

Компоненты

БЮЛЛЕТЕНЬ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ
ПОЛНЫЙ СПЕКТР ПРИМЕНЕНИЙ

3/2015

- Микроконтроллеры с низким энергопотреблением на основе ферроэлектрического ОЗУ и их применение стр. 1
- Новые АЦП семейства PCM1865 для аудиосигналов. Профессиональный уровень и степень интеграции уровня переносных устройств стр. 10
- Беспроводной микрофон с интерфейсом USB стр. 15

TPS61291

Сверхмаломощный преобразователь напряжения для интеллектуальных счётчиков





**БЮЛЛЕТЕНЬ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ
ИНФОРМАЦИИ**

**ПОЛНЫЙ
СПЕКТР
ПРИМЕНЕНИЙ**

■ **Главный редактор**
Соловьёв Д.О.

■ **Редакционная коллегия**
Брызгалин А. О.
Белозор Л. В.

Совместный проект
ООО „Сканти”
и Texas Instruments, Inc.

■ Ответственность за содержание
рекламы несёт рекламодатель

■ Полное или частичное
воспроизведение материалов
допускается только
с разрешения ООО „Сканти”

■ Процессоры | Микроконтроллеры | Системы на кристалле

Фолкер Жехак (Volker Rzehak)

Микроконтроллеры с низким энергопотреблением на основе ферроэлектрического ОЗУ и их применение (s1aa502) 1

■ Интерфейсы и стандартная логика

Лео Хендраван (Leo Hendrawan)

Интерфейс начального загрузчика для MSP430 на основе LaunchPad, использующего протокол UART (s1aa535) 6

■ АЦП и ЦАП, кодеки

Энтони Калабрия (Anthony Calabria)

Обнаружение отсоединения электродов в системах снятия ЭКГ (sbaa196) 11

■ Беспроводные коммуникации

Майкл Бёрнс (Michael Burns)

Беспроводной микрофон с интерфейсом USB (swra368) 18

■ Управление питанием

Иль Хан Ким (Il Han Kim), Ананд Дабак (Anand Dabak), Девид Райкен (David Rieken) и Гордон Грегг (Gordon Gregg)

Оценка низкочастотного канала связи по линиям электропередач в сельской местности Северной Америки (spry203) ... 29

Крис Глейзер (Chris Glaser)

Микросхема TPS61291 может сделать ваш интеллектуальный счётчик ещё «умнее» 35

Adnaan Lokhandwala (Аднаан Лохандвала)

Недорогие обратногоходные решения для энергопотребления в режиме ожидания 10 мВт (slyt557) 37

Дэвид Бэба (David Baba)

Преимущества многофазного понижающего преобразователя (slyt449) 41

■ Реклама

Одноплатный компьютер SECOSBC-A62 5



Новые АЦП для аудиосигналов от Texas Instruments. Профессиональный уровень и степень интеграции уровня переносных устройств 10



Беспроводные модули и системы на их основе 17

CSD16570Q5B и CSD17570Q5B — силовые N-канальные полевые МОП-транзисторы NexFET™ от Texas Instruments 28

От редакции:

Все вопросы и пожелания можно адресовать на наш сайт www.scanti.com в разделе «Бюллетень «Компоненты TI» или прислать по адресу bulletin@scanti.com

Фолкер Жехак (Volker Rzehak)

Микроконтроллеры с низким энергопотреблением на основе ферроэлектрического ОЗУ и их применение

Недавно корпорация Texas Instruments анонсировала выпуск нового семейства микроконтроллеров, использующих ферроэлектрическое ОЗУ в качестве энергонезависимой памяти, — вместо flash-памяти, которая на сегодня является наиболее широко распространённой технологией программируемых энергонезависимых запоминающих устройств. В настоящей статье рассматривается технология ферроэлектрического ОЗУ и выгоды, которые встроенные приложения могут извлечь из использования таких запоминающих устройств.

Кратко описываются физические основы технологии ферроэлектрического ОЗУ. Отмечаются такие отличия и преимущества ферроэлектрического ОЗУ перед другими технологиями энергонезависимой памяти (например, flash-памятью), как низкий потребляемый ток, высокая скорость записи и большое количество циклов перезаписи. Также вводится понятие «универсальной памяти».

В статье показывается, как встроенные приложения могут выиграть от использования преимуществ технологии ферроэлектрического ОЗУ, например регистраторы данных со сверхнизким энергопотреблением и безаккумуляторные системы, получающие питание из окружающей среды.

Что такое ферроэлектрическое ОЗУ?

Аббревиатура «FRAM» означает «Ferroelectric Random Access Memory», то есть ферроэлектрическое оперативное запоминающее устройство. (Следует отметить, что существуют и другие варианты аббревиатур ферроэлектрического ОЗУ,

используемые другими компаниями, например, F-RAM или FeRAM.)

Присутствие «RAM» в этой аббревиатуре позволяет предположить, что ферроэлектрическое ОЗУ обладает рабочими характеристиками, аналогичными обычному ОЗУ (RAM). Оно позволяет осуществлять произвольный доступ к каждому отдельному биту, как для чтения, так и для записи. В отличие от ЭСППЗУ

или flash-памяти, ферроэлектрическое ОЗУ не требует особой последовательности для записи данных, а также не требует более высокого напряжения для программирования. Но при этом ферроэлектрическое ОЗУ является энергонезависимым устройством, то есть оно не теряет своё содержимое при отключении питания.

Так за счёт чего же обеспечивается энергонезависимость ферроэлектрического ОЗУ? Она обеспечивается благодаря специальному диэлектрику, который применяется в запоминающем конденсаторе: керамике, позволяющей использовать так называемый ферроэлектрический эффект.

Термин «ферроэлектрический» не означает, что в запоминающем устройстве содержится железо (химический элемент Fe), а также не подразумевает, что на запоминающее устройство могут оказывать влияние магнитные поля. На самом деле такие устройства не восприимчивы к воздействию магнитных полей.

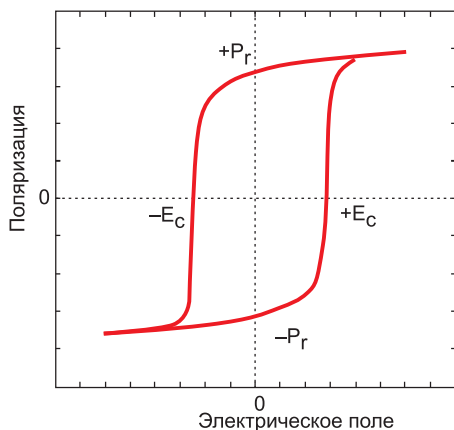


Рисунок 1. Петля гистерезиса поляризации

$Pb(Zr_xTi_{1-x})O_3$
(Цирконат-титанат свинца, PZT)

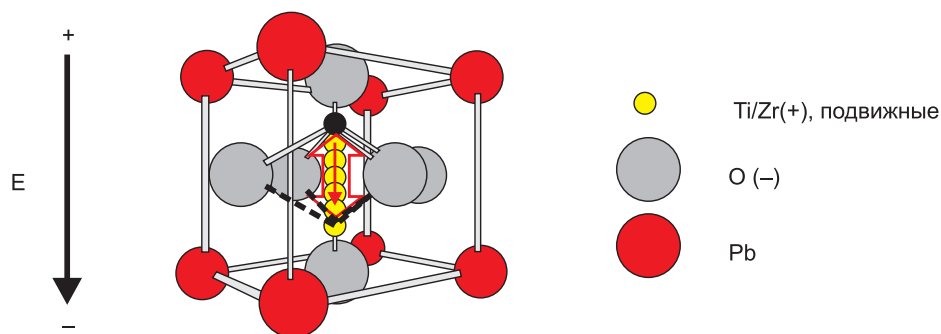


Рисунок 2. Кристаллическая решётка цирконат-титаната свинца

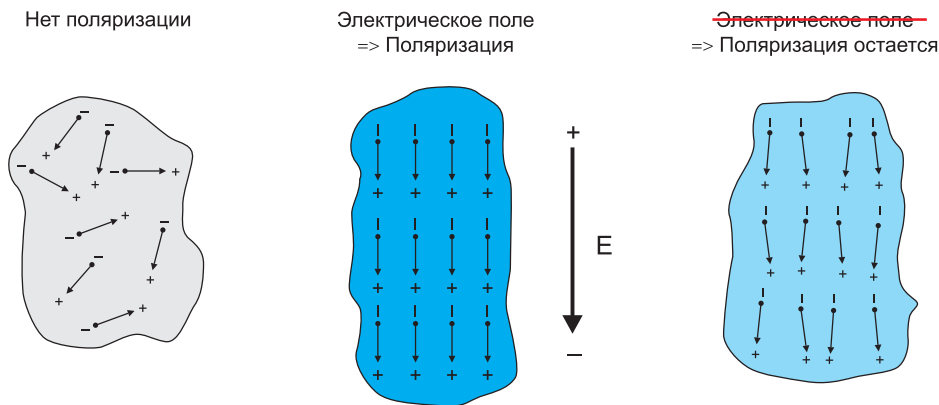


Рисунок 3. Поляризация

Этот термин появился потому, что петля гистерезиса, показанная на рисунке 1, похожа на петлю магнитного гистерезиса железа (Fe). В отличие от петли магнитного гистерезиса, петля гистерезиса ферроэлектрического ОЗУ обусловлена электрическим диполем, который образуют атомы циркония (Zr) и кислорода (O) в кристалле керамики цирконат-титаната свинца (PZT), который используется в ферроэлектрическом ОЗУ, как показано на рисунке 2.

Электрическое поле (E), воздействующее на этот материал, может вызывать его поляризацию, «перемещая» атом Zr в кристаллической решётке. Но чтобы переместиться с одной стороны (в данном случае – верхней) на другую (в данном случае – на нижнюю) сторону относительно атомов O, атом Zr должен преодолеть барьер, создаваемый атомами O. Таким образом, при увеличении напряжённости поля атом Zr постепенно приближается к атомам O, пока – при определённой напряжённости поля – он «внезапно» не выскакивает с другой стороны. Если после этого изменить направление поля на противоположное, атом Zr вновь будет сначала постепенно менять своё положение, пока не выскочит с другой стороны. Это произойдёт при той же напряжённости поля, но с противоположным знаком. Такое поведение приводит к тому, что зависимость поляризации от электрического поля имеет вид петли гистерезиса, показанной на рисунке 1.

После изготовления материала диполи, образованные атомами циркония и кислорода, поляризованы случайным образом, в результате чего общая поляризация материала –

нулевая (поляризация отсутствует). Воздействие электрического поля выстраивает диполи и приводит к появлению поляризации в направлении электрического поля. Поскольку атомы циркония занимают устойчивое положение в кристаллической решётке, поляризация остаётся даже после того, как электрическое поле исчезает.

Почему ферроэлектрическое ОЗУ? Пример применения

Преимущества микроконтроллера на основе ферроэлектрического ОЗУ далее иллюстрируются на примере регистратора данных. Обычно регистратор данных представляет собой узел датчиков, который осуществляет сбор значений различных физических величин или параметров окружающей среды, таких как температура, влажность, вибрация, давление, движение или содержание загрязняющих веществ (рисунок 4).

Ферроэлектрическое ОЗУ: универсальная память

В регистраторе данных размер программного кода, требующегося для измерения и сбора данных, может быть сравнительно небольшим по отношению к объёму памяти, который требуется для хранения самих данных. Если применение внешнего запоминающего устройства не рассматривается в качестве возможного варианта, и, таким образом, данные необходимо хранить в ОЗУ «традиционного» микроконтроллера на основе flash-памяти, потребуется приобрести устройство,



Рисунок 4. Регистратор данных

обладающее гораздо большей памятью для программ, чем требуется для выполнения функций системы. При использовании микроконтроллера на основе ферроэлектрического ОЗУ имеющуюся в распоряжении память можно разделить, выделив часть для нужд системы, и, таким образом, большая часть может быть отведена под данные, чтобы выполнить требования, предъявляемые к системе.

Эта концепция получила название «унифицированная память» (рисунок 5). Универсальная память позволяет гибко делить объём памяти между программным кодом и данными: память одного и того же типа можно использовать и для хранения данных, и для хранения программ, тогда как «традиционно» они хранятся в отдельных запоминающих устройствах: ОЗУ – для данных и flash-память или ПЗУ – для программ.



Рисунок 5. Унифицированная память

Для поддержки «унифицированной памяти» в устройствах MSP430 на основе ферроэлектрического ОЗУ производства Texas Instruments реализован блок защиты памяти (Memory Protection Unit – MPU). Этот блок позволяет, например, «защитить» от непреднамеренной записи части памяти, которые используются для хранения программ.

Количество циклов записи

Технология ферроэлектрического ОЗУ обеспечивает количество циклов перезаписи, превосходящее всё, что могут предложить другие технологии энергонезависимой памяти, как показано на рисунке 6. В случае регистратора данных это означает намного больший срок службы при меньшей сложности устройства: предположим, регистратору данных нужно сохранять один набор данных каждую секунду, и он всегда использует одни и те же адреса. Тогда срок службы такого регистратора данных, использующего flash-память, составил бы менее трёх часов (если считать, что flash-память обеспечивает 10 тыс. циклов, и разделить их на 1 цикл в секунду). Такой же регистратор данных, использующий ферроэлектрическое ОЗУ, мог бы теоретически проработать более 3 миллионов лет, если считать, что ферроэлектрическое ОЗУ обеспечивает более 10^{14} циклов записи. Для увеличения срока службы регистратора данных на основе flash-памяти потребовалось бы применить сложные алгоритмы нивелирования износа в сочетании с дополнительным объёмом flash-памяти. Алгоритмы нивелирования износа предполагают использование нескольких ячеек flash-памяти и стараются использовать их более или менее равномерно. В случае ферроэлектрического ОЗУ

нивелирование износа не требуется, что существенно упрощает систему, а также сокращает требуемый объём памяти.

Быстрая запись

Дополнительным преимуществом технологии ферроэлектрического ОЗУ является возможность быстрой записи.

При записи во flash-память для того, чтобы запрограммировать одно слово данных, требуется время от десятков микросекунд до нескольких миллисекунд (например, в случае устройства MSP430F5438A время программирования одного слова указывается в интервале от 37 до 85 мкс, в зависимости от режима программирования и условий процесса. У других микроконтроллеров иногда указывается время программирования в диапазоне 3–5 мс). В это время не входит предварительное стирание сегмента, который будет перепрограммироваться. Это предварительное стирание добавит ещё несколько миллисекунд. Кроме того, обычно во время программирования исполнение программы невозможно.

Ферроэлектрическое ОЗУ, напротив, требует всего ~100 нс для программирования одного слова данных. К тому же не требуется предварительное стирание и, ввиду быстрой записи, исполнение программы идёт практически без паузы.

Другой пример применения: выключатель освещения

Описанный ниже пример применения – это выключатель освещения, который включает свет с помощью РЧ-канала связи и получает

энергию, когда переключается. Это означает, что микроконтроллер и трансивер большую часть времени не получают питания. Поэтому все данные, которые необходимо сохранить, должны храниться в энергонезависимой памяти. Такими данными могут быть, например, параметры сети РЧ-связи. В интеллектуальном выключателе освещения с функцией регулировки может храниться дополнительная информация о состоянии.

В микроконтроллере на основе flash-памяти для записи слова потребовалась бы пара сотен нанокулон (нКл) заряда (например: $\sim 100 \text{ мкс} \times 2 \text{ мА} = 200 \text{ нКл}$), а в микроконтроллере на основе ферроэлектрического ОЗУ заряд, необходимый для программирования такого же количества битов, на два-три порядка (более чем в 100 раз) меньше (например: $\sim 100 \text{ нс} \times 4 \text{ мА} = 400 \text{ пКл}$). Таким образом, при одном и том же заряде, требуемом на переключение, в микроконтроллере на основе ферроэлектрического ОЗУ можно сохранить на постоянной основе более чем в 100 раз больше данных по сравнению с микроконтроллером на основе flash-памяти. Или же схему, получающую энергию извне, можно рассчитать так, чтобы она требовала и сохраняла меньшее количество энергии.

Конечно, этот пример применим ко всем системам, получающим питание из окружающей среды, которые могут быть отключены от питания в течение определённого времени, но должны по-прежнему сохранять значения переменных параметров.

Обратите внимание: заряд, требующийся для программирования, может быть разным у различных устройств и у разных изготовителей. Приведённые здесь цифры – это лишь пример, который используется для того, чтобы показать порядок различия.

Другие варианты применения

Микроконтроллеры на основе ферроэлектрического ОЗУ можно использовать в любых системах, где в настоящее время используются микроконтроллеры с различными

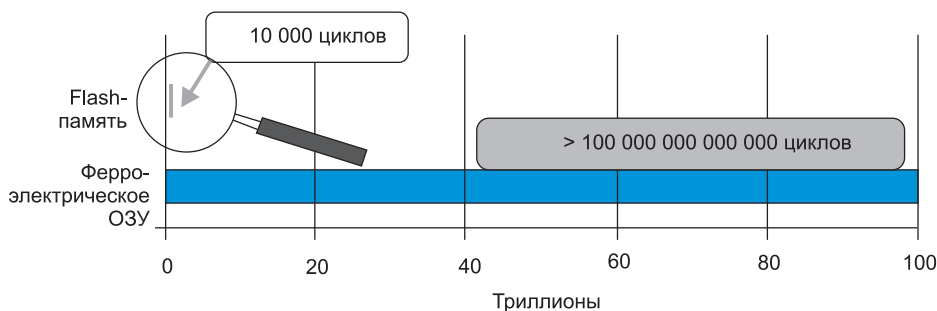


Рисунок 6. Количество циклов записи

технологиями энергонезависимой памяти, такими как flash-память или ЭСППЗУ. Однако одни системы позволяют извлечь конкретную выгоду от использования технологии ферроэлектрического ОЗУ, а в отношении других можно лишь сказать, что их тоже можно реализовать, используя ферроэлектрическое ОЗУ в качестве памяти.

Ниже перечислены ещё несколько вариантов применения или сценариев применения, для которых использование возможностей микроконтроллеров на основе ферроэлектрического ОЗУ может стать конкретным преимуществом:

- Регистраторы данных.
- Системы, получающие питание из окружающей среды.
- Системы с функцией «обновления по каналам радиосвязи».
- Замена внешнего ЭСППЗУ.

Семейство MSP430FR57xx

Помимо того, что изделия семейства MSP430FR57xx используют

встроенное ферроэлектрическое ОЗУ в качестве основной технологии памяти, они обладают рядом других уникальных характеристик, например чрезвычайно низким потребляемым током в активном режиме, ~100 мкА/МГц. Они также имеют богатый набор периферийных устройств, включая порты связи, таймеры и 10-разрядный АЦП со встроенным источником опорного напряжения (смотрите блок-схему на рисунке 7).

В семейство MSP430FR57xx входят 20 разных устройств с памятью на основе ферроэлектрического ОЗУ объёмом до 16 кбайт. Устройства выпускаются в корпусах четырёх типов, от миниатюрного 24-контактного QFN до 40-контактного QFN, а также в корпусах TSSOP с 28 и 38 контактами.

Заключение

Микроконтроллер со встроенным ферроэлектрическим ОЗУ содержит энергонезависимую память, которую можно использовать как для хране-

ния данных, так и для хранения кода программы (унифицированную память). Он обладает низким энергопотреблением, позволяет осуществлять запись быстро и обеспечивает практически неограниченное количество циклов перезаписи.

Микроконтроллеры на основе ферроэлектрического ОЗУ можно использовать почти в любой системе на основе микроконтроллеров, а их уникальные характеристики могут привести к появлению на свет новых систем, о которых в настоящее время мы и подумать не можем.

Литература

1. Страница, посвящённая ферроэлектрическому ОЗУ корпорации Texas Instruments: www.ti.com/ram
2. Общие сведения о ферроэлектрическом ОЗУ http://en.wikipedia.org/wiki/Ferroelectric_RAM
3. Технические данные MSP430FR57xx (SLAS639).
4. Технические данные MSP430F5438A (SLAS655).

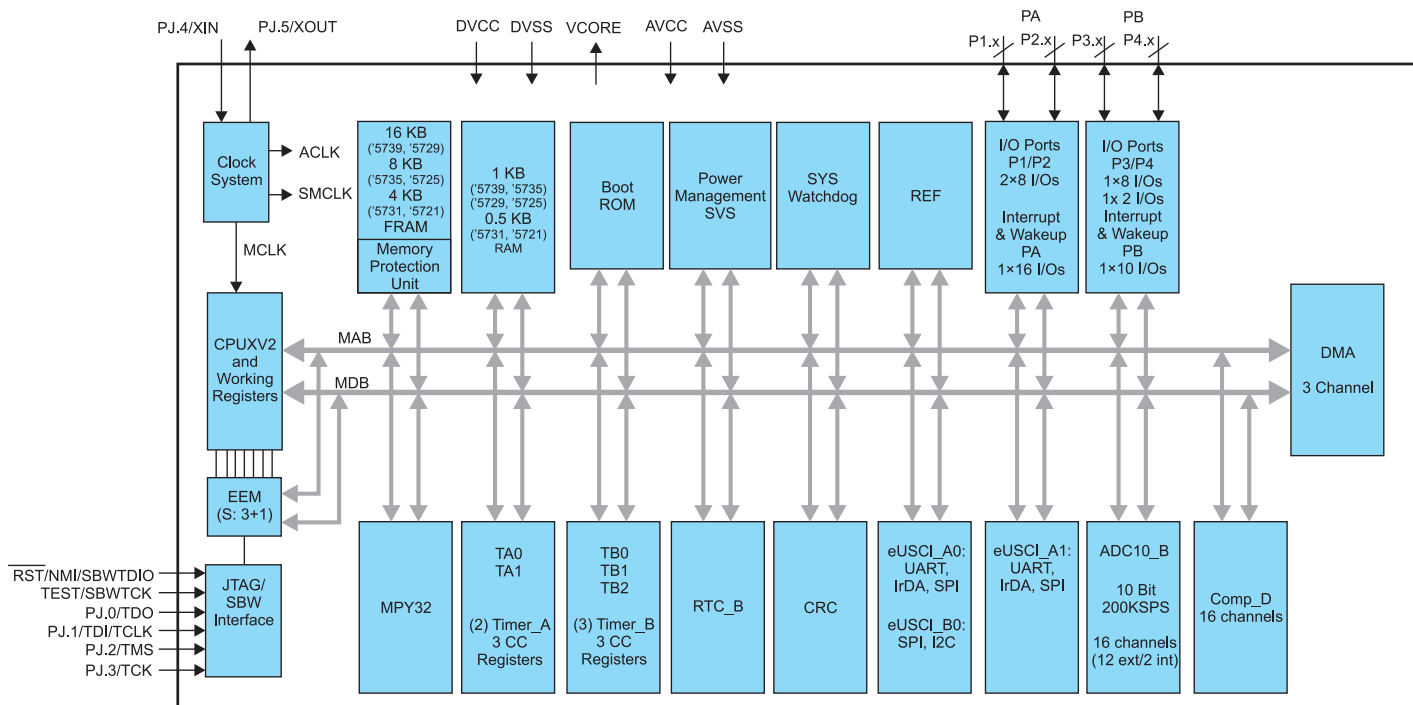
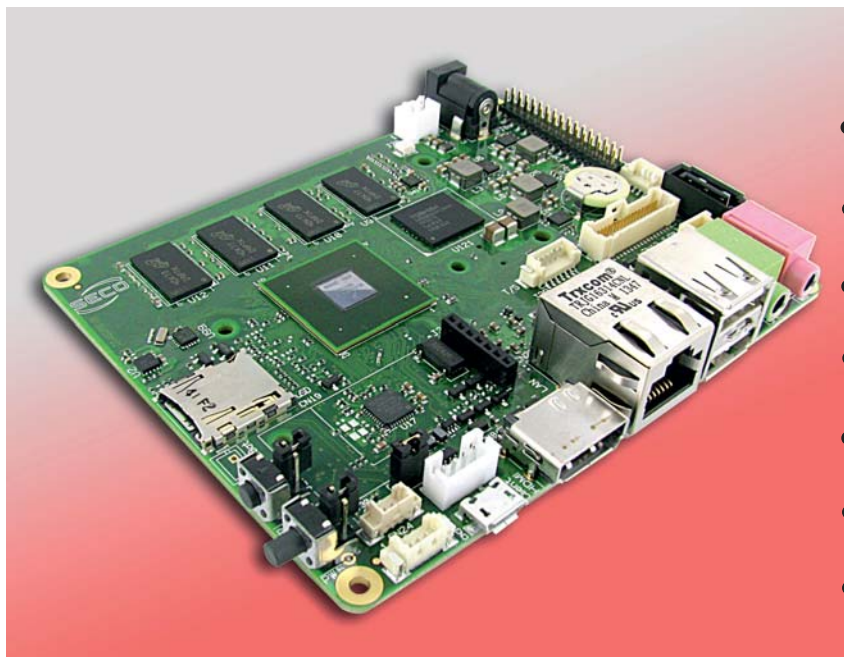


Рис. 7. Блок-схема изделия семейства MSP430FR57xx

Компания SECO запустила в серийное производство бюджетный одноплатный компьютер для производителей встраиваемых систем!



Low cost SBC

Freescale i.MX6

Energy-efficient

Flexible

IoT Gateway

High performance

Linux & Android

Компания SECO анонсировала запуск в серийное производство бюджетного одноплатного компьютера для встраиваемых систем – SECOSBC-A62

Вдохновленные успехом **OpenSource** проекта **UDOO** – который представляет собой одноплатный **Arduino**-компьютер на базе **Freescale i.MX6** и **Atmel SAM3X8E Cortex-M3** и доступен на сайте производителя по цене €84.5 за модификацию с двухъядерным процессором – инженеры и руководство компании **SECO** решили воплотить в жизнь модификацию для разработчиков промышленного оборудования. В отличие от **UDOO**, новая модификация **SECOSBC-A62** будет выпускаться как в стандартном, так и в расширенном рабочем диапазоне температур, а также гарантируется долгий срок выпуска платы в 5-7 лет. **SECOSBC-A62** выполнен на том же процессоре **i.MX6** и поддерживает все официальные и большинство неофициальных сборок ОС из сообщества **UDOO** – что заметно упрощает и ускоряет разработку программного обеспечения. Однако, в отличие от **UDOO**, новая плата не имеет со-процессора **Atmel** и, как следствие, интерфейсов **Arduino**. Полное сравнение двух плат **UDOO** и **SECOSBC-A62** приведено на сайте производителя и доступно по следующей ссылке: http://www.seco.com/sites/seco.com/files/udoo-sbc/differences_UDOO_SECOSBC-A62.pdf

Из наиболее интересных особенностей новой платы хочется отметить возможности конфигурирования последовательных портов, включая TTL, RS-232, полный RS-485 и CAN-интерфейсы. Стоимость платы ожидается от \$98 долларов в младшей конфигурации при заказе на сайте производителя.

ООО “Сканту” – официальный
дистрибьютор компании SECO в России!

Сканту



Лео Хендраван (Leo Hendrawan)

Интерфейс начального загрузчика для MSP430 на основе Launchpad, использующего протокол UART

В статье описывается реализация недорогого интерфейса начального загрузчика (BSL) для микроконтроллера MSP430 на основе LaunchPad™, использующего протокол UART. Целью этой разработки является внедрение устройств MSP430 Value Line, имеющих менее двух модулей последовательного интерфейса, в качестве моста между программным инструментом начальной загрузки BSL Scripter и устройством MSP430, куда осуществляется загрузка. Дополнительные материалы по проекту и исходный код программы, относящиеся к данной статье, можно загрузить с сайта: www.ti.com/lit/zip/slaa535.

Введение

Начальный загрузчик MSP430

Начальный загрузчик (BSL) микроконтроллера MSP430 — это программа, которая встроена в устройства MSP430 для считывания и изменения содержимого памяти MSP430 и которую можно использовать для изменения встроенного программного обеспечения. Большинство устройств MSP430 имеют возможность досту-

па к UART BSL через интерфейс UART. Исключение составляют устройства MSP430 с интерфейсом USB, которые имеют встроенную программу USB BSL [1].

UART BSL

Программу UART BSL можно вызвать, подав специальную входную последовательность сигналов BSL на контакты RST и TEST (в случае устройств, в которых контакты ин-

терфейса JTAG объединены с другими контактами) или на контакт TCK (в случае устройств, имеющих отдельные контакты JTAG). Входная последовательность сигналов BSL будет разной для устройств MSP430, в которых контакты JTAG объединены с контактами другого назначения, и устройств, имеющих специально выделенные контакты JTAG. Отличия входных последовательностей сигналов BSL для этих двух типов устройств отражены на рисунках 1 и 2.

Кадры данных протокола UART BSL принципиально различны в случае BSL на основе ПЗУ и BSL на основе flash-памяти. Программа BSL на основе ПЗУ доступна в устройствах 1xx, 2xx и 4xx, а BSL на основе flash-памяти имеется в устройствах 5xx и 6xx. Подробнее о протоколе BSL обоих типов программного обеспечения BSL в [2].

