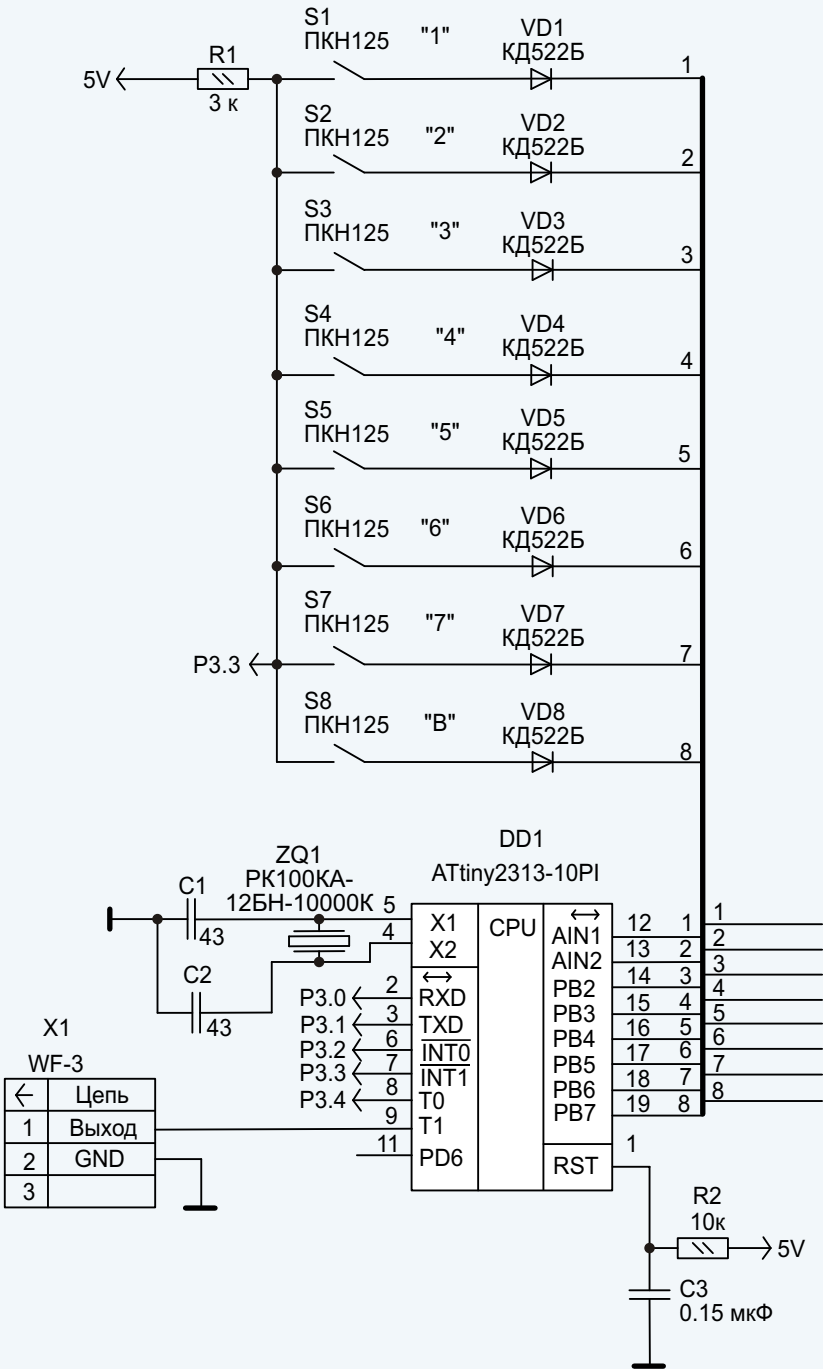
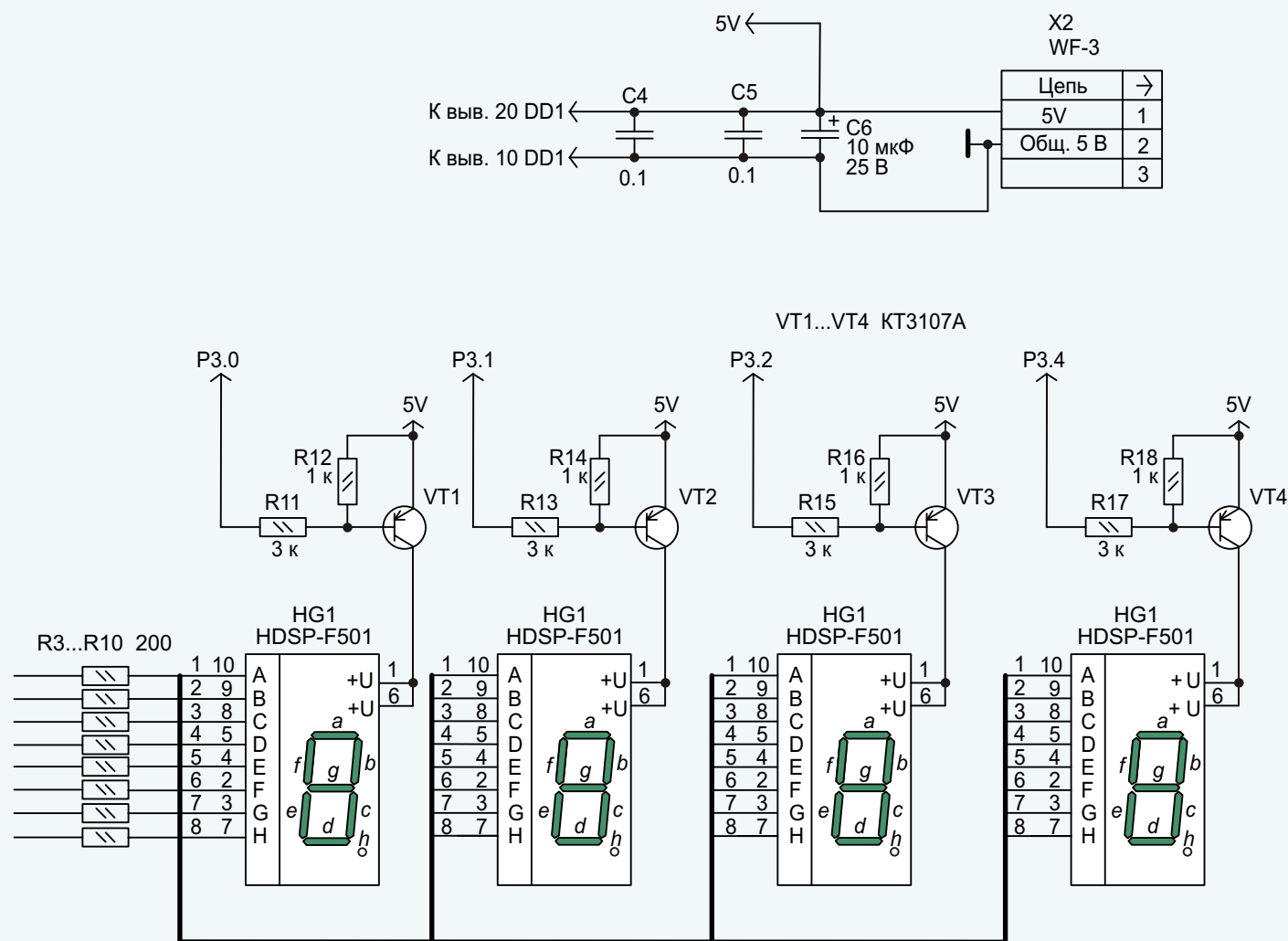


Рисунок 2. Кодовый замок на микроконтроллере



ATtiny2313.

нии только одного условия – если вводимый код совпал с эталонным кодом. И, если совпал, то микроконтроллер на пять секунд подает сигнал на включение механизма открывания замка. Через пять секунд микроконтроллер выключает механизм и обнуляет дисплей. Если вводимый код не совпал с эталонным кодом, то микроконтроллер после ввода четвертого разряда четырехразрядного кода сразу обнуляет дисплей (на дисплее индицируется число 0000).

Интерфейс устройства включает в себя: индикацию (дисплей) на цифровых семисегментных индикаторах HG1...HG4 и клавиатуру – кнопки S1...S8. Кнопки S1...S7 обозначены цифрами от «1» до «7». Эти кнопки задают код ввода. На 4-разрядном дисплее отображается вводимый код. Как уже упоминалось выше, после ввода эталонного кода микроконтроллер на пять секунд подает сигнал на включение механизма открывания замка. Если необходимо подать постоянный сигнал на включение механизма, то сразу после ввода эталонного кода в течении пяти секунд необходимо нажать на кнопку S8. Если необходимо закрыть замок, то снова нужно нажать на S8.

Рассмотрим основные функциональные узлы замка. Основой устройства служит микроконтроллер DD1, рабочая частота которого задается генератором с внешним резонатором ZQ1 на 10.000 МГц. Порт PD микроконтроллера DD1 управляет динамической индикацией. Динамическая индикация собрана на транзисторах VT1...VT4 и цифровых семисегментных индикаторах HG1...HG4. Резисторы R3...R4 – токоограничительные для сегментов индикаторов HG1...HG4. Коды для включения вышеуказанных индикаторов при функционировании динамической индикации поступают в порт PB микроконтроллера DD1. Для функ-

ционирования клавиатуры задействован вывод 7 (PD3) микроконтроллера. Сразу после подачи питания на выводе 1 DD1 через RC-цепь (R2, C3) формируется сигнал системного аппаратного сброса для микроконтроллера. На дисплее индицируется код 0000. Питательное напряжение +5 В поступает на устройство с соединителя X2. Конденсатор C6 фильтрует пульсации в цепи питания +5 В. Блокировочный конденсатор C4 стоит в цепи питания микроконтроллера DD1.

Сразу после подачи напряжения питания замок готов к вводу кода для открывания замка. Перед набором кода на дисплее индицируется число 0000. Кнопками S1...S7 набирается 4-разрядный код. Набранный код индицируется на дисплее. Микроконтроллер после установки числа в 4-м разряде записывает полученный 4-разрядный код в ОЗУ и начинает его сверку с кодом, записанным в памяти программ (эталонным кодом). Коды сравниваются побайтно. Если код набран верно, то микроконтроллер подает сигнал на исполнительный механизм открывания замка. На пять секунд устанавливается «лог. 0» на выводе 9 (сигнал на открывание замка). Спустя пять секунд на выводе 9 устанавливается «лог. 1» (сигнал на закрывание замка). На дисплее снова индицируется число 0000. Если код набран неправильно, после ввода четвертого разряда микроконтроллер вновь индицирует на дисплее число 0000.

Чтобы сигнал уровня «лог. 0» на выводе 9 микроконтроллера присутствовал постоянно (замок был всегда открыт), необходимо после набора эталонного кода нажать на кнопку S8, при этом на дисплее в первом разряде (индикатор HG4) будет индицироваться точка h.

Желательно, чтобы доступ к кнопке S8 был ограничен. Если нет необходимости в визу-

альном контроле набираемого кода на дисплее, индикаторы HG1...HG4, транзисторы VT1...VT4 и резисторы R3...R18 вообще можно исключить. Принципиально на работу замка это никак не повлияет.

В программе используются два прерывания:

- Reset,
- прерывание от таймера T0, обработчик которого начинается с метки TIM0.

При переходе на метку Reset инициализируются стек, таймер, порты, а так же флаги и переменные, используемые в программе.

В обработчике прерывания от таймера T0 осуществляется следующее:

- опрос кнопок S1...S8,
- управление динамической индикацией, перекодировка двоичного числа в код семисегментных индикаторов,
- формирование временного интервала длительностью пять секунд, необходимого для включения исполнительного устройства (установка уровня «лог. 0» на выводе PD5 микроконтроллера DD1).

В ОЗУ микроконтроллера с адреса \$60 по \$64 организован буфер отображения для динамической индикации. (RAM = \$60 – начальный адрес буфера отображения.)

Флаги, задействованные в программе, находятся в регистрах R19 (f1o) и R25 (f1o1).

Разработанная программа на ассемблере занимает всего порядка 0.7 КБ памяти программ. Незначительно изменив программное обеспечение микроконтроллера, код открывания замка для увеличения степени защиты можно сделать, например, 10-разрядным. Понятно, что при этом на дисплее будут индцироваться только четыре младших разряда.