Универсальный асинхронный приёмопередатчик (UART)

Универсальный асинхронный приёмопередатчик (UART) — это стандарт последовательной связи, который широко используется во встроенных системах. Поскольку данные передаются последовательно и асинхронно (без всякого тактового сигнала), и приёмная, и передающая стороны вынуждены использовать одинаковые настройки скорости передачи данных (обычно она определяется как скорость передачи в бодах), количества битов данных и использования бита чётности. Стандартный кадр UART показан на рисунке 3.

По умолчанию линия связи UART находится в состоянии отсутствия передачи, имея логический уровень

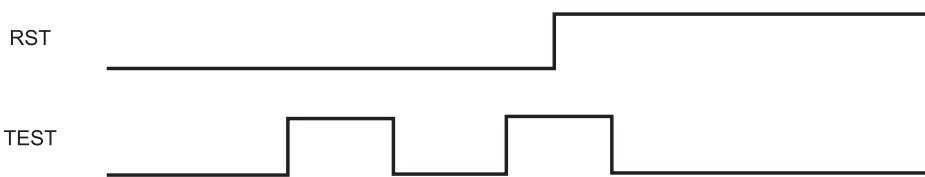


Рисунок 1. Входная последовательность сигналов BSL для устройств с контактами JTAG, объединёнными с другими контактами

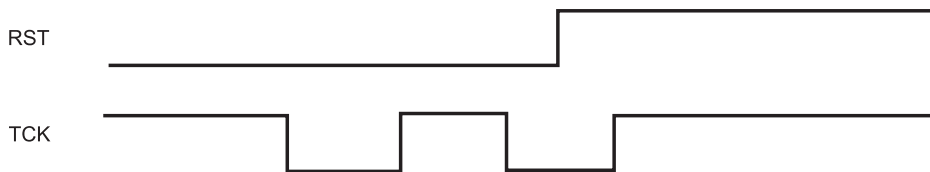


Рисунок 2. Входная последовательность сигналов BSL для устройств со специально выделенными контактами JTAG

«ВЫСОКИЙ». Обычно сигналом СТАРТОВОГО бита является первый переход из состояния «ВЫСОКОГО» логического уровня в состояние «НИЗКОГО» логического уровня. После передачи СТАРТОВОГО бита передаются биты данных. В большинстве систем данные отправляются в формате с прямым порядком байтов (первым следует младший байт), а битов данных может быть 7 или 8. Перед СТОПОВЫМ битом может, при необходимости, отправляться бит чётности для проверки кадра. Наконец, СТОПОВЫЙ бит обозначает конец кадра UART, представляя собой переход из состояния «НИЗКОГО» логического уровня в состояние «ВЫСОКОГО» логического уровня.

СТАРТОВЫЙ БИТ	Бит данных 0	Бит данных 1	Бит данных N	Бит чётности	СТОПОВЫЙ БИТ
---------------	--------------	--------------	-------	--------------	--------------	--------------

Рисунок 3. Кадр UART

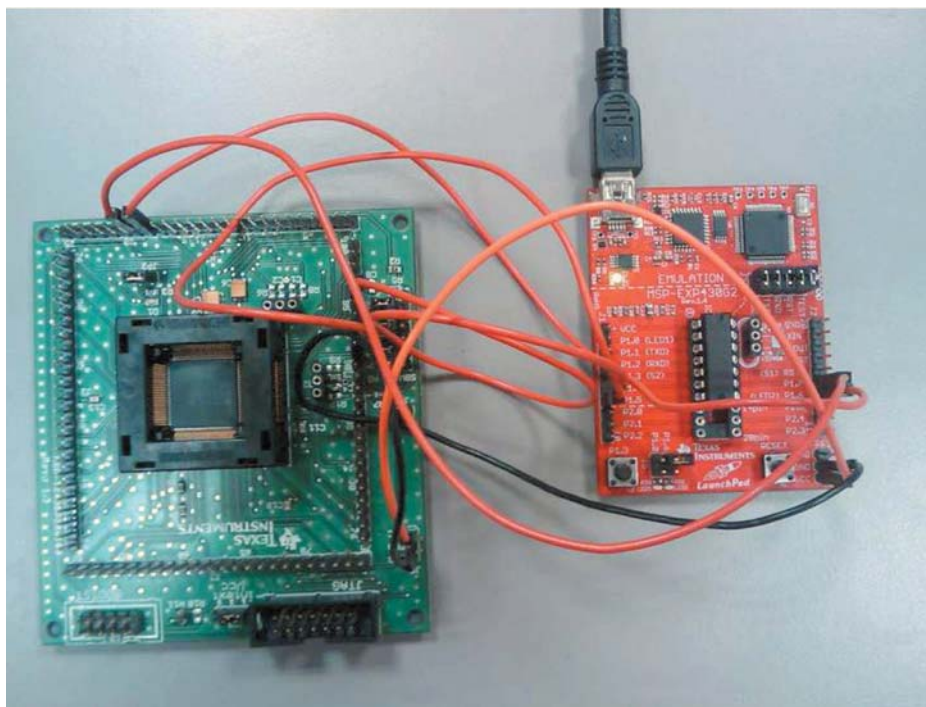


Рисунок 4. Испытательная установка для интерфейса UART BSL на основе Launchpad

Комплект разработчика MSP-EXP430G2 Launchpad

Комплект разработчика MSP-EXP430G2, известный под названием «Launchpad», – это недорогой комплект разработчика устройств MSP430G2xxx Value Line. Комплект разработчика имеет встроенный эмулятор интерфейса USB, который также можно использовать в качестве интерфейса UART (COM-порта) со скоростью передачи данных 9600 бод.

нее 15 мкс), в качестве устройства MSP430 в комплекте разработчика MSP-TS430PZ5x100, куда осуществляется загрузка. На рисунке 4 показана испытательная установка, представляющая собой соединение плат Launchpad и MSP-TS430PZ5x100.

ром работает программа BSL Scriptor, платой MSP-EXP430G2 Launchpad и устройством MSP430, куда осуществляется начальная загрузка; в данном случае это MSP430F5438A на плате MSP-TS430PZ5x100.

Реализация

В статье рассматривается микроконтроллер MSP430G2231 на плате MSP-EXP430G2 Launchpad и микроконтроллер MSP430F5438A, версии E, имеющий ошибку SYS10 (время между импульсами на контактах TEST и TCK должно быть ме-

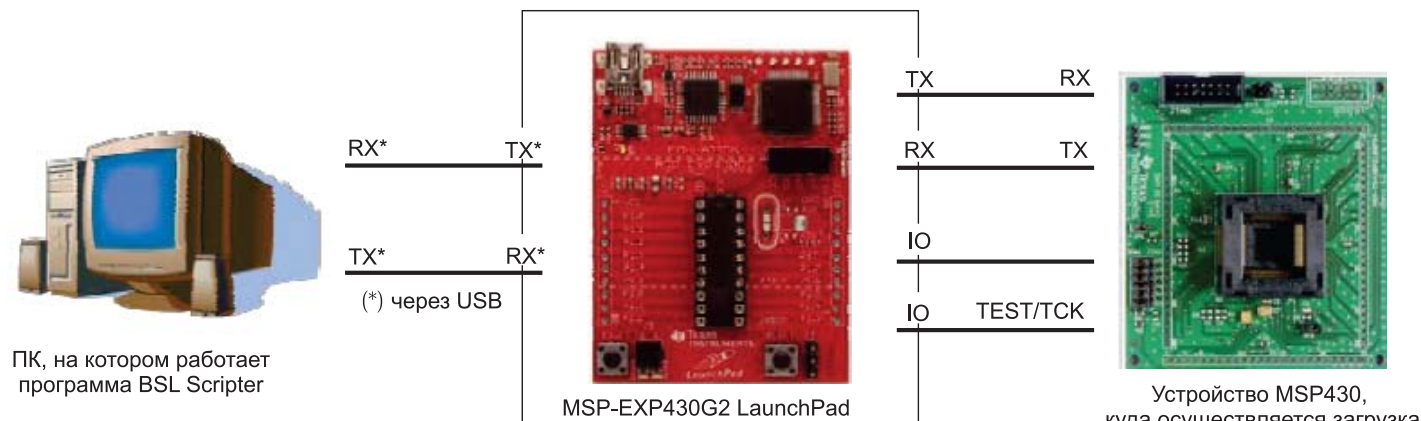
Аппаратная реализация

Подключение аппаратного обеспечения

На рис. 5 показано типовое аппаратное соединение между ПК, на кото-

Назначение контактов

Эта реализация системы требует использования всех контактов порта 1 (P1) микроконтроллера MSP430G2231. Помимо шести контактов, показанных на рисунке 5, в Launchpad есть два других контакта,



ПК, на котором работает программа BSL Scriptor

Устройство MSP430, куда осуществляется загрузка

Рисунок 5. Типовое аппаратное подключение интерфейса BSL на основе Launchpad

Таблица. Назначение контактов MSP430G2231

Контакт GPIO	Назначение
P1.0	Входной контакт для типа входной последовательности BSL. Высокий логический уровень на входе означает, что устройство, куда осуществляется загрузка, имеет контакты JTAG, объединённые с другими контактами, низкий логический уровень означает устройство со специально выделенными контактами JTAG
P1.1	Контакт передачи UART в ПК (подключается к контакту UART RX (приём) в ПК)
P1.2	Контакт приёма UART от ПК (подключается к контакту UART TX (передача) в ПК)
P1.3	Вход кнопки для формирования входной последовательности BSL
P1.4	Подключение контакта RST к устройству MSP430, куда осуществляется загрузка, для формирования входной последовательности BSL
P1.5	Подключение контакта TEST и TCK к устройству MSP430, куда осуществляется загрузка, для формирования входной последовательности BSL
P1.6	Контакт приёма UART от устройства MSP430, куда осуществляется загрузка (подключается к контакту BSL TX (передача) в устройстве MSP430, куда осуществляется загрузка)
P1.7	Контакт передачи UART в устройство MSP430, куда осуществляется загрузка (подключается к контакту BSL RX (приём) в устройстве MSP430, куда осуществляется загрузка)

которые нужны для реализации интерфейса BSL. Один контакт используется для определения типа устройства MSP430, куда осуществляется загрузка, указывая, является ли оно устройством, в котором контакты JTAG объединены с другими контактами, или же устройством со специально выделенными контактами JTAG. Другой контакт, который подключается к кнопочному выключателю на плате, используется в качестве входа для формирования входной последовательности BSL. Изначально программа BSL Scriptor использовала контакты DTR и RTS для формирования входной последовательности BSL в устройстве MSP430, куда осуществляется загрузка.

Но эти контакты не доступны в UART-соединении комплекта разработчика MSP-EXP430G2 Launchpad, поэтому необходимо использовать другой вход, чтобы заставить MSP430G2231 на плате Launchpad формировать входную последовательность BSL для устройства MSP430, в которое осуществляется загрузка. В таблице указано назначение контактов ввода/вывода общего назначения (GPIO) MSP430G2231.

Программное обеспечение

Технология мостового соединения

Как указано в аннотации, цель данной работы заключается в реализации интерфейса BSL, который

служит мостом между интерфейсом UART ПК, на котором работает программный инструмент BSL Scriptor, и устройством MSP430, куда осуществляется загрузка, при этом устройство MSP430 имеет менее двух последовательных интерфейсов.

Поэтому в данном случае не используется механизм передачи с промежуточным накоплением, когда MSP430 на плате Launchpad принимает данные байт за байтом, а затем отправляет их на противоположную сторону. Вместо этого используется механизм прерываний GPIO, когда приёмные контакты настраиваются как входные с прерыванием для управления соответствующими контактами передачи, настроенными как

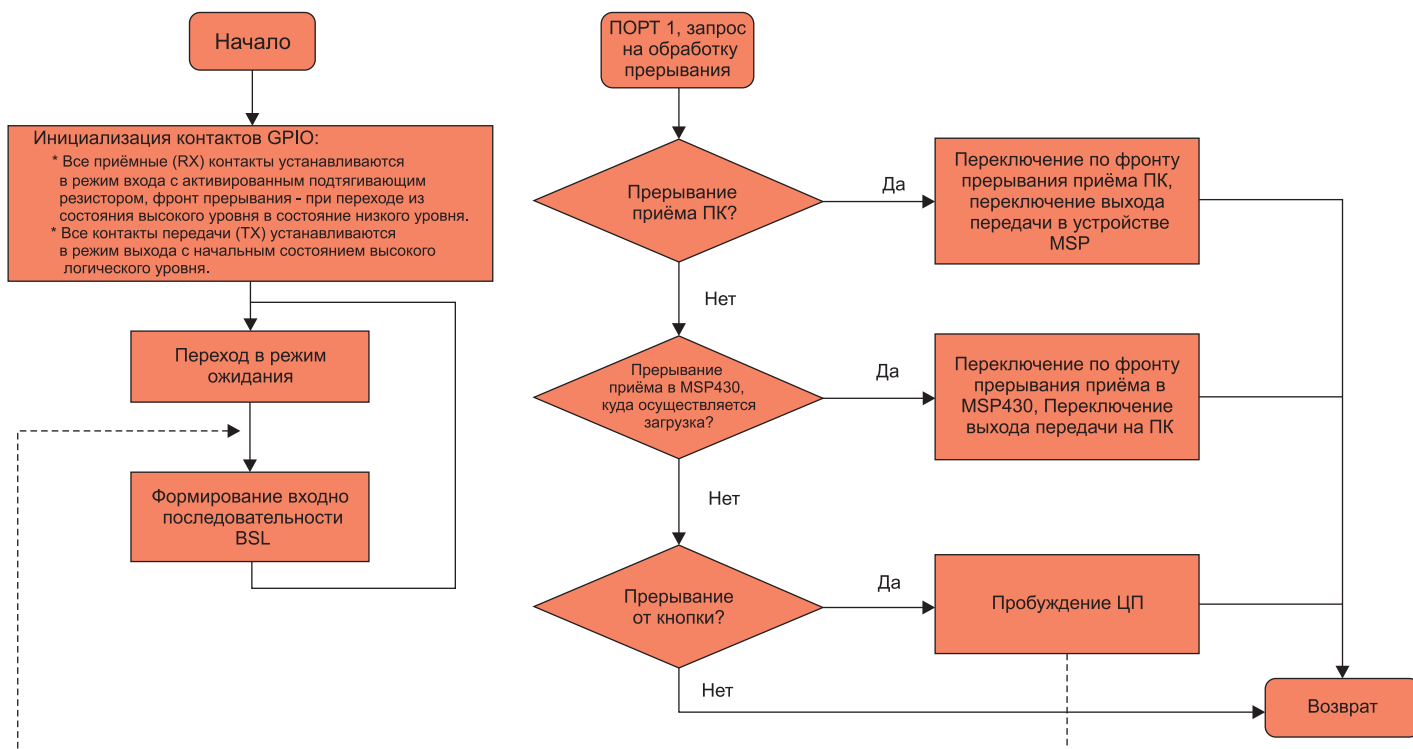


Рисунок 6. Блок-схема реализации программного обеспечения интерфейса BSL на основе Launchpad

выходные, в соответствии с логическим состоянием входного контакта.

Чтобы лучше понять этот механизм, смотрите следующий раздел, где показана блок-схема реализации программного обеспечения.

Блок-схема

Реализация программного обеспечения интерфейса BSL на основе Launchpad показана на рисунке 6.

Использование интерфейса BSL на основе Launchpad

При использовании интерфейса BSL на основе Launchpad необходимо учитывать несколько аспектов:

- Для правильной работы необходимо снять переключки J5, соединяющие контакты P1.0 и P1.6 со встроенными светодиодами платы.
- По умолчанию программный инструмент BSL Scriptor использует линии DTR и RTS для формирования входной последовательности BSL. В UART-соединении MSP-EXP430G2 эти линии не предусмотрены, поэтому необходимо нажать переключатель S2 перед запуском программы BSL Scriptor, чтобы сформировать входную последовательность BSL.
- UART-соединение MSP-EXP430G2 работает только со скоростью

передачи данных 9600 бод. Поэтому невозможно запустить BSL Scriptor со скоростями передачи данных, отличающимися от 9600 бод.

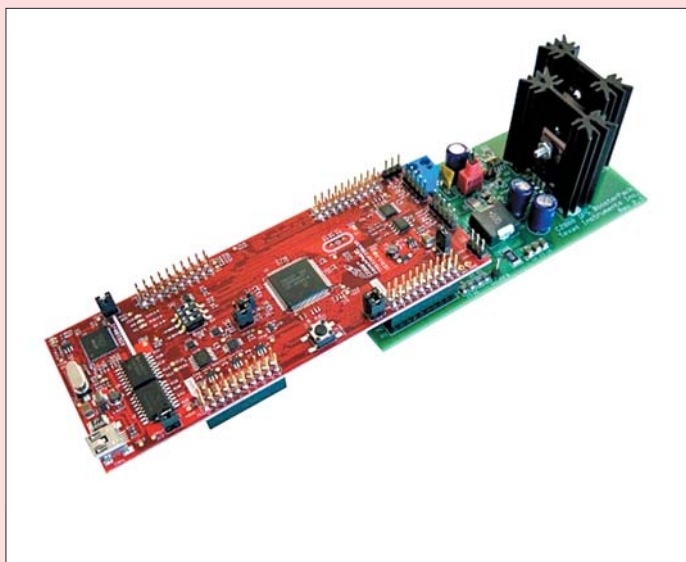
Литература

1. wiki-страница BSL (MSP430): BSL (MSP430) wiki.
2. Руководство пользователя по программированию MSP430 с помощью начального загрузчика (SLAU319).
3. Руководство пользователя по семейству MSP430x5xx/MSP430x6xx (SLAU208).

НОВОСТИ

Ускорьте свои разработки с микроконтроллерами C2000™ Delfino™ от TI

Первый комплект для разработки C2000™ Delfino™ LaunchPad от TI делает высокопродуктивные разработки для цифрового управления более доступными.



Самая последняя отладочная плата C2000™ LaunchPad обеспечивает беспрецедентную скорость и интеграцию сложных аналоговых периферийных устройств и устройств для управления, а также совместимость с модулем BoosterPack менее чем за \$30*.

Основанная на 32-разрядном микроконтроллере TMS320F28377S от TI, новая отладочная плата LaunchPad обеспечивает более высокие уровни продуктивности по сравнению с существующими отладочными платами семейства C2000™ LaunchPad. Отладочная плата Delfino LaunchPad подключается к модулям Motor Drive BoosterPack и Digital Power BoosterPack для полной разработки приложений.

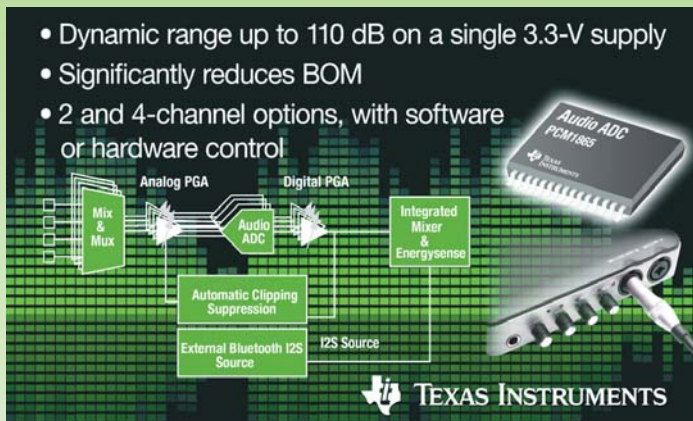
Основные характеристики:

- Мощный микроконтроллер F28377S с производительностью 200 МГц, усиленный новыми встроенными ускорителями TMU и VCU.
- 40 двойных штыревых разъёмов позволяют подключиться к двум модулям BoosterPack.
- Встроенный изолированный эмулятор XDS100 JTAG обеспечивает внутрисистемное программирование и отладку через USB в режиме реального времени.
- Бесплатная неограниченная версия последней интегрированной среды разработки (IDE) Code Composer Studio™.
- Бесплатная загрузка программного обеспечения controlSUITE™ с примерами, библиотеками, прикладными программами и многое другое.

* цена действительна на территории США.

www.ti.com

Новые АЦП семейства PCM1865 для аудиосигналов. Профессиональный уровень и степень интеграции уровня переносных устройств



TI представила семейство из шести высокоэффективных АЦП для аудиосигналов. Обладающие динамическим диапазоном в 110 дБ, устройства семейства PCM1865 реализуют функциональные возможности, характерные для кодеков аудиосигналов переносных устройств, обеспечивая при этом разработчикам такой уровень рабочих характеристик, который ранее достигался только в специальных профессиональных АЦП для аудиосигналов. Питаясь от единственного источника с напряжением 3,3 В, АЦП для аудиосигналов семейства PCM1865 снимает традиционную необходимость в выделенной аналоговой шине питания с напряжением 5 В, открывая возможность создания меньших по размерам и более эффективных систем. Каждое устройство этого нового семейства решает множество проблем разработки на уровне системы, включая собственный шум и шум «земли», чувствительность к уровню входного сигнала и ослабление сигналов – и всё это в одном-единственном устройстве. Такая интеграция особенно выгодна для окончного оборудования, например персональных компьютеров, звуковых панелей, аудио док-станций, громкоговорителей Bluetooth®, охранных видеосистем и автомобильного информационно-развлекательного оборудования, включая дополнительно устанавливаемые в автомобили головные устройства, усилители и системы активного подавления помех.

Основные преимущества семейства PCM1865:

- Гибкость с точки зрения проектирования: семейство PCM1865 состоит из шести микросхем, совместимых на уровне выводов, которые реализуют двух- и четырёхканальные программно и аппаратно управляемые варианты преобразователей.
- Большой динамический диапазон: три из шести устройств семейства PCM1865 способны обеспечивать

динамический диапазон до 110 дБ. Ни один из имеющихся на рынке АЦП для аудиосигналов не может обеспечить такой динамический диапазон при единственном источнике питания напряжением 3,3 В.

- Улучшение соотношения «сигнал/шум» (с/ш): подерживая уровни высокого входного напряжения до 2,1 В (среднекв.), устройства оптимизируют качество аудиосигнала и позволяют получить более высокое отношение «сигнал/шум». Кроме того, функция автоматического подавления/ограничения шума, реализованная в программно управляемых устройствах, помогает разработчикам оптимизировать чувствительность входа, чтобы получить максимальное значение «с/ш».
- Упрощение системы: новые АЦП для аудиосигналов способны обеспечивать такие же рабочие характеристики, что и конкурирующие решения, но при этом позволяют исключить до 20 элементов схемы. Эти устройства объединяют в себе фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ) для формирования тактовых сигналов, усилитель с программируемым коэффициентом усиления и универсальную входную часть, которая поддерживает различные входные сигналы – от низкоуровневых микрофонных до дифференциальных входных сигналов с напряжением до 4,2 В (среднекв.). Разработчики могут легко сконфигурировать несимметричные и дифференциальные входы для подавления фоновых шумов и шумов заземления.
- Устройства помогают выполнить обязательные требования к низкому энергопотреблению в режиме ожидания: внедрение технологии Energysense от TI, патентная заявка на которую в настоящее время находится на рассмотрении, помогает разработчикам выполнить эксплуатационные требования, установленные директивой ЕС по экологичному проектированию. С помощью вспомогательного АЦП, реализованного на кристалле, разработчики могут легко устанавливать пороговые значения перехода в режим ожидания и выхода из него, что может помочь оборудованию в достижении уровней энергоэффективности, установленных в этой директиве ЕС.
- Малый размер для систем с пространственными ограничениями: устройства выпускаются в тонких малогабаритных корпусах типа TSSOP размером 7,8×4,4 мм, уменьшение размера по сравнению с конкурирующими устройствами составляет до 45%.

www.ti.com

Энтони Калабрия (Anthony Calabria)

Обнаружение отсоединения электродов в системах снятия ЭКГ

В статье описываются различные варианты реализации функции обнаружения отсоединения электродов в системах снятия электрокардиограмм (ЭКГ), а также встроенная реализация этих функций в семействе устройств ADS1x9x. Основная цель статьи – дать общее описание функционирования механизмов обнаружения отсоединения электродов и предложить ответы на вопросы и решения проблем, с которыми часто сталкиваются разработчики.

Введение

Проверка отсутствия нарушения подключения электрода к пациенту – важная функция любой системы для снятия электрокардиограмм (ЭКГ). Точное измерение сигнала ЭКГ сильно зависит от проводящего тракта с низким импедансом, который соединяет тело пациента и контрольное устройство. Если имеется какое-либо

нарушение контакта между телом пациента и контрольным устройством, полученные результаты могут неточно отражать состояние здоровья пациента. Для проверки надлежащего подключения электродов используются технологии контроля (такие как обнаружение отсоединения электродов), которые незамедлительно извещают оператора об обнаружении неисправности. Можно настроить

систему на формирование аварийного сигнала при обнаружении неисправности, если электрод полностью отсоединился или если соединение слабое.

Система для снятия ЭКГ состоит из двух или более электродов, с помощью которых контролируется напряжение в одном или более отведениях. Помимо этих электродов, предназначенных для мониторинга, может быть необходим электрод потенциала правой ноги (RLD) для смещения сигналов пациента в заданную рабочую точку по постоянному току, чтобы обеспечить равенство нулевых точек отсчёта потенциала входного сигнала и системы мониторинга. Без заданного смещения постоянного тока входной сигнал ЭКГ имеет неопределённую синфазную составляющую, которая может приводить к его выходу за пределы допустимого рабочего диапазона системы. Клинические системы снятия ЭКГ не всегда рассматривают в качестве приоритета контроль состояния электродов методами обнаружения их отсоединения. Усилия разработок в этой области направлены в основном на учёт особенностей кожного покрова пациента и пути прохождения сигналов ЭКГ, чем и обосновывается потребность в обнаружении отсоединения электродов.

Подход с использованием увлажнённых электродов основан на том принципе, что кожа обладает сухим наружным слоем, являющимся диэлектриком, который требует применения гелеобразных составов и электродов, сертифицированных для использования в медицине, для того, чтобы установить надёжный

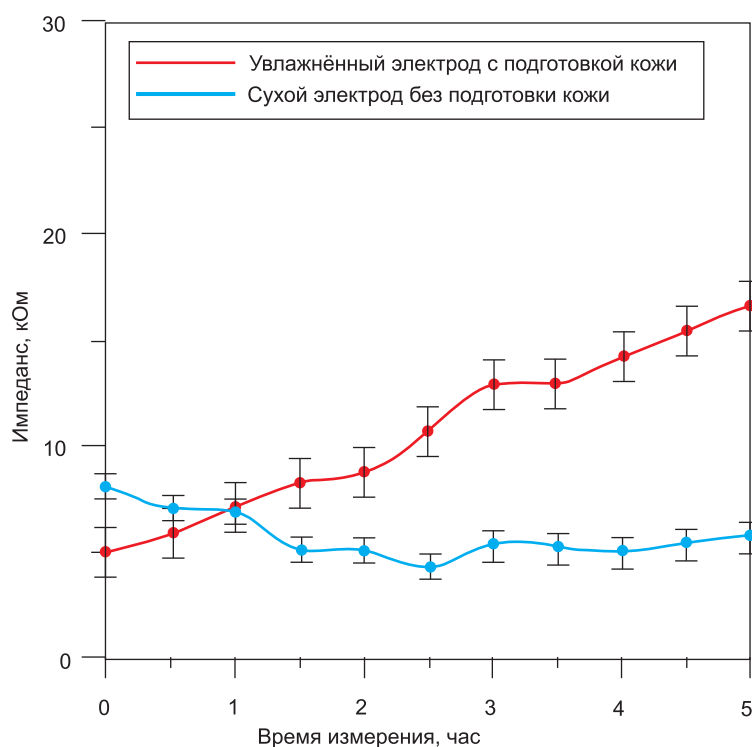


Рисунок 1. Изменение импедансов увлажнённого и сухого электродов с течением времени

проводящий контакт между пациентом и системой снятия ЭКГ. Со временем эти гели начинают высыхать (а также могут вызывать раздражение кожи), что приводит к изменению импеданса между электродом и пациентом. Между электродом и кожей могут появляться воздушные зазоры, особенно если на кожном покрове имеется волосяной покров, что вызывает увеличение последовательного импеданса в тракте входного сигнала. На рисунке 1 показано типичное изменение импеданса увлажнённого и сухого электродов за пятичасовой период, когда они подключены к пациенту. Импеданс увлажнённого электрода изменяется с течением времени более чем на 10 кОм по мере высыхания проводящего геля.

Имеется несколько цифровых решений, позволяющих обнаружить в системе снятия ЭКГ, подсоединён ли электрод или отведение. Обычно в разработках применяют решения, основанные на использовании известного сигнала возбуждения в аналоговой входной части и наблюдении, как он меняется при контакте с электродами.