Применены резисторы типа C2-33H, но подойдут любые другие с такой же мощностью рассеивания и допуском 5%. Конденсаторы C1...C5 типа K10-17a, C5 – K50-35. Соединители X1 и X2 типа WF-3 (ответная часть – розетка HU-3). Конденсатор C4 устанавливается между цепью 5V и общим проводником микроконтроллера DD1. Индикаторы HG1...HG4 типа HDSP-F501 зеленого цвета.

Рассмотрим теперь более сложный замок на микроконтроллере ATmega8535. Его принципиальная схема представлена на Рисунке 3.

Алгоритм работы замка следующий. В режиме записи в EEPROM микроконтроллера заносится код, который состоит из 4-х десятичных цифр и набирается на 7-кнопочной клавиатуре. В рабочем режиме замок ждет ввода кода. Вводимый код микроконтроллер записывает в ОЗУ и побайтно сравнивает его с кодом, записанным в EEPROM. При совпадении кодов микроконтроллер на пять секунд подает сигнал включения механизма открывания замка. Кроме того, процедура набора кода может быть открытой (набранный код индицируется на дисплее, каждой нажатой кнопке ставится в соответствие отображаемое число) и закрытой (при наборе кода на дисплее индицируются одинаковые, заранее определенные символы, например, «—»). Для этого в замке есть отдельный переключатель. Для активации, индицируемого на дисплее 4-х разрядного кода в режиме записи и в рабочем режиме достаточно нажать на клавиатуре любую кнопку.

В интерфейс устройства входят шкальный, знакосинтезирующий индикатор HG1, дисплей из цифровых семисегментных индикаторов HG2...HG4, переключатель SA1 и кнопки S1...S8.

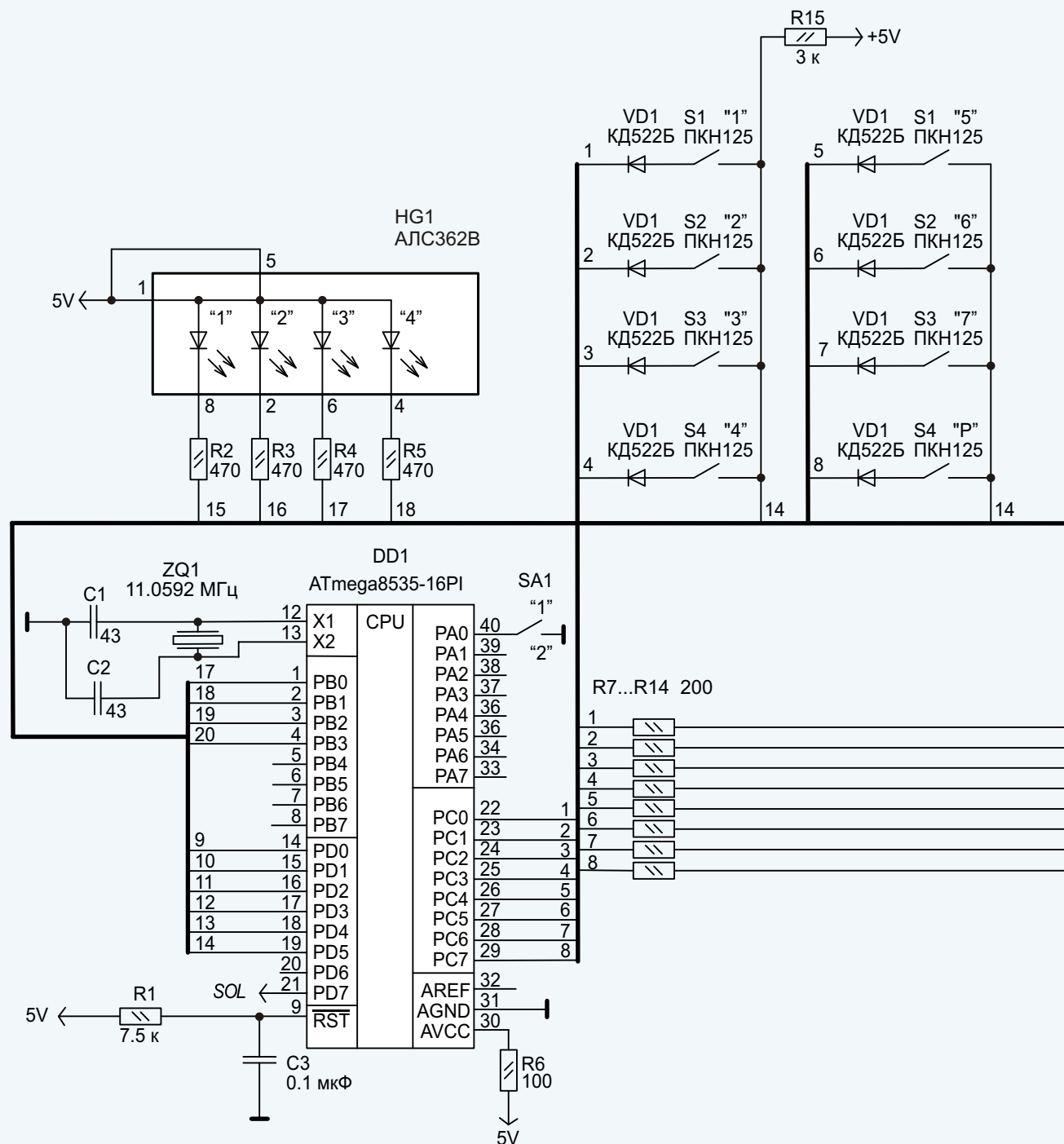
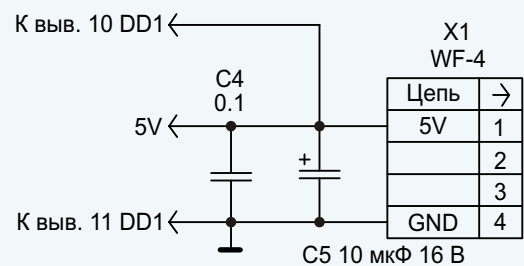
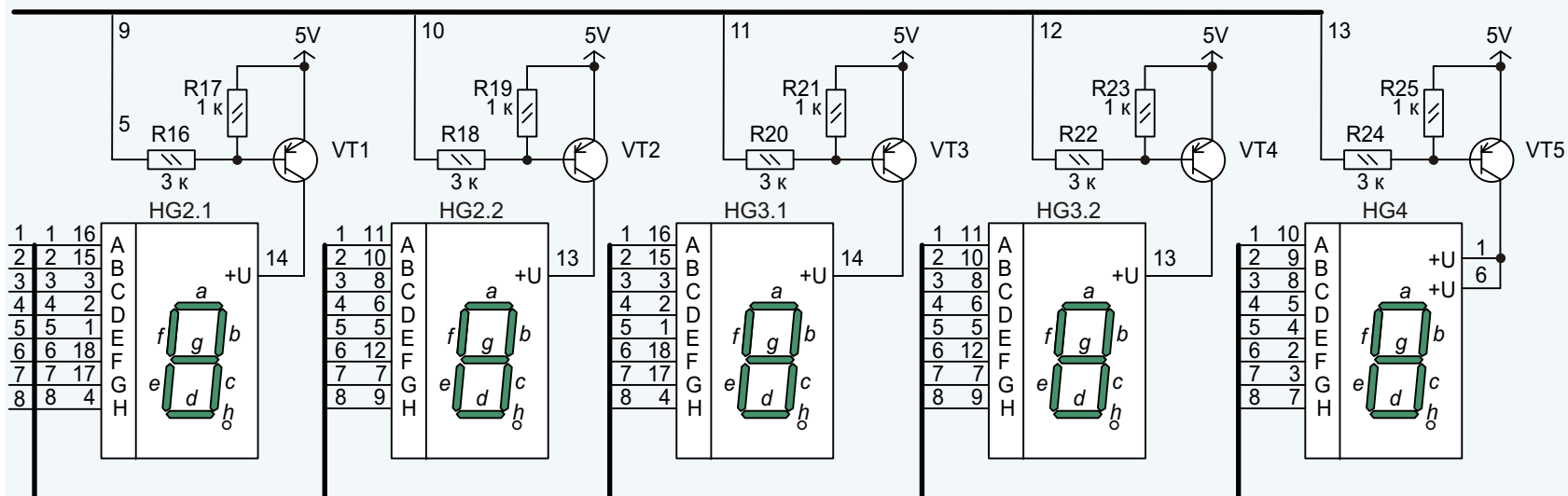


Рисунок 3. Кодовый замок на микроконтроллере ATmega8535.



HG2, HG3
HG4
VT1...VT5

DA56-11GWA
HDSP-F501
KT3107E



Кнопки S1...S7 обозначены на схеме цифрами от “1” до “7”. Они задают код ввода. Кнопкой S8 (“P”) задается в цикле один из трех режимов работы: “Режим №1”, “Режим №2” или “Режим №3”. После Режимы №3 включается Режим №1. Элемент “1” индикатора HG1 включен при работе в Режиме №1, элемент “2” – при работе в Режиме №2, а элемент “3” – в Режиме №3. На 4-разрядном дисплее (сдвоенные цифровые индикаторы HG2, HG3) отображается вводимый код. Индикатор HG4 индицирует символы «3» (при закрытом замке) и «O» (при открытом замке).

Переключателем SA1 задается режим отображения кода на дисплее устройства. Если переключатель находится в положении “1”, то код, задаваемый с клавиатуры, индицируется на дисплее. Если в положении “2” (скрытый режим), то при наборе кода на дисплее в каждом разряде индицируются символы «—».

В Режиме №1 (рабочий режим) замок готов к вводу кода (если, конечно, код был предварительно записан в EEPROM). Перед набором кода на дисплее индицируется 0000. Элемент “1” индикатора HG1 включен (остальные выключены). Индикатор HG4 индицирует символ «3» (закрыто). Кнопками S1...S7 вводится 4-х разрядный код. Набранный код индицируется на дисплее. Микроконтроллер после нажатия любой из кнопок S1...S7 записывает полученный 4-разрядный код в ОЗУ и начинает сверку с кодом, записанным в EEPROM. Коды сравниваются побайтно. Если сравнение прошло успешно, микроконтроллер подает сигнал на исполнительный механизм открывания замка. На пять секунд включается элемент “4” индикатора HG1, индикатор HG4 индицирует символ «O» (открыто), а на выводе 21 устанавливается «лог. 0». Спустя пять секунд выключается элемент “4” индикатора HG1 и на

выводе 21 устанавливается «лог. 1». На дисплее снова индицируется код 0000, а индикатор HG4 снова индицирует символ «3» (закрыто).

В Режиме №2 (режим записи) осуществляется запись секретного кода в EEPROM. На дисплее индицируется код 0000. Элемент “2” индикатора HG1 включен. Индикатор HG4 индицирует символ «3». Кнопками S1...S7 вводится код. Набранный код отображается на дисплее, и записывается в EEPROM после нажатия любой из кнопок S1...S7. После записи на дисплее снова индицируется 0000.

В Режиме №3 (режим проверки записанного кода) осуществляется проверка секретного кода, записанного в EEPROM. Элемент “3” индикатора HG1 включен. Индикатор HG4 индицирует символ «3». Записанный в EEPROM код индицируется на дисплее. Понятно, что доступ к кнопке S8 и переключателю SA1 должен быть ограничен. Конструктивно это сделать не так уж и сложно.

Рассмотрим основные функциональные узлы устройства. Схема, как уже упоминалось выше, собрана на микроконтроллере DD1, рабочая частота которого задается генератором с внешним резонатором ZQ1 на 11.0592 МГц. Порт PD микроконтроллера управляет динамической индикацией, собранной на транзисторах VT1...VT5, сдвоенных, цифровых семисегментных индикаторах HG2, HG3 и одинарном цифровом индикаторе HG4. Резисторы R7...R14 – токоограничительные для сегментов индикаторов HG2... HG4. Коды для включения индикаторов при работе динамической индикации поступают в порт PC микроконтроллера. Для обслуживания клавиатуры задействован вывод 19 (PD5) DD1. Элементы шкального индикатора HG1 подключены к выводам порта PB. Резисторы R2...R5 – токо-

ограничительные для элементов индикатора HG1. Сразу после подачи питания на выводе 9 микроконтроллера через RC-цепь (резистор R1, конденсатор C3) формируется сигнал системного аппаратного сброса. На дисплее индицируется код 0000. Элемент "1" индикатора HG1 включен. Индикатор HG4 индицирует символ «3». Питательное напряжение 5V поступает на устройство с соединителя X1. Конденсатор C5 фильтрует пульсации в цепи питания +5 В. Блокировочный конденсатор C4 установлен в цепи питания DD1.