Сформировать сигнал возбуждения можно, используя либо постоянный, либо переменный ток, при этом каждый из подходов имеет свои преимущества. Вне зависимости от применяемой технологии оба метода контролируют отведения двумя способами: определяя, подсоединён ли электрод, и контролируя надёжность проводящего контакта между электродом и пациентом.

Обнаружение отсоединения электродов с использованием постоянного тока

В цифровых системах снятия ЭКГ для обнаружения отсоединения электродов обычно применяются методы, использующие постоянный ток, потому что эти методы обеспечивают непрерывный контроль, оказывая незначительное воздействие на сигнал ЭКГ. Процесс контроля начинается с подачи известного сигнала постоянного тока во входную аналоговую часть системы и контроля изменений сигнала при контакте с входной на-

грузкой. Оператор может анализировать изменения сигнала, чтобы определить состояние электродов. Контроль изменения входного сигнала можно осуществить двумя путями, в зависимости от имеющегося на плате места для реализации аппаратного решения. Если места достаточно, можно подключить такие цифровые компоненты, как внешние компараторы, чтобы включать сигнал оповещения, если входной сигнал превышает установленное оператором напряжение. Если на плате нет места, можно анализировать входной сигнал в цифровой области после его преобразования аналого-цифровым преобразователем (АЦП), чтобы контролировать состояние отведения.

Широко используемыми методами обнаружения отсоединения электродов с помощью постоянного тока являются использование несложного источника постоянного тока или пассивных элементов в схемах с резистором, подтягивающим напряжение к питанию или земле. Если электроды подсоединены надлежащим образом, сигнал возбуждения оказывает минимальное влияние на сигнал ЭКГ. С течением времени проводящий контакт между пациентом и увлажнённым электродом нарушается, что приводит к тому, что

аналоговая входная часть системы снятия ЭКГ начинает ощущать увеличение входного импеданса. По мере возрастания импеданса источника сигнал возбуждения начинает доминировать на входах, подтягивая сигналы в линиях к уровням соответствующих источников питания. Если электроды полностью отсоединены, сигнал возбуждения напрямую поступает в аналоговую входную часть, указывая на факт отсоединения электрода. Использование компаратора для сравнения аналогового входного напряжения с установленным оператором уровнем контрольного напряжения позволяет формировать сигнал предупреждения, когда проводимость между пациентом и электродом выходит за рамки, установленные для данной системы снятия ЭКГ.

Реализация обнаружения отсоединения электродов с использованием постоянного тока требует, чтобы система снятия ЭКГ имела в своём составе обратный тракт для передаваемого сигнала возбуждения. Такой обратный тракт может быть образован спаренным вторичным электродом или RLD-соединением, как показано в примере, приведённом на рисунке 2. Отсутствие надлежащего замыкания контура может привести к ложному

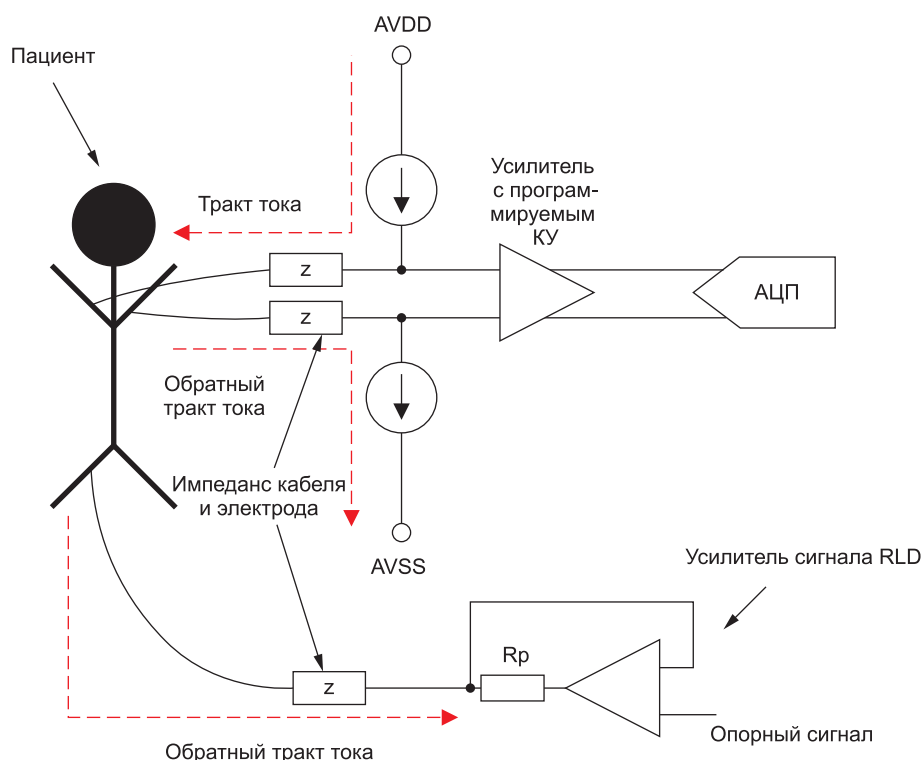


Рисунок 2. Тракт тока для обнаружения отсоединения электродов с использованием постоянного тока

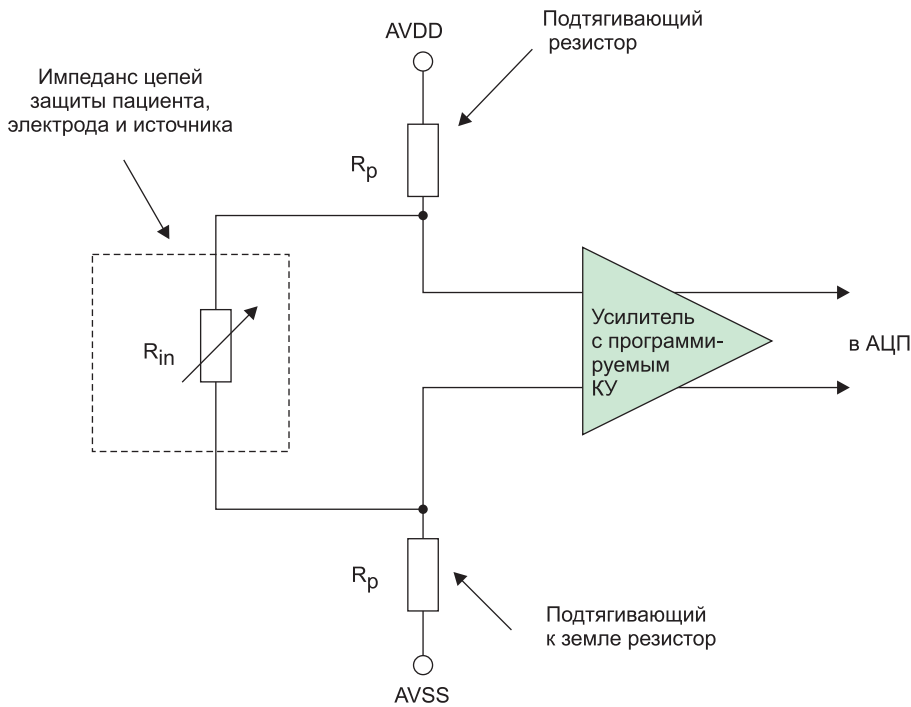


Рисунок 3. Система снятия ЭКГ, использующая подтягивающие резисторы для защиты от отсоединения электродов

обнаружению состояния электрода, потому что пациент и система контроля используют не один и тот же тракт заземления.

Влияние метода обнаружения отсоединения электродов с использованием постоянного тока на напряжение смещения

Основной вклад в погрешность смещения системы в типичных системах снятия ЭКГ вносят характеристики электродов и конструкция аналоговой входной части. В зависимости от амплитуды смещения коэффициент усиления во входном каскаде может ограничиваться, чтобы обеспечивать неперевышение ограничений входного сигнала АЦП. Добавление цифрового решения для обнаружения отсоединения электрода к аналоговым входам увеличивает напряжение смещения на входе системы. Чтобы лучше понять влияние на напряжение смещения на входе, в этом примере аналоговая входная часть типичной системы снятия ЭКГ упрощена и представляется одним общим членом, R_{in} . На рисунке 3 изображена схема типичной системы снятия ЭКГ, показывающая подтягивающий к питанию или земле резисторы, R_p , и входные резисторы

защиты пациента, объединённые с импедансом электрода, R_{in} . В этом анализе рассматривается только вариант с использованием постоянного тока, поэтому мы моделируем вход электрода как чисто резистивный, потому что все ёмкости считаются размыканиями.

Входы усилителя с программируемым КУ считаются имеющими высокий импеданс, поэтому аналоговая входная часть упрощается и представляется тремя резисторами, подключёнными к двум линиям напряжений питания. Ток с подтягивающего и заземляющего резисторов, объединённых с сопротивлением R_{in} , добавляется к погрешности смеще-

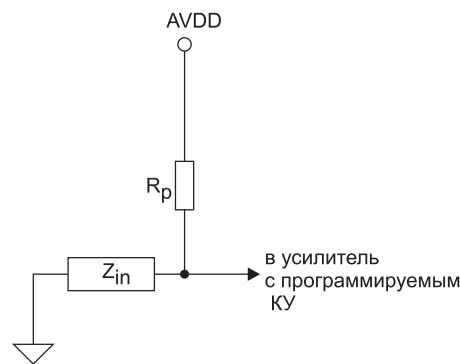


Рисунок 4. Упрощённая структура входа ЭКГ

ния. Выражение 1 отражает дополнительную погрешность смещения, выраженную через напряжения питания и сопротивления резисторов:

$$V_{offset} = \left[\frac{AVDD - AVSS}{2R_p + R_{in}} \right] \times R_{in} \quad (1)$$

Если вместо подтягивающего и заземляющего резисторов используются источники тока, R_p на рисунке 3 заменяется фиксированным источником постоянного тока, втекающего или вытекающего. Погрешность смещения, обусловленная отсоединением источника тока, определяется по такому же принципу, согласно которому напряжение, возникающее на R_{in} вследствие сигнала возбуждения, создаёт смещение. Однако, в отличие от резистивной схемы определения отсоединения электродов, значение тока остаётся фиксированным и не меняется с изменением R_{in} . Расчёт погрешности смещения осуществляется с помощью выражения 2:

$$V_{offset} = I_{leadoff} \times R_{in} \quad (2)$$

где $I_{leadoff}$ – величина тока источника.

Влияние схемы обнаружения отсоединения электродов с использованием постоянного тока на шум

Реализация схемы формирования сигнала отсоединения электродов меняет шумовые характеристики системы снятия ЭКГ. В примере с использованием подтягивающего и заземляющего резистора, показанном на рисунке 3, характеристика теплового шума увеличивается с добавлением этих резисторов. Количественная оценка этого шума требует упрощения структуры входа и проведения анализа для малых сигналов, как показано на рисунке 4.

Заземляя для анализа источники постоянного тока, мы можем получить шум на входе усилителя с программируемым КУ в виде выражения 3:

$$V_n = \sqrt{\frac{4kT}{R_p}} \times (Z_{in}) \quad (3)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1,38 \times 10^{-23}$ (Дж/К), T — температура в градусах Кельвина (К), Z_{in} — единый член, отражающий импеданс пациента, электрода и кабеля, R_p — подтягивающий резистор.

Шум при использовании сигнала возбуждения постоянного тока в основном представляет собой фликер-шум, но включает в себя и некоторые составляющие теплового шума. Величина шума, создаваемого источниками тока в системе, определяется топологией самих источников. Амплитуда шума возрастает вместе с величиной тока и является одной из причин, по которым рекомендуется использовать источники малого тока. Напряжение, создаваемое на Z_{in} шумовым током, I_n , представляет собой шум системы и определяется выражением 4:

$$V_n = I_n \times Z_{in} \quad (4)$$

Обнаружение отсоединения электродов с использованием переменного тока

Развитие технологии электродов идёт в направлении совершенствования емкостных электродов, что расходится с типовыми решениями систем снятия ЭКГ. Электроды с сухим контактом и бесконтактные электроды имеют в тракте «электрод-кожа» элементы, обладающие большой ёмкостью, что делает непростой задачей обнаружение отсоединения электродов [3]. Новые подходы к проектированию систем смещаются в сторону способов определения отсоединения электродов с использованием переменного тока, в которых для определения состояния электрода контролируется частота сигнала возбуждения. Аналоговая фильтрация, компараторы и обработка сигналов после АЦП — вот некоторые из способов анализа сигналов.

Чтобы лучше понять принцип обнаружения отсоединения электродов с использованием переменного тока и строгие требования к цифровой фильтрации, рассмотрим рисунок 5, на котором изображён типичный сигнал ЭКГ с наложен-

ным на него сигналом возбуждения переменного тока. Обработка данных позволяет оператору удалить высокочастотные составляющие из сигнала возбуждения, чтобы оставить только сигнал ЭКГ.

Отслеживание импеданса становится возможным благодаря использованию для контроля оцифровки, которая позволяет оператору понять состояние проводящего тракта между пациентом и системой снятия ЭКГ. Если соединение с электродом разрывается, последовательный импеданс возрастает, увеличивая тем самым амплитуду сигнала возбуждения, воспринимаемую аналоговой входной частью.

В зависимости от возможностей последующей обработки в системе, обнаружение отсоединения электродов с использованием переменного тока может осуществляться либо отдельно от мониторинга ЭКГ, либо вместе с ним. Если сигнал возбуждения переменного тока находится вне частотного диапазона ЭКГ, цифровая полосовая фильтрация результата преобразования приводит к отделению сигнала ЭКГ от сигнала возбуждения переменного тока и сигналов других частот вне полосы пропускания. Такая фильтрация позволяет системе от-

слеживать отсоединения электродов одновременно с оцифровыванием сигнала ЭКГ.

Проверка влияния отсоединения электродов с помощью ADS1298

Микросхемы семейства ADS1298 имеют в своём составе схемы, необходимые для определения отсоединения электродов с использованием как постоянного, так и переменного тока, и не требуют для этого внешних компонентов.

Сигнал возбуждения постоянного тока, формируемый в устройстве, позволяет использовать либо вариант с подтягивающими и заземляющим резисторами, либо вариант с источниками тока. Входы АЦП контролируются индивидуальными внутренними компараторами, которые работают параллельно преобразователю и осуществляют переключение, если сигнал на том или ином входе превышает задаваемое пользователем пороговое напряжение постоянного тока, установленное внутренним трёхразрядным цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП).

Сигнал возбуждения переменного тока может иметь форму меандра



Рис. 5. Эффект обнаружения отсоединения электродов на переменном токе
(Примечание. Графики сигналов сдвинуты по фазе, чтобы лучше были видны их особенности)

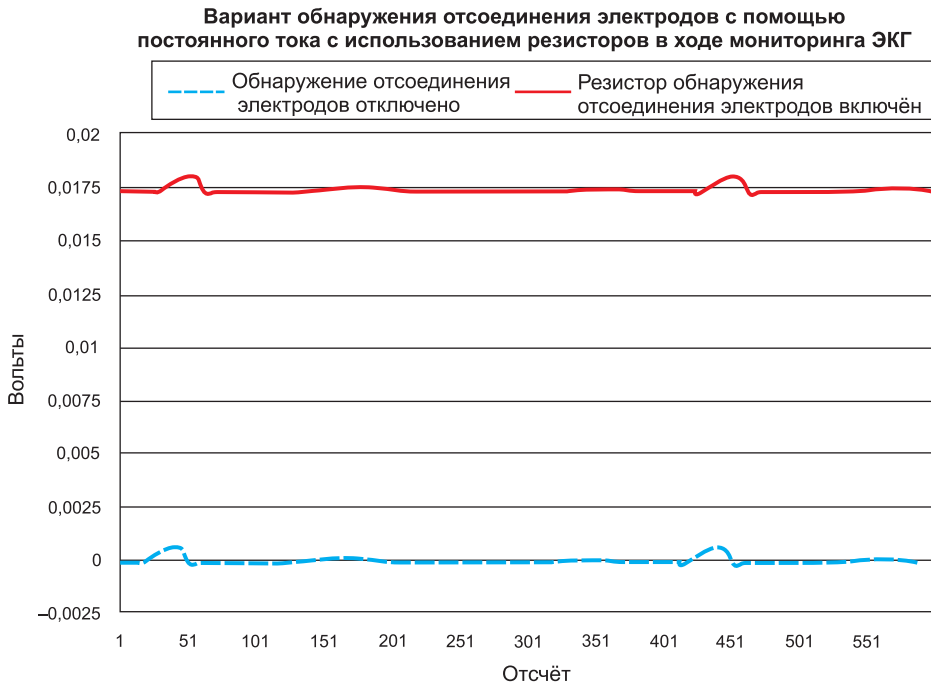


Рисунок 6. Результат снятия ЭКГ при обнаружении отсоединения электродов с помощью постоянного тока с использованием подтягивающего и понижающего резисторов

с частотой, кратной скорости передачи данных. Для обнаружения отсоединения электродов на переменном токе требуется последующая обработка результата преобразования — для контроля сигнала возбуждения. В описанном процессе тестирования для определения влияния обнаружения отсоединения электродов

на мониторинг ЭКГ используется плата ADS1298ECGFE, выпускаемая Texas Instruments. Эмулятор тела человека для снятия ЭКГ соединён с 10-отводным кабелем для снятия ЭКГ, чтобы получить действующую систему снятия ЭКГ, осуществляющую мониторинг состояния смоделированного пациента. Производится включение



Рисунок 7. Результат снятия ЭКГ при включённом обнаружении отсоединения электродов на постоянном токе с использованием источников тока 6 нА

и отключение режима обнаружения отсоединения для сравнения его влияния на конечный результат.

Расчёт дополнительной погрешности смещения при обнаружении отсоединения электродов с помощью постоянного тока

Чтобы создать основу для сравнения в ходе испытания, необходимо рассчитать теоретическую погрешность смещения, вносимую схемой обнаружения отсоединения электродов. На схеме ADS1298ECGFE (подробности смотрите в руководстве пользователя SBAU171) видно, что каждый входной канал имеет последовательный импеданс 32,1 кОм. Импедансы эмулятора и кабеля по оценке составляют 44 кОм. Вместе эти величины дают общий импеданс, подключённый к входу АЦП (R_{in}), 108,2 кОм.

В случае схемы обнаружения отсоединения на постоянном токе с использованием подтягивающих или заземляющих резисторов, ADS1298 использует внутренние резисторы номиналом 10 МОм для подтягивания уровня входного канала к уровню соответствующего источника питания. Теоретическую погрешность смещения можно получить с помощью выражения 5. Заметим, что АЦП на оценочной плате питается от источника с напряжением 3 В.

$$V_{offset} = \left[\frac{AVDD - AVSS}{2R_p + R_{in}} \right] \times R_{in} = \left[\frac{3В - 0В}{2 \times 10 \text{ МОм} + 108,2 \text{ кОм}} \right] \times 108,2 \text{ кОм} = 16,14 \text{ мВ}. \quad (5)$$

При использовании варианта с источниками тока для обнаружения отсоединения электродов на постоянном токе ADS1298 имеет четыре варианта на выбор: 6, 12, 18 и 24 нА. В данном примере мы выбираем ток обнаружения величиной 6 нА, чтобы получить минимальную погрешность. Для расчёта теоретической погрешности используется выражение 6:

$$V_{offset} = (i_{leadoff} - i_b) R_{in} = (6 \text{ нА} - 200 \text{ пА}) 108,2 \text{ кОм} = 650,4 \text{ мкВ}. \quad (6)$$

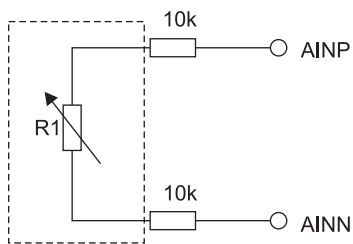


Рисунок 8. Структура входа испытательной установки

Измерение дополнительной погрешности смещения при использовании обнаружения отсоединения электродов на постоянном токе

Чтобы описать, какое влияние оказывает включение сигнала возбуждения в этом режиме, необходимо количественно оценить напряжение смещения до и после включения режима обнаружения отсоединения электродов. Чтобы отделить влияние источника входного сигнала, эмулятор ЭКГ обеспечивает фиксированный и постоянный импульс ЭКГ. Регулируемость сигнала ЭКГ также легко позволяет сравнивать результаты.

На рисунках 6 и 7 показан результат преобразования выхода АЦП в системе снятия ЭКГ с включённым и выключенным обнаружением отсоединения электродов с помощью постоянного тока. Хотя включение обнаружения отсоединения электродов влияет на смещение, целостность сигнала ЭКГ не меняется от испытания к испытанию. Этот результат подтверждает сделанное нами ранее предположение о том, что обнаружение отсоединения электродов может работать параллельно с мониторингом состояния пациента, не нарушая сигнал ЭКГ. Точное значение напряжения смещения определяют допуски на подтягивающий и понижающий резисторы и источники тока, а также изменения путей утечки от кристалла к кристаллу, приводя к небольшим отклонениям фактического результата от теоретического расчёта.

Контроль отсоединения электродов с использованием переменного тока

Мы можем смоделировать динамику ухудшения проводящего



Рисунок 9. Зависимость амплитуды сигнала возбуждения от входного импеданса

тракта между пациентом и электродом изменением входной нагрузки.

В данном испытании используется чисто резистивный тракт, помогающий проиллюстрировать принцип действия отслеживания импеданса. Структура входа показана на рисунке 8, где R1 меняется, чтобы смоделировать ухудшение проводящего соединения.

Используя сигнал возбуждения переменного тока, формируемый микросхемой ADS1298, можно изменять R1 и отслеживать амплитуду сигнала возбуждения, воспринимаемого преобразователем. Сопротивление резистора R1 меняется от 10 Ом до сотен мегаом, а результат преобразования в виде графика значения полной амплитуды сигнала в микровольтах показан на рисунке 9.

Заключение

Для систем снятия ЭКГ жизненно важно иметь гарантию надлежащего соединения электрода с телом пациента в ходе мониторинга его состояния. Ухудшение проводящего контакта между пациентом и электродом вызывает изменение входного импеданса, и его необходимо распознавать при приёме сигнала. В противном случае результат может неточно отражать сигнал ЭКГ, поступающий от пациента. Для контроля и подачи сигналов предупреждения о том, что электрод отсоединился или ухудшился его контакт с телом пациента, применяются цифровые методы обнаружения отсоединения электродов с использованием

постоянного или переменного тока. Каждый из способов имеет свои преимущества и недостатки, в зависимости от конструкции системы и конкретной реализации аппаратуры снятия ЭКГ.

Обнаружение отсоединения электродов с использованием постоянного тока можно реализовать непосредственно в аналоговой части с минимальным влиянием на сам сигнал ЭКГ, но этот метод вносит дополнительную погрешность смещения, а также может увеличить общий шум в системе. Для обнаружения отсоединения электродов с использованием переменного тока требуется дополнительная обработка в цифровой части, чтобы отделить сигнал ЭКГ от сигнала возбуждения, но такой метод позволяет непрерывно отслеживать качество соединения между пациентом и электродом. Необходимо тщательно следить за тем, чтобы частота сигнала возбуждения переменного тока не совпала ни с одной из высокочастотных составляющих сигнала ЭКГ или сигнала кардиостимулятора, в противном случае цифровую фильтрацию невозможно будет использовать для отделения сигнала ЭКГ от сигнала возбуждения. Устройства семейства ADS1298 корпорации Texas Instruments имеют в своём составе схемы, позволяющие реализовать обнаружение отсоединения электродов. Возможны варианты обнаружения отсоединения электродов с помощью постоянного и переменного тока, и их можно включать или отключать, используя внутренние резисторы устройства.

Mbee v2.1 – это мощный радиомодуль с низким энергопотреблением, предназначенный для использования в составе систем беспроводной передачи данных и управления, функционирующих на базе протоколов **ZigBee PRO**, **SimpliciTI** и **RF4CE** в диапазоне 2,4 ГГц. Модули **Mbee v2.1** могут быть применены как в качестве контроллеров удалённых датчиков в сетях **ZigBee PRO**, так и в беспроводных миниатюрных пультах дистанционного управления или исполнительных устройствах, работающих по завоёвывающему всё большую популярность в мире протоколу **RF4CE**.

Радиочастотные характеристики

- Протокол нижнего уровня **IEEE 802.15.4**
- Протокол верхнего уровня **ZigBee PRO**
- Рабочий диапазон частот 2,405–2,480 ГГц
- Программируемая выходная мощность передатчика до 21 дБм
- Чувствительность приёмника до 103 дБм
- Скорость передачи данных до 250 Кбит/с
- Тип модуляции 0-QPSK
- Тип антенны – внешняя, разъём SMA (UFL – опционально)

Модуль Mbee v2.1



- Дальность связи вне городской застройки в зоне прямой видимости до 3000м

Электрические характеристики

- Напряжение питания 2,0 В – 3,6 В
- Потребляемый ток в режиме передачи 130 мА
- Потребляемый ток в режиме приёма 31 мА
- Потребляемый ток в дежурном режиме 1,6 мкА
- Потребляемый ток в режиме сна 0,4 мкА
- Максимальное напряжение низкого уровня на цифровых входах 0,5 В
- Минимальное напряжение высокого уровня на цифровых входах 2,5 В

Беспроводные модули и системы на их основе



Майкл Бёрнс (Michael Burns)

Беспроводной микрофон с интерфейсом USB

В статье рассмотрено, как можно использовать системы на кристалле (SoC) РЧ-трансиверов с низким энергопотреблением серий CC111x и CC251x для реализации недорогой системы передачи аудиосигнала на интерфейс USB. Для этого используются две сборки на печатных платах (PCBA); микрофонная PCBA на основе CC1110 и маломощного стереокодека аудиосигналов TLV320AIC3104 и стандартный аппаратный ключ USB – CC1111. Устройство CC1111 аналогично CC1110, к которому добавлен полноскоростной интерфейс, совместимый с USB 2.0. Частота дискретизации аудиосигнала составляет 16 кГц, поддерживаемое разрешение – 16 бит. Хотя описываемая разработка выполнена на основе трансиверов CC1110 и CC1111 и работает в диапазонах ISM 900–928 МГц (частоты, выделенные для использования в промышленности, науке и медицине), её можно легко изменить, используя трансиверы CC2510 и CC2511, которые работают в диапазоне ISM 2,4 ГГц.

Микрофонная сборка PCBA. Общее описание

Микрофонная PCBA выполнена на основе кодека TLV320AIC3104 [5] и РЧ-трансивера CC1110, представляющего собой «систему на кристалле» (SoC) [1]. Блок-схема этого узла показана на рисунках 7 и 8. Частота дискретизации АЦП составляет 16 кГц при разрешении АЦП 16 бит. Это означает, что скорость передачи аудиосигнала составляет 256 кбит/с. CC1110 используется в штатном режиме, что позволяет использовать аппаратные функции обработки пакетов трансивера CC1110.

Формат пакета CC1110 показан на рисунке 3. Он включает в себя заголовок размером четыре байта, четыре байта синхронизации (SYNC), поле адреса размером один байт (используется для идентификации передающего устройства), отсчёты АЦП и два байта кода CRC (циклический избыточный код для контроля ошибок). Для совместимости с программным обеспечением SmartRF™ Studio [6] в пакет также включено

поле длиной в один байт. Длина пакета ограничена 255 байтами без учёта заголовка, байтов SYNC и CRC.

Заметим, что 12 дополнительных байтов (4 байта заголовка + 4 байта синхронизации + байт длины + байт адреса + 2 байта CRC-кода), которые необходимы обработчику пакетов, приводят к тому, что скорость передачи данных РЧ (скорость, с которой данные передаются в канале радиосвязи) выше, чем нужно для передачи аудиосигнала (скорость, определяемая частотой дискретизации АЦП).

Протокол аудиосигнала USB требует частоты дискретизации 48 кГц, запрашивая 48 16-разрядных отсчётов сигнала каждую миллисекунду. Так как частота дискретизации в микрофонной PCBA составляет 16 кГц (16 отсчётов каждую миллисекунду), каждый отсчёт повторяется трижды и передаётся на главный контроллер. Поскольку заголовок пакета (12 байт) фиксирован, эффективнее отправлять в пакете как можно больше данных (то есть использовать пакеты максимальной длины). Но чем длиннее пакет, тем выше вероятность того, что по-



Рисунок 1. Аппаратный ключ USB CC1111



Рисунок 2. Беспроводной микрофон CC1110_AIC3104

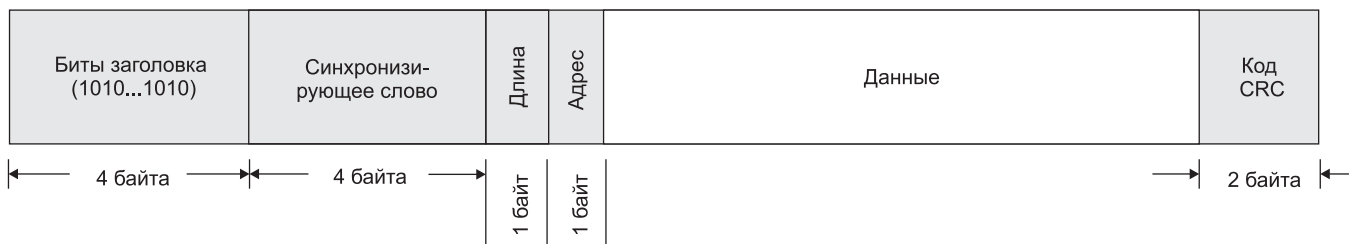


Рисунок 3. Формат пакета CC11xx

мехи могут исказить его содержимое. В качестве компромисса в каждом пакете данных отправляется 96 отсчётов АЦП (192 байта). Используется скорость передачи РЧ-данных 300 кбит/с. По рекомендации SmartRF Studio [6] была выбрана гауссовская частотная модуляция (GFSK). При частоте дискретизации 16 кГц пакет отправляется каждые 6 мс. При скорости передачи РЧ-данных 300 кбит/с для отправки каждого пакета требуется 5,44 мс $((192+12) \times 8) / 300\,000$. К этому времени необходимо добавить время, которое требуется передатчику для перехода из состояния бездействия в состояние передачи (75,2 мкс, смотрите «Таблицу изменения состояний» в [1]). Это оставляет приблизительно $6000 - (5440 + 75)$, или 485 мкс бездействия между пакетами.