Совсем коротко о программе. Программное обеспечение микроконтроллера было разработано в среде AVR Studio. В программе используются два прерывания: Reset и прерывание от таймера T0, обработчик которого начинается с метки TIM0. При переходе на метку Reset инициализируются стек, таймер, порты, а так же флаги и переменные, используемые в программе.

Таймер T0 генерирует прерывания по переполнению (в регистре TIMSK установлен бит TOIE0). Коэффициент предварительного деления тактовой частоты таймера установлен равным 64 (в регистре TCCR0 записано число 3).

В основной программе осуществляется включение элементов индикатора HG1. Включенные элементы, как уже упоминалось выше, определяют текущий режим работы замка. В обработчике прерывания от таймера T0 осуществляется следующее:

- опрос кнопок S1...S8,
- управление динамической индикацией,
- запись секретного кода в EEPROM,
- чтение секретного кода из EEPROM,
- перекодировка двоичного числа в код семисегментных индикаторов,

- формирование временного интервала длительностью пять секунд, необходимого для включения исполнительного устройства

В ОЗУ микроконтроллера с адреса \$61 по \$70 организован буфер отображения для динамической индикации. Ниже приведено подробное распределение адресного пространства ОЗУ микроконтроллера.

\$60 – адрес начала ОЗУ микроконтроллера.

\$61...\$64 – адреса для хранения задаваемого кода открывания замка и символа «3». Эти адреса выводятся на индикацию в Режиме №1 (буфер №1).

\$66...\$69 – адреса, где хранится считываемый из EEPROM код и символ «3». Эти адреса выводятся на индикацию в Режиме №3 (буфер №2).

\$6C...\$70 – адреса, где при скрытом наборе кода хранятся символы «—» и символ

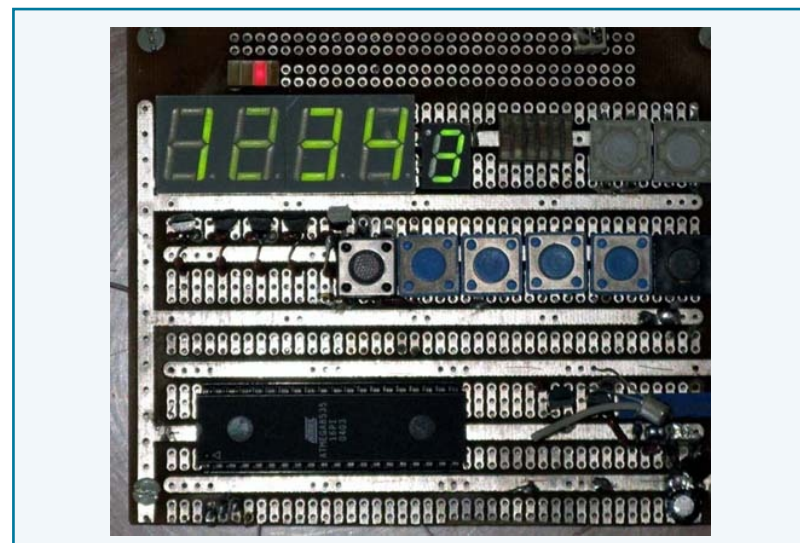


Рисунок 4. На фотографии устройство находится в Режиме №3, элемент "3" индикатора HG1 включен, индикатор HG4 индицирует символ «3».

«3». Эти адреса выводятся на индикацию в Режиме №1 (буфер №3).

Флаги, задействованные в программе, находятся в регистрах R19 (f1o) и R25 (f1o1).

Разработанная на ассемблере программа занимает порядка 1.2 КБ памяти. Разобравшись в программе, при незначительных доработках принципиальной схемы, задействовав свободные аппаратные и программные ресурсы микроконтроллера, можно, например, увеличить число разрядов в дисплее и количество кнопок, или добавить звуковую сигнализацию. Фотография платы устройства приведена на Рисунке 4.

Замок был смонтирован на макетной плате размером 100 120 мм. Применены резисторы типа С2-33Н, но подойдут любые другие с такой же мощностью рассеивания и допуском 5%. Конденсаторы С1...С4 типа К10-17а, С5 – К50-35а, соединитель Х1 типа WF-4. Конденсатор С4 устанавливается между цепью 5V и общей ibyjq микроконтроллера DD1. Для отработки макета применялся выключатель SA1 типа ВДМ3-8. Для установки в блочный корпус можно использовать, например, переключатель типа МТД3. В дисплее выделен разряд, индицирующий символы «З» и «О» (индикатор НG4). Для него выбран семисегментный инди-

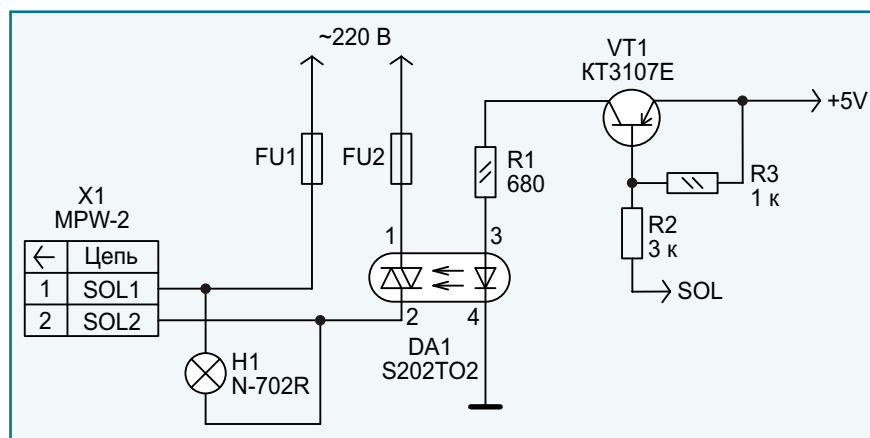


Рисунок 5. Схема включения соленоида.

катор зеленого цвета HDSP-F501. Индикаторы НG2 и НG3 типа DA56-11GWA, также зеленого цвета свечения. Подойдут любые другие индикаторы с общим анодом и приемлемой яркостью свечения.

Схема включения соленоида для втягивания ригеля (задвижки) замка приведена на Рисунке 5. (Схема подойдет для обоих замков.)

Схема построена на базе твердотельного реле S202TO2. В общем случае, схемное решение определяется конкретными параметрами исполнительного механизма.

Представленные замки не требуют никакой настройки и наладки. При правильном монтаже они начинают работать сразу после подачи на них напряжения питания. ■

Загрузки

Ассемблерные коды программ для кодовых замков



Перестраиваемый фильтр второго порядка потребляет меньше 3 мкА

Javier Solorzano, Touchstone Semiconductor

Electronic Design

Фильтры используются во многих приложениях для подавления нежелательных частотных составляющих сигналов, усиления и коррекции. Например, при исследовании частоты биения сердца в портативном и стационарном

медицинском оборудовании необходима низкочастотная фильтрация. Аналогично, переносные радиостанции должны быть способны обрабатывать тонально кодированные сигналы.

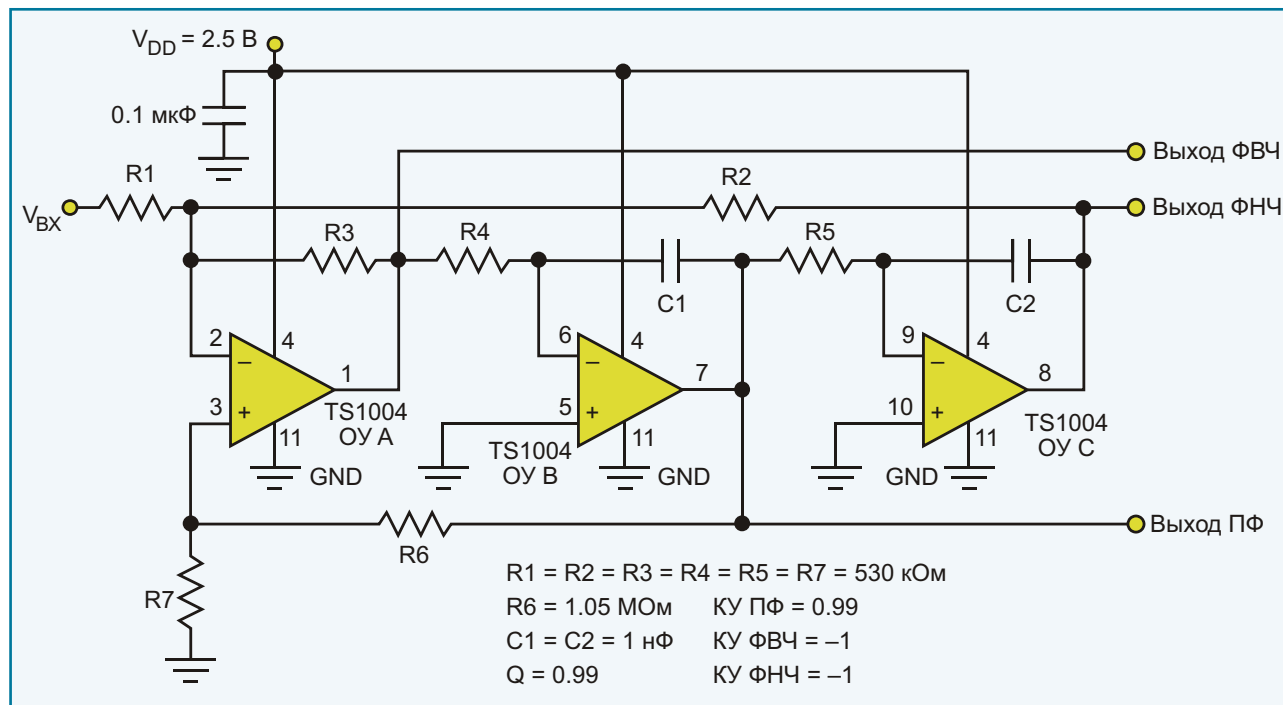


Рисунок 1. Схема перестраиваемого фильтра на счетверенном ОУ TS1004 минимизирует площадь печатной платы и сокращает энергопотребление.

В подобных приложениях, где необходим отдельный контроль добротности (Q), коэффициента усиления (КУ) и частоты среза, оказывается полезной комбинация полосового фильтра (ПФ), фильтров низких (ФНЧ) и высоких частот (ФВЧ). Для решения этой задачи можно использовать перестраиваемый фильтр, собранный на трех микромощных операционных усилителях (ОУ), содержащихся в

одной интегральной микросхеме счетверенного ОУ, ток потребления которого будет менее 3 мкА.

На Рисунках 1 и 2 показана принципиальная схема и частотные характеристики перестраиваемого фильтра на ОУ. В схеме использован микромощный счетверенный ОУ TS1004 компании Touchstone Semiconductor.

Перестраиваемый фильтр позволяет независимо выбирать добротность, КУ в полосе пропускания и частоту среза. Схема фильтра одновременно имеет выходы ФНЧ, ФВЧ и ПФ. Коэффициент усиления каждого фильтра устанавливается независимо. При этом КУ секции ПФ совпадает со значением полной добротности перестраиваемого фильтра. Для расчета схемы использовались Уравнения (1) – (4), где $R = R1 = R2 = R3 = R4 = R5 = R7 = 530 \text{ кОм}$, $R6 = 1.05 \text{ МОм}$.