Используется четырёхканальный алгоритм со скачкообразным изменением частоты. Канал (и, следовательно, несущая частота передачи) меняется (путём увеличения по модулю 4) для каждого пакета по повторяющейся схеме из четырёх частот. Кроме того, РСВА имеет в своём составе трёхпозиционный переключатель «диапазона». Четыре канала в каждом из трёх диапазонов уникальны. Скачкообразное изменение частоты используется для уменьшения вероятности потери пакета из-за помех за счёт многолучевого излучения или преднамеренных помех излучателю.

В таблице 1 несущая частота передатчика равна:

$$902,5 \text{ МГц} + (\text{номер канала} \times 250 \text{ кГц}),$$

где 902,5 МГц – базовая частота, а 250 кГц – разнесение каналов. Кодек TLV3203104 – устройство очень широкого назначения, имеющее в своём составе два АЦП и два ЦАП. Он поддерживает частоты дискретизации от 8 до 96 кГц. Также

он может иметь в своём составе АРУ с программируемыми параметрами (максимальный КУ, требуемый уровень на выходе). В данной разработке используется только АЦП левого канала. Взаимодействие с регистрами цифрового управления осуществляется по шине I²C, созданной из двух контактов ввода/вывода общего назначения (GPIO) устройства CC1110. Цифровой аудиосигнал подаётся на CC1110 по шине I²S.

Микрофонная РСВА. Подробное описание

Микрофонная РСВА имеет всего пять активных устройств: РЧ-трансивер CC1110 [1], кодек

TLV320AIC3104 [5], два линейных регулятора с низким падением напряжения (LDO) на 3,3 В (TPS73033) [8] и один линейный регулятор с низким падением напряжения (LDO) на 1,8 В (TPS73018) [8]. Плата питается либо от 3 батареек типа ААА, либо от внешнего источника с напряжением 5 В. На плате установлен маленький микрофон конденсаторного типа, а также гнездо для подключения внешнего микрофона.

Для работы TLV320AIC3104 требуется главный синхросигнал (MCLK), который генерируется таймером 4 устройства CC1110. Частота этого синхросигнала (13 МГц) равна половине частоты кристалла CC1110 – 26 МГц. Цифровой логике устройства

Таблица 1. Выделение каналов при скачкообразном изменении частоты

Диапазон	Указатель_активного_канала			
	0 (время = n)	1 (время = n + 6 мс)	2 (время = n + 12 мс)	3 (время = n + 18 мс)
1	0 (902,5 МГц)	20 (907,5 МГц)	4 (903,5 МГц)	16 (906,5 МГц)
2	74 (921,0 МГц)	98 (927,0 МГц)	78 (922,0 МГц)	94 (926,0 МГц)
3	8 (904,5 МГц)	82 (923,0 МГц)	12 (905,5 МГц)	90 (925,0 МГц)

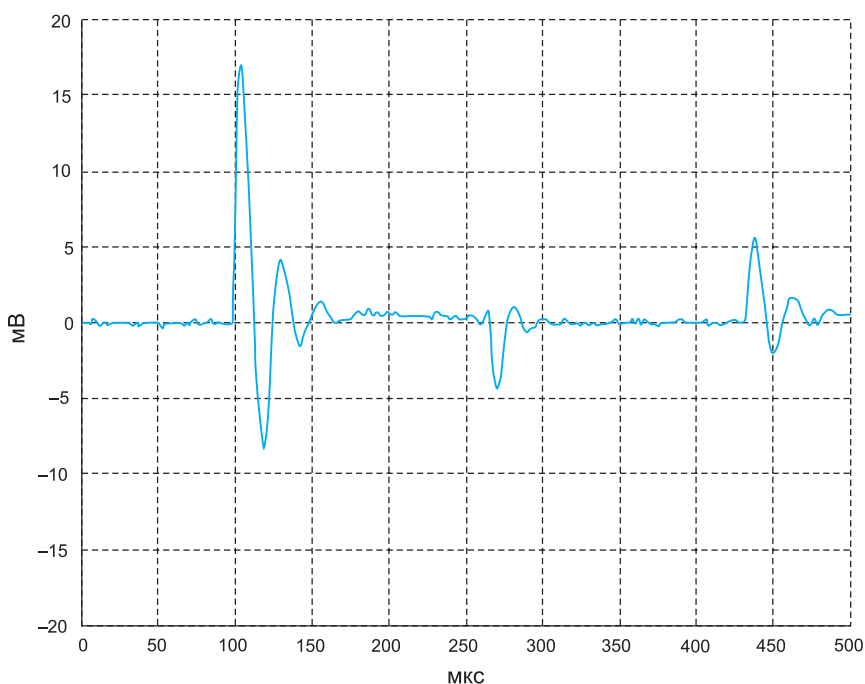


Рисунок 4. Всплеск напряжения V_{DD} при переходе в режим передачи

TLV320AIC3104 требуется питание 1,8 В, которое поступает от регулятора с низким падением напряжения TPS73018. Питание на контакты ввода/вывода TLV320AIC3104 поступает от LDO-регулятора напряжения VCCD, а также CC1110. Хотя в этом нет непосредственной необходимости, контакты аналогового питания TLV320AIC3104 запитываются от отдельного регулятора с напряжением 3,3 В. Когда CC1110 переключается из состояния бездействия в режим передачи и обратно, ток, потребляемый от регулятора, возрастает (убывает) примерно на 16 мА. Это приводит к всплеску напряжения, подаваемого на CC1110 (напряже-

ния «VCCD» на рисунке 5), который составляет примерно 23 мВ по полной амплитуде, как показано на рисунке 4.

При использовании отдельного регулятора («VCCA» на рисунке 7) этот всплеск не вносит шума в аудиосигнал. Чтобы снизить возможные РЧ-помехи, внутренний (или внешний) микрофон подключается к контактам MIC1LP и MIC1LM кодека с использованием дифференциального режима. Конденсаторный (электростатический) микрофон требует напряжения смещения; оно формируется кодеком на контакте MICBIAS. Вместо микрофона можно использовать внешний сигнал высокого уровня

(до 2 В среднекв.), подавая его через входной контакт «LINE2L». Вход линии включается путём установки переключки на контакты «Select Aux In» (выбор вспомогательного входа) колодки «Option Jumpers» (дополнительные переключки).

Кодек TLV320AIC3104 имеет в своём составе АРУ (автоматическую регулировку усиления). Она предотвращает перегрузку АЦП (и, в конечном счёте, искажение) при громком звуке, увеличивая КУ микрофона при слабом звуке, чтобы его было лучше слышно. Многие параметры АРУ программируются, например целевой уровень сигнала, максимальный коэффици-

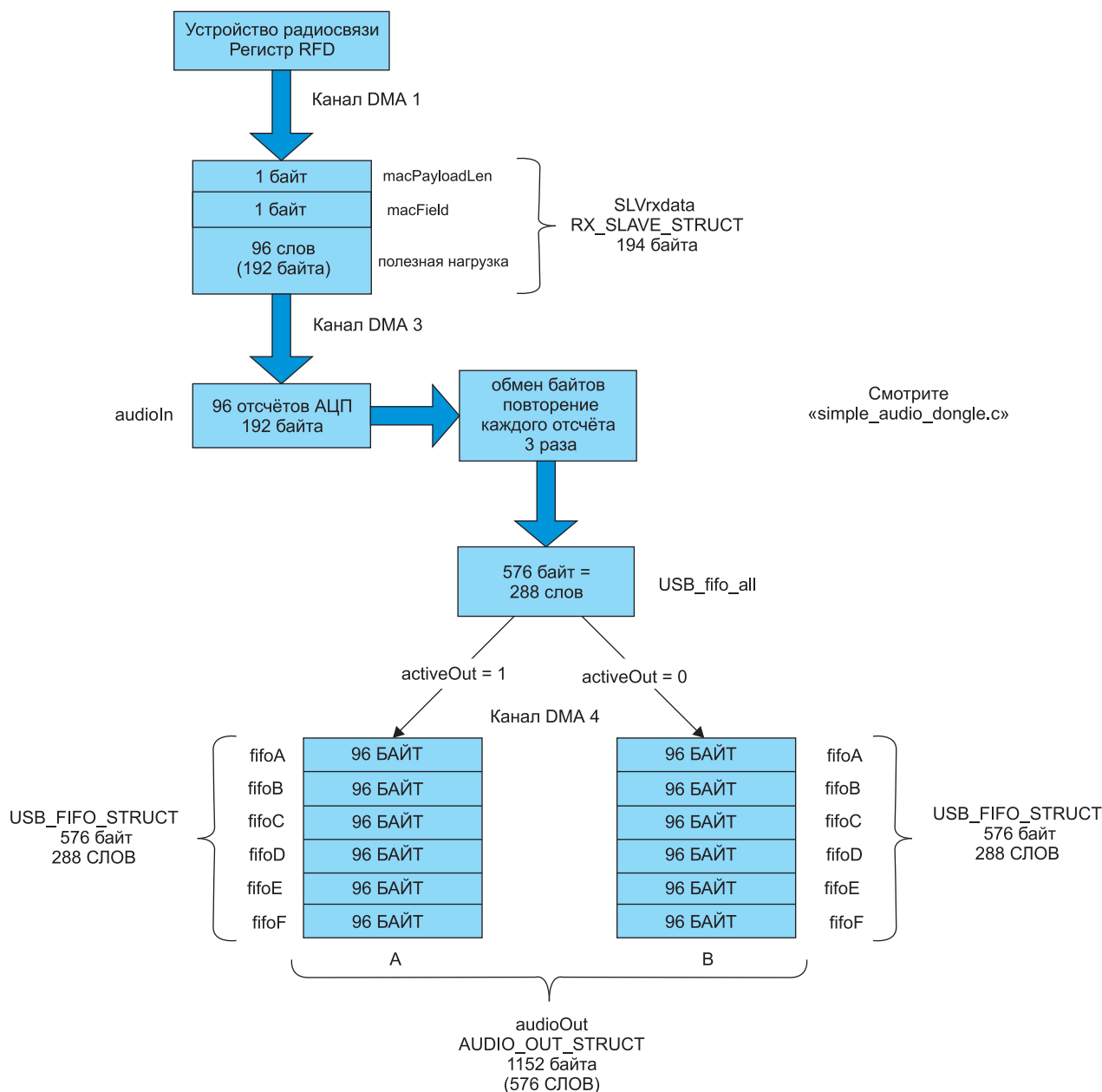


Рисунок 5. Буферы данных аппаратного ключа USB

ент усиления и времена нарастания и затухания сигналов. АРУ кодека TLV320AIC3104 можно включить или отключить с помощью контактов переключки «ENA AGC» (вкл. АРУ) колодки «Option Jumpers».

На печатной плате выполнена несимметричная антенна в виде меандра. Поскольку CC1110 имеет контакты дифференциальных ввода/вывода РЧ, используется четырёхэлементная согласующая пассивная схема (balun) для преобразования дифференциальных сигналов ввода/вывода РЧ в несимметричный сигнал. Для уменьшения высших гармоник передатчика до уровней, соответствующих нормативным требованиям Федеральной комиссии по связи (FCC), требуется фильтр низких частот. На этой РСВА используется «стандартная» согласующая схема, описанная в базовом варианте разработки CC1110 [3].

CC1110 имеет внутренний АЦП, который используется для контроля напряжения аккумулятора. Если напряжение аккумулятора падает ниже примерно 3,6 В, зелёный светодиод начинает мигать с частотой 250 мс. Если напряжение аккумулятора превышает 3,6 В, зелёный светодиод остаётся включённым.

ВАЖНО. Диаграмма излучения платы беспроводного микрофона такова, что лучшая дальность действия достигается, если антенна печатной платы ориентирована в вертикальной плоскости.

Аппаратный ключ USB. Общее описание

В данной разработке используется комплект оценочного модуля USB CC1111 [2]. В CC1111 используется то же устройство радиосвязи, что и в CC1110, и оно настраивается на приём пакетов, содержащих 96 16-разрядных отсчётов сигнала АЦП каждые 6 мс. Как описано в разделе «Микрофонная сборка РСВА — общее описание», протокол аудиосигналов USB работает с частотой дискретизации 48 кГц и ожидает 48 16-разрядных отсчётов аудиосигнала каждую миллисекунду. Так как частота дискретизации микрофона составляет 16 кГц (то есть 16 отсчётов в миллисекунду), каждый отсчёт АЦП повторяется 3 раза, чтобы получить требуемые 48 отсчётов в мс.

Описание программного обеспечения. Микрофон

Программа для микрофона делится на семь программных сегментов, а именно:

1. tw_main.c
 - Основной программный сегмент.
2. tw_rf.c
 - Настройка устройства радиосвязи («initRF»).
 - Конфигурирование («rfConfigRadio»).
 - Подпрограммы отправки пакетов («rfSendPacket»).
3. tw_dma.c
 - Содержит подпрограммы конфигурирования DMA (прямого доступа к памяти):
 - «dmaToRadio» (из буфера передачи в регистр данных передатчика устройства радиосвязи, RFD, с помощью канала DMA 2);
 - «dmaAudio» (от кодека во буфера входного аудиосигнала с помощью канала DMA 4);
 - «dmaMemtoMem» (из памяти в память с помощью канала DMA 0).
 - Подпрограмма обработки прерываний DMA.
4. Init_peripherals.c
 - Инициализирует периферийные устройства CC1110:
 - P0-P2;
 - Контроллер I²S;
 - Таймер 1 (формирует прерывание каждые 250 мс — используется для мигания светодиодов индикации работоспособности и низкого напряжения аккумулятора);
 - Таймер 3 (контрольное время передачи);
 - Таймер 4 (используется для формирования сигнала MCLK (главного тактового сигнала) кодека).
5. init_codec.c
 - Инициализирует регистры управления кодека TLV320AIC3104.
6. i2c.c
 - Реализует интерфейс I²C только для записи с помощью двух контактов цифрового ввода/вывода (I²C_SDA и I²C_SCL).
 - Подпрограмма I²Cwrite записывает «данные» в указанный

регистр кодека (адрес страницы, адрес регистра).

7. tw_interrupt.c

- Обработывает прерывания устройства радиосвязи и таймера 1.

Кроме того, есть два «заголовочных» файла. Файл «board.h» содержит определения, выбранные варианты и объявления прототипов подпрограмм. Файл «TLV320AIC3104.h» содержит специальные определения, специфичные для кодека TLV320AIC3104.

Блок-схема «основной» программы микрофонной РСВА показана на рисунке 9. После инициализации портов ввода/вывода, контроллера I²S, таймеров, контроллера DMA, регистров кодека и устройства радиосвязи начинается выполнение главного цикла программы. Главный цикл программы повторяется каждые 6 мс.

В начале цикла выбирается следующий канал и начинается калибровка ФАПЧ. Канал выбирается на основании значений параметров «band» (диапазон) и «Active_Channel_Index» (указатель активного канала). Имеется три диапазона (0–2) с четырьмя каналами (0–3) в каждом (таблица 1). Чтобы уменьшить время калибровки ФАПЧ со значения «full calibration» (полная калибровка), которое составляет 735 мкс, отключается «charge pump calibration» (калибровка подкачки зарядов). Это сокращает время калибровки до 168 мкс. Эта методика описана в разделе «Скачкообразное изменение частоты и многоканальные системы» в [1]. Пока калибруется ФАПЧ, проверяется состояние переключки АРУ и выбора вспомогательных устройств. Если состояние какого-нибудь из них изменилось со времени выполнения предыдущего цикла, выполняются соответствующие корректировки настроек регистра кодека. Аналогично проверяется положение переключателя диапазонов и значение параметра *band* устанавливается соответствующим образом.

Затем проверяется флажок *AudioFrameReady* (готовность кадра аудиосигнала). Этот флажок устанавливается программой обработки прерываний канала DMA 4 через каждые 96 отсчётов АЦП (6 мс). Если флажок установлен, канал DMA используется для передачи данных из кодека

с помощью «неактивного» буфера *audioOut* в поле данных буфера передачи. После того как передача DMA завершена и калибровка ФАПЧ закончена, пакет отправляется.

Управление каналом DMA 4 осуществляется шиной I²S. Канал используется для передачи отсчётов АЦП из кодека в буферы *audioOut*. Есть два буфера *audioOut*: «активный» и «неактивный». Какой из буферов является активным, указывает значение параметра *activeOut* (активный выход) (может принимать значения 0 или 1). Контроллер DMA будет настроен на передачу данных АЦП в «активный» буфер *audioOut*. Заметим, что устройство радиосвязи будет забирать данные из «неактивного» буфера, когда требуется. Через каждые 96 отсчётов АЦП программа обработки прерываний DMA будет переключать адрес назначения DMA на адрес «неактивного» буфера и изменять значение параметра *activeOut*. В то же время будет устанавливаться флажок *AudioFrameReady*.

Описание программного обеспечения. Аппаратный ключ USB

Программное обеспечение аппаратного ключа USB использует библиотеку программного обеспечения интерфейса USB, разработанную корпорацией Texas Instruments [5]. В этой статье мы не будем подробно останавливаться на библиотеке. Добавление для данной разработки включает в себя сегмент основной программы «*simple_audio_dongle.c*». Некоторые дополнительные сегменты почти такие же, как сегменты, опи-

санные в разделе 5, за исключением отличий, указанных ниже.

1. *tw_rf.c*
 - Поскольку эта система только принимает пакеты, подпрограмма «*Listen_for_Master*» (прослушивание главного устройства) заменяет подпрограмму «*rfSendPacket*» (отправка ПЧ-пакета).
2. *tw_dma.c*
 - Содержит подпрограммы конфигурирования DMA;
 - «*dmaFromRadio*» (из регистра данных приёма устройства радиосвязи, RFD, в буфер приёма с помощью канала DMA 1);
 - «*dmaToAudioIn*» (передает отсчёты АЦП или «нули» в буфер входа аудиосигнала, используя канал DMA 3);
 - «*dmaToAudioOut*» (передает отсчёты АЦП в буфер *USB_fifo_all*, используя канал DMA 4);
 - «*dmaToUSBfifo*» (передает данные из буфера в регистр *USBF4* устройства радиосвязи, используя канал DMA 0).

3. *init_peripherals.c*
 - Таймеры 3 и 4 не используются, как и контроллер I²S.

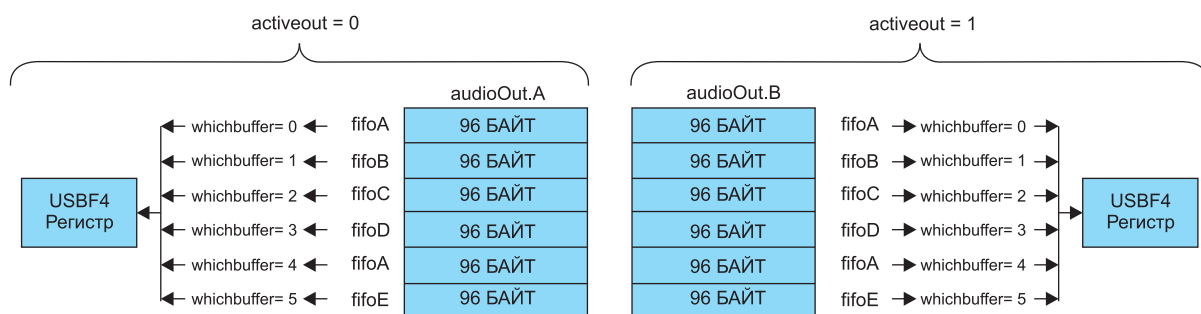
Кроме того, «заголовочный» файл «*twoway.h*» содержит определения, выбранные варианты и объявления прототипов подпрограмм.

Ключом к пониманию программного кода аппаратного ключа USB является пояснение различных буферов данных и использования возможности передачи из памяти в память, которой обладает контроллер DMA. Контроллер DMA способен копировать данные из одного блока памяти в другой или из одного адреса источника (байта или слова) в блок памяти. Последняя функция используется для копирования данных из регистра

устройства радиосвязи (например, RFD) в буфер или для заполнения буфера нулями (например, чтобы подавить аудиосигнал при потере пакета). Следует заметить, что все данные должны содержаться в области памяти XDATA. Копирование данных с помощью DMA значительно быстрее, чем их обработка ЦП. На рисунке 5 показаны различные буферы и какими средствами (с помощью какого канала DMA) данные копируются из одного буфера в другой.

Когда приёмник активен, данные копируются из регистра RFD устройства радиосвязи в буфер *SLVrxdata* (194 байта) с помощью канала DMA 1. Поле полезной нагрузки этого буфера будет содержать 96 16-разрядных отсчётов АЦП. Эти отсчёты АЦП копируются в буфер *audioIn* (192 байта) с помощью канала DMA 3. Обратите внимание: два байта каждого отсчёта АЦП должны поменяться друг с другом из-за несоответствия порядка следования байтов. Поскольку отсчёты АЦП берутся с частотой дискретизации 16 кГц, а главный ПК ожидает, что частота дискретизации равна 48 кГц, каждый отсчёт АЦП повторяется три раза. Результат этих действий помещается в буфер *USB_fifo_all* (576 байтов).

Наконец, канал DMA 0 используется для передачи 48 отсчётов АЦП из одного из двенадцати сегментов буфера *audioOut* в регистр *USBF4*. Каждую миллисекунду дескриптор адреса источника DMA обновляется, чтобы указывать следующий сегмент (*fifoA*, *fifoB*, и т. д.) буфера *audioOut*. Каждые 6 мс происходит переключение идентификатора *activeOut*. Этот код содержится в программе обработки прерываний «*usbirqHookProcessingEvents*» (рисунок 6).



Для всех передач используется канал DMA 0. Смотрите «*usbirqHook ProcessingEvents*» в «*usb_audio_hooks.c*»

Рисунок 6. Канал DMA 0 в регистр USBF4

Для всех передач используется канал DMA 0. Смотрите «usbirqHook ProcessingEvents» в «usb_audio_hooks.c»

Блок-схема «основной» программы аппаратного ключа USB («simple_audio_dongle.c») показана на рисунке 10. После инициализации портов ввода/вывода, таймеров 1 и 2, кон-

троллеров DMA и USB и регистров устройства радиосвязи начинается выполнение главного цикла программы. Главный цикл программы повторяется каждые 6 мс.

В начале цикла вызывается подпрограмма «usbAudioProcessEvents». Эта подпрограмма используется для обработки стандартных запросов USB. Если сигнал от микрофона («главного устройства») не принят успешно, по крайней мере, в течение 4 после-

довательных циклов, выполняется код «ожидание сигнала маяка» (рисунок 11). Этот код устанавливает частоту устройства радиопередачи (канал) на первое значение в таблице «каналов» текущего диапазона и заново калибрует ФАПЧ. Подпрограмма «ожидание сигнала маяка» продолжает выполняться, пока не будет услышан сигнал микрофона. Чтобы быть услышанным, пакет должен быть не только принят, но также должен иметь надлежащую длину

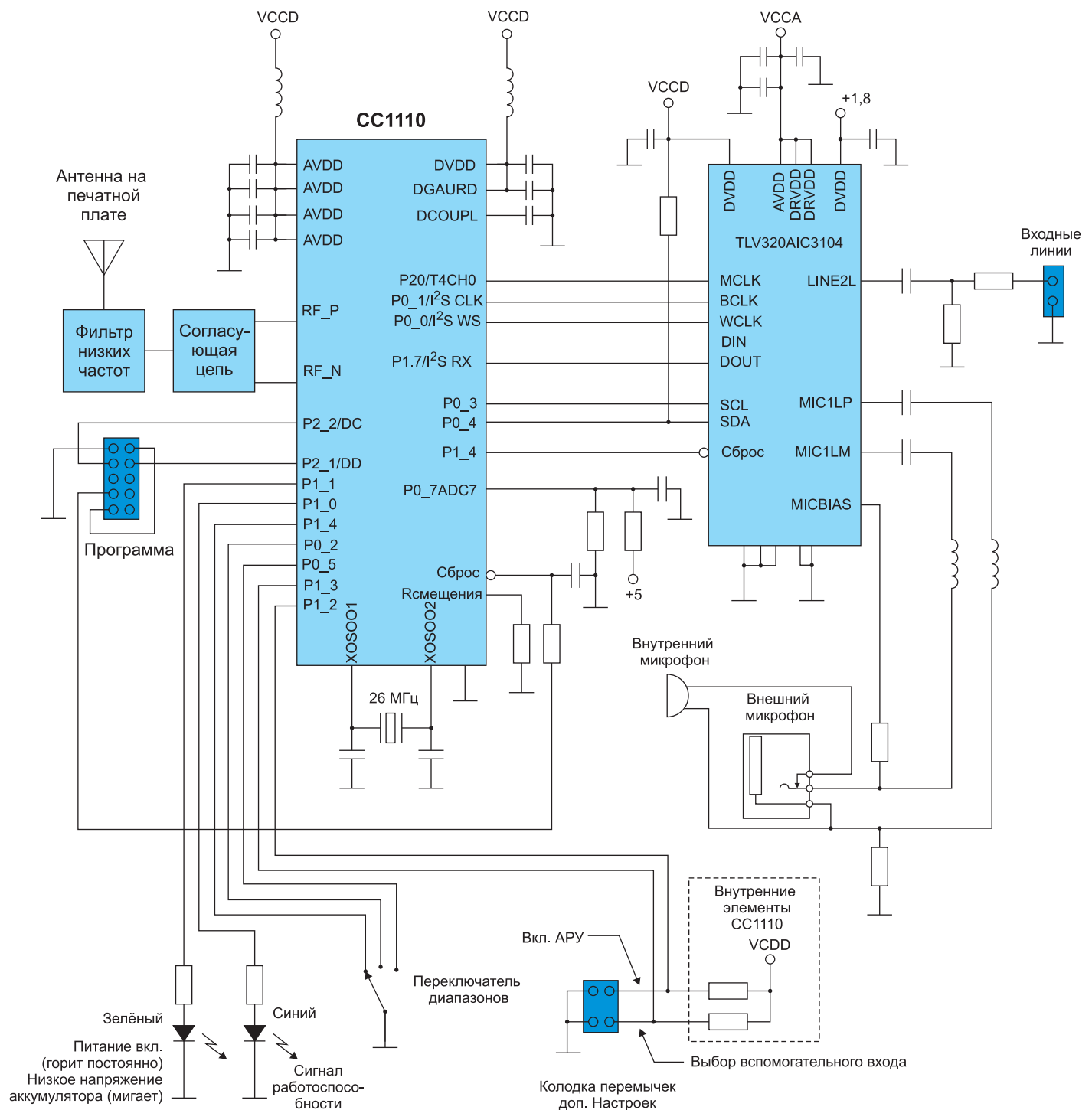


Рисунок 7. Блок-схема микрофонной PCBA (1 из 2)

и не иметь ошибок (без ошибок кода CRC). Заметим, что для каждого диапазона приёмник устройства радиосвязи будет оставаться включённым в течение периода «LISTEN_FOR_BEACON_TIMEOUT» (контрольное время прослушивания сигнала маяка) (26 мс). Так как этот период более чем в 4 раза превышает частоту повторения пакетов (6 мс), сигнал микрофона должен быть услышан, если он передаётся в «диапазоне», настроенном в данный момент. Заметим, что микрофон мог бы использовать любой из трёх диапазонов в зависимости от настройки его переключателя диапазонов. После того как канал РЧ-связи с микрофоном установлен (флажок *waitingforbeacon* (ожидание сигнала маяка) находится в состоянии «неверно»), обработка продолжается.

Чтобы избежать ошибок тактирования, обработка задерживается, пока таймер 2 («таймер кадра») не отсчитает значение ниже «LISTENFORMASTER» (прослушивание главного устройства).