Добротность фильтра Q

$$\text{КУ секции ПФ} = \frac{R}{3R} \quad (1)$$

Частота среза секций ФНЧ и ФВЧ:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R4 \cdot C1 \cdot R5 \cdot C2}} \quad (2)$$

$$= \frac{1}{2\pi \sqrt{530 \text{ кОм} \cdot 1 \text{ нФ} \cdot 530 \text{ кОм} \cdot 1 \text{ нФ}}} = 300 \text{ Гц}$$

$$\text{КУ секции ФНЧ} = \frac{R2}{R1} = \frac{530 \text{ кОм}}{530 \text{ кОм}} = 1 \quad (3)$$

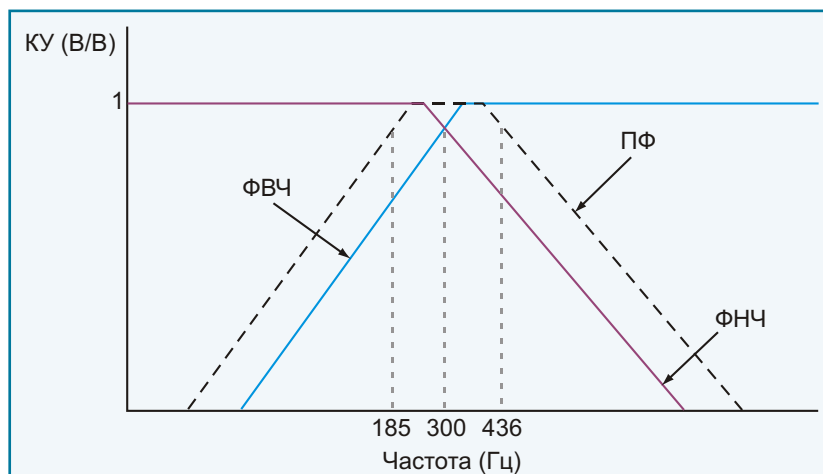


Рисунок 2. Частотные характеристики перестраиваемого фильтра с выходами ФНЧ, ФВЧ и ПФ.

$$\text{КУ секции ФВЧ} = \frac{R3}{R1} = \frac{530 \text{ кОм}}{530 \text{ кОм}} = 1 \quad (4)$$

Подставляя номиналы элементов, указанные на Рисунке 1, в Уравнения (1) – (4), получим, что секции ФНЧ и ФВЧ имеют КУ приблизительно –1, а секция ПФ имеет КУ около 0.99. Полная добротность схемы также равна 0.99. Частота среза секций ФНЧ и ФВЧ около 300 Гц. Полоса пропускания ПФ имеет ширину около 251 Гц с границами от 185 Гц до 436 Гц.

С тремя задействованными ОУ вся схема потребляет лишь 3 мкА. Для уменьшения разброса КУ секций фильтра, добротности и частоты среза рекомендуется применять резисторы с допуском 1%. Поскольку параметр GBWP (Gain-Bandwidth Product – произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания) для усилителя TS1004 равен 4 кГц, увеличение КУ какой-либо секции фильтра приведет к соответствующему сужению полосы пропускания данной секции.

Интеграция ФНЧ, ФВЧ и ПФ в одной схеме и возможность задавать характеристики каждой секции отдельно полезны во многих при-

ложениях, в частности, в кардиомониторах, аудио эквалайзерах, устройствах тревожной сигнализации и портативных средствах связи. Перестраиваемый фильтр предоставляет гибкость совмещения секций ФНЧ, ФВЧ и ПФ в одном узле в сочетании с возможностью инди-

видуальной настройки добротности, КУ и частоты среза. Использование в схеме микро-мощного счетверенного ОУ обеспечивает комплексное и простое решение задачи фильтрации с суммарным потреблением тока всего 3 мкА. ■

Недорогое решение защищает чувствительные к перенапряжениям устройства

Girish Choudankar, Emphatec Inc., Канада

Electronic Design

С ростом быстродействия, миниатюризацией и снижением рабочих напряжений современные высокотехнологичные электронные устройства становятся все более уязвимыми к перенапряжениям. Усугубляет ситуацию то, что зачастую электроника эксплуатируется в жестких условиях, испытывая еще более тяжелые нагрузки, особенно в промышленных приложениях, где датчики подключаются к микроконтроллерам или другим логическим устройствам. Эта статья дает инженерам общее представление о проектировании схем, устойчивых к перенапряжениям.

Ключевым элементом защиты входа чувствительного устройства является ограничитель импульсных перенапряжений – супрессор (TVS диод). Простейшая схема состоит из резистора и супрессора, который поглощает импульс перенапряжения и тем самым регулирует напряжение на входе. Основная сложность заключается в правильном выборе самого супрессора.

Должным образом выбранный супрессор «невидим» для защищаемого устройства до

тех пор, пока не появится всплеск перенапряжения. Это означает, что в нормальных условиях работы такие параметры супрессора, как напряжение пробоя, постоянный обратный ток и емкость не влияют на функционирование и характеристики устройства. При возникновении импульсного перенапряжения супрессор немедленно поглощает выброс и ограничивает напряжение безопасным уровнем, определяемым напряжением ограничения (V_C), отводя опасный импульсный ток на землю.

В приведенной схеме нагрузка, которой может быть вход логического устройства, питается от 24-вольтового сигнала постоянного напряжения, которое может поступать от датчика, преобразователя или другого устройства (Рисунок 1). Сопротивление источника сигнала равно 2 Ом (резистор на схеме), а пороговое напряжение отказа защищаемого устройства – 36 В. В схеме использован TVS диод SMBJ26A, способный поглотить импульсную мощность 600 Вт. Если неисправность на линии вызовет на входе устройства перенапряжение с пиком 150 В и длительностью 10 нс,

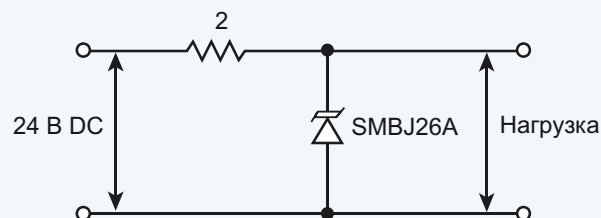


Рисунок 1. При использовании в схеме с сопротивлением источника сигнала 2 Ом только TVS диода бросок тока будет слишком большим.

супрессор должен ограничить этот импульс до уровня 36 В или меньше. Импульсный ток рассчитывается по формуле:

$$I_p = \frac{150 \text{ В} - 36 \text{ В}}{2 \text{ Ом}} = 57 \text{ А} \quad (1)$$

Супрессор поделит импульс перенапряжения между сопротивлением источника и собой. Уравнение 1 показывает, что чем выше напряжение ограничения супрессора, тем меньше выброс тока в цепи. К сожалению, результирующий ток в этом примере «сожжет» схему.