После этого приёмник включается, и становится возможным использование канала DMA 1. Программа будет продолжать выполнение цикла либо пока не будет обнаружен сигнал синхронизации (SYNC), либо пока таймер 2 не достигнет значения ниже «SYNCTIMEOUT» (контрольное время обнаружения сигнала синхронизации). Если истекает контрольное время обнаружения сигнала синхронизации, устройство радиосвязи переходит в состояние бездействия и канал DMA 1 отключается.

Как пояснялось выше, необходимо провести определённые действия с отсчётами АЦП, содержащимися в буфере *SLVrxdata* (байты меняются местами, и отсчёты повторяются), и скопировать их в буфер *USB_fifo_all*. Кроме того, данные в буфере *USB_fifo_all* должны быть скопированы либо в буфер *audioOut_A* (если параметр *activeOut* равен нулю), либо в буфер *audioOut_B* (если параметр *activeOut* равен единице) с помощью канала DMA 4. Это

делается в течение периода времени от момента обнаружения сигнала синхронизации до окончания пакета.

После DMA-передачи начинается выполнение цикла в ожидании, когда произойдёт какое-нибудь из двух событий:

1. завершение пакета (устройство радиосвязи переходит в состояние БЕЗДЕЙСТВИЯ) или
2. достижение таймером 2 значения 0.

В последнем случае приёмник переходит в состояние бездействия, канал DMA 1 отключается, а *rxStatus* настраивается на PKT_TIMEOUT (контрольное время пакета). В первом случае (пакет принят) программа выходит из цикла, при этом параметр *rxStatus* получает значение SYNC_DETECTED (сигнал синхронизации обнаружен). Если значение *rxStatus* равно либо SYNC_TIMEOUT, либо PKT_TIMEOUT, это означает, что пакет не был принят; параметру *rxPacketStatus* присваивается значение TIME_OUT_ERROR (ошибка — истечение контрольного времени), и таймеру T2 позволяется достичь значения END_OF_FRAME (конец кадра) (6 мс после запуска таймера 2). Если пакет был принят, проводится проверка бита состояния CRC устройства радиосвязи; если проверка CRC не проходит, параметру *rxPacketStatus* присваивается значение CRC_ERROR (ошибка CRC); если проверка CRC проходит, параметру *rxPacketStatus* присваивается значение PKT_OK (пакет в порядке). В любом случае таймер 2 будет сброшен настройкой регистра T2 на FRAME_TIMEOUT_DEFAULT (контрольное время кадра, принятое по умолчанию), и устройство радиосвязи принудительно устанавливается в состояние БЕЗДЕЙСТВИЯ. После этого регистр канала устройства радиосвязи (CHANNR) настраивается на следующий канал в текущем диапазоне, параметр *ActiveChIdx* увеличивается (по модулю 4) и начинается калибровка ФАПЧ.

Если параметр *rxPacketStatus* указывает на то, что произошла ошибка, заключающаяся в истечении контрольного времени, «нули» копируются в буфер *audioIn* с помощью канала DMA 3. Параметр *lostpkts* увеличивается, и если он становится больше 4, сбрасывается в 0, а флажок *waitingforbeacon* получает значение «ВЕРНО». Если нет (ошибки, заключающейся в истечении контрольного

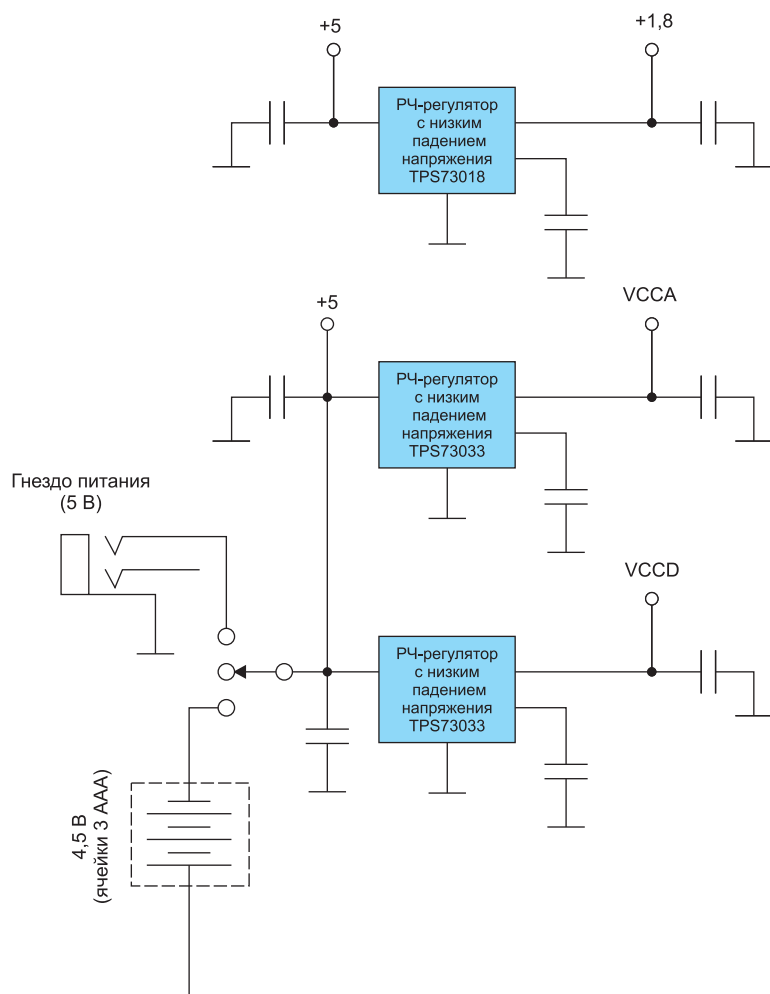


Рисунок 8. Блок-схема микрофонной РСВА (2 из 2)

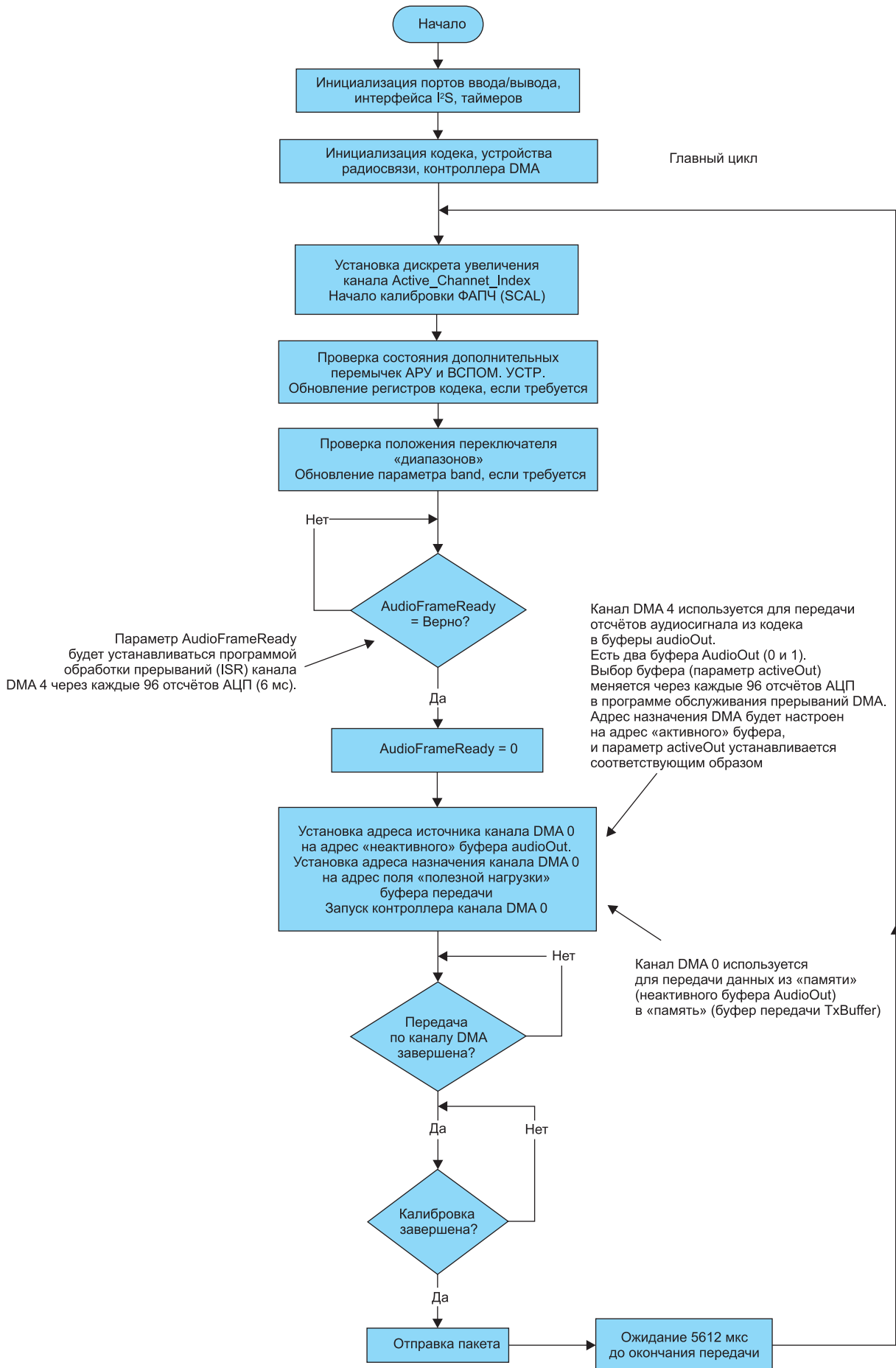
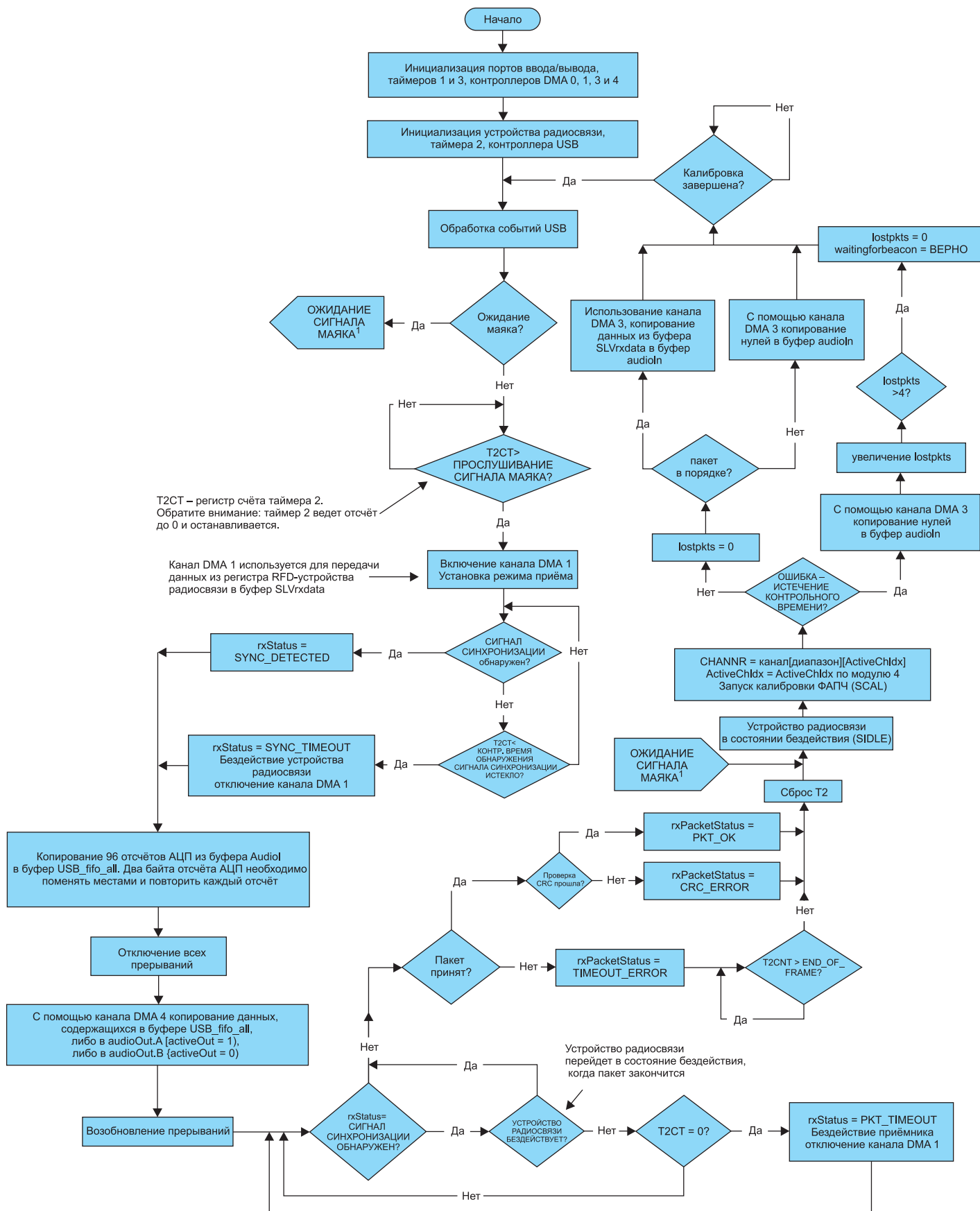


Рисунок 9. Блок-схема основной программы микрофонной PCBA



¹ Код подпрограммы «ожидание сигнала маяка» смотрите на рисунке 11.

Рисунок 10. Блок-схема основной программы аппаратного ключа USB

времени, нет), параметр *lostpkts* сбрасывается. Если параметр *rxPacketStatus* равен PKT_OK, 96 отсчётов АЦП копируются из буфера *SLVrxdada* в буфер *audioln* с помощью канала DMA 3. Если имеет место ошибка CRC, буфер *audioln* будет заполнен «нулями». После ожидания завершения калибровки ФАПЧ (состояние устройства радиосвязи равно MARCSTATE_IDLE) цикл запускается заново.

Заключение

В статье показано, как можно организовать беспроводной интерфейс микрофона с аудиоустройством USB с помощью РЧ-трансиверов с низким энергопотреблением типа «систем на кристалле» CC1110 и CC1111 и аудиокодека TLV320AIC3104 производства Texas Instruments. Частота дискретизации аудиосигнала составляет 16 кГц, и поддерживается полное разрешение АЦП в 16 бит, достаточное для систем передачи голоса.

Литература

1. CC1110CC1111 True System-on-Chip Low Power RF-Transceiver and 8051 MCU (swrs033.pdf).
2. CC1111 USB Evaluation Module Kit 868/915 MHz www.focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/cc1111emk868-915.html.
3. CC1110EM 868 and 915 MHz Reference Design (swrr048.zip).
4. CC1111 USB Evaluation Module Kit 868/915 MHz www.focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/cc1111emk868-915.html).
5. CC USB Firmware Library and Examples (swrc088.zip).
6. SmartRF Studio (swrc176.zip).
7. TLV320AIC3104 Low Power Stereo Audio Codec (slas510.pdf).
8. TPS730xx Low-Noise, high PSRR, RF 200-ma, Low-Dropout Linear Regulators (sbvs054.pdf).

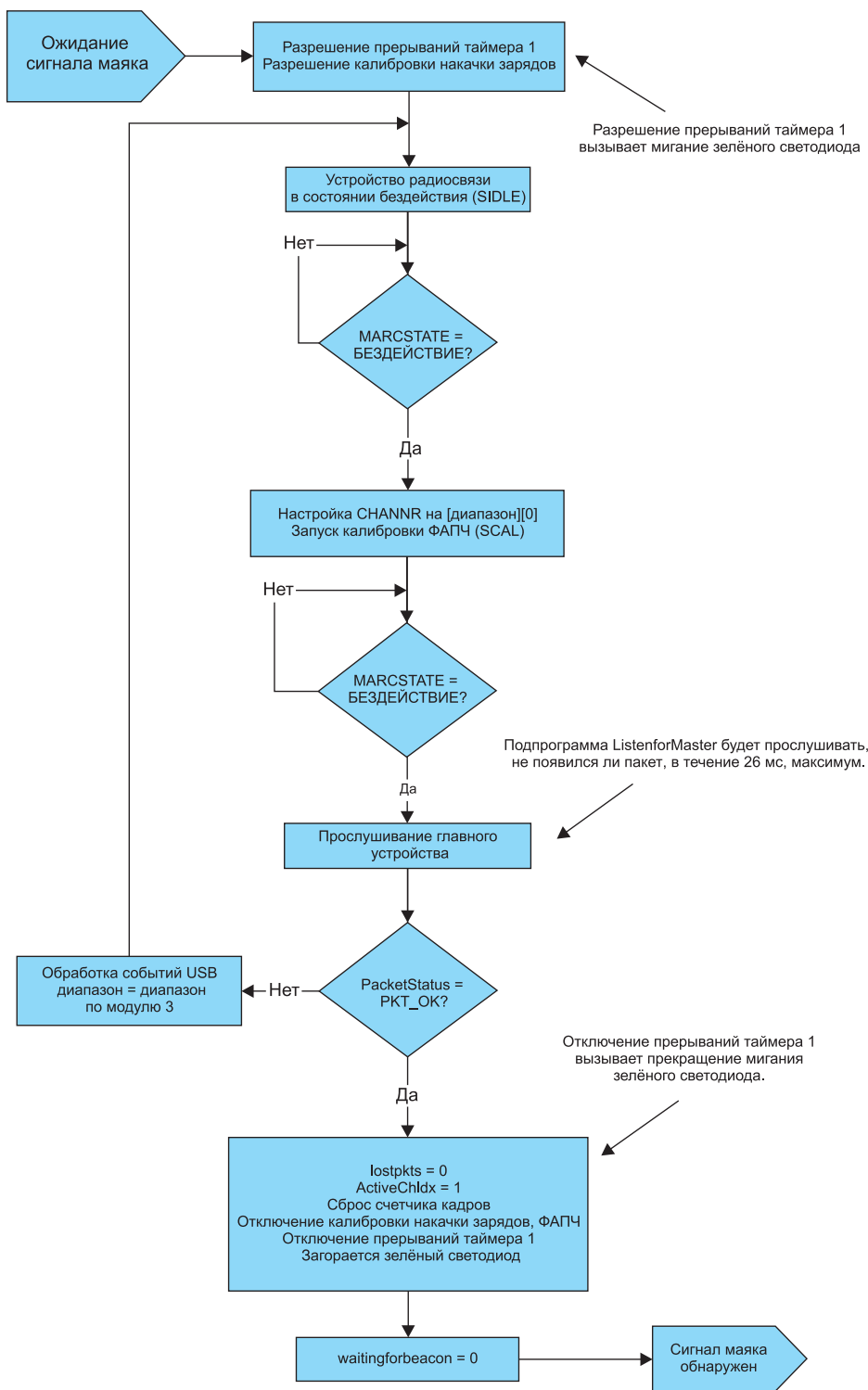


Рисунок 11. Код программы «ожидание сигнала маяка»

CSD16570Q5B и CSD17570Q5B – силовые N-канальные полевые МОП-транзисторы NexFET™ от TI

Самое низкое сопротивление «сток-исток» в открытом состоянии, R_{dson} , среди 25- и 30-В устройств в корпусе QFN размером 5×6 мм

Texas Instruments добавила 11 новых силовых N-канальных полевых МОП-транзисторов к своей линейке NexFET™, включая 25-В транзисторы CSD16570Q5B и 30-В транзисторы CSD17570Q5B с самым низким в отрасли сопротивлением в открытом состоянии (R_{dson}), предназначенных для систем, реализующих горячую замену (hot swap) и функцию логического «ИЛИ». Кроме того, новый 12-В полевой транзистор CSD13383F4 FemtoFET™, разработанный TI для систем низкого напряжения с питанием от аккумуляторов и выпускаемый в миниатюрном корпусе размером 0,6×1 мм, имеет самое низкое сопротивление – на 84% меньшее, чем у конкурирующих устройств.

Полевые МОП-транзисторы семейства NexFET™ CSD16570Q5B и CSD17570Q5B обеспечивают более высокие КПД преобразования энергии при более высоких токах, гарантируя при этом надёжную работу в компьютерных серверах и телекоммуникационных системах. Например, 25-В транзистор CSD16570Q5B гарантирует значение сопротивления R_{dson} не более 0,59 мОм, а 30-В транзистор CSD17570Q5B обеспечивает сопротивление R_{dson} не более 0,69 мОм.

Как работать с новыми изделиями?

Читайте блог на сайте: http://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2015/01/19#pi316938=2 (Which is simpler, selecting a Hot-Swap controller or its power MOSFET?). «Характеристики области надёжной работы (SOA) силовых полевых МОП-транзисторов для проектирования контроллеров управления горячей заменой и функцией логического «ИЛИ» с использованием полевых транзисторов». А также загрузите типовой проект: образец разработки контроллера горячей замены на 12 В и 60 А с использованием транзисторов



CSD17570Q5B NexFET от TI по ссылке: <http://www.ti.com/tool/PMP9616?DCMP=CSD16570Q5B>.

Новые транзисторы CSD17573Q5B и CSD17577Q5A можно использовать совместно с микросхемой LM27403 для создания контроллеров преобразователя DC/DC, чтобы получить законченное решение для синхронного понижающего преобразователя. Силовые полевые МОП-транзисторы CSD16570Q5B и CSD17570Q5B семейства NexFET™ можно использовать совместно с контроллером управления горячей заменой, например TPS24720. Загрузите руководство по применению: «Надёжные решения для горячей замены» (slva673a.pdf), чтобы понять, как выбрать транзистор для использования в качестве проходного элемента и как обеспечить надёжную работу при всех возможных условиях.

Наличие, корпуса и цены

Транзисторы выпускаются в корпусах QFN. В настоящее время изделия доступны в корпорации Texas Instruments и у её дистрибьюторов, диапазон цен – от \$0,1 США за FemtoFET CSD13383F4 до \$1,08 США за CSD17670Q5B и CSD17570Q5B – при закупке партиями от 1000 шт.

www.ti.com/csd16570q5b-pr-eu

Новые транзисторы семейства NexFET и их основные характеристики

Обозначение	Области применения	$V_{си}/V_{зи}$	Тип и размеры корпуса (мм)	Макс. сопротивление в открытом состоянии, R_{dson} (мОм)		Заряд затвора Q_g (4,5) (нКл)
				4,5 В	10 В	
CSD16570Q5B	Логическое «ИЛИ» / горячая замена	25/20	QFN 5×6 (Q5B)	0,82	0,59	95
CSD17570Q5B		30/20		0,92	0,69	93
CSD17573Q5B	Понижающий преобразователь, на стороне низкого напряжения / логическое «ИЛИ» / горячая замена	30/20	QFN 5×6 (Q5B)	1,45	1	49
CSD17575Q3	Понижающий преобразователь, на стороне низкого напряжения	30/20	QFN 3,3×3,3 (Q3)	3,2	2,3	23
CSD17576Q5B			QFN 5×6 (Q5B)	2,9	2	25
CSD17577Q5A	Понижающий преобразователь, на стороне высокого напряжения	30/20	QFN 5×6 (Q5A)	5,8	4,2	13
CSD17577Q3A			QFN 3,3×3,3 (Q3A)	6,4	4,8	13
CSD17578Q3A				9,4	7,3	7,9
CSD17579Q3A				14,2	10,2	5,3
CSD85301Q2				Сдвоенные независимые полевые транзисторы	20.окт	QFN 2×2 (Q2)
CSD13383F4	Переключатель нагрузки	12.окт	FemtoFET 0,6×1,0 (0402)	44	Н/п	2

Иль Хан Ким (Il Han Kim), Ананд Дабак (Anand Dabak),
Девид Райкен (David Rieken) и Гордон Грегг (Gordon Gregg)

Оценка низкочастотного канала связи по линиям электропередачи в сельской местности Северной Америки

В статье рассматривается связь по линиям электропередачи (PLC) для инфраструктуры автоматизированных измерений (AMI) и систем автоматического снятия показаний счётчиков (AMR) в Северной Америке, при этом особое внимание уделяется физическому уровню связи. Нормативные требования Федеральной комиссии по связи США разрешают использовать для систем связи по линиям электропередачи диапазон от 9 до примерно 500 кГц. В этой статье рассматриваются характеристики каналов и шумов в этом диапазоне, полученные на основе испытаний в полевых условиях. Основная проблема при организации связи в этом диапазоне – сильное ослабление сигнала трансформаторами системы энергоснабжения. В сельской местности к таким трансформаторам подключается в среднем восемь или менее конечных потребителей. Поэтому неэкономично использовать мостовые устройства на каждом трансформаторе; вместо этого в линии среднего напряжения устанавливается маршрутизатор для каждой группы из нескольких трансформаторов. Разработчикам следует особенно внимательно рассматривать канал между концентратором или маршрутизатором в линии среднего напряжения (примерно 7,2 кВ) и конечными точками низкого напряжения (примерно 110 В), подключёнными к трансформаторам на некотором расстоянии по линии среднего напряжения. Здесь рассматриваются отношения сигнал/шум (С/Ш), которые имеют место в таком канале связи, и влияние шумов на выбор параметров сигналов. Приводятся данные по всем вариантам соединений с помощью модемов, включая каналы от системы среднего напряжения к системе низкого напряжения (СН→НН), от системы низкого напряжения к системе среднего напряжения (НН→СН) и каналы между системами среднего напряжения (СН→СН). Эти результаты нужны для того, чтобы определить требования к физическому/МАС-уровню системы связи, который может поддерживать AMI-приложение при таких условиях работы канала.

Связь по линиям электропередачи (PLC) – многообещающая технология для систем интеллектуальных сетей энергоснабжения, в частности для автоматизированного считывания показаний счётчиков (AMR), регулирования спроса, связи систем автоматизированного диспетчерского управления (SCADA) и т. д. Чтобы можно было реализовать все эти системы, важно обеспечить возможность связи между счётчиками электроэнергии, установленными в домах, и концентраторами, находящимися на подстанциях. Концентратор может быть подключён напрямую к электросбы-

товой компании или к центру сбора данных с помощью высокоскоростного беспроводного, оптоволоконного или коаксиального магистрального канала.

В Соединённых Штатах многообещающий потенциал PLC-связи усиливается благодаря нормативным требованиям Федеральной комиссии по связи, которые разрешают использование частот от 9 до примерно 500 кГц. Ограничения на передачу сигналов, установленные Федеральной комиссией по связи в этом диапазоне, настолько слабые, что единственным реальным

ограничением является стоимость и размер модемов связи, которые можно установить в счётчиках. В Европе и Китае каждый распределительный трансформатор может обеспечивать питание десятков или сотен домохозяйств, но в США и Японии каждый распределительный трансформатор обслуживает всего несколько домохозяйств, особенно в сельских районах. Эти два подхода к построению сетей электроснабжения показаны на рисунке 1. Чтобы свести к минимуму стоимость в таких ситуациях, концентратор следует разместить в системе среднего напряжения (СН), и для поддержания связи между ним и счётчиками в системе низкого напряжения (НН) сигналы должны проходить через каждый распределительный трансформатор. В этой связи использование PLC в диапазоне 9–500 кГц сталкивается с неблагоприятными условиями и высоким уровнем шумов в канале, потому что канал должен проходить через распределительный трансформатор.