Можно использовать более мощный супрессор, но это не лучшее решение, так как с увеличением допустимой мощности TVS диода увеличивается и его стоимость. В качестве альтернативы, последовательно с сопротивлением источника можно добавить резистор небольшого номинала, эффективно снижающий импульсный ток, рассеиваемую супрессором мощность, стоимость схемы и ее размеры (Рисунок 2). Если допустить, что ток нагрузки невелик и равен 10 мА, падение напряжения на сопротивлении 20 Ом должно быть:

$$V_{20\Omega} = 10 \text{ мА} \cdot 20 \text{ Ом} = 0.2 \text{ В} \quad (2)$$

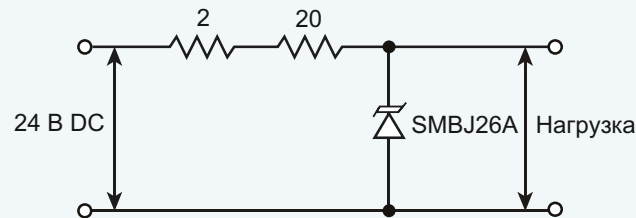


Рисунок 2. Добавление на вход устройства недорогого резистора с сопротивлением 20 Ом существенно снижает импульсный ток и рассеиваемую на супрессоре мощность.

Импульсный ток будет равен:

$$I_p = \frac{150 \text{ В} - 36 \text{ В}}{22 \text{ Ом}} = 5.2 \text{ А} \quad (3)$$

Резистор снижает выброс тока более чем в 10 раз. А значит, в схеме можно использовать маломощный супрессор. При этом возникающий импульсный ток меньше максимально допустимого импульсного тока выбранного TVS диода. Импульсное напряжение ограничения супрессора равно:

$$V_C = V_{C(\max)} - V_{BR} = \frac{I_p}{I_{PP(\max)}} \cdot V_{BR} \quad (4)$$

Согласно спецификации на SMBJ26A, максимальное импульсное напряжение ограничения $V_{C(\max)} = 42.1 \text{ В}$,

максимальное напряжение пробоя $V_{BR(\max)} = 31.9 \text{ В}$,

максимальный импульсный ток $I_{PP(\max)} = 14.3 \text{ А}$.

Используя эти значения и значение тока I_p из Уравнения 3, подстановкой в Уравнение 4 получим напряжение ограничения супрессора $V_C = 35.5 \text{ В}$.

Таким образом, напряжение ограничения несколько ниже порогового напряжения при температуре 25 °С. Для более высоких температур следует учитывать отклонения параметров от допустимых значений (устанавливаются по графикам спецификации на данный TVS диод). Мощность, рассеиваемая на резисторе с сопротивлением 20 Ом в нормальном режиме, равна:

$$V_{20\text{ Ом}} = 20\text{ мА}^2 \cdot 20\text{ Ом} = 8\text{ мВт} \quad (5)$$

Следовательно, при указанных характеристиках импульса перенапряжения можно использовать углеродный композитный резистор с мощностью рассеивания 0.125 Вт. Включенный последовательно, этот небольшой резистор радикально улучшает условия работы супрессора и мало влияет на стоимость устройства. ■



РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Скоро новые
тематические номера:

- ▶ аудио
- ▶ автоэлектроника
- ▶ аккумуляторы и зарядные устройства

Если Вам небезразличны эти темы
или Вы являетесь носителем
передовых знаний в других областях
электроники и готовы их
популяризировать -

приглашаем к сотрудничеству!

ДЛЯ ЗАМЕТОК

1. www.decima.ru - Системы видеонаблюдения, клеммы WAGO, измерительное оборудование Testboy, ручной инструмент Jokari.
2. www.datasheet.ru - Поиск даташитов от Google (только сайты производителей!)
3. www.rlocman.ru/comp/shop.html - Цены: от транзистора до осциллографа, прайс-листы лучших дистрибьюторов.
4. www.rlocman.ru/pr/ - Описания и сравнение параметров большой базы измерительного оборудования.

ДЛЯ ЗАМЕТОК

Журнал РАДИОЛОЦМАН

Главный редактор:

А. Николаев

Над номером работали:

А. Грицаенко
В. Колесник
С. Муратчаев
А. Николаев
М. Русских
В. Чистяков

Обложка:

А. Кравчук

Директор:

С. Муратчаев

Оформление подписки:

www.rlocman.ru/magazine

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

декабрь 2012

ОГЛАВЛЕНИЕ

НОВОСТИ

Linear Technology выпустила восьмиканальные конфигурируемые понижающие DC/DC преобразователи для многоканальных систем питания	5
Интеллектуальные светодиодные лампы iLumi прослужат 20 лет	7
XMOS расширяет семейство многоядерных микроконтроллеров	8
RFMD анонсировала высокоинтегрированный модуль предварительной обработки для приложений Smart Energy ISM диапазона	9
Touchstone Semiconductor представляет TSA7887 – 12-разрядный АЦП с частотой выборки 125 ksp/s	9
Китай создал собственный транзистор по технологии 22-нм	10
Melexis представляет LIN трансивер с интегрированным стабилизатором, удовлетворяющий всем стандартам электромагнитной совместимости	11
Linear Technology представляет супер экономичный контроллер DC/DC преобразователя	12
Vishay Intertechnology представила новый, мощный n-канальный автомобильный TrenchFET MOSFET с пониженным сопротивлением канала	14

СТАТЬИ

Микроконтроллеры с низким энергопотреблением для приложений Smart Power	17
Технический учет электроэнергии с микросхемами Texas Instruments	26
Технология изоляции помогает интегрировать системы солнечных элементов в интеллектуальные энергетические сети	33
До выпуска массовых цветных E-Ink-ридеров осталось полгода	41
Программная коррекция параметров ЦАП: THD, SNR, ENOB	43
Способы уменьшения тепловыделения в одноканальных трансформаторных конвертерах. Часть 4	48

СХЕМЫ

Кодовые замки на микроконтроллерах AVR	55
Перестраиваемый фильтр второго порядка потребляет меньше 3 мкА	65
Недорогое решение защищает чувствительные к перенапряжениям устройства	68