Чтобы правильно спроектировать сеть интеллектуальных приборов учёта в американской энергосистеме и оптимизировать решение для платформ TI, важно понимать характеристики канала и шумов при прохождении сигналов через распределительные трансформаторы. Поэтому следует провести соответствующие измерения параметров каналов и шумов. В этой статье рассматриваются архитектуры сетей энергоснабжения, типичные для сельских районов США, и приводятся данные измерений парамет-

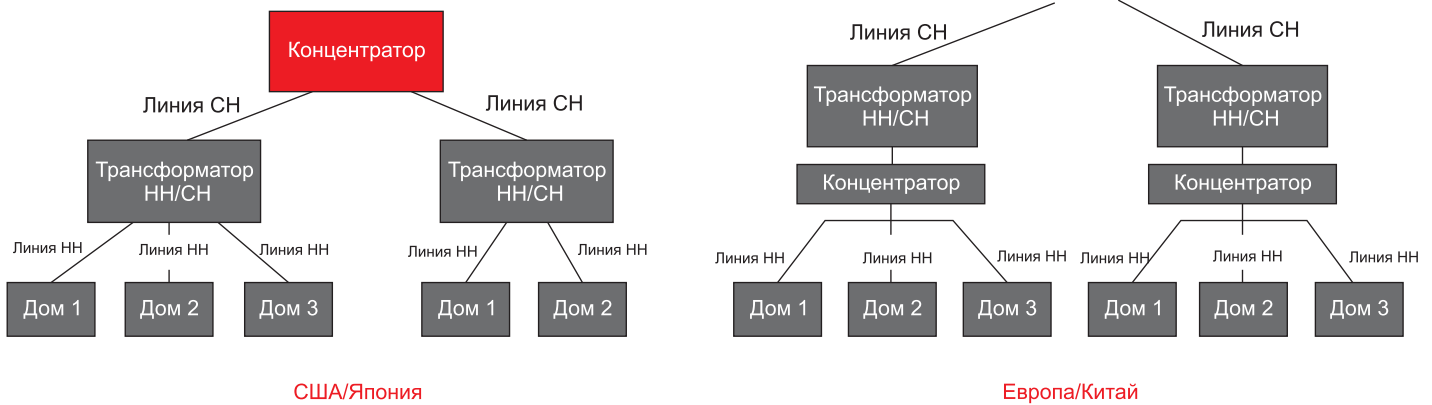


Рисунок 1. Отличия архитектур сетей энергоснабжения

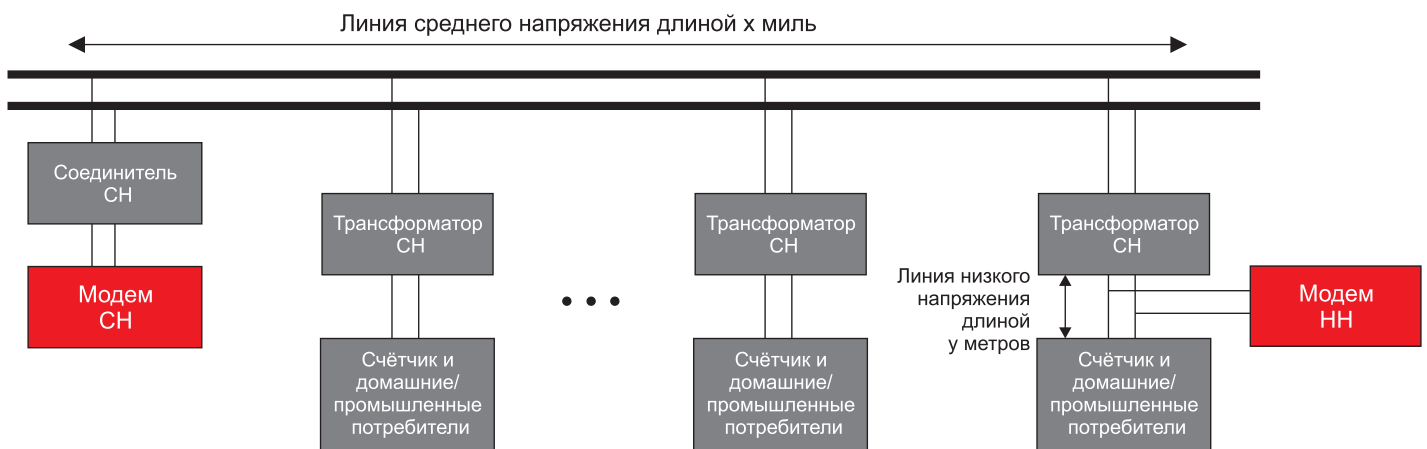


Рисунок 2. Схема испытательной установки для измерений в канале, соединяющем системы среднего и низкого напряжений

тров каналов и шумов на нескольких объектах в линиях СН и НН. Наличие модели канала позволяет разработчикам систем лучше понять рабочие характеристики сети при данной топологии и использовании модемов PLC. После того как становятся ясны целевые показатели скорости передачи данных и радиуса действия для проекта системы, можно выбрать технологию связи, которая отвечает этим ограничениям.

Корпорация Texas Instruments создала гибкую платформу разработки PLC на основе своей архитектуры микроконтроллера C2000™, которая позволяет проектировщику сделать выбор между различными стандартами узкополосной связи с OFDM (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением), включая PRIME, G3 и IEEE P1901.2. Измерения, проведённые в системе электроснабжения США, имеют очень важное значение для оптимизации решения PLC, предложенного TI.

Испытательная установка

Испытательная установка показана на рисунке 2. Концентратор моделируется модемом, который подключён непосредственно к сети среднего напряжения (напряжение между фазой линии и нейтралью 7200 В) с помощью соединителя. Для испытаний, описанных в этой статье, использовался соединитель с полосой пропускания 35–150 кГц. Результаты измерений в направлении СН→НН можно существенно улучшить, если использовать соединитель с полосой пропускания 30–450 кГц. Счётчики моделируются путём подключения модемов со стороны низкого напряжения к различным трансформаторам СН/НН, подключённым на различных расстояниях от «концентратора».

Установка низкого напряжения на стороне НН показана на рисунке 3. Модемы TI и другое измерительное оборудование (например, спектроанализатор, осциллограф и т. д.)

подключаются к реальным счётчикам. Подача команд модемам на передачу и приём сигналов от объектов в сети

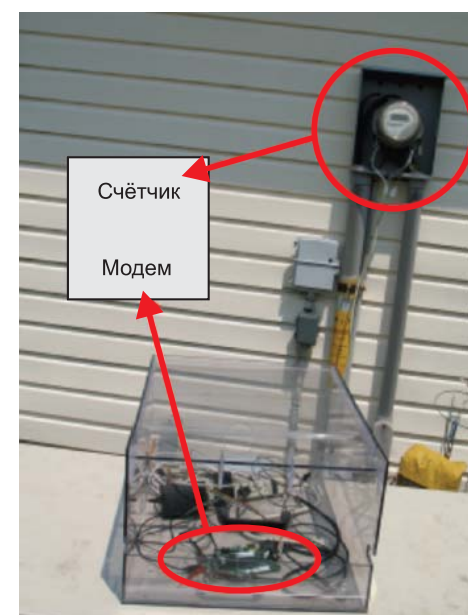


Рисунок 3. Фото различных объектов в сети НН, показывающее соединение между счётчиком и модемом. Для сбора данных используется платформа PLC-модемов TI

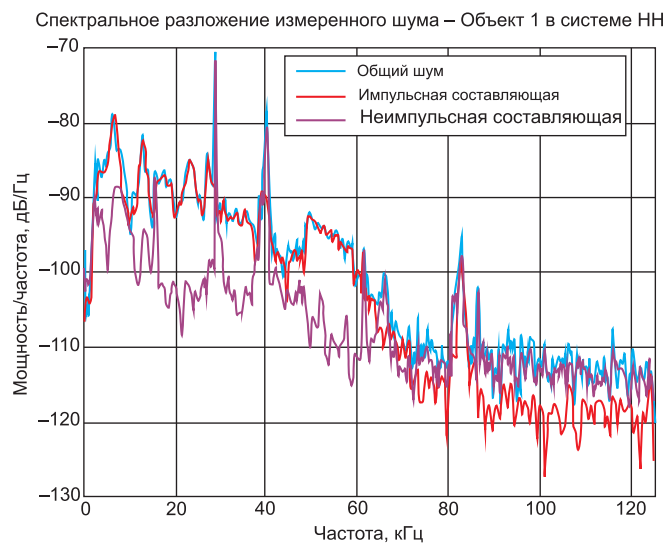
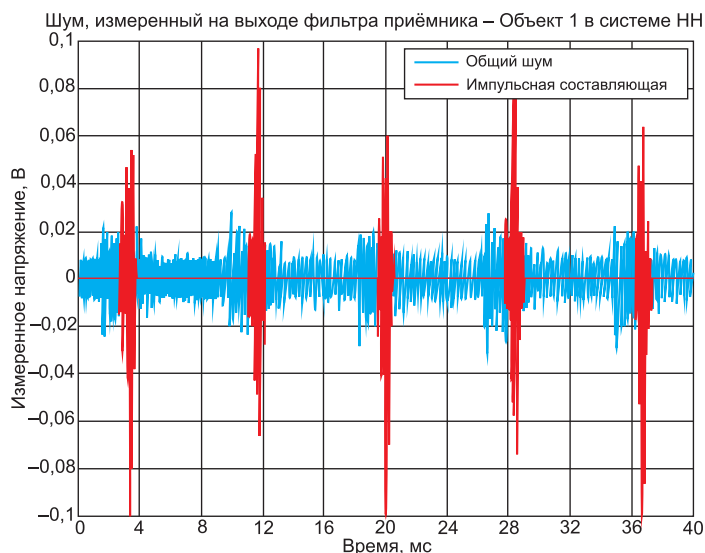


Рисунок 4. Характеристика шума во временной и частотной области, измеренного на объекте в сети низкого напряжения

СН осуществляется с помощью ноутбука.

Гибкость платформы Texas Instruments позволяет разработчикам проводить разнообразные эксперименты на этой платформе для сбора различных данных. Шум описывался сочетанием характеристик, получаемых с помощью осциллографа и спектроанализатора, при сигнале, снимаемом с выхода усилителя мощности OPA564 производства TI, аналоговый входной блок на основе PGA112 использовался для построения интегрированного аналогового входного блока для PLC-связи AFE 031. Чтобы получить характеристику канала, модемы отправляли ЛЧМ-сигнал (так называемое «щебетанье») в диапазоне 40–450 кГц. Сигнал, получаемый в результате на приёмном конце, снимался с осциллографа или со спектроанализатора. Если всё спектральное содержание передаваемого сигнала находится ниже 90 кГц, частота дискретизации осциллографа составляет 250 кГц. Для всех других сигналов частота дискретизации составляет 2 МГц. В обоих случаях снятие сигналов осуществляется после предварительных фильтров, устраняющих эффекты наложения спектров. Подробное описание фильтров приводится ниже в этой статье.

Цель этих испытаний заключается в том, чтобы получить характеристику шума в линиях СН и НН, а также оценить характеристики различных каналов связи СН-НН и СН-СН.

Характеристики шума в линиях среднего (СН) и низкого (НН) напряжения

В этом разделе рассматриваются характеристики шума. Начнём с того, что подытожим основные наблюдения.

- Большая часть энергии шума сосредоточена в коротких всплесках, которые происходят в то время, когда переменный ток сети проходит через нулевой уровень (в США этот период переменного тока сети составляет 8,33 мс).
- Шум является частотно-избирательным, и его распределение энергии и мощность меняются совершенно по-разному от одного объекта к другому.
- Уровень шума на данном объекте более или менее постоянный, за исключением время от времени появляющихся источников узкополосных помех.

Временная и частотная избирательность шумов

Первые два из вышеприведённых выводов иллюстрируются анализом во временной и частотной областях шума, наблюдаемого на объекте в сети низкого напряжения (рисунок 4). Левый график показывает зависимость энергии от времени с всплесками импульсного шума, происхо-

дящими каждые 8,33 мс. Хотя сами по себе эти всплески имеют ширину порядка 3 мс, мы рассмотрим только часть каждого всплеска длительностью в 1 мс, в которую попадают максимальные пики шума в пределах данного всплеска. Нижний график соответствует распределению энергии в частотной области между всплесками длительностью 1 мс (красная кривая) и шумом в другие моменты времени (пурпурная кривая). В этой оценке был использован одиночный всплеск длительностью 1 мс, на середину которого приходилась максимальная величина шума. Он периодически повторялся через каждые 8,33 мс в каждом из направлений, чтобы получить вырезающую функцию с длительностью всплеска 1 мс и длительностью между всплесками 8,33 мс. Красная кривая получена путём умножения снимаемого шума (синяя кривая) на сформированную таким образом вырезающую функцию.

Очевидно, что большая часть энергии в частотной области приходится на узкие всплески, при этом заметим, что уровень шума довольно сильно меняется в зависимости от частоты. Помимо пиков на 29 и 40 кГц, мы также видим плоский участок уровня шума в диапазоне 50–60 кГц. Чётко выраженный характер этого плоского участка характеристики заставляет предположить, что в этом диапазоне осуществляется передача другой источник помех.

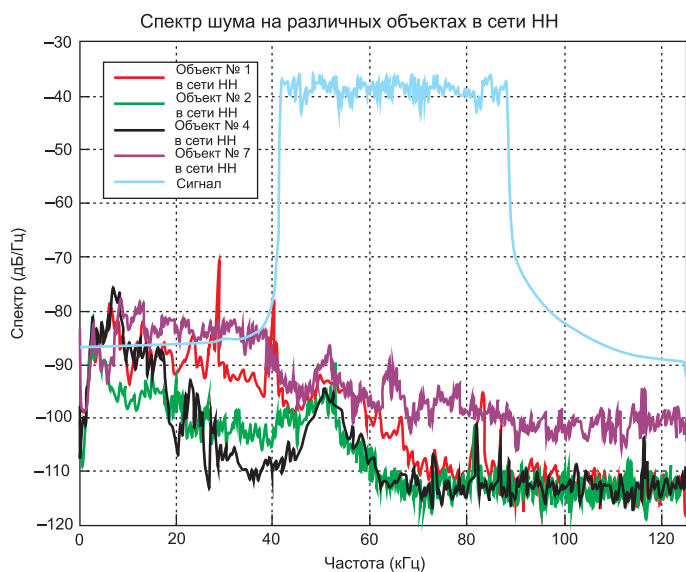


Рисунок 5. Спектры шума, измеренные на различных объектах в сети НН



Рисунок 6. Спектры шума на объекте в сети НН в два разных момента времени

Изменение шума от одного объекта к другому

Спектр фильтрованного шума, полученный на различных объектах в сети НН, показан на рисунке 5. Имеется разница в 10–15 дБ между объектами, при этом на объекте 7 в сети НН шум наиболее сильный, вероятно из-за его близости к промышленным установкам. На этом рисунке в качестве опорного сигнала добавлен уровень передаваемого сигнала, соответствующий ЛЧМ-сигналу со среднеквадратичным значением 2 В в диапазоне 40–90 кГц.

Характер шума как величины, меняющейся во времени

При проведении данной оценки статистика шума будет оставаться в основном постоянной в течение нескольких часов. Однако некоторые изменения время от времени будут происходить. Один из таких примеров приведен на рисунке 6, где показан шум, снятый с помощью спектроанализатора в одном и том же месте, но в два разных периода времени. Во время первого измерения (показано красным) наблюдается сильный узкополосный шум в диапазоне 52–58 кГц. Однако позже этой помехи в том

же диапазоне частот не наблюдалось (синяя кривая). Заметим, что уровень шума вне этого диапазона выглядит похожим в оба этих периода времени. Полустатический характер шума имеет решающее значение, так как он позволяет передатчику и приёмнику обмениваться информацией об отношении С/Ш и выявлять подходящие поддиапазоны, где можно достичь высоких скоростей передачи данных.

Характеристики шума в линиях среднего (СН) и низкого (НН) напряжения

Основные наблюдения относительно шума на стороне СН перечислены ниже. Измеренные характеристики шума аналогичны.

- Так же, как в случае шума на стороне НН, большая часть энергии шума СН сосредоточена в коротких всплесках, которые происходят в то время, когда переменный ток сети проходит через нулевой уровень (период составляет 8,33 мс). Шум является частотно-избирательным, и его распределение энергии и мощность существенно меняются от одного объекта измерения к другому.
- В то же время характеристики шума медленно меняются со временем. Подобно шуму на стороне НН, время от времени на стороне СН возникают узкополосные помехи. Кроме того, имеются замет-

ные увеличения уровня сигнала в диапазоне частот.

- В среднем шум на стороне СН оказывается больше, чем шум на стороне НН, примерно на 10 дБ в диапазоне 30–90 кГц. Не ясно, обусловлено ли это местными эффектами или это более общая тенденция.

Характеристика каналов связи в направлениях СН→НН и НН→СН

Далее мы оценим измеренные характеристики каналов связи в направлениях СН→НН и НН→СН. Процедура измерений выглядит следующим образом: узкополосные сигналы датчика шириной примерно 200 Гц передаются в диапазоне частот 5–450 кГц. Фиксируются уровни передаваемых и принимаемых сигналов. Концентрация энергии в узкой полосе частот шириной 200 Гц позволяет поднять уровень принимаемого сигнала выше уровня шума на большинстве частот, даже при высоком ослаблении. Но есть некоторые частоты, на которых уровень ослабления настолько велик, что уровень принимаемого сигнала оказывается ниже уровня шума. На этих частотах можно получить только более низкую границу по ослаблению канала.

Очевидно, что в канале имеется сильное частотно-селективное осла-

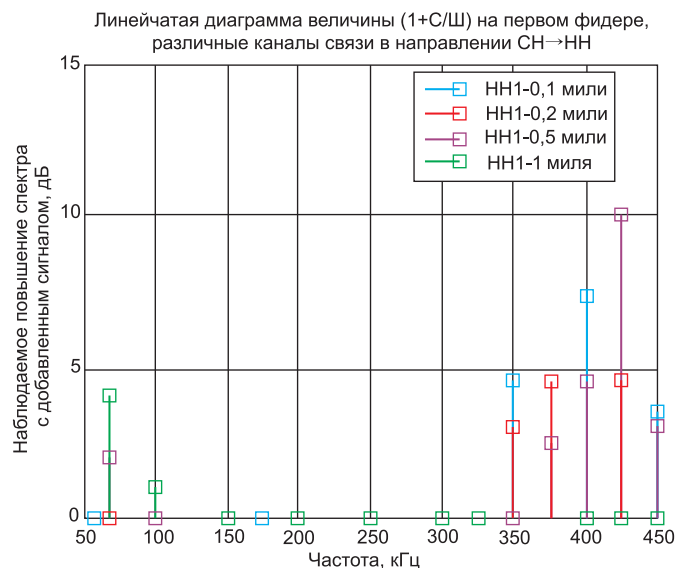
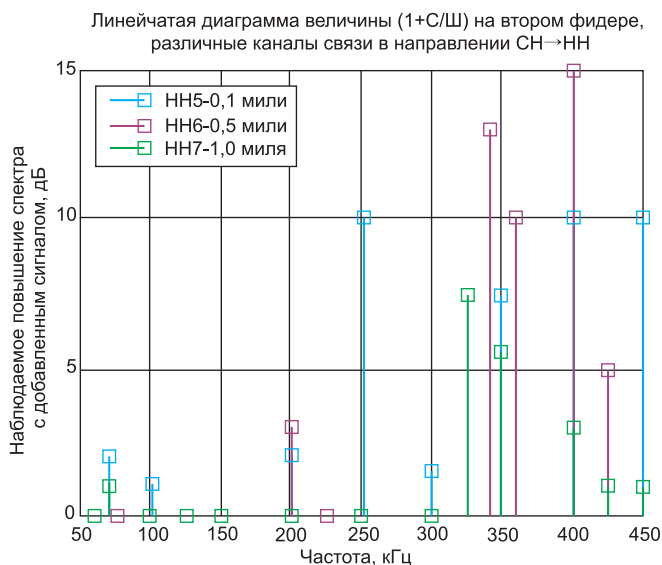


Рисунок 7. Диаграммы отношений $C/Ш$, полученных для каналов связи в направлении СН→НН

бление сигналов. Особый интерес представляет изменение отношения сигнал/шум ($C/Ш$) в зависимости от частоты и расстояния по каналу связи. Графики этих зависимостей представлены на рисунках 7 и 8 для случая измерений на подземных кабелях СН. Конкретнее: на рисунке 8 показан график $C/Ш$ на приёмной стороне при передаче тональных сигналов от объекта в сети СН и наблюдаемых на различных объектах в сети НН (в домах) по соседству. Получаемое в результате отношение $C/Ш$ показано в виде столбиков в зависимости частоты при различных расстояниях связи СН-НН. Следует заметить, что эти расстояния пред-

ставляют собой эффективные длины подземного кабеля СН, так как длины проводов НН, соединяющих счётчик с трансформатором, довольно малы. Для этих же каналов связи отношение $C/Ш$ в направлении НН-СН показано на рисунке 8. Для проведения этих измерений ЛЧМ-сигналы в диапазоне 50 кГц передавались в различные домохозяйства, а наблюдения велись на объекте в сети СН. Сравнение этих двух рисунков ясно показывает, что канал асимметричен при передаче в направлении СН→НН и в направлении НН→СН. Конкретнее: на рисунке 8, где показан канал связи в направлении НН→СН, даже при ЛЧМ-сигналах

в диапазоне 50 кГц значительное отношение $C/Ш$ было получено на нескольких отрезках частотного спектра. С другой стороны, на рисунке 7, где изображены характеристики канала в направлении СН→НН, видно, что лишь на немногих частотах имеется значительное отношение $C/Ш$, даже при передаче гармонического сигнала. Необходимо указать, что это, возможно, местная тенденция, и в других местах и в другое время может наблюдаться обратное.

Характеристики каналов связи в направлении СН→СН

Наконец, мы приводим результаты измерений в каналах связи в направлении СН→СН. Эти измерения проводились при передаче последовательности ЛЧМ-сигналов в диапазоне 50–450 кГц с одного объекта в сети СН и наблюдении результата на другом объекте в сети СН на некотором расстоянии. Измерения были проведены для двух расстояний – 0,25 и 1,3 мили. В случае канала связи длиной 0,3 мили испытания также выявили влияние блока конденсаторов на 25 кВАр, установленного между передатчиком и приёмником, как показано на рисунке 9. Как и предполагалось, блок конденсаторов ослабляет сигналы на верхних частотах. Конкретнее: сравнение двух верхних кривых на рисунке 10 показывает, что при-

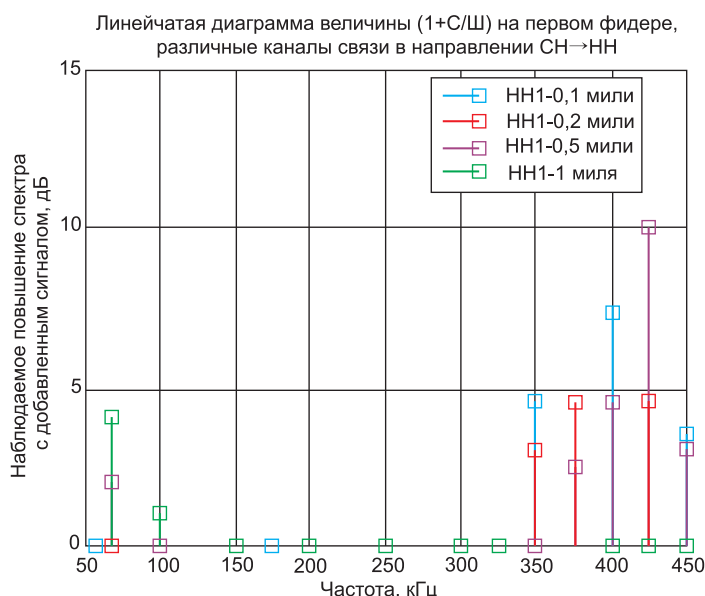


Рисунок 8. Отношения $C/Ш$, полученные для каналов связи в направлении НН→СН



Рисунок 9. Схема испытательной установки для измерений в канале, соединяющем объекты в системе среднего напряжения

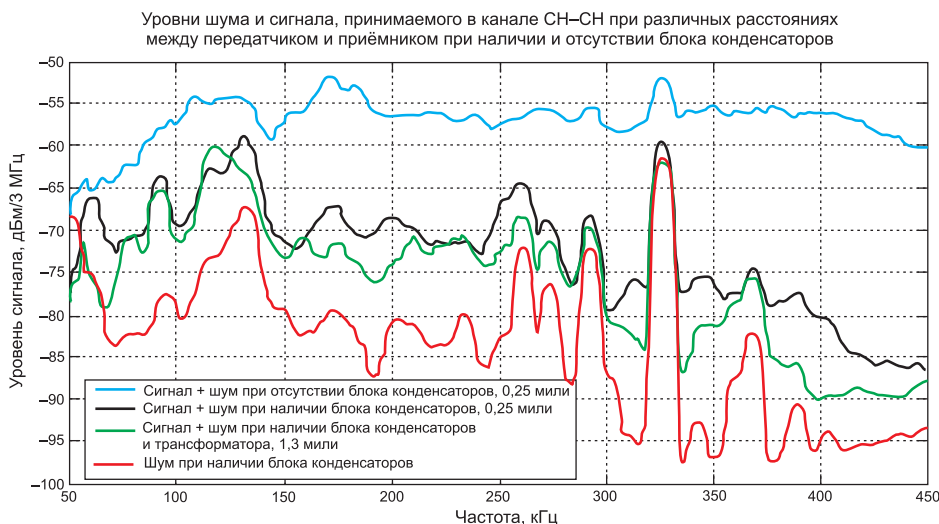


Рисунок 10. Уровни сигналов в канале СН-СН при расстояниях 0,25 и 1,3 мили, при наличии и отсутствии блока конденсаторов между передатчиком и приёмником

сутствие блока конденсаторов вносит в сигнал потери примерно 20 дБ. На этом же рисунке изображён сигнал, принимаемый на расстоянии 1,3 мили от передатчика.

Как видно на графике, ослабление в линии СН в зависимости от расстояния незначительно. Это показывает, что импеданс линии СН не является настолько высоким, чтобы ослаблять сигналы. Ранее проведённый анализ даёт оценку ослабления менее 1 дБ на километр [2].

Заключение

В статье представлены характеристики канала и шумов для связи по линиям электропередачи (PLC) в сети объектов, полученные на основании натуральных измерений в сетях электроснабжения в Соединённых Штатах. Как указано в [1], трансформатор между системами СН и НН вносит значительное частотно-избирательное ослабление сигналов. Положение поддиапазонов с хорошим отношением С/Ш меняется в зависимо-

сти от места объекта в сети НН, и каналы связи в направлениях СН→НН и НН→СН могут быть не симметричны. На основании измерений параметров каналов мы можем выбрать наилучший поддиапазон для передачи сигналов. Это позволяет передатчику сосредоточить энергию в небольшом поддиапазоне, чтобы получить максимальное расстояние до принимающего устройства.

Измерения также показали, что канал связи СН-СН имеет значительно более высокое отношение С/Ш, чем каналы связи СН-НН, даже при наличии блока конденсаторов, который уменьшает импеданс линии СН на высоких частотах.

Собранные данные о сигналах и шумах были использованы для оптимизации решения при создании модема для PLC-связи. Собранные данные показали частотную избирательность/изменение отношения сигнал/шум. Гибкость решения модема TI благодаря программному обеспечению; его реализация на платформе микроконтроллера C2000 позволяет изменять решение так, чтобы справиться с этими частотно-зависимыми ситуациями.

Литература

1. Aclara, Texas Instruments, «G.hnem: Измерения параметров сигналов и шумов в сети доступа США», ITU-T SG15 10GS3-043R1, Женева, Швейцария, сентябрь 2010 г.
2. D5 Зависимость потерь в тракте от частоты, расстояния и топологии сети для различных европейских сетей энергоснабжения СН и НН, отчёт OPERA.

НОВОСТИ

HDC1000 – комбинированный датчик влажности и температуры от TI

TI представила новый класс изделий – микросхему HDC1000 – датчик относительной влажности с цифровым выходом. Принцип действия датчика основан на изменении характеристик емкостного сенсора под действием влажности. Чувствительный элемент размещён на обратной стороне микросхемы, что защищает его от механических воздействий извне и запыления. HDC1000 имеет встроенный канал изменения температуры. Оба канала – измерения влажности и температуры –

калибруются на заводе-изготовителе. Датчик обменивается информацией с системным микроконтроллером по интерфейсу I²C. Микросхема HDC1000 найдёт применение в системах управления микроклиматом, в офисном, торговом и промышленном оборудовании, в логистике. Имеется аналог с несколько меньшей точностью измерения влажности ($\pm 4\%$) – HDC1008.

www.ti.com

Крис Глейзер (Chris Glaser)

Микросхема TPS61291 может сделать ваш интеллектуальный счётчик ещё «умнее»

Сверхмаломощный преобразователь напряжения постоянного тока для приложений с питанием от аккумуляторов или получением энергии из окружающей среды. Благодаря интеллектуальным счётчикам Вы можете отслеживать использование воды, газа или электроэнергии на протяжении дня или даже часа. И если ваши поставщики воды, газа или электричества нарушат свои обязательства, то интеллектуальный счётчик достаточно любезен, чтобы автоматически сообщать об этом компании-поставщику вместо вас. Добро пожаловать в XXI век!

Интеллектуальные счётчики помогут сократить расходы на коммунальные платежи

Вместо того чтобы для записи ваших данных посылать информацию на «Meter Reader» каждый месяц, они будут автоматически передавать эти данные в вашу коммунальную службу. Интеллектуальные счётчики также позволяют делать расчёт на основе «предполагаемых данных».

Одной из технических проблем умного счётчика, равно как и любого счётчика, является управление питанием. И хотя все счётчики имеют относительно простое подключение к сети (особенно это касается элек-

трических счётчиков), всё же важно иметь и резервный источник питания. В конце концов, трудно представить работу без электричества. Кроме того, мониторинг и безопасность работы должны быть обеспечены постоянно, и для этого требуется питание.

Низкую стоимость получить легко, и малого размера батарея (с монету) — это правильный выбор для резервного источника питания. Но даже с уменьшением периода обращений к считывателю работа такой батареи должна продолжаться достаточно долго, иначе считыватель запросит замену батареи. Электронике необходимо 3,3 В даже для работы в случае перебоев в электроснабжении, но батарейка типа «монета» даёт напряжение где-то между 2 и 3 В. Повышающий преобразователь является неплохим решением, но он сам потребляет небольшой ток, что снижает срок службы аккумулятора.

Как нам решить дилемму потребляемой мощности?

Конвертер с ультранизким энергопотреблением типа «подъём + бай-

пас» является нужным ответом. Когда счётчик работает штатно и батарея не нужна (или от неё питается лишь микроконтроллер в спящем режиме), повышающий преобразователь переходит в режим байпаса и потребляет 15 нА. В этом режиме электроника счётчика остаётся включённой. При возникновении сбоя питания или требовании большей мощности микроконтроллер включает повышающий преобразователь для сохранения эффективного питания электроники. Благодаря тому что счётчик работает в режиме с большей мощностью очень малое время, ёмкости недорогой батареи может хватить на 10 и более лет.

Какой конвертер с ультранизким энергопотреблением типа «подъём + байпас» необходим в разработках?

TI представила недорогой сверхмаломощный повышающий преобразователь TPS61291 для интеллектуальных счётчиков, автоматизации домов, систем безопасности, нательных устройств и приложений класса «Интернет вещей». Его использование может обеспечить до 20 лет эксплуатации промышленных и до-



Вместе в борьбе за лидерство

машин приложений с батарейным питанием. Гибкая архитектура преобразователя увеличивает срок службы 3-В устройств с питанием от одного литиевого или двух щелочных элементов.

TPS61291 предлагает наилучшее сочетание сверхнизкого потребления питания в состоянии покоя и функций, необходимых для удовлетворения других серьёзных требований клиентов. TPS61291 – повышающий преобразователь с возможностью выбора выходного напряжения и интегрированной функцией байпаса. В режиме байпаса устройство обеспечивает прямой путь питающего напряжения от батареи до входа в систему и позволяет микроконтроллеру (MCU), такому как MSP430, работать на малой мощности, непосредственно от одного 3 В Li-MnO₂ аккумулятора или двух щелочных батарей.

В режиме байпаса делитель обратной связи для повышающего режима отключён от выхода, благодаря чему потребление тока падает до 15 нА (типичное значение). В режиме повышения напряжения устройство обеспечивает минимальный выходной ток 200 мА для 3,3 В на выходе при 1,8 В на входе. Режим повышения используется для системных компонентов, требующих регулируемого напряжения питания и которые не могут

непосредственно работать от батареи. Для получения максимальной эффективности повышающий преобразователь использует синхронное выпрямление и, как правило, сам он потребляет не более 5,7 мкА.

Устройство включает в себя улучшенный контроль байпас-режима, чтобы предотвратить попадание заряда, хранящегося в выходном конденсаторе при работе в режиме повышения, обратно на вход – на батарею.

TI предложила данное решение для приборов с батарейным питанием, в которых ток потребления крайне мал; однако периодически требуется кратковременное получение от источника питания довольно большой мощности. Помимо счётчиков, это, например, различные типы беспроводных датчиков (присутствия, задымления), в которых питание радиоканала требуется раз в несколько минут или даже реже, а всё остальное время питание потребляет только микроконтроллер. Микросхема TPS61291 предназначена именно для таких сфер применения.

Краткое описание микросхемы

Как видно из рисунка, в состав микросхемы входят повышающий DC/DC-конвертер и ключ Вурасс-режима.

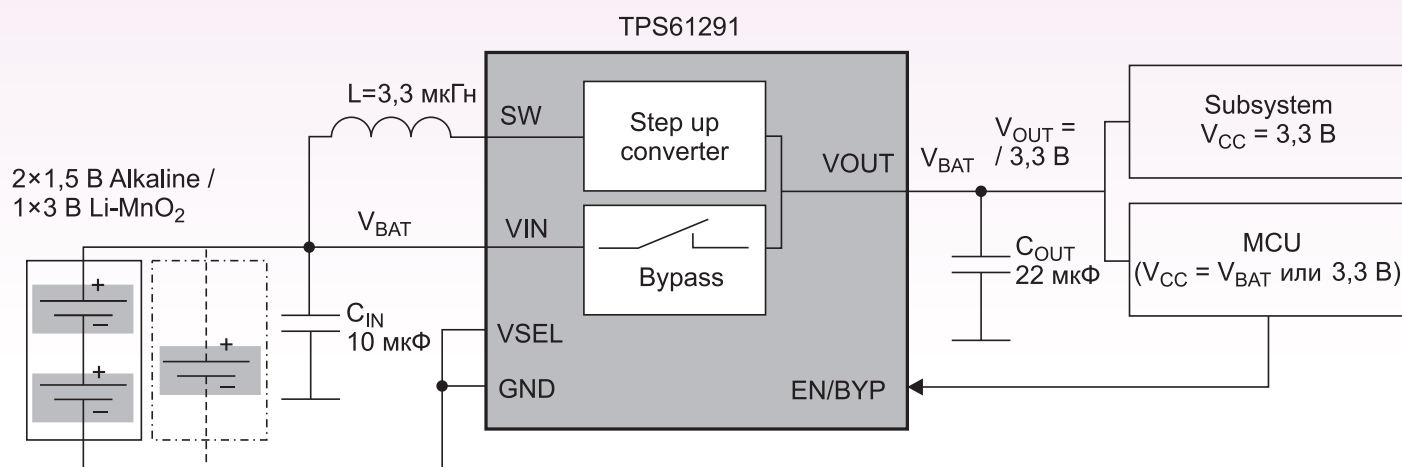
В том случае, когда требуется только питание MCU, ключ Вурасс замкнут (EN/BYP=0), и питание от батареи поступает на MCU. Сильноточная нагрузка (Subsystem), управляемая MCU, отключена. Отключён также и DC/DC-конвертер TPS61291.

Если же системе требуется большая мощность для питания Subsystem, то MCU переводит бит управления (EN/BYP) в состояние лог. 1. Включается DC/DC-конвертер, а ключ размыкается. Subsystem и MCU получают питание от конвертера.

Значение питающего напряжения в этом режиме определяется состоянием вывода VSEL микросхемы и может составлять 2,5, 3 или 3,3 В.

Основные характеристики микросхемы:

- Входное напряжение от 0,9 до 5 В (минимальное напряжение для старта DC/DC-конвертера 1,5 В).
- Ток собственного потребления:
 - 15 нА в режиме Вурасс;
 - 5,7 мкА при включённом DC/DC-конвертере.
- Выходной ток DC/DC-конвертера не менее 200 мА при $U_{вх}=1,8$ В и $U_{вых}=3,3$ В.
- КПД до 96%.
- Микросхема выпускается в корпусе SON-6 размером 2×2 мм.
- Диапазон рабочих температур –40...+85 °С.



Более подробную информацию можно найти на сайте компании TI www.ti.com/product/TPS61291

Adnaan Lokhandwala (Аднаан Лохандвала)

Недорогие обратногоходовые решения для энергопотребления в режиме ожидания 10 мВт

Обратногоходовая топология остаётся предпочтительным вариантом для выпрямления тока малой мощности благодаря своей простоте и низкой стоимости. При небольшом количестве внешних элементов эта топология способна обеспечить один или несколько выходов для очень широкого диапазона входных напряжений. Она используется как в гальванически развязанном, так и в неразвязанном вариантах, в широком спектре применения, например для зарядных устройств аккумуляторов в смартфонах и планшетных компьютерах; для вспомогательных источников питания телевизоров, настольных компьютеров и бытовых приборов; для сетевых адаптеров переносной вычислительной техники, телевизионных приставок и сетевого оборудования; и многого другого. На рисунке 1 показаны типичные уровни мощности в некоторых из этих систем. Широкие возможности применения

и фактическое использование обратногоходовой топологии на весьма ёмких рынках бытовой техники (по оценкам, в 2012 г. объёмы поставок только на рынках, показанных на рисунке 1, превысили несколько миллиардов единиц продукции) делают её оптимальным кандидатом для оптимизации всех возможных эксплуатационных характеристик, таких как стоимость, эффективность и мощность, потребляемая в режиме ожидания.

В большинстве случаев обратногоходовые преобразователи представляют собой отдельные внешние источники питания сетевых зарядных устройств или адаптеров. В некоторых случаях они обеспечивают либо питание части большого оборудования, либо питание в режиме ожидания для поддержания выполнения функций системы, таких как работа пользовательской индикации и дистанционного управления, ког-

да оборудование не выполняет свою основную функцию. Во всех случаях энергопотребление в режиме ожидания обратногоходового преобразователя тщательно исследуется, чтобы свести к минимуму общий расход энергии в те периоды, когда преобразователь, как кажется, ничем не занят. Например, для обратногоходового источника питания, используемого в сетевом зарядном устройстве переменного тока, это потребление для серийного устройства может быть установлено на уровне менее 30 мВт. Если реальный источник питания потребляет всего 10 мВт в режиме ожидания, разница в 20 мВт может создать большой запас, который можно использовать для элементов схемы, имеющих утечки, таких как входные фильтры, конденсаторы и элементы, обеспечивающие смещение, снизив общую стоимость решения. Аналогично, обратногоходовой преобразователь с низким энергопотреблением в режиме ожидания может сделать возможным продолжение работы большего количества функций в режиме ожидания, оставляя общую потребляемую мощность конечного оборудования на минимальном уровне.

Толчок в направлении экологически чистых источников энергии

Есть целый пакет инициатив и директив в энергетике, касающихся энергоэффективности и энергопотребления в режиме ожидания, которые зависят от окончательного оборудования, уровня мощности и регулирующих органов. В США, например, к ним относятся документы Энергетической

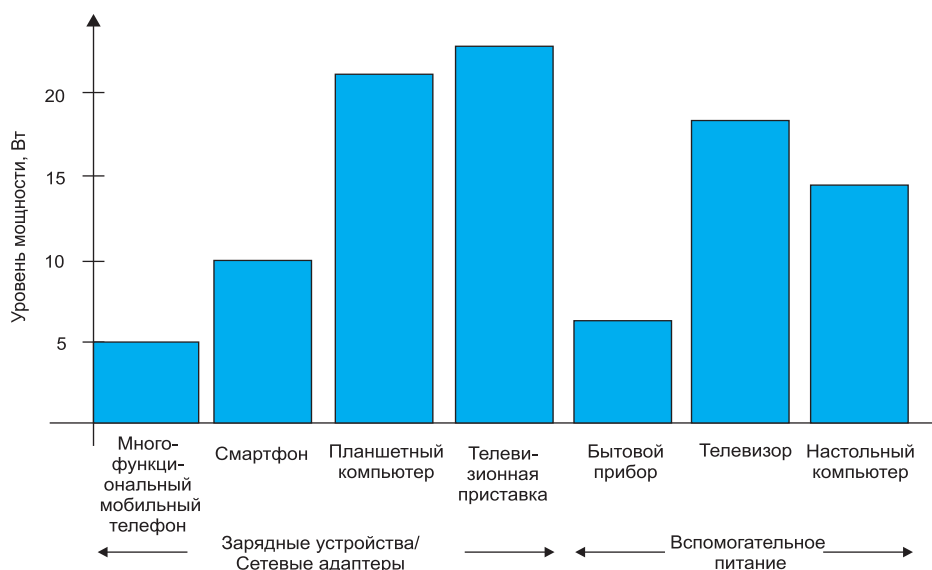


Рисунок 1. Типичные уровни мощности для обратногоходовых преобразователей-выпрямителей тока

комиссии штата Калифорния и Агентства охраны окружающей среды ENERGY STAR® [1], а в Европе это Инициатива Европейского Союза по энергопотреблению в режиме ожидания. При беглом взгляде на эти инициативы по энергосбережению становится ясно, что у всех у них общая задача – стимулировать минимальную потерю мощности при малых нагрузках и при отсутствии нагрузки/в режиме ожидания.

Во многих регионах мира также вводятся обязательные и добровольные ограничения мощности, потребляемой в режиме ожидания, и КПД работы внешних источников питания при низких нагрузках.

В США Энергетическая комиссия штата Калифорния приняла для своего штата стандарт КПД зарядки аккумуляторов, который вступил в силу с февраля 2013 г. Кроме того, Министерство энергетики США заканчивает работу на проекте документа, который окажет влияние на действующие в настоящее время нормативные требования к КПД источников питания во всём мире. Аналогично, Объединённый исследовательский центр Комиссии Европейских сообществ (ЕС) в октябре 2013 г. выпустил окончательный проект 5-й версии своего свода правил по энергоэффективности для внешних источников питания. Эти новые добровольные технические спецификации, которые предлагают ужесточение требований к КПД активного режима и энергопотреблению при отсутствии нагрузки, труднее выполнить, чем обязательные к исполнению требования действующей в настоящее время Директивы ЕС по экологическому проектированию.

Чтобы гарантировать эффективность внешнего источника питания в режиме холостого хода или ожидания некоторых систем, ЕС ввел дополнительное требование к КПД при 10%-ных нагрузках, помимо требования к среднему КПД в четырёх точках активного режима. ЕС также ввел дополнительный класс для мобильных переносных внешних источников питания с аккумуляторами мощностью менее 8 Вт, которые начиная с 2014 г. должны ограничивать энергопотребление при отсутствии нагрузки уровнем менее 75 мВт.

Наконец, в январе 2013 г. вступила в силу Директива ЕС по экологическому проектированию для изделий лота 6, уровня 2, имеющих отношение к энергии. Эта часть директивы ограничивает общее энергопотребление системы в режиме ожидания бытового и офисного оборудования уровнем менее 0,5 Вт.

Энергопотребление в режиме ожидания менее 10 мВт

Типичная архитектура развязанного обратногоходового преобразователя, который потребляет менее 10 мВт в режиме ожидания, показана на рисунке 2. На рисунке показаны четыре основных элемента обратногоходового преобразователя (обозначенные A–D), на которые приходится большая часть его потерь мощности в режиме ожидания, а также указана их стоимость. Обычно преобразователь такого типа сравнивает своё выходное напряжение с опорным напряжением стороны вторичной обмотки. Для передачи сигнала рассогласования через изолирующий барьер используется оптоэлектронное развязывающее устройство.

В этом подходе есть две фундаментальные проблемы. Первая – недорогому источнику опорного напряжения, такому как широко используемый шунтовой регулятор TL431 от TI, требуется минимальный ток катодного смещения (~1 мА), не зависящий

от нагрузки преобразователя при всех условиях. Вторая – стандартная конфигурация оптрона такова, что наибольший ток он потребляет в условиях отсутствия нагрузки. Заметим, что для того, чтобы добиться энергопотребления в режиме ожидания менее 10 мВт, для обратногоходового регулирования может потребоваться более дорогой источник эталонного напряжения, такой как шунтовой регулятор TLV431 от TI с очень низким током смещения.

Одним из способов решения этих проблем является использование контроллера стабилизированного напряжения, стабилизированного тока (CVCC) с регулированием стороны первичной обмотки, такого как UCC28710 от TI. Контроллер такого типа может упростить и улучшить рабочие характеристики источников питания. UCC28710 регулирует выходное напряжение и выходной ток обратногоходового преобразователя с точностью 5% без оптронной обратной связи. Он также обрабатывает информацию от силового транзистора и вспомогательной обмотки трансформатора для точного регулирования выхода CVCC.

Для снижения его энергопотребления при отсутствии нагрузки контроллер входит в интеллектуальные режимы ожидания, когда нагрузка преобразователя уменьшается и контроллер снижает свой средний потребляемый ток до 95 мкА. Алгоритм управления модулирует частоту переключения преобразователя

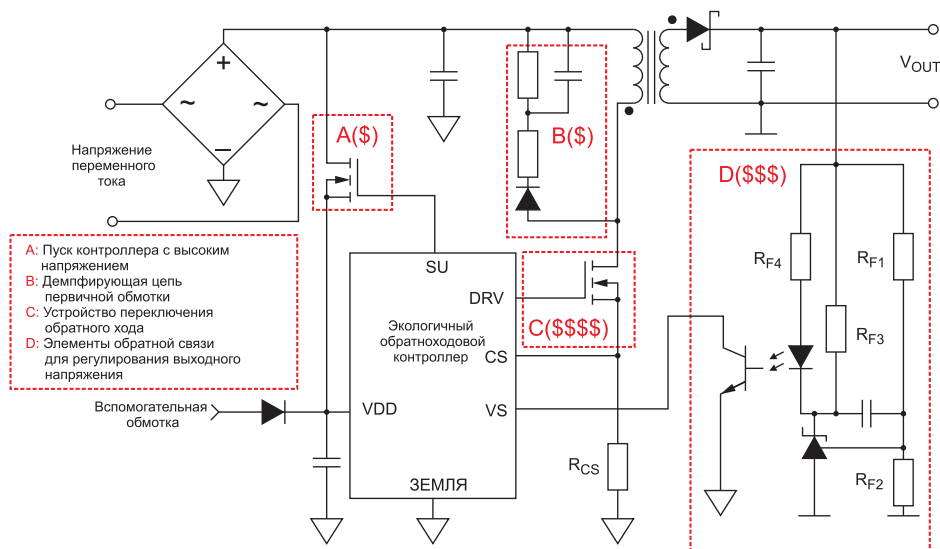


Рисунок 2. Обычный обратногоходовой выпрямитель потребляет мощность менее 10 мВт в режиме ожидания

и пиковую амплитуду тока первичной обмотки, поддерживая переключение во впадине напряжения полевых МОП-транзисторов для обеспечения высокого КПД преобразования в линии и на нагрузке.

Наконец, благодаря технологии микросхем высокого напряжения полевой МОП-транзистор с внешним пуском высокого напряжения также интегрирован в контроллер, чтобы ещё больше снизить количество элементов и упростить решение (рисунок 3а).

Выбор переключателя обратноходового преобразователя очень сильно зависит от конкретной системы и определяется требуемыми рабочими характеристиками. В некоторых ситуациях биполярный транзистор (БТ) может оказаться лучшим вариантом, чем полевой МОП-транзистор. Вообще БТ дешевле силовых полевых МОП-транзисторов, потому что при их изготовлении используются более простые технологические процессы с меньшим числом слоёв, особенно в случае систем с высокими напряже-

ниями (>700 В) и малой мощностью. БТ с очень высокими напряжениями (>900 В) на сегодня являются экономически оправданным вариантом, что делает разработки на основе БТ привлекательными для использования в автономных источниках питания для промышленного рынка и в тех регионах, где напряжения сети переменного тока меняются в широких пределах.

Преобразователи с БТ могут иметь меньшую стоимость изготовления, потому что обычно у них меньшие уровни воздействия на транзистор при переключении, di/dt и dV/dt , легче обеспечить совместимость по ЭМП при отсутствии помеходавляющего конденсатора типа Y, не требуется синфазный дроссель, а конструкция трансформатора проще. Также благодаря медленному изменению di/dt при выключении некоторая часть энергии в индуктивности утечки трансформатора может рассеиваться в момент выключения БТ, что может позволить отказаться от демпфирующих цепей в некоторых схемах. С другой стороны, потери при переключении в БТ выше, их применение ограничивается схемами с меньшими частотами переключения, и они требуют сложной схемы драйвера.

Высокоинтегрированное решение драйвера БТ показано на рисунке 3б. Контроллер UCC28720 имеет в своём составе драйвер, который динамически подстраивает амплитуду тока базы в зависимости от нагрузки преобразователя. Этим обеспечивается то, что БТ всегда работает в оптимальных условиях переключения с минимальными потерями при переключении и потерями проводимости, даже в случае выпрямителей высокой мощности.

Для иллюстрации некоторых идей, высказанных выше, были спроектированы два зарядных устройства USB на 5 В/1 А. Данные их испытаний приведены на рисунке 4. Обратите внимание на то, что контроллеры позволяют добиться сверхнизкого энергопотребления в режиме ожидания – менее 10 мВт. Оптимизированные схемы модуляции и драйвера также облегчают достижение высокого среднего КПД для выполнения самых строгих нормативных требований, действующих

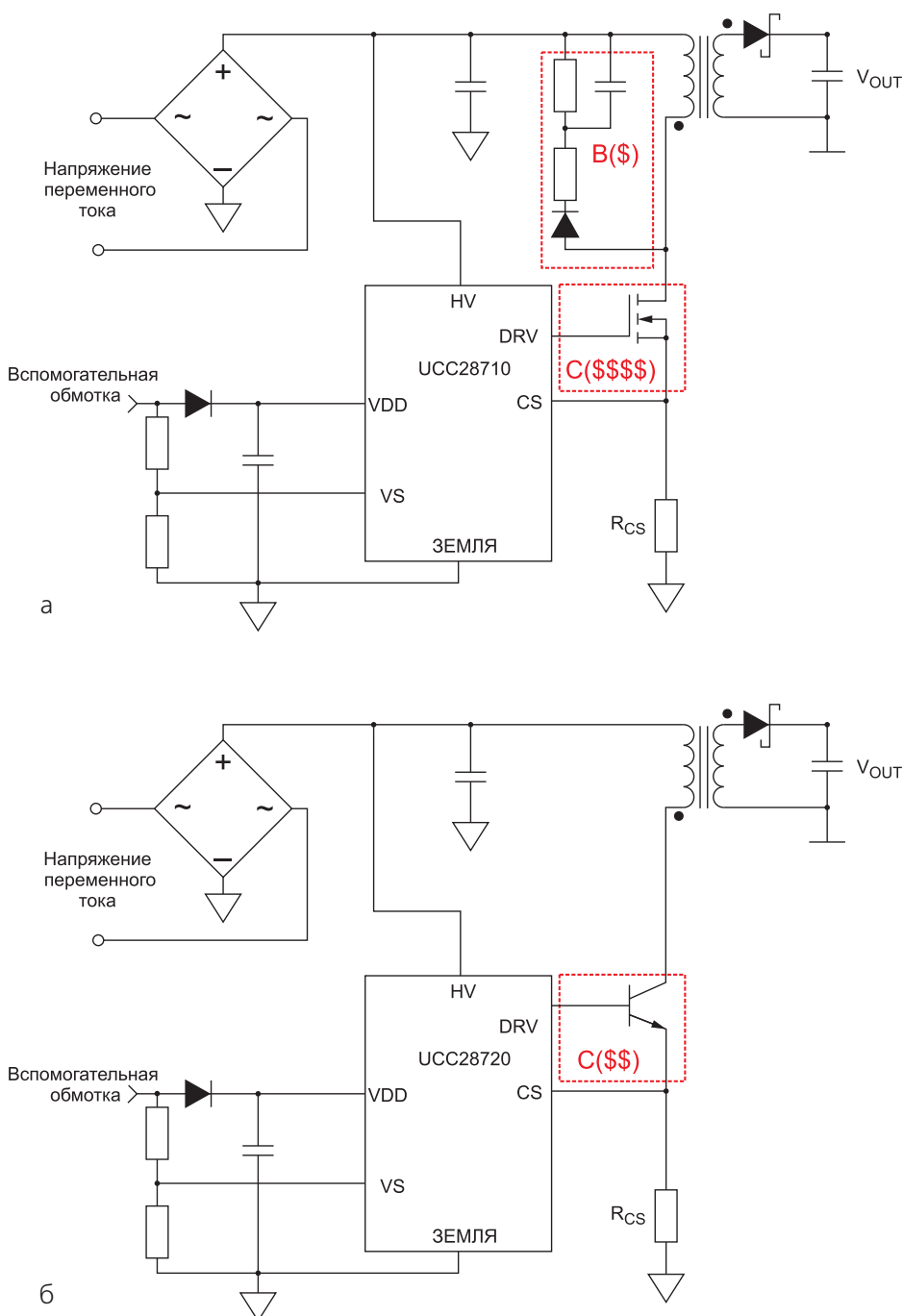


Рисунок 3. Упрощённая схема обратноходового преобразователя: а) с контроллером UCC28710, б) с контроллером UCC28720

в мире. В работах [2] и [3] имеются ссылки на полное описание данных испытаний и ведомости комплектующих и материалов для этих разработок. Данные испытаний схемы более высокой мощности на 5 В/1,5 А приведены на рисунке 4, чтобы проиллюстрировать тот факт, что это решение на основе БТ может обеспечить средний КПД 80+% [4].

Заключение

Простота и экономичность обратноходовой топологии сделали её предпочтительным вариантом для многих разработок источников питания малой мощности для питания бытовой электроники. Разработчики источников питания постоянно сталкиваются с требованием обеспечить те же рабочие характеристики при меньшей себестоимости или лучшие рабочие характеристики при той же себестоимости. В этой статье рассмотрены некоторые из этих аспектов обеспечения рабочих характеристик и то, как можно решить проблему стоимости источника питания, правильно выбрав энергоэффективный контроллер. UCC28710 и UCC28720 – изделия из семейства 700-вольтовых обратноходовых контроллеров TI, которые позволяют разрабатывать оптимальные по себестоимости схемы, обладающие лучшими в своём классе энергопотреблением в режиме ожидания и КПД для выполнения требований действующих в настоящее время и перспективных промышленных стандартов.

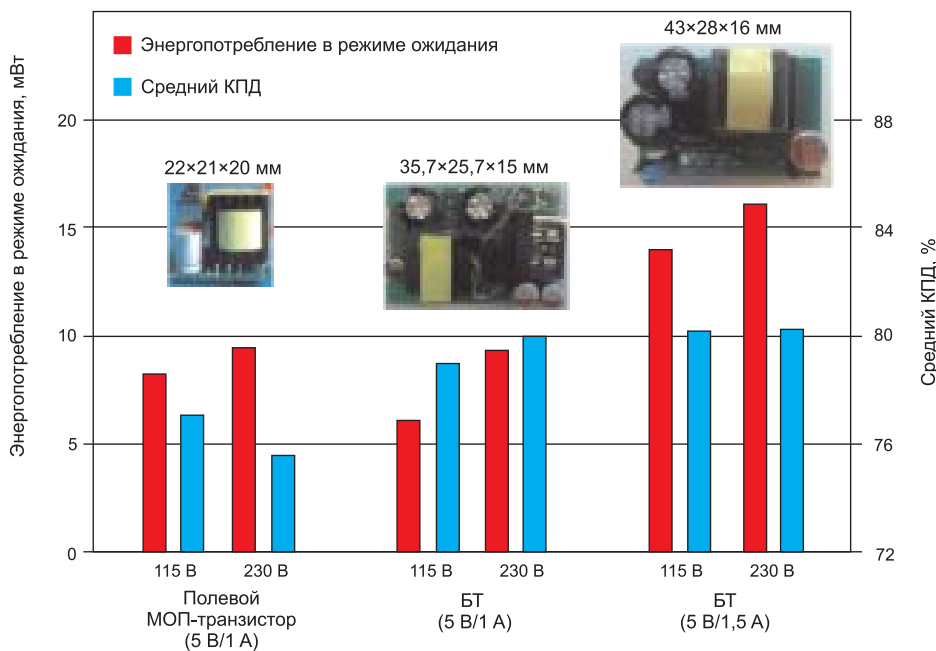


Рисунок 4. Сводная диаграмма данных испытаний схем обратноходовых выпрямителей с контроллерами UCC287xx

Литература

1. Аднаан Лохандвала (20 мая, 2013 г.). «Снижение энергопотребления при отсутствии нагрузки: 30 мВт и ниже». Проектирование систем питания [онлайн]. Имеется на сайте: www.powersystemdesign.com.
2. «Универсальное зарядное устройство cube с входным переменным током 5 В/1,2 А, потребляющее <10 мВт при отсутствии нагрузки». Примерная разработка с использованием UCC28710. Имеется на сайте: www.ti.com/pmp4344-aaj.
3. «Недорогое решение на основе БТ для зарядного устройства переменного тока на 5 В/1 А с низким энергопотреблением в режиме ожидания». Примерная разработка с использованием UCC28720. Имеется на сайте: www.ti.com/pmp4373-aaj.
4. «Решение на основе БТ для сетевого адаптера на 5 В/1,5 А с высоким КПД». Примерная разработка с использованием UCC28720. Имеется на сайте: www.ti.com/pmp4372-aaj.

НОВОСТИ

ATL431, ATL432 – «регулируемый стабилизатор» с малым током потребления от TI

Микросхемы ATL431 и ATL432 являются функциональными аналогами хорошо известных изделий TL431. Основное преимущество – очень малый минимальный рабочий ток, составляющий 35 мкА. Микросхемы ATL431 и ATL432 выпускаются в корпусах SOT-23 и отличаются только разводкой выводов. Микросхемы ATL431 и ATL432 могут использоваться в сетевых блоках питания различного типа, источниках опорного напряжения и тока, для замены стабилизаторов и т. п.

Основные характеристики микросхемы:

- Регулируемое стабилизированное напряжение: от 2,5 до 36 В.
- Ток катода: от 35 мкА до 100 мА (это более чем в 20 раз превышает допустимый диапазон тока TL431).
- Точность установки выходного напряжения (2,5 В): 0,5% для группы «В» и 1% для группы «А».
- Температурный дрейф не более 5 мВ (типичное значение) в диапазоне –40...+85 °С.

www.ti.com

Дэвид Бэба (David Baba)

Преимущества многофазного понижающего преобразователя

Введение

Однофазные понижающие DC/DC-контроллеры хорошо работают в системах преобразователей низкого напряжения с токами приблизительно до 25 А, но при более высоких токах рассеяние мощности и снижение КПД начинают становиться проблемой. Один из подходов к её решению заключается в использовании многофазного понижающего контроллера. В этой статье кратко рассматриваются преимущества использования многофазного понижающего преобразователя по сравнению с однофазным преобразователем и выгода, которую может принести многофазный понижающий преобразователь в случае его использования.

На рисунке 1 показана двухфазная схема. Из рисунка 2, где изображены сигналы в этой схеме, ясно видно, что фазы чередуются. Чередование снижает пульсирующие токи на входе и выходе. Оно также уменьшает количество мест локального перегрева на печатной плате или перегрева отдельных элементов. В действительности двухфазный понижающий преобразователь наполовину снижает мощность рассеяния среднеквадратич-

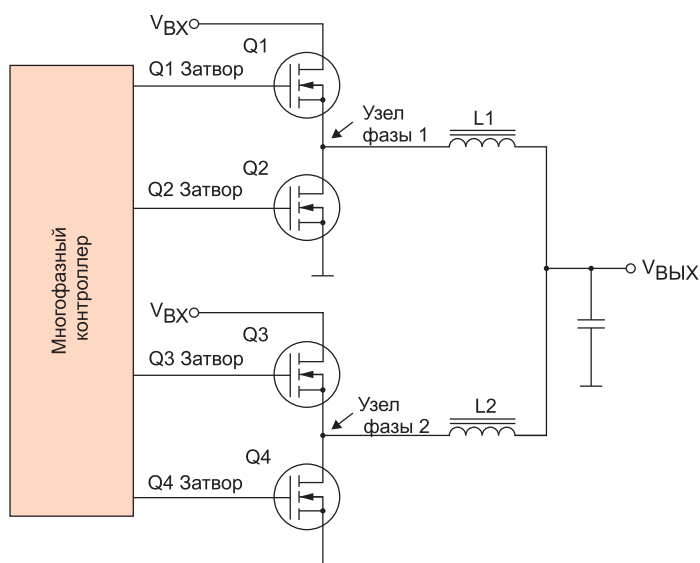


Рисунок 1. Двухфазный понижающий преобразователь

ного тока в полевых транзисторах и индуктивностях. Чередование также уменьшает и потери переходных процессов.

Аспекты фильтрации на выходе

В многофазном варианте требования к выходному фильтру снижаются вследствие уменьшения тока в силовом каскаде каждой фазы. В 40-А двухфазной схеме средний ток в каждой индуктивности составляет всего 20 А. По сравнению с 40-А однофазным вариантом номинал и физический размер индуктивности существенно снижаются благодаря меньшему среднему току и меньшему току насыщения.

Пульсирующее напряжение на выходе

Подавление пульсирующего тока в каскаде выходного фильтра приводит к уменьшению пульсирующего напряжения на выходном конденсаторе по сравнению с однофазным преобразователем. Это ещё одна причина, делающая многофазный преобразователь предпочтительным. Выражения 1 и 2 позволяют рассчитать пульсирующую

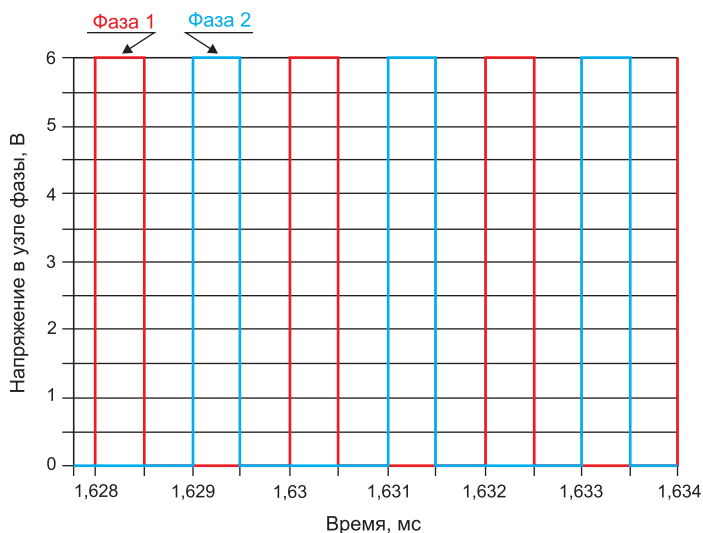


Рисунок 2. Сигналы в узлах фаз 1 и 2

составляющую тока в процентах, которая подавляется в каждой индуктивности.

$$m = D \times \text{Кол-во фаз} \quad (1)$$

и

$$I_{\text{пульс_норм}}(D) = \text{Кол-во фаз} \times$$

$$\times \frac{\left[D - \frac{mp(D)}{\text{Кол-во фаз}} \right] \times \left[\frac{1+mp(D)}{\text{Кол-во фаз}} - D \right]}{(1-D) \times D}, \quad (2)$$

где D – продолжительность включения (скважность), $I_{\text{пульс_норм}}(D)$ – зависимость нормированного значения пульсирующего тока от D , а mp – целая часть m . На рисунке 3 показаны графики, построенные по этим выражениям. Например, использование двух фаз при 20%-ной длительности включения (D) даёт уменьшение пульсирующего тока на 25%. Допустимая величина пульсирующего напряжения конденсатора рассчитывается путём умножения пульсирующего тока на эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора. Очевидно, что снижаются требования и к максимальному току, и к напряжению.

На рисунке 4 показаны результаты моделирования двухфазного понижающего преобразователя при продолжительности включения 25%. Пульсирующий ток в индуктивности равен 2,2 А, но в выходном конденсаторе он составляет всего 1,5 А, вследствие подавления пульсаций тока. При продолжительности включения 50% и двух фазах в конденсаторе вообще не будет пульсирующего тока.

Переходный режим при изменении нагрузки

Характеристики переходного режима при изменении нагрузки улучшаются благодаря уменьшению энергии, запасаемой в каждой выходной индуктивности. Уменьшение пульсирующего напряжения в результате его подавления способствует тому, что перенапряжение

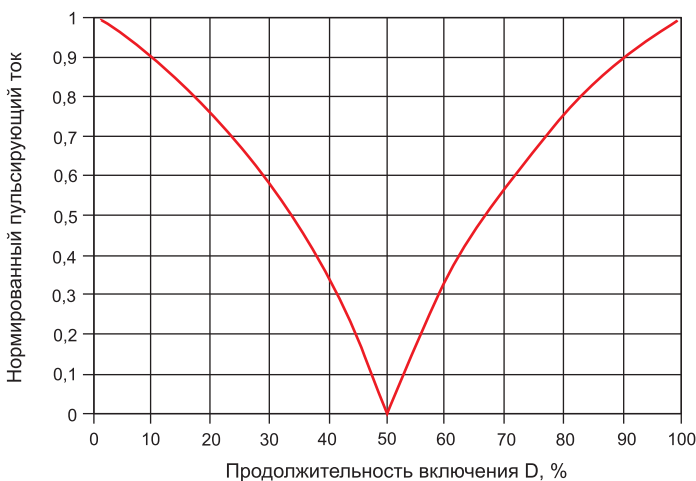


Рисунок 3. Зависимость нормированного пульсирующего тока в конденсаторе от продолжительности включения

и недонапряжение на выходе будут минимальными, потому что пройдёт больше рабочих циклов, прежде чем среагирует контур обратной связи. Чем меньше пульсирующий ток, тем меньше будет и отклонение.

Подавление среднеквадратического пульсирующего тока на входе

Входные конденсаторы фактически обеспечивают подачу всего входного тока в понижающий преобразователь, особенно если входная цепь преобразователя представляет собой индуктивный элемент.

Эти конденсаторы следует выбирать очень внимательно с точки зрения выполнения требований к среднеквадратичному импульсному току, чтобы они не перегревались. Понятно, что в случае однофазного преобразователя с продолжительностью включения 50% в самом наилучшем случае среднеквадратичный пульсирующий ток обычно оценивается в 50% от выходного тока. Рисунок 5 и выражение 3 показывают, что для двухфазного решения наилучший случай среднеквадратичного пульсирующего тока имеет место при продолжительности включения 25% и 75%, и при этом он составляет всего 25% от выходного тока.

$$I_{\text{ВХ_норм}}(D) = \sqrt{\left[D - \frac{mp(D)}{\text{Кол-во фаз}} \right] \times \left[\frac{mp(D)+1}{\text{Кол-во фаз}} - D \right]}. \quad (3)$$

Преимущество многофазного решения перед однофазным очевидно. Для выполнения требований к среднеквадратичному пульсирующему току на входе понижающего каскада можно использовать меньшую входную ёмкость.

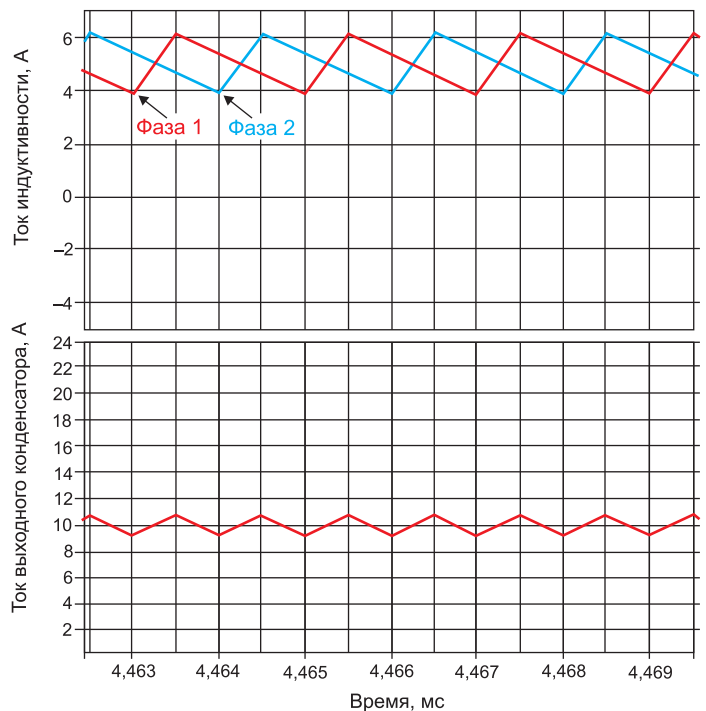


Рисунок 4. Подавление пульсирующего тока в индуктивности при $D=25\%$

Пример применения

Оценочная плата с высокой плотностью мощности на микросхеме LM3754 обеспечивает напряжение 1,2 В при токе нагрузки 40 А и входном напряжении питания 12 В. Плата имеет размер 51×51 мм, а элементы занимают площадь 36×33 мм. Частота коммутации каждой фазы устанавливается равной 300 кГц. Эти и другие условия работы сведены в таблицу 1. Элементы размещаются на 4-слойной плате, при этом толщина меди во всех слоях составляет 35 мкм. На плате имеются дополнительные выводы для подключения удалённых датчиков, а один контакт используется для регулирования выходного напряжения.

Таблица 1. Условия работы оценочной платы LM3754

Входное напряжение	10,8–13,2 В
Выходное напряжение	1,2 В±1%
Выходной ток	40 А (макс.)
Частота коммутации	300 кГц
Размер модуля	51×51 мм
Площадь платы	36×33 мм
Высота модуля	13 мм
Поток воздуха	200 л/мин
Количество фаз	2

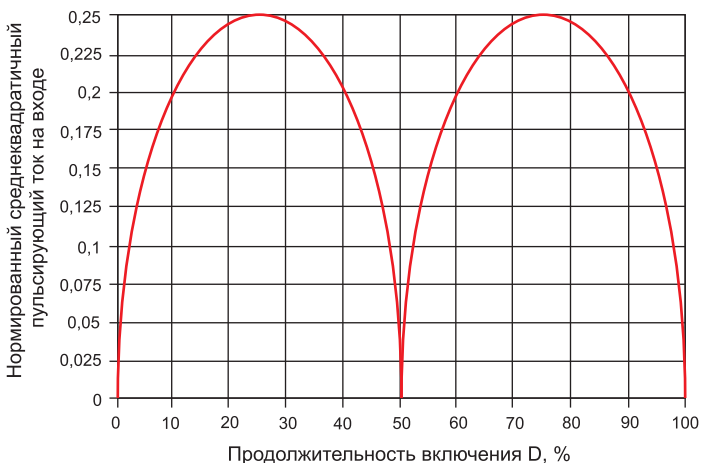


Рисунок 5. Зависимость нормированного среднеквадратичного пульсирующего тока на входе от продолжительности включения

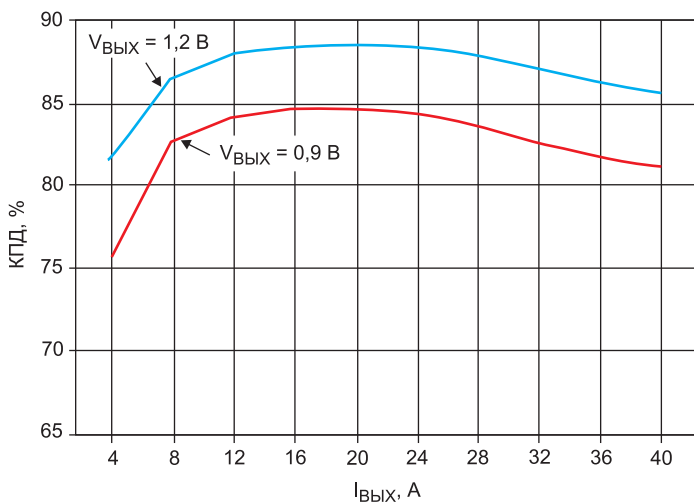


Рисунок 6. График КПД при входном напряжении 12 В

Поскольку оценочная плата LM3754 рассчитана на работу в системах с высокой плотностью мощности, для обеспечения требуемого пониженного среднеквадратичного пульсирующего тока в ней используются оптимизированные входные и выходные конденсаторы. Эта оценочная плата также имеет низкие пульсации выходного напряжения и хорошие характеристики переходного режима. Следует использовать компоновку платы как можно более близкую к той, что показана в рекомендациях по применению LM3754 [1]. Но если это невозможно, следует внимательно отнестись к перечисленным здесь замечаниям.

Теперь рассмотрим ещё несколько аспектов, касающихся компоновки, а затем перейдём к результатам испытаний, полученным на испытательной плате с использованием LM3754. Эти результаты показаны на рисунках 6–11. Это типичные результаты, которые можно ожидать, а при внесении необходимых изменений результаты могут быть даже лучше.

Аспекты, касающиеся компоновки

Печатные проводники для высоких токов требуют достаточно большого количества меди, чтобы свести к минимуму падения напряжения и повышения температуры. Здесь было применено общее правило, согласно кото-

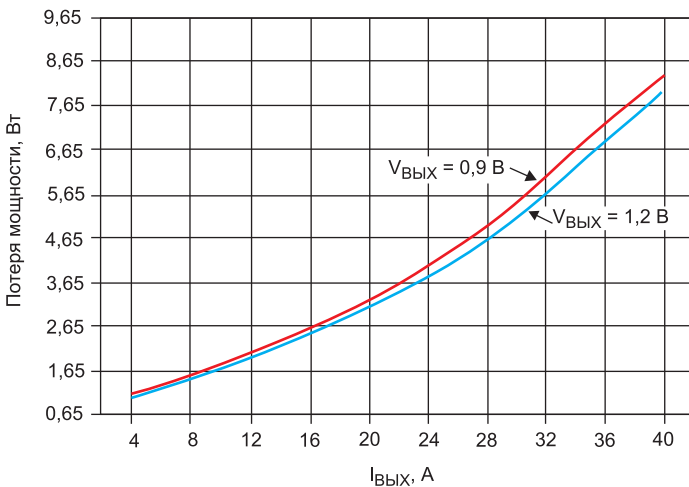


Рисунок 7. Потеря мощности при входном напряжении 12 В



Рисунок 8. Напряжение в узле коммутации: V_{ВХ}=12 В, V_{ВЫХ}=1,2 В при 40 А

рому ширина проводника должна составлять не менее 0,18 мм на ампер при толщине меди 70 мкм, и 0,35 мм на ампер для внутренних слоёв при толщине меди 35 мкм. Входные конденсаторы каждой фазы были помещены как можно ближе к стоку полевого МОП-транзистора верхнего плеча и истоку полевого МОП-транзистора нижнего плеча, чтобы обеспечить минимальное «дрожание» земли.

Сигнальные элементы, подключаемые к микросхеме

Все малосигнальные элементы, подключаемые к микросхеме, были размещены как можно ближе к ней. Развязывающие конденсаторы для $V_{\text{ОПОР}}$ и $V_{\text{СС}}$ также были помещены как можно ближе к микросхеме. Земля сигналов (SGND) была сконфигурирована таким образом, чтобы обеспечить тракт с низким полным входным сопротивлением от точки заземления сигнальных элементов до точки заземления микросхемы.

Соединения SGND и PGND

Правильные подходы к компоновке предполагают наличие специально выделенной шины земли; в этой плате под земляную шину выделена как можно большая часть внутреннего слоя № 2. Межслойные соединения и линии сигналов были размещены согласно выбранной стратегии так, чтобы избежать образования точек с высоким полным сопротивлением, которые могли бы блокировать широкие медные области. Заземление питания (PGND) и SGND оставлены отдельными и соединяющимися друг с другом на шине заземления (внутреннем слое № 2).

Управление затвором

Разработчик должен обеспечить с помощью дифференциальной пары печатных проводников как прямое, так и обратное соединение выхода сигнала управления верхнего уровня затвора с затвором полевого МОП-транзистора верхнего плеча, который представляет собой коммутационный узел. Расстояние между контроллером и этим полевым МОП-транзистором должно быть как можно короче. То же самое касается контактов сигнала

управления нижнего уровня затвора (LG) и земли (GND) при трассировке проводников полевого МОП-транзистора нижнего плеча.

Необходимо также предусмотреть дифференциальную пару печатных проводников от контактов CSM и CS2 к RC-цепи, подключённой к выходной индуктивности. Обратите внимание: в компоновке, приведённой в [1], для того чтобы обеспечить дополнительное подавление шума, ёмкость фильтра разделена на два конденсатора, один из которых расположен рядом с индуктивностью, а другой – ближе к микросхеме. Эти измерительные линии не должны иметь длинных участков, проходящих вблизи коммутационного узла. Если это возможно, их следует экранировать с помощью шины заземления.

Минимизация коммутационного узла

В соответствии с общими правилами, согласно которым площадь коммутационного узла должна быть как можно меньше, но достаточно большой, чтобы пропускать высокие токи, коммутационный узел реализован в нескольких слоях платы. Поскольку маленькая оценочная плата по сути дела «свёрнута» сама на себя, от входа к выходу, коммутационный узел естественным образом оказывается на наружном слое, а микросхема располагается непосредственно под ним. Поэтому очень важно обеспечить

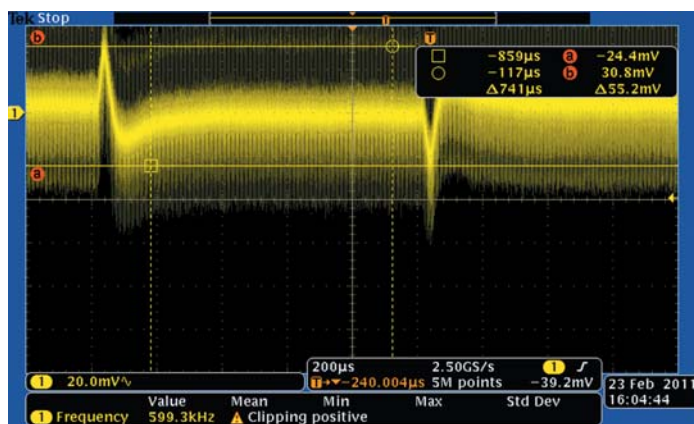


Рисунок 10. Переходная характеристика: 20 мкс при ступенчатом изменении нагрузки на 10 А (недонапряжение/перенапряжение – 27 мВ)

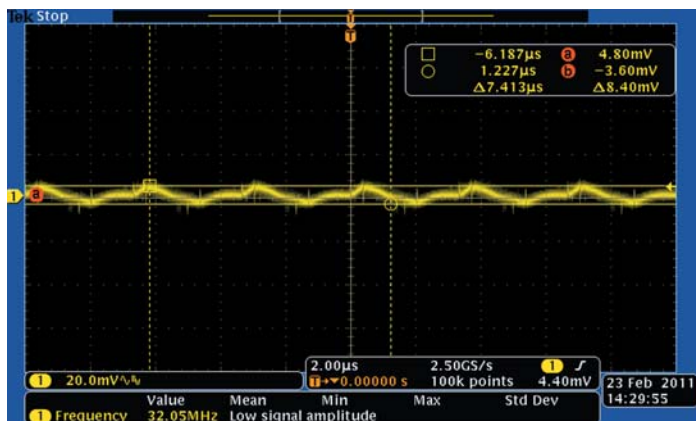


Рисунок 9. Пульсация выходного напряжения: $V_{\text{ВХ}}=12\text{ В}$, $V_{\text{ВЫХ}}=1,2\text{ В}$ при 40 А

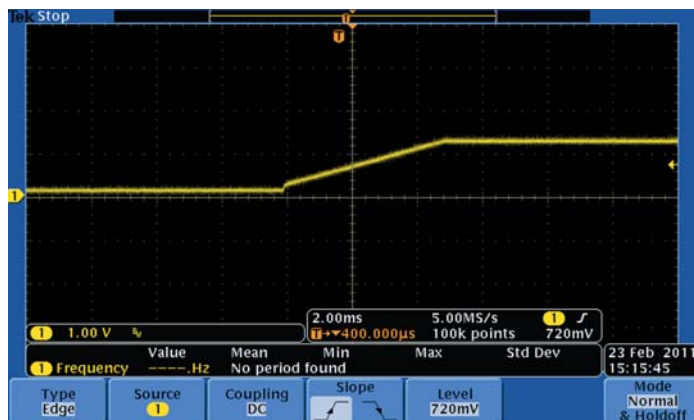


Рисунок 11. $V_{\text{ВЫХ}}$ в момент пуска при выходном напряжении 1,2 В и нагрузке 40 А

достаточное удаление коммутационного узла от измерительных линий, а также от микросхемы. Таким образом, коммутационный узел, согласно описанной стратегии, был расположен так, что оказывался обращённым наружу, к краю платы.

Заключение

Использование многофазных понижающих преобразователей имеет ряд преимуществ, таких как высокий КПД ввиду низких потерь переходного режима, меньшие пульсации напряжения на выходе, лучшие характеристики переходных процессов и менее жёсткие требова-

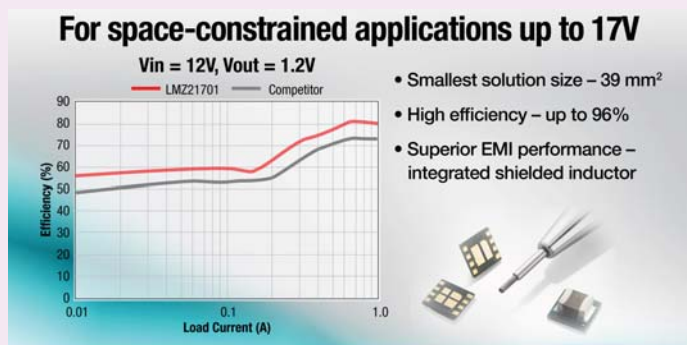
ния по пульсирующему току для входного конденсатора. Примерами многофазных понижающих преобразователей, которые в полной мере обладают всеми описанными здесь преимуществами, являются устройства семейств LM3754, LM5119 и LM25119.

Литература

1. Robert Sheehan (Роберт Шихан) и Michael Null (Майкл Нал), «Оценочная плата LM3753/54», AN-2021, 15 дек. 2009 г. Имеется по адресу: www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?baseLiteratureNumber=snva420&fileType=pdf

НОВОСТИ

Наномодули SIMPLE SWITCHER®. Новый подход к проектированию малогабаритных источников питания



TI представила четыре новых наномодуля питания SIMPLE SWITCHER®, заставляющих пересмотреть подход к проектированию источников питания систем с пространственными ограничениями. Рассчитанные на входные напряжения 17 и 5 В, модули обладают наивысшими эксплуатационными характеристиками, реализованы в самых маленьких в отрасли габаритах и расширяют линейку модулей SIMPLE SWITCHER от TI для использования в промышленных системах с токами от 100 мА до 2 А (серверы, системы промышленной автоматики, испытательное и измерительное оборудование и сетевые камеры охранных видеосистем). 17-В LMZ21700 на ток 0,65 А и LMZ21701 на 1 А, а также 5-В LMZ20501 на 1 А и LMZ20502 на 2 А – обеспечивают уменьшение общего размера решения до 40% по сравнению с решениями на дискретных элементах. В этих модулях высокий КПД сочетается с исключительной плотностью элементов и пониженным уровнем электромагнитных помех, даже при работе на малых уровнях мощности. Все четыре модуля позволяют разработчикам легко добавить новые функции и расширить функциональные возможности своих систем, одновременно сократив их размеры и время вывода на рынок. Демонстрационное видео о том, как создать решение с несколькими выходами и высокой плотностью элементов, можно посмотреть по ссылке: www.ti.com/ww/en/simple_switcher/qfn-

package-modules.html?DCMP=sspl-nanolmz&HQS=tlead-power-dcdc-sva-ppd-sspl-nanolmz-pr-v-en#nano

В 2015 году TI отмечает 25-летний юбилей линейки SIMPLE SWITCHER. Первые регуляторы LM257x и LM258x с широким диапазоном входных напряжений (VIN) компания представила в 1990 году.

Основные характеристики и преимущества:

- Самые миниатюрные в отрасли решения (всего 30 мм²), позволяющие сэкономить до 40 процентов площади печатной платы по сравнению с решениями на дискретных компонентах.
- Небольшое количество внешних компонентов упрощает конструкцию и повышает надёжность системы.
- Модули обеспечивают эффективное управление питанием во всем диапазоне рабочих режимов.
- Низкие пульсации выходного напряжения, не превышающие 10 мВ (полный размах (Vpp)), позволяют использовать модули питания в системах, чувствительных к шумам.
- Низкий уровень создаваемых электромагнитных помех отвечает требованиям стандарта CISPR 22 (класс B), регламентирующего параметры излучаемых и кондуктивных помех.
- Модули позволяют легко реализовать управление работой многошинных систем питания с помощью вывода «Питание в норме».

Линейка простых в использовании устройств SIMPLE SWITCHER устанавливает современный стандарт проектирования источников питания. При поддержке средств разработки систем питания WEBENCH® Power Designer, Power Architect и FPGA Power Architect корпорации TI, удостоенных ряда наград, устройства линейки SIMPLE SWITCHER позволяют оптимизировать источники питания и упростить компоновку печатных плат, чтобы получить компактные и эффективные решения.

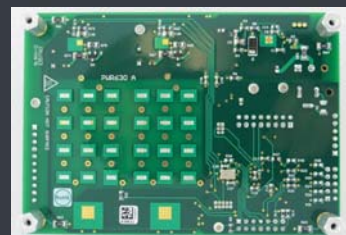
www.ti.com

Вместе в борьбе за лидерство

Система управления матрицей светодиодов высокой яркости для систем автомобильных передних фар

TPS92661-Q1 — компактное интегрированное решение для управления светодиодами высокой яркости в адаптивных передних фарах автомобилей

Первая на рынке система управления матрицей светодиодов от корпорации TI даёт возможность производителям автомобилей создавать адаптивные системы передних фар, которые автоматически управляют направлением и интенсивностью верхних и нижних пучков света без применения двигателей или приводов. Это способствует значительному улучшению освещения дороги, обочины и разделительной линии, благодаря чему повышается безопасность вождения.



Ресурсы для проектирования TPS92661-Q1:

Отладочный модуль TPS92661-Q1 демонстрирует индивидуальное управление яркостью каждого светодиода во внешнем автомобильном освещении с помощью ШИМ.

www.ti.com

Первая на рынке система управления матрицей светодиодов от TI

TPS92661-Q1



1/2015



2/2015



3/2015

Контакты

Центральный офис

Россия, 117587, Москва, Варшавское шоссе, 125
Тел: +7(495)781-4945 / Факс: +7(495)781-4992
E-mail: order@scanti.com / www.scanti.com

Офис в Санкт-Петербурге

197374, Санкт-Петербург
Торфяная дорога, 7
Бизнес-центр «Гулливёр-2», офис 715
Тел: +7(812)441-2524 / факс: 441-2554
E-mail: order@scanti.com / www.scanti.com

Офис в Минске

Беларусь, 220099, Минск, ул. Казинца, 4, к. 514
(здание ГО «Белресурсы»)
Тел: +375(17)398-2162
Тел./факс: +375(17)256-0867
E-mail: order@scanti.com / www.scanti.com

Офис в Киеве

Украина, 02002, Киев, ул. Марины Расковой, 23
офис 1026
Тел./факс: +38(044)206-2277
E-mail: order@scanti.com

3/2015 ВМЕСТЕ В БОРЬБЕ ЗА ЛИДЕРСТВО